



**ZRÍNYI MIKLÓS NEMZETVÉDELMI EGYETEM  
BOLYAI JÁNOS KATONAI MŰSZAKI KAR  
Katonai Műszaki Doktori Iskola**

Alapítva: 2002 évben

---

**Fürjes János Norbert mk. őrnagy**

**KIS ÉS KÖZEPES SEBESSÉGŰ  
DIGITÁLIS ADATÁTVITELI RENDSZEREK  
AUTOMATIKUS ANALÍZISÉNEK ÉS DEKÓDOLÁSÁNAK  
LEHETŐSÉGEI**

**Doktori (PhD) értekezés**

.....  
**tudományos témavezető**  
**Dr. habil Kovács László őrnagy**  
**egyetemi docens**

**Budapest, 2010**

# Tartalomjegyzék

Bevezetés .....	5
1. A korszerű rádiófelderítés kihívásai az információs műveletekben .....	10
1.1. Az információ szerepe a hadviselésben .....	11
1.2. Napjaink rádiófelderítésének kihívásai .....	12
1.3. A rádióelektronikai felderítés technikai kihívásai .....	14
1.4. Az adatbázis felépítése .....	18
1.5. Összefoglalás, következtetések .....	21
2. A szoftverrádió technológia technikai kihívásai .....	22
2.1. Szoftverrádió architektúrák .....	22
2.1.1. A digitális rádióvevők általános felépítése .....	23
2.1.2. Digitális középfrekvenciás feldolgozás .....	24
2.1.3. Digitális rádiófrekvenciás feldolgozás .....	24
2.1.4. Műszaki kihívások .....	25
2.1.5. Dinamikai előírások .....	26
2.1.6. Nagysebességű A/D átalakítók .....	27
2.1.7. Alul-mintavételezés .....	28
2.1.8. Mintavevő órajel .....	30
2.1.9. Analóg bemenőfokozat .....	34
2.1.10. Sávszűrés a bemeneten .....	35
2.1.11. Zajcsökkentés átlagolás segítségével .....	36
2.2. Tuner egységek .....	37
2.3. DDS alapú vevők .....	38
2.4. DSP technológia .....	41
2.5. GPGPU technológia alkalmazása .....	44
2.6. Összefoglalás, következtetések .....	45
3. Digitális összeköttetések rendszertechnikai felépítése .....	47
3.1. Digitális vevőkészülékek felépítés .....	48
3.2. A digitális moduláció főbb jellemzői .....	49
3.2.1. Amplitúdó Fázisbillentyűzés (APSK) .....	51
3.2.2. Folytonos fázisú modulációk (CPM) .....	54
3.2.3. Többvívós rendszerek .....	56
3.2.4. Spektrum kiterjesztéses módszerek .....	57
3.3. Rádiófrekvenciás paraméterek felismerése .....	58

3.3.1. Elektromágneses kisugárzások keresési technikái a frekvenciaspektrumban – főbb vevőkonstrukciók .....	59
3.3.2. Spektrumletapogatósi módok.....	59
3.4. Hibajavító eljárások a korszerű vezeték nélküli hírközlő rendszerekben.....	64
3.4.1. Külső hibajavító kódolók.....	64
3.4.2. Interleaverek.....	68
3.4.3. Belső hibajavító kódoló .....	72
3.4.4. Pontozó egység .....	78
3.5. Alapsávi energia szétterítés.....	80
3.6. Összefoglalás, következtetések.....	80
4. Félautomatikus adatszerző rendszer kialakításának lehetőségei.....	82
4.1. Kis erőforrás-igényű modem (FAX) keresési eljárás .....	82
4.1.1. Digitális távbeszélő-csatorna .....	83
4.1.2. PCM keret szervezés.....	85
4.1.3. FAX-ok továbbítása a távbeszélő csatornában .....	86
4.1.4. Üzenetküldés utáni lezárási folyamatok .....	89
4.1.5. FAX keresése .....	89
4.2. Automatikus jelzésátvitel vizsgálata.....	92
4.2.1. Digitális közös jelzésátviteli rendszerek működése.....	92
4.2.2. HDLC keret felismerése.....	93
4.2.3. SS7-es üzenetek felépítése .....	94
4.2.4. ISDN felhasználói üzenetek (ISUP) .....	95
4.2.5. A FAX keresés és a jelzésátvitel kapcsolata.....	96
4.3. Automatikus statisztikai multiplex felismerés .....	97
4.3.1. Hangtömörítés.....	97
4.3.2. Beszéd-interpolálás .....	99
4.3.3. DCME (Digital Circuit Multiplication Equipment).....	100
4.3.4. Modem demoduláció, adatsatorna-kezelés .....	101
4.3.5. Bitszélesség manipulálás.....	102
4.3.6. Az időrések vezérlése.....	102
4.4. Gyakorlati megvalósítás.....	105
4.5. Összefoglalás, következtetések.....	107
Összegzett következtetések .....	108
Új tudományos eredmények .....	111
Ajánlások.....	112

I. Melléklet.....	113
II. Melléklet .....	116
III. Melléklet.....	119
Publikációs jegyzék .....	122
Rövidítésjegyzék .....	123
Ábrajegyzék.....	125
Hivatkozásjegyzék.....	128

