



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

Székely Dávid

BILLENTYŰS HANGSZEREK VALÓS IDEJŰ SZINTÉZISE

KONZULENS

Dr. Sujbert László

BUDAPEST, 2013

Tartalomjegyzék

Összefoglaló	1
Abstract.....	2
1 Bevezetés	3
2 Billentyűs hangszerek akusztikus jellemzői.....	4
2.1 A csembaló.....	4
2.2 A zongora.....	5
2.3 A pianínó.....	7
2.4 Közös jellemzők.....	7
3 Fizikai modell alapú hangszintézis	11
3.1 A Digitális Hullámvezető.....	11
3.2 Billentyűs hangszerek modelljei.....	13
3.2.1 A Csembaló modell.....	14
3.2.2 A zongora és a pianínó modell.....	16
3.3 Kommutált zongora szintézis.....	18
4 Az univerzális zongoramodell	21
4.1 Bevezetés.....	21
4.2 A modell struktúra.....	22
4.3 A modell elemek és paraméterek	23
4.3.1 Bemeneti hangminták.....	24
4.3.2 A veszteségi szűrő.....	24
4.3.3 A diszperzió szűrő.....	33
4.3.4 A ripple filter.....	36
4.3.5 A linearizált kalapácsmechanika.....	38
4.3.6 A pengetés modell.....	42
4.3.7 Egész és törtrész késleltetők.....	43
4.3.8 Több húr csatolása.....	44
4.4 A Matlab rendszerterv.....	46
4.5 A generált hangok	49
4.5.1 Egy húr modell.....	49
4.5.2 Két húr modell.....	54

4.5.3 Más fizikai változók.....	57
5 A DSP Implementáció.....	59
5.1 A TI C6713 DSP fejlesztőrendszer ismertetése.....	59
5.1.1 Hardware.....	59
5.1.2 Software.....	60
5.2 Eltérések Matlabhoz képest.....	61
5.3 A rendszerterv.....	61
5.4 A DSP paraméterek.....	64
5.5 A generált hangok.....	65
6 Konklúzió.....	69
Köszönetnyilvánítás.....	71
Irodalomjegyzék.....	72
Függelék.....	75

HALLGATÓI NYILATKOZAT

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

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

Kelt: Budapest, 2013. 05. 26.

.....
Székely Dávid

Összefoglaló

Ez a diplomaterv billentyűs hangszerek fizikai modell alapú hangszintézisével foglalkozik. A három hangszer, amely feldolgozásra kerül a zongora, pianínó és a csembaló. A köztük lévő hasonlóság lehetőséget biztosít arra, hogy közel azonos fizikai modellel szimuláljuk a hangképzésüket. Az eltérések a paraméterkészletben jelentkeznek, ezek felelősek a hangszer egyéni hangjáért. A három hangszer közötti eltérések közül a legkiemelkedőbb az, hogy a csembaló pengetővel képezi a hangot, a zongora és pianínó pedig kalapáccsal. A diplomaterv elején a hangszerek fizikai jellemzőit gyűjtöttem össze, különös tekintettel a hangképzési mechanizmusra, a húrra, és a húr hangját a levegőbe továbbító elemekre: a rezonánslapra és a hangszer testére. A fizikai modellezési technika amit használni fogok a digitális hullámvezető, ezen belül a kommutált zongora szintézis. A kalapácsmodell az eredeti kommutált zongora szintézisben javasolt linearizált kalapács lesz, a pengetőmodell a pengetés háromszög jellegű elmozdulásgörbéje lesz, több pendítési pontot figyelembe véve. A húrmodell elemei egy késleltetővonal, egy egypólusú veszteségi szűrő, egy ripple (hullámosság) szűrő, egy diszperzió szűrő és egy törtrész késleltető. A hangszer rezonánslapjának impulzusválasza a kommutált szintézisnek megfelelően a gerjesztőjellel van konvolváva és a húrmodell bemenetét képezi. Az egy húros rendszer után két húr csatolását is megvalósítottam. Mindezeket Matlab és kis részben Simulink használatával implementáltam. A valós idejű implementációhoz egy Texas Instruments C6713 DSP Starting Kit-et használtam, amelyben a lebegőpontos processzort, a belső memóriát és az audio kodeket használtam és a hangszintézis mellett egy monofón kottalejátszó rendszert is megvalósítottam, melyben a hangszer lejátszás közben kiválasztható, és a kimeneti hangerő állítható. A Matlabos környezet generálja valódi hangszerhangok alapján a Simulink és a DSP által felhasznált hangmintákat és a modell paramétereiket. A végeredmény sajnos sok finomhangolási kísérlet után se lett meggyőzően hasonló az eredeti hangszerekhez, amelynek oka a modellparaméterekben keresendő. Továbbfejlesztési lehetőség a lecsengési idők pontosabb követése érdekében a veszteségi szűrő és a ripple filter pontosabb, akár húronkénti hangolása, a pengetésmodell finomítása a pengetési pillanat utáni bonyolult súrlódások figyelembe véve és a nemlineáris kalapács modell implementálása.

Abstract

This thesis is about synthesizing the sound of keyboard instruments based on a physical model. The three instruments that will be used are the grand piano, upright piano and the harpsichord. Their similarities allow for a common, unified model to simulate their sound production. Their differences are captured in the set of parameters, these are responsible for the unique sound of the particular instrument. The main difference between the three instruments is that the harpsichord is a plucked string instrument, the grand and upright piano are struck string instruments. In the beginning of the thesis, I collect the important physical properties of the instruments, with special attention to the excitation mechanism, the string, and the parts that radiate the sound out to the air: the soundboard and the enclosure. The applied physical modeling technique will be the digital waveguide, more precisely the commuted piano synthesis model. The hammer model is the linearized hammer model proposed in the commuted piano synthesis method. The pluck model used is a simple triangular displacement curve, taking into account multiple plucking points. The elements of the string model are a single delay line, a one pole loss filter, a ripple filter, a dispersion filter and a fractional delay filter. The impulse response of the soundboard is convolved with the excitation signal, and presents the input to the string model. I have implemented one and two stringed models with a coupling scheme. These were implemented using Matlab and partly Simulink. For the real time implementation, I used a Texas Instruments C6713 DSP Starter Kit. I used the floating point processor, internal ram and the audio codec, and after the sound synthesis, I implemented a monophonic score player system, that allows the user to choose the instrument played while running, and set the output volume. The model parameters and input sound files are generated by Matlab using real recordings for the offline simulation and real time synthesis as well. The final results are unfortunately not convincingly close to the sound of the original instruments, even after a lot of attempts at fine tuning. The reason for this probably lies in the parameters of the model. Further development efforts should target tuning the elements of the string model separately for each note, refining the pluck model to better simulate the friction in the string after the moment of plucking, and implementing the nonlinear hammer model.

1 Bevezetés

Az utóbbi évtizedek fejlődése a műszaki tudományok területein lehetővé tette a kutatók számára a hangszerek működésének egyre pontosabb modellezését. Ezzel párhuzamosan fejlődött a felvevőpiac is: zeneírásra alkalmas szoftvert és hardvert már nemcsak zenészek vásárolnak, hanem hangszerkészítők, kutatók, TV, rádió, színház, különböző multimédia területeken dolgozó mérnökök, művészek és persze hobbisták is, akiknek nem feltétlenül a zene a szakterületük. Létező igény van pontosabb, jobb minőségű hangszerhang szimulációkra, amit a hagyományos hangminta alapú megközelítés több tíz gigabyte-nyi hangfelvételt tartalmazó virtuális hangszerekkel próbál kielégíteni, de pl. fizikailag releváns vezérlő paramétereket nem tesz lehetővé, a hangminták statikussága pedig korlátozó tényező marad a virtuális hangszer kifejezőképességét tekintve. Ezekre megoldást jelenthet a fizikai modell alapú hangszintézis. Ezzel szemben két fő kritikát szoktak támasztani: a magas számításigény és a szintetikus, mesterséges jellegű hangzás, azonban manapság ez a két kifogás egyre kevésbé állja meg a helyét. A számítási teljesítmény folyamatosan növekedik, és a hangszintézis elméletében elért haladás miatt már nagyon pontos hangszermodellek vannak, amelyek a megfelelő beállításokkal elfogadható hangot adnak.

Ezen diplomaterv témája a fizikai modell alapú hangszintézis alkalmazása billentyűs hangszerek hangjának valós idejű generálására. Konzulensi javaslat volt egy olyan, univerzális zongoramodell megalkotása, amely a csembaló, zongora és pianínó hangképzésére épül és ezeket egyesíti. A közös modellbe integrálást lehetővé teszi a három hangszer hasonlósága, bizonyos elemek részleges elhanyagolásával vagy közelítésével. A diplomaterv felépítése a következő: röviden bemutatásra kerül a három hangszer akusztikai szempontból, majd a modellezési lehetőségeket hasonlítom össze kvalitatív és kvantitatív szempontok szerint. Az egyesített modell jellemzői után szimulációs eredmények és a valós idejű implementáció leírása következik egy Texas Instruments C6713 floating point DSP alapú fejlesztőpanel felhasználásával.

2 Billentyűs hangszerek akusztikus jellemzői

Ebben a fejezetben röviden összefoglalásra kerül három hangszer fő akusztikus jellemzői. Részletes analízis a referált irodalomban található. A bonyolult fizikai rendszerek modellezésénél mindig fontos tényező az, hogy mely tulajdonságokat emeljük ki és melyeket hanyagoljuk el. A mi esetünkben az elhanyagolás alapját az emberi hallás által szabott korlátok képezik. Azokat a jellemzőket, amelyeket alig vagy nem hallunk, esetünkben nem vesszük be a modellbe mivel elsősorban nem a tudományos kutatás a cél, hanem a valós idejű implementáció.

2.1 A csembaló

A csembaló a zongora őse. Húros, billentyűs hangszer, melynek a történelme legalább 1440-ig nyúlik vissza. A pengetős hangszerek csoportjába tartozik. A csembalónak általában egy vagy két billentyűsora (manuálja) van. Egy hangmagassághoz kettő vagy négy húr tartozik. A húrokat általában ugyanarra a hangra vagy az egyiket egy oktávval feljebb hangolják, így színesíthető a hangzás. A billentyűzet terjedelme tipikusan 4-5 oktáv, amely a XVIII században általánosan elfogadottá vált. A húr két helyen rögzítettek, viszont a hátsó, hídnak nevezett rögzítőpont mögötti húrszakasz szintén vibrál a billentyűleütés után, amely visszhangos jelleget kölcsönöz a hangnak. A híd feladata a húrrezgést átadni a rezonáns lapnak nevezett falapnak, amely kisugározza a hangot a levegőbe. A húrokat az úgynevezett plektrum (tüske, pengető) pengeti meg, a pengetés után a plektrumok felfüggesztése elhajlik, más szögben tér vissza, így nem pengeti újra a húrt. A billentyű elengedése egy puha anyagú tompító elemet enged a húrra, amely így nem rezeg tovább. Az egyes húr dinamikája és a leütés utáni hangzása a játékos által nagyon kis mértékben befolyásolható, ezáltal viszonylag korlátozott variációs lehetőségei vannak (főleg a zongorához képest). A hangszer felépítéséről és a különböző típusokról részletesen ír [1].

2.2 A zongora

A zongora az egyik leggyakrabban használt hangszer a nyugati zenében. Hasonlóan mint a csembaló, bonyolult fizikai rendszert alkot, aminek teljes, parciális differenciál egyenletrendszer alapú modellezése elméletileg lehetséges, de nagyon komoly munkát és erőforrásokat igényelne, ráadásul igazából nincs rá szükség, mert köszönhetően a sok kutatásnak, közelítő modellekkel is jó minőségű hangszintézis valósítható meg. Annak ellenére, hogy régóta használt és viszonylag szélesebb körben ismert hangszer, még mindig vannak megválaszolatlan kérdések a hangszer fizikájával kapcsolatban. Bár látszólag ezek korlátozhatják a modellezést, valójában részletkérdésekről van szó és a modellek többsége egy adott bonyolultsági fok felett már meggyőző zongorahangokat produkálnak.

A zongora billentyűsorának terjedelme több mint 7 oktáv (88 billentyű), és hangerőben széles dinamikatartománnyal bír. Erről készült egy kutatás [15], amely megállapítja, hogy a dinamikatartomány az adott hangmagasságtól függ, és a legnagyobb a kétvonalas (C6...H6) oktáv környékén. A dinamikatartomány közelítésképpen felírható a lehangosabb és a leghalkabb billentés által létrehozott hangnyomás csúcsának arányával. A kutatásban a csúcs amplitúdó a felvételben lévő legmagasabb abszolút amplitúdó értéke volt. Ezzel az értékkel az arány C6-ra $20 \cdot \log_{10}(28000/1000) = 28$ dB. Ennek például a célja, hogy az implementációnál tudjuk, meddig van fizikailag értelme emelni a kimeneti hangerőt - persze a fizikai modellezés egyik előnye az is, hogy olyat is megvalósíthatunk, ami a valóságban nem vagy nehezen lehetséges.

A zongora a nyugati zenében szóló és kísérő hangszerként is elterjedt, ezt is többek között a széles dinamikatartománynak köszönheti. A zongora popularitásának egyik meghatározó oka lehet a hangképzés egyszerűsége, hiszen csak három vezérlő paramétere van: a billentyű száma (meghatározza a hangmagasságot), a billentés sebessége (meghatározza a hangerőt) és a pedál(ok) állapota. A tudósok és a zongoristák között vita tárgya, hogy vajon tényleg csupán a billentés sebessége befolyásolja-e a hangszínt. A tudósok egy része szerint igen, a zongoristák szerint nem, ugyanis létezik egy ún. érintés is, ami főleg a legato és staccato stílus közötti különbségben figyelhető meg a legjobban. Szerintem fizikailag alátámasztható ez az állítás, mivel legato (összekötött hangok) esetén a húrok közötti csatolás erősebb, mint staccato (megszakított hangok) esetén, hiszen egy rövid ideig együtt vannak leütve. Egy

tudományos eredmény a témába vág: [4]-ben olvasható, hogy a kalapácsmechanika működése eltérő különböző játéktípusok esetén, tehát legalább ennyi különbség biztosan létezik.

A világ első zongoráját 1709-ben készítette el Bartolomeo Christofori, ő a csembalót próbálta továbbfejleszteni úgy, hogy a pengetőket kalapácsokra cserélte. A további évszázadokban a fejlődés két irányban folyt: a szárnyzongora és a pianínó irányában. A XIX. század végén a zongora ma használatos alakja már készen állt, azóta alig volt szükség fejlesztésre (John-Paul Williams, A zongora, 2003). A zongora öt fő részből áll: a billentyűzet, a kalapácsmechanika, a húrok, a rezonánslap és az öntöttvas keret. A kalapácsmechanika egy nagyon bonyolult finommechanikai szerkezet, amely a zongora hangjának a karakteréért leginkább felelős. A kulcsfontosságú rész a kalapács és a húr kölcsönhatása. Ennek teljes elemzése kívül esik a diplomamunka keretein, bár később még röviden szó lesz róla. A szakirodalomban található részletes elemzés: [4], [7]. A kalapács általában fából készül és két réteg pamut filc veszi körbe. Az anyagok fizikai jellemzői erősen kihatnak a hangszínre. A zenész a billentéssel visz energiát a rendszerbe, amelyet a kalapács ad tovább a húroknak. A kalapács kinetikus energiája vibrációs energiává alakul, amely a húr normál módusaiban (a sajátfrekvenciákon) tárolódik. Hasonlóképpen a csembalóhoz, a húrok két ponton rögzítettek, ezek közül a játékostól távolabb esőt hívjuk hídnak, ez csatlakozik a rezonánslaphoz, a közelebb lévő rögzítőponton lehet hangolni őket a húr feszítésének állításával. A rezonánslap feladata impedanciaillesztést végezni a húr és a levegő között, ezáltal a hangsugárzás határfoka megnövekszik. Az öntöttvas keret feladata összetartani a hangszeret azáltal, hogy ellenáll a húrokban levő nagyon magas mechanikai feszültségnek. Fontos tényező az, hogy a billentésről a visszajelzés a játékos fele hasonló legyen az egész billentyűsoron, de ez módosítások nélkül nem megoldható, főleg a hosszú, nehéz húrokat igénylő basszus tartományban, ahol a húr hossza elérheti a 2 métert is. A magas hangok húrjai vékonyak és rövidek. Részben emiatt a legalsó 20 billentyűhöz tartozó húrt egy vagy két réteg sodronnyal burkolják, ezáltal hajlékonyabbá válnak, mintha egy összefüggő húr lenne ugyanazzal az átmérővel. Ennek a módosításnak a célja az inharmonicitás csökkentése is, mivel minél merevebb a húr, annál inkább rúd szerűen viselkedik, ami eltolja a felharmonikusok egész szám alapú összefüggését.

2.3 A pianínó

Vajon van-e hallható különbség a zongora és a pianínó között? Az Acoustical Society of America 2008-ban közzétett egy tanulmányt [8], amely wavelet analízissel próbált választ adni a kérdésre. Az eredmény egyértelmű igen. Természetesen nem kell messze mennünk vagy drága mérőeszközöket vennünk, elég ha mi magunk meghallgatjuk a két hangszert, és bár nem számottevően, de hallható lesz a különbség. Ennek az oka a strukturális eltérésekben keresendő.

A zongorához hasonlóan a pianínó is több méretben készül. A legnagyobbak kb. 150 cm magasak, az átlag kb. egy méter. A nagyobb pianínókban a kalapácsmechanika a billentyűsor felett helyezkedik el, míg a kisebbekben részben vagy teljesen alatta. A zongorához képest a kalapácsok és a tompító vízszintesen mozog, mivel a húrok és a kalapácsmechanika függőlegesen van elhelyezve. Az ismétlő emelőkar, amely a gyors billentésismétlést segíti a zongorában, a pianínóból hiányzik és ez nagyban befolyásolja a hangot., mivel a billentyűknek teljesen vissza kell érnük a nyugalmi állapotba az új billentés előtt. Ez az egyik ok, amiért a tapasztalt zongoristák előnyben részesítik a zongorát a pianínóhoz képest. A pianínó rezonánslapja téglalap alakú, de az effektív rezgő terület trapéz alakú. Két híd található, amelyek átlósan fekszenek a rezonánslapon. Maga a hangsugárzás a két hangszerből eltérően történik, mivel általában a pianínó fal mellett áll, és ez befolyásolja a hangterjedést, de emellett a rezonánslapok közötti eltérés is jelentős, mert a módussűrűség más. A zongora rezonánslapja kiegyensúlyozottabb módussűrűségű, ezáltal a mély és magas hangok között jobb az egyensúly. A pianínó tompítói is kevésbé hatékonyabbak mint a zongoráé, mivel nincsenek közel a kalapácsokhoz, tehát a húrgerjesztés pozíciójához. Ennek az a hatása, hogy egyes frekvenciákon kevésbé hatékony a hang tompítása. Ezen eredmények részletes leírása és további információ a pianínóról és az eltérésekről [9]-ben olvasható.

2.4 Közös jellemzők

A csembaló, zongora és pianínó hangjairól elmondható, hogy van három olyan jellemzőjük amely közös, és amely a felépítésükből fakad; az inharmonicitás, a lüktetés (beating) és a bonyolult lecsengés burkológörbéje, amely két fő részből áll (two stage decay).

A húrok inharmonicitását a merevségük okozza. A magasabb felhangok terjedési sebessége nagyobb, ezáltal a frekvenciájuk felfelé tolódik az ideális húrhoz képest. Az inharmonicitás jellemezhető egy B együtthatóval, amely megadja a valós felhang frekvenciákat az ideális függvényében. Az erős inharmonicitás alapvetően nemkívánt jelenség a húr alapú hangszereknél, viszont teljesen nem szüntethető meg, mivel az alacsony alapharmonikust tartalmazó hangoknál a felhangok bőven a hallható sávban vannak, és a hatásuk jól érzékelhető. Bár a magas hangú húrok diszperziója nagyobb, kevesebb felhangjuk hallható. Ez az a hatás, ami miatt a basszus tartománybeli húrokat sodronnyal vonják be, csökkentve a merevségüket. Mivel ezeknek a húroknak a felharmonikusai felfelé csúsznak frekvenciában, szokásos őket egy kicsit lefelé hangolni, míg a magas hangú húrokat egy kicsit felfelé hangolják a temperált skálához képest.

A lüktetés olyan fizikai jelenség, ami két, frekvenciában nagyon hasonló jel összegében jelentkezik. Az eredményül kapott jelben megfigyelhetőek a két kiindulási frekvencia összege és különbsége. Mivel a két frekvencia egymáshoz nagyon közel van, ezért különbségük alacsony frekvenciás amplitúdó moduláló komponenst eredményez. Ezt a hatást az váltja ki, hogy a zongorán és a többi hangszeren is egy hanghoz a legtöbbször több húr tartozik, amelyek a legjobb törekvés ellenére sincsenek teljesen összhangra hangolva, valami minimális különbség mindig marad közöttük. A helyzetet tovább bonyolítja, hogy valójában a hangszer összes húrja csatolásban van egymással a hídon keresztül.

A hangokat felépítő felharmonikusok lecsengése jellemző az adott hangszerre. A csembaló és főleg a zongora esetén a lecsengési burkológörbék nagyon bonyolultak. A hang amplitúdója egy gyors, zajos tranziens után rövid ideig gyorsan csökken, majd lassan és egyenletesen lecseng, ráadásul ez a jelleg függ attól, hogy melyik felharmonikusról van szó. Egyes felharmonikusok több tíz másodpercig, mások csak pár másodpercig hallhatóak. A spektrum erősen leütésfüggő, ráadásul más mindegyik hangmagasságra. A lecsengési idők túlnyomórészt a rezonánslap és a húr közötti kapcsolattól függenek, amelyet az határoz meg, hogy milyen könnyen vagy nehezen tud az energia áramlani közöttük. Általában elmondható, hogy a hang lecsengése először gyors, majd egy szinttől kezdve sokkal lassabban cseng le. Weinreich 1977-ben megmutatta [10], hogy a lassú lecsengés a különböző húrok félrehangolásától függ, ezenkívül a kalapács eltérő ütése is befolyásolja.

Mindhárom hangszeren megtalálhatóak a pedálok. Ezek használatával sok variáció adható a hanghoz. A modern zongorákon kettő vagy három pedál van. A jobboldali a sustain (fenntartó) pedál, amely az összes tompítót felemeli, ezáltal a megütött húrok szabadon rezeghetnek. A bal pedál az una corda, amely olaszul „egy húr”-t jelent. Ez lenyomásra a zongorában a billentyűzetet jobbra tolja, így a kalapács csak egy húrt tud megütni, ezáltal sokkal puhább, gyengébb hangot képez. A pianínóban az una corda pedál a kalapácsmechanikát közelebb emeli a húrokhoz. A harmadik pedál, amely középen található, hangszerenként változó funkciójú. Egyes hangszerekben ez olyan sustain pedál, amely csak a mély billentyűkre hat. Gyakran ez az ún. „sostenuto” pedál, aminek a hatása az, hogy csak azokat a hangjegyeket tartja fenn, amelyek a pedál lenyomása előtt kerültek leütésre. Egyes pianínókban a középső pedál a gyakorlást segíti azáltal, hogy egy filc darabot enged a kalapács és a húrok közé.

A könnyebb összehasonlítás végett az alábbi táblázatban látható a három hangszer jellemzői táblázatos alakban összefoglalva.

2-1. táblázat - A három hangszer fontosabb jellemzői

	<i>Csemláló</i>	<i>Zongora</i>	<i>Pianínó</i>
Hangképzés	Pengető, tompító	Kalapács, tompító: hatékony elhelyezés	Kalapács, tompító: nem hatékony elhelyezés
A húrok pozíciója	Vízszintes	Vízszintes	Függőleges
Húrok	Hossz: kb 1 m – 5 cm, 1 vagy 2 húr	Hossz: 2 m – 5 cm, 3 húr egyszerre	Hossz: 1.5 m – 2 cm, 3 húr egyszerre
Hangsugárzó rezonánslap	Kb. 4 mm falemez	8-10 mm falemez, amely hatékonyan sugároz	8-10 mm téglalap alakú falemez, kevésbé hatékony sugárzás
Terjedelem	4-5 oktáv	7-8 oktáv	7-8 oktáv
Sajátosság	ua. mint zongora + visszhang és sajátos tompítóhang	Inharmonicitás, lüktetés, két szintű lecsengés	Inharmonicitás, lüktetés, két szintű lecsengés

A hangszerek fizikai ismertetése után áttérek a modellezési lehetőségekre. Az előbb felsorolt jellemzők közül ma már szinte mindegyiknek létezik különböző

pontoságú digitális modellje. A kereskedelmi forgalomban kapható modell alapú virtuális zongorákban a legtöbbször minden fizikai jellemzőt és sajátosságot implementálnak, bár a hangsúlyban eltérések vannak termékek és cégek között. Nekem az a célom, hogy úgy egyszerűsítsem a modellt, hogy könnyen implementálható legyen, de még jól szóljon. Mint ahogy az jellemző az ellentmondásos követelményekre, ezt is csak kompromisszumokkal lehet kielégíteni, viszont a megoldása egyszerre mérnöki és művészi feladat – fizikai paraméterek és jellemzők paraméterterén keresünk szubjektíven értékelt jósági függvény szerint.

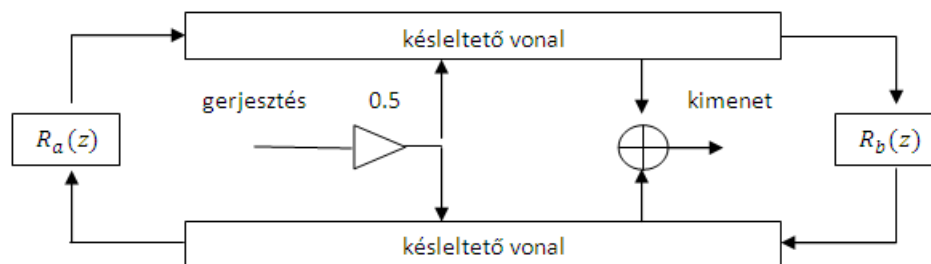
3 Fizikai modell alapú hangszintézis

Ennek a fejezetnek célja a diplomaterv megvalósításához kiválasztott modellezési módszer, a digitális hullámvezető ismertetése. Tény, hogy ez viszonylag régi, melynél jobb, pontosabb módszerek léteznek, viszont kiforrott és jól ismert, bőséges szakirodalommal, ezenkívül könnyen implementálható. A hátrány viszont a kevésbé valóságos hangzás.

