



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

ELEKTROMOS GITÁR JELÉNEK VEZETÉK NÉLKÜLI TOVÁBBÍTÁSA ÉS FELDOLGOZÁSA DSP-N

Szakdolgozat

CSÖRNYEI ÁDÁM

Konzulens:
dr. Sujbert László
egyetemi docens

2009

Nyilatkozat

Alulírott, *Csörneyi Ádám*, a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem hallgatója kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, és a diplomatervben csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

.....
Csörneyi Ádám
hallgató

Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék.....	5
Kivonat.....	6
Abstract	7
2. A kommunikációs feladat bemutatása.....	10
2.1. A gitár ismertetése.....	10
2.2. Wireless átvitel.....	13
2.2.1. Rádió specifikáció	13
2.2.2. Egyszerű rádiós berendezések.....	15
2.2.3. Bluetooth modulok.....	19
2.2.4. WLAN modulok.....	21
2.2.5. Komplet modulok.....	22
2.2.6. Komplet wireless hangrendszerek.....	23
2.2.7. Vezeték nélküli hangszeregységek.....	24
2.3. Következtetések levonása	25
3. Saját rendszer tervezése	26
3.1. Elvi rendszerterv	26
3.2. Az adatáramlás részletezése	27
3.3. Gitáreffektek.....	30
3.3.1. Kompresszor.....	30
3.3.2. Overdrive.....	32
3.3.3. Zajzár.....	34
4. Megvalósítás.....	36
4.1. Mitmótok bemutatása.....	36
4.2. Mitmótok alkalmazása	37
4.3. A SHARC ADSP-21364 bemutatása	44
4.4. ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártya	47
4.5. DSP program.....	48
5. Eredmény	51
Köszönetnyilvánítás	53
Függelék.....	54
Ábrajegyzék	58
Irodalomjegyzék.....	59

Kivonat

Manapság egyre gyakrabban találkozhatunk vezetékek nélkül kommunikáló eszközökkel. Már az sem megy ritkaságszámba, ha egy rendezvény hangosítása kábelek lefektetése nélkül történik. Az elektronikai technológia fejlődése lehetővé tette a miniatűr, alacsony fogyasztású, kompakt vezeték nélküli modulok létrejöttét, melyek segítségével már nem lehetetlen a hasonló feladatokat ellátó intelligens egységek megépítése. Több rádiós egység bevonásával kommunikációs hálózatot lehet kialakítani, melyek rendkívül széles körben alkalmazhatóak. A fejlődés másik irányvonalában jelentek meg a mind nagyobb számítási kapacitású jelprocesszorok, amelyek alkalmasak akár valós időben bonyolult jelfeldolgozási feladatok ellátására.

A Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszéken az utóbbi néhány évben létrejött egy olyan rendszer, amely szenzorhálózatok és jelfeldolgozó eszközök között teremt kapcsolatot. Feladatom e rendszer alkalmazása egy elektromos gitár jelének vezeték nélküli továbbítására és valós idejű feldolgozására. A dolgozat jelentősége abban áll, hogy feltérképezze a szenzorhálózat áteresztőképességének határait, illetve, hogy az ehhez alkalmazkodó jelfeldolgozási eljárás problémás területeire rávilágítson.

Egy esetleges jövőbeli alkalmazás-specifikus vezeték nélküli egység kifejlesztésének lehetőségét szem előtt tartva megvizsgáltam a kereskedelmi forgalomban kapható legnépszerűbb rádiós kommunikációs modulok felépítését és a kitűzött feladat elvégzésére való alkalmasságát. Az eszközöket csoportokba soroltam és az általam legpraktikusabbnak vélt termékek halmazát néhány elemre szűkítettem. A válogatásnál a szempontjaim az egyszerű használhatóság, a rövid fejlesztési idő, az alacsony bekerülési költség, az alacsony fogyasztás, az elegendően nagy hatótávolság és adatátviteli sebesség, valamint a kezelhető geometria és kis fizikai méret voltak. A tanszék által kifejlesztett szenzorhálózati csomópontok az úgynevezett mitmótok vezérlőegysége egy ATMEL ATmega128L típusú 8 bites mikrokontroller. Egyszerű használatuk és rugalmasságuk alkalmassá teszi őket vezeték nélküli audio jeltovábbítás feladatának ellátására. A feladat megoldásához meg kellett oldanom az analóg gitárjel digitalizálását, amelyhez egy analóg átlapolásgátló szűrő megépítésére volt szükség. Emellett maximalizálnom kellett a szűkös erőforrású szenzorhálózat áteresztőképességét, hogy a lehető legnagyobb felbontás és mintavételi frekvencia alkalmazásával élvezhető eredmény születhessen. A rádión forgalmazott adatokat egy nagy számítási kapacitású egység, az Analog Devices ADSP-21364-es jelprocesszor dolgozza fel különböző algoritmusok és jelfeldolgozási eszközök segítségével. A legnagyobb problémát az okozta, hogy mitmót és a DSP mintavételi frekvenciája nem voltak egymás egész számú többszörösei, ezért egy olyan algoritmust implementáltam, amely egyszerű jelfeldolgozási eszközök segítségével képes tört arányú interpolációt végezni, és így egy regularizált mintavételi frekvenciájú bemenetet biztosítani a következő jelfeldolgozási szinteknek. Az egységen az eredeti jel visszaállításával párhuzamosan három gitár-effekt is fut.

Abstract

Nowadays one can more and more frequently meet wirelessly communicating devices. It is by no means unusual to find that live shows sometimes don't even use cables. The revolutionary development of electronic technology has made creating miniature, low power consumption, compact wireless modules possible that can be used to build intelligent devices with a similar functionality. A wireless network can be set up using more devices together which has a wide range of applications. Another thread of development is represented by the more and more efficient digital signal processors that are capable of the implementing complex real-time algorithms.

Dept. of Measurement and Information Systems has created a system in the past few years that represents a link between wireless sensor networks and signal processing systems. My task was to use this system to wirelessly transfer and in real-time process the signal of an electric guitar. The importance of this thesis is to map the limits of the throughput in the cordless sensor network and to expose the problematic fields of implementing such a signal processing method.

Keeping in mind the possible future development of an application specific wireless unit I have examined the structure of the most popular cordless communication modules available on the market to see whether they fit in the application. The modules were grouped and I chose a small number of components that I found ideal in terms of usability in practice. My angles were the simple usage, short development time, low price, low power consumption, sufficient range and data-rate, handleable geometry and small size.

The nodes that were developed by the Dept. are called mitmóts and they use an ATMEL ATmega128L 8 bit microcontroller as a processing unit. The ease of use and flexibility make them suitable to forward the audio stream of the guitar. To comply with the Nyquist-criterion I had to realize an antialias filter before digitizing the analog signal. Besides, I had to maximalize the throughput of the wireless network to get the highest sampling rate and resolution. The data transferred through the radio is processed by an Analog Devices ADSP-21364 digital signal processor. The biggest trouble was that the rate of the sampling frequencies used by the mitmót and the DSP was not an integer number and therefore I had to implement an algorithm that used simple processing tools to acquire a fractional sampling rate conversion. The results with a well-known sampling rate are fed into the next level processing processing elements. Besides reconstructing the original signal, the device also implements three different guitar-effects in the same time.

1. Bevezető

Az elmúlt évtizedben egyre nagyobb figyelmet kaptak a köztudatba is beszivárgó apró, intelligens szenzorhálózati elemek. Ezek a kis fogyasztású és méretű intelligens eszközök, az ún. mote-ok, vezeték nélküli kommunikációs képességükkel a legváltozatosabb alkalmazási területeknek örvendenek. Legyen szó akár lokalizációról, terepmegfigyelésről, életvédelemről, betegfigyelésről vagy akár egy Bluetooth headsetről, a szenzorhálózatok alkalmazási területeinek csak a fantázia szab határt. Emellett megfigyelhető volt egy olyan tendencia is, mely szerint a rendezvények, koncertek szervezői igyekeztek megszabadulni a hangosításhoz szükséges kábelrengetegtől. Az elektronikai technológia fejlődésével egyre magasabb integráltsági fokú vezeték nélküli kommunikációs eszközök látnak napvilágot, egyre kisebb méreteket, alacsonyabb fogyasztást és egyszerűbb alkalmazhatóságot felmutatva. Érdekes felhasználási módja lehet a szenzorhálózatoknak az audio jel közvetítése. Segítségükkel elkerülhető, hogy minden egyes hangforrástól külön kábel vezessen a keverőpultba, ezáltal egy letisztult és akadálymentes színpadképet eredményezve. A technológiai fejlődés egy másik vívmánya, hogy a nagyteljesítményű jelfeldolgozó elektronikák egyre több feladatot egyre rövidebb idő alatt képesek egyszerre ellátni, emellett könnyebben hozzáférhetővé is válnak. A két termékcsalád összeolvasztásával olyan megoldást lehet életre hívni, amely vezetékek nélkül képes akár egy hangszer audio jelének továbbítására és a vétel helyén annak valós idejű feldolgozására.

A szakdolgozatom témája egy vezeték nélküli hálózat kiépítése elektromos gitár jelének továbbítására és valós idejű feldolgozására a Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék által kifejlesztett rendszeren. A rendszer általános célú szenzorhálózati elemeket, ún. mitmótokat és egy nagy számítási kapacitású Analog Devices gyártmányú ADSP-21364-es 32 bites lebegőpontos jelfeldolgozó processzor alapú fejlesztőkártyát tartalmaz.

A feladat kidolgozása során röviden bemutatom a gitár, mint hangszer működési elvét az audio jel előállítása szempontjából. Egy esetleges jövőbeli alkalmazás-specifikus vezeték nélküli egység kifejlesztésének lehetőségét szem előtt tartva megvizsgálom a kereskedelmi forgalomban kapható legnépszerűbb rádiós kommunikációs modulok felépítését és a kitűzött feladat elvégzésére való alkalmasságát. Az eszközöket csoportokba sorolom és állást foglalok a feladathoz leginkább illő szűk termékcsoporthoz. A válogatásnál a szempontjaim az egyszerű használhatóság, a rövid fejlesztési idő, az alacsony bekerülési költség, az alacsony fogyasztás, az elegendően nagy hatótávolság és adatátviteli sebesség, valamint a kezelhető geometria és kis fizikai méret.

A tanszék által kifejlesztett szenzorhálózati csomópontok, az úgynevezett mitmótok, egy ATMEL ATmega128L típusú 8 bites mikrokontrollerre épülő moduláris felépítésű, általános célú

prototípusfejlesztő eszközcsoport. Egyszerű használatuk és rugalmasságuk alkalmassá teszi őket vezeték nélküli audio jeltovábbítás feladatának ellátására. A feladat megoldásához meg kellett oldanom az analóg gitárjel digitalizálását, amelyhez a Nyquist-kritérium betartásához egy analóg átlapolásgátló szűrő megépítésére volt szükség. Az egyszerűség kedvéért a szűrőt úgy alakítottam ki, hogy tűskesorával könnyedén a mitmóthoz csatlakoztatható. A rendszer könnyebb tesztelhetősége érdekében készítettem egy mikrofonos egységet is, amelyet a szűrőre lehet illeszteni.

Az elfogadható minőségű kimeneti audio jel biztosítása végett maximalizálnom kellett a szűkös erőforrású szenzorhálózat áteresztőképességét, hogy a lehető legnagyobb felbontás és mintavételi frekvencia legyen használható. Tételesen számba vettem, hogy a jel továbbításával kapcsolatban milyen követelményeket kell támasztani a szenzorhálózati csomópontokkal szemben. Felállítottam egy általános rendszertervet az elképzelt működésről és részleteztem a jelfeldolgozási feladatokat és felmerülő problémákat.

A mitmót és a jelfeldolgozó processzor fejlesztőkártya tulajdonságainak és képességeinek bemutatása után ismertetem, hogy hogyan alkalmaztam az általános megfontolásokat a konkrét eszközökön. A legnagyobb problémát az okozta, hogy mitmót és a DSP mintavételi frekvenciája nem voltak egymás egész számú többszörösei, ezért egy olyan algoritmust implementáltam, amely egyszerű jelfeldolgozási eszközök segítségével képes tört arányú interpolációt végezni, és így egy regularizált mintavételi frekvenciájú bemenetet biztosítani a következő jelfeldolgozási szintek számára. Az eredeti audio visszaállítása mellett három ún. gitár-effektet is implementáltam, amelyek más hangzás kialakítása érdekében módosítják az eredeti jelet. A megvalósított effektek a kompresszor, az overdrive (torzító) és a zajzár.

Mint látható, a feladat meglehetősen összetett és a villamosmérnöki tudomány több ágából is merít, ezért kifejezetten izgalmas és a nagy kihívás mellet kiválóan alkalmas új tudományterületek megismertetésére.

2. A kommunikációs feladat bemutatása

Ez a fejezet taglalja a vezetékek nélküli kommunikáció megvalósításához kapcsolódó ismereteket és megfontolásokat. Először a gitár, mint vizsgálandó rendszer rövid bemutatása következik, különös tekintettel a frekvenciatartománybeli viselkedésre. Majd számba veszem az elektronikai piacon található tipikus wireless megoldásokat és állást foglalok a feladathoz való alkalmazhatóság szempontjából.

2.1. A gitár ismertetése

A gitár az elmúlt évtizedekben sokoldalúsága révén a legnépszerűbb hangszerek sorába emelkedett. Ma már szinte minden zenei ágazatban képviselteti magát valamelyik változatával.

A gitár a húros hangszerek, ezen belül a pengetős hangszerek csoportjába tartozó hangszer. Általában hat húrral van felszerelve, megszólaltatása pengetővel, illetve ujjal történik.

Változatos formájú, húrozású, működési elvű gitárok léteznek, de sokszínűségük ellenére a leglényegesebb vonásaikban megegyeznek. Kivitele szerint lehet klasszikus, akusztikus, elektromos, vagy elektro-akusztikus.

Az akusztikus és elektro-akusztikus gitárok minden esetben rendelkeznek hangszertesttel. A testhez rögzített nyereg és az érintőkkel ellátott nyak végén található fej között feszülnek a húrok, amelyek feszességét, és ezzel hangmagasságát a hangolókulcsokkal lehet szabályozni. Standard hangolásban a gitár több mint három oktáv hangterjedelemmel rendelkezik.[1]

A gitár húrjainak rezgetésével érzük el, hogy a hangszer megszólaljon. A gitárhúrok fizikai rezgése alapvetően kétféle módon kelthet hanghatást, tisztán akusztikus, vagy elektromos erősítéssel.

A húr kifeszített állapotban transzverzális rezgésre képes vékony, hajlékony szál. A megpendített és magára hagyott húron állóhullámok keletkeznek, amelyek hullámhossza a húr szabadon rezgő szakaszának egész számú hányadosa. A rezgés amplitúdója a hangerőt, az alapfrekvenciája a hangmagasságot, a felharmonikusok pedig a hangszínt határozzák meg.[2]

A valóságos húrok véges rugalmassággal rendelkeznek és nem infinitezimálisan vékonyak, emellett a húrok hajlása a rögzítéseknél nem tekinthető ideálisnak ezért a húrok alapvetően inharmonikusak. Ennek következménye a magasabb harmonikusok elnyúlása.[3]

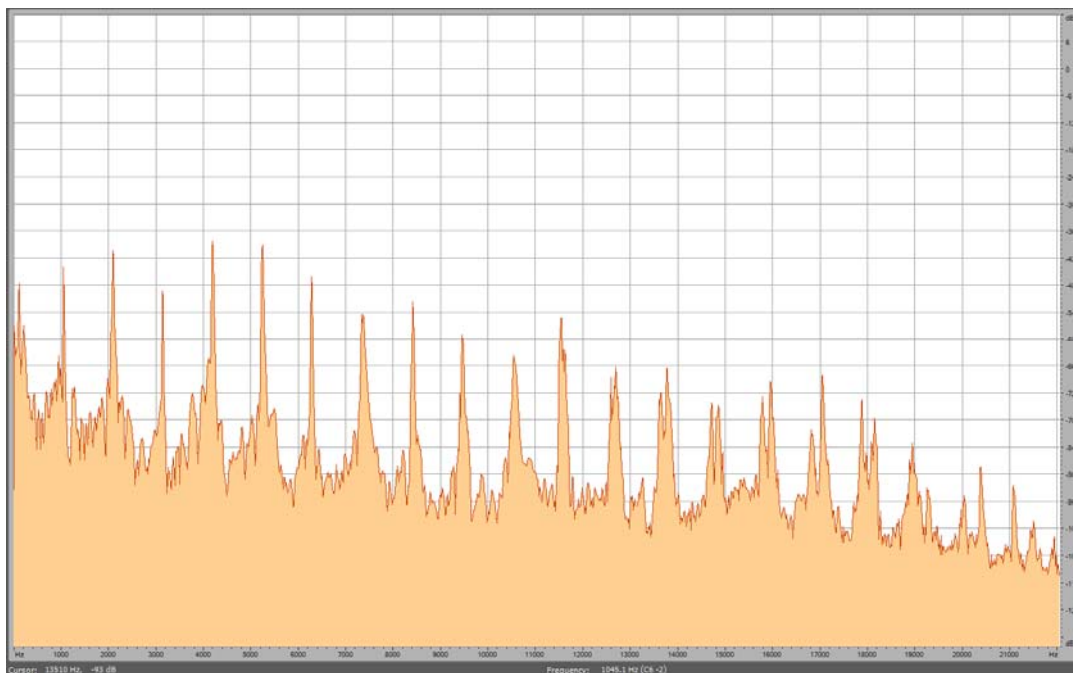
A hangszertest a gitárnak az a része, mely a leginkább eltérő az egyes gitárfajtáknál. A klasszikus és akusztikus gitárokra jellemző hagyományos gitártest esetében elsősorban a tetőn létrejövő hajlítási hullámok sugározzák a térbe a gitár hangját. Belső térfogata üregrezonátorként (Helmholtz-rezonátor) működik, melynek nyílását a tetőn lévő kerek hanglyuk alkotja.

A test úgy funkcionál, mint egy akusztikus "impedanciaillesztő" rendszer, amely a húrlábon fellépő nagynyomású rezgéseket a környező levegő kisnyomású rezgéseivé alakítja. Minőségét az akusztikus csatolás erőssége szabja meg. A csatolás függ a geometriától, a frekvenciától és az anyaghasználatától.[4]

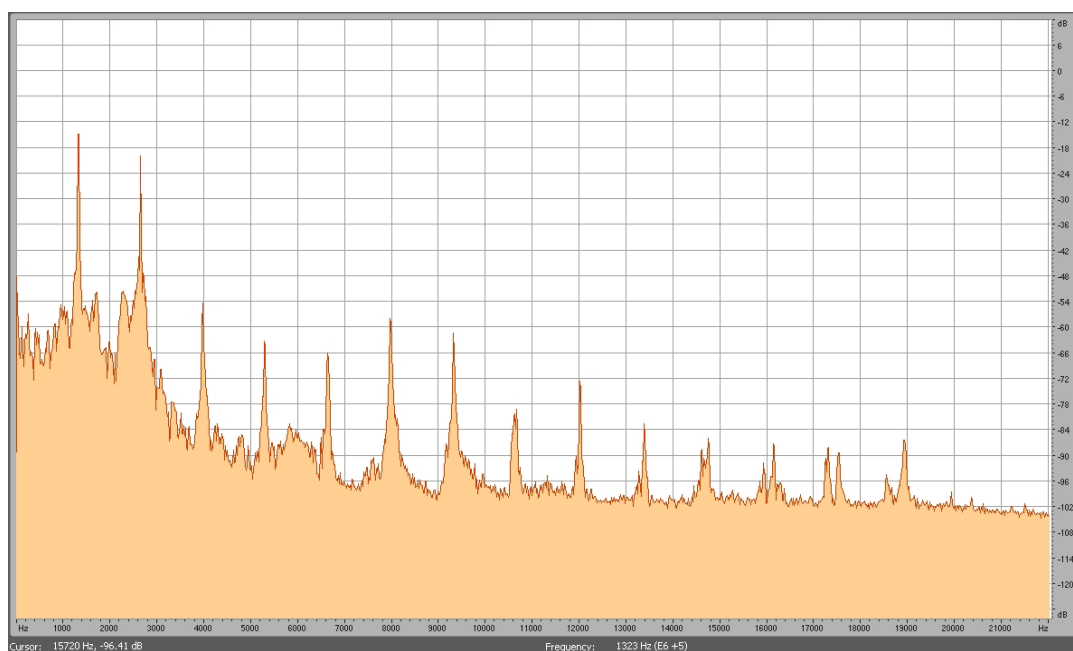
Léteznek alternatív működési elvű gitárok is, ilyen például a rezonátoros gitár. Lényege, hogy a rezgőtestben fémből készült ún. rezonátort, általában egy vagy több fémből készült tányért hoznak rezgésbe, melyek rendkívül érdekes, fémes hangszínt adnak a hangszernek. [5]

Az elektromos gitárok úgynevezett hangszedő segítségével a húrok rezgését elektromos jellé alakítják, amely ezután tetszőlegesen felhasználható. A hangszedőknek rengeteg fajtája létezik, mind más és más tulajdonságokkal, így az egyes típusok között jelentős hangszín és jelszintbeli különbségek adódhatnak. Az átalakítás elvégzésére többféle módszer is létezik, például elektromágneses (Single-Coil, Humbucker), optikai, piezoelektromos és a mikrofon.