## Bevezetés

Az információs műveletek korunk egyik legújabb, a hadtudományok legdinamikusabban fejlődő területe, melynek tevékenysége az információs fölény kivívására irányul. Ennek birtokában képes a korszerű vezetés helyes és gyors döntések meghozására, amelyek alapvetően befolyásolják a harc és békeműveletek, valamint az „információsháborúk” kimenetelét, hiszen napjainkban a fejlett ipari társadalmak nem csak hagyományos háborúkat, hanem információs háborúkat is folytatnak és folytathatnak ellenfeleikkel szemben. Az információs műveletekben a fő feladat az információ megszerzése, annak minél gyorsabb és hatékonyabb feldolgozása az eredményes felhasználás érdekében, valamint a saját információ megfelelő védelme. Az információs háborúkat az információs hadszíntéren, a hagyományos eszközök mellett békeidőben főleg információs-technikai eszközökkel, számítógépekkel és az ezekkel összekapcsolt távközlési-kommunikációs berendezésekkel folytatják. Mindezekből következően a különféle már létező és még csak tervezett távközlési eszközök és technológiák ismerete nélkülözhetetlen e tevékenységhez.

Napjaink távközlésében a rádiós adathálózatok, műholdas távközlési rendszerek fejlett jelfeldolgozási és modulációs, frekvencia-felhasználási és csatorna-hozzáférési technikákat alkalmaznak, ami a fenti rendszerek számára számos alkalmazási területet biztosít. Ilyenek lehetnek többek között a közületi, irodai, pénzügyi, kereskedelmi, szállítási, ipari, mezőgazdasági, vízügyi, hatósági, igazgatási, irányítási, szervezési, biztonsági, egészségügyi, lakossági, valamint honvédelmi alkalmazási területeken felhasználható távközlési, beszéd- és adatkommunikációs, valamint jelzési, riasztási, életvédelmi megoldások. E területeken az említett megoldások hatékonyan alkalmazhatók és sok esetben képesség valamint kapacitásnövelő eszközként jelennek meg.

E feladatok és rendszerek közös tulajdonsága, hogy adatokat, információkat, jelzéseket továbbítanak kettő vagy több pont között, amely adatok és információk jelentős fontossággal rendelkezhetnek különböző nemzetbiztonsági szolgálatok számára. Ezen információk megszerzésének mind technológiai, mind eljárási oldalról történő vizsgálata képezi a fő feladatot. A kutatás célja az eddigi távközlési szabványok és megoldások tanulmányozása, a legfejlettebb áramkörü elemekkel történő feldolgozási (vételi) lehetőségének vizsgálata.

A kétpólusú világrend megszűnését, a katonai kiadások drasztikus csökkentésének korszaka követte. A honvédelemre korábban korlátlanul fordított anyagi és humán erőforrások a hatékonyabb, takarékosabb felhasználása irányába tolódott el. A felderítés lehetséges információ forrásainak nagyságrendekkel történő növekedése, a bonyolódó

távközlési és informatikai rendszerek résmentes lefedésének ideája nem tartható hagyományos eszközökkel. A tömeghadseregek vezetési rendszereinek hagyományos leképzése nem található meg napjaink velünk szemben álló felek (jellemzően kis csoportokban tevékenykedő terrorista sejtek) működésében. Erre a kihívásra csak egy jól átgondolt, konkrét célpontokra automatikusan működő adatszerző rendszer adhat megoldást.

Az automatikus adatszerző rendszerek legnagyobb kihívását az egész alapját képező adatbázis jelenti. Az adatbázissal szembeni részletes elvárások tisztázása, ennek megfelelő struktúra felépítése komoly kihívás a rendszertervezők számára. A mérnöki és adatbázis ismereteken túl rendelkezni kell részletes rádiófelderítő adatszerző és elemző ismeretekkel egy hatékonyan használható eszköz (rendszer) megalkotásához.

A tervezőmunka során meg kell vizsgálni ezen a területen elért eddigi eredményeket, ezek javítását, az eddig használt módszerek hatékonyabbá tételét meg kell fogalmazni elérendő célként.

**A kutatómunka elkezdésekor a következő hipotézisekkel éltem:**

- alkotható olyan rendszer, amely a különböző forrásokból érkező adatok egységes adatbázisba történő elhelyezésére ad módot;
- a létrehozandó rendszer fel tudja használni az adatbázisból analízissal automatikusan kinyerhető adatokat;
- elkészíthető olyan berendezés, amely önmagában képes kis és közepes sebességű (sáv szélességű) kommunikációs vonalak analízisére;
- a berendezés megvalósítható egy számítógépes kártya formájában;
- a számítógépes kártya elemei skálázhatóak lehetnek, a teljesítmény/költség arány optimumon tartása miatt;
- a kártya előtét modulokkal bővíthető;
- a kifejlesztendő szoftver modulokból építhető, a könnyű fejlesztés és tesztelés végrehajthatósága miatt.

### **Kutatási célkitűzések:**

1. Kis és közepes sebességű távközlő rendszerekben alkalmazott digitális adatátviteli struktúrák automatikus analizálására és dekódolására alkalmas vevő és dekódoló rendszer kifejlesztése. A felhasználható áramköri elemek vizsgálata, amelyekkel fizikailag is megvalósíthatóvá válhat az automatikus adatszerző rendszer, valamint a rendszer automatikus működése szempontjából nélkülözhetetlen adatbázis struktúra kialakítása.