3.1 A Digitális Hullámvezető

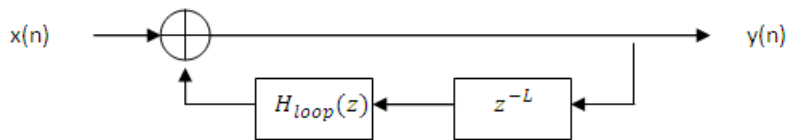
A hangszerek és általában a fizikai rendszerek modellezésére számos módszer létezik, ezek viszonylag részletes bemutatása olvasható [5]-ben. Mivel én a digitális hullámvezetővel fogok foglalkozni, ezért csak ezt ismertetem. Ez egy gyakran használt egyszerűsített módszer húros hangszerek modellezésére. Magát a kifejezést Julius Orion Smith javasolta [6], mivel ez hasonló mint a mikrohullámú technológiában használt hullámvezetők. Valójában az alapelv inkább a távvezeték modelljéhez áll közel. Ezt az alapelvet a legjobban a rezgő húron terjedő 1 dimenziós hullámok elemzésével közelíthetjük meg. A diszkrét idejű modell alapja az ideális húr mozgásegyenlete: $Ky'' = \varepsilon\ddot{y}$, ahol K a húrfeszültség és ε az egységre eső tömeg, y a függőleges kitérés, a vessző térbeli, a pont időbeli differenciálást jelent. Az egyenlet valójában Newton második törvénye átfogalmazva (ahogy az gyakori a fizikában). Transzverzális vibrációknál, a visszatérítő erő a húrfeszültség (erő a húr mentén) szorozva a húr görbületével, ezzel tart egyensúlyt a húr tehetetlensége, amely a tömegsűrűség szorozva a transzverzális gyorsulással. Megmutatható, hogy tetszőleges hullámforma, amely jobbra vagy balra tart a húron $c = \sqrt{K/\varepsilon}$ sebességgel megoldása az egyenletnek. Ezáltal jobbra és balra haladó komponenseket kaptunk, amelyek az idő és tér koordinátától is függenek. A megoldások általános osztálya kifejezhető: $y(x, t) = y_{jobb}(x - ct) + y_{bal}(x + ct)$. A Nyquist kritériumot a térben és időben megtartva mintavételezzük ezeket a hullámokat, így megkapjuk a diszkrét idejű megoldást, amely egységnyi T ($X=Tc$) mintavételi idő esetén: $y(t_n, x_k) = y^+(n - k) + y^-(n + k)$, ahol n az idő, k a térbeli index. A következő lépés folytatni a modellezést, és figyelembe venni a különböző veszteségeket. A megfelelő időbeli, térbeli és kevert deriváltak hozzáadásával megadhatjuk a húr csillapítását és a diszperziót. Például a negyedik

térbeli derivált vezet be a diszperzív (frekvenciafüggő sebesség) viselkedést. Ezeket a folyamatokat a digitális modellünkben szűrőkkel szimuláljuk, amelyeket a jelfolyam útjába állítunk. A minimálfázisú szűrők felelnek a frekvenciafüggő csillapításért (minimális diszperzióval együtt), a mindentáteresztő szűrők pedig a diszperzióért (frekvenciafüggő fázistolás). A digitális hullámvezetővel szemben támasztott egyetlen elvárás, hogy a kiindulási feltételek és az összes gerjesztés megfeleljen a Nyquist kritériumnak, tehát sávkorlátozottak legyenek. A mintavételezett pontok közötti értékek interpolációval meghatározhatók, ha szükség van rájuk. A számítási hatékonyságot jelentősen növeli, ha az elosztott késleltetőket és szűrőket összevonjuk. Ezekhez segítséget nyújt az, ha modellezzük a húr lezárásokat. Egy sebességhullám, ami ideálisan merev lezáráshoz érkezik, invertálva visszaverődik, tehát a reflexió egy -1 konstanssal való szorzással reprezentálható. A valóságos lezárások frekvenciafüggő csillapításokat és diszperziót vezetnek be, ezeket digitális szűrőkkel modellezzük a lezárások helyén. Így megalkottuk a húr teljes digitális hullámvezető modelljét. A bemeneti gerjesztés és a kimenethez való hozzáférés elvileg tetszőleges helyről megoldható. A modell a 3-1 ábraán látható.



3-1 ábra - A digitális hullámvezető modellje

Ezt a struktúrát még tovább lehet egyszerűsíteni, amennyiben számunkra csak a bemenet-kimenet közötti átviteli függvény az érdekes. A kettős késleltető vonal struktúra összevonható, ha képzeletben a gerjesztési pontban egymásba hatjuk őket, így egy késleltető vonalat lehet használni. Viszont ez már eltávolodott a tiszta digitális hullámvezető modelltől, és már alapvetően egy forrás-szűrő modell: ennek a változói már nem feleltethetőek meg a kiindulási fizikai változóknak. Ennek ellenére szokás ezt is digitális hullámvezetőnek hívni. A felépítés a 3-2 ábraán látható.. További probléma, hogy az egy késleltető vonalas struktúrában nem vagy nehezen szimulálható az idővariáns és nemlineáris viselkedés, viszont ezek a diplomamunka keretein kívül vannak. A levezetés [12]-ben olvasható.

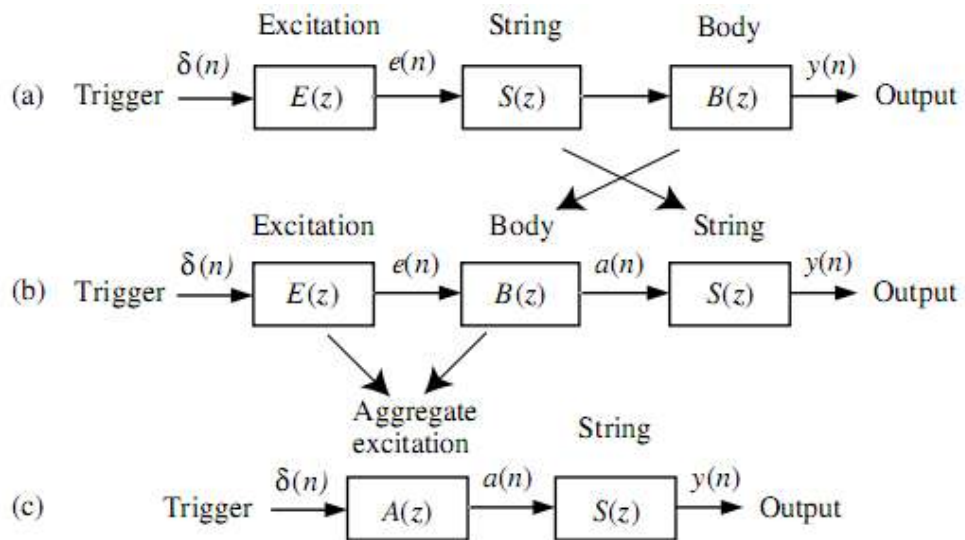


3-2 ábra - Single Delay line (egy késleltetővonal) struktúra

A z^{-L} a késleltetővonal hossza (kiegészíthető törtrész késleltetővel a pontos hangolás érdekében), a $H_{loop}(z)$ pedig egy digitális szűrő, amely a veszteségeket valószínűsíti meg. A be és kimeneti változók fizikai értelme nem csak kitérés lehet, a hullámvezető linearitása miatt, pl. gyorsulás, sebesség, erő stb. Az erő és a sebesség hányadosa adja meg a mechanikai impedanciát, ami analóg a villamos impedanciával. A bemeneti és kimeneti változó lehet más fizikai mennyiség, ekkor gondoskodni kell a megfelelő átalakításról (pl integrátorokkal). Általában a bemeneti gerjesztés hely dimenziójú, míg a kimenet erő dimenziójú, tehát egy integrátorra van szükség ($F=V \cdot Z$). Gyakori a sebesség kimenet is.

3.2 Billentyűs hangszerek modelljei

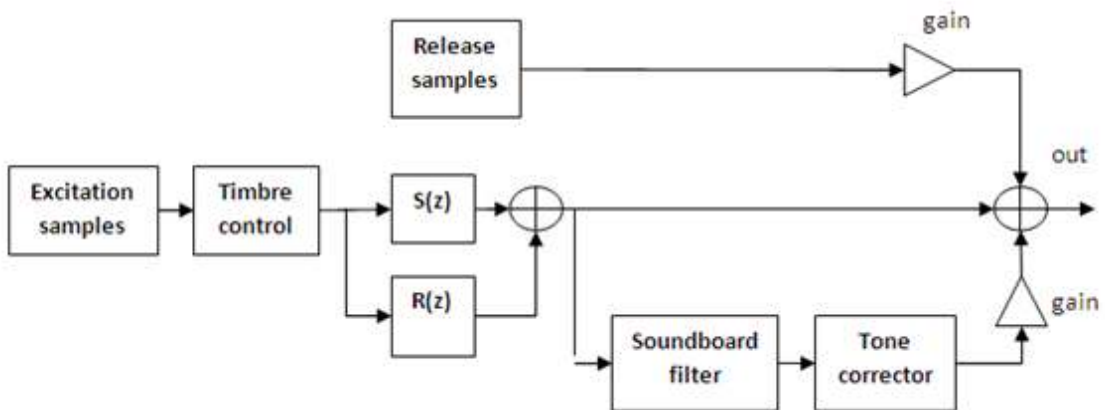
Ebben a fejezetben röviden áttekintem a már létező hangszermodelleket, és röviden elemzem azokat. Mivel a fizikai modellezés a hangszer struktúráját szimulálja, ezért a modellünk is ugyanazokból a részekből áll, mint egy igazi hangszer. Az általános modell struktúra a következő: valamilyen módon modellezzük a gerjesztőmechanizmust, ez a bemenete a húrmodellnek, melynek jelét még fel kell dolgoznunk a hangszer testének és/vagy rezonánslapjának a hatását figyelembe véve. Bizonyos feltételek mellett ez a teljes rendszer lineáris és időinvariánsnak tekinthető, ami lehetővé teszi, hogy a kaszkád kapcsolás sorrendjét megváltoztassuk, és az elemeket összevonjuk. Ez a további egyszerűsítés jelentős memória és processzor erőforrás megtakarítást tesz lehetővé, ezért régebben (1995) ez a módszer nagyon sikeres volt: ez a commuted waveguide synthesis, amelyet még részletesen ismertetni fogok. A módszerből előzetest ad a 3-3 ábra, amely a kommutálás koncepcióját illusztrálja. A forrása Vesa Välimäki: Development and calibration of a guitar synthesizer.



3-3 ábra - Hangszerek általános fizikai modellje a. Az elemek logikai sorrendje b. A test és a húr átviteli függvények kommutálása c. A gerjesztési mechanizmus és a test átviteli függvényének összevonása

3.2.1 A Csemlaló modell

A [3]-ban ismertett modell volt az első kifejezetten csemlaló hangszintézisre tervezett modell, amelyet ráadásul jó eredménnyel implementáltak is. Ezt a modellt H. Penttinen továbbfejlesztette [14]. A kutatásai során kiderült, hogy a csemlaló dinamika tartománya - bár nem olyan széles mint a zongoráé - csekély mértékben de befolyásolható a játékos által, és a különbség hallható, amit hallgatási tesztekkel erősített meg. Jelen diplomatermben én ez a hatást elhanyagolom. A modellt a 3-4 ábraán látható.



3-4 ábra - A Csemlaló digitális modellje

A modell elemei:

Excitation samples: előfeldolgozott gerjesztőminták. Ebben a tanulmányban egy hibrid megközelítést alkalmaztak. A csembaló pengetési mechanizmusát egy kombinált hangminta és fizikai modell alapú eljárással modellezik. A felvett hangszer mintákból az első 20,000 mintát megtartották, majd feldolgozás (kioltották a felharmonikusokat, hogy csak a pengetés zöreje és egy kis természetes attack hang maradjon meg) után eltárolták memóriában. A húr visszhangot és a lebegést (beating) pedig másodfokú rezonátorokkal implementálják

Release samples: A csembaló hangtompítói karakterisztikus puffanással állítják meg a húr rezgését. Ezt a hatást felvett hangmintákkal hozták létre, amit a billentyű elengedése (note off) triggerelt.

Timbre control: hangszínszabályozó, egypólusú szűrő.

S(z): húrmodell, amely gyakorlatilag egy digitális hullámvezető. Az $S(z)$ egy késleltető vonalból, törtszám késleltető szűrőből (ez a kettő együtt adja meg az alapharmonikus frekvenciáját), egy nagyfokú mindentáteresztő szűrőből (ez adja a diszperziót és ezáltal az inharmonicitást) és egy elsőfokú veszteségi szűrőből áll. A törtszám késleltetés egy alacsony páratlan fokszámú mindentáteresztő szűrővel megvalósítható.

R(z): másodfokú szűrő (rezonátor), amely a magas jóságú, lassan lecsengő módusokat valósítja meg.

Soundboard filter: ez esetünkben egy ún. Feedback Delay Network, amely jól alkalmas visszhang effekt megvalósítására. A rezonáns lap impulzusválaszának hosszú, lecsengő részét valósítja meg. Mivel ezek nagy jóságú módusok, lassan csengenek le, és nagyobb memória igényűek, így van értelme őket fizikailag szimulálni.

Tone corrector: hangszínszabályozó.

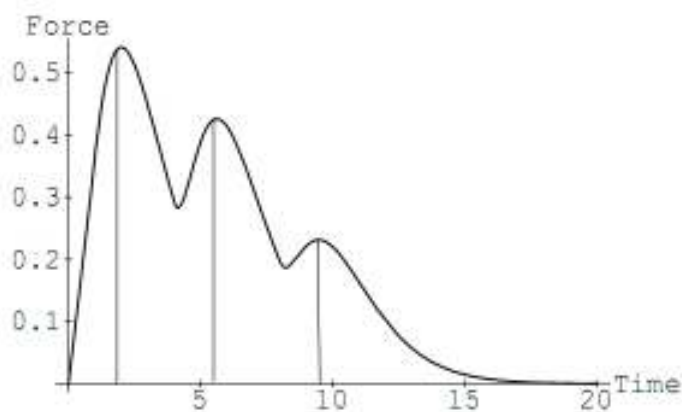
A gerjesztő minták feldolgozásáról és a modell paramétereinek kalibrálásáról részletes útmutató olvasható [2]-ben.

A pengetőmechanizmus és a hangszer test összevonása tehát nem zsákutca, amint az a tanulmányból kiderül. Ez jó hír, ugyanis ez a módszer gyakorlatilag megegyezik a commuted piano synthesis által javasolt megoldással, így a csembaló fizikai modellje elvileg megvalósítható egy zongoramoddellel, ha a paraméterek megfelelően vannak

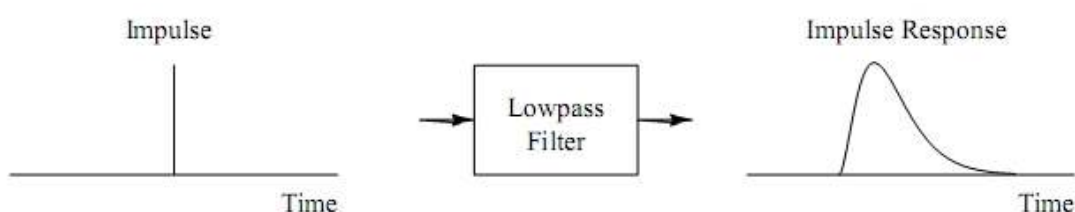
beállítva. Manapság a memória és számítás igények már nem jelentenek olyan szigorú korlátokat, mint 1995-ben (érdeemes megjegyezni, hogy csupán öt év múlva megjelentek az Analog Devices Blackfin processzorai, amelyek még ma is nagy teljesítményűnek számítanak audio jelfeldolgozás területen).

3.2.2 A zongora és a pianínó modell

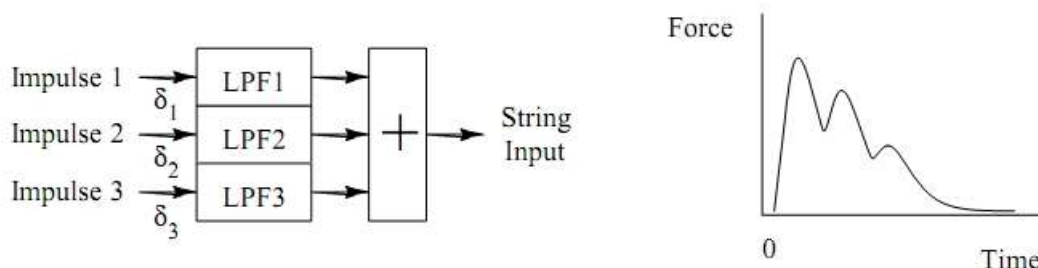
A két hangszer együtt tárgyalom, mivel nagyon hasonlóak. A pianínó hangjához egy újabb paraméterkészletre lesz majd szükség. A zongora modellezésénél a kulcsfontosságú tényező a kalapács linearizálása [13], [3]. A kalapácsot borító filc viselkedése hiszterézises (összenyomódáskor más erőt fejt ki, mint kiengedéskor). A rendszert modellezhetjük egy koncentrált tömeggel, amely egy nemlineáris rugóhoz van kapcsolva. A kalapács erő függését a filc összenyomódásától Chaigne és Askenfelt 1994-ben megmérte, és erre görbét illesztettek, amely az összenyomódástól hatványos függést mutatott, de a hiszterézist ez a modell se foglalta magában. Ezt végül Stulov (1995) oldotta meg, aki a hiszterézist mint az anyag „memóriáját” modellezte. Ez a megoldás viszont több problémát felvetett: a belőle diszkrétizált modellek instabilak és nemlineárisak voltak. Ezeket a problémákat végül először Smith és Van Duyne [11] oldották meg: amit észre kell venni az az, hogy a kalapács és a húr kapcsolata pár diszkrét eseményből áll az ütés pillanatában. A kalapácsütések erő karakterisztikája jól közelíthető egy vagy több, időben eltolt diszkrét Dirac-delta impulzussal, amelyeket egyszerű aluláteresztő szűrőn engedünk át, majd összegezzük. Gyakorlatilag aluláteresztő szűrők impulzusválaszaival modellezzük az erő görbét. A szűrők paraméterei az ütközés sebességétől függenek, tehát a billentés erejétől függően újra kell őket számolni. Ezenkívül a kalapács újrabilentése nem szimulálható megfelelően ezzel a módszerrel. A 3-5 ábra mutatja a kalapács-húr ütközés erő-idő függvényét, a 3-6 ábra és a 3-7 ábra a jelalak közelítéshez használt koncepciót.



3-5 ábra - A kalapács által kifejtett ütőerő az idő függvényében



3-6 ábra - Elsőfokú aluláteresztő szűrő impulzusválasza

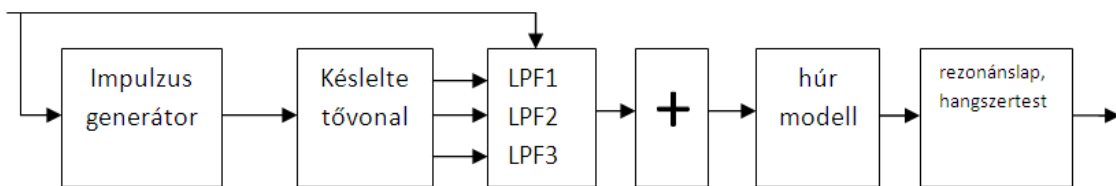


3-7 ábra - A kalapács erő közelítése

Az impulzusszerű interakciók száma attól függ, mely húrt üti meg a kalapács. Tehát ha adott a billentyű száma és a billentés sebessége, a kalapács erőgörbéjének csúcsai meghatározhatóak, ha feltételezzük, hogy a húr kezdetben nyugalmi állapotban volt. Amennyiben a húr már rezeg, egy kisebb bizonytalansággal kéne számolni, mivel a húr teljes múltja is meghatározza a kölcsönhatást. Azonban ez egy másodlagos hatás. A modellben megőrizzük az előző kalapácsütésből származó vibrációkat és vesszük a szuperpozícióját az új erőgörbével. A bizonytalanság modellezhető lenne véletlenszerű perturbációkkal, amely a húrrezgés amplitúdójának függvénye [11].

Az erőgörbénél nem csak erő egységben szabad gondolkodnunk. Például ha osztjuk a hullámimpedanciával, megkapjuk a sebesség(jel)et. Akár más fizikai

változókat is használhatunk. Az aluláteresztő bemenete egységimpulzus, viszont a szűrő működésével szemben elvárás, hogy ha az egységimpulzus amplitúdója nő, akkor a kimeneti pulzus amplitúdónövekedése mellett a szélessége csökkenjen - tehát nemlineáris a specifikáció. Az egységimpulzus amplitúdója azonban a billentés sebességétől függ így ha az fix, a szűrő lineáris. Az elméleti erőgörbét jól közelíthetjük, ha az egyes csúcsokhoz tartozó szűrő impulzusválaszokat összegezzük, majd a húrmodellt már gerjeszthetjük ezzel a jellel. A teljes zongora modell látható a 3-8. ábraán.



3-8. ábra - A zongora modell elemei, fizikailag helyes sorrendben

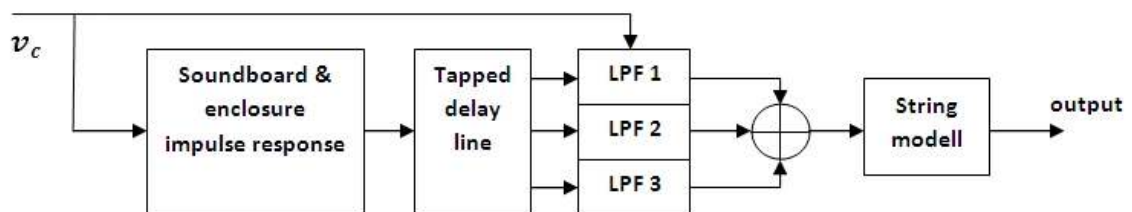
3.3 Kommutált zongora szintézis

A zongoramodellünk adott feltételek mellett lineáris, időinvariáns rendszert alkot. A kalapácsmechanika csak adott billentési sebesség mellett tekinthető ennek, viszont a húrok és a rezonáns lap normális körülmények között közelíthetőek lineáris, időinvariáns viselkedéssel. Ezzel a linearizálással nem rontunk nagyon a modell hangminőségén, viszont ha kevesebb hűrt szimulálunk a kelleténél, az már hallhatóan rontja az eredményt. Egy jó minőségű zongoramodellben legalább két transzverzális és egy longitudinális polarizációt modellezni kell - ez három hullámvezetőt jelent. Mivel egy kalapács három hűrt üt meg egyszerre, egy hanghoz kilenc hullámvezetőre van szükség [11]. A diplomatermben az egyszerűség kedvéért először csak egy hűrt és a vertikális polarizációt fogom használni, aztán ha marad idő, megpróbálom kiterjeszteni a modellt több hűrra (aminek a folyamata már egyértelmű, ha az első húr kész van).

A rezonáns lap bonyolultsága a nagy méretéből fakad, mert a nagy, rezgő tárgyknak általában több rezonáns módusa van az emberi hallás sávjában, mint a kisebb tárgyknak. A rezonáns lapban és a hangszer vázában, testében a hullámterjedés nem szorítható egy dimenzióba, mint a hűrnál, ezért kettő vagy inkább három dimenziós hullámvezető hálókra volna szükség. Azonban a commuted waveguide-al meg lehet

oldani ezt a nehézséget úgy, hogy a rezonánslap és a hangszerest impulzusválaszát rögzítjük és tároljuk, majd „belejátszuk” a húrokba a megfelelő kalapácsmechanika módosító hatásai után. Az messze nem triviális, hogy hol gerjesszük és hol vegyük fel ezt az impulzusválaszt, viszont ez a kereten kívül esik. A modellhez előre rögzített impulzusválaszokat használok, amelyek forrásai meg lesznek jelölve.

Amennyiben a zongoramodellünk elérte azt a kritikus tulajdonságot, hogy lineáris és időinvariáns lett, a rezonánslap/hangszerest szűrőt nemcsak a húrral, hanem a kalapácsmechanika modellel is felcserélhetjük és szabadon összevonhatjuk. Végeredményül megkapjuk a kommutált zongora modellt, amely a 3-9. ábraán látható.



3-9. ábra - A kommutált zongora modell, forrás: [11]

Ha szeretnénk az eltérő billentési sebességeket is implementálni, csupán az aluláteresztő szűrőket kell áthangolnunk. Ez azért működőképes, mert az egyetlen nemlineáris folyamat a kalapács és a húr ütközése, ezek azonban diszkrét, elkülönülő események, amelyek már egyenként modellezhetőek lineáris, időinvariáns elemekkel, amelyek a konfigurációs paramétere az ütközési sebesség. Problémát okozhat viszont, hogy ha a virtuális hangszerünk billentyűjét újra lenyomjuk, mielőtt az előző impulzusválasz befejezte volna a lejátszást. Ebben az esetben vagy idő előtt megszakítjuk azt (nem elegáns), vagy több, átfedő lejátszást kell támogatnunk.

A rezonánslap nagy jóságú rezonanciáit tipikusan érdekesebb egy szűrővel implementálni. A rezonánslap impulzusválaszának DFT-ben megkeressük a legnagyobb csúcsoakat, majd ezeket kivesszük a spektrumból. A maradék jelet visszatranszformáljuk az időtartományba. Az így kapott impulzusválasz rövidebb, így kisebb a memóriaigénye is. A nagy jóságú módusokat párhuzamos másodfokú rezonátorokkal implementáljuk. Így a számítási igényünk megnőtt - a valóságban mindig kompromisszumok kérdése, hogy milyen arányban osztjuk meg a feladatokat. A nagy jóságú összetevők a rendszerbe vihetők dedikált parametrikus szűrőszekciókkal is. Mivel a modell lineáris

és időinvariáns, akár át is mozgathatjuk a rendszer különböző pontjaira, azonban érdemes meghagyni a végső audio kimenet előtt. A kommutativitás felhasználásával a modell tovább variálható, attól függően, hogy milyen irányba szeretnénk azt optimalizálni. Például fésűszűrő effekt megvalósításához könnyen át lehet rendezni a húrmodell két késleltetővonalát, vagy azok akár össze is vonhatóak.

4 Az univerzális zongoramodell

Most már elég információ áll a rendelkezésünkre ahhoz, hogy létrehozzuk a három hangszer közös modelljét. Az egyesített modell vezérlő paramétere a billentyűszám és a billentési sebesség lesz. A billentyűs hangszerek esetén használatos további vezérlési lehetőségekkel (pl. pedálok) a diplomamunka nem foglalkozik. Először bemutatok a lehetséges modell struktúrák közül egy párat, bemutatom a paraméterek kiszámításának folyamatát, és röviden elemzem őket a generált hangok alapján. Ezután felépítem a végleges koncepcionális modellt.