Az elektromágneses hangszedőket állandómágnes(ek), a húrok alatt elhelyezett mágneses pólusok és tekercselés alkotják. A működéshez elengedhetetlen, hogy a húrok anyaga mágnesezhető legyen. A pólusok kialakítása kisméretű hengeres mágnesekkel vagy nagyméretű laposmágnes(ek) és az egyik pólushoz rögzített nagy permeabilitású térvezetőkkel történik. A kialakítás célja, hogy az állandómágnesek terét felhasználva, azt a kialakított pólusokkal a húrok felé irányítva, egy lazán csatolt mágneses kört hozzon létre, amely a tekercselésben a húr mozgásával kapcsolatban álló indukálódó feszültséget eredményez. A húr mozgása megváltoztatja a mágneses kör reluktanciáját, ezáltal a tekercs által felölelt térfogatot átjáró mágneses fluxust is. Igen fontos megjegyezni, hogy a tekercsben indukálódó feszültség nem a húr pozíciójával, hanem annak pozícióváltozásával áll kapcsolatban. Ez nem jelentene önmagában különösebb problémát lineáris átalakítás esetén, azonban nehézségekbe ütközik ennek a mágneses körnek a lineárisra tervezése, hiszen a mágneses tér kölcsönhatásba lép a környezetben lévő anyagokkal, így a gitár testével, a levegővel, a zenésszel és a húrokkal is. A legutóbbi problémát is jelent, hiszen a mágnes tere lassítja a húrok mozgását. Ezzel az érzékelő típussal tehát az a probléma, hogy nemlineáris, csak a húr sebességét érzékeli és be is avatkozik a mérendő rendszerbe. Mégis, ez a legelterjedtebb pickup fajta és számos változata létezik. [6]



1. ábra Akusztikus gitár spektruma (C6)



2. ábra Elektromos gitár spektruma (E6)

2.2. Wireless átvitel

A gitár elektromos jelének megbízható vezeték nélküli továbbítása több méteres távolságokra akusztikusan terhelt környezetben kizárólag elektromágneses hullámok segítségével lehetséges. Szem előtt kell tartani, hogy az eszköz rendeltetésszerűen alkalmazva akár egy hangszóróktól és zenészekről zsúfolt színpadon is megfelelő adatátvitelt legyen képes produkálni. A fény, mint elektromágneses hullám (pl.: távirányító) nem alkalmazható, mivel nem biztosítható, hogy az adó és a vevő a működés ideje alatt folyamatosan egymás tiszta látóterében legyen. Az elektronikai piac széles kínálattal rendelkezik rádiófrekvenciás digitális adatátviteli modulokban, amelyek potenciálisan képesek megoldani a kívánt feladatot. Elfogadható minőség esetén analóg rádiók használata sem kizárt, azonban nem talákoztam olyan kompakt megoldással, amely szóba jöhetne. Úgy tekintek erre az elemzésre, mint a szakdolgozat folytatásaként megvalósuló alkalmazás-specifikus hardver tervezésének első lépésére, amelyből később akár még kisszériás sorozatban gyártott termék is származhat, ezért figyelembe vettem a modulok árát is.

2.2.1. Rádió specifikáció

A különböző rádiós modulok, áramkörök megítéléséhez specifikálni szükséges a velük szemben támasztott igényeket. A gitárt, mint hangszert taglaló 1. fejezetben található ábrák mutatják egy akusztikus (1. ábra) és egy elektromos (2. ábra) gitár által standard hangolásban kiadható legmagasabb hang spektrumát. Látható, az elektromos gitár esetén az alapharmonikus körülbelül 1323 Hz, míg az akusztikusé 1045 Hz. A hangok teltségét, gazdagságát a felharmonikusok határozzák meg, ezért olyan megoldásra kell törekedni, amely a lehető legtöbbet képes hűen megőrizni az eredeti spektrumból. Megfigyelhető az is, hogy milyen nagymértékben eltér a harmonikusok aránya a két ábrán. Az akusztikus gitár első öt felharmonikusa igen jelentősnek mondható, a legnagyobb és legkisebb különbsége mindössze 13dB, és a harmadik felharmonikus intenzívebb, mint az alapharmonikus. Érdekes módon az elektronikus gitárnak csak az első felharmonikusa jelentős, a másodikhoz képest 30dB-lel intenzívebb.

A kitűzött feladat megoldását, hogy képes legyen elektromos és akár akusztikus gitár elektromos jelének továbbítására is. Ennek tükrében a szigorúbb megkötéseket kell elfogadni, azaz érdemes a legnagyobb előforduló alapharmonikusnak 1323 Hz-et választani és annak legalább négy felharmonikusát átvinni. Ez legalább 13230 Hz mintavételi frekvenciát kíván meg.

Érdemes megvizsgálni, hogy mekkora felbontást követeljünk meg az analóg-digitál átalakításnál. A gitár egy nagy dinamikatartománnyal rendelkező hangszer, azonban erről a tulajdonságáról

általánosságban nem állnak rendelkezésre számszerűsített adatok, ezért elvégeztem pár kísérleti szimulációt MATLAB segítségével. A minta egy süket szobában felvett könnyed akusztikus dallamjáték volt, mely halkabb és hangosabb szakaszokat egyaránt tartalmazott. Nyolc bites kvantálással akkor is éles zajt lehetett hallani, amikor a hangszer még meg sem szólalt és a madárcsicsergés jellegű kvantálási zaj az egész felvétel alatt kellemetlenül erősen hallható volt. Tíz bites kvantálással az eredmény határozottan jobb lett, de még mindig fel lehetett figyelni szélzúgásra hasonlító hozzáadott hangokra. A tizenkét bitre kvantált eredményt azonban már alig tudtam megkülönböztetni az eredeti 16 bites felvételtől, minőségét elfogadhatónak tartottam. A szimulációk tapasztalataira támaszkodva úgy gondolom, hogy a felbontásra vonatkozó kritérium betartása fontosabb a szakdolgozat keretein belül megvalósuló próbarendszer/mintarendszer szempontjából, mint a mintavételi frekvenciáé.

Ebből következően a digitális átviteli modulok adatátviteli sávszélessége legalább $13230 [1/s] * 12 [bit] = 158760 \text{ bps}$ kell legyen. Ez csak egy irányszám, mely viszonyítási alapot képez, a kommunikációs protokollok overheadjei miatt ennél biztosan nagyobb névleges sebességű eszközre lesz szükség.

Lényeges szempont a hatósugár is, amely az adóteljesítménnyel és a vevőérzékenységgel áll kapcsolatban. Mivel a rendszer elképzelt működése egy könnyűzenei színpad területét fedi le, 10m-es megbízható hatósugárral meg lehet elégedni. A gyártói adatlapok alapján ennél az alkalmazásnál ez jelenti a legkevesebb gondot, minden modul legalább 30 méteres szabadtéri hatókörrel rendelkezik. A vételt zavarhatják a jelterjedés útjába kerülő tárgyak, a környezetben természetesen jelenlévő elektromágneses sugárzás, illetve egy azonos frekvenciasávban működő eszköz. Utóbbi főleg a 2.4GHz-es tartományban jelenthet problémát, lévén a legkedveltebb ISM sáv, a Bluetooth, WLAN és egyéb kísérleti eszközök is mind ezen működnek. Szerencsére a modern rádiós berendezések már olyan modulációs (spektrumszórásos) technikákat alkalmaznak, amelyek jól összeférhetővé teszik ezeket az eszközöket. Ha a csatorna bizonyos frekvenciákon leszívási pontokkal is rendelkezik, az eredeti jel energiája nem sérül nagymértékben. Természetesen attól nem tudnak megvédeni az ugyanolyan eljárással modulált azonos frekvenciájú áthallásoktól.

A vizsgált modulok általában -85dBm és -100dBm közötti vevőérzékenységgel rendelkeznek. Az egyes gyártók hatótávolságra tett becsléseit figyelembe véve a 2.4GHz-es sávban 4dBm (2.5mW) teljesítményű adás 30 méteren belül megbízhatóan vehető, alacsonyabb frekvenciasávokban ez csak növekszik.

Szem előtt tartottam még a válogatáskor a lehetőleg alacsony fogyasztást, amely egy vezeték nélküli beágyazott alkalmazásban elsődleges szempont. A hosszú működési ciklus biztosítása érdekében

maximálisan 60mA fogyasztást céloztam meg, ami körülbelül három teljes fényerővel világító LED fogyasztása.

Előnyben részesítettem a kisméretű, kezelhető geometriájú és egyszerűen felhasználható modulokat. Az átviteli eszközök vizsgálatát kizárólag a kereskedelmi forgalomban kapható komplett áramkörüi megvalósításokra terjesztettem ki. Kutatásom a Texas Instruments, az RF Solutions, a Warwick, az Aurel, az Amphony, az Atmel, a Free2move, az Ezurio, az Aldacom, az Avisaro, a Samson és az Adeunis termékeire terjedt ki. Az összehasonlíthatóság érdekében forintban fejeztem ki a termékek árait a 2009. december 7-ei árfolyamok középértéke szerint.

Az analóg gitár jelének digitalizálása megoldható lenne az intelligens rádiós modulok belső konvertereivel, azonban 8 bitnél nagyobb felbontásút nagyon ritkán építenek be, ezért egy külső analóg-digitál átalakítóra lesz szükség a minták előállításához. A kis lábszámú, olcsó mikrovezérlőkben általában tíz bitnél nagyobb felbontású ADCvel nem találkozunk, ezért önálló egységet kell használni. Nincsenek nagy követelmények a mikrokontrollerrel szemben, ezért olyan választok, amelyet már jól ismerek, és amelyhez fejlesztőeszközök is rendelkezésre állnak. Emiatt a rádiós modulok közül azokat részesítettem előnyben, amelyek nem rendelkeznek általános célú végrehajtóegységgel, hiszen felesleges plusz költséggel és idővel járna egy új fejlesztőkörnyezet és fejlesztőeszköz beszerzése, nem beszélve az új architektúra sajátosságainak kitanulásáról.

A digitális rádiós eszközöket komplexitás szerint csoportosítottam és a következőkben egy-egy jellegzetes tagjukon keresztül bemutatom azokat.

A csoportok:	Egyszerű rádiós modulok (ASK,FSK)
	Bluetooth
	WLAN
	Komplett audio modulok (AUREL)
	Komplett wireless hangrendszerek (Amphony)
	Vezeték nélküli gitárok

2.2.2. Egyszerű rádiós berendezések

Egyszerű rádiós berendezéseknek azokat nevezem, amelyek kizárólag arra alkalmasak, hogy a valamilyen szabványos interfészen bejuttatott adatok értelmének megváltoztatása nélkül a modulációt elvégezzék, esetleg azokat szabványos csomagformátumra konvertáláshoz kiegészítő adatokkal ellássák, a megbízhatóbb átvitel érdekében titkosítsák, de nem tartalmazzak általános célú

végrehajtóegységet. Cél, hogy szabványos interfészen vagy vezérlőjeleken keresztül vezérelhetőek legyenek.

Alapvetően kétféle modulációs technikát alkalmaznak, amplitúdó- és frekvenciabillentyűzést.

ASK, amplitúdóbillentyűzés

RF SOLUTIONS:	AM-TX1
WARWICK:	TX7433
ADEUNIS:	ARF08, ARF19

Ezek a modulok a 433 MHz-es ISM sávban működnek, néhány száz méteres hatótávolságuk van, rendkívül alacsony fogyasztással rendelkeznek (4 - 15mA) és 3V-os tápfeszültséggel is működnek. Sajnos emellett 1200 – 2400 bps áteresztőképességgel bírnak, ezért ezek a modulok alkalmatlanok.

FSK, frekvenciabillentyűzés

ADEUNIS:	ARF34, ARF54, ARF05, ARF09,
WARWICK:	F6/R6, X2010/X2011,
HOPE RF:	HM-TR, RFM42/43
AUREL:	XTR VF 2.4 LP
Texas Instruments:	CC1100, CC2420, CC2500

Bár a csoport tagjai természetesen kis mértékben különböznek, alapvető működési elvük azonos, a Texas Instruments CC2420-as áramkörön mutatom be összefoglalásképpen ezeket a tulajdonságokat. [7]

A Texas Instruments CC2420-as egy System-on-Chip koncepciójú kis teljesítményű, alacsony feszültségű low-IF rádió adó-vevő, amely a 2.4GHz-es ISM sávban (2400-2483.5MHz) működik. Az eszköz 16 darab, 5MHz sávszélességű csatornán képes kommunikálni.

Az adóáramkör direkt szekvenciális spektrumszórásos (DSSS) technikát és O-QPSK modulációt használ szinusz félhullám formálással a rádiófrekvenciás jel előállítására. Jelen implementációban ez úgy történik, hogy az üzenet bájtoit szimbólumokra bontják, amelyek egy-egy pseudo-véletlen számsorozatot, ún. chipkészletet jelölnek ki. A chipkészletek segítségével egy adatbajtót jóval több bittel reprezentál, mint amennyi eredetileg volt, és a chipkészlet elemeit felváltva tölti a kvadratúra modulátor in-phase és quadrature ágába.

Az áramkör az IEEE 802.15.4-es szabványnak megfelelő csomag alapú kommunikációt végez, melyhez a közeg hozzáférési (MAC) réteget hardveresen implementálja. Hasznos adat küldéséhez

fejléct kell rendelni minden csomaghoz, melynek hossza és tartalma konfigurálható. A rádió minden egyes csomagot ciklikus redundanciájú ellenőrző összeggel zár le, melyet hardveresen generál és ellenőriz. A csomagok tárolására a CC2420-as IC egy küldő és egy fogadó FIFO-t tartalmaz, melyek egyszerre csak egy csomagot tartalmazhatnak.

Szabványos, akár 10Mbps sebességű SPI interfészen kommunikál a mikrovezérlővel, emellett megszakításkérő lábakkal és egyéb jelzőlábakkal rendelkezik. A konfigurálás és vezérlés az SPI-on forgalmazott parancsokkal történik, ahogy az adatok átadása is. Beállítható az adóteljesítmény, a csatorna, a belső áramkörök töltőárama és hogy hány fogadott bájtnyi adatnál kérjen megszakítást, emellett bekapcsolható titkosítás (AES-128), automatikus címfelismerés, automatikus nyugtázás. A rádió egyszerre csak egy üzemmódban képes működni és alapértelmezésben fogadó állapotban van. Adat küldése a fejléc és a küldő tárhely feltöltése után egy üzemmódváltó paranccsal történik. Az adás végén automatikusan fogadó állapotba áll vissza. A küldő puffert nem szabad az adás befejeződéséig írni, mert annak végeztével az előzőleg elküldött csomag íródik abba vissza. Ezzel a megoldással lehet egyszerűen csomagokat újra elküldeni a tárhely ismételt feltöltése nélkül. A fogadás úgy történik, hogy az egység egy csomag érkezésének több fázisában is jelzéseket ad, amiket a felhasználó belátása szerint használhat. A CC2420 jelzi egy csomag elejének és végének megérkezését, és azt is, ha a fogadó pufferben a beállított limitnél több adat gyűlt fel. Ezek a jelzések felhasználhatóak megszakításkérésre.

Az eszköz rendelkezik Clear Channel Assessment (CCA) visszajelzéssel, amely jelzi, ha a beállított frekvenciasávban a beállítottnál nagyobb energiasűrűséget érzékel, vagyis a csatorna valószínűleg foglalt. Ez az ütközésselkerülő protokollok implementálása esetén nagyon jól használható funkció. Egy másik hasznos szolgáltatás a vett jel erősségének (RSSI) lekérdezhetősége, amely lineáris összefüggésben áll a bejövő teljesítménnyel. Ennek segítségével adaptív adóteljesítmény-szabályozást lehet megvalósítani és így a fogyasztást minimalizálni.

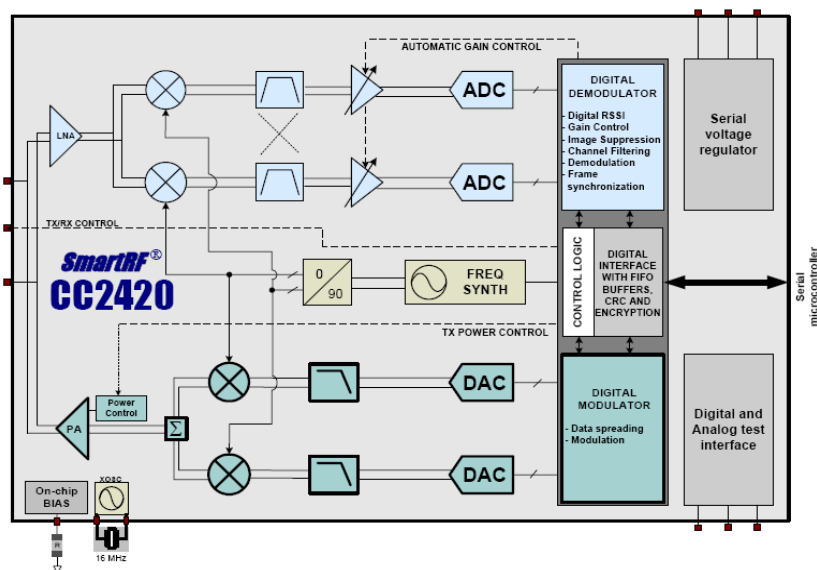
Az IC alkalmazása nagyfrekvenciás nyomtatott áramkörtervezést kíván, amely a gyártó által nyújtott referencia tervek és útmutatók segítségével nem jelent megoldhatatlan problémát. A QLP48-as tokozáshoz 10 miles rajzolatfinomságú technológiával rendelkező áramkörgyártót kell találni. Az áramkör működéséhez kevés külső komponens szükséges.

A CC2420-as áramkör és a csoporttársai legnagyobb előnye, hogy fogyasztásuk rendkívül alacsony, kivétel nélkül 20mA alatti csúcsterhelés esetén, emellett 3V-os tápfeszültséggel is megelégszenek, ami kedvező akkumulátoros táplálású rendszer építéséhez. A maximális adóteljesítmény 0dBm, amely tapasztalat alapján 10 méteres körzetben hibátlanul vehető. A CC2420-as rádió 250kbps-os adatátviteli sebességre képes, amely figyelembe véve a csomag alapú

kommunikációt és a feltöltés lehetőségének gyakoriságát kissé szűkösnek tűnik. Az CC2420-as modernebb változata, a CC2500 már 500kbps adatátviteli sebességre képes a 2.4GHz-es sávban, mindemellett csúcsfogyasztása mindössze 13.3mA és 1dBm teljesítménnyel képes sugározni. Az ATMEL AT86RF230 és ATR2406 az előzőekhez nagyon hasonló 2.4GHz-es intelligens adó-vevők már 1Mbps-os adatátviteli sebességre képesek 16mA-es fogyasztás és 3dBm adóteljesítmény mellett.

Az Adeunis ARF34 és ARF54 800MHz-es moduljai csak 57.6kbps-ra képesek, de említésre méltóak hatalmas hatósugaruk miatt. Az ARF34-es 1500mre, míg az ARF54 6000mre képes adni, amihez maximálisan 100mA, illetve 450mA fogyasztás társul. CC1100-as áramkör a sub 1GHz-es ISM sávokban tud működni, ennek következtében kevesebb azonos frekvenciájú zavarásra számíthat, ezért nem is alkalmaz spektrumszórásos technikát. Többféle módosított FSK és ASK modulációval tud működni, alacsony fogyasztása (14mA), nagy adóteljesítménye (+10dBm) és kötetlen csomaghossza miatt kiválóan alkalmas lehet az adatátvitel lebonyolítására. A csoport tagjainak költsége sorban: CC1100 998 HUF, CC2420 1818 HUF, CC2500 1081 HUF, AT86R230 1454 HUF, ATRF2406 486 HUF.

Bár ebbe a csoportba soroltam a WARWICK F6/R6 és X2010/X2011, sub 1GHz-es modulokat egyszerű használatuk miatt, teljesen másképpen működnek, mint az eddig felsorolt rádiók. Ezek rendkívül egyszerű FSK modulátorok szuperheterodin vevővel, amelyeknek a tápcsatlakozásaikon kívül mindössze egy input és egy output pinjük van, de csak 64kbps-ot tudnak forgalmazni. [8]



3. ábra A CC1100 blokkvázlata

2.2.3. Bluetooth modulok

EZURIO: BISM2, BISMS02BI-01,
FREE2MOVE: F2M01SXA,F2M03AC2,F2M03C1,F2M03GX/GXA,F2M03MLA
WARWICK: X9220

A Bluetooth egy távközlési ipari szabvány és protokoll kis hatótávolságú vezeték nélküli adatátvitelre. Az 1.2-es verzió 1 Mbps-os, a 2.0-s Bluetooth pedig 3 Mbps-os adatátviteli sebességet tesz lehetővé a 2,4 GHz-es frekvenciasávban. Európában és az Egyesült Államokban a 2,402 GHz és 2,480 GHz közötti 79 db 1 MHz-es sávban működik. Az adatcsatorna ebben a tartományban másodpercenként 1600-szor változik véletlenszerűen, szórt spektrumú frekvenciaugrást (FHSS) megvalósítva. A masterhez szinkronizálódnak a slavek és ő határozza meg a frekvenciaugrási mintázatot. A frekvenciák kiosztása adaptív, a zajos sávokat kizárják a mintázatból. Az egymáshoz csatlakozott eszközök ún. personal-area network-öt (PAN), más szóval piconet-et hoznak létre. Egy masterhez hét darab slave tartozhat. A Bluetooth alacsony energiafogyasztása miatt különösen alkalmas hordozható eszközök számára. A készülékek osztályozásuktól függően az alábbi távolságon belül képesek kommunikálni:

Osztály	Teljesítmény	Hatótáv
1	100 mW (20 dBm)	100 méter
2	2,5 mW (4 dBm)	10 méter
3	1 mW (0 dBm)	1 méter

A Bluetooth szabványban rögzítettek ún. profilokat, amelyek két eszköz közötti kommunikációs forma megvalósításához azok általános viselkedését definiálják. A kapcsolat kiépítéséhez mindkét egységnek ismernie azt a profilt, amely segítségével adatot kívánnak forgalmazni.[9]

Audio stream átvitelére a következő profilok lehetnek alkalmasak:

- Advanced Audio Distribution Profile (A2DP) Magas minőségű sztereo audio stream forgalmazását definiálja
- Service Port Profile (SPP) Virtuális soros kapcsolat kiépítését teszi lehetővé
- General Audio/Video Distribution Profile (GAVDP) Általános profil audio és video folyamatok cseréjére

A megvizsgált modulok általában nem tartalmazzák a A2DP és a GAVDP profilokat, azonban kivétel nélkül implementálják az SPP profilt, ezért ennek alkalmazhatóságára összpontosítottam.[10]

A Bluetooth modulok működése jóval bonyolultabb, mint az előző csoportban ismertetett rádiós eszközöké, hiszen a Bluetooth stack egy részét vagy egészét implementálják. A felhasználóra csak

közepes vagy magas szintű feladatok maradnak. Ennek következménye, hogy ezt a kommunikációs protokollt használó modulok nem engednek nagy betekintést a belső működésükbe, leginkább csak az interfész felületeiket definiálják. A termékek adatlapjai csak felületesen mutatják be az eszközök felhasználását.

A beépíthető Bluetooth berendezések között nagyon röviden ismertetném az Ezurio és a FREE2MOVE termékeit.