2. Az egymásra épülő távközlési hierarchiák rétegenkénti vizsgálata, az alkalmazott protokollok analízise, jelzésátviteli csatorna információ tartalmának, valamint ezek katonai vonatkozású hatásainak elemzése. E rendszerek megjelenésével együtt új kihívásként jelentkeznek e technológiák, modulációs módok, csatorna hozzáférési technikák megismerése és felderítési lehetőségeik, valamint az információszerzés lehetséges módjainak vizsgálata.

3. Analizálni a különböző digitális demodulátor, dekódoló hardverek műveletigényét. Kifejleszteni egy, a demodulátorok kimenetén előállt adatok automatikus analizálására képes alkalmazást.

4. Olyan új eljárások, technikák, technológiák kidolgozása, amelyek egyes, az automatikus felfedő feladatok megoldását segítik elő a lehető legkisebb erőforrások igénybevételével.

5. Olyan ajánlások megfogalmazása, amelyek kiinduló alapként felhasználhatóak az integrált (a jövőben kiépítendő hazai felderítő rendszerek kialakításakor és megvalósításakor) úgy hogy a jelenleg rendszerben lévő berendezések minél szélesebb körű alkalmazása, valamint a lehető legköltséghatékonyabb alkalmazási mód valósuljon meg.

### **Alkalmazott kutatási módszerek**

Kiterjedt kutatómunkát folytattam a vezeték nélküli digitális adatátviteli rendszerek témájával kapcsolatos információk összegyűjtése és rendszerezése érdekében. A szakirodalmak és az interneten hozzáférhető publikációk tanulmányozásával, elemzésével bővítettem a kutatási céljaim eléréséhez szükséges elméleti ismereteimet. Fontosnak éreztem a kutatás során felállított tézisek gyakorlati megvalósíthatóságának vizsgálatát, így több vizsgált rendszeremet megvalósítottam, majd a működő rendszer vizsgálatával, elemzésével és a kapott eredmények értékelésével alátámasztottam feltevéseimet.

Megismertem a digitális műholdas kommunikációs rendszerekhez kapcsolódó kutatási tevékenységeket idehaza és külföldön. Az új rendszereket, azok sajátosságait az

ember empirikus úton tudja megismerni a leghatékonyabban, ezért értekezésemet nagyrészt személyes tapasztalataimra építettem, mivel 1997 óta felderítő rendszerek tervezésével és létrehozásával foglalkozom.

Kutatásaimhoz szintén felhasználtam külföldi szolgálatok adatszerző rendszereiről szerzett elméleti és gyakorlati ismereteimet. Az értekezés elkészítésével párhuzamosan, a feltárt problémák alapján, kifejlesztettem egy automatikus valós idejű adatfeldolgozó rendszert, amely alkalmazása növeli az MK Katonai Felderítő Hivatal jelentőképességét, kisebb humán erőforrás alkalmazása mellett.

Kutatási eredményeimet rendszeresen publikáltam szakmai kiadványokban, valamint tudományos előadások, poszter előadások formájában.

A megismert probléma, az elvégzett irodalomkutatás és elgondolásaim alapján új megoldásokat szintetizáltam, a felmerült kérdéseket a dedukció módszerével megválaszoltam.

A műszaki, technikai kérdések, problémák megválaszolásához és megoldásához matematikai modellt alkottam, annak helyességét számítógépes szimulációkkal, kísérletekkel és mérésekkel igazoltam.

A tapasztalatok és a kidolgozott kísérleti eljárások eredményeit összehasonlítottam, azokból következtetéseket vontam le és megoldást javasoltam a gyakorlatban felmerült problémákra.

#### **Az értekezés megírása során nem tekintetem a kutatás tárgyának**

- a katonai felderítő műholdak, a műholdas meteorológiai rendszerek, speciális rendeltetésű műholdak vizsgálatát;
- a földi mikrohullámú reléhálózatot. A folyamatosan végrehajtott vételkísérletek azt mutatják, hogy a mikrohullámú reléösszeköttetéseknek folyamatosan csökkenő tendenciája van. Ennek oka, hogy az optikai hálózat kialakításának drasztikus költségcsökkenése miatt, ezeket a rendszereket fokozatosan terhelik át vezetékes, leginkább optikai hálózatokra.



A kitűzött célok elérése érdekében értekezésemet az alábbi fejezetek szerint építettem fel:

### **Első fejezet**

Áttekintem a korszerű rádiófelderítés kihívásait az információs műveletekben. Ismertetem a műveletek során keletkező kihívásokat, az arra adandó lehetséges megoldásokat a technikai kihívások tükrében. Javaslatot teszek egy korszerű adatszerző és feldolgozó rendszer felépítésére, egységes adatbázis struktúra felépítésére, a feltárt kihívások tükrében.

### **Második fejezet**

Ebben a fejezetben bemutatásra kerül a szoftverrádió technológia, azok legfőbb típusainak, a feladatokhoz leginkább optimálisnak tekinthető struktúráinak feltárásával és elemzésével. Megvizsgálom, a megfogalmazott technikai előírások függvényében alkalmazandó építő elemeket. Analizálom a kitűzött cél érdekében megvalósításra kerülő algoritmusok műveleti igényét. Javaslatot teszek a kitűzött cél eléréséhez leginkább alkalmas struktúra kialakítására, a technikai igények figyelembevételével.

### **Harmadik fejezet**

Elemzem a korszerű kommunikációs berendezésekben elvégzendő feladatokat, ezek illeszkedését a javasolt architektúrában. Javaslatot teszek a feladatok modulokra történő legmegfelelőbb szétosztására, valamint a modulok végrehajtásának legoptimálisabb hardver elemeken történő implementációjára.