4.1 Bevezetés

A struktúra meghatározásának a folyamata a következő:

- Kiválasztjuk mely hangszerhang jellemzőket valósítjuk meg
- Kiválasztjuk a digitális modellt
- Beállítjuk a paramétereket és összekötjük a modelleket
- A generált hang alapján finomítjuk a paraméterbeállítást és akár a struktúrát is

Az is befolyásolja a modell választást, hogy létezik-e már kutatási eredmény az adott területen, mivel nekem nem volt céлом önálló kutatást folytatni. Szerencsére a csembaló, zongora, pianínó hangjait már sokan kutatták, így volt miből választani. A modell választás szempontjai a következők voltak számomra, nagyjából fontossági sorrendben:

- Egyszerűség
- Valóság-hű hang
- Robusztusság

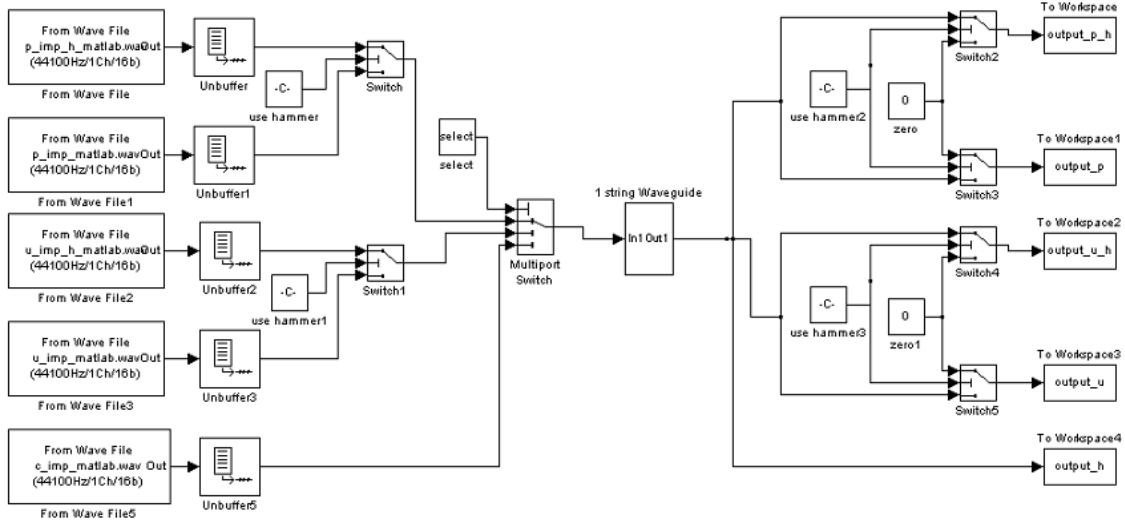
A fenti sorrend a kompromisszumok megkötésénél figyelembe vett szempontokat is tükrözik. Utólagos bölcsességgént viszont meg kell említenem, hogy ha újra kezdeném a munkát, a sorrendet fordítva állítanám fel, a stabilitást, robusztusságot venném előre,

ugyanis sok nehézséget okozott, hogy a modell paraméter számító módszerek kevés esetben adtak fizikailag helyes és értelmezhető eredményeket. Az esetek többségében le se futottak, hibás vagy értelmetlen eredményeket adtak. A működésük erősen függ az analizálandó hangmintáktól és a konfigurációs konstansoktól.

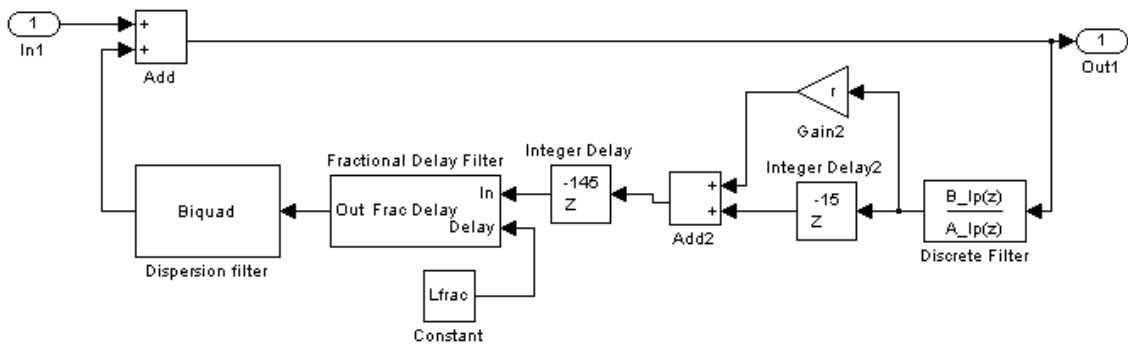
4.2 A modell struktúra

Az univerzális modell a kommutált zongora szintézis modell kiegészítése a három hangszerre. Ez magában foglal egyszerűsítéseket és el is mozdul egy tisztán fizikai modelltől egy hangminta alapú megközelítés felé, ezért nem érzem teljesen jogosnak az univerzális modell elnevezést, de a kommutált szintézis dimenzióján belül megfelel az univerzalitás követelményének. Egy tisztán fizikai modell is hasonló elveken mentén haladna, mint azt én tettem: venné a fizikai jelenség digitális modelljét és felparaméterezné a három hangszernek megfelelően. A lényegi kérdés inkább az, hogy amikor választunk a hangszerek között, mi történik a modellen belül. A kommutált szintézis esetén két helyen történik a változás: a húrmodell-t felépítő elemek paraméterein, amelyek szűrőegyütthetők és késleltetés konstansok és a rezonánslap impulzusválasza, amely egy memóriában tárolt fix hangminta. A megvalósításnak két módja van: a játszási módtól függő esetekre előre kiszámítani az együtthetők és késleltetéseket, ezeket tárolni és a detektált játszási mód esetén visszatölteni a megfelelő regiszterekbe. A másik mód ezeket valós időben kiszámítani. Az utóbbi módszer egyértelműen erőforrás igényesebb és kérdés, hogy milyen kompromisszumok után lehet egyáltalán megvalósítani.

A kommutált zongorasintézis kiegészítéseként a 4-1 ábra tartalmazza az univerzális hangszermodellt, Simulink-ben. A három hangszer közös húrmodellt használ, ehhez élek azzal a feltételezéssel, hogy a húrjaik egyformák, ami nyilvánvalóan nem igaz, de közelítésnek elfogadható. A modell akár tovább finomítható úgy, hogy a húr elemeit áthangoljuk a megfelelő hangszerre, akár új együtthetők betöltésével, vagy egy kapcsoló állításával ami vált több húrmodell között. A modell bemenetei .wav file-ok amelyekben már benne van a kalapácsmechanika hatása, tehát az csak implicit része a modellnek és Matlab-ban nem látszik. A kimenet egy valós modellben sokkal egyszerűbb, ugyanis közvetlenül ez adja a szintetizátor kimenetét.



4-1 ábra - az univerzális zongoramodell koncepcionális modellje Matlab Simulink-ben



4-2 ábra - A hullámvezető húrmodell Simulink-ben

A 4-2 ábraán látható a húrmodell, amely egy transzverzális polarizációt valósít meg. A valóságos hangzás eléréséhez érdemes növelni a modell pontosságát, például a húrok számának növelésével. Erre a 4.3.8 fejezetnél visszatérek. A következő fejezetben ismertetem a húrmodell elemeit majd a linearizált kalapácsmechanikát és a több húros rendszert.

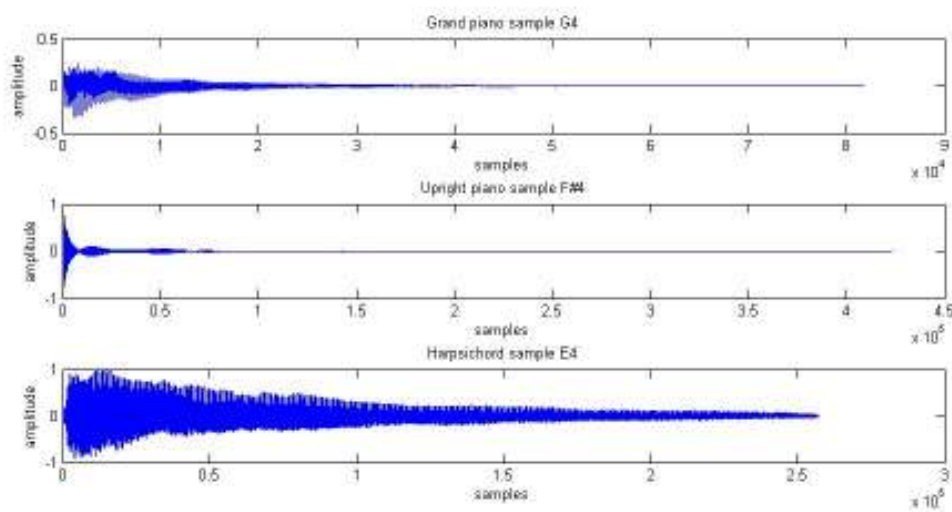
4.3 A modell elemek és paraméterek

A következőkben bemutatom milyen módszerekkel fogom modellezni a gerjesztést, a húrt és a hangszertestet. Szó lesz még több húr csatolásáról is. Több hatást elhanyagolok, például a geometriai nemlinearitásokat és a longitudinális polarizációt – ez utóbbi hiánya lesz a legérezhetőbb, mivel a zongora hangjának karakterében fontos szerepet játszik.

4.3.1 Bemeneti hangminták

A modell paraméterek számításához valódi hangszerek hangját vettem alapul. A jó eredményhez egy viszonylag erősen leütött, jól lecsengő hang szükséges. Zongorahangot és csembalót viszonylag könnyű volt találni, jó minőségű és ingyenes pianínót viszont annál nehezebb. A zongora hangminták forrása [21], a csembaló [22] a pianínó [23].

A szakirodalomban is találhatóak hangminták, sőt akár impulzusválaszok és különböző karakterisztikák is. A csembalóhoz [2] tartalmaz mérési eredményeket, a zongora és pianínóhoz pedig [13]. A hangmintákból egy-egy példát mutat a 4-3-ábra.



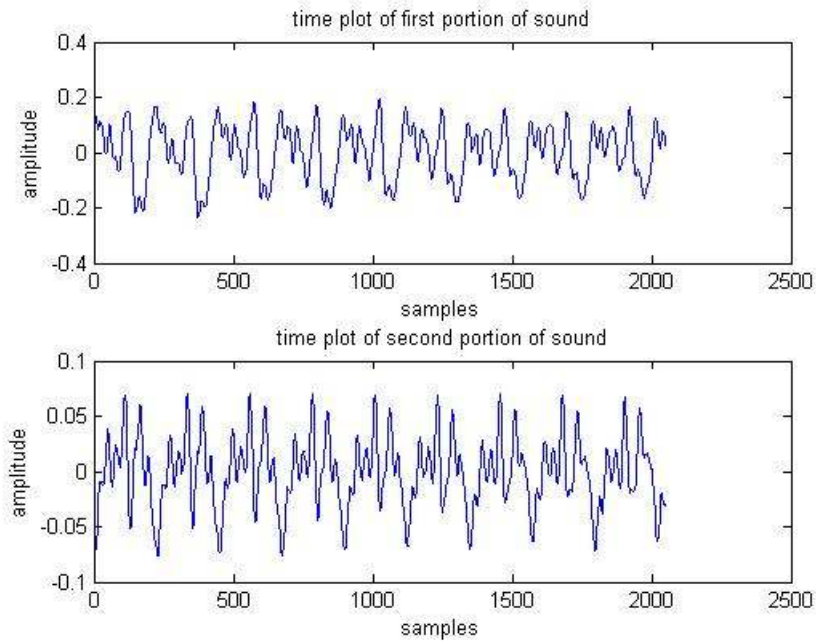
4-3-ábra - Koncertzongora, Pianínó, Csembaló hangminták

4.3.2 A veszteségi szűrő

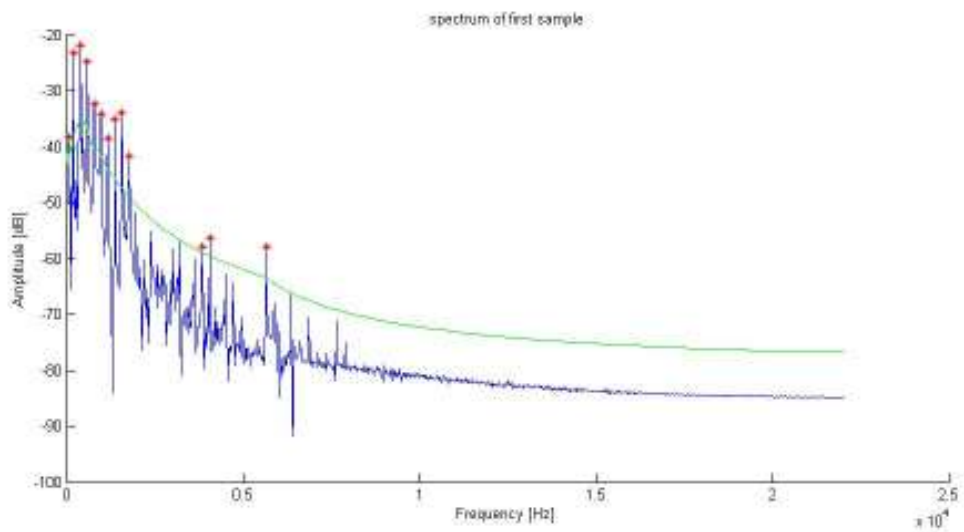
A digitális hullámvezetőben a húr nemideális viselkedését és jellemzőit egy reflexiós szűrőben koncentrálnuk. Ez a szűrő felelős a frekvenciafüggő veszteségekért (a mozgási energia Joule hővé alakul) és a felharmonikusok eltolódásáért (a húr a feszítés miatt rúdként viselkedik). Ez együtt viszont túlságosan bonyolult szűrőtervezési specifikációt eredményez, ezért a valóságban érdemes kettéválasztani [13], így lesz egy minimálfázisú szűrő, amely a frekvenciafüggő veszteségekért felel és egy mindentáteresztő szűrő, amely a diszperzió által okozott felharmonikus eltolódásért felel, egységnyi amplitúdó átviteli karakterisztikával. Ezzel a tervezési folyamat leegyszerűsödik, és a húr jellemzői egymástól függetlenül beállíthatóak a két szűrő hangolásával.

A veszteségi szűrő tervezéséhez Bank Balázs egypólusú szűrő módszerét választottam, eltérés csak az analízis módszeremben van: máshogy számoltam ki a felharmonikusok lecsengési idejét, amelyből a szűrőparaméterek jönnek létre. Az eredeti módszer lényege, hogy a veszteségi szűrő átviteli függvényét a zongorahang felharmonikusainak lecsengési idejeiből származtatja, ehhez pedig a szűrő pólusát és dc erősítését kell meghatározni. Így minimalizálható a húrmodellből számított lecsengési idők és a valódi lecsengési idők közötti eltérés. Kiszámítjuk a lecsengési időket a felharmonikusok függvényében, és ezekre egy adott függvényt illesztünk, aminek két paramétere az egypólusú szűrő pólusától és dc erősítésől függő c_1 és c_3 konstans (amelyek a hűregyenletben az első kettő páratlan derivált hozzáadásából származnak). A levezetés [13] függelékében megtalálható. A lecsengési idők számításához a Tanszéken régebben tanított „beágyazott rendszerek analízise laboratórium” mérési útmutatójában alkalmazott módszert használtam. A hangminta elején és végén egyenlő hosszúságú mintákat vettem úgy, hogy a minta csúcserőértékétől a minta végéig tartó részletből választottam (így próbáltam elkerülni, hogy a kezdeti attack részről vegyek mintát). Példa látható a 4-4 ábraán. Ezen részleteknek kiszámítottam a spektrumát. Meghatároztam egy küszöbszintet, ami alatt a spektrum értékeket kinulláztam, így csak a csúcsok maradtak (4-5 ábra, 4-6 ábra). Az összetartozó csúcsokból számítható a lecsengési idő (5.2 képlet a mérési útmutatóban). A küszöbszintet úgy adtam meg, hogy a legnagyobb csúcs és a csúcsok átlaga közötti értékeket tartsa meg alapértelmezetten, de ha szükséges, ez a szint felfelé és lefelé eltolható.

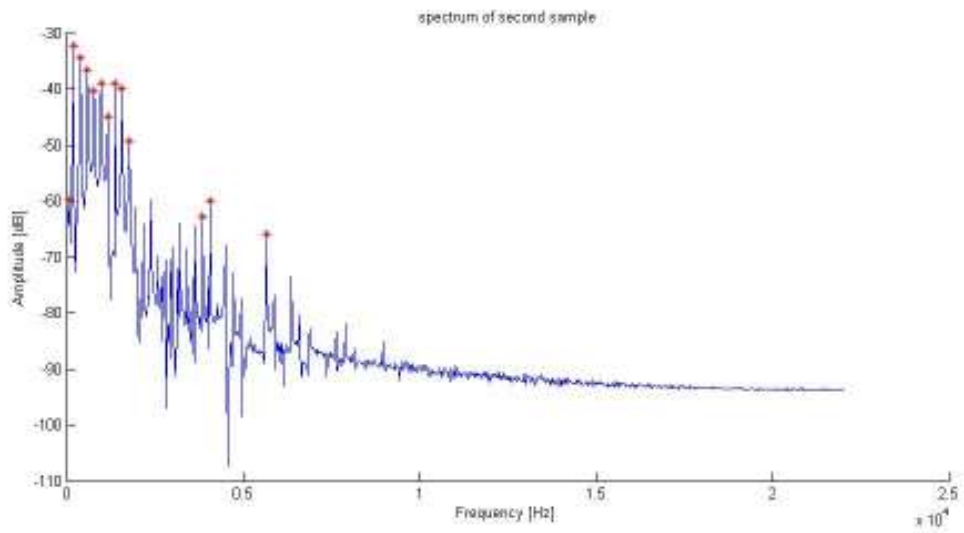
Ez a módszer tisztán exponenciális és azonos időállandójú lecsengési burkológörbék esetén pontos, viszont a zongoraminták felharmonikusainak burkológörbéi nagyon eltérnek ettől. Emiatt ez a módszer nem mindig ad stabil eredményt.



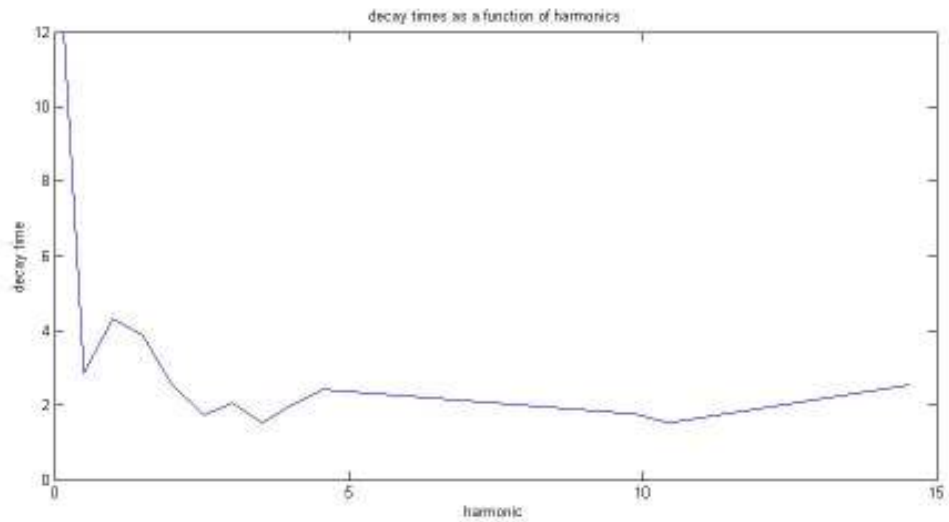
4-4 ábra - felül: részlet a minta elejéről. alul: részlet a minta végéről



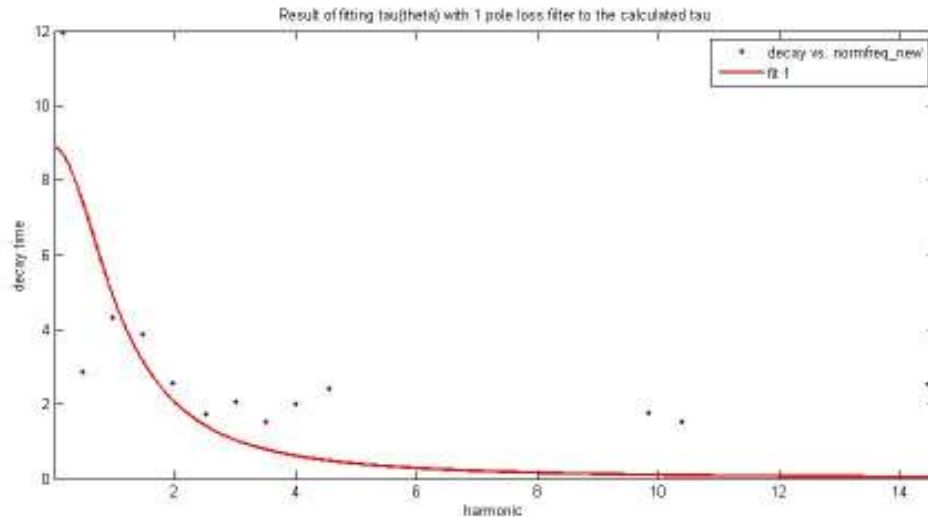
4-5 ábra - Az első minta spektruma, a küszöbszint és a csúcsok



4-6 ábra - A második minta spektruma és az elsővel megfelelő csúcsok



4-7 ábra - Harmonikusok kiszámított lecsengési idői



4-8 ábra - Függvényillesztés a lecsengési időkre az egypólusú szűrő paramétereivel

A 4-6 ábraából látszik, hogy a spektrum csúcsok alacsonyabbak (decibel skála), tehát az összetartozó párok hordoznak információt a lecsengésről. A függvényillesztéshez a Matlab „cfit” parancsát használtam, megfelelően felparaméterezve. Ehhez először lefuttattam a „cftool” parancsot és a grafikai felhasználó felületen beállítottam a szükséges paramétereket, majd generáltam egy .m file-t és azt apróbb módosítások (pl. változó név átnevezések, plotok paraméterezése és a számomra nem releváns részek elhagyása) után illesztettem be a saját szkriptembe.

A 4-7 ábraán látható a lecsengési idő az egyes felharmonikusokra. A használt paraméterek:

- hangszer: koncert zongora
- hangmagasság: G4 ($f_0 = 392$ Hz)
- első minta kezdete: 2500, második minta kezdete: 22500

A lecsengési időkhöz használt képlet a következő:

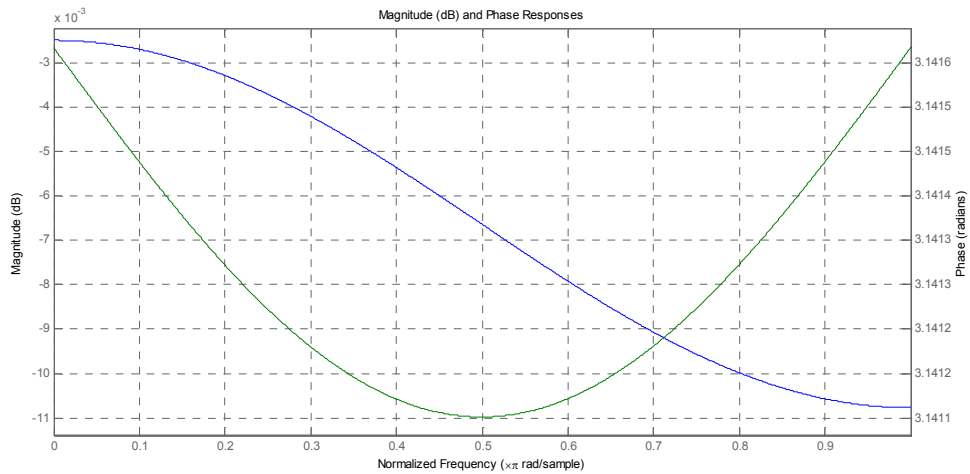
$$\tau(\vartheta) = \frac{1}{10^{\frac{a2(\vartheta) - a1(\vartheta)}{20}}} \quad (1)$$

A képletben $\tau(\vartheta)$ a lecsengési idő a diszkrét frekvencia függvényében, $a2(\vartheta)$ a második mintarészlet spektrum csúcsai, $a1(\vartheta)$ az első mintarészlet spektrum csúcsai. A képlet kiszámítása egy for ciklusban történik, amely párosával végiglép a spektrumcsúcsokon.

A képlet struktúra a decibel mértékegységből való visszaszámolással magyarázható. Ez a képlet az eredeti mérési útmutatóban levő képlet módosított változata, az eredeti verzióban az eredmény a mintaregisztrátumok kezdeteinek a különbségének az inverz hatványára volt emelve, de ez a megoldás gyakran instabilitást okozott, ugyanis annyira kicsi számok jöttek ki eredményként, hogy a további feldolgozó algoritmusok nem tudtak mit kezdeni velük és vagy 0-át vagy értelmetlen eredményt adtak. Valószínűleg az algoritmus instabilitását az elhanyagolások és a közelítések okozzák.

A függvényillesztés eredménye a c_1 és c_3 konstans, amelyekből vissza lehet számítani a veszteségi szűrő pólusát és dc erősítését úgy, hogy behelyettesítjük a lecsengési idő képletébe a szűrő amplitúdó karakterisztikáját, az \ln függvényt az első fokú Taylor sorával közelítjük, majd algebrailag rendezzük az egyenletet, így eljutunk a lecsengési időhöz a frekvencia függvényében, amely c_1 és c_3 konstansokkal van paraméterezve (részletesen lásd [13]-ban). Mindkét konstans lineárisan függ az alapharmonikus frekvenciájától ezenkívül c_1 a dc erősítéstől, c_3 pedig a pólus értékétől és a frekvencia második hatványától, ezért a pólushoz egy másodfokú egyenletet kellett megoldani. Az én szkriptem először megvizsgálja, hogy a diszkrimináns értéke megfelelő-e. Ezután kiszámítja a gyököket, és ha mindkét gyök nulla és -1 között van, akkor a kisebb értéket választja ki. Ennek az az oka, hogy ha a pólus távolabb van a nullától, akkor lassabban csengenek le a felharmonikusok, ami egy jól beállított húrmodell egyik tipikus jellemzője (a hosszan nyomva tartott billentyűvel képzett zongorahang is lassan cseng le).