Az Ezurio modellekben a gyári firmware implementálja a magasabb rendű Bluetooth protokoll stacket és néhány profilt is. Egy virtuális processzor segítségével a Hayes AT parancsokhoz nagyon hasonló, kapcsolatorientált kódszavakkal konfigurálható az eszköz. Az AT parancskészlet még a PSTN modemek idejéből maradt ránk, ezeket használta fel és fejlesztette tovább a gyártó, hogy a fejlesztők regiszterszintű konfigurálás helyett egyszerű script parancsokkal érjenek el különböző funkciókat, beállításokat. Az eszköz a konfigurálás után autonóm módon kommunikál a kiválasztott profilnak megfelelően, csak a továbbítandó adatot kell számára szolgáltatni. A BISM02BI-01 piaci ára 20.880 HUF, a BISM2-é 18.000 HUF.[11]

A FREE2MOVE modellek annyiban térnek el az előbbiektől, hogy szoftver architektúrájuk lehetővé teszi, hogy a stack felsőbb rétegeiben a feldolgozást egy külső vezérlőegység és a modul megossza egymással, ennek mértéke skálázható is. Ezek az eszközök a gyártó által meghatározott kérés-válasz jellegű több bájtos parancsokkal konfigurálhatók. F2M03AC2 10.395 HUF, MLA 10.260 HUF, GX 15.480 HUF.[12]

Ezek a modulok kompakt, Bluetooth kommunikációra képes termékek, amelyek kisméretű nyomtatott áramkörön helyezkednek el. Kivétel nélkül rendelkeznek antennával és forr felületeik segítségével beültethetők vagy szabványos csatlakozóssal illeszthetők. A kivétel nélkül első (Class 1) és másodosztályú (Class 2) modulok teljesítik a hatótávolságra tett követelményt.

A modulok interfész felülete meglepően hasonló, mindegyikőjük rendelkezik UART, PCM, GPIO (General Purpose Input/Output) és analóg portokkal. A UART interfészen keresztül történik a konfiguráció és az adatforgalmazás. A PCM interfészre egy PCM CODEC csatlakoztatható, és egyszerre három csatornát képes kezelni. Némelyikük beépített PCM CODEC-kel is rendelkezik, azonban ez a feladat megoldása szempontjából érdektelen, hiszen a PCM szabványt beszédátvitelre fejlesztették, ezért 8kHz-es mintavételi frekvenciával működik. A megvizsgált modulok az SPP profil alkalmazása esetén 240-300kbps átviteli sebességre képesek, így alkalmasak lehetnek. A FREE2MOVE termékekkel akár több, mint 700kbps-os sebességet is el lehet érni, de ehhez a Bluetooth stack egy részét a saját feldolgozóegységnek kell átvállalnia, ami nem kifizetődő.

Csúcsterhelés esetén a maximális fogyasztás minden esetben 100mA alatt marad.

Külön eszközcsoport alakult ki az RS-232-es vonalak kiváltására. Ilyen eszközök a Free2move F2M01SXA és uncord, valamint a Warwick X9220. Gyakorlatilag csak kinézetben térnek el egymástól, késztermékek műanyag házba ültetve. Az adatforgalmazás és a konfiguráció a DSUB-9-es csatlakozón keresztül történik, az eszköz könnyedén átkonfigurálható egy PC-s szoftver segítségével. A táplálás egy DSUB-9-es csatlakozó egy pinjén vagy a miniUSB bementen történhet. Két egyforma eszköz összekapcsolása egy gombnyomással történik. Maximális adatátviteli sebességük csak 115200Bps, amely kissé kevés. Hatótávolságuk 300m, ennek sajnos 200-300mA-es csúcsfogyasztás az ára, általában azonban 50mA. SXA 25.560 HUF, X9 22.500 HUF, uncord 26.460 HUF.[13]

2.2.4. WLAN modulok

EZURIO:	WISMC03BI
ZCOMAX:	XG-180MU
AVISARO:	WLAN Module 2.0
ALDACOM:	Embedded WLAN Module 2.0

A WLAN modulok az IEEE 802.11 szabványcsomag b és g kiterjesztései által definiált protokoll implementálásával valósítanak meg vezeték nélküli kommunikációt. Az IEEE 802.11 egy vezeték nélküli adatátviteli protokoll, mely a fizikai és az adatkapcsolati réteget definiálja. A 802.11b és g a 2.4GHz-es ISM sávban működnek. A 802.11b DSSS (Direct Sequence Spectrum Spreading) technikát használ, maximum 11Mbps adatviteli sebességre képes. Sajnos gyakran szenved interferenciától. A 802.11g változat OFDM-et (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) használ hibajavító kódolással, a maximális adatátviteli sebessége 54Mbps. [14]

Ezek a modulok a szabványoknak megfelelő kommunikációhoz szükséges összes szolgáltatást megvalósítják. Magas szinten programozhatók a gyártók által kifejlesztett BASIC-szerű script nyelven. Ezeket a scripteket soros porton lehet az eszközökbe juttatni. Némelyikük többféle interfésszel is rendelkezik (SPI, I²C, CAN), mások GPIO-kat, ADC-ket és DAC-ket is tartalmaznak. Általában 100 méteres hatókörrel rendelkeznek. A felhasználói adat adatátviteli sebességét általában csak a külső adatátviteli interfész korlátozza. A modulok különbözősége miatt a két legpraktikusabbnak tartott eszközt mutatom be röviden.

Az Ezurio WISMC03BI programozása és működtetése UART-on keresztül történik. Az UWScript nyelven történő konfiguráláshoz részletes útmutató tartozik a gyártó honlapján [15]. Kilenc GPIO-val, két-két 10 bites ADC, illetve DAC vonallal rendelkezik és UART interfésze maximum 230400bps-on üzemeltethető nyolc bites adatátvitelnél. 64 vagy 128 bites WEP titkosítást lehet használni. A 3.3 voltos rendszer csúcsfogyasztása 550mA. Ára 25200 HUF. Méretei 22x34x7.6 mm.

Az Avisaro WLAN Embedded Module 2.0 egy alapkártyából és az azt kiegészítő WLAN kártyából áll össze. A gyártó szerint 5 Mbps felhasználói sávszélességet képes biztosítani, emellett számos szabványos interfésszel rendelkezik, SPI, I2C, UART (RS232, RS485, RS422), CAN, Ethernet valamint GPIO-k. Programozása szintén a UARTon keresztül történik, négy féle módon történhet. A bekapcsoláskor történő egyszeri konfigurálással, működés közben ASCII szöveges üzenetekkel, a gyártó API-jában található vezérlő csomagok küldésével vagy az eszközön futó script program segítségével. A UART maximum 460800bps-mal, az SPI 10Mbps-mal, az I2C 400kbps-mal működtethető. Az eszköz alapértelmezett interfésze programozható, egyszerre csak egyféle felületen képes kommunikálni. A titkosítás lehet WEP, WPA (TKIP) and WPA2 (AES). A 3.3V-os eszköz csúcsfogyasztása 300mA. Ára a gyártónál 17820 HUF. Méretei 37x32x17 mm.[16]

2.2.5. Komplet modulok

AUREL: RX-AUDIO-2.4, TX-AUDIO-2.4/AE
FREE2MOVE: F2M03MLA

Külön kategóriát képeznek azok az egységek, amelyek önmagukban képesek CD minőségű audio stream átvitelére és beágyazhatók. Két gyártónál is találtam ilyen terméket, mindkettő a 2.4GHz-es sávban működik. Az AUREL terméke FSK modulációt használ, míg a FREE2MOVE terméke Bluetooth protokollt. Utóbbi implementálja a Bluetooth csoportban hiányolt A2DP és AVRCP profilokat. A feldolgozáshoz tartalmaz egy 32 bites 32MIPS-szes Kalimba DSP-t és egy 16 bites (48kHz) stereo codecet. Egyéb tulajdonságaiban megegyezik a FREE2MOVE előző fejezetben ismertetett moduljaival. Mivel ez a modul komoly utánajárást kíván mind az A2DP profil megfelelő alkalmazásához, mind az ismeretlen architektúrájú DSP használatához, a szakdolgozatban való további felhasználási lehetőségét kizártam. A továbbiakban az AUREL AUDIO-2.4 adó-vevőpárosát mutatom be.[17][18]

Az AUREL TX-AUDIO-2.4 modul egy rendkívül kompakt megoldás a CD minőségű stereo audio stream átvitelére. Egy beépített 16 bites stereo codec segítségével 44.1kHz-zel mintavételezi a bemenetét és azt tömörítés nélkül kisugározza, mely garantáltan maximum 0.5ms múlva megjelenik a vevőoldalon. Sajnos az analóg-digitál átalakításról nem tudható meg sok információ az adatlapból, mindössze a dinamikatarományt (92dB) és az érzékelési tartományt (20Hz-20kHz) ismertetik. Az audio átvitel mellett max. 5kbps-os felhasználói adat közvetítéséről is gondoskodik. Az adó kapható rúdantennával (whip) és beágyazott antennával is, mindkettőre 30m hatótávot garantál a gyártó. A beágyazott antennával ellátott változat nyilvánvalóan kedvezőbb lehet a kisebb helyigénye miatt. Az adáshoz több csatorna közül lehet választani, ami a népszerű 2.4Ghz-es tartományban igen hasznos. A scramble funkció bekapcsolásával egy spektrumszórásos technika használata engedélyezhető. Nem túl nagy mérete (46x16x7mm) miatt könnyen beágyazható.

A rúdantennával szerelt változat összesen 16 kivezetéssel rendelkezik, négy az azonosító beállítására, három a csatorna kiválasztására szolgál, kettő szükséges az analóg stereo bemenethez, egy a felhasználói adat beviteléhez, a többi üzemmódváltásra, táplálásra és tesztelésre használható. Ez a változat tipikusan 3.3 voltos tápfeszültség esetén 68mA-t fogyaszt.

A beágyazott antennával szerelt változat 8 kivezetéssel rendelkezik, melyből kettő nem használatos, eggyel a két csatorna közül lehet választani, egy a felhasználói adat bevitelére szolgál, kettő pedig a stereo audióhoz szükségeltetik, a fennmaradók táplálásra szolgálnak. 3.3 voltos fogyasztás mellett átlagosan 93mA-t fogyaszt. Piaci árak 6736 HUF, az AE változaté 7448 HUF.

A bemutatott modulokhoz tartozó vevő az RX-AUDIO-2.4, amely azok ellenpárja, néhány extra funkcióval kibővítve. Csak az utóbbiakat ismertetem. A mute pinen jelzi az egység, ha rosszak a vételi viszonyok, ebben az esetben egy másik pinen lehet automatikus csatornakeresést kérni és a duplán kivezetett stereo audio kimenetek mellett egy kis erősítőt is tartalmaz fülhallgatókhoz. Két tápfeszültséget kíván a működtetése, 5 volt szükséges a rádióknak és 2-3.6 volt az erősítőnek. Méretei szintén nem túl nagyok 47 x 32 x 7 mm. Ára 7707 HUF.[18]

2.2.6. Komplet wireless hangrendszerek

Megvizsgáltam a piacon kapható komplett vezeték nélküli asztali hangrendszerek tulajdonságait is. Az Amphony cég termékeire következő termékcsoporthajra vettem egy pillantást:

Amphony L1550 5.8 GHz DIGITAL Wireless Audio Transmitter / Receiver / AMP

Amphony L1500 5.8 GHz DIGITAL Wireless Audio Transmitter / Receiver

A berendezések szabványos RCA audio csatlakozókkal rendelkeznek, segítségükkel tömörítés nélkül CD minőség fölötti (44.1kHz, 24bit) 128-szor túlmintavételezett digitális audio jel vihető át az adótól a vevőig. A minták PCM (Pulse Coded Modulation) reprezentációban kerülnek továbbításra. Hibajavító kódolás alkalmazásával igyekszik garantálni az átvitt adatok sértetlenségét, emellett a vevőoldalon zajformáló szűrőt is bevet a lehető legnagyobb jel-zaj viszony elérése és a hallható tartománybeli kvantálási zaj kiszűrése érdekében. Érzékenységi tartománya 2Hz – 23kHz, amelyben 95dB jel-zaj viszonyt és -84.6dB harmonikustorzítást produkál. Az adatátviteli késleltetés 1 ms alatt marad. Az 5.8GHz-es ISM sáv használatával közel interferenciamentes rádiós kommunikációt bonyolít. Szabad légtérben maximum 60 méteres hatókörrel működik. Az L1500-as vevő passzív hangszórók és erősítők közvetlen meghajtására alkalmas. Az L1550-es változat két 50W-os beépített erősítőt is tartalmaz. Mivel ezek az eszközök helyhez kötött működésre valók, nagyméretűek és a

hálózatról üzemelnek, fogyasztási adatokat nem adtak meg hozzájuk. Az L1500-as készlet 15300 forintért, míg az L1550-es 30.420 forintért szerezhető be.[19]



4. ábra Amphony L1500 termékcsalád

2.2.7. Vezeték nélküli hangszeregységek

A Samson Airline Guitar szériája hangszerkábelek kiváltására hivatott professzionális, könnyű, kisméretű rádiós modulokat tartalmaz, amelyek egyetlen AAA ceruzaelemről akár 14 órán keresztül működnek nagy mozgásteret biztosítva a zenészeknek. A kevésbé gyakran használt 800MHz-es ISM sávban működnek. Az adó jack csatlakozójával egyszerűen az elektromos gitárhoz csatlakoztatható, teljesítménye maximum 5mW és két fokozatban állítható, érzékenysége 50Hz - 15kHz (± 3.5 dB) közötti, 60mA átlagos fogyasztással. A harmonikustorzítás 2% alatt marad. A vevő ennél a változatnál egy pedálban van beépítve, amely egy 9V-os elemről működik, 90 dB-es jel-zaj viszonyt képes produkálni (14 bit), csúcspoyasztása 160mA. Az adó frekvenciamodulációk egyik változatát alkalmazza (Variable Reactance Modulation), melyet az egyszeres transzponálású szuperheterodin kialakítású vevő észlel. Hatósugara 100m. A Samson Airline Guitar AF1 változatának piaci ára 56133 HUF, mely egy adót és egy vevő pedált tartalmaz. Egy pár egy kijelölt frekvencián tud csak működni. [20]



5. ábra Samson Airline Guitar AG1 és AF1

2.3. Következtetések levonása

A vezeték nélküli hangszeregységek és hangrendszerek egy-egy kiragadott kereskedelmi forgalomban kapható termék ismertetésén keresztül próbálják bemutatni, hogy a jelenlegi áramkörüi technológiákkal hogyan oldható meg a kitűzött feladat. A feltüntetett eszközök elfogadható áron kiváló minőségű audio jel átvitelére képesek.

Az intelligens Bluetooth és WLAN modulok nem győztek meg az egyszerű alkalmazhatóságukról és az árak is meglehetősen magasak. Teljesen önállóan nem képesek megoldani a feladatot. Az átküldendő adat előállításához egy legalább 12 bites ADC és egy mikrovezérlő is szükségeltetik. Ez tovább növeli a bekerülési költségüket, emellett az átviteli kapacitásuk sem kerül teljesen kihasználásra. Az egyszerű rádiós egységek alacsony árával és könnyen áttekinthető működésével szemben alul maradnak. Az első csoportba tartozó moduloknak további előnye a kis méret és a sokkal alacsonyabb fogyasztás. Hátrányuk viszont a kisebb sáv szélesség, de a 2.1.2. fejezetben felállított követelményeket teljesíteni tudják, ezért ez nem jelent problémát. Segítségükkel egy letisztult, alkalmazás-specifikus rendszer építhető ki, ezért a vezeték nélküli jelátvitel megoldására egy olyan kialakítású rendszert tartok legalkalmasabbnak, amely az első csoportban említett rádiók valamelyikét használja.

3. Saját rendszer tervezése

Ez a fejezet általános megfontolásokat tartalmaz a feladat megoldását megvalósító rendszer működéséről és alkotóelemeiről.

3.1. Elvi rendszerterv

A 2.3. fejezetben kikötöttem, hogy olyan vezeték nélküli adó-vevő egységet alkalmazok, amely nem tartalmaz belső általános célú végrehajtóegységet. Ez egyrészt azért fontos, hogy a fejlesztési idő redukálása érdekében ismert architektúrájú mikrovezérlő kerülhessen a rendszerbe, amelyhez a fejlesztőeszközök is rendelkezésre állnak. Másrészt ez kisebb összköltséget is eredményez, hiszen egy mikrovezérlő-családból a feladathoz leginkább illeszkedőt lehet kiválasztani. A digitalizáláshoz szükség van egy legalább 12 bites felbontású analóg-digitál átalakítóra is, amelynek képesnek kell lennie megfelelő frekvenciájú automatikus mintavételezésre és nagy sebességű kommunikációs interfésszel kell rendelkeznie. A Nyquist-kritérium betartásához az átalakító bemeneti jelét egy átlapolásgátló szűrővel kell sávkorlátozottá tenni. A Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék által kifejlesztett szenzorhálózati prototípusfejlesztő eszközei, a mitmótok alkalmasak az adó-vevő pár szerepének betöltésére.

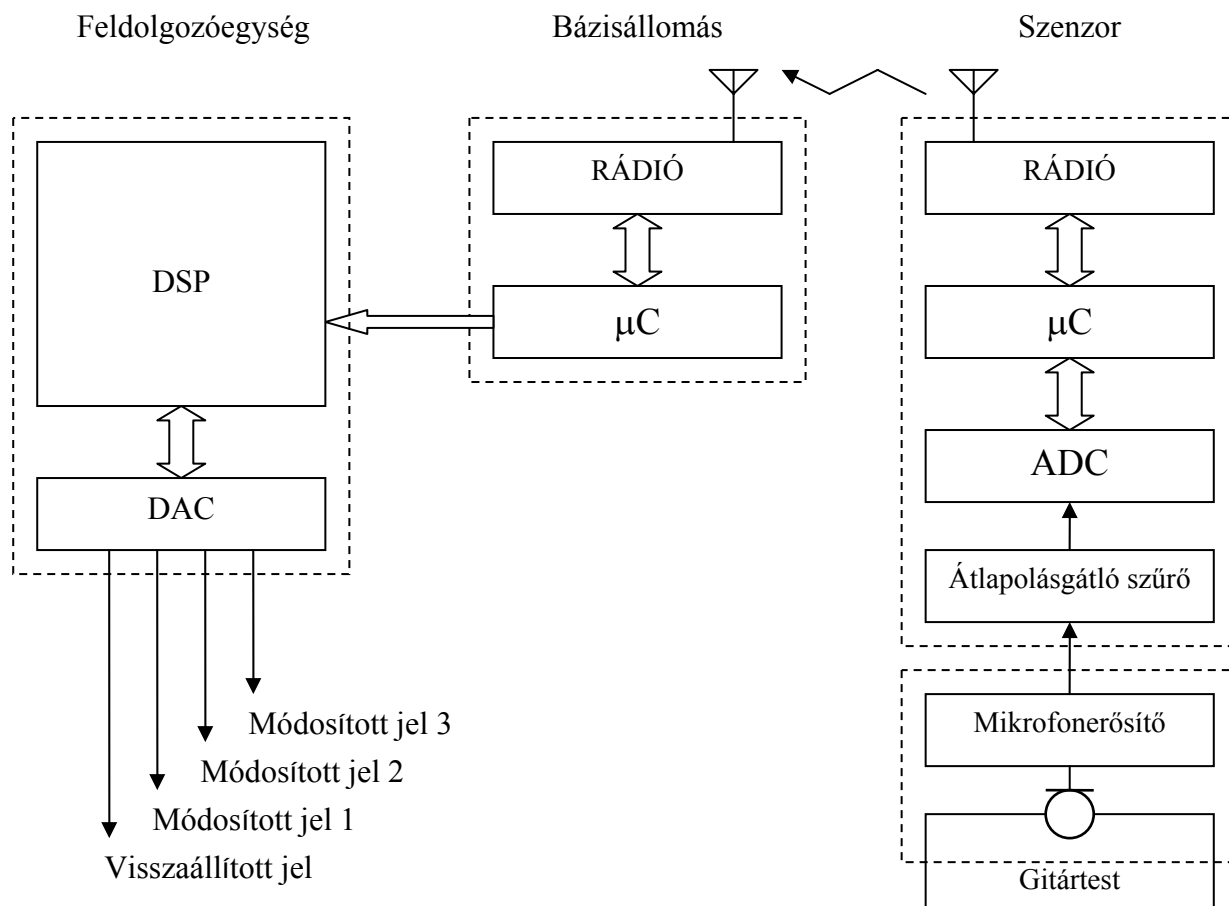
A rendszer egyszerű tesztelhetősége érdekében egy csatlakoztatható mikrofonos egységet építettem meg, amelyet egy akusztikus gitár közelében elhelyezve lehet a hangot érzékelni. A mikrofon nem építhető egybe az adóval, közöttük árnyékolt kábel teremt kapcsolatot. A jel-zaj viszony megőrzése érdekében célszerű a mikrofon jelét az érzékelés helyén erősíteni.

A rádióon továbbított jelet egy nagyobb teljesítményű feldolgozóegység dolgozza fel és végez rajta egyszerűbb módosításokat. A cél az adóegységnél keletkezett hangminták CD minőségű (44.1kHz, 16 bit) audio jellé alakítása. A rendszer terheléelosztását tekintve az az ideális, ha a kommunikációs egységek minimális bonyolultságú feladatokat látnak el, hiszen így érhető el a maximális áteresztőképesség. A vevő egység a vett adatokat a lehető legnagyobb sebességgel továbbítja a feldolgozóegységbe.

A 2.2.1. fejezetben a mintavételi frekvenciára tett megállapítások következménye, hogy a feldolgozóegységben a mintavételi frekvencia és a felbontás növelésére van szükség. Az eszköz kimenetén a visszaállított analóg jel és az effektekkel módosított változatai is elérhetőek. Efféle jelfeldolgozási feladatok ellátására a DSP-k (Digital Signal Processor) a legalkalmasabbak. A kimeneti analóg jelek előállításához szükség van egy nagy mintavételi frekvenciával dolgozó, több csatornás

digitál-analóg átalakítóra. Ilyen eszközök tipikusan az audio codecek. A Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék eszköztárában rendelkezésre állnak DSP fejlesztőkártyák, amelyek kiválóan alkalmasak a feldolgozóegység szerepének betöltésére.

A következő ábrán látható a megoldás rendszerterve.