### **Negyedik fejezet**

A feladatok elemzése után, kifejleszttek egy korszerű fél automatikus adatszerző rendszert. A rendszer megtervezésekor felhasználok a legkorszerűbb jelfeldolgozó eszközöket, valamint bemutatom a velük optimálisan megvalósítható feladatokat. Az alkalmazott elemeken túl megvizsgálom a kereskedelmi forgalomban esetleg elérhető berendezéseket és azok működésének elemzésével, hatékonyabb algoritmus kifejlesztését valósítom meg.

A dolgozat befejező részében összefoglalom a témát, következtetéseket vonok le, javaslatokat teszek és kiemelem a tudományos eredményeket.

## **1. A korszerű rádiófelderítés kihívásai az információs műveletekben**

A hidegháború befejezésével és a kétpólusú világrend felbomlásával egy teljesen új gazdasági és politikai világrend épült ki. Az új gazdaság-politikai berendezkedésre történő áttérés, ha nem is teljesen békés úton, de globális fegyveres konfliktus nélkül zajlott le. De a globalizáció, ez a "régi történet" az utóbbi 25 év gyors technológiai fejlődésének következtében ma új fordulatot vett. A mikroelektronikai forradalom visszafordíthatatlanul megváltoztatta a földön az emberi kapcsolattartás lényegét. A távolságok csökkennek és az információ minden korábbinál gyorsabban terjed. Az internet meggyorsította ezt a folyamatot, képessé tette az üzleti világot a simább és hatékonyabb kommunikációra és beindította a gazdasági növekedés úgynevezett "harmadik hullámát". [1] Az új világrend nem a politikai (szocialista – kapitalista) szembenállás folytatását, hanem az Amerikai Egyesült Államok kiemelkedésének, gazdasági és katonai egyeduralmával egypólusú világrend kialakulását eredményezte. [2] A globális fegyveres konfliktusok kialakulásának esélye egyre kisebb, bár az újra talpra álló Oroszország néha meglepő, olykor barátságtalan lépéseket tesz, amelynek komolyságát felmérni pontosan nem lehet. Ezen erőfitogtatások mögött inkább gazdasági presszió gyakorlása és nem katonai erők alkalmazása húzódik. Globális szintű fenyegetésként kell értékelnünk Irán és Észak-Korea törekvéseit, de e téma részletesebb vizsgálata túlmutat dolgozatom tárgyán. Sokkal komolyabb kihívásként kell értékelnünk a helyi (gazdasági, vallási, etnikai) konfliktusok kezelésének kérdését, illetve az igazán komoly kihívást jelentő terrorizmus elleni küzdelmet. Azt is látnunk kell, ahogy azt Irak és Afganisztán példája mutatja, a fegyveres konfliktus lezárását követően a tevékenység nem ér véget. Az elhúzódó béketeremtő, békefenntartó (gazdasági újjáépítő) feladat sokkal nagyobb erőforrás-igényű, mint az azt megelőző fegyveres harc. Az elhúzódó katonai, civil jelenlét megköveteli a harctámogató és harcbiztosító erők hangsúlyosabb jelenlétét.

Az új biztonságpolitikai helyzetben számos új kihívás és veszély jelent meg, amelyek természetszerűleg új védelmi megoldásokat, eszközöket és rendszereket követelnek a védelmi szférától is. A megfelelő válaszlépések magukba kell, hogy foglalják azokat a korszerű, az információs technológia által nyújtott új lehetőségeket, amelyek a távközlés, a személyi kommunikáció, a radartechnika, az adatátvitel, a navigáció és más elektronikai berendezések, rendszerek révén ma már jelen vannak mindennapjainkban. [3]

## ***1.1. Az információ szerepe a hadviselésben***

Napjaink harctevékenységeiben megjelenik egy új technológia, melyet az információforrások és az információ szétosztási, illetve továbbítási képességek gyors ütemű növekedésével lehet jellemezni. Ez az új technológia az információs technológia, amely növeli a csapatok lehetőségét a helyzeti fölény elérésére, ugyanakkor az ellenséget is képessé teszi arra, hogy saját lehetőségeit kihasználja. A korszerű fegyveres küzdelemben az információ (az idő, tér és erő mellett) mindinkább előtérbe kerül. Az „információ folyam” kézben tartása lehetőséget nyújthat az erőviszonyok, a dinamikus változó helyzet kézben tartására, valamint az információkra támaszkodva az ellenség megelőzésére, esetleges fölényének kiegyenlítésére, vagy a fölény megszerzésére. [2]

Az információ az egyik leglényegesebb alapja a tudás alapú hadviselésnek. Az információ képessé teszi a parancsnokokat, hogy koordinálják, integrálják és szinkronizálják a harctevékenység különböző funkcióit a harcmezőn. Az ellenség információs rendszerébe való beavatkozás jelentősen befolyásolhatja a helyzet felmérését, vagy megakadályozhatja, hogy a lényeges információkat felhasználja, ezáltal közvetlenül hozzájárul a sikeres harctevékenységhez. Ugyanakkor az ellenséges információs rendszerbe való beavatkozás mellett saját hasonló rendszerünk védelméről is gondoskodni kell.