Az algoritmus eredményéből számított veszteségi szűrő amplitúdó és fázis karakterisztikája a 4-9 ábraán látható. Az amplitúdó karakterisztika értéke 1 alatt van, tehát a hullámvezető stabil (az y tengely szorzója 10^{-3} , viszont nagyon kicsivel megy csak 1 alá, tehát a felharmonikusok csillapítása alacsony mértékű).



4-9 ábra - Az elsőfokú veszteségi szűrő amplitúdó és fázis átviteli karakterisztikái, a 4-6 ábra lecsengési ideiből számítva

A szűrőtervező algoritmus az alábbi paraméterekkel konfigurálható:

- Első és második mintarészlet kezdete százalékban vagy abszolút értékben. Ezek a minta csúcsertékétől a végéig tartó részletre vonatkoznak.
- Konstans szorzófaktor amely a küszöbszint görbét felfelé (>0) vagy lefelé (<0) eltolja.
- FFT binek száma.
- FFT vektor hossza (alapértelmezésben ezek egyenlőek. Ezek változtatásával a felbontás növelhető ha szükséges).
- Analizálandó hangminta és f_0 alapharmonikus frekvenciája.
- A csúcsetektáló szkripthez megadható egyetlen argumentum azt az abszolút szintet adja meg, amennyivel egy értéknek különböznie kell a tőle balra levőtől, amennyiben az adott érték az egyik lokális csúcs.

A veszteségi szűrő behangolásának a folyamata a következő lépésekből áll:

- Kiválasztjuk a hangmintát, beállítjuk az alapharmonikust
- Beállítjuk a két mintarészlet kezdeti értékét
- Beállítunk egy szorzót a küszöbszinthez
- Engedélyezzük a plot-ok készítését (`enable_plot=1`)

A szkript futása során a három leggyakoribb probléma és a megoldásuk:

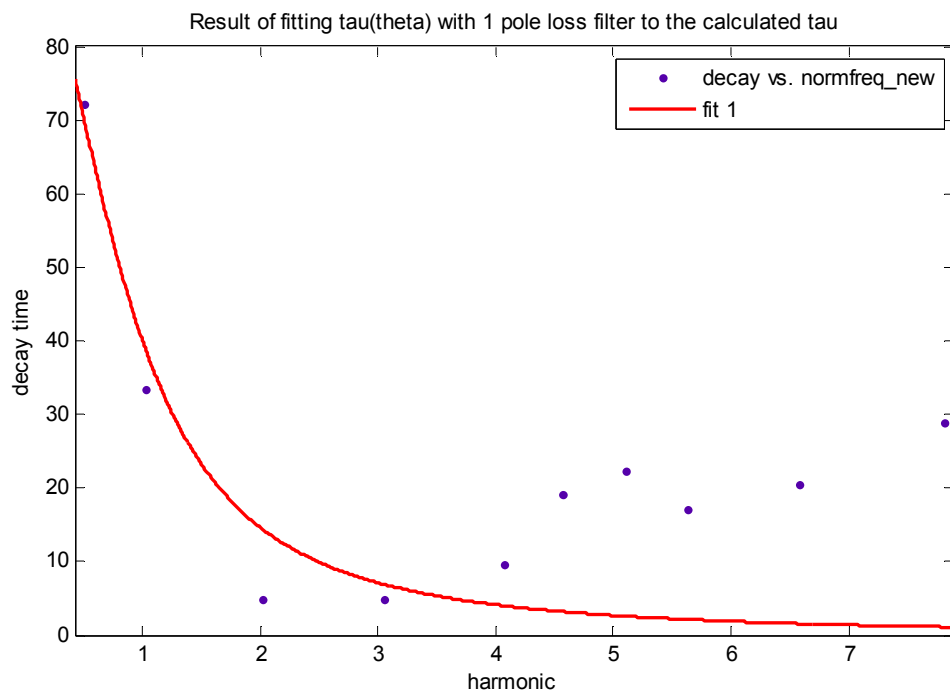
- A felharmonikusok lecsúsztak a küszöbszint alá. Ez tipikusan akkor fordul elő ha új hangmintára akarunk hangolni és az előzőből bennmarad egy beállítás. Ilyenkor a küszöbszint szorzóját kell iteratív úton beállítani
- Túl sok felharmonikus kerül be a feldolgozásra és emiatt a görbeillesztés nem a megfelelő alakú lesz, ezért nem jön ki megfelelő gyök. A küszöbszint szorzót kell hangolni
- Megfelelően sok felharmonikus jut be a feldolgozásba, de az illesztett görbe nem a megfelelő alakú. Ilyenkor a két mintarészlet kezdeti helyét kell beállítani. Ehhez segítséget nyújt az idő és frekvencia tartománybeli plot. A cél, hogy az első részletben kb -10...-40 dB közötti spektrum amplitúdó értékek legyenek, a második részletben pedig ennél, ha lehet, jelentősen, de legalább 10 dB-el alacsonyabb értékek legyenek.

Létezik két probléma, amely viszont könnyen javítható és akár automatizálható is.

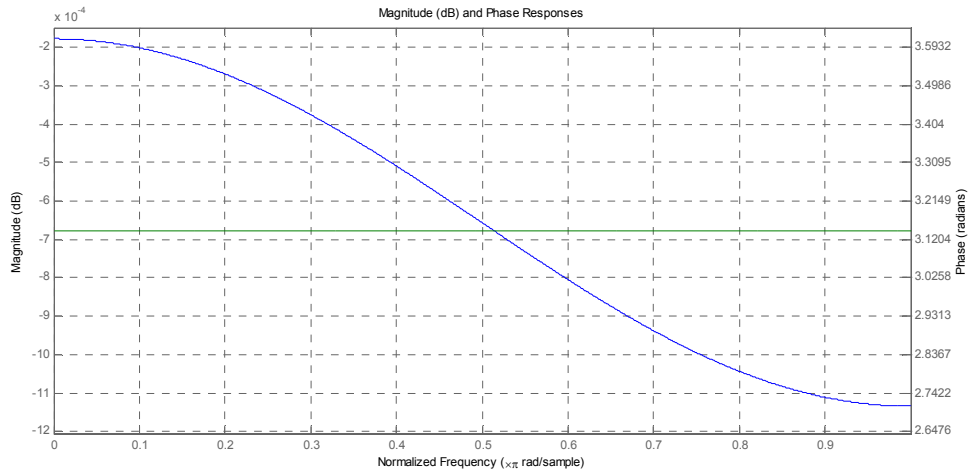
- A lecsengési idők monoton növekednek. Az erre illesztett függvényből a szűrő pólusára két pozitív érték jön ki, ami nem megfelelő. Ilyenkor célszerű a lecsengési idő vektort tükrözni a *fliplr* Matlab paranccsal. Igaz elvesztettük a kapcsolatot a kiinduló hangmintával, viszont kapunk egy jó veszteségi szűrőt.
- A lecsengési idők monoton csökkennek egy vagy maximum két nagyon kiugró értékkel. Ebben az esetben a kiugró értékeket manuálisan vagy automatikusan beállíthatjuk a két szomszédos érték közé.

Az előbbi két módszer nyilvánvalóan semmilyen tudományos alapra nem helyezhető, tudományosan nem indokolható. Viszont a képzeletbeli (és valódi) felhasználó szempontjából sokat számít, hogy esetleg létezik egy „javítás” gomb a szintetizátoron, ami a rossz eredményből jót csinál, és ennek ez a két módszer a legegyszerűbb módja.

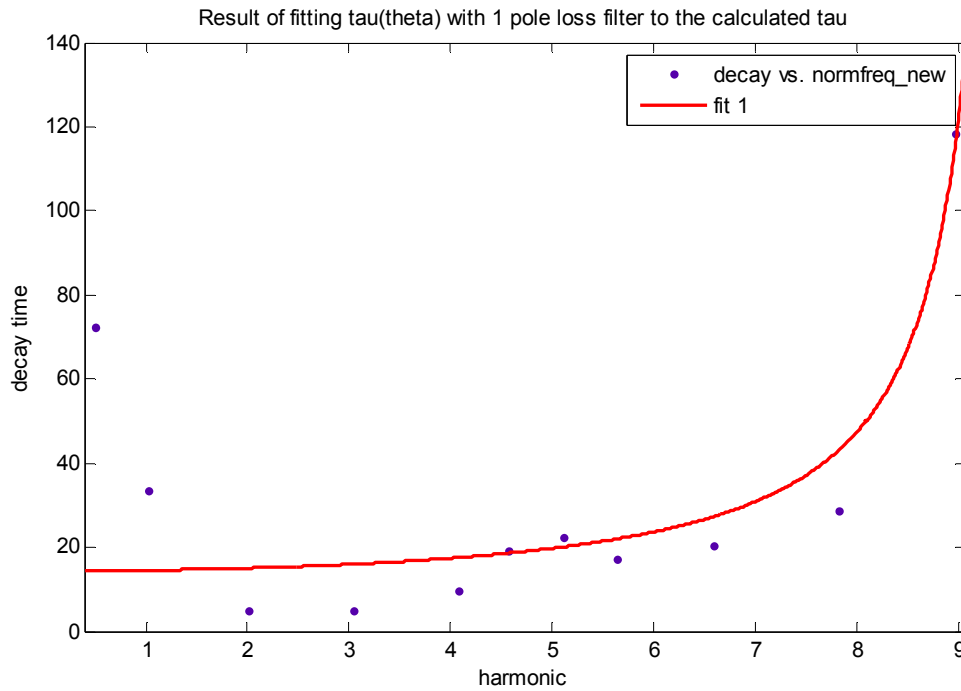
A 4-10 ábraán látható lecsengési időkhöz a bemenet C5 magasságú zongorahang volt, a 4-11 ábraán a számított veszteségi szűrő átviteli függvényei láthatóak. Látszik, hogy bár a felharmonikusok elhelyezkedése egyenletesebb, a lecsengési idők eloszlása is jobban hasonlít a valóságra, a számított veszteségi szűrő átvitele dc körül $2 * 10^{-4}$, a Nyquist frekvencián $7 * 10^{-4}$, tehát szinte felér egy konstanssal való szorzással. A felharmonikus csúcsok detektálásakor használt küszöbszint szorzó 14. Ha ezt átállítom 13-ra, már elromlik az eredmény, ezt mutatja a 4-12 ábra.



4-10 ábra - Lecsengési idők C5 hangmagasság esetén - jó működés



4-11 ábra - veszteségi szűrő átviteli függvényei



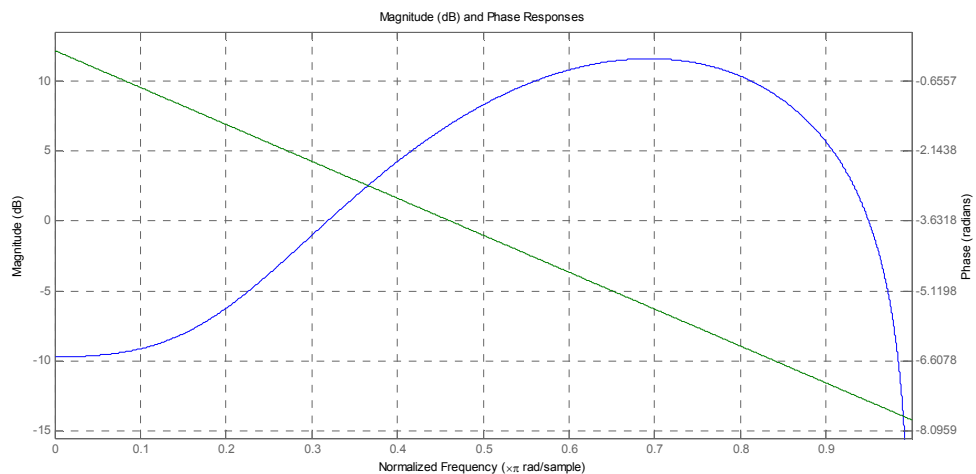
4-12 ábra – Példa a függvény illesztés tipikus hibájára

4.3.3 A diszperzió szűrő

A diszperzió szűrő feladata az inharmonicitás megvalósítása, ami a felharmonikusok kis fokú eltolódását jelenti. Az ideális húrban létrejövő felharmonikusok egész számú többszörösei az alapharmonikus frekvenciájának. A húrban terjedő hullám sebessége viszont a frekvenciával növekszik, ezért a magasabb felharmonikusok frekvenciái egy kicsit felfelé tolódnak és többször érnek körbe a hurokban, ezért erősebben csillapodnak az ideális esethez képest. Ezt a hatást olyan szűrővel kell megvalósítani, aminek a fázis késleltetése csökken a frekvencia növekedésével, tehát a magas frekvenciákat jobban késlelteti, mint a mélyeket. Megjelenik egy DC komponensű fázis eltolódás is, ami kihat az alapharmonikusra is.

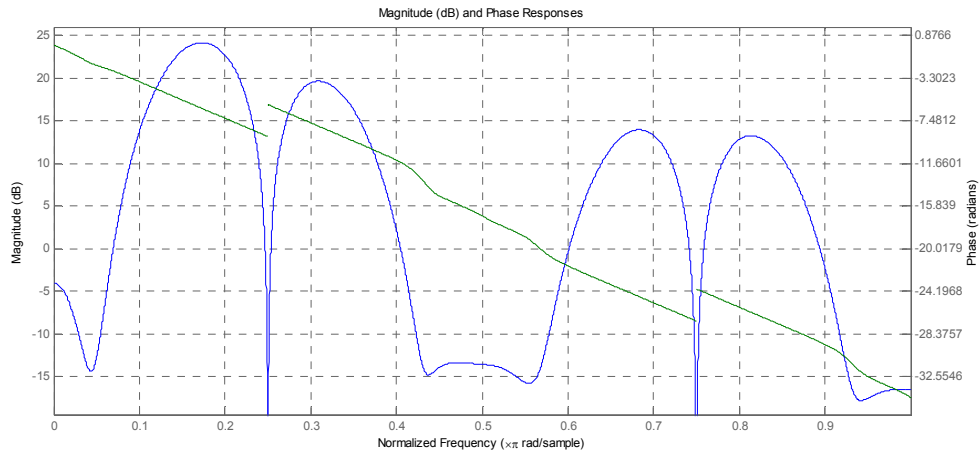
A diplomamunkában a diszperzió szűrő tervezéséhez a [16]-ban ismertett módszert választottam. A választás fő oka az, hogy ez egy robusztus algoritmus. Ennek ellenére körültekintően kellett paraméterezni, ugyanis nem mindig fut le, még olyan beállításokra se, amelyek látszólag értelmesek, ezért gyakran kellett finomhangolni a paramétereket. Főleg az alacsony, kb. 0.001 alatti inharmonicitás együtthatókra ritkán futott le, ami az alapharmonikus frekvenciától erősen függött. Ez azért probléma, mert 0.001 körül vagy ennél nagyobb inharmonicitás együttható csak nagyon mély hangokra jellemző.

Az algoritmus 44100 Hz mintavételi frekvenciával számol, a bemeneti paraméterei az alapharmonikus frekvencia (f_0), az inharmonicitás együttható (B), a design bandwidth (fd) és a smoothing factor (β). A design bandwidth-re adott ajánlás annyi volt, hogy az alapharmonikus többszöröse legyen. Ez gyakorlatilag megadja azt a sávot, amelyben érvényes a tervezők által használt közelítés. A smoothing factor értéke 0 és 1 között lehet, a gyakorlatban 0.75 vagy 0.85-öt javasolnak. A design bandwidth értékénél létezik egy minimum, ami alatt már nem fut le az algoritmus. Viszont ha ennek túl nagy értéket adunk, akkor a tervezett szűrő fázisszarakterisztikájában kisebb, de akár több foknyi ugrások jelennek meg, ami nem kívánt jellemző. Ezért minden új hangmagasságra újra kell hangolni a szűrőtervezés argumentumait. Az argumentumok hatásait a következő ábrák szemléltetik.



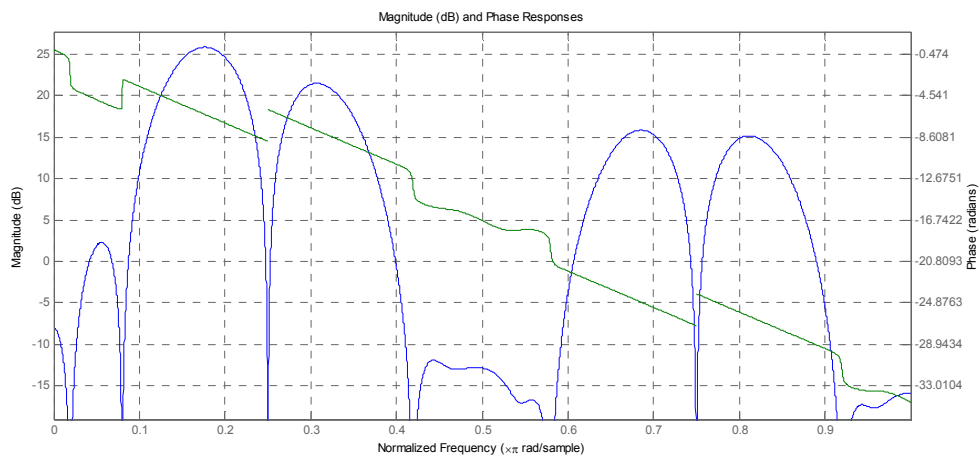
4-13 ábra - diszperzió szűrő amplitúdó és fázis karakterisztika: $f_0 = 220$ Hz (A3), $B = 0,0006$, $fd = f_0 \cdot 13$, $\beta = 0.95$

A 4-13 ábraán látható diszperziós szűrő a megfelelő szerintem, mert a lehető legsimább az amplitúdó karakterisztikája és nincsenek törések a fázisz karakterisztikában. Ez elsősorban a design bandwidth értékétől függ. A 4-13 ábraán látható átvitelhez ugyanazok a paraméterek, csak az fd szorzója nagyobb 10-el. Még így is csak $220 \cdot 23 = 4600$ Hz az érvényesség határa, a mély hangok pedig a legtöbbször dús felharmonikus tartalommal rendelkeznek.



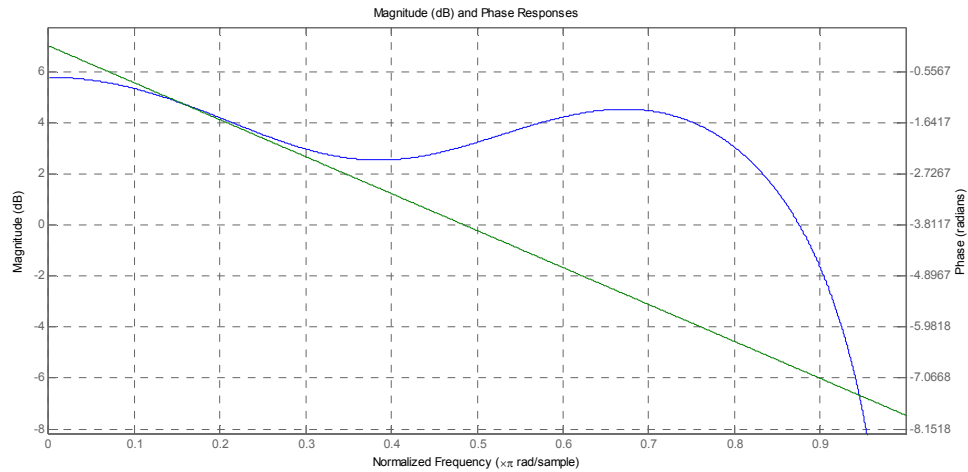
4-14 ábra - diszperzió szűrő amplitúdó és fázis karakterisztika: $f_0 = 220$ Hz (A3), $B = 0,0006$, $f_d = f_0 * 23$, $\beta = 0.95$

A 4-15 ábraán látható átvitel paraméterei megegyeznek a 4-11 ábráéval, a különbség a smoothing factor értékének 0.3-rra csökkentése. Látható, hogy az így kapott szűrő karakterisztikái már drasztikusan módosítják a húr átvitelét. Kísérleti hangzások előállítására tökéletesen alkalmas, de valóságghú zongorahangra nem.



4-15 ábra - diszperzió szűrő amplitúdó és fázis karakterisztika: $f_0 = 220$ Hz (A3), $B = 0,0006$, $f_d = f_0 * 23$, $\beta = 0.3$

Végül következzen egy példa egy magas hangra, alacsony diszperziós együtthatóval, a 4-16 ábraán. Jól látható, hogy az összes közül ez a legjobb diszperziós szűrő. Sajnos minél nagyobb B értéke, annál kevésbé lesz ilyen az átvitel ennél az algoritmusnál. Érdekes még hangsúlyozni, hogy az f_d értéke $f_0 * 30 = 35240$ Hz, ez pedig az emberi hallás sávján már bőven túl van, viszont ennél alacsonyabb f_d értékre az algoritmus le se fut.



4-16 ábra - diszperzió szűrő amplitúdó és fázis karakterisztika: $f_0 = 1174.76$ Hz (D6), $B = 0,00005$,
 $f_d = f_0 * 30$, $\beta = 0.9$

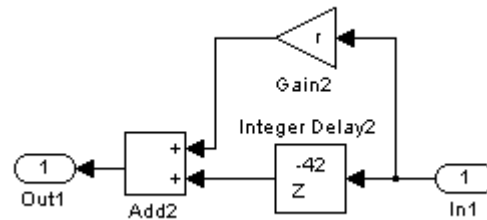
4.3.4 A ripple filter

A ripple filter részletes leírása [3] és [18]-ban olvasható. Ez egy egyszerű előrecsatolt fésűszűrő (FIR), amely a hullámvezető visszacsatolási ágában van, és a hatására a veszteségi szűrő átvitele a frekvenciától függően vagy megnő vagy lecsökken. Ez a hatás hasznosítható, mert egy alacsony fókuszú veszteségi szűrő nem képes pontosan közelíteni az igazi húrban keletkező veszteségek bonyolult frekvenciafüggését, csak a tendenciáját képes követni. A ripple filter a tendenciához képest kisebb nagyobb eltéréseket tudja közelíteni, egyszerű struktúrával. Alkalmazása úgy történik, hogy az elemzett hangban a leghosszabb ideig lecsengő felharmonikus lecsengési idejét állítjuk be ezzel úgy, hogy a modell kimenete a legjobban közelítse azt (tehát a veszteségi szűrő és a ripple szűrő együttes hatása pontosan megadja azon a frekvencián a közel 1 értékű hurokerősítést.) Ezt a szűrőt én kísérletképpen kipróbáltam és úgy tapasztaltam, hogy sokat kell kísérletezni a paraméter beállításokkal, hogy szép hangot kapjunk, ugyanis előfordulhat, hogy a generált hangban fémes, kellemetlen hangzású komponensek jelennek meg. A csembaló modellezéshez jobban használható, mint a zongorához.

A ripple filter tervezési argumentumai:

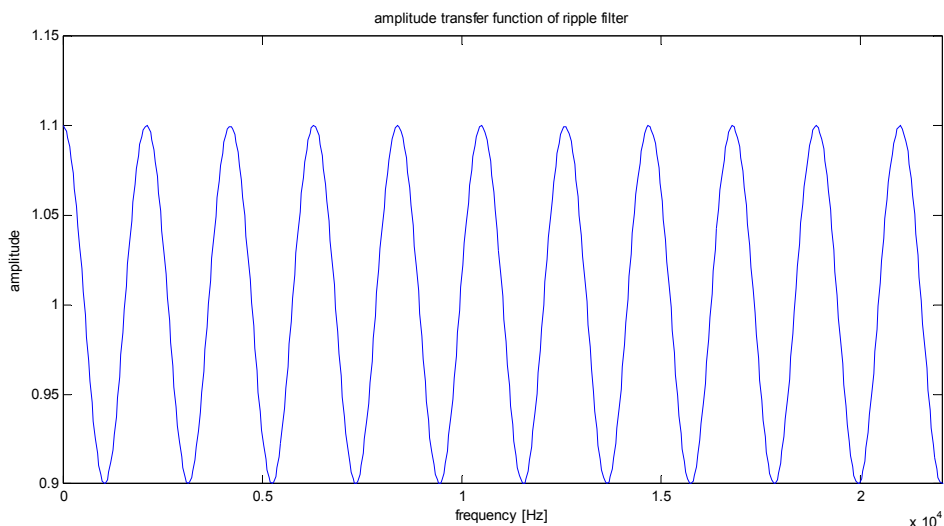
- r ; ripple depth. Megadja az eltérést az ideális aluláteresztő karakterisztikához képest. Értéke 0 és 1 közötti pozitív szám, kiválasztásánál figyelni kell, hogy egyik frekvencián se legyen a húr erősítés 1 felett.

- r_rate ; ripple rate. A ripple hatás frekvenciatartománybeli sűrűségét adja meg. Értéke kb. 0.5.
- R ; ripple delay. Az egész számú késleltetés hossza az összeadó előtt (lásd 4-15 ábra). Értéke a ripple rate és a hullámvezető egész számú késleltetésének a szorzatának alsó egésze.

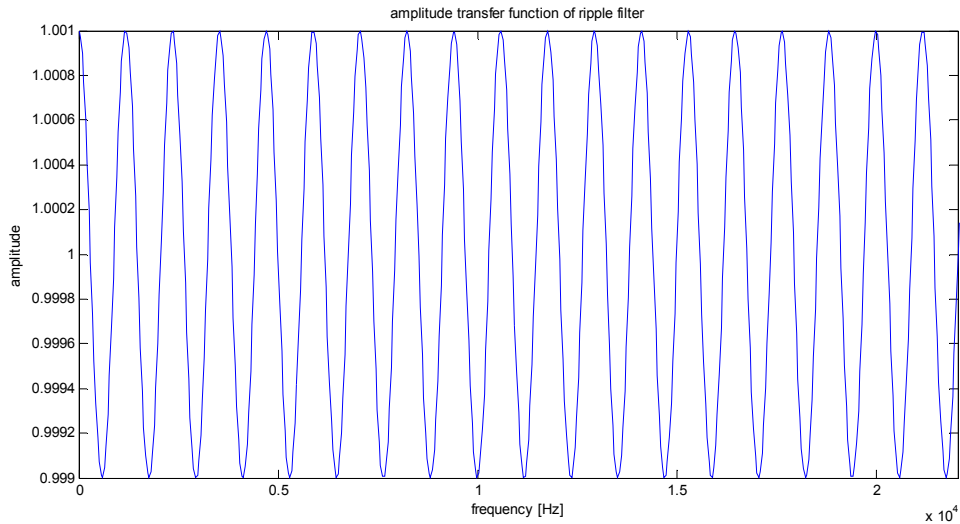


4-17 ábra - A ripple filter struktúra

A 4-17 ábra mutatja a szűrő struktúrát. A szakirodalomban több párhuzamosan csatolt, ún. multi-ripple szűrőt használtak, amely pontosabban tudja közelíteni a különböző lecsengési időket, én azonban az egyszerűség kedvéért a „single-ripple” struktúránál maradtam. A szűrő átviteli függvényét a szokástól eltekintve nem dB skálán mutatom meg, ugyanis így jobban látszik a hatása. A 4-18 ábra és a 4-19 ábra példákkal illusztrálja, milyen átviteli függvényei lehetnek a szűrőnek.