6. ábra Elvi rendszerterv

3.2. Az adatáramlás részletezése

A gitár által keltett hanghullámokat egy elektret mikrofon alakítja át alacsony szintű feszültségjellé (70mVpp), amelyet a jel-zaj viszony megőrzése érdekében mindjárt az érzékelés helyén kell erősíteni. A jelet egy árnyékolt kábel viszi át a szenzor móthoz, ahol digitalizálás előtt az átlapolódás megelőzése végett egy aluláteresztő szűrőn halad át. A szűrő átviteli függvényének a lehető legszélesebb áteresztő tartománnyal kell rendelkeznie, amelyben jó közelítéssel egyenletes erősítést és lineáris fázismenetet kell produkálnia. Az audio jel minősége szempontjából rendkívül lényeges az egyenletes csoportkéseletési idő, hiszen akkor tekinthető hűnek az átvitel, ha a hangsúlyos frekvenciakomponensek mintái egymáshoz képest késleltetés és amplitúdócsökkenés nélkül jelennek meg a szűrő kimenetén. A digitalizált jel mintái csomagokba helyezve jutnak át a

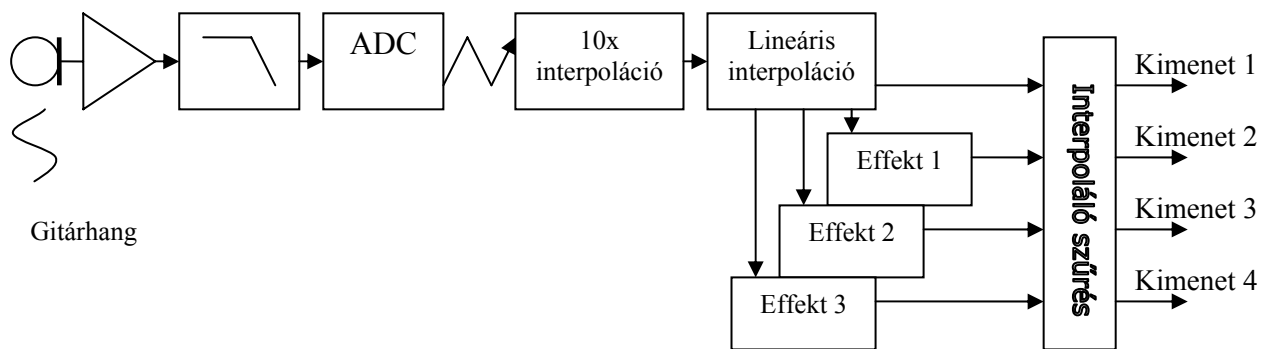
bázisállomásra. A csomagok maximális mennyiségű mintát tartalmaznak, és amint összegyűlik egy csomagnyi minta, azonnal továbbításra kerülnek. A bázisállomás mindenféle feldolgozás nélkül küldi tovább a DSP kártyára a vett adatokat. A csomagok tartalma semmilyen időzítési információt nem tartalmaz, ezért a DSP-nek kell tudnia helyesen visszaállítania a mintavételi időközt, amelyhez szinkronizációs pontokat a csomagok érkezési ideje nyújt. A szenzor mót mintavételi frekvenciája már csak az alkatrésztűrések miatt sem egyezik meg a feldolgozóegységével, ennek ellenére valamilyen módon szinkronizálni kell a mintavételi frekvenciákat. Ez úgy történik, hogy a minták időzítését a csomagok beérkezési idejeihez igazítja, így nem kumulálódik a mintavételi frekvenciák eltéréséből származó időzítési hiba, csak a csomagbeérkezési idő hoz be hibát a rendszerbe. A csomagok beérkezési időpontjainak bizonytalanságát a mikrokontrollerek programvégrehajtásában, a rádiós modulokkal való kommunikációban és a rádiók működésében rejtező véletlen időzítések határozzák meg.

A minták időzítésének visszaállítása lineáris interpolációval lehetséges, amelyet a DAC mintavételi frekvenciájának egész számú leosztásaként kapott gyakorisággal kell elvégezni, az eredetinél magasabb mintavételi frekvencián. Ezzel elérhető, hogy két minta közötti időkülönbséget a névleges mintavételi idővel közelíthessük és a jelet a DSP által kezelhető mintavételi frekvenciával újra mintavételezzük. Az előbbi közelítés nem okoz nagy hibát, ugyanis a szenzor mót úgy működik, hogy amint egy csomagra való mintát összegyűjtött, rögtön el is küldi azokat. Vagyis a csomagküldési frekvencia a mintavételi frekvencia egész számú többszöröse, az egy csomagban elhelyezett minták számából adódik. Feltételezve, hogy a csomagbeérkezési idők szórása nem éri el a mintavételi időközt, a DSP-ben mindig rendelkezésre fog állni a működéshez elegendő számú minta. Ha a mintákat egy pufferben összegyűjtjük, akkor a csomagok beérkezésének véletlen időzítése nem lesz érzékelhető. Mivel a csomagok beérkezési időpontja szinkronizációs időpontként szolgál, a becsült és a tényleges mintavételi időközök közötti eltérésből származó hiba minden csomag beérkezésekor nullázódik. Az eljárás előnye, hogy nem kumulálja a frekvenciák eltéréséből származó hibákat, így az ebből származó kismértékű csúszás csak egy csomagnyi minta összegyűlésének idejéig jelentkezik.

A lineáris interpoláció egy diszkrét Bartlett-ablakkal való konvolúciónak felel meg. Azonban a lineáris interpoláció átviteli karakterisztikája függ attól, hogy a mintavételi időköz mely pontjában számítjuk az interpolált értéket. A diszkrét Bartlett-ablakkal való konvolúció a frekvenciatartományban egy diszkrét sinc² függvényvel való szorzásnak felel meg, melynek leszívási pontjai vándorolnak az interpolációs időpont függvényében. A mintavételi időpont felénél az első leszívási pont a mintavételi frekvencia felénél található, különben annál nagyobb frekvencián. Ez a hatás folyamatosan változó interpolációs időpont esetén hullámmást okozhat a kimeneti jelben. Mindez akkor okoz igazán problémát, ha a jel sáv szélessége és az interpolált mintavételi frekvencia nincsenek kellően távol egymástól, mert ekkor a jel torzulást szenved a mintavételi frekvenciájának feléhez

közelebb eső frekvenciatartományban. Ezt a hatást értékelhető audio kimenet előállításához feltétlenül ki kell küszöbölni. Ez a lineáris interpoláció elvégzése előtt a mintavételi frekvencia növelésével, interpoláló szűrővel lehetséges. Célszerű olyan magas interpolációs arányt választani, hogy a lineáris interpoláció biztosan ne torzítsa az eredeti spektrumot. Jelen alkalmazásban a tízszeres interpolációs arány bőven elegendő. Az interpoláló szűrőt a lineáris fázismenet biztosítása végett FIR szűrőnek célszerű választani és szűrőkészletekre osztani, így a DSP-n való implementáció számításigénye szempontjából jóval kedvezőbb polifázisú szűrőstruktúráként alkalmazható. Egy jól átgondolt szoftver struktúrával, tízszeres frekvenciasokszorozás esetén, egy lineáris interpoláció elvégzéséhez nem szükséges mind a tíz interpolált érték előállítása, hanem elegendő csak a lineáris interpoláció által igényelt két darab értéket. Ennek kihasználásához is kedvez a polifázisú szűrőstruktúra alkalmazása.

A feldolgozás e pontján már rendelkezésre áll az eredeti jel digitális reprezentációja, a kimeneti DAC mintavételi frekvenciájának egész számú hányadosával egyező mintavételi frekvencián. A gitáreffekteket célszerű egy nem túl magas, de az eredetinel magasabb mintavételi frekvencián megvalósítani, hogy az igényelt számítási kapacitás minimális legyen. Az effektek által keletkeztetett eredményeket és a visszaállított jelet a DAC mintavételi frekvenciájára kell interpolálni, amelyet ugyancsak FIR szűrővel érdemes megvalósítani. A FIR szűrők késleltetést visznek a rendszerbe, azonban a lineáris fázismenet érdekében ettől eltekintek.



7. ábra Adatáramlás szemléltetése

3.3. Gitáreffektek

Az elektromos gitárok kimeneti jele remekül alkalmas arra, hogy különféle jelfeldolgozási eljárások segítségével megváltoztassuk őket és így más hangzást nyerjünk. Ezeket az eljárásokat hívjuk gitár-effekteknek.

Az effekteket általában hat különböző csoportba soroljuk:

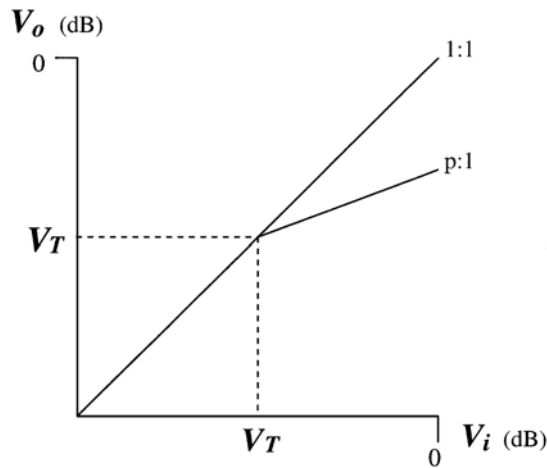
- **tone effektek:** A kimeneti jel szűrésével, vagy zajosításával a hangszínt változtatják
- **modulációs effektek:** Különféle pulzáló hatású effektek
- **dinamikaszabályzó effektek:** A hang dinamika-tartományát változtatják meg
- **torzító „distortion” effektek:** A jel szándékos zajosítása
- **pitch-based effektek:** A kimeneti jel hangmagasságát variáló effektek csoportja.
- **time-based effektek:** Az egyes hangokat időben csúsztató effektek

A feldolgozóegységben három igen kedvelt effektet valósítottam meg, a kompresszort, az overdrive-ot és a zajzárat. Most ezek bemutatása következik. A DSP-ben a bejövő minták a $[-1,1]$ tartományba normáltam egyrészt azért, hogy elkerüljem az esetleges telítődéseket, másrészt mert az effekt karakterisztikák szempontjából is így kedvezőbb.

3.3.1. Kompresszor

A kompresszor csökkenti a bemenő jele dinamikatartományát, méghozzá úgy, hogy a nagyobb szintű jelekhez kisebb felbontást biztosít. Gyakran használják például autórádiókban, hogy a környezeti zajjal terhelt utastérben az adás halk hangjai is hallhatóak legyenek, de hangosabbak még ne legyenek bántóak. A telefóniában tömörítésre is használják változatait (μ -law, A-law), kihasználva, hogy az emberi fül logaritmikus érzékenységgű, ezért a nagyobb szintű hangokra nem szükséges olyan nagy felbontás, mint az alacsonyakra. Szélsőséges alkalmazása a limiter, amely egy adott jelszint fölött konstans kimenetet ad. A legkifinomultabb kompresszort küszöbértékével, nyitási (attack time) és zárási (release time) idejével, valamint a kompresszási arányával jellemezhetünk.

Az effekt úgy működik, hogy ha a bemenő jel effektív értéke a küszöbérték alatt marad, az erősítés egységnyi, fölötté azonban egyre kisebb lesz. A következő ábrán látható a kompresszor általános karakterisztikája, amelyen a tengelyek dB skálában adottak és a kimeneti jelszint effektív értékét ábrázolja a bemeneti függvényében. Az ábra mellett láthatóak a jelölések, ahol v_i a normált bemeneti, v_o a normált kimeneti szint.



$$v_i, v_o, v_t \in [-1, 1],$$

$$A_i = |v_i|, A_o = |v_o|,$$

$$V_i = 20 \log_{10}(A_i),$$

$$V_o = 20 \log_{10}(A_o),$$

$$A_i, A_o \in [0, 1],$$

$$V_T \in [-\infty, 0].$$

8. ábra Kompresszor karakterisztika decibel skálán

Látható, hogy a karakterisztika a küszöbérték után már csak egy, a kompressziós aránynak megfelelő meredekségű egyenessel folytatódik, ami azt jelenti, hogy $V_i > V_T$ esetén $\Delta V_i : \Delta V_o = p:1$ ($p \geq 1$). A limiter nem változtatja az erősítést a küszöb után, ezért nála $p=\infty$. A bemeneti és kimeneti effektív érték közötti kapcsolatot a következőképpen tudjuk kifejezni:

$$V_o = \begin{cases} (1/p)(V_i - V_T) + V_T & (V_i > V_T) \\ V_i & (V_i \leq V_T) \end{cases}$$

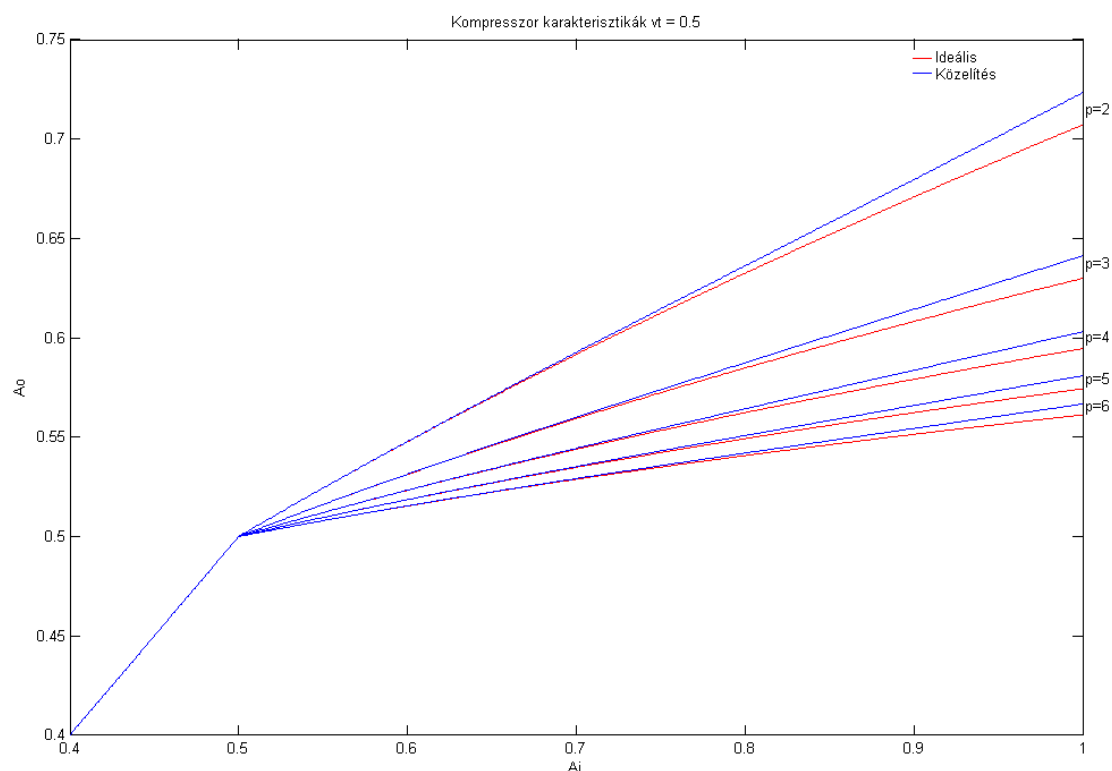
A decibel skáláról szint-tartományba átalakítva az egyenletet felírható az erősítés függvénye.

$$A_o = G \cdot A_i,$$

$$G = \begin{cases} (v_t/A_i)^{(p-1)/p} & (A_i > v_t) \\ 1 & (A_i \leq v_t) \end{cases}$$

A statikus karakterisztika viselkedését hirtelen időbeli változások esetén lágyítani illik, hogy az erősítésváltozás ne legyen túlságosan gyors és természetellenes. Ezt az attack és release időállandók hozzáadásával lehet biztosítani.

A karakterisztika implementációja a hatványozás miatt annak ötödfokú Taylor-polinomját használja közelítésként. Mivel a kompresszor karakterisztika csak nemnegatív bemeneti értékekre van definiálva, az effektet megvalósító függvény megjegyzi a bemeneti érték előjelét. Az eredmény számításakor kiszámolja a nemnegatív értékhez tartozó erősítést, majd annak előjelkompenzált értékével szorozza meg a bemenetet. Az alábbi ábrán a $v_t=0.5$ -höz tartozó karakterisztikák láthatóak különböző kompresszási arányok esetén. Pirossal az ideális, kézzel a közelítő erősítések láthatók.[21]



9. ábra Kompresszor karakterisztikák $V_t=0.5$

A kisebb küszöbértékek felé haladva egyre nagyobb az eltérés az ideális és a közelítő karakterisztikák között, de mivel a küszöbértéket nem terveztem a tartomány felénél kisebbre választani, az eredményt elfogadhatónak tartom. Nagyobb hasonlóság elérése a polinom fokszámának növelésével lehetséges.

Az implementáció tranziens viselkedését úgy biztosítom, hogy az erősítést számító rutinnak nem a nyers bemeneti értéket, hanem egy exponenciálisan átlagolt értéket adok át. Ez egyrészt azért jó megoldás, mert az exponenciális átlagolás révén az erősítés nem fog gyorsan ingadozni és az effektív érték számításához képest nagyságrendekkel könnyebb a számolása. Úgy készítettem el a függvényt, hogy paraméterei változóiban szerepelnek, hogy további fejlesztések során egy kezelőpult hozzáadásával azok valós időben állíthatók legyenek.

3.3.2. Overdrive

A vágással operáló harmonikustorzító elektronikák legelterjedtebb megvalósításai a mai napig az erősítőfokozat kimenetére vagy visszacsatoló ágába iktatott antiparallel diódapárral készülő vágóáramkörök. Mindkét kapcsolás hasonlóan működik, a feszültség polaritásának megfelelő dióda nyitófeszültségének eléréséig közel nulla kimeneti feszültséget szolgáltatnak [22]. A dióda karakterisztikája egy egyenes aszimptotájú exponenciális függvénnyel modellezhető. Az overdrive effektet úgy implementáltam, hogy állítható legyen a küszöbértéke, ami az egyenes aszimptota

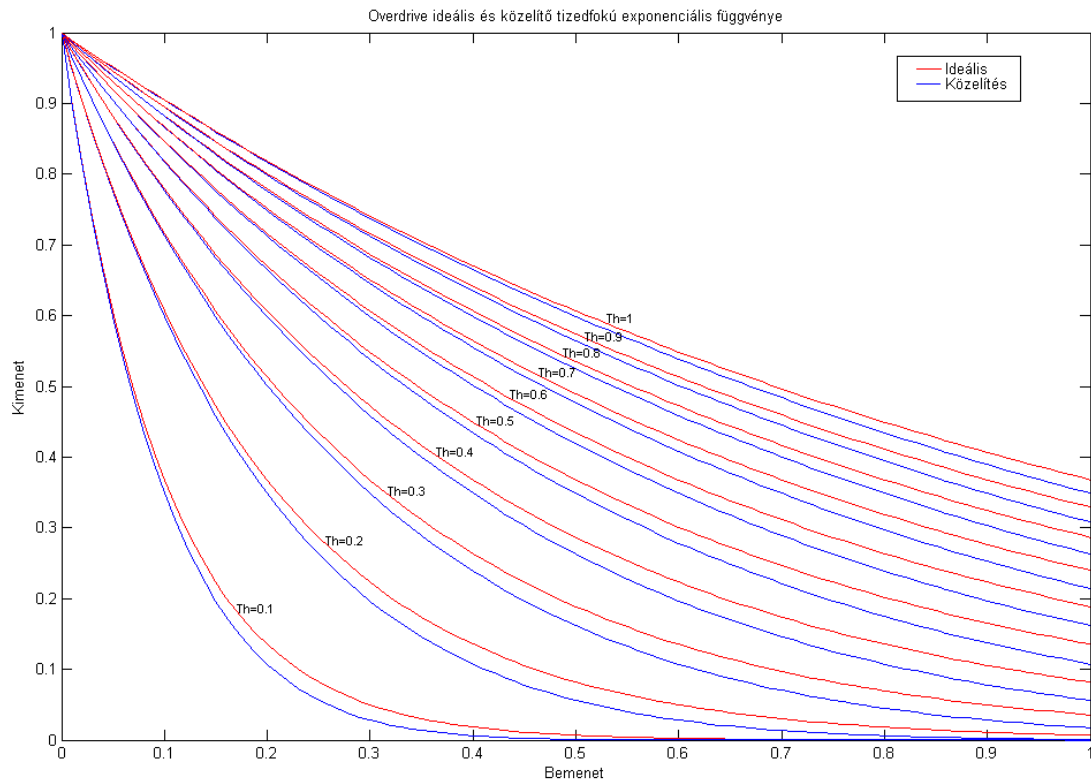
nullátmenetének felel meg. Az aszimptotát egy egységnyi meredekségű lineáris függvénynek vettem és ehhez adtam hozzá egy exponenciális lecsengést, amelynek időállandója a küszöbérték volt. A karakterisztika statikus, ideális egyenlete a következő

$$A_o = v_i \cdot e^{-\frac{A_i}{v_i}} - v_i + |A_i|; \quad A_i, A_o \in [-1, 1], v_i \in (0, 1]$$

Az exponenciális függvényt az

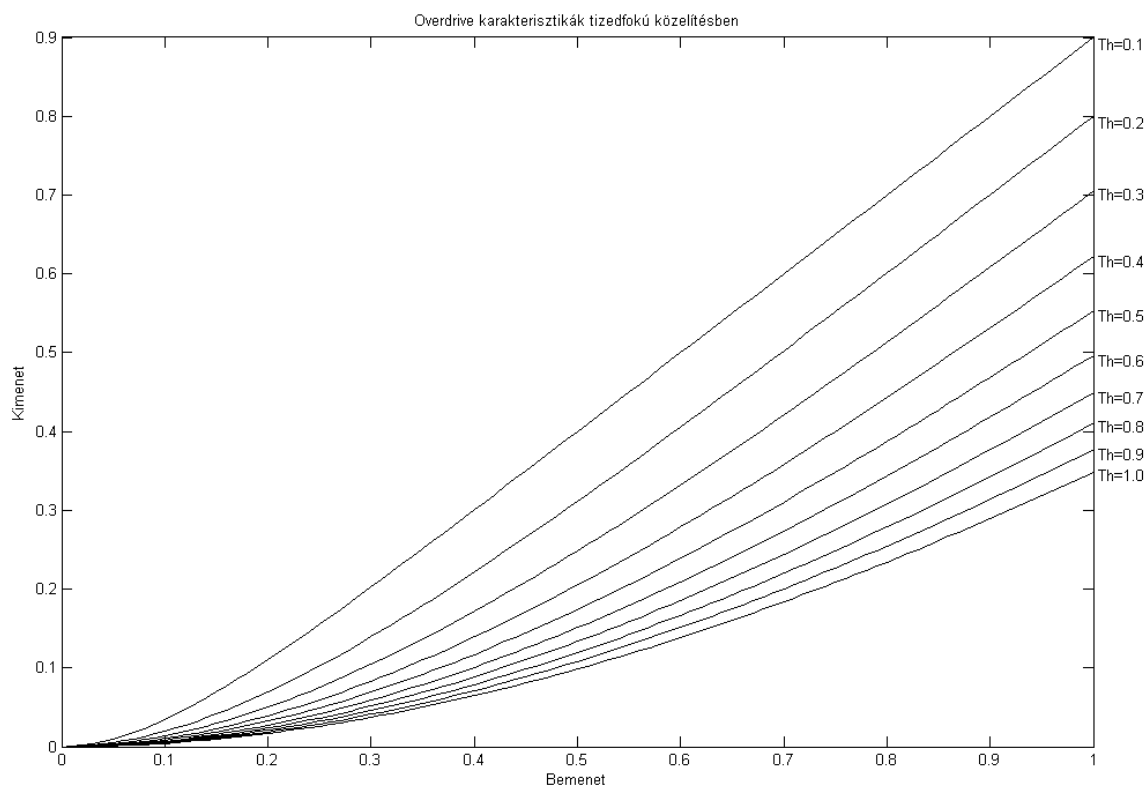
$$e^x = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{x}{n}\right)^n; \quad x \in \mathbb{R}, n \in \mathbb{N}$$

közelítés segítségével implementáltam, mert a számítása egyszerűbb, mint a Taylor-polinomé és gyorsabban konvergál. A következő ábrán a tizedfokú közelítés eredménye látható az ideális lecsengés karakterisztikájához viszonyítva különböző küszöbértékek esetén.