A modern fegyverek jelentősen növelik a harctevékenység sikerét. E fegyverek hatása viszont nagymértékben függ az információk pontosságától. Az információs csatornák megszakítása, vagy magának az információ minőségének a lerontása (pl. megtévesztéssel), jelentősen befolyásolják a nagy pontosságú fegyverek és fegyverrendszerek hatékonyságát.

Az információs műveletek korunk egyik legújabb, a hadtudományok legdinamikusabban fejlődő területe, melynek tevékenysége az információs fölény kivívására irányul. A legfontosabb a tudásbeli fölény kivívása. Ehhez többet kell tudnunk a minket körülvevő eseményekről. Jobb érzékelők alkalmazására, megbízhatóbb hírszerzési információk beszerzésére, fejlettebb infokommunikációs eljárásokra és az információk hatékonyabb feldolgozására van szükség. Ennek birtokában képes a korszerű vezetés helyes és gyors döntések meghozására, amelyek alapvetően befolyásolják a harc és békeműveletek, valamint az “információs műveletek” kimenetelét, hiszen napjainkban a fejlett ipari társadalmak nem csak hagyományos háborúkat, hanem információs háborúkat is folytatnak és folytathatnak ellenfeleikkel szemben. Az információs hadviselésben a fő feladat az információ megszerzése, annak minél gyorsabb és

hatékonyabb feldolgozása az eredményes felhasználás érdekében, a szembenálló fél információs rendszerei működésének korlátozása, valamint a saját információ megfelelő védelme.

## ***1.2. Napjaink rádiófelderítésének kihívásai***

Az információs műveletekben, a legnagyobb információszerző képességgel a rádiófelderítés bír, ezért az ezen a területen használt eszközök és eljárások fejlesztésének fontossága nyilvánvaló.

A rádiófelderítés (COMINT<sup>1</sup>) a rádióelektronikai felderítés (SIGINT<sup>2</sup>) egyik eleme, ugyanakkor e tevékenység megjelenik az elektronikai támogató tevékenységben is. Az elektronikai támogató tevékenység az elektronikai hadviselés egyik fontos összetevője.

*„Az elektronikai hadviselés azon katonai tevékenység, amely az elektromágneses energiát felhasználva meghatározza, felderíti, csökkenti, vagy megakadályozza az elektromágneses spektrum ellenség részéről történő használatát és biztosítja annak a saját csapatok általi hatékony alkalmazást.” [4]*

Az elektronikai hadviselés szerves része mindenfajta katonai hadműveletnek és egyike az információs műveletek elemeinek. Az elektronikai hadviselés elősegíti az értékelő és döntéshozó folyamatot, hozzájárul a szervezéshez és hadműveleti irányításhoz, óvja a csapatokat az ellenséges tevékenységektől és biztosítja az elektronikai eszközeink működését a saját csapatok kisugárzó eszközeinek nem szándékos elektromágneses interferenciái mellett is. [5]

Az elektronikai támogató tevékenység hasonlóan az elektronikai felderítéshez, az ellenség által használt elektromágneses spektrumból nyeri információit, vagyis az elektromágneses és más kisugárzások jeleinek érzékelésével, azonosításával és azok felhasználásával kapcsolatos tevékenység. Az elektronikai támogatás fontos információkkal szolgál arról, hogyan használja az ellenség az elektromágneses és egyéb spektrumot. Az elektronikai támogatás érzékeli, azonosítja és felhasználja az ellenség szándékos (pl. rádióadás) és a nem szándékos (pl. kipufogógázok infravörös hullámtartományú) kisugárzásait. A harcászati szintű elektronikai támogató rendszerek feladata a harci információk gyors lehetőleg azonnali megszerzése és továbbítása a helyi

---

<sup>1</sup> COMINT: Communication Intelligence – kommunikációs célú eszközök felderítése.

<sup>2</sup> SIGINT: Signal Intelligence – A jelfelderítés – passzív eszközökkel – az elektromágneses kisugárzások összegyűjtéséből, értékeléséből, analízálásából, feldolgozásából, összevetéséből szerzi az információt.

parancsnokok felé, ezzel biztosítva a minél gyorsabb és határozottabb reagálást, ezzel biztosítva az információs fölényen keresztül a vezetési fölény fenntartását. [6]

Napjaink kommunikációs berendezései által kisugárzott teljesítmény, az adaptivitásuknak köszönhetően, csak a minimálisan szükséges mértéket éri el. Felderítés szempontjából ez azzal a kellemetlen következménnyel jár, hogy az ellenőrzésünk alá vont területhez közel kell elhelyezni az érzékelőinket. Az alkalmazott multifunkciós berendezések miatt (pl. GSM<sup>3</sup>/UMTS<sup>4</sup>), az érzékelőknek (vevőknek) képesnek kell lenniük multispektrális (széles spektrumú) felderítés végrehajtására.

A felderítő berendezések nem önmagukban létező egységek, hanem egy bonyolult rendszer alkotóelemei. Az alkotóelemeknek olyan egymással mind fizikai, mind logikai kompatibilitással rendelkező berendezéseknek kell lenniük, amelyek biztosítják az integrálhatóságukat. A fejlesztésük során olyan jövőbe mutató architektúráis alappal kell rendelkezniük, amely hosszú évtizedekre meghatározza a fejlesztés irányát. Szerencsére a technikai fejlődés mai szintje mellett, olyan teljesítményű és bonyolultságú berendezések készíthetők, amelyek (a szabadon programozhatóságuk révén) tízéves távlatban megfelelő technológiai alapot nyújtanak e tevékenységek végrehajtásához. A nagymértékű integráció révén hatalmas számítási kapacitással bíró, mégis kis tömegű, kis fogyasztású berendezések állíthatók elő. A jelenlegi csúcskategóriájú hordozható számítógépek számítási kapacitása eléri az 1998-ban alkalmazott nagygépes architektúrák teljesítményét, fogyasztásukat és súlyukat tekintve század akkora értékkel. Elmondható, hogy mind a stationer, mind a mobil eszközök egységes berendezés parkkal megvalósíthatóvá váltak.