4-18 ábra - ripple filter átviteli karakterisztika. $r_depth = 0.1$, $rate = 0.5$



4-19 ábra - ripple filter átviteli karakterisztika. $r_depth = 0.001$, $rate = 0.9$

4.3.5 A linearizált kalapácsmechanika

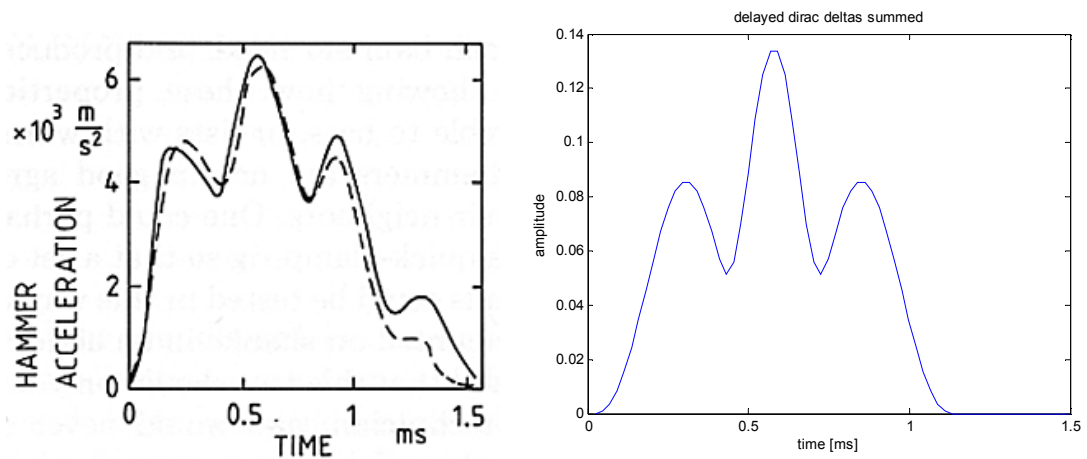
A működési elv részletes leírása a 3.2.2 fejezetben olvasható. A fizikailag lehetséges kalapács erőgörbék közül a legtöbb megvalósítható ezzel a módszerrel, csupán a görbe alakját kell megfelelően beállítani. Az én modellemben a billentési sebesség fix, ezért a kalapács által a húrra kifejtett erő is fix, ezért a kalapácsmodell szűrőegyütthatói konstansok. Egy szintetizátor implementációhoz ki lehetne előre számítani ezeket az együtthatókat gazdaságosan megvalósítható számú billentési sebesség tartományra (ez függ például az on-chip memória méretétől), memóriában tárolni őket és az adott sebesség érzékelésekor betölteni őket a megfelelő regiszterekbe, és ezek felhasználásával konvolválni a kiválasztott hangszer impulzusválaszát, majd azt továbbítani a húr felé. A szükséges erő görbék mérésel meghatározhatóak, majd ezekre kell illeszteni a pl. 3 darab aluláteresztő fir szűrőt (ez a folyamat akár automatizálható is pl. Matlab segítségével).

A lineáris kalapácsmechanika bemeneti argumentumai a következők:

- Aluláteresztő szűrő vágási frekvencia – vagy pontosabb közelítésnél frekvenciák,
- A három szűrő fokszámai (egyben az impulzusválaszuk hossza),
- A három Dirac-delta távolsága egymástól.

Ezzel a három argumentummal közelíthető a görbe a mérési eredményekhez. A foksám változtatásának kvalitatív hatásai jól vizualizálható, ha valaki jól ismeri az aluláteresztő szűrők impulzusválaszait: alacsony foksám nagyobb értékű és meredek csúcsokat eredményez, nagyobb pedig kisebb értékű és laposabb, lankás csúcsokat. Éppen emiatt viszonylag nehéz az erőgörbe közelítése, mert a foksám változtatásával a Dirac-delták késleltetését is változtatni kell, mert minél nagyobb a a foksám, annál hosszabb az impulzusválasz. A generált hang szempontjából a vágási frekvencia is meghatározó. A kalapácsmechanika spektrumra gyakorolt hatása eltért attól, ami várható volt, miszerint minél alacsonyabb a vágási frekvencia, annál erősebben szűrt a kimeneti jel. Tény, hogy a foksám csökkentése a spektrumot jobban szűrte, de ez csak egy adott frekvencia alatt volt jobban hallható. Összesítve: az erőgörbe közelítéséhez a három szűrő foksámát, vágási frekvenciáját és késleltetését együtt kell hangolni, a megfelelő erőgörbe után pedig meg kell nézni a spektrumokat, mert előfordul, hogy annyira erősen szűrt a kimenet, hogy az már nem alkalmas a hullámvezető gerjesztésére

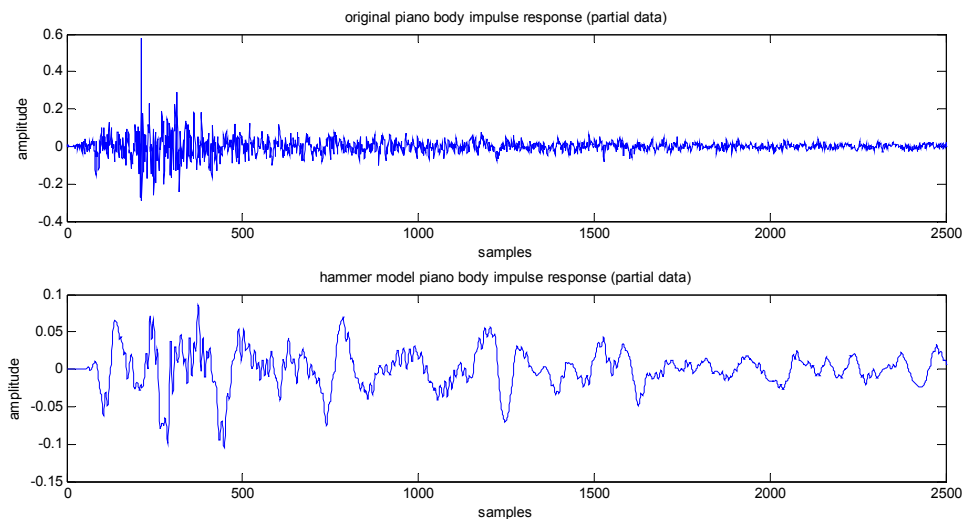
A diplomamunkában az eredeti kommutált zongora szintézisről szóló tanulmányban [11] lévő első ábrán mutatott erőgörbét próbáltam megvalósítani a kalapácsmodellel, tehát egy nagyobb impulzust két kisebb követett úgy, hogy ezek összeolvadtak. Jellegre hasonló görbéket sikerült előállítanom, de teljesen nem sikerült visszaadni. Ezt egyrészt nehezítette, hogy az ábrán az x tengely mértékegysége nem volt megadva. Mivel a zongorahúr acélból van, a hangterjedés sebessége ismert, és a húr távolsága a megütés pontjától a rögzítésig ismert (nagyjából), ezért a visszaverődés ideje kiszámolható, amire én mikroszekundum körüli értékeket kaptam. Egy diszkrét időlépték 44100 Hz mintavételi frekvencián $22.67 \mu s$, tehát az ábrán látható görbét meg se lehet valósítani. Ezért feltételezem, hogy milliszekundumban van, így több lehetőség van kísérletezni a szűrőbeállításokkal, viszont a három csúcs között túl nagy a távolság, és ha azt szeretném, hogy összeérjenek, magas foksámot kell használni, aminek a hatására az impulzusválaszok alakja már nem hasonlít az erőgörbéhez szükségeshez. Ezért másik információforrás után kellett nézmem. Xavier Boutillon 1988-ban méréseket végzett a húr-kalapács interakcióról [14] és ebben található egy ábra, amit a linearizált módszerrel közelíteni lehet, mivel az erőgörbe lecseng 1 milliszekundum alatt. A felhasznált mérési eredmény és a közelítés a 4-20 ábraán látható.



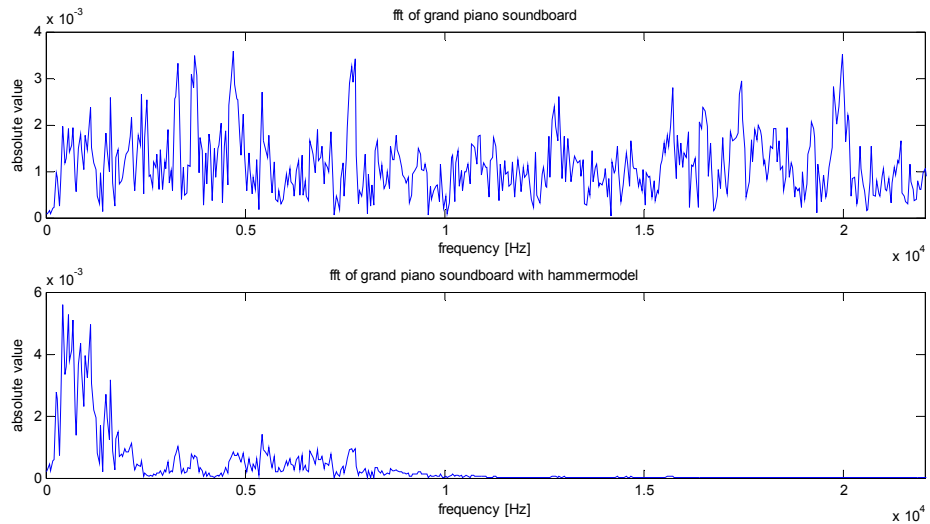
4-20 ábra – A mérési eredmény és közelítése lineáris szűrők impulzusválaszaival

Kísérletképpen módosítottam az ábrát, megpróbáltam többféle erőgörbét létrehozni, de a generált hangok nem voltak meggyőzőek. Viszont az ábrán látható beállításokkal hallható a generált hang legelején egy határozott de rövid ütés hang, ami hasonlít egy igazi zongora hangminta kezdeti szegmensében hallható kalapácshanghoz.

A kalapácsmodell a zongora és a pianó gerjesztésénél játszik szerepet. Érdekes, hogy a generált pianó hangjában kevésbé hallható a kívánt hatás. A következő ábrák illusztrálják a linearizált kalapácsmodell hatását a hangszer rezonánslapjainak impulzusválaszaira.

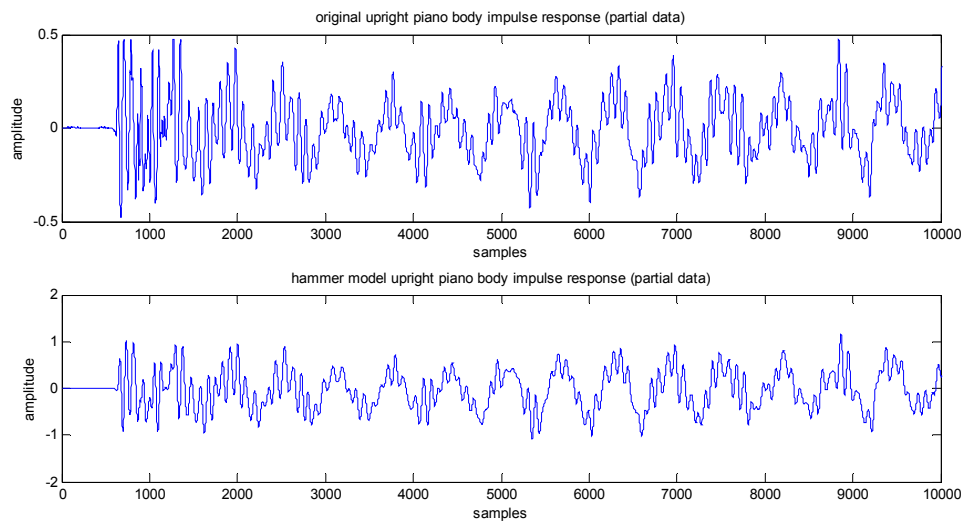


4-21 ábra - Kalapácsmodell hatása a zongora rezonánslapjának impulzusválaszára (az első 2500 minta)

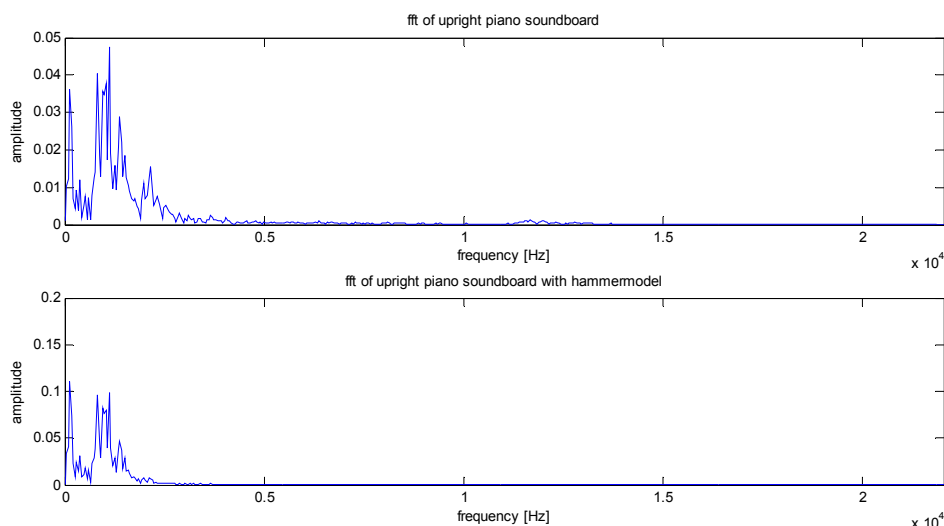


4-22 ábra - Az előző ábra jelei a frekvenciatartományban (normalizált FFT) a teljes adat felhasználásával

A 4-21 ábraán látható a kalapácsmodell szűrőhatása, amely a 4-22 ábraán a frekvencia tartományban is megfigyelhető. Az alacsony vágási frekvencia miatt jelentős információvesztés okoz a kalapácsmodell, 10 kHz felett szinte semmi energia nem marad a jelben, emiatt a hullámvezető is kevesebb frekvencián van gerjesztve.



4-23 ábra - Kalapácsmodell hatása a pianó rezonánslapjának impulzusválaszára (az első 10000 minta)



4-24 ábra - Az előző ábra jelei a frekvenciatartományban (normalizált FFT) a teljes adat felhasználásával

A 4-23 ábraán látható a pianínó rezonánslapjára gyakorolt hatás az időtartományban, a 4-24 ábraán pedig a frekvenciatartományban. Érdekeség, hogy bár erősen csökkent a jel információtartalma, a megmaradt „csúcsok” amplitúdója megnőtt majdnem a kétszeresére, mintha a kalapács hatására rezonancia lépne fel.

A végleges kalapácsmodellben az aluláteresztő szűrők vágási frekvenciáit kénytelen voltam megnövelni, mivel olyan mértékű volt a jel szűrése, hogy gyakorlatilag lehetlenné vált élethű hangzás létrehozása, így a végső vágási frekvenciákat 2500 és 5000 Hz környékére állítottam.

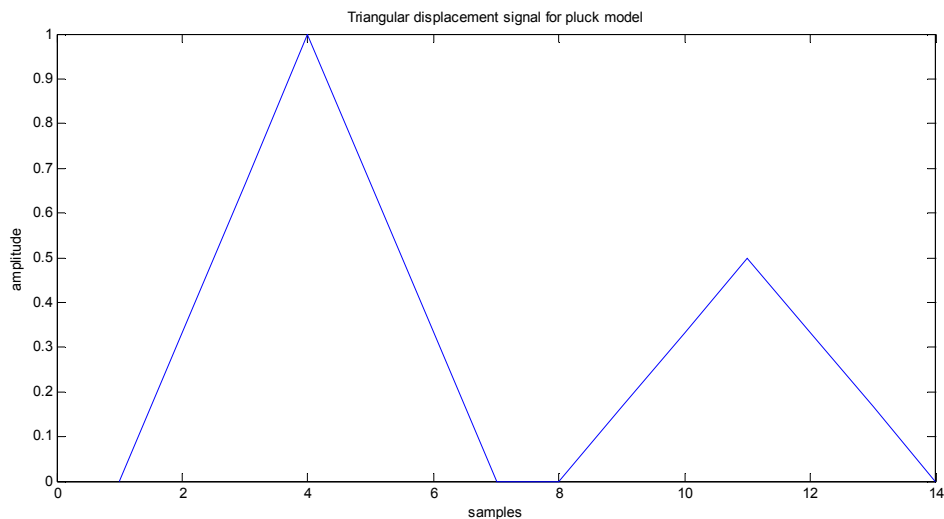
A kalapácsmodell esetén a húrmodell gerjesztőjele erő dimenziójú, tehát a húrmodell kimenete is erő dimenziójú. Amennyiben sebességjelet szeretnénk a hullámvezetőben, a linearizált kalapács kimeneti erő jelét kell integrálnunk (megfelelő integrálási idő mellett). A hullámvezető kimenete mindenképp fizikai jel, ugyanis az eredeti, két ellenkező irányban haladó hullám összege van az egy késleltetővonalas hullámvezetőben

4.3.6 A pengetés modell

A csembalóhoz szükséges egy pengetés modell. Gyakorlatilag a pengetés azt jelenti, hogy a húrt egy előre meghatározott jelalakkal töltünk fel a hang generálás megkezdése előtt, ez lehet például háromszög (a pengető elhajlítja a húrt). Ez

természetesen egyszerűsítés, a csembalónál is fellépnek reflexiók a húrban, és a pengetés se írható le egy diszkrét eseménnyel. Az egyszerűség kedvéért én a következő megoldást választottam: Matlabban generáltam két periódust egy háromszöghullámból, amelynél a második periódus fele akkora amplitúdójú, mint az első (ez jelképezi a reflexiót). A háromszög periódusa állítható. A jelalak a 4-25 ábraán látható. Ez a kezdeti gerjesztés konvolválva van a csembaló rezonánslapjának impulzusválaszával (lineáris csembalót feltételezve), így jön létre a csembaló gerjesztőjele.

A pengetésmodell esetén a gerjesztőjel elmozdulás dimenziójú, mert a háromszögjel a húr kezdeti elmozdulás értéke, amely mellett a kezdeti sebességeloszlás nulla. Ahhoz, hogy sebesség dimenziójú gerjesztőjelet kapjunk, a pengetőmodell jelét idő szerint deriválni kell.



4-25 ábra - egyszerű pengetésmodell elmozdulás görbéje

4.3.7 Egész és törtrész késleltetők

Az alapharmonikus frekvenciáját az egész és törtrész késleltetők állítják be az alábbi összefüggés szerint:

$$L_{\text{egészrész}} = \text{floor}\left(\frac{Fs}{f_0}\right)$$

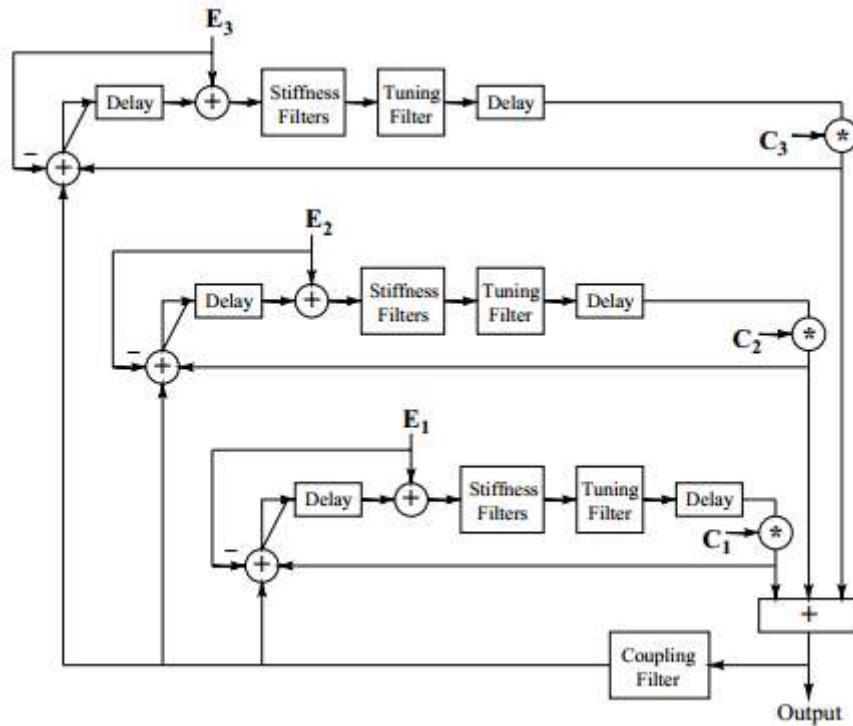
$$L_{\text{törtrész}} = \frac{Fs}{f_0} - \text{floor}(L_{\text{egészrész}})$$

- F_s : mintavételi frekvencia
- f_0 : alapharmonikus frekvencia
- floor: alsó egész

A törtrész késleltetés valójában sávkorlátozott interpoláció, ezt digitálisan mindentáteresztő szűrővel lehet megvalósítani. Ehhez a Simulink biztosít egy blokkot, amelyben beállítható a fokszám 1-től 6-ig. Érdeemes páratlan fokszámot beállítani, ugyanis ez szimmetrikus szűrőt eredményez.

4.3.8 Több húr csatolása

Mivel egy húr és egy polarizáció szimulációja nem ad túlságosan meggyőző és valóságos hangot, érdemes törekedni több húr vagy több polarizáció hozzáadására. A tanszéken születtek eredmények a longitudinális polarizáció modellezéséről. Többek között kiderült, hogy ez a polarizáció elengedhetetlen igazán valóságos (főleg mély) zongorahanghoz. Az én modellem hangjának javításához inkább a több húr hozzáadása kézenfekvő, ugyanis ehhez a kommutált zongora elmélet megalkotói kitaláltak egy módszert, amely [17]-ben olvasható részletesen, és amelyet én implementáltam. A lényege, hogy a veszteségi szűrő átviteli függvényéből számítható egy ún. csatolási szűrő, amelyet a több húros rendszer visszacsatolási hurkában elhelyezve jó minőségű két szintű lecsengés burkológörbe hozható létre. A 4-26 ábraán látható a javasolt struktúra. E1, E2, E3 a húrmodell bemenetei, a tőlük balra levő késleltető és kivonó elrendezés a billentés helyétől függő fésűszűrő effektust valósít meg. Ezt a hatást én elhanyagolom és a két késleltetőt összevonom egybe. A húrmodell további alkotóelem a diszperzió szűrő és egy ún. hangoló szűrő, ami valójában a húr alapharmonikusát hangolja azzal a céllal, hogy közel legyenek egymáshoz de ne legyenek teljesen egyenlők. A veszteségi szűrő már belekerült a csatolás szűrőbe.



4-26 ábra – Az eredeti megoldás több hullámvezető húr csatolására

Most levezetem, hogy számoltam ki a húr veszteségi szűrőből a csatolás szűrő átviteli függvényét. Az eredeti egyenlet:

$$\frac{2(1 - LP)}{1 + N + (1 + N)LP}$$

LP = B/A behelyettesítéssel, ahol B (nulladfokú) a számláló, A (elsőfokú) a nevező vektorai:

$$\frac{2 - 2\frac{B}{A}}{1 + N + \frac{B}{A} - N\frac{B}{A}}$$

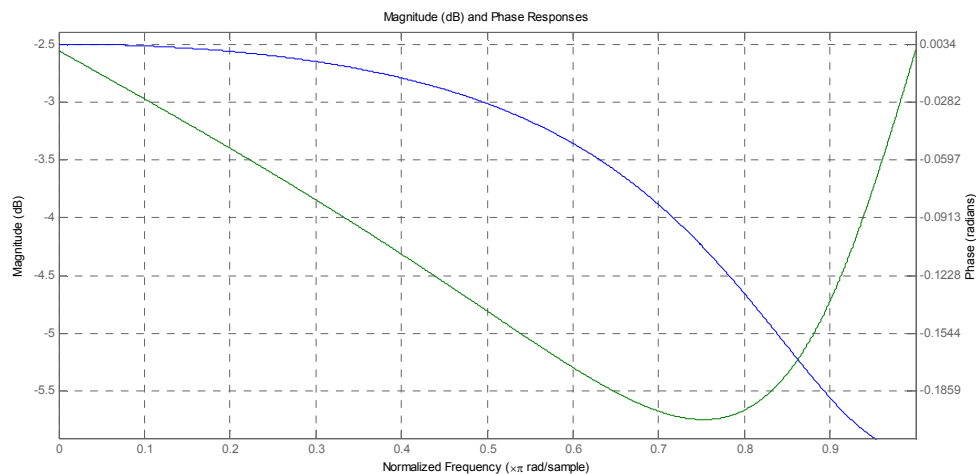
$$\frac{\frac{2A - 2B}{A}}{\frac{A + NA + B - NB}{A}}$$

$$\frac{2A - 2B}{A + NA + B - NB}$$

Érdekes, hogy ez az összefüggés csak N=2-re ad stabil megoldást, függetlenül a hurok számától. Sajnos a Simulink modell kettőnél több húrt nem bírt kezelni és mindig gerjedés lépett fel a modellben, akkor is, amikor minden hurokba sokszoros

csillapításokat tettem és töredékére csökkentettem a bemeneti impulzusválaszok amplitúdóit. Korábban már sikerült gerjedést előidézni a húrmodell tesztelésénél, de azok csak egyes frekvenciákon léptek fel, a három húros rendszerből viszont nem sikerült hangot kihozni. Így csak a két húros modellt sikerült kipróbálni.

Az eredeti ötlethez képest módosítanom kellett a modell felépítését, ugyanis a generált jelek oszcilláltak, függetlenül attól, hogy a csatolás visszacsatoló ágában milyen kis alacsony értékű szorzót alkalmaztam, ezért a húrok modelljeibe is be kellett tennem egy törtszámmal való szorzást (gyakorlatilag a veszteségi szűrő számlálóját hagytam benne). A paraméterek hangolásával elérhető volt egy szépen lecsengő hang, amelyben a két szintű lecsengés is megfigyelhető volt. Az elhangolás mértéke pedig egy enyhébb vagy erősebb kórus effekt érzetét keltette. A csatolás átviteli szűrő átviteli karakterisztikái a 4-27 ábraán láthatóak.