10. ábra Overdrive karakterisztika lecsengő tagjának közelítése

A következő ábrán az ennek segítségével elkészített overdrive karakterisztikák láthatóak különböző küszöbértékekre.

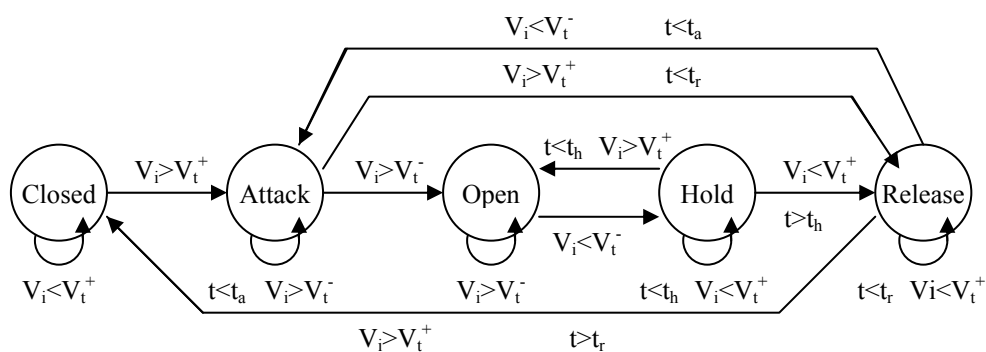


11. ábra Megvalósított overdrive karakterisztikák

3.3.3. Zajzár

A zajzár (noise gate) egy olyan eszköz, amely egy bizonyos jelszint fölött áttetsző, egyszeres erősítéssel átengedi a bemenő jelét, de alatta elnyomja azt. Nemkívánatos jelek kiszűrésére használható. Szofisztikáltabb megvalósítások hiszterézises küszöbszintekkel, nyitási (attack), tartási (hold) és zárási (release) időintervallumokkal és folytonosan változó erősítéssel simítják az időbeli viselkedést, a pattogások elkerülése végett. A profi pedálok lehetőséget biztosítanak arra is, hogy egy ún. key bemenet figyelésével befolyásoljuk egy másik bemenő jel erősítését. Ezt alkalmazzák például az élő elektronikus zenében, amikor a zenész beszéde közben elhalkul a zene (ducking). Paramétereit a küszöbértékek, az attack, hold és release time, illetve a zárt állapotbeli csillapítás. Az alábbi ábrán egy hiszterézis nélküli zajzár működése figyelhető meg.

Ezt az effektet egy egyszerű állapotgéppel implementáltam, melynek állapotgráfja a következő ábrán látható.



12. ábra Zajzár állapotátmeneti gráfja

A többi effekthez hasonlóan itt is futási időben változtathatóak a paraméterei, az attack, a hold és a release idő, valamint a hiszterézises küszöbértékek. A zajzár a kompresszorhoz hasonlóan az exponenciálisan átlagolt bemeneti értékek alapján dönti el, hogy mekkora legyen az erősítése. Az egyszerűség kedvéért az attack és a release fázisban lineárisan változik az erősítés. A lineáris erősítésváltozás lépésköze az attack, illetve a release idők reciproka, a végérték egységnyi erősítésben van maximalizálva.[23]

4. Megvalósítás

Ebben a fejezetben a rendszer megvalósításának eszközeit és módját mutatom be.

4.1. Mitmótok bemutatása

A MITMÓT a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszékén készített moduláris felépítésű gyors prototípusfejlesztő eszköz. A MITMÓT elnevezés a tanszék nevének rövidítéséből és a mote szóból származik, ami utal arra, hogy elsősorban szenzorhálózati csomópontnak készült, azonban rugalmassága révén széles körben alkalmazható az egyetemi fejlesztésekben. A fejlesztést nagymértékben megkönnyíti és felgyorsítja, hogy az eszközhöz rendelkezésre egy ún. API (Application Programming Interface), amely a különböző modulok alacsony szintű kezelését elvégzi, így használója a feladatát egyből magas szinten kezdheti megoldani. A moduláris kialakítás abban nyilvánul meg, hogy a különböző funkcionalitással bíró áramkörti részek külön áramkörti paneleken készültek el, amelyek egységes illesztési felületeiket egymáshoz csatlakoztathatók. A MITMÓT családhoz számos kiegészítő kártya készült, többek között egy 8 bites AVR és egy 32 bites ARM processzormodul, perifériamodul kijelzővel és gombokkal, motorvezérlő modul, Ethernet modul, Powerline modul, akusztikus modul analóg ki- és bemenetekkel, mikrofonokkal és buzzerrel, valamint többféle ISM sávban működő rádiós modul. Az eszközök táplálása elemekről vagy a hálózatról történhet.

Röviden ismertetem szakdolgozat elkészítéséhez általam használt modulokat.

Az eszköz alapja a processzorkártya, amely esetemben egy 8 bites ATMEL ATmega128L mikrokontrollert, a működéséhez és programozásához szükséges elektronikát és az egységes csatlakozósort tartalmazza. Az ATmega128L mikrokontroller főbb tulajdonságai a következők [24]:

- 8 MHz, 8MIPS
- Harvard architektúra
- RISC utasításkészlet
- 128K byte flash, 4K byte EEPROM memória
- 4K byte SRAM
- Fix prioritású vektoros megszakításkezelés
- 2db UART, 1db SPI, 1db I2C interfész
- 2 db 8 bites timer, 2 db 16 bites timer
- Watchdog timer
- 8 csatornás 10 bites SAR ADC

- Kis fogyasztású üzemmódok
- Bekapcsolási RESET áramkör
- Brownout detektor
- ISP és JTAG programozás
- Jelenleg 3.3V-ról üzemel

A kártya a korlátozott busz csatlakozási pontok miatt nem használja ki a controller összes lehetőségét.

A perifériakártya biztosítja az ember-gép kapcsolatot. Tartalmaz 3db hétszegmenses kijelzőt, 3db nyomógombot, 4db dip kapcsolót, 4db LEDet és egy hőmérő áramkört. A kijelzők működtetése 3db kaszkádosított léptetőregiszter segítségével történik, amelyek az SPI interfészen keresztül frissíthetők. A hőmérő áramkör az I2C interfészen érhető el, a többi periféria általános IO lábra csatlakozik.

Az audio kártya hangok érzékelésére és keltésére szolgál. Található rajta 3db electret mikrofon, 1db line-in analóg bemenet, az előbbiekhöz programozható erősítőfokozat és egy 12 bites SAR ADC, egy 12 bites string DAC és annak erősítővel leválasztott line-out kimenete, valamint egy buzzer és a frekvenciájára hangolt hangdetektor.

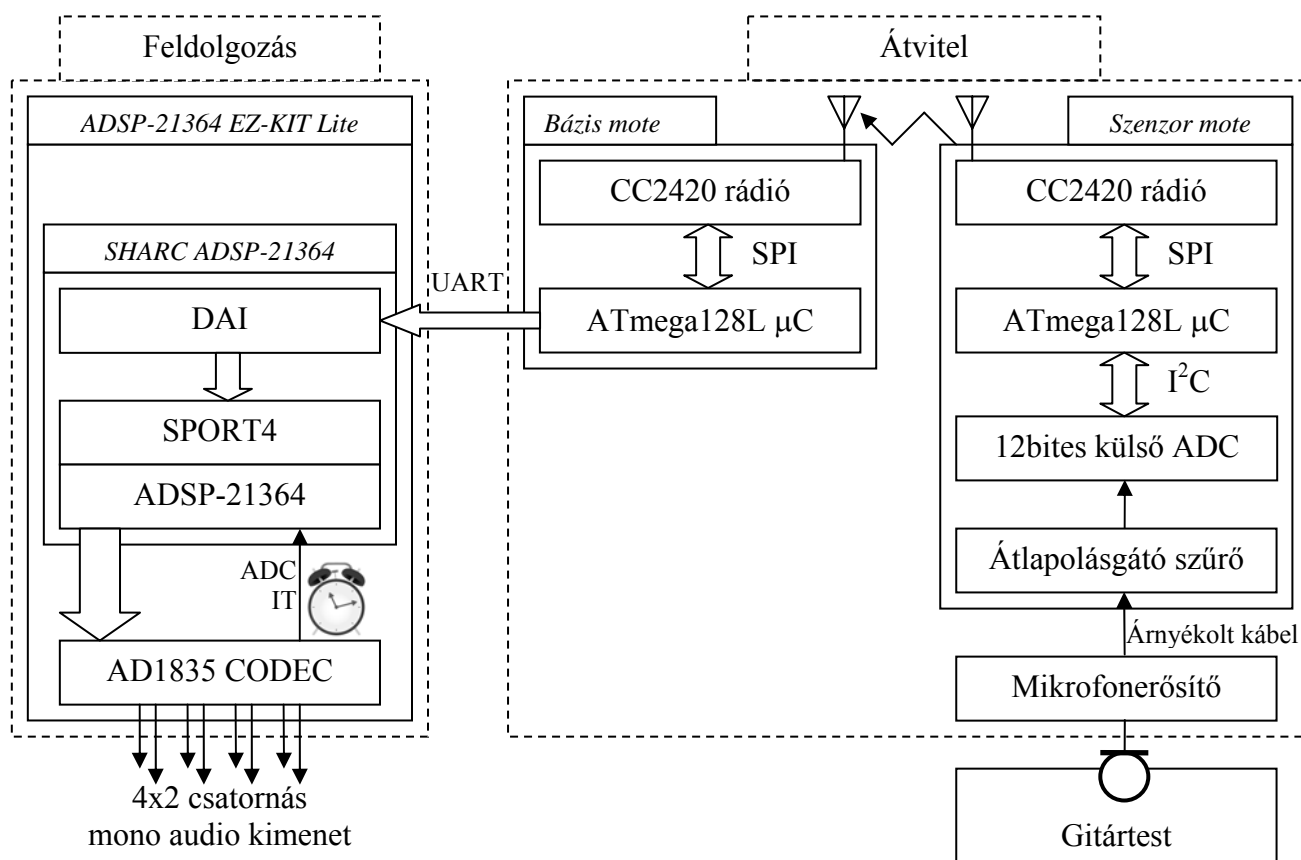
A rádiós kártya vezeték nélküli adatforgalmazásra használható, amelyhez az 2.2.1. fejezetben ismertetett 2.4GHz-es ISM sávú CC2420-as rádiós modul alkalmazza, amely SPI-on érhető el. A ZigBee kompatibilis rádióval 250kbps-os sebességű kommunikációt lehet megvalósítani több, mint tíz méteres hatókörben. A panel egy diagnosztikai célú UART kivezetéssel is rendelkezik.[25]

4.2. Mitmótok alkalmazása

A feladat értelmezését/körbejárását a gitár jelfeldolgozási szempontból való vizsgálatával és vezeték nélküli adatátviteli formák tanulmányozásával kezdtem. A szorosan kapcsolódó ismereteket, megállapításokat és tapasztalatokat az I. és II. fejezetek tartalmazzák. A rendszerrel szemben támasztott követelények felállításakor szem előtt tartottam, hogy az eszköz elektronikus és akusztikus gitárok hangját is hűen legyen képes visszaadni. Ez az igény szigorúbb a feladat kiírásánál, ugyanis az 1. és 2. ábrákat megfigyelve látható, hogy az akusztikus gitár spektrumában jóval nagyobb szerepet töltenek be a harmonikusok, mint az elektromos változat esetében. Röviden összefoglalva elmondható, hogy a gitár egy nagy sávzélességű hangszer és hangvilágának felismerhető visszaadásához az első négy-öt felharmonikusának átvitelére van szükség. Ha figyelembe vesszük, hogy standard hangolásban az elektronikus hangszer által kiadható legmagasabb hang alapharmonikusa 1323Hz,

rögtön adódik, hogy négy felharmonikus megtartása legalább 13230Hz-es mintavételi frekvenciát követel. Szimulációk alapján azt is megállapítottam, hogy amennyiben a hardver sajátosságai miatt a kisebb mintavételi frekvencia és a kisebb felbontás közötti választásra kényszerülnék, a felbontás megtartását fogom választani. A hangszer széles dinamikatartománnyal bír, ezért elengedhetetlen, hogy az átalakító nem ideális kivezéreltsége esetén is elfogadható felbontással rendelkezzen a halk gitárjáték felismerhető visszaadásához is. Ezt a szempontot a sávszélesség előtt kell érvényesíteni, mert legyen bár kisebb a felharmonikus-tartalom, a dallam visszaadását fontosabbnak tartom, már csak azért is, mert értékelhetőbb kimenetet eredményez.

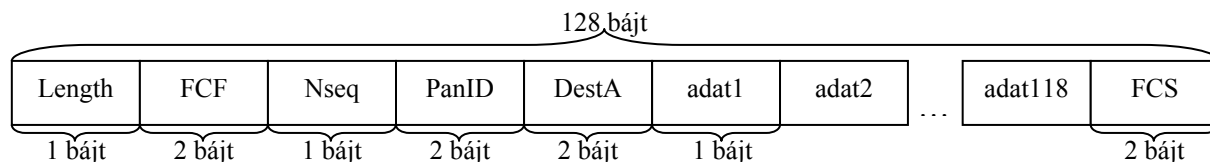
A Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszéken kifejlesztett aktív zajscsökkentő rendszer szolgált mintaként a fejlesztés megkezdéséhez [26]. A rendszer hardverkészletéből a feladatom megoldásához egy MITMÓT adó-vevő párt és a SHARC ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártyát használtam fel egyetlen gitár hangjának továbbítására és feldolgozására. A fejlesztőeszközökkel a 4.3. és a 4.4. fejezet foglalkozik részletesebben. A fejlesztőeszközök működését és mintarendszer forráskódjait tanulmányozva felállítottam a hardver rendszertervet.



13. ábra Hardver rendszerterv

A feladat megvalósítását úgy képzeltem el, hogy a mitmótok feladata csak az adatok vezeték nélküli továbbítása legyen és mindenféle feldolgozást a nagyteljesítményű DSP végezzen. Elektronikus gitár nem állt rendelkezésre a szakdolgozat elkészülése alatt, egy saját tulajdonú akusztikus gitár viszont igen, amit a rendszerbe egy egyszerű, olcsó és kisméretű mikrofonos egységgel átmeneti megoldásként integráltam. A konstrukció elképzelésem szerint úgy alkalmazható, hogy a gitáros a mikrofonos egységet a gitár testére erősíti és azt egy maximum 1 méter hosszú árnyékolt kábellel a vezeték nélküli adóegységhez csatlakoztatja. Az adót a zenész ülő játék esetén maga mellé vagy a földön tudja elhelyezni, különben például a mikroportokhoz hasonlóan derékövhöz csatlakoztatható. Az átviteli részlet megvalósításához tanulmányoztam a szenzor mót felépítését és arra jutottam, hogy önmagában nem képes ellátni a kitűzött feladatot megfelelő minőségben. A következőkben ezt következtetésemet fejtem ki.

A CC2420-as rádiós áramkör félduplex, csomagalapú kommunikációt végez, ezért bizonyos megkötéseket voltam kénytelen tenni a hatékony kiszolgálása érdekében. SPI parancsokkal lehet vezérelni, amely a mitmóton 2Mbps-os átviteli sebességgel történik. A rádió 128 bájtos küldő FIFOval rendelkezik, maximum ennyi adatot lehet egy küldési ciklusban elküldeni és az átvitel befejezéséig tilos felülni. A ZigBee kompatibilitás miatt muszáj fejléccel ellátni az egyes csomagokat. Az overhead minimalizálása érdekében megpróbáltam a fejléct a lehető legrövidebbre választani és teljesen kihasználni a küldő puffert, hogy az adat és overhead arányát maximalizáljam. A fejléct mindössze nyolc bájtnyira sikerült redukálnom, amihez hozzáadódik még a csomagot záró két bájtnyi ellenőrző összeg, így egy csomag maximum 118 bájtnyi hasznos terhet hordozhat.



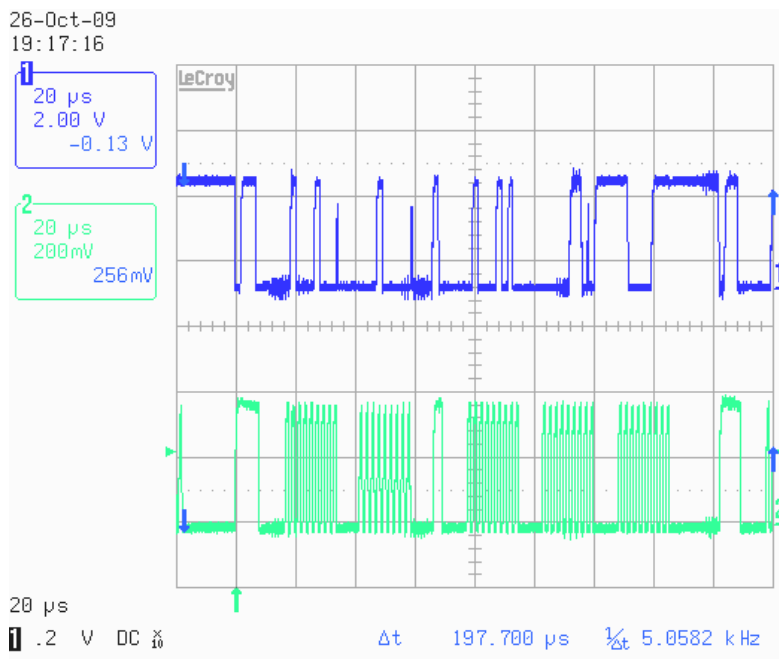
14. ábra Csomagformátum

A Length mező tartalmazza a csomag teljes hosszát magát kivéve, a Frame Control Field a csomag típusára utal, az Nseq a sequence number, ami a csomagot azonosítja, a PanID a lokális hálózat azonosítója, a DestA a címzett azonosítója és végül az Frame Check Sequence egy ciklikus redundancia ellenőrző összeg. Az FCS mezőt az IC automatikusan hozzáfűzi a csomaghhoz, amelyet hardveresen generál, ezért az adó oldalon azt nem kell beírni, viszont a vevő oldalon el kell férnie a csomagnak a szintén 128 bájtos fogadó FIFOban. A puffer feltöltése után csak akkor lehet adást kezdeményezni, ha a vezeték nélküli modul vevő állapotban van, állapota folyamatosan lekérdezhető. A parancs elfogadása után a CC2420-as 2Mchip/s-os sebességgel küldi el a FIFOban lévő adatokat. Egy csomag elküldése 4.416ms-ig tart és a FIFO feltöltése ideális esetben 0.512ms-ig, ebből következik, hogy másodpercenként maximálisan 202 csomag küldése lehetséges, vagyis 23836 bájtnyi hasznos terhet jelent. Ez azt jelenti, hogy ha a mikrokontroller átfutási ideje nem túl nagy, akkor a

mintavételi frekvencia elméleti határa 8 bites mintavétel esetén 23836Hz, 12 bites mintavétel esetén 15890Hz. Rendkívül lényeges az is, hogy a minták egyenközűek legyenek, hiszen például a szoftverből triggerelt mintavételezéssel óvatlanul jittert adunk a jelünkhöz, ami mindenképpen elkerülendő.

A mitmót belső és külső analó-digitál konvertere is rendelkezik hardveres autokonverzió funkcióval, azonban a frekvencia csak nagy léptékekben, kettő hatványai szerint állítható. Az átalakítás végét a külső átalakító egy megszakításkérő lábon jelzi. Az adatlapja szerint az áramkör mintavételi időköze a konverziós idő ($\sim 2\mu\text{s}$) 32,64,128,...-szorosára lehet. Vagyis a legnagyobb mintavételi frekvencia 15625Hz lehet, ami meglehetősen közel esik az elméleti határhoz, a következő frekvencia 7812.5Hz. Az AD7994-es ADC I²C interfészen kommunikál a mikrokontrollerrel, amelyen utóbbi maximálisan 500kbps-os sebességgel képes adatot forgalmazni. A kommunikáció két lépcsőben történik. Először konfigurálni kell az ADC-t a megfelelő üzemmódba álláshoz, majd azután jelzésenként kiolvasni belőle az adatot. Az utóbbi érdekesebb a kivitelezhetőség szempontjából. A konverziós eredmény kiolvasása három bájt forgalmazásával jár, az ADC megcímezéséből és az olvasás jelzéséből, majd a 12 bites adat beolvasása két bájtban.