A mobil technika alkalmazásánál (harcászati szinten) újabb problémák merülnek fel a hordozó eszköz kiválasztása tekintetében. Itt olyan mobil képességű eszköz alkalmazása válik szükségessé, amely minden tekintetben kiszolgálja a berendezések és a kezelőszemélyzet igényeit. A teherhordó, terepjáró képességen túl az álcázhatóság jelent kihívást, különösen a hadműveleti területen végrehajtott támogató műveletek során.

Az adatokhoz való hozzáférést a széles körű technikai támogatás mellett sajnos meglehetősen sok tényező hátráltatja. Az egyik és legfontosabb ilyen tényező az idegen nyelvű közlemények saját nyelvre történő lefordítása. Az elmúlt évtizedekben a hadseregek és titkosszolgálatok által képzett tolmácsok (fordítók) munkája nélkülözhetetlen volt. Kiképzésük az akkori feladatrendszernek megfelelően zajlott. Az elmúlt évtized során a megváltozott feladatrendszernek köszönhetően, nincs megfelelően

---

<sup>3</sup> GSM: Global System for Mobil Communication – globális mozgó távközlési rendszer.

<sup>4</sup> UMTS: Universal Mobile Telecommunications System – univerzális mobil távközlő rendszer.

képzett szaknyelvi személyzet. A fordítók munkáját nehezen lehet gépesíteni, bár rengeteg ígéretes próbálkozás folyik. Vannak egész fejlett automatikus nyelvi felismerő és fordító programok, amelyek kontrollálása mind a mai napig humán eszközöket igényel.

A kommunikációs és rádiótechnikai rendszerek fejlettsége olyan automata rendszer életre hívását követeli meg, amely nem csak a kommunikációs berendezések által kibocsátott jelek, hanem a rádiótechnikai (lokátorok, távirányítású robbantó szerkezetek, stb.) jeleinek vételére is alkalmasak. Külön feladatként jelentkezik e jelek osztályozása és gyors felismerése, valamint harcászati körülmények között ezekre történő adekvát válasz zavarás kiadása. Itt a vevő (érzékelő) és a zavaró berendezések közötti nagysebességű vezérlőkapcsolat elengedhetetlen feltétele a gyors reagálásnak.

A keletkezett felderítő információnak olyan formátumban kell rendelkezésre állniuk, amely a későbbi fúziós módon végrehajtott adatfeldolgozási mechanizmus számára elfogadható formátumot jelentsenek. Kiváló példa erre az Egyesült Államok által használt ABCS<sup>5</sup>, amely egységes adatbázisban kezeli a különböző szenzorok információit, így támogatva a döntéshozatali mechanizmust. [7]

A megszerzett adatokat olyan nagy megbízhatóságú, nagy sebességű kommunikációs (informatikai) rendszeren kell továbbítani az adatfeldolgozó egységek felé, amely a továbbított információ védelmét is megfelelő szinten biztosítja. Itt a több úton kialakított kommunikációs utak kezelését is meg kell oldani.

A technikai lehetőségeinket figyelembe véve a hadászati felderítésben nem az adatokhoz (távközlési csatornákhöz) való hozzáférés jelenti a kihívást. Itt a nagyszámú, párhuzamosan működő forrás közül, az informatív kiválasztása jelenti a legfőbb feladatot. Ezen szelekció elvégezhető utólagosan, hosszas elemző munka végeredményeként, vagy a fúziós adatfeldolgozás eredményeként operatív segítséggel. A titkosított, vagy speciális átviteli jellemzőkkel bíró adatforrások esetén csak operatív együttműködéssel lehet tartalmi információkhoz jutni.

### ***1.3. A rádióelektronikai felderítés technikai kihívásai***

A harcászati és hadászati kommunikációs berendezések követik a világban lezajlott folyamatokat, így döntő többségben digitális adásmódot alkalmaznak. A legnagyobb technikai kihívást ezen adásmódok vétele és azonosítása jelenti. A trendek figyelembe vételével, csak olyan berendezés alkalmazása képzelhető el, amely a legkorszerűbb

---

<sup>5</sup> ABCS: Army Battle Command and Control System – Harctéri vezetési rendszer.

szoftver rádiós technika alkalmazását valósítja meg. Napjaink vételtechnikájának meghatározó eleme a szoftverrádió technológia. Ez egy képesség technológia (enabling technology) amelynél az alkalmazott alapelvek a következőkben foglalhatók össze:

- a berendezés végső tulajdonságát az elkészített és implementált szoftver határozza meg;
- univerzálisan felhasználható elemekből épül fel;
- könnyen átprogramozható funkcionálisan tagolt blokkokból áll;
- hardveres módosítás nélkül továbbfejleszhető, ezáltal értékálló berendezés.

A szoftverrádió nem termék, hanem technológia, egyfajta készüléképítési filozófia, egy modell.