4-27 ábra - A csatolás szűrő átviteli karakterisztikái

4.4 A Matlab rendszerterv

Az előbb ismertetett paraméter számítási módszereket egy egységes szimulációs környezetbe építettem a Matlab program segítségével. Ez a következő .m file-okból áll:

- build_all.m

Ez a keret file hívja meg a többi paraméter számító szkriptet és a Simulink modelleket. Beállítható többféle gerjesztés és egy vagy két húros modell. A

hangok generálása után wav-ba írja őket. Az egy pólusú veszteségi szűrő együtthatói itt vannak megadva.

- `calc_linear_hammer.m`

Ez a file kiszámítja a linearizált kalapácsmechanika és a csembaló pengető gerjesztés jeleit.

- `calc_soundboard_matlab.m`

Ez a file rezonánslapjainak impulzusválaszával. A `_matlab` megkülönböztetés azért kell, mert egy másik `.m` file számítja ugyanezt a DSP implementációhoz.

- `calc_length_and_ripple.m`

Ez a file egész és törtrész hosszát és a ripple szűrő együtthatóit.

- `adf.m`

Ez a file sa a diszperziós szűrő együtthatóit.

- `plot_stft.m`

Ez a file a bemeneti hang Short Time Fourier Transform-ja alapján ábrázolja a megadott számú felharmonikus időfüggését.

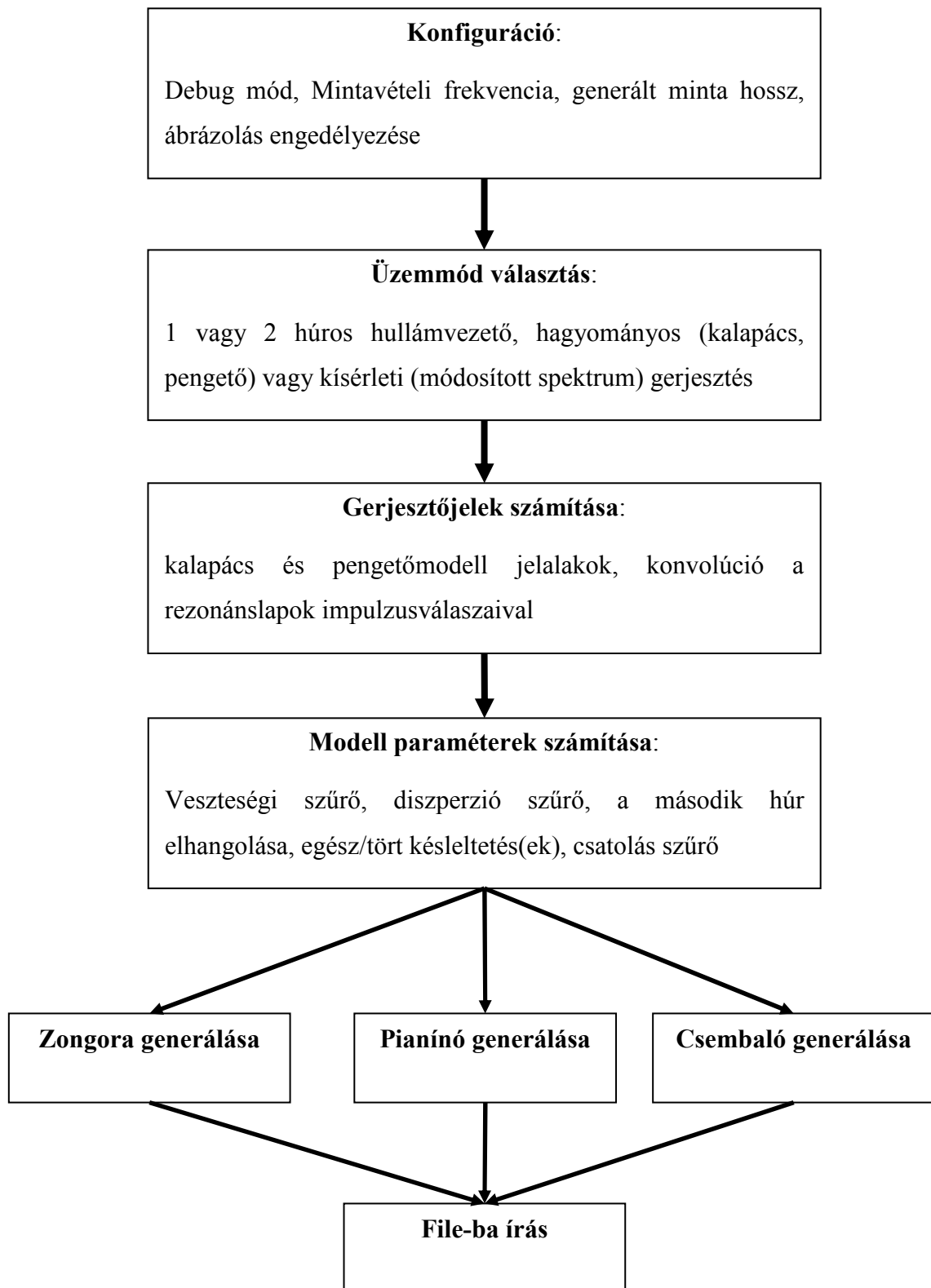
- `simoutwritetowav.m`

Ez a file `.wav` formátumba kiírja a modell által generált hangokat.

- `calc_fftprocessed_input.m`

Ez a file egy kísérleti gerjesztőjelet állít elő. A megadott hangszerhang jelének FFT spektrumából az adott határérték feletti értékeket kinullázza (szimmetrikusan), majd a visszatranszformált jelet kiírja `.wav` file-ba.

Ezen alkotóelemek felhasználásával a hang generálást a következő blokk diagram írja le.



4-28 ábra – Matlab program rendszerterv

4.5 A generált hangok

Ebben a fejezetben bemutatom milyen hangokat lehet generálni a modellel és röviden elemzem őket. A példa kedvéért csak egy hangmagasságot és egyfajta paraméter beállítást használok, további minták gyorsan generálhatóak a Matlab programok felhasználásával. A kiválasztott hangmagasság C4, az alapharmonikus 262.626 Hz.. A jelalakok mellett ábrázolom az első négy felharmonikus időbeli lefolyását is, a jobb összehasonlítás érdekében.

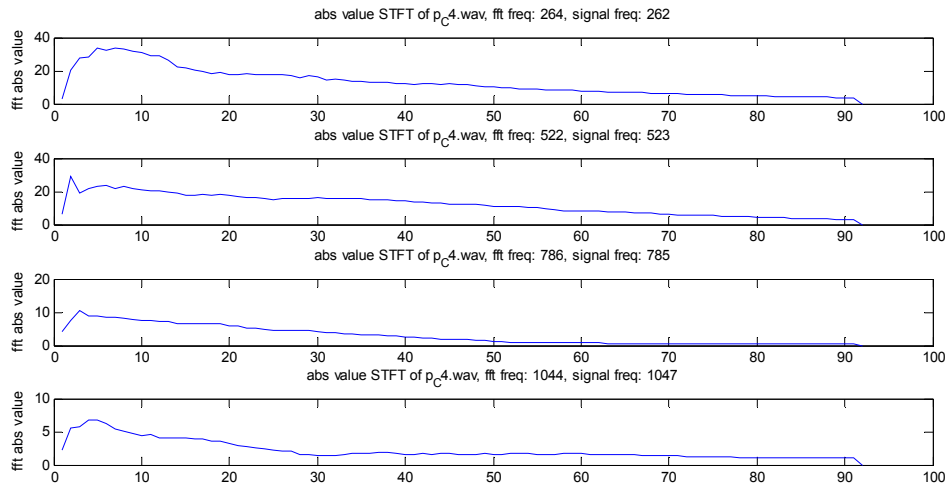
A generált hangokhoz felhasznált paraméterkészletet a következő táblázat foglalja össze.

4-1 táblázat - A húrmodell paraméterei

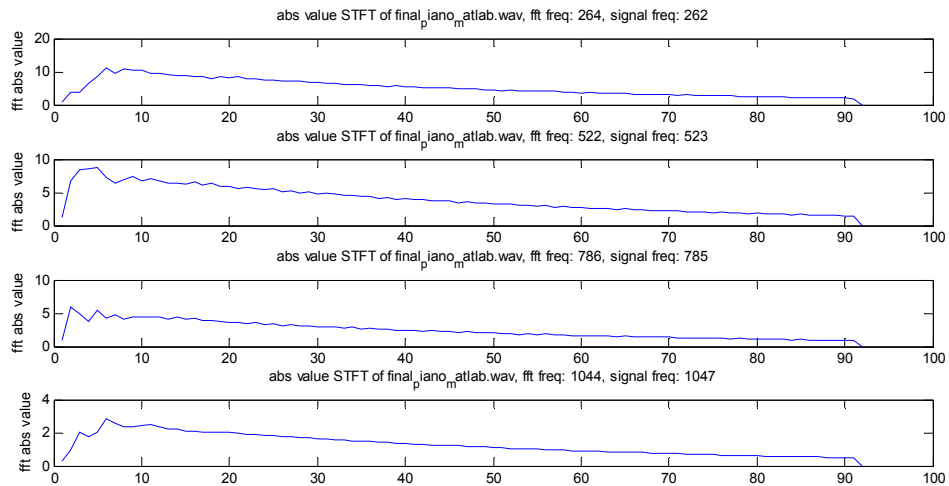
<i>Paraméter neve</i>	<i>Leírás</i>	<i>Érték</i>
F0	alapharmonikus	261.626 Hz
L_egész	Egész számú késleltetés	145
L_tört	Tört számú késleltetés	0.5612
L_teljes	Teljes húr késleltetése	168.5612
B_lp	Veszteség szűrő nevező	-0.99
A_lp	Veszteségi szűrő számláló	[1 -0.002]
r_depth	Ripple mélység	0.00001
r_rate	Ripple ráta	0.09
B	Inharmonicitás együttható	0.00005
nfft	STFT bin-ek száma	2^{14}
M	STFT szegmens hossza	512 minta
noverlap	szegmensek átlapolódása	32 minta

4.5.1 Egy húr modell

A következő ábrák a modell által generált hangokat mutatják, egy húros modell esetén.

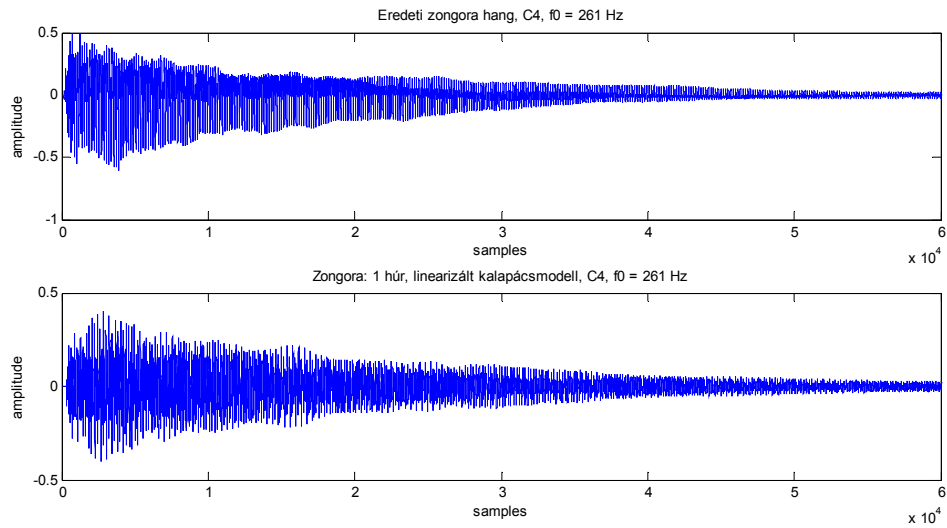


4-29 ábra – Az eredeti zongora hang első négy harmonikusa

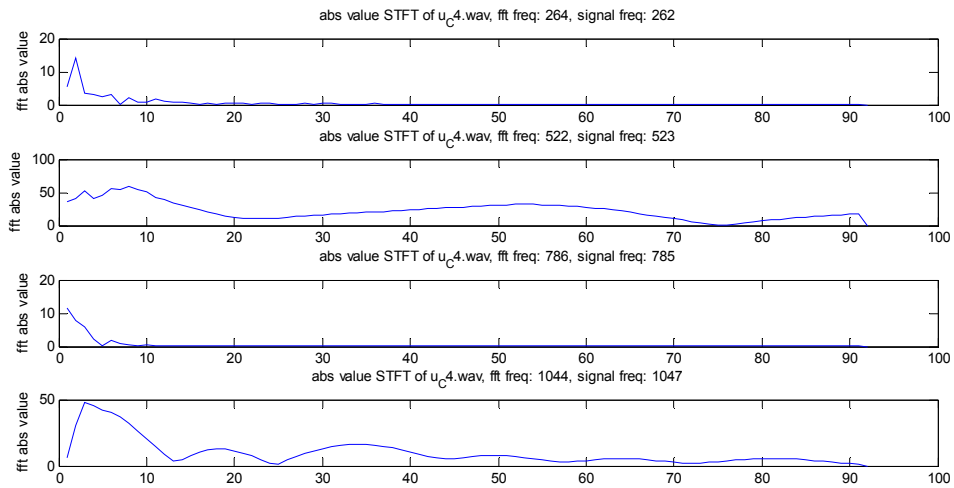


4-30 ábra – A generált zongora hang első négy harmonikusa

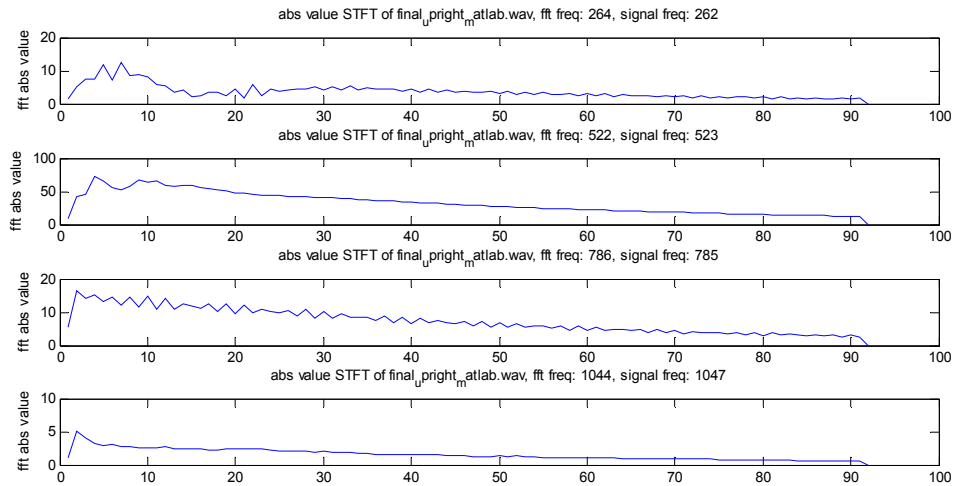
A 4-29 ábra és 4-30 ábra összevetéséből látszik, hogy jellegre nagyjából sikerült követni az eredeti hangot. Az egyik különbség a felharmonikusok amplitúdójából adódik, ami furcsa, mert a generált hang hangereje nem alacsonyabb az eredetinel. A jelalak kezdeti attack szegmensében látható kiemelést sikerült követni, és a kalapács hallható is. A 4-31 ábraán látható a két jelalak, de a látszólagos hasonlóság ellenére a generált hang nem hasonlít meggyőzően egy zongorahangra, inkább mesterséges hangzása van. Ennek okai egyrészt az, hogy a felharmonikusok lecsengését nem követi pontosan, másrészt a húr további polarizációinak hiánya.



4-31 ábra – Fent: Az eredeti zongora hang. Lent: A generált zongora hang

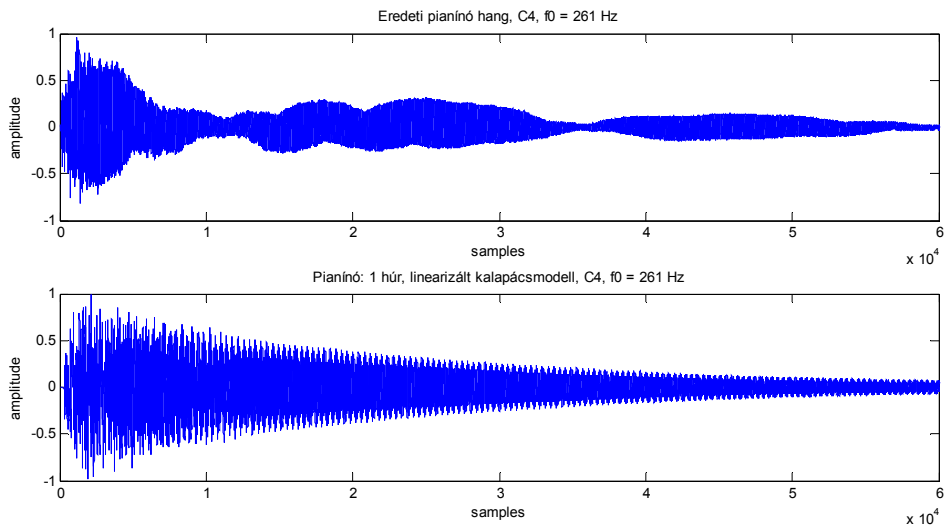


4-32 ábra – Az eredeti pianó hang első négy harmonikusa

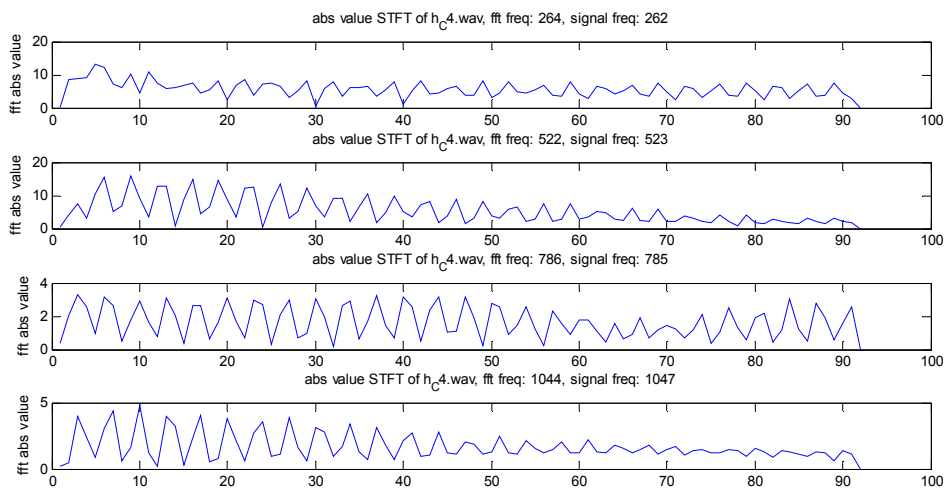


4-33 ábra - a generált pianó hang első négy felharmonikusa

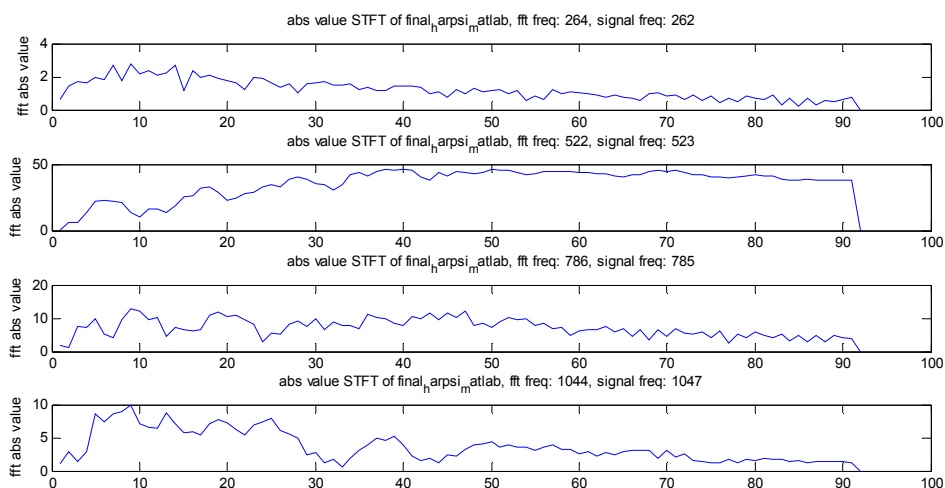
Az eredeti pianó jelben megfigyelhető egy intenzív lebegés (beating). Ennek oka az, hogy a hanghoz hozzájáruló húrok egymáshoz képest hallhatóan el voltak hangolva. A 4-34 ábraán látható az eredeti és a generált hang. A felharmonikusok lecsengését követi, de a lebegés hiányzik, ezt egy húrral nehézkes előállítani.



4-34 ábra - Fent: az eredeti pianó hang. lent: A generált pianó hang

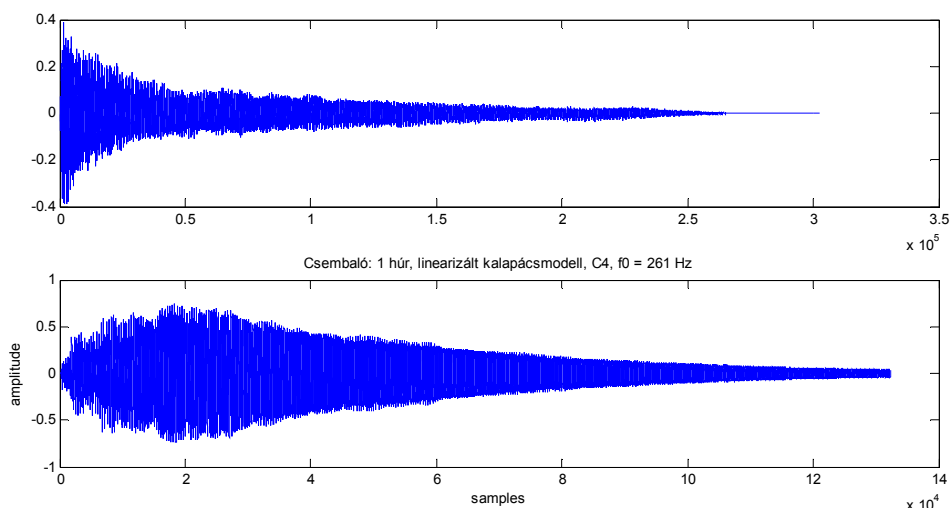


4-35 ábra - Az eredeti csembaló hang első négy felharmonikusa



4-36 ábra - A generált csembaló hang első négy harmonikusa

A 4-35 ábra és a 4-36 ábra mutatja a csembaló harmonikusait. Jelentősen eltérnek a zongorától és a pianínótól, aminek nemcsak a pengetés az oka, hanem az, hogy a csembaló húr három ponton van rögzítve, és a második szakasz szabad rezgései erősen visszhangos jellegűek. Az én modellem egy egyszerűsített pengetésmodellt használ, a húr rövid rezgő szakaszát pedig kihagytam a modellből.

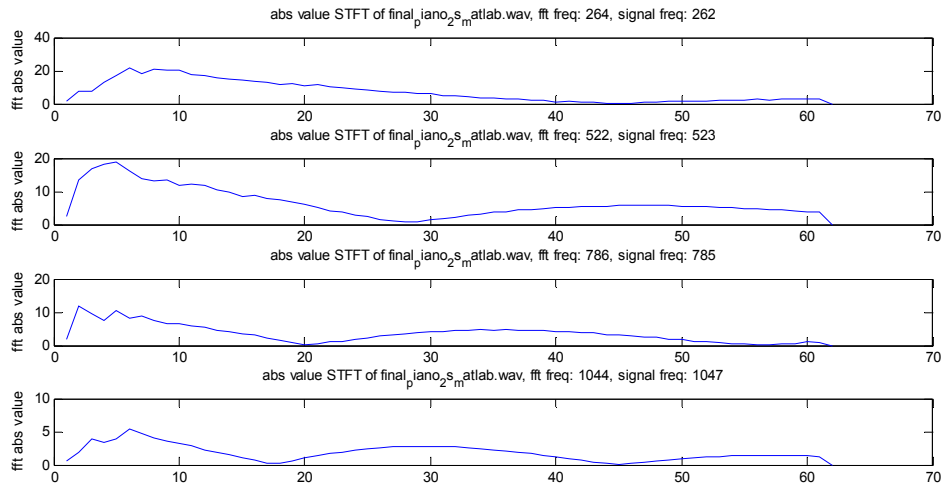


4-37 ábra - Fent: Az eredeti csembaló hang. Lent: A generált csembaló hang.

A 4-37 ábraán látható az eredeti és a generált jel, amely megint csak közelítően hasonlít a csembalóra, hiányzik belőle az a fémes, karakterisztikus csembaló hang, amelyet jól ismerhetünk Bach művekből. Ezenkívül a második felharmonikus nagyon lassú lecsengése felelős a jel „kövérségéért”.

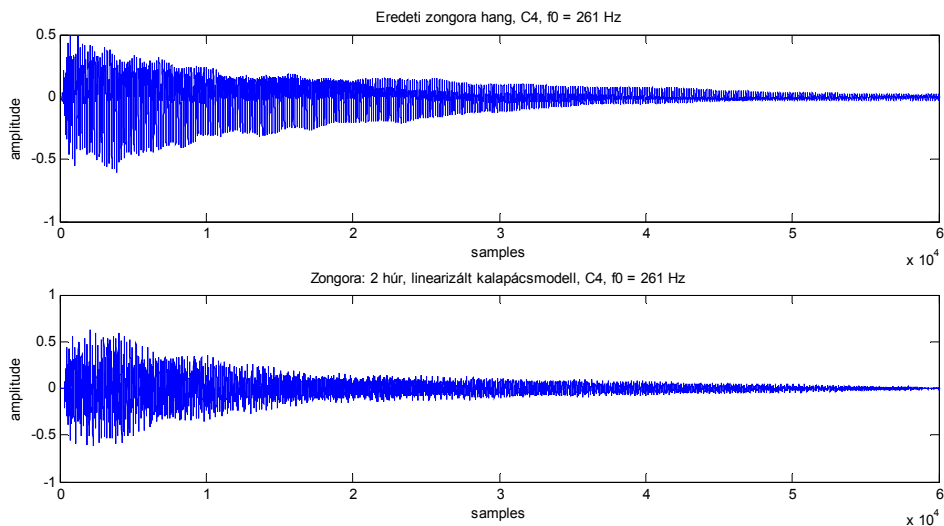
4.5.2 Két húr modell

A következő ábrák a modell által generált hangmintákat mutatják két húros modell esetén. A rendszer instabilis vagy oszcilláló viselkedést mutatott a legtöbb csatoló konstans értékre. Abban az esetben, amikor az egyéni húrokból kivettem a veszteségi szűrőt (amely elvileg a csatolt rendszerben teljesen a csatolási szűrőbe transzformálódik), a csatolási konstans értékétől függetlenül (extrém alacsony beállításoknál is) oszcillált, avagy nagyon lassan csengett le a hang. Végül ez az érték 0.000000000001 és 0.0000001 között adott jól hangzó eredményt. A húrok veszteségi szűrőinek paraméterei megegyeznek az egy húros hullámvezető paramétereivel.