Sajnos az ATmega128L I²C interfésze elég szerencsétlenül lett kialakítva. A tanszéki APIt kiegészítettem a maximális kihasználásához, mivel az csak blokkoló függvényeket alkalmazott, ami az idő szűkössége miatt megengedhetetlen, ezért egy megszakításos kezelőfüggvényt írtam, amely állapotgépként működik és kizárólag az AD7994-es ADC-vel tud kommunikálni. A mikrokontroller I²C megszakításrendszere túlságosan bonyolult és meglehetősen alacsony szintű. A konverziós eredmény kiolvasása négy megszakítást eredményez, sorban a start bit, a címbájt elküldésekor és a két adatbájt beérkezésekor. Oszcilloszkópos méréseim szerint a beépített I²C hardver szükségtelenül sokat vár két esemény kezelése között, ábrák alább láthatóak.



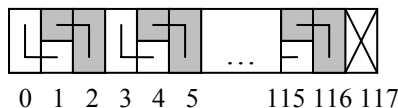
15. ábra I2C busz adat- és órajele

Természetesen egy 8 bites egyszerű mikrokontrollertől nem lehet elvárni sokkal többet, és a mitmóttól sem, hiszen eredetileg alacsony fogyasztású szenzorhálózati csomópontnak készült, aminél nincs igény a nagy mintavételi frekvenciára és nagy adatátviteli sebességre. Feladatom ezen része a mitmót átviteli sebességének maximalizálásáról szól értékelhető kimenet szolgáltatása érdekében, ezért a fogyasztási szempontokat nem tudom figyelembe venni. Sajnos mitmót eredeti alkalmazási profiljának következménye az is, hogy az ADC megszakításkérő lába nincs bekötve a mikrokontrollerbe, de szerencsémre lebegni hagyták a panel készítői.

A fejlesztés kezdetén a mikrokontroller belső analóg-digitál átalakítójával teszteltem az átviteli sebességet, 19.2kHz-es egyenletes mintavétellel 8 bites felbontást tudtam maximálisan elérni, ami még a rádión átvihető. Azonban, ahogy sejthető volt, az I²C busz nem tudta kiszolgálni az ADC által igényelt forgalmat, ezért kénytelen voltam a 7812.5Hz-es mintavételi frekvenciát választani, amit már képes volt teljesíteni. Bár az ATmega128L belső konvertere segítségével 9615Hz-es 10 bites mintavételt is megvalósíthattam volna, úgy döntöttem, hogy inkább a külső átalakítót választom nagyobb felbontása miatt.

Ehhez hardvermódosítást kellett végeznem, mert szükség volt az ADC megszakításkérő jelére. A mikrokontroller kivezetett jelei a csatlakozósoron helyezkednek el, az összes megszakításkérő vezeték be van kötve valahova, ezért olyat kellett találnom, amelyiket biztosan nem hajt meg áramkör és magasabb prioritású az I²C-nél. Az egyetlen megoldást a UART1 RX fogadó pinjének átdefiníálása jelentette, amely nincsen használatban és alternatív funkcióként külső interrupt (EXT INT2) lábként működik. Egyszerű vezetékes átkötéssel csatlakoztattam az ADC megszakításkérő lábát a csatlakozósoron erre a pinre. A megoldás sikeres volt.

A 12 bites konverziós eredményeket úgy helyeztem el a rádiós csomag hasznos teher mezejében, hogy maximális számú mintát tartsa meg és könnyű is legyen elkészíteni. A következő ábrán látható megoldást választottam, mely szerint a minták elhelyezkedése 3 periodikus. A 0,1,2 mezőket tekintve a 0 és a 2 egy-egy LSB-t tartalmaz, és az 1-ben található mindkettőjük MSB-je, a 0-é az alsó négy biten, a 2-é a felsőkön.



16. ábra A 12 bites minták elhelyezése az adatmezőben

A 7812.5Hz-es mintavételi frekvencia megvalósításához egy átlapolásgátó analóg szűrőre volt szükség. A 2. fejezetben ismertetett specifikáció elég szigorúnak bizonyult. A 3.9kHz-nél kezdődő zárótartomány és az egészen 1kHz-ig nyúló áteresztő tartomány nagyon közel kerültek egymáshoz, ezért kompromisszumokat voltam kénytelen tenni. Az AD7994-es 12 bites ADC 71dB-es jel-zaj viszonytal dolgozik, ami azt jelenti, hogy ideális esetben a zárótartomány kezdetén legalább ekkora elnyomással rendelkezik a szűrő. Ehhez jelen esetben legalább nyolcad fokú szűrőre lett volna

szükség, aminek a fázismenete semmilyen körülmények között nem volt elfogadható, nagyon kis tartományban volt lineáris, ráadásul igen költséges lett volna a megépítése. Olyan megoldást kellett találni, amely valamennyire optimumot képez a jó fázismenet és a nagy elnyomás között. Végül arra jutottam, hogy -50dB-es elnyomást követeljek csak meg a zárótartományban, amely azért fogadható még el, mert magasabb frekvenciák felé haladva az elnyomás folyamatosan növekedni fog, igen kis mértékű átlapolódással lehet csak számolni. A létező szűrőtípusok között olyat kerestem, amely 1kHz környékéig mind az amplitúdó karakterisztika, mind a fáziskarakterisztika szerint torzításmentes. A választásom egy ötödfokú 6dB-es Gauss szűrőre esett, amelynek törésponti frekvenciája 1kHz-nél van. A realizáció két darab aktív kétpólusú fokozat és egy passzív valós pólusú fokozat kaszkádosításaként történt. Az alkatrészparaméterek számításához az Analog Devices Analog Filter Wizard™ v1.0 online szűrőtervező eszközt [27] hívtam segítségül, a fokozatok paraméterei alább láthatóak:

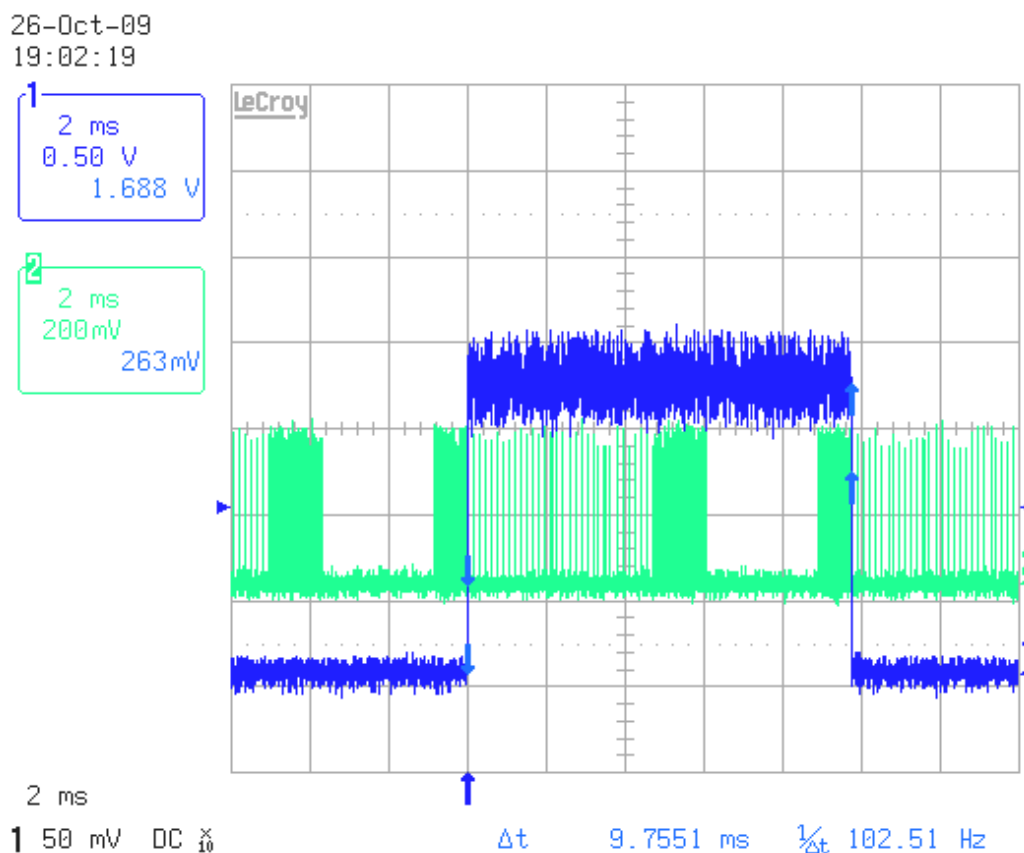
	Első fokozat	Második fokozat	Harmadik fokozat
f_0	1032 Hz	1609 Hz	665 Hz
Q	0.8334	2.260	-

A műveleti erősítő kiválasztásánál a mitmóton is alkalmazott Texas Instruments TLC2272-es DIP tokozású single supply rail-to-rail alkatrészeket választottam és a Tina Pro program segítségével szimuláltam az átviteli karakterisztikát. A szimulációs eredmények, illetve a kapcsolási rajz a függelékben található. A csoportkésleltetési diagramot megvizsgálva látható, hogy az 1kHz-ig terjedő frekvenciatartományban a csoportkésleltetés ingadozása mindössze 25ms. A szűrő megfelel a specifikációnak.

Az áramkör tesztelésére egy mikrofonos egységet is építettem, amelyet a szenzor mót táplál meg, feladata a kihelyezett electret mikrofon jelének erősítése. A fokozat megtartja a jel fázisát és erősítése 47 és 297 között állatható. Ezek az erősítésértékek egy labormérés eredményét tükrözik, mely szerint a mikrofon maximális kimeneti jele 70mV_{pp} . Ekkora erősítés szükséges a 3.3V-ról működő ADC teljes kivezérléséhez. Kapcsolási rajza a függelékben található.

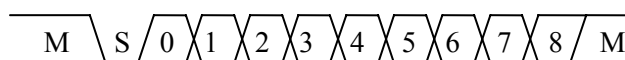
A keletkező adatokat a szenzor mót szoftvere felváltva két pufferben gyűjti, majd ha az éppen használt megtelt, átadja a rádióknak és a másikban folytatja a gyűjtést. A belső konverterrel való működéshez lassúnak tűnt a rádiós IC-t vezérlő API, ezért módosítottam, hogy ne egy nagy blokkoló függvényhívásban történjen meg az összes adat betöltése, hanem három részletben. Az első részlet várakozik az előző csomag elküldésére, majd betölti a CC2420 FIFO-jába a fejléceket, ami jelen alkalmazásban minden esetben ugyanaz, ezután a második részlet rögtön folytatja a feltöltést az eddig a pufferben összegyűlt mintákkal. A harmadik részlet pedig az addig még nem elküldött mintákat juttatja a rádióba, amint megtelik a puffer. Ezzel a megoldással megszűnt a sebességhatár. Az alábbi

ábrán látható az SPI interfész aktivitása, a kék jel szintváltása jelzi a csomagküldés végét és a zöld jel az SPI adatvezeték. Jól elkülöníthetők a csomagküldési fázisok.



17. ábra Csomagküldés és SPI kommunikáció időzítése

A vevő oldalon az adat érkezését több jel is jelzi, érzékelhető egy csomag elejének beérkezése, ha a fogadó FIFOban egy beállított limitnél több adat van és a csomag vége is. A vevő oldali szoftvernek mindössze annyi a teendője, hogy egy csomag beérkezése után azt egy belső tárolóba bemásolja és a hasznos terhet a UARTján mindenféle módosítás nélkül továbbküldi a DSP kártyára. Egy csomagban 118 bájtnyi adat fér el, amit ha 12 bites adatokkal hézagmentesen töltünk fel csak 117 lesz. A 7812.5Hz-es mintavételi frekvencia következtében egy csomagnyi adat keletkezése körülbelül 10ms, másodpercenként 100 csomagot jelent. Célszerű valamilyen módszerrel egyértelműen jelezni a csomagok határát a később ismertetett DSP algoritmus igénye miatt, ezért kihasználtam, hogy a mikrokontroller képes 9 bites adatok küldésére is. A UARTon küldött bájtok tehát 9N1 formátumúak, ahol a kilencedik bit magas szintje jelzi az új csomag kezdetét.



18. ábra Soros kommunikáció keretformátuma

Ez azt jelenti, hogy egy bájtot 11 bájton kódol, amiből adódik, hogy a minimális UART frekvencia 128700Bps. Le kellett mondani a zajcsökkentő rendszerben alkalmazott 115.2kBps-ról, ami azért jelent gondot, ez a legnagyobb arány, amit DSP és a mitmót pontosan tud produkálni. A két UART különböző frekvenciákon járni. A mitmót UART interfésze nem képes egyfolytában adatokat küldeni, ezért próbálgatással határoztam meg az adatátviteli sebességet. 250kBps-os sebességnél azt tapasztaltam, hogy átlagosan tíz percenként nem fejeződik be egy csomag küldése az újabb megérkezése előtt. Ezért 333.3kBps-ot állítottam be a mitmóton és 327.68kBps-ot a DSP-n. A kommunikáció stabilnak bizonyult.

4.3. A SHARC ADSP-21364 bemutatása

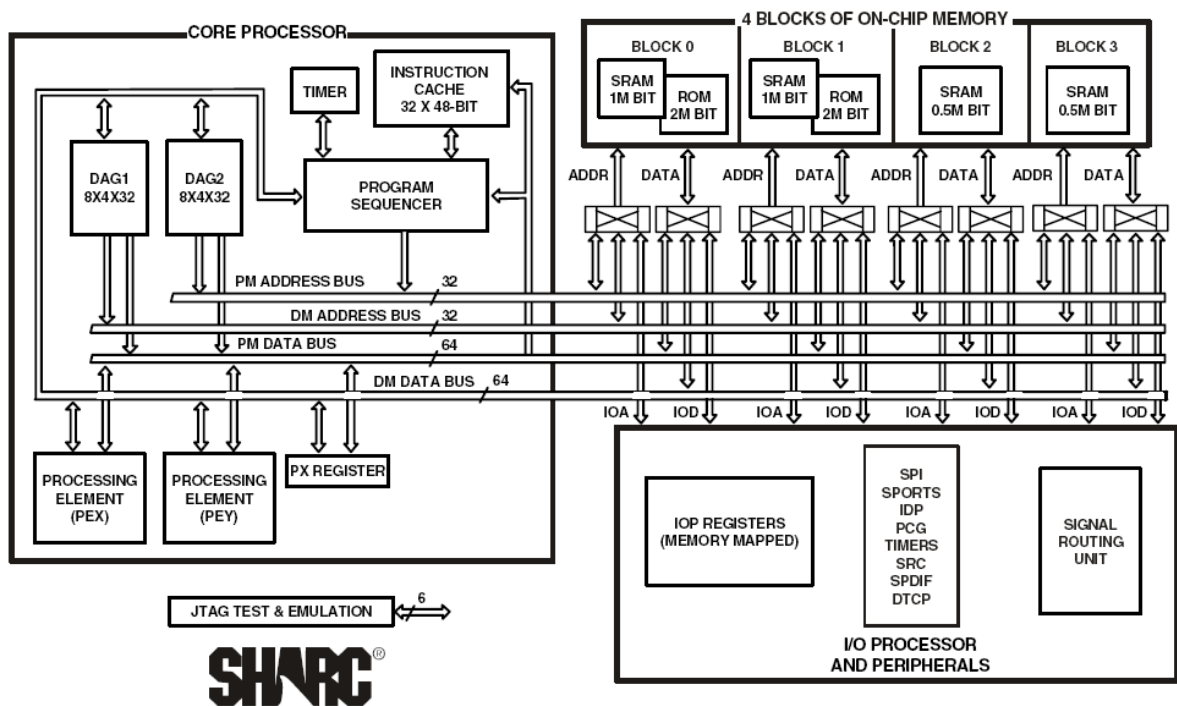
A jelfeldolgozó algoritmusok implementálásra egy Analog Devices ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártyát használtam, amelynek központi eleme az ADSP-21364 SHARC [28] 333MHz-en működő 32 bites lebegőpontos DSP. Röviden bemutatom a processzor tulajdonságait, majd az EZ-KIT Lite környezetet.

Az ADSP-21364-es egy nagyteljesítményű 32 bites DSP, amelyet kifejezetten magas minőségű audio, orvosi képfeldolgozás, 3D grafika és hangfelismerés igényeinek megfelelően alakítottak ki. Ez egy lebegőpontos aritmetikát alkalmazó processzor, amely csökkenti a skálázások szükségszerűségét és a túlsordulásokat, ezért egyszerűsíti az algoritmusok implementálását és a szoftverfejlesztést. A magas szintű programozhatóság, a bőséges címterek és a nagy ábrázolási pontosság teszi lehetővé, hogy a fejlesztési idő javarésze az algoritmusok és a jelfeldolgozási módszerek finomításával teljen az assembly kódolás és hibakeresés helyett.

A SHARC DSPben a maghoz három busz csatlakozik, a PM (Program Memory), a DM (Data Memory) és az IO (Input Output). A PM busz az utasítás- és adatmemóriához is hozzáférést biztosít. A buszok és az utasítás cache használatával a mag közel állandó végrehajtási sebességgel dolgozik. Ezek segítségével a processzor képes SIMD (Single Instruction Multiple Data) működésre. Egy órajelciklus alatt két operandushoz tud hozzáférni az adatmemóriából, egy utasításhoz a beépített utasítás cache-ből és egy DMA átvitelt is meg tud valósítani. A mag minden utasítást egy órajelciklus alatt hajt végre. Két végrehajtóegységet tartalmaz (PE_x és PE_y), mindegyik komplett lebegőpontos aritmetikát tartalmaz (szorzó, ALU, barrel-shifter, adat regiszter tömb).

A DSP belső blokkjainak felsorolása:

- utasítás átrendező a párhuzamos utasítás-végrehajtás optimalizálására
- belső timer
- 2 DAG (Direct Address Generator) a cirkuláris puffer kezeléshez
- 3MBIT SRAM
- 4MBIT ROM
- Párhuzamos port külső memóriák és perifériák kezelése
- IOP (Input Output Processzor)
 - beépített DMA vezérlő
 - SPI kompatibilis interfész
 - nagy sebességű univerzális soros portok (SPORT)
- Audiocentrikus perifériák
 - S/PDIF kezelő
 - Mintavételi frekvencia konverter
 - PWM kimenetek
- JTAG port
- Digital Audio Interface (DAI)
 - precíziós órajelgenerátor
 - programozható kimeneti konfiguráció (signal routing unit)



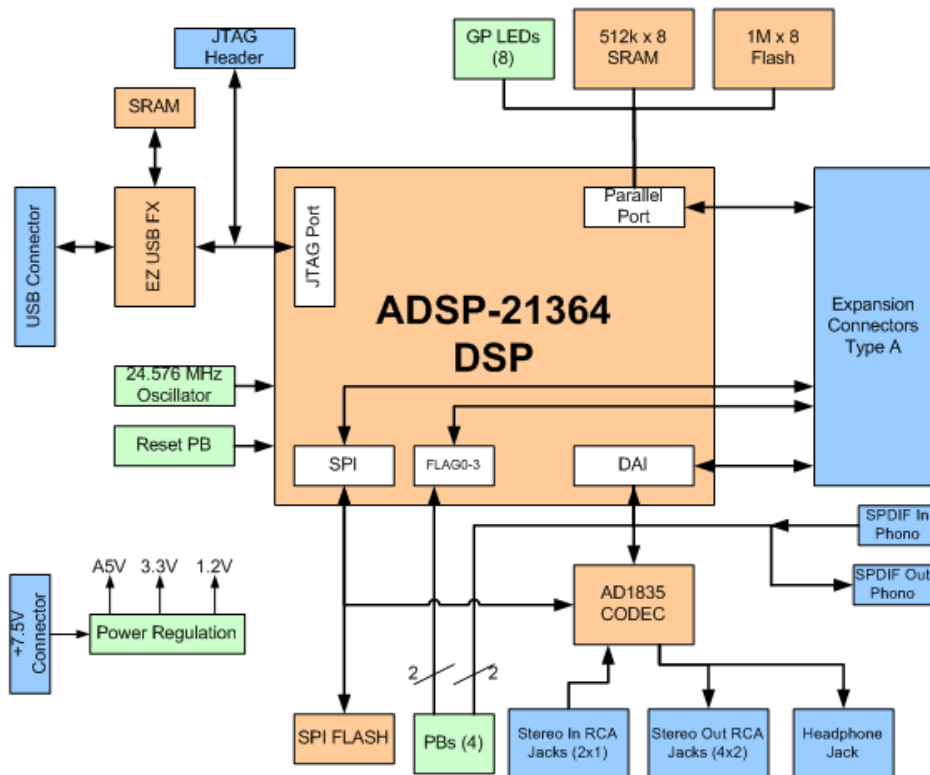
19. ábra ADSP-21364 SHARC DSP blokkvázlata

Szuper Harvard architektúra egy tíz elemű adatregiszter tömbbel kiegészítve, amely segítségével egy periódusban két operandushoz tud hozzáférni a tömbben, kettőt tud betölteni az ALUba, kettőt a szorzóba és további három eredményt kiolvasni az ALUkból és a szorzókból. A processzor 48 bites ortogonális utasításkészlete támogatja az egy utasításon belüli adatátvitel és aritmetikai műveletek elvégzését. A processzor az IEEE által szabványosított 32 bites lebegőpontos, a 32 bites egész és tört számábrázoláson kívül a kiterjesztett 40 bites lebegőpontos formátumot is támogatja. Az aritmetikai egységek a műveletvégzés során az utóbbi kiterjesztett pontosságú ábrázolással dolgoznak, így csökkentve a kerekítési hibákat.

Az IOP egység felelős a tokozáson kívüli kommunikáció bonyolításáért, ezáltal tehermentesítve a magot. A Signal Routing Unit segítségével programozható a kapcsolatok kialakítása a kimeneti pinek és a DAI, illetve soros porti komponensek között.

Az ADSP-21364-es hat darab nagy sebességű szinkron soros porttal rendelkezik. Minden port két pint foglal el, amelyek ugyanazon időzítés szerint működnek. Emellett minden porthoz két DMA csatorna és két adat puffer tartozik. Bármely portnak megválasztható az adatátviteli iránya és DMA segítségével az adatáramlás közvetlenül a port és a memória között történik. A soros portok adatátviteli formátuma is beállítható (LSBF,MSBF), 32 bites szóhosszúságot is lehet használni. Az DMA műveletek befejeződésekor megszakítás generálódik a magban. A párhuzamos port külső 8 bites aszinkron memóriákhoz biztosít hozzáférést. A processzor a JTAG portján keresztül programozható.