A megfelelően megtervezett és felépített vevőberendezések alkalmassá tehetők a kiterjesztett spektrumú és a különleges modulációs módok vételére is, pusztán szoftver fejlesztés révén.<sup>6</sup> Technikai kihívásként jelentkezik a berendezés elején történő tartományi konverzió végrehajtása. Itt az analóg front-end<sup>7</sup> fokozatnak olyan tulajdonsággal kell bírnia, amely a sáv szélesség és dinamika előírásokat teljes mértékben kielégíti. A multispektrális alkalmazás miatt (minimálisan 20 MHz – 3 GHz) egy megfelelő tuner egység kialakítása elkerülhetetlen. A tunernek kettős kihívással kell szembenéznie. Egyrészt nagyon gyors frekvencia beállításúnak kell lennie, ugyanakkor rendkívül kis fáziszajjal kell rendelkeznie. A hopping felderítés<sup>8</sup> miatt a gyorsaság elengedhetetlen, míg az esetleges kis sáv szélességű alkalmazások miatt a fáziszaj kritériumok szintén magasak. E kettős látszólag egymásnak ellentmondó specifikációnak megfelelni nem lehetetlen feladat (természetesen a hagyományos elvek alkalmazása itt nem lehetséges). A megfelelően kialakított tuner alkalmas lehet nemcsak a földi, de a távközlési mesterséges holdakon folyó kommunikáció vételére, amely napjainkban egyre gyakrabban kerül alkalmazásra (pl. INMARSAT, IRIDIUM). A megfelelően végrehajtott szélessávú tartományi konverzió révén, a kommunikációs eszközökön kívül, a rádiótechnikai

---

<sup>6</sup> Ilyen különleges adásmód lehet például a vezeték nélküli hálózatok fizikai átvitelét jelentő COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) technológia. Itt egyszerre több ezer párhuzamosan működő csatorna egyidejű vételére és demodulálására van szükség. Ezt hagyományos vételtechnikai megoldásokkal fizikai képtelenség venni.

<sup>7</sup> A front-end fokozatok feladata a nagyfrekvenciás jel (ami akár 100 GHz is lehet), megfelelő sáv szélességben, szintben és frekvenciában történő illesztése a tartományi konverter képességeihez. Ezek jelentik az utolsóelőtti analóg egységeket a szoftverrádiókban. Tulajdonképpen a tartományi konverterek (A/D átalakítók) képességeinek kiterjesztésére szolgálnak.

<sup>8</sup> A frekvenciaugratásos adások nem egy diszkrét vivő frekvencián viszik át az információt, hanem folyamatosan változtatva akár másodpercenként több ezer vivő frekvencia váltást végezve. Ezek a váltások lehető legkisebb késlekedéssel történő követése a hopping felderítés legfőbb kihívása.

(lokációs) berendezések vételére, analizálására is alkalmassá kell válnia az eszköznek, az igen gyors üzemmódú elektronikus nyáláb mozgatású rendszerek kezelését is megoldva. A következő nagyon fontos alapelem a mintavevő-órajel stabilitása és minőségének kérdése. A legjobb minőségű átalakítók kiváló tulajdonságai kihasználatlanok maradnak korrekt órajel meghajtás nélkül. [8]

A digitalizálást követő jelfeldolgozási algoritmusok műveletigényének megbecslése és ennek kezelésére alkalmas hardver elem kiválasztása komoly tervező munka eredménye. Az algoritmusok műveletigényének meghatározására szerencsére egyre több és pontosabb módszer áll rendelkezésünkre. A létező eszközök közül a Mathworks cég e célra sokoldalúan használható eszközét, a MATLAB<sup>9</sup> környezetet választottam, amellyel blokk szintjén szimulálható és ellenőrizhető a fejlesztendő egységek korrekt működése, illetve műveletigénye, valamint a DSP<sup>10</sup>-ben és FPGA<sup>11</sup>-ban történő automatikus implementációja megoldható a System Generator for DSP eszköz segítségével. A megfelelően kiválasztott FPGA és DSP kombinációjával a digitális adásmódok kezelése széles tartományban megoldható. A számítási kapacitás az elmúlt közel négy évtizedben öt nagyságrenddel nőtt (több mint 100 000-szeresére). Ezzel egy időben a súly és energiafelhasználás körülbelül ilyen nagyságrendben csökkent. Az áramköri elemek nagyfokú integrációja révén a teljes jelfeldolgozási folyamat egy hagyományos PC kivételében megvalósítható. Mobil környezetben a PC-t egy laptop helyettesítheti. Amennyiben e tényezőket figyelembe vesszük, kijelenthetjük, hogy egy jól skálázható, mobil környezetben is teljes funkcionalitással használható berendezéshez jutunk. Az energia ellátás és klimatikus előírások betartása ebben az esetben már nem jelent akkora kihívást, a hagyományos berendezésekhez képest. A miniatürizálás révén nem csak szárazföldi alkalmazásra nyílik lehetőség, hanem pilóta nélküli repülőgépek fedélzetén történő elhelyezésre.

Amennyiben a vételtechnikán túl zavaró tevékenység végrehajtására is szükség van, akkor meg kell valósítani a közvetlen vezérlést. A vevő és zavaró berendezések egymás közötti nagysebességű kommunikációja és vezérlése e cél elérésének záloga. Természetesen a zavaró berendezések hardver alapjait ugyanazon környezet valósítja meg, ezáltal a tervezés és gyártás ciklusideje jelentősen csökkenthető, az adástechnikából adódó

---

<sup>9</sup> MATLAB: The Mathworks cég MATRICE Library programja.