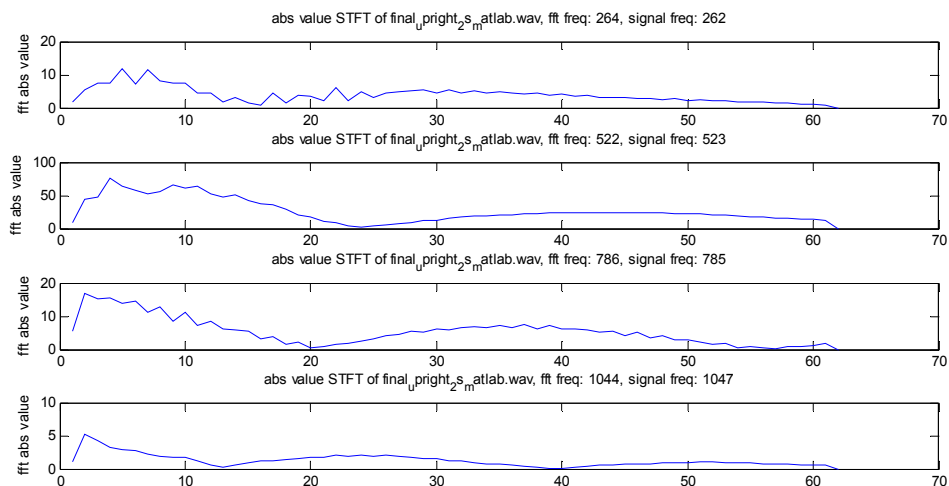


4-38 ábra - A generált zongora hang első négy harmonikusa, két húr modell

A 4-38 ábra mutatja a generált hang harmonikusait. Jól látható a lüktetés hatása. A 4-39 ábra mutatja az eredeti és a generált hang jelalakjait. Ránézésre és hallhatóan is egy kicsit jobb a helyzet, mint egy húrnál, de a hangzás nem lett határozottan jobb. Valójában egy enyhe kórus effektre hasonlít.

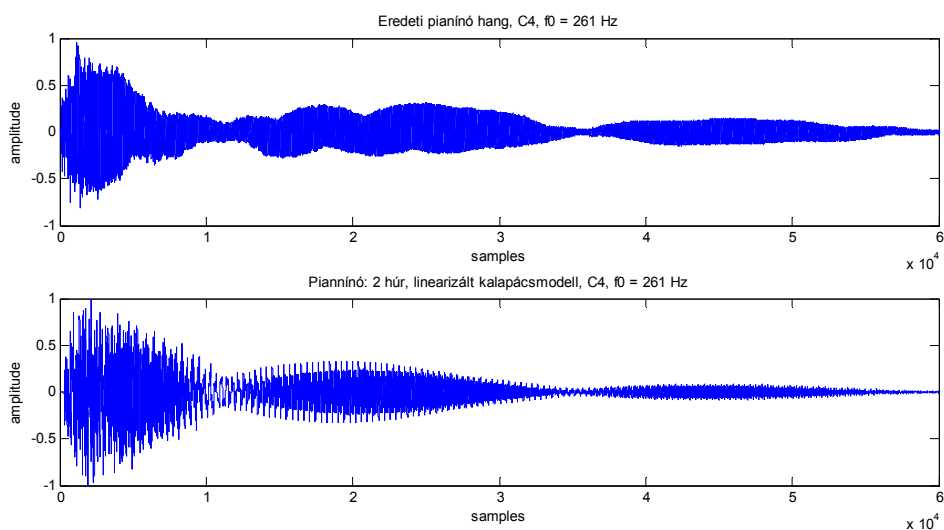


4-39 ábra - Fent: az eredeti zongora hang. Lent: a generált zongora hang, két húr modell

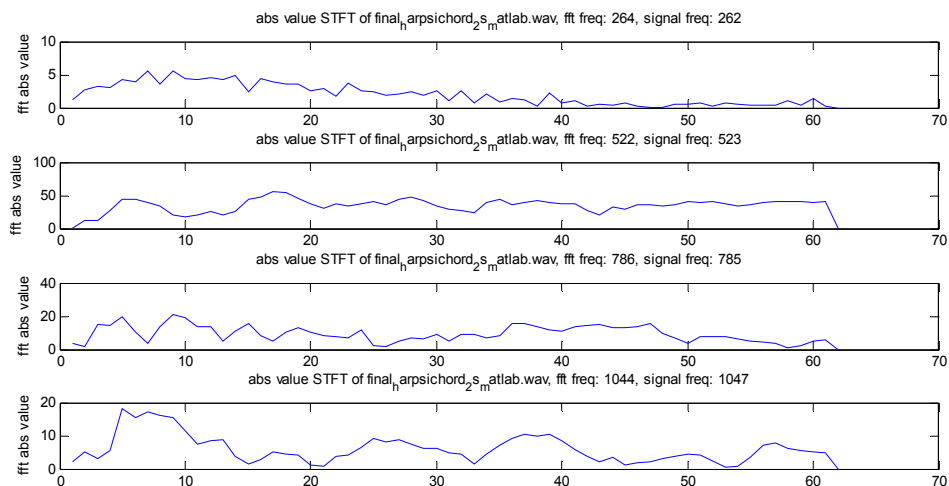


4-40 ábra - a generált pianínó hang első négy harmonikusa, két húr modell

A 4-40 ábra mutatja a generált pianínó hang első négy harmonikusát. A 4-41 ábra jelalakjain jobban látható, hogy a lebegés közelebb vitte a generált hangot az eredetihez. Ezenkívül a hang, bár hasonlít a zongorára, annál tompább, kevesebb és halkabb a magas felharmonikusok aránya a jelekben.

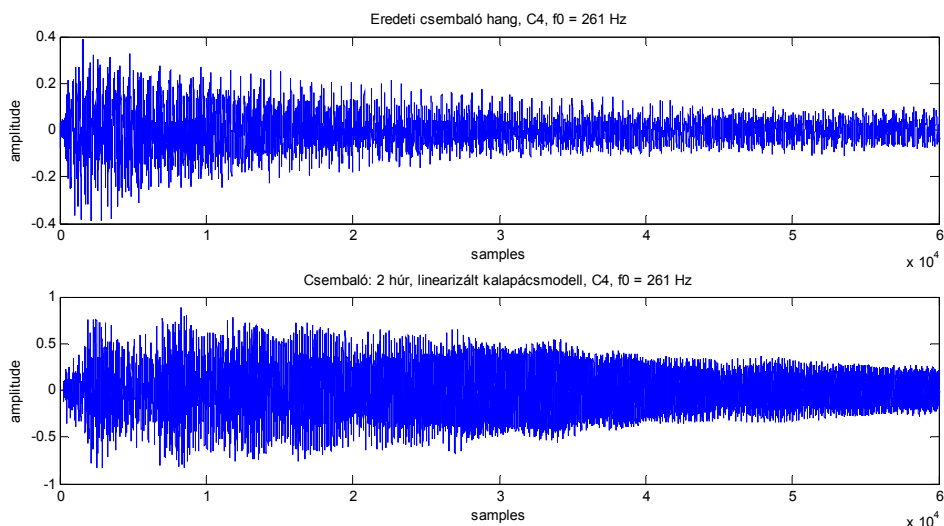


4-41 ábra - Fent: az eredeti pianínó hang. Lent: a generált pianínó hang, két húr modell



4-42 ábra - A generált csembaló hang első négy harmonikusa, két húr modell

A 4-42 ábra mutatja a generált csembaló hang első négy harmonikusát, a 4-42 ábra pedig az eredeti és a generált hang jelalakjait. Láthatóan a második húr hozzáadása nem sokat javított a helyzeten, esetleg ha egy oktávval feljebb hangolnánk segítene, de alapvetően a felharmonikusok lecsengésének pontos beállításával és a három ponton rögzített húr rezgéseinek hozzáadásával lehetne jelentősen javítani a hangzáson.



4-43 ábra - Fent: az eredeti csembaló hang. Lent: A generált csembaló hang, két húr modell

4.5.3 Más fizikai változók

Kísérletképpen kipróbáltam átváltani a húrmodellben futó jelalak fizikai értelmét, és mindegyiknél sebesség kimenetre átváltani azt.. A kalapácsmodell erő kimenetét integráltam, a pengetésmodell elmozdulás jelét deriváltam (idő szerint), és

így gerjesztettem vele az univerzális modellt. A zongora esetén hallható volt valami javulás, a pianínó esetén a hang nagyon eltorzult és a jelalak teljesen torz lett, míg a csembaló esetén a magas felharmonikusok erős kiemelése volt hallható (a deriválás felüláteresztő jellegű, így ez várható volt). Összesítve az áttérés más változókra nem okozott akkora javulást, mint amennyit az implementálásuk ér, de tény, hogy ez a téma további kutatást érdemel. A legfurcsább a pianínóra gyakorolt hatás volt, ugyanis bár a hang hallásra közelebb került egy eredeti pianínóhoz, a jelalak torzulása erős kételyeket vetett fel bennem a módszer használhatóságát illetően.

5 A DSP Implementáció

5.1 A TI C6713 DSP fejlesztőrendszer ismertetése

A Matlab modellek lehetővé teszik a magas szintű tervezést, az architektúrák és algoritmusok gyors módosítását és a kísérletezést. Emellett érdemes, ha csak lehet, implementálni az eredményeket egy olyan eszköz felhasználásával, amely közelebb van azokhoz a lehetőségekhez, amelyek a jelfeldolgozó rendszereket tervező mérnökök számára rendelkezésre állnak. Az erre a célra felhasznált eszköz egy Texas Instruments C6713 DSP Starter Kit (DSK). Röviden bemutatom a képességeit hardware és software szempontból. Végül a DSP specifikus modell ismertetése után a generált hangminták bemutatása és összehasonlító elemzésével zárul a fejezet.

5.1.1 Hardware

A fejlesztőpanel a következő hardware elemeket tartalmazza:

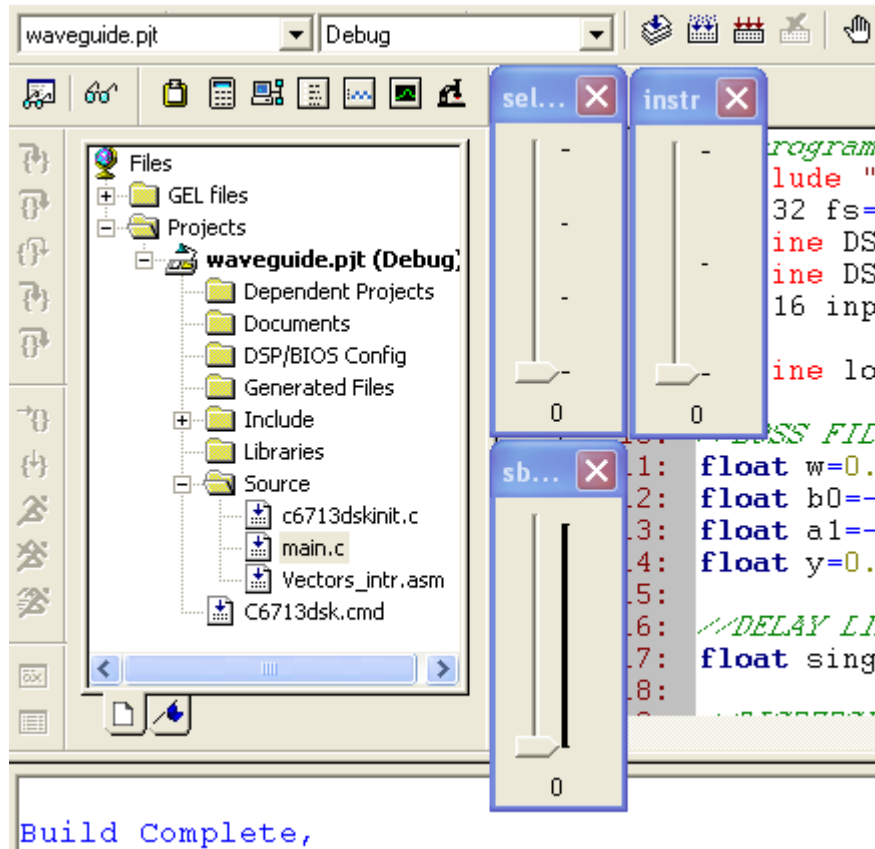
- TMS320C6713 lebegőpontos DSP, amely 225 Mhz-es órajelen fut. VLIW (very long instruction word) architektúrája számítás intenzív feladatokra optimalizált,
- 24 bites sztereó kodek; line in, line out, mic in, fülhallgató out csatlakozókkal,
- 512K word Flash és 16 MB SDRAM memóriák,
- CPLD amely a konfigurációs regiszterekhez ad korlátozott hozzáférést,
- JTAG emulátor egy USB interface-en keresztül, amellyel programozható és debuggolható az eszköz,
- +5V tápegység,
- HMI: 4 LED, 4 dip kapcsoló.

A processzor 2 fixpontos és 4 lebegőpontos ALU-t, 2 szorzóegységet és barrel shiftert tartalmaz. Az on chip memória összesen 256 Kbyte, így akár több ezer 16-bit tap-os szűrők is implementálhatók a külső, lassabb memória alkalmazása nélkül, amely a valós idejű implementációhoz szükséges.

5.1.2 Software

A fejlesztőpanel programozható USB-n keresztül a TI Code Composer Studio IDE használatával. Ezenkívül MATLAB Simulink környezetből közvetlenül lehet rá kódot generálni. Ennek előnye a magas szintű programozhatóság, hátránya az, hogy bonyolultabb algoritmust ritkán fordít le és ha igen, akkor se mindig működik jól. A modelleket a legtöbbször módosítani kell a cél architektúra figyelembevételével. Egyszerűbb struktúrák, modellek esetén a kódgenerálás jól működik.

A Code Composer Studio egy átlagosan könnyen használható integrált fejlesztői környezet. Az egyik érdekesség az ún. gel file használata. Ez úgy működik, hogy a programban ki lehet választani egy változót és hozzárendelni egy tartományt, amin belül változhat, és a program futás alatt a változó értéke változtatható egy virtuális csúszkával. Ez a funkció akár a paraméterek valós idejű hangolását is lehetővé teszi. Erre látható példa a 5-1 ábraán. A *selector*, *instr* és *sb_gain* változók a programban a hangszerek kiválasztását és a soundboard gain-t állítják. Így nem kell új érték adásánál újrafordítani és feltölteni a programot, hanem valós időben változtatható (sajnos egy hangos tranzienssel együtt).



5-1 ábra - A TI Code Composer Studio IDE és a GEL funkció három változó esetén

5.2 Eltérések Matlabhoz képest

A következő főbb eltéréseket szeretném kiemelni. Egyrészt a változók float típusúak (32 bit) szemben a Matlab double (64 bit) típusával. Emellett az on chip memória mérete korlátozza a rezonánslapok impulzusválaszainak tárolható hosszát. A legnagyobb megszorítás a 44.1 Khz-es mintavételi frekvencia miatti valós idejű igény, mivel két mintavétel között mindenképp ki kell számítani a következő mintát, különben az előző minta értéket adja ki a kodek.

További elvárás volt a DSP programmal szemben, hogy képes legyen egyfajta egyszerű kottát lejátszani. Ez valójában egy egyszerű digitális szekvenszer. Két tömb határozza meg a kottát, egyik a hangmagasságot, másik a hang hosszát tartalmazza.

5.3 A rendszerterv

A szoftver rendszerterv kiindulási pontja a Matlabban megvalósított model paraméter és gerjesztőjel számítás, azzal a módosítással, hogy a gerjesztőjelek hossza beállítható (a DSP korlátozott belső memóriája miatt), és ezeket file-ba írom ki.

A rendszer Matlab része a következő szkriptekből áll:

- dsp_make.m

Ez a file, hasonlóan a tisztán Matlabos szimulációhoz, a keretrendszer szerepét tölti be. Kiszámítja a húrmodell paramétereit a megadott bemeneti hangmintákból, létrehozza a gerjesztőjeleket, és ezeket a C program által felvehető formában file-ba írja. A hosszadalmas előfeldolgozási folyamat miatt az egyes részek kapcsolókkal ki-be kapcsolhatóak.

- calc_linear_hammer.m

A linearizált kalapácsmechanika és a pengetés gerjesztőjelét számítja ki és írja file-ba

- calc_soundboard_dsp.m

Ez a file számítja ki a teljes gerjesztőjelet és írja file-ba. Mivel a mintaszám korlátozott, ezért ablakozza a jeleket, amely asszimmetrikus: a jel eleje nincs

módosítva, mert ezzel elrontanánk az attack részt. Az ablak tulajdonképpen egy egyszerű, lineáris fade-out, változtatható kezdőponttal.

A DSP-n futó program a következő file-okból áll:

- `c6713dskinit.c`

Ez a program a fejlesztőpanelhez adott board support library függvények segítségével konfigurálja a kodeket és a többcsatornás bufferelt soros portokat, amelyeken a panel belső kommunikációja zajlik (elsősorban a processzor és a kodek között). A poll vagy interrupt beállítás is ebben történik. A program forrása [20].

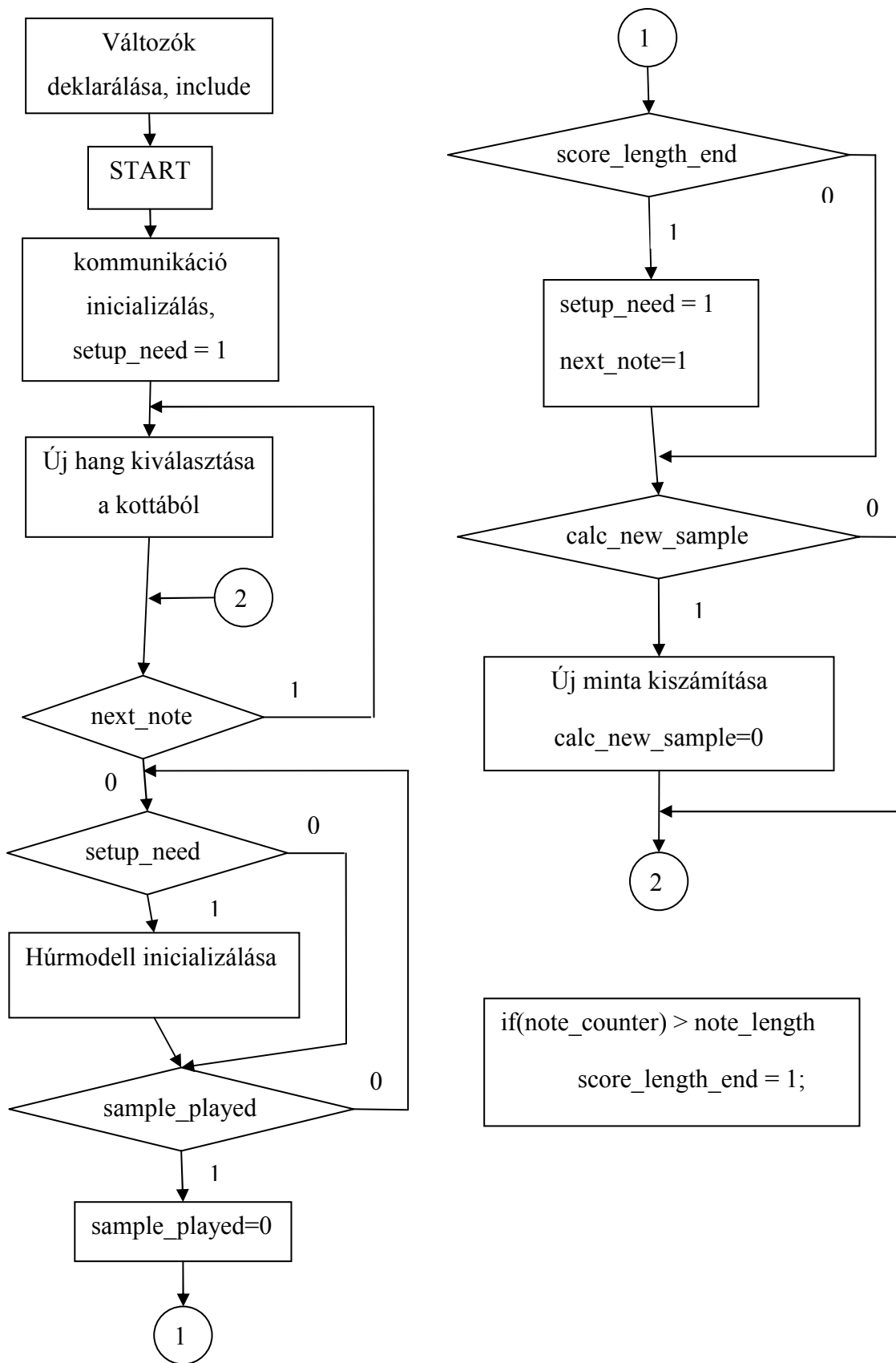
- `Vectors_intr.asm`

Ez egy assembler file, amely a megszakítás kiszolgálás táblázatot tartalmazza. Esetünkben a 11-ik vektort használjuk arra, hogy a kodek minden mintavétel időpontban megszakítsa a processzort. Ez az időpont alkalmas a bemeneti és kimeneti értékek olvasására és írására. (Az első helyen álló vektor a reset-hez tartozik, a második az NMI, a többi a mi esetünkben üres). A program forrása [20].

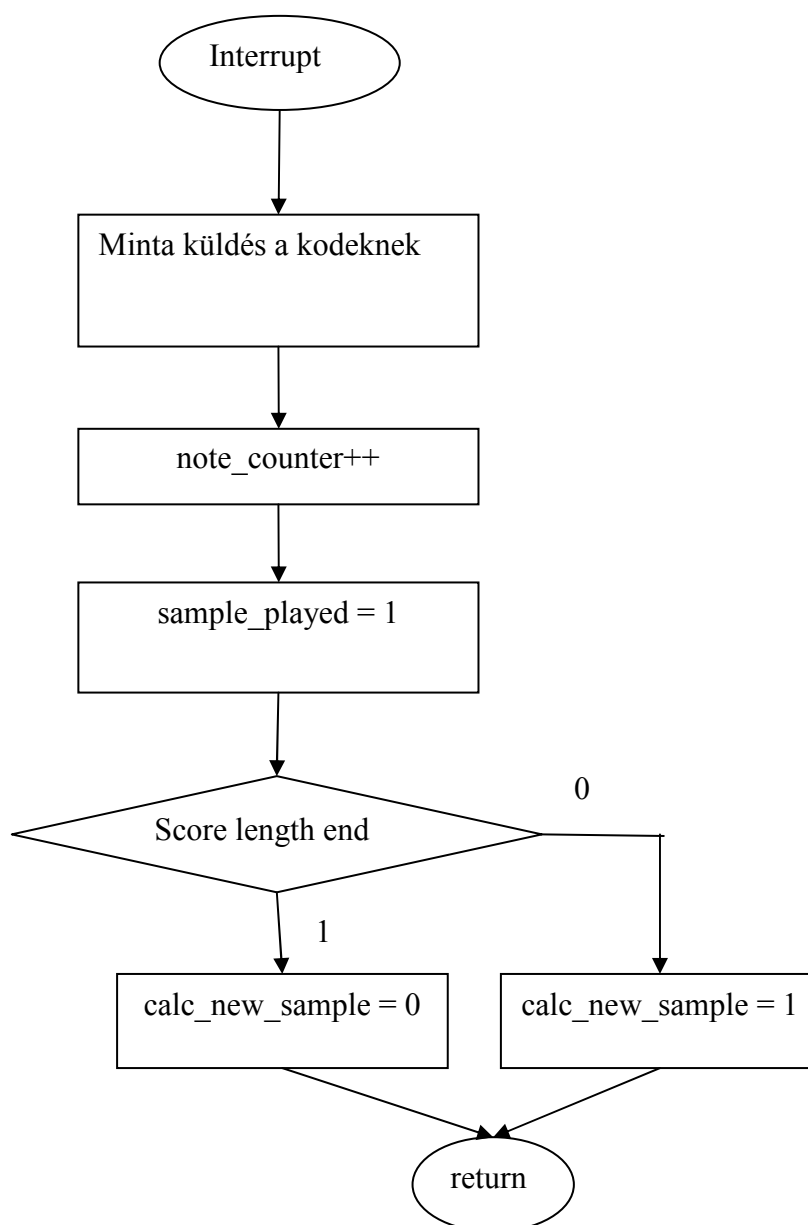
- `main.c`

Ebben a file-ban van a main függvény. Ennek a feladata a változók deklarálása, a külső file-ok mellékelése és a program indulásakor a rendszer inicializálása, továbbá két mintavételi időpont között a következő minta kiszámítása, és a kotta lejátszása.

A következő ábrákon a program rendszerterve látható: az 5-2 ábrán a fő program, az 5-3 ábrán a megszakítás kezelő rutin.



5-2 ábra - a main.c program rendszerterve



5-3 ábra - a megszakítás kezelő függvény rendszerterve

5.4 A DSP paraméterek

A Matlabos paraméterszámítás eredménye a következő:

- waveguide.h

Ez a file tartalmazza a húrmodell paramétereit egy kétdimenziós tömbben, egy mindegyik hangszerhez. Az egyik dimenzió a hangjegy száma amely C4től C5-ig megy, a második a paraméter száma. A Matlab program által generált modellparamétereket

még finomhangolni kell, mert egyes esetekben a veszteségi szűrő számlálójára egyhez nagyon közeli értéket ad, és a pólus értéke időnként nulla. Ezeket kézzel ki kell javítani.

A veszteségi szűrőn kívül implementáltam a diszperziós szűrőt, ennek a paraméterei a Matlab másodfokú szekciók (second order sections) formátumában van. A diszperzió szűrőt tervező program eredményei minden esetben egy darab másodfokú szekció, ezért elég egy két dimenziós tömb.