4.4. ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártya



20. ábra ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártya

A SHARC DSP köré épített áramkör a vele való fejlesztés megkönnyítése végett született és főleg audio jelek feldolgozására teszi alkalmassá a nagyteljesítményű processzort. [29]

A kártya tartalmaz a DSP-n kívül

- 512 Kbit x 8-bit SRAM memória
- 1M x 8-bit Flash memória
- 512 Kbit SPI memória
- AD1835A 2 ADC, 8 DAC, 96 kHz, 24-Bit Σ - Δ codec
- 4x2 RCA csatlakozó, 4 csatornás sztereó audio kimenet
- 2x1 RCA csatlakozó, 1 csatornás sztereó audio bemenet
- Fejhallgató csatlakozó, 1 csatornás sztereó kimenet
- S/PDIF ki- és bemenet
- DAI csatlakozósor

Ebben a fejezetben a DSP-n futó szoftvert ismertetem.



A mitmóttól a fejlesztőkártya tükesorához egy körülbelül 30 cm hosszú sodort vezetékpáron jutnak el az adatok. Az egyik a mitmót kimeneti jelvezetéke, a másik föld. Mivel ez nem mondható ideális átviteli csatornának, érdemes a soros porttal túlmintavételezni. Jelen esetben maximum háromszoros mintavételre van lehetőség, mivel egy keret 11 bitből áll, így pontosan 32 biten fér el. A 4.2. fejezetben említettem, hogy a DSP adatátviteli sebességét a mitmótéhoz legközelebb eső 327.68kBps-ra kellett állítani, ami miatt apró csúszás előfordulhatna a mintavételezett adatokban. A SPORT egy keret fogadása után egy DMA átvittel a memóriába írja a vett adatot és megszakítást kér. A megszakítás rutinban egy hatékony assembly betét alakítja ki a 32 bites adatból a számunkra érdekes nyolcat, de mivel a memóriában van, a nyers adat sem veszik el [30]. Először többségi mintavétellel állítottam vissza a vett adatokat, de úgy találtam, hogy nincs rá szükség, mert azon ritka esetekben, amikor csúszás következik be a mintavételnél, mindig ugyanabba az irányba és mindig csak egyetlen bittel mozdul el a mintázat. Elég volt csak azokból a bitekből visszaállítanom az

adatokat, amelyek sosem sérültek meg. A 4.2. fejezetben ismertetett keretformátumban kilenc értékes bit szerepel. A kilencedik bit jelzi a rádiós csomag kezdetét, ezért ezt észlelnünk kell. Hatékonyabbnak találtam, ha csak a nyolc mérési eredményt tartalmazó bitet állítom vissza és a kilencediket a nyers adatokban vizsgálom meg.

A bejövő bájtok egymásutánisága a 14. ábrán látható, ebből kell kinyerni a 12 bites mért adatokat. Ezt egy egyszerű állapotautomata végzi, amelyik állapotjelzője alapján tudja, hogy milyen bájt fog következni és annak megfelelően eltárolja, és ha szükséges, a korábban mentett értékeket felhasználva létrehozza a 12 bites adatot, egyszeres pontosságú lebegőpontos számmá konvertálja, a $[-1,1]$ tartományba normálja, majd egy több csomag méretű cirkuláris pufferbe helyezi.

A fejlesztőkártyán található AD1835A codec egyik ADC csatornája van felhasználva időzítőként, a DAC csatornái pedig kimenetként. Ez úgy lehetséges, hogy az ADC csatorna szintén egy SPORT-ra csatlakozik és 48kHz-es mintavételi frekvenciájának megfelelően megszakításokat generál. Ezek a megszakítások ütemezik a jelfeldolgozó algoritmusokat. Mivel a szenzor mót mintavételi frekvenciája 7812.5Hz, célszerű a 48kHz-et szoftverben 8kHz-re osztani és ezen a frekvencián elvégezni a feldolgozást, majd az eredményeket egy 48kHz-en járó hatszoros interpoláló szűrő segítségével a szintén 48kHz-en járó DAC csatornákra bocsátani.

A mintavételi frekvencia regularizálása a 3.2. fejezetben leírtak szerint történik. A magban található időzítő egységet használom az időkülönbségek számítására. A szoftver minden csomag érkezésekor feljegyzi, hogy mikor érkezett a legfrissebb csomag és hogy mi a kezdőcíme a cirkuláris pufferekben. A vett mintákat először egy tízszeres interpoláló szűrőn kell keresztül bocsátani. A szűrőt a MATLAB Filter Design and Analysis Toolbox segítségével készítettem el, melyben egy 100 tapas egyenletes hullámosságú FIR szűrőt választottam. Az áteresztő tartományban 0.1dB hullámosságot engedtem meg, a törésponti frekvenciát 1kHz-re, a zárótartomány kezdetét 3.9kHz-re választottam, -70dB-es elnyomással. A szűrő Bode diagramja a függelékben látható (26.ábra). A szűrő megvalósítása polifázisú szűrővé alakítással történt, azaz tíz darab tíz együtthatót tartalmazó szűrőkészlet készült belőle. A szűrő egy kimeneti minta készítéséhez tíz mintát használ fel. Az öt megvalósító függvénynek a szűrőegyüttható-készlet számát kell csak átadni és a saját tárában lévő mintákra elvégzi az interpolációt a kívánt sorszámú és az azt követő szűrőegyüttható-készlettel is, mivel a lineáris interpolációhoz két kimenetet kell előállítani. A kimenet generálása a szűrőegyütthatókkal végzett konvolúcióval valósul meg. A szűrőegyütthatók léptetése nem automatikus, külön függvény valósítja meg, ennek később lesz jelentősége.

A legkritikusabb kérdés a szűrő tárhelyének helyes mintákkal való feltöltése. Ez úgy történik, hogy minden hatodik (8kHz) ADC által generált megszakítás rutinban a szoftver feljegyzi az aktuális

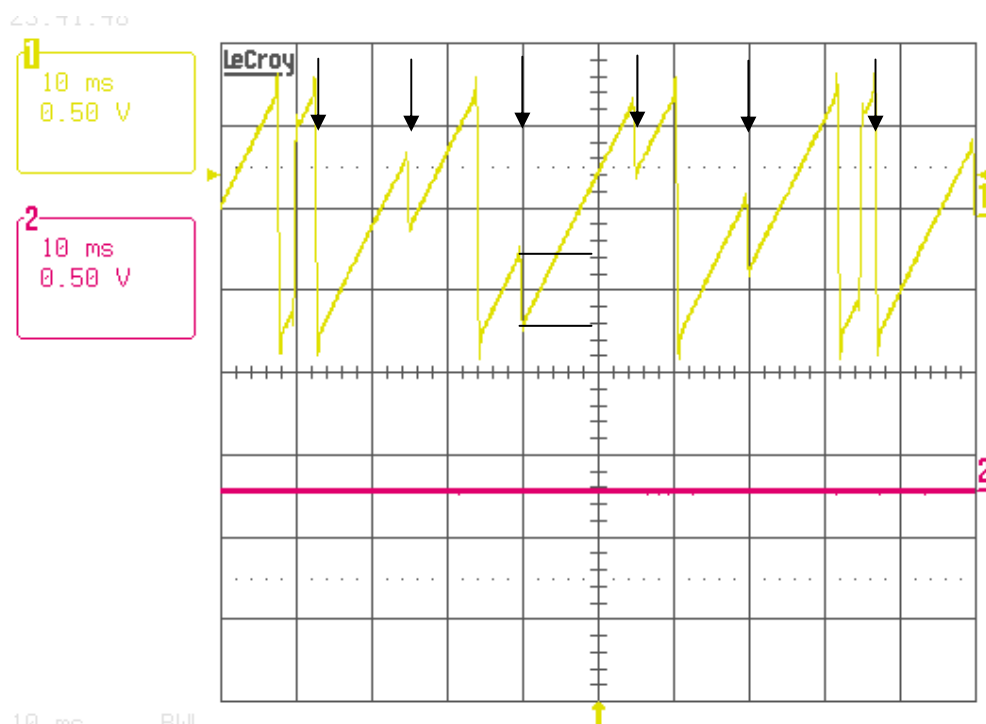
időt és kivonja belőle az utolsó csomag érkezésének időpontját, így megkapja, hogy mennyi idő telt el azóta. Az idők tárolása előjel nélküli egészekkel történik, ezért a kivonás eredménye mindig helyes lesz. A különbséget elosztva a szenzor mót névleges mintavételi idejével megkapható, hogy melyik két minta közé kell egy új mintát előállítani. Ebből az eredményből levonva az egészrészét az kapható meg, hogy a két minta között hol helyezkedjen el az új. Ennek a számnak az egészrésze adja majd a szűrőkészlet sorszámát. Ezen felül még azt is tudni kell, hogy a két, tízszeresen interpolált minta között hol helyezkedjen majd el a lineárisan interpolált minta, amely az előző lépésben kiszámított eredmény törtrészének képzéséből százalékosan adódik. A tízszeres interpoláló szűrő rögtön kiszámítja a két interpolált mintát a lineáris interpolátor számára, amely a mintavételi idő és az új mintavételi időpont százalékos ismeretében egyértelműen meg tudja határozni a végeredményt, melyet továbbad az effektek számára, amelyek szintén 8kHz-en működnek. Az effektek a main függvényben hívódnak meg.

Két kivételes esetet figyelembe kell venni az interpoláló szűrő mintáinak feltöltéséhez. Mivel a DSP regularizált mintavételi frekvenciája nagyobb, mint a szenzor móté, előfordul, hogy egy szenzor mintavételi időközben két interpolált mintát kell generálni, ekkor nem szabad a szűrő mintáit léptetni. Ennek felismerésére tárolni kell a legutóbb használt minta sorszámát a cirkuláris pufferben. A másik kivételes eset, ha egy interpoláláskor az utolsó szűrőkészlet kerül alkalmazásra és utána ismét az első következik. Ez azért probléma, mert az első szűrő együttható-készlet használatához egy új mintára lenne szükség, hiszen az már nem ebbe a mintaközbe címez. Ez úgy oldható meg, hogy eggyel nagyobb tárhelyet kell biztosítani a számára, ahol mindig rendelkezésre áll a következő periódus mintája is, ha szükség lenne rá.

A DAC számára a minták generálása az ADC 48kHz-es gyakoriságú megszakításrutinjában egy hatszoros interpoláló szűrő segítségével történik, amely egyszerre állítja elő az effektek által készített kimenetek és a visszaállított jel interpolált értékeit. Működése azonos a tízszeres interpoláló szűrőével, de itt az új bemenetek léptetése minden hatodik megszakítás után megtörténik. Specifikációja szerint az egyenletesen 1dB hullámosságú szűrő 80dB-es elnyomást valósít meg a 3.9kHz-né kezdődő zárótartományban, törésponti frekvenciája 1100Hz és 120 tapból áll. A szűrő Bode diagramja a függelékben látható (27.ábra).

5. Eredmény

Az előző fejezetekben ismertetett funkciókat implementáltam a mitmótokban és a DSP-n is. Az Analog Devices VisualDSP++ 4.5 fejlesztőkörnyezet segítségével grafikonokon tudtam követni az adatok áramlását. A működést a szenzor móton készített 12 bites számláló segítségével teszteltem. Ellenőriztem, hogy a szenzor mót helyesen állítja össze a rádiós csomagokat. Megbizonyosodtam arról, hogy a vezeték nélküli kommunikáció megfelelően működik, körülbelül tíz perc alatt következik be egy csomag elvesztése, amit elfogadhatónak tartok. A bázisállomás a vártak megfelelően működik, az összes adat megérkezik a DSP-be. Utóbbiról egy magyarázó ábra is látható a függelékben. A DSP a soros porton érkező adatokat helyesen alakítja át nyolc bites számokká, majd belőlük helyesen képi a 12 bites eredményt is és cirkuláris pufferbe kerülő egyszeres pontosságú lebegőpontos számokat is. A DSP-n belül megvalósított tesztjelekkel kimértem az interpoláló szűrők működését és mindent rendben találtam. Nem sikerült azonban hibátlanul megoldani azt, hogy a tízszeres interpoláló szűrőbe kerülő adatok helyesek legyenek, ami egy tárkezelési problémára utal. Sajnos az idő szűkössége miatt a probléma forrására nem sikerült fényt derítenem, de sikerült lokalizálnom és amint lehetőségem nyílik rá, mindenképpen javítani szeretném. Emiatt mérési eredményekről nem tudok beszámolni, a fejlesztés jelen állapotát tükröző kimeneti oszcilloszkópos ábra megtekinthető az alábbi ábrán.



22. ábra A rendszer módosítatlan válasza fűrészfélre

Az ábrán megfigyelhetőek azonos meredekségű egyenesek és egész pontosan kivehető, hogy nem állandó időközönként történik egy körülbelül -0.5V-os ugrás. Mivel a csúszás nem periodikus, a

regularizáció nem történik meg. Ezért biztosan abban a programrészletben történik hiba, amelyik a tízszeres interpoláló szűrő feltöltését végzi, azaz ez egy puffervezelési probléma.

A félévi munkám során megismerkedtem a mitmót rendszer használatával és elmélyítettem tudásomat a beágyazott rendszerfejlesztésben. Új ismereteket szereztem a vezeték nélküli szenzorhálózatok alkalmazásával kapcsolatban és értékes tapasztalatokat gyűjtöttem a CC2420-as rádiós áramkör használatával. A különböző vezeték nélküli adatátviteli modulok tanulmányozásával szélesítettem a látókörömet az elektronikai piacon beszerezhető modern kommunikációs lehetőségekről és alkalmazhatóságukról. Betekintést nyertem az analóg és digitális szűrőtervezés és a digitális jelfeldolgozás világába, amelyekből merített tapasztalataimat sikerrel alkalmazhatom a jövőben. A fejlesztés során számos mérés technikai praktikát megismertem és gazdagodott a rendszer-szemléletem. Ugyancsak fontos ismereteket tanultam meg és sajátítottam el a hibaanalízis és a hibakeresési módszerek területén. A komplex feladatot nem tudtam teljesen hibátlanul elkészíteni, de az összes részfeladattal behatóan foglalkoztam és megoldásokat készítettem rájuk. Úgy gondolom, hogy egy egyszerű implementációs hiba okozhatta a teljes rendszer integrálásának sikertelenségét. A rendszert amint lehet, szeretném befejezni és bővíteni olyan funkciókkal, amikre a szakdolgozat keretein belül nem volt lehetőség.

Szeretném a mitmótokat saját tervezésű szenzorhálózati egységekre lecserélni, amelyek kisebb méretűek és nagyobb sávszélességgel rendelkeznek. Emellett szeretnék több effektet implementálni a DSP-ben, amelyhez egy nyomógombokkal és potméterekkel ellátott kezelőpanelt is szívesen elkészítenék. Örölnék, ha a rendszer kiterjeszthető lenne mindenféle audio folyam kezelésére, és ha végül egy termék szintű végeredmény keletkezne munkámból.

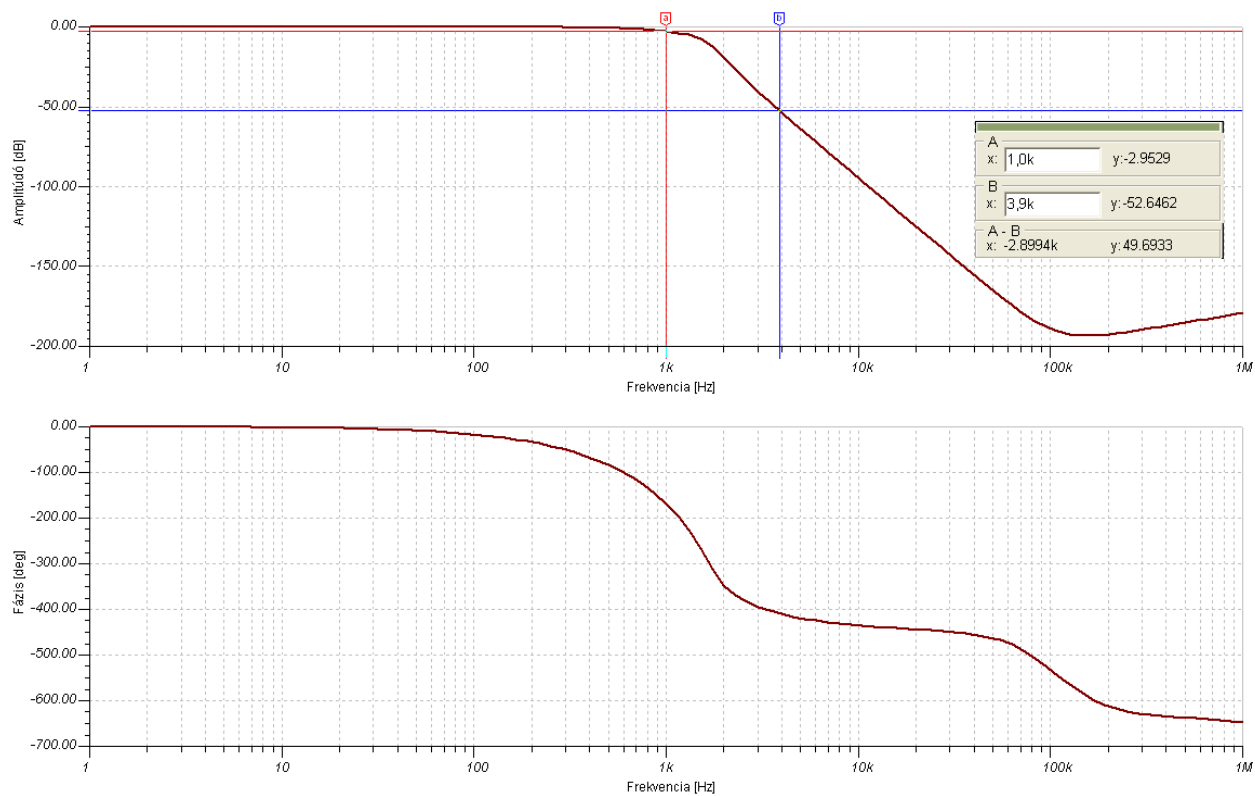
Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni konzulensemnek, dr. Sujbert Lászlónak, hogy mindig a rendelkezésemre állt, ha szükségem volt rá és szakmai tanácsaival támogatott a munkám során.

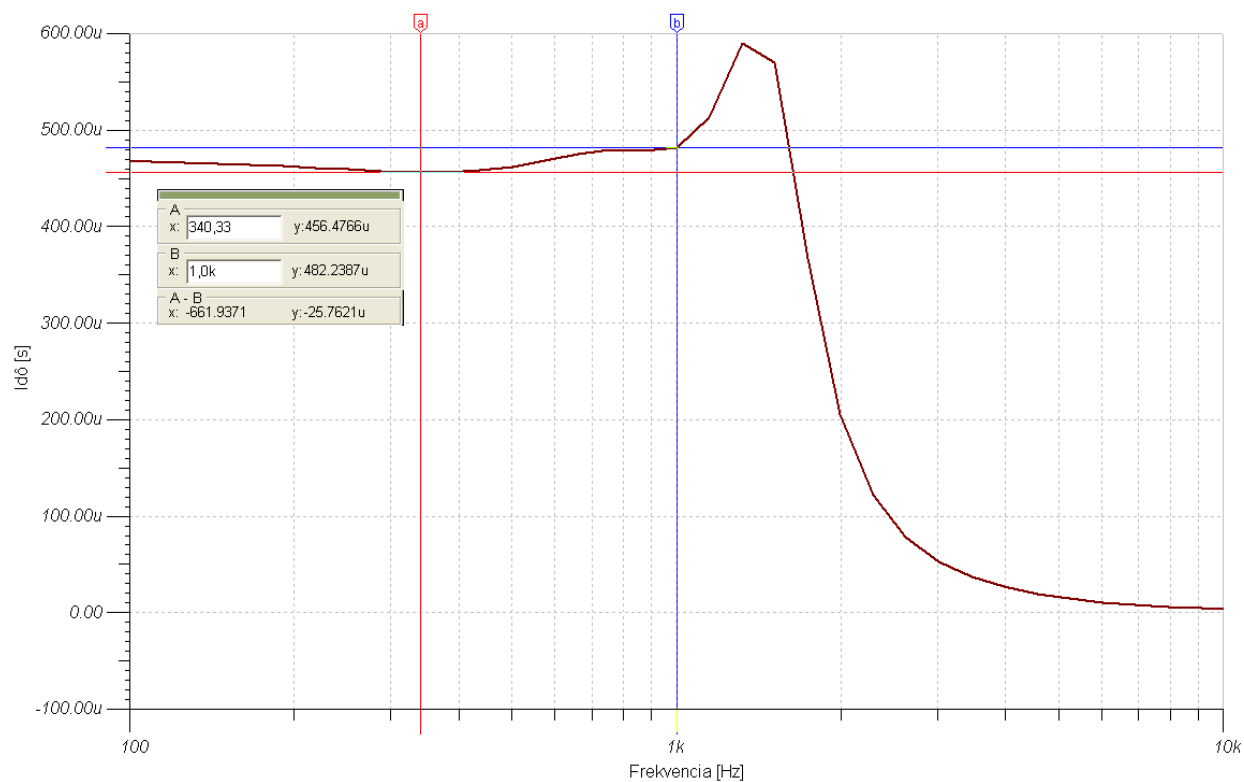
Köszönettel tartozom Orosz Györgynek, aki gyakorlati tapasztalatival és megfontolásaival nagy segítséget jelentett a laborban eltöltött fejlesztés ideje alatt.

Köszönettel tartozom barátomnak, Wallner Ádámnak, hogy segítséget nyújtott a gitáreffektek kiválasztásában és implementálásában.