<sup>10</sup> DSP: Digital Signal Processor – Digitális jelfeldolgozási algoritmusok végrehajtására optimalizált processzor.

<sup>11</sup> FPGA: Field Programmable Gate Array – szabadon programozható logikai áramköri elemek.



különbségeket leszámítva. Az előállítandó zavaró jelek ugyanazzal a hardverkönyezettel (PC, DSP kártya, FPGA) készülhetnek, mint a vele párhuzamosan végrehajtott vétel. A kimenetén digitális analóg átalakítás után pedig kisugárzásra kerülhetnek, így nem kell „csak” az analóg egységeket külön legyártani. A két egység közötti kommunikáció gyorsasága ebben az esetben nem kétséges.

Harcászati környezetben a tartalmi információk jelentősége nem mindig releváns, mivel ezek analízisére, lefordítására, az esetek többségében nincs idő és lehetőség. A hadászati szintű felderítésben a technikai paramétereken túl, a tartalmi adatok megszerzése a legfőbb cél. Itt a megfelelő szabványú adásmódokhoz történő hozzáférés megvalósítása és a megszerzett hatalmas mennyiségű információ feldolgozása képezi a legnagyobb technikai kihívást. Míg a mobil környezetben végzett felderítésnél a berendezések általában önmagukban kell, hogy biztosítsák a megfelelő infrastruktúrát az adott tevékenység elvégzéséhez, addig a hadászati szintű felderítésben hálózatba kapcsolt, egymással szoros kapcsolatban lévő berendezések üzemelnek. Ezen berendezések önmagukban csak bizonyos funkciókat valósítanak meg nagyon jó határfokkal, de a teljes funkcionalitáshoz szükséges az összeköttetésük biztosítása. Természetesen a harcászati szintű rendszereknek is képesnek kell lenniük egymással összekapcsolódva adatcserét végezni, de ez nem minden esetben kivitelezhető. Ilyen eset előfordulhat a kommunikációs rendszer zavarása miatt, vagy a megfelelő fedettség biztosítása érdekében végzett csak passzív tevékenység miatt. Amennyiben a kommunikációs összeköttetéseinket többféle módon kívánjuk biztosítani (tartalékolás miatt), akkor a csatornák közötti váltás vezérlését is meg kell oldani.

Tapasztalataim szerint az adatszerző munka során egyre kevesebb emberi erőforrás alkalmazására kell törekedni, mivel a rendszerek üzemeltetésében a leggyengébb láncszemet a humán oldal jelenti. Felgyorsult világunkban a szükséges, releváns, a döntések alapjául szolgáló, valóban reális információ megszerzésére rendelkezésre álló idő behatárolt, amíg maga az információtömeg, amelyből mindezeket ki kell választani, folyamatosan növekszik. Ennek megfelelően az adatok automatikus megszerzésére irányuló tevékenységek és az azokat megfelelő idő alatt információvá alakító eszközök, rendszerek és eljárások szerepe rendkívüli módon felértékelődik. [9]

Az elmúlt évtizedek során az adatszerző állomány létszámaránya egyre zsugorodott, vele párhuzamosan a feldolgozó állomány aránya viszont nőtt. Hazánkban már évekkel ezelőtt igényként fogalmazódott meg egy automatizált adatszerző rendszer realizálására, azonban az akkor rendelkezésre álló technikai háttér miatt ez nem volt megvalósítható. Mára olyan képességű programozható logikai egységek állnak rendelkezésünkre,

amelyekkel ezek megvalósítása már nem lehetetlen feladat. Az információszerzés szerves részét képezi a települési hely meghatározásának kérdése is. Ennek automatikus meghatározása szintén komoly feladat, amelyet ezen berendezéseknek szintén kezelniük kell. Itt a rádióiránymérés megvalósítása és ennek térképen történő ábrázolása elengedhetetlen. Az iránymérés egyszerre több vételi csatorna (minimum 5-6 antenna és a teljes vételi lánc) kezelését jelenti. Megfelelő FPGA választással ez is kivitelezhetővé válik. A megkapott iránymérési adatok (több iránymérő-állomás esetén), a domborzati viszonyoknak megfelelően megjeleníthetővé válnak térképen is.<sup>12</sup>

Harcászati szintű rádióelektronikai felderítés (elektronikai támogató műveletek) végzése közben a kisugárzások észlelésének gyors felismerése és ezekre történő adekvát válasz megadása jelenti a kihívást. A gyors és automatikus felismerés után, gyors reakció kell, hogy következzen, zavarás, lefogás, vagy egyszerű tudomásul vétel (pl. saját erők kisugárzása esetén). Hadműveleti szinten a keletkezett nagy mennyiségű információhalmaz feldolgozása jelenti a nehézséget. Míg harcászati szinten a tartalmi adatok megismerésére általában nincs lehetőségünk (és nem is kell erre törekednünk), addig a hadműveleti szinten ezekre az információkra van leginkább szükségünk. E kettős funkcionalitás egy egységben történő megvalósítása a mai technológiai szinten megvalósíthatóvá vált.

A tartalmi adatokhoz való hozzáférés manapság elképzelhetetlen operatív segítség nélkül. A rendszernek képesnek kell lennie ezen HUMINT