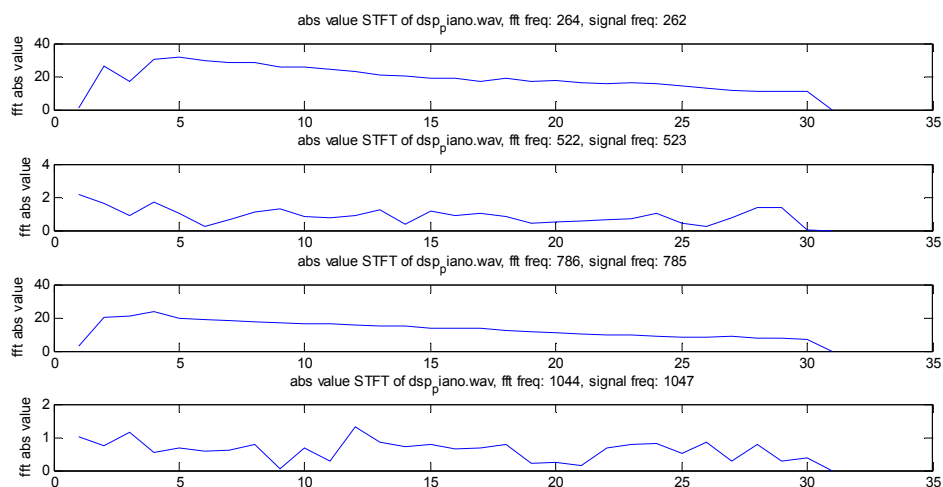
- upright_final.h; piano_final.h; harpsi_final.h

Ezek a file-ok tartalmazzák a három hangszerhez tartozó gerjesztést. A zongora és a pianínó esetében 2065, a csembaló esetében 2013 mintát tartalmaz (a kalapács és a pengetőmodell közötti eltérés miatt).

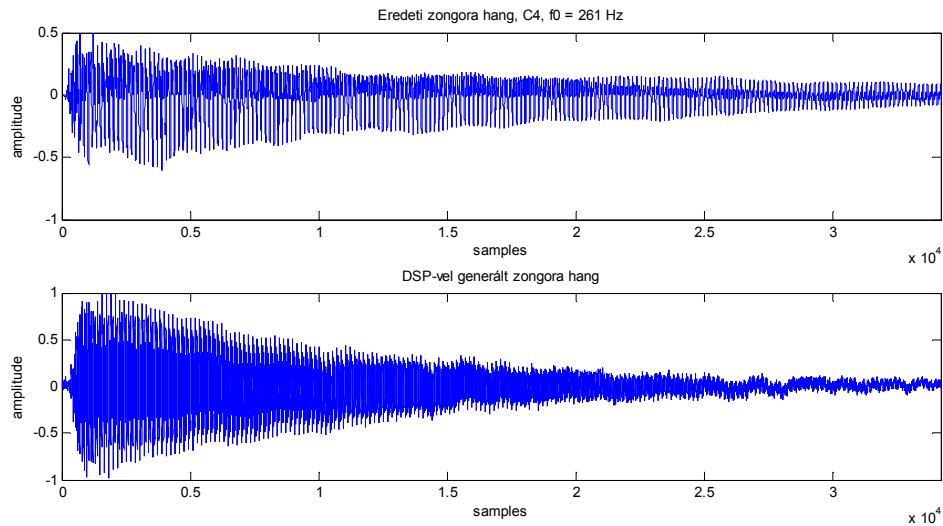
A kotta meghatározása mellett két konfigurációs kapcsoló választ egyrészt a húrmodellek paraméterei között, másrészt a bemeneti gerjesztések között, tehát lehetséges például a csembalóval behangolt húrt a zongora kalapácsmechanikájával gerjeszteni és egyben a zongora rezonánslapján keresztül meghallgatni.

5.5 A generált hangok

A DSP-vel generált hangok paraméterei ugyanazok, mint a Matlabos szimulációkban, azzal az eltéréssel, hogy minden hangmagassághoz egyedileg meghatározhatóak, viszont a húrmodellből kihagytam a törtszám késleltetést, és csak az egy húros hullámvezetőt implementáltam.

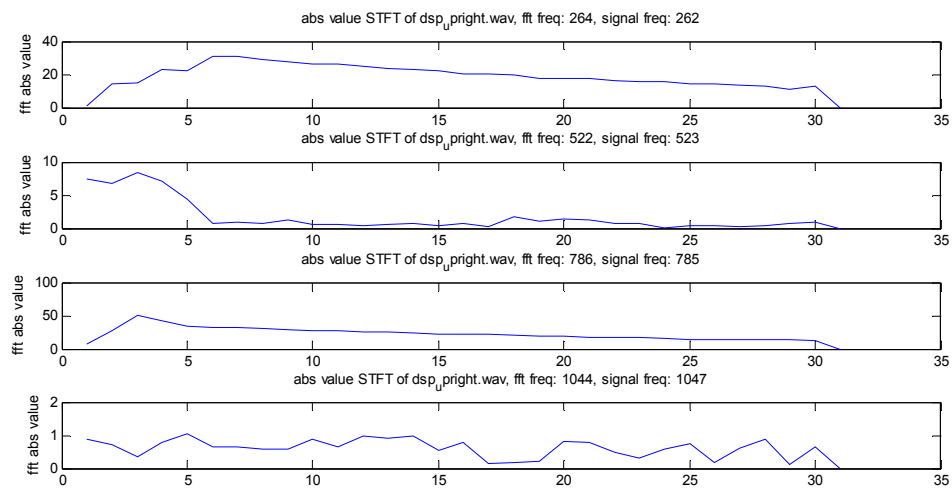


5-4 ábra - A DSP-vel generált zongora első négy harmonikusa, C4, $f_0=261.262$ Hz

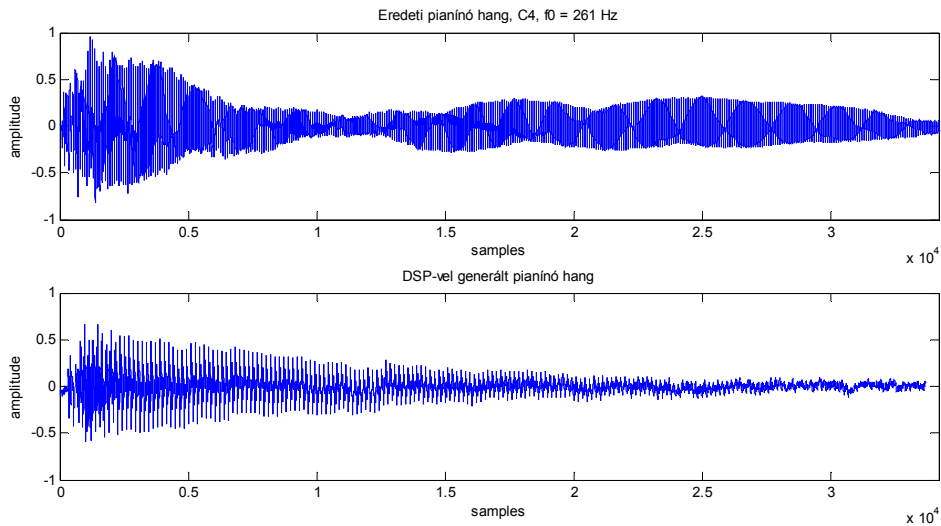


5-5 ábra - Fent: Az eredeti zongora hang. Lent: A DSP-vel generált zongora hang, C4

Az 5-5 ábra mutatja az eredeti és a DSP-vel generált zongora hangot. Alapvetően az látszik, hogy egyszerűbb a jelalak időbeli lefolyása, és egy adott amplitúdó alatt elnyeli a kodek zaja.

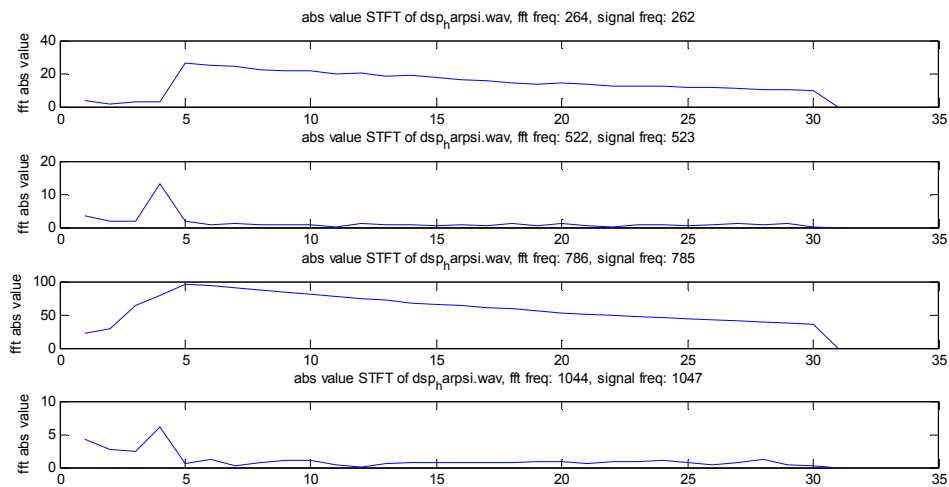


5-6 ábra - A DSP-vel generált pianó első négy harmonikusa, C4

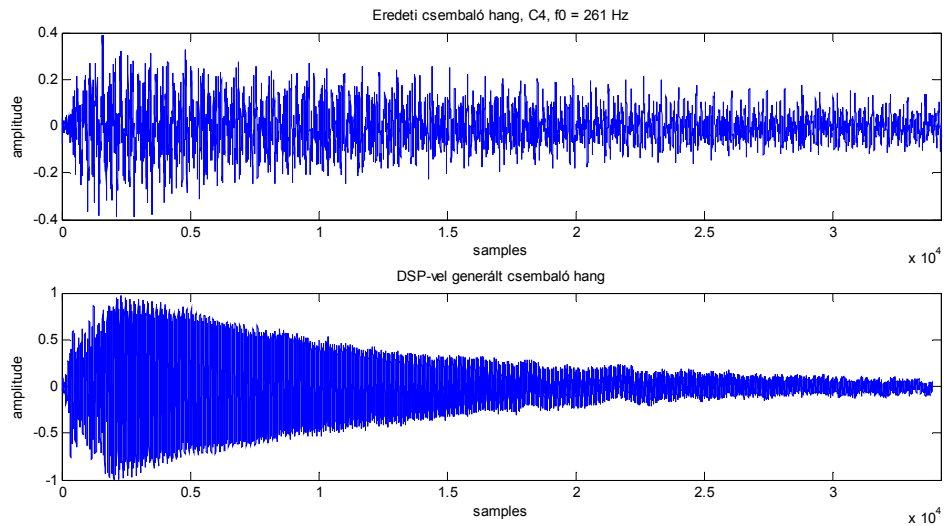


5-7 ábra - Fent: Az eredeti pianínó hang. Lent: A DSP-vel generált pianínó hang, C4

Az 5-6 ábra mutatja a pianínó első négy felharmonikusának alakulását, a 5-7 ábra mutatja az eredeti és a DSP-vel generált pianínó jelalak időbeli lefolyását. Az attack szegmens jól közelíti az eredetit, de a lecsengések nem teljesen jók, és a lebegés hiányzik.



5-8 ábra - A DSP-vel generált csembaló hang első négy harmonikusa, C4



5-9 ábra - Fent: Az eredeti csemláló hang. Lent: A DSP-vel generált csemláló hang, c4

Az 5-8 ábra mutatja a DSP-vel generált csemláló első négy harmonikusának időbeli alakulását, az 5-9 ábra pedig az eredeti és a generált jelalakokat. A lecsengési időkből is látszik, hogy nem követi pontosan az eredeti csemlalót, sajnos pont a fémes jellege hiányzik, ami annyira sajátossá teszi ezt a hangszert. Ennek a jellemzőnek a modellezése úgy látszik kulcsfontosságú a csemláló hangszintézisnél.

6 Konklúzió

A diplomatervben elvégzett feladatokat részben sikerült teljesíteni. A modellhez szükséges kutatásokat elvégeztem. A modellt implementáltam Matlab és DSP környezetben is, a megfelelő paraméter számításokkal együtt. A generált hangok sajnos nem hasonlítanak hűen az eredeti hangszerekre, de annyira nincsenek távol tőlük, hogy a szándékot ne lehessen felismerni.

A modell implementálása alatt a fő nehézség abból fakadt, hogy a húrmodell gyakran gerjedt. Az instabilitást az egyhez közeli hurokerősítés okozza, de ez szükséges a hosszú lecsengési idők létrehozásához. A modell paraméterek finomhangolása hosszan tartó folyamat, amelyet a legjobb működés érdekében egyenként, külön minden húrra el kellene végezni, mind a három hangszerre. A DSP implementáció alatti nehézségek a modell gerjedésen túl a fejlesztőpanel sajátos problémáiból fakadtak, mint például a kodekkel való kommunikáció. A debuggolási lehetőségek is korlátozottak voltak, például a CPLD egyes konfigurációs regisztereit nem lehet figyelni futás közben, ráadásul a Matlabos környezethez képest sokkal lassabb volt, így például egy teljes periódusidő lefutását a hullámvezetőben még extrém (2-3) hosszú késleltetővonal esetén is több időt vett igénybe, mint ami elvárható, bár ennek sajnos az is oka, hogy egy viszonylag régi személyi számítógépet használtam. Mindezek mellett a hangszintézis algoritmusok hangolása sok örömteli pillanattal is járt, és egy értékes tanuló folyamat volt az egész, mivel ASIC tervező és verifikáló mérnökként a jelfeldolgozás inkább „hobby” számomra.

A modell jelenlegi állapotában a legnagyobb felröható hiba szerintem az, hogy a hangszerek hangképzéséből túl kevés jellemzőt implementál. A továbbfejlesztési lehetőségek közül kiemelném a csembaló esetében a pengetésmodell további finomítását és bővítését, továbbá a húrmodell kiegészítését a [2]-ben ismertetett feedback delay network megvalósításával. A zongora esetében a nemlineáris kalapácsmodell és a longitudinális polarizációk hozzáadása javíthatna, természetesen a felharmonikusok lecsengésének minél tökéletesebb behangolása mellett, amelyet minden egyes hangmagasságra szükséges lenne külön elvégezni. Mindhárom hangszer esetén fontos jellemző az emberi vezérlés, amely a diplomatervben gyakorlatilag kimerül a billentyűszám kiválasztásában (hiszen a modell paraméterek már fixek a

lejátszás üzemmódban). Még érdemes megemlíteni, hogy további fizikai modellezési módszerek is léteznek, például a modális szintézis, amellyel a tanszéken (és máshol is) meggyőző eredményeket értek el.

Köszönetnyilvánítás

Először is szeretném megköszönni a szüleimnek és a feleségemnek, hogy az egyetemi tanulmányaimban támogattak és mellettem álltak.

Másodszor szeretném kifejezni hálám a Méréstechnika és Információs rendszerek Tanszéken általam megismert tanároknak és kollégáknak azért a megértésért és segítőkészségért, amit irányomban tanusítottak az egyetemi félévek alatt. Enélkül nem sikerült volna elkészítenem a diplomatervet az egyetemi féléveim végétől jelentkező teljes munkaidő és újszülött gyermek mellett.

Irodalomjegyzék

- [1] E. L. Kottick, K. D. Marshall, and T. J. Hendrickson, „The acoustics of the harpsichord”, Scientific American, vol 264, no. 2, 1991.
- [2] V. Valimaki, H. Penttinen, J. Knif, M. Laurson, C. Erkut, „Sound Synthesis of the Harpsichord Using a Computationally Efficient Physical Model”, 2003.
- [3] H-M. Lehtonen, „Analysis and Parametric Synthesis of the Piano Sound”, 2005
- [4] A. Askenfelt, E. Jansson, „From touch to string vibration I: Timing in the grand piano action” J. Acoust. Soc. Am., 88, 503-516, 1990
- [5] V. Valimaki, J.Pakarinen, C. Erkut, M. Karjalainen, „Discrete time modelling of musical instruments”, Reports on Progress in Physics, volume 69, number 1, pages 1-78, 2006
- [6] J. O. Smith, „A new approach to digital reverberation using closed waveguide networks”, Proc. 1985 Int. Computer Music Conf. (Vancouver, Canada, 1985) 47-53 oldal, 1985
- [7] N.H. Fletcher, T.D. Rossing, „The physics of musical instruments”, Springer-Verlag, New York, 1991
- [8] G. Plitsis, „Comparison of the sound of grand and upright pianos using wavelets”, 2008
- [9] K. Wogram, T. Mori, „Comparison between musical acoustics parameters of an upright and a grand piano”, J. Acoust. Soc. Am. 114, 2383, 2003
- [10] G. Weinreich, „Coupled piano strings”, J. Acoust. Soc. Am. 62, 1977
- [11] J. O. Smith, S. A. van Duyne, „Commutated Piano Synthesis”, Proceedings of the ICMC-95, 319-326 oldal, 1995

- [12] M. Karjalainen, V. Valimaki, T. Tolonen, „Plucked string models: from the Karplus-Strong algorithm to digital waveguides and beyond”, *Comput. Music J.* 22, 1998.
- [13] B. Bank, „Physics based sound synthesis of the piano”, Helsinki University of Technology and Budapest University of Technology and Economics, Msc Thesis, 2000.
- [14] H. Penttinen, „On the dynamics of the harpsichord and its synthesis”, *DAFx-06*, 2006
- [15] C. Palmer, J. C. brown, „Investigations in the amplitude of sounded piano tones”, *J. Acoust. Soc. Am.* 90-1, 1991
- [16] J.S. Abel, V. Valimaki, and J.O. Smith, „Robust, efficient design of allpass filters for dispersive string sound synthesis”, *IEEE Signal Processing Letters*, 2010
- [17] J. O. Smith, S. A. van Duyne, „Developments for the Commuted Piano”, 1995
- [18] H.-M. Lehtonen, J. Rauhala, and V. Välimäki, „Sparse multi-stage loss filter desing for waveguide piano synthesis”, *Proceedings of the 2005 IEEE Workshops on applications of signal processing to audio and acoustics*, 331-334 oldal, New Paltz, NY, USA, 2005
- [19] X. Boutillon, “Model for piano hammers : Experimental determination and digital simulation”, *J. Acoust. Soc. Am.* 83 (2), 746-754 oldal, 1998
- [20] R. Chassaing, D. Reay, „Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK”, John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 2008
- [21] Zongora hangminták: Matts Helgesson 1 Gbyte-os koncert zongora soundfont-ja. Forrás: <http://sonimusicae.free.fr/matshelgesson-maestro-en.html>
- [22] Csembaló hangminták: Campbell Barton csembaló soundfont-ja. Forrás: www.hammersound.net

[23] hangminták Pianínó: Wav hangminták, melyeket egy régi pianínóval vettek fel.

Forrás: <http://www.freesound.org/people/Meg/packs/5460/>

Függelék

A DSP-n futó main.c program.

```
// program main.c

#include "DSK6713_AIC23.h"           // codec support

Uint32 fs=DSK6713_AIC23_FREQ_44KHZ; //set sampling rate

#define DSK6713_AIC23_INPUT_MIC 0x0015

#define DSK6713_AIC23_INPUT_LINE 0x0011

Uint16 inputsource=DSK6713_AIC23_INPUT_LINE; // select input

#define longest_length 100 //longest delay line length

//LOSS FILTER

float w=0.0; //1 pole filter's internal storage

float b0=-0.9; //1 pole filter numerator (no zeros)

float a1=-0.002; //1 pole filter denominator (single pole)

float y=0.0; //filter output

//DELAY LINE

float single_delay_line[longest_length]; //delay line for fundamental
frequency

//DISPERSION FILTER

float sos_b[3]={0.001425,-0.066138,1.000000};

float sos_a[2]={-0.066138,0.001425};

float yn=0.0; //output of dispersion filter

float w0=0.0; //internal 1st delay

float w1=0.0; //internal 2nd delay

// FRACTIONAL DELAY FILTER: ALLPASS INTERPOLATED DELAY LINE

// NOT IMPLEMENTED

float ynf=0.0;

float ynfout=0.0;

float nu=0.0;
```

```

float out=0.0;//output accumulator. out = yn+hammermodel
float out_gain=1.0;//multiplier of data sent to codec
#include "upright_final.h"//conv_size defined here
#include "piano_final.h"
#include "harpsi_final.h"
short sb_index=0;
float sb_gain=120.0;
//SEQUENCER
short note_finished_playing=0; //note finished playing flag
short setup_needed=1; // setup of string model is needed, ergo first
pass inside k
short one_sample_was_played=0; //interrupt received, a sample was
output
short dont_go_to_next_note=1;
short k=0; // score loopvar
short do_calculate_new_sample=1; // in while loop
//setup score
#define score_length 24
////////////////////////////////////
// C: 1   C#: 2 //
// D: 3   D#: 4 //
// E: 5           //
// F: 6   F#: 7 //
// G: 8   G#: 9 //
// A: 10  A#: 11 //
// B: 12           //
// C: 13           //
////////////////////////////////////
// boci boci tarka :)

```



```

int score_note[score_length]={1,      5,      1,      5,      8,      8,
1,      5,      1,      5,      8,      8, 13, 12, 10, 8, 6, 10,
8,6,5,3,1,1};

int score_time[score_length]={17000, 17000, 17000, 17000, 34000,
34000,17000, 17000, 17000, 17000, 34000, 34000,17000, 17000, 17000,
17000, 34000, 34000,17000, 17000, 17000, 17000, 34000, 34000};

int note_length_counter=0; //note length counter

int length=100; //current delay line length dictated by score

short selector=0;//selects between excitations

//decoding:

// 0: grand piano hammer+SB , 1: upright piano hammer+SB, 2:
harpsichord pluck, 3: harpsichord test excitation

short instr=0;

// decoding:

// 0: grand piano strings , 1: upright piano strings, 2: harpsichord
strings

//include parameters for each note

#include "waveguide.h"

interrupt void c_int11() //ISR - AIC23 codec interrupts at fs rate
{

    //OUTPUT TO DAC

    output_left_sample((short)(out*out_gain)); //output to codec

    //SEQUENCER CONTROLS

    note_length_counter++; //sample counter for note length

    one_sample_was_played=1;

    if (note_length_counter >= score_time[k])

        do_calculate_new_sample=0;//next note, no need to calc

    else

        do_calculate_new_sample=1;

    return;

}

```

```

void main() //main body of program
{
    short i=0; //index variable

    k=0;

    comm_intr(); //initialise DSK

    setup_needed = 1;

    //infinite loop: the score is repeated once it finished playing
    while(1) {

        for (k=0;k<=score_length;k++) {

            dont_go_to_next_note = 1; //start playing current note

            while(dont_go_to_next_note) {

                //score_note[k] length of single_delay_line = pitch

                //score_time[k] is the time until we count = length

                if (setup_needed == 1) {

                    setup_needed = 0;

                    i=0;

                    // init 1pole loss filter data

                    w=0.0;

                    y=0.0;

                    // init dispersion filter

                    w0=0.0;

                    w1=0.0;

                    yn=0.0;

                    out=0.0;

                    // get string model parameters

                    if(instr==0){

                        b0=piano_data[score_note[k]-1][0];

                        a1=piano_data[score_note[k]-1][1];

                        sos_b[0]=piano_data[score_note[k]-1][2];

                        sos_b[1]=piano_data[score_note[k]-1][3];

```

```

sos_b[2]=piano_data[score_note[k]-1][4];

    sos_a[0]=piano_data[score_note[k]-1][5];
    sos_a[1]=piano_data[score_note[k]-1][6];
    }

else if(instr==1){

    b0=upright_data[score_note[k]-1][0];
    a1=upright_data[score_note[k]-1][1];
    sos_b[0]=upright_data[score_note[k]-1][2];
    sos_b[1]=upright_data[score_note[k]-1][3];
    sos_b[2]=upright_data[score_note[k]-1][4];
    sos_a[0]=upright_data[score_note[k]-1][5];
    sos_a[1]=upright_data[score_note[k]-1][6];
    }

else if(instr==2){

    b0=harspi_data[score_note[k]-1][0];
    a1=harspi_data[score_note[k]-1][1];
    sos_b[0]=harspi_data[score_note[k]-1][2];
    sos_b[1]=harspi_data[score_note[k]-1][3];
    sos_b[2]=harspi_data[score_note[k]-1][4];
    sos_a[0]=harspi_data[score_note[k]-1][5];
    sos_a[1]=harspi_data[score_note[k]-1][6];
    }

//length of delay line
length=delaylength[score_note[k]-1];
nu=delaylength_frac[score_note[k]-1];
// fractional delay
ynf=0.0;
ynfout=0.0;
sb_index=0;
//clear delay line for effective length

```

```

for(i=0;i<length;i++)
    single_delay_line[i]=0.0; //
} // if setup needed = 1
if (one_sample_was_played == 1)
    one_sample_was_played = 0;
if(note_length_counter >= score_time[k]) {
    note_length_counter = 0; //reset counter
    setup_needed = 1;
    dont_go_to_next_note = 0; //return from while
} //note length counter > score_time
    if(do_calculate_new_sample==1) {
        do_calculate_new_sample=0;
    }
i=0; //local loop variable
    // LOSS FILTER: 1 pole DF2T ///////////
    y=b0*single_delay_line[0]+w;
    w=(-a1)*y;
    // DISPERSION FILTER DF2T
    yn=sos_b[0]*y+w0;
    w0=sos_b[1]*y+w1-(sos_a[0]*yn);
    w1=sos_b[2]*y-(sos_a[1]*yn);
    //FRACTIONAL DELAY
    //ynfout=(1-nu)*yn+nu*ynf;
    //ynf=yn;
if(selector==0){
    if(sb_index>CONV_SIZE)
        out=yn;
    else
        out=yn+piano_final[sb_index++]*sb_gain;
}
else if(selector==1){

```

```

        if(sb_index>CONV_SIZE)
            out=yn;
        else
out=yn+upright_final[sb_index++]*sb_gain;
    }
    else if(selector==3){
        if(sb_index>HS)
            out=yn;
        else
            out=yn+har[sb_index++]*sb_gain;
    }
//SINGLE DELAY LINE WITH FEEDBACK
for(i=0;i<=length-1;i++) {
    if (i==length-1)
        vsingle_delay_line[i]=out;
    else
single_delay_line[i]=single_delay_line[i+1]; //shift the delay
    }//else
} //for
} //if one_sample_was_played==1
} //while dont_go_to_next_note
} //for score_length
} //while 1
} // main

```