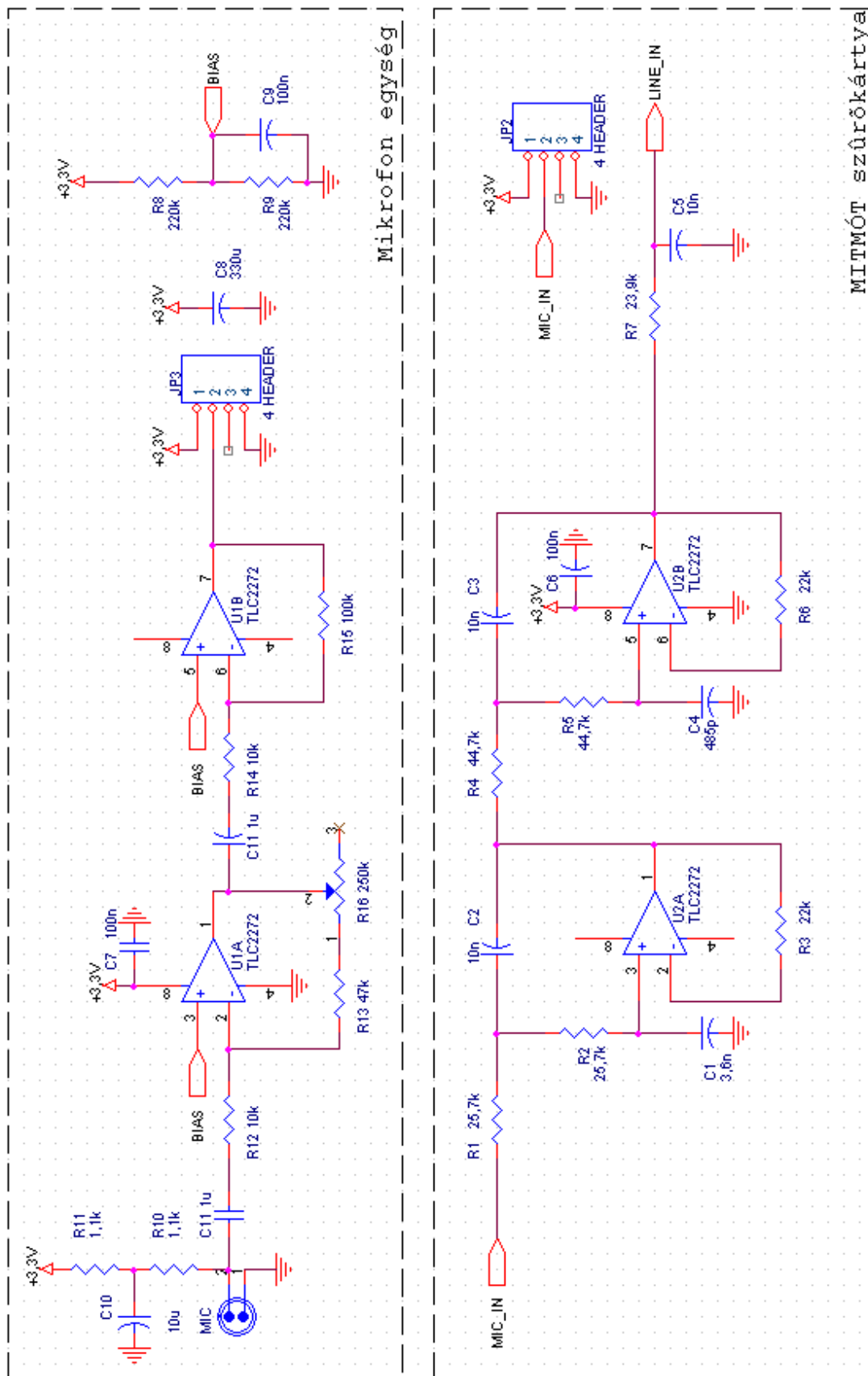
Függelék



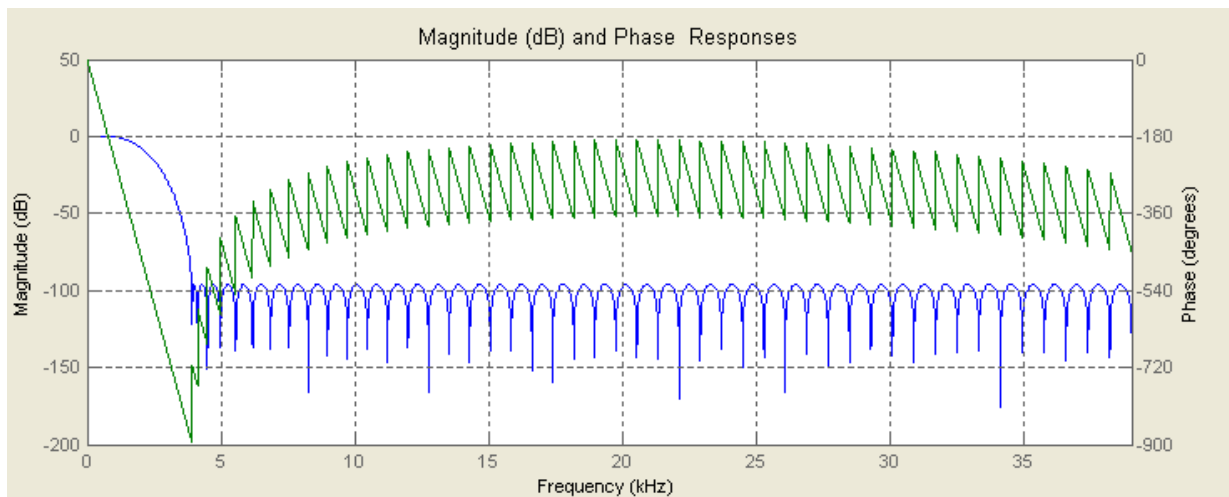
23. ábra Átlapolásgátló szűrő Bode diagramja



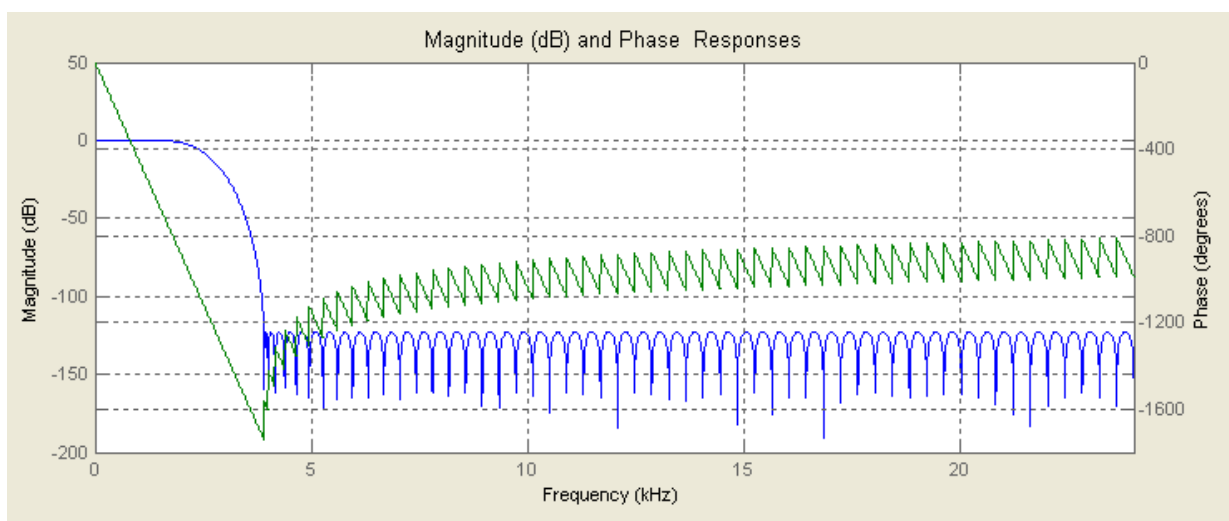
24. ábra Átlapolásgátló szűrő csoportkésettetési diagramja



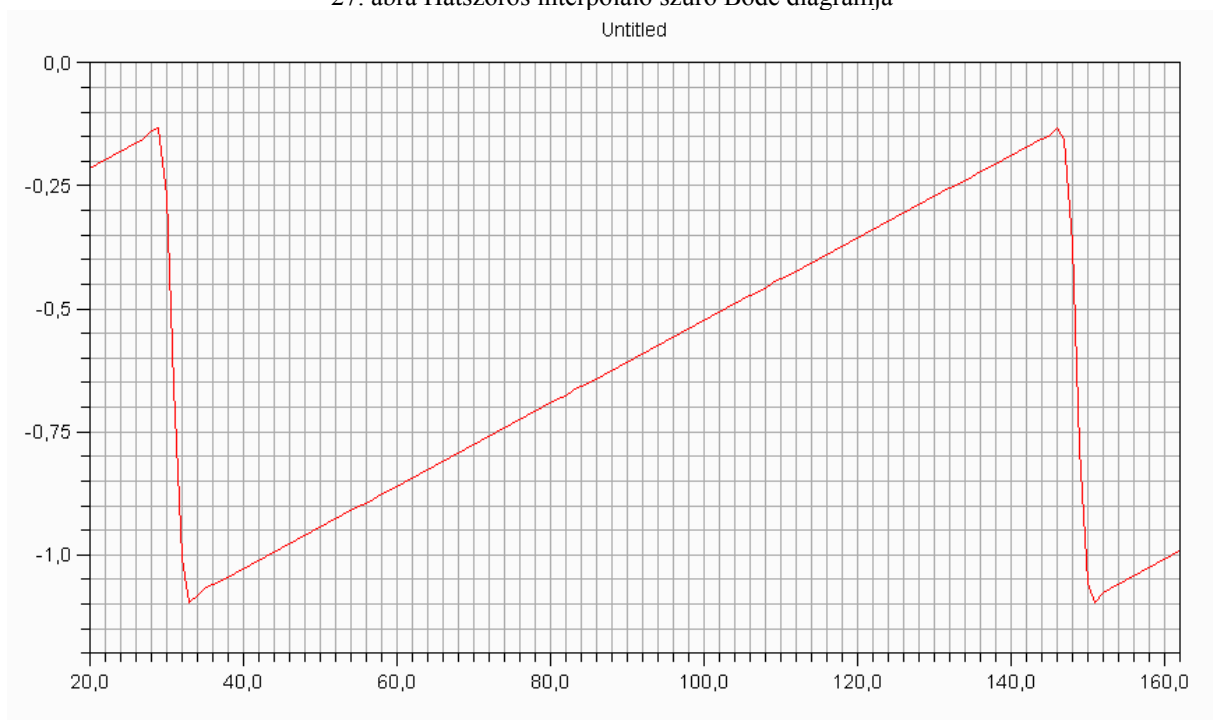
25. ábra Mikrofonerősítő és átlapolásgátló szűrő kapcsolási rajza



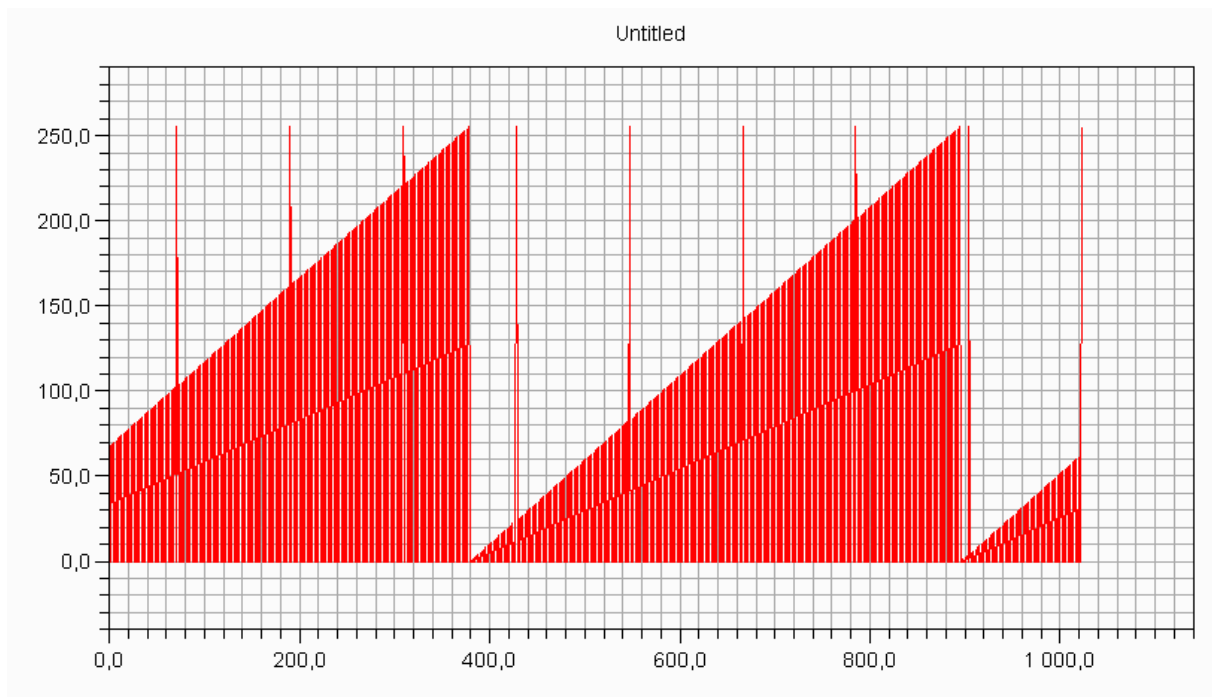
26. ábra Tízszeres interpoláló szűrő Bode diagramja



27. ábra Hatszoros interpoláló szűrő Bode diagramja

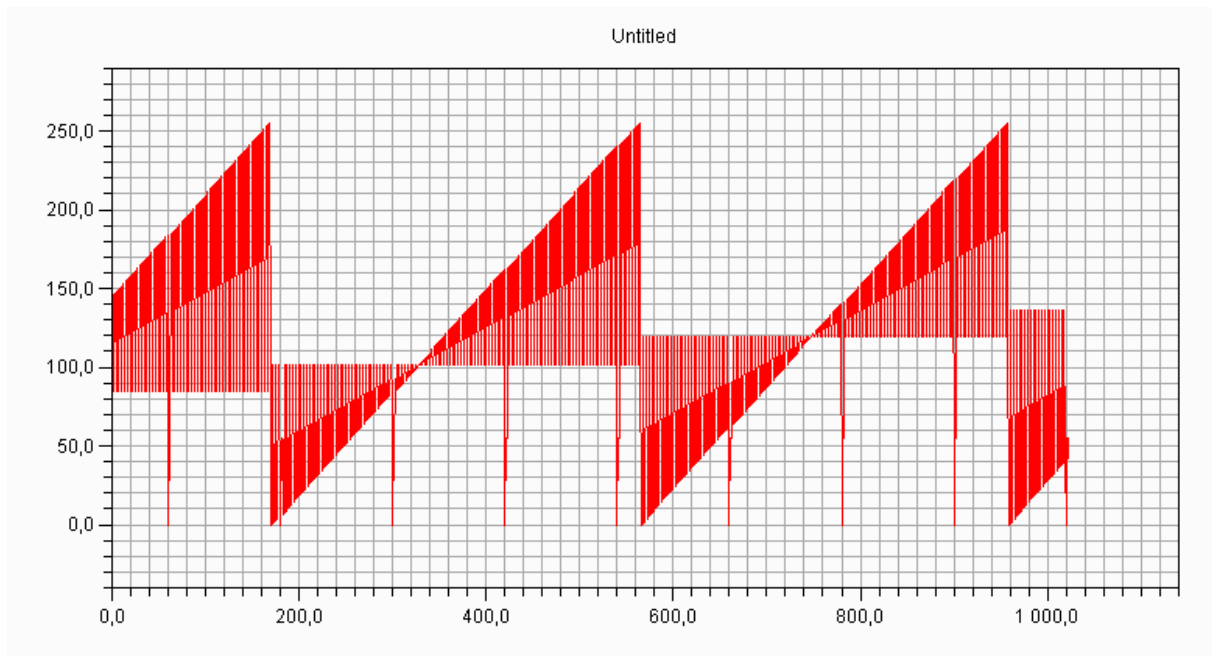


28. ábra Hatszoros interpoláló szűrő válasza fűrészjelre



29. ábra A 255-ig számláló 12 bites bemenetnél a cirkuláris puffertartalma

A csomaghatárokat a 255 értékű csúcsok jelzik. A 12 biten való számlálás következtében a négy MSB mindig nulla, ezért láthatóak függőleges csíkok az ábrában és ezért „teli” a háromszög. Az ábra mutatja, hogy az adatok a soros vonalon helyesen érkeznek meg a DSP-be.



30. ábra 12 bites számlálás és a cirkuláris puffertartalma

A csomaghatárokat a 0 értékű csúcsok jelzik. A 12 biten való számlálás következtében a kétszer felső négy bitet tartalmazó MSB értékek is léptetődnek, ezért lépcsőzetes az ábra. De mivel teljesen összekeveredik az LSB-vel, függőleges csíkok láthatóak az ábrában és ezért „teli” a háromszög. Az ábra mutatja, hogy az adatok a soros vonalon helyesen érkeznek meg a DSP-be.

Ábrajegyzék

1. ábra Akusztikus gitár spektruma (C6).....	12
2. ábra Elektromos gitár spektruma (E6)	12
3. ábra A CC1100 blokkvázlata	18
4. ábra Amphony L1500 termékcsalád	24
5. ábra Samson Airline Guitar AG1 és AF1.....	24
6. ábra Elvi rendszerterv.....	27
7. ábra Adatáramlás szemléltetése	29
8. ábra Kompresszor karakterisztika decibel skálán	31
9. ábra Kompresszor karakterisztikák $V_t=0.5$	32
10. ábra Overdrive karakterisztika lecsengő tagjának közelítése.....	33
11. ábra Megvalósított overdrive karakterisztikák.....	34
12. ábra Zajzár állapotátmeneti gráfja.....	35
13. ábra Hardver rendszerterv	38
14. ábra Csomagformátum	39
15. ábra I2C busz adat- és órajele	40
16. ábra A 12 bites minták elhelyezése az adatmezőben	41
17. ábra Csomagküldés és SPI kommunikáció időzítése	43
18. ábra Soros kommunikáció keretformátuma	43
19. ábra ADSP-21364 SHARC DSP blokkvázlata	45
20. ábra ADSP-21364 EZ-KIT Lite fejlesztőkártya.....	47
21. ábra Globális szoftver rendszerterv.....	48
22. ábra A rendszer módosíthatatlan válasza fűrészcélra	51
23. ábra Átlapolásgátló szűrő Bode diagramja.....	54
24. ábra Átlapolásgátló szűrő csoportképletelési diagramja	54
25. ábra Mikrofonerősítő és átlapolásgátló szűrő kapcsolási rajza	55
26. ábra Tízszeres interpoláló szűrő Bode diagramja	56
27. ábra Hatszoros interpoláló szűrő Bode diagramja.....	56
28. ábra Hatszoros interpoláló szűrő válasza fűrészcélra	56
29. ábra A 255-ig számláló 12 bites bemenetnél a cirkuláris puffer tartalma.....	57
30. ábra 12 bites számlálás és a cirkuláris puffer tartalma.....	57

Irodalomjegyzék

- [1] A gitár, <http://hu.wikipedia.org/wiki/Gitár>
- [2] A húr, <http://hu.wikipedia.org/wiki/Húr>
- [3] A húrok inharmonikussága, <http://www.phys.unsw.edu.au/jw/harmonics.html>
- [4] Gitár konstrukció, <http://www.phys.unsw.edu.au/music/guitaracoustics/construction.html>
- [5] A rezonátoros gitár, http://hu.wikipedia.org/wiki/Rezonátoros_gitár
- [6] A pickup felépítése, [http://en.wikipedia.org/wiki/Pickup_\(music_technology\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Pickup_(music_technology))
- [7] TI CC2420 adatlap, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/cc2420.html>
- [8] Warwick FM Transmitter and Receiver Modules F6/R6
http://www.radiotelemetry.co.uk/pdf%20files/DS306_2%20QFMT6%20QFMR6%20Data%20Sheet.pdf
- [9] Bluetooth, <http://hu.wikipedia.org/wiki/Bluetooth>
- [10] Bluetooth profilok, <http://www.bluetooth.com/bluetooth/>
- [11] Ezurio BISMS02BI-01 adatlap,
<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0889/0900766b80889a65.pdf>
- [12] Free2move F2M03AC2 adatlap, www.ageta.hu/pdf/F203AC2.pdf
- [13] Free2move F2M01SXA adatlap,
http://www.free2move.se/uploads/downloads/100_1228818380_Datasheet_F2M01SXA_20081209.pdf
- [14] WLAN, http://hu.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11
- [15] Ezurio WISMC03BI adatlap, <http://www.farnell.com/datasheets/5802.pdf>
- [16] Avisaro WLAN module 2.0 adatlap, www.avisaro.com/tl/wlan-module-20.htm
- [17] Free2move F2M03MLA adatlap,
http://www.free2move.se/index.php?type=view&pk=26&pk_language=1
- [18] AUREL AUDIO modulok, www.aurelwireless.com/wireless/uk/manuals/
- [19] Amphony wireless hangrendszerek, www.amphony.com/download/dsheets.htm
- [20] Samson Airline 77, <http://www.zzounds.com/item--SAMAIR77SAG1>
- [21] Shugang Wei, Ming Zhang and Kensuke Shimizu : A VLSI implementation method of a compressor for audio systems, Acoust. Sci. & Tech. 22, 6 (2001)
- [22] Varga László, „Univerzális analóg gitáreffekt paramétertranszformáció alapuló digitális vezérléssel” diplomaterv, BME(-HIT), 2008
- [23] A zajzár, http://en.wikipedia.org/wiki/Noise_gate
- [24] ATMEL ATmega128L adatlap, www.atmel.com/atmel/acrobat/doc2467.pdf
- [25] Mitmót honlap, <http://bri.mit.bme.hu/?l=mitmot&p=modules>
- [26] BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, Digitális Jelfeldolgozás Laboratórium, Aktív zajcsökkentő rendszer használati útmutató, (DSP_ANC.pdf)
- [27] Analog Devices Analog Filter Wizard v1.0, http://www.analog.com/en/design-tools/dt-adisim-design-sim-tool/design-center/dt-adisim-design-sim-tool/Filter_Wizard/resources/fca.html
- [28] Analog Devices ADSP-21364 adatlap, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADSP-21362_21363_21364_21365_21366.pdf
- [29] Analog Devices ADSP-21364 EZ-KIT Lite adatlap, http://www.analog.com/static/imported-files/eval_kit_manuals_legacy/33168315105663ADSP_21364_EZ_KIT_Lite_Manual_Rev_3.0.pdf
- [30] Analog Devices, Implementing a Glueless UART Using The SHARC® DSP SPORTs, Engineer To Engineer Note EE-191, May 6, 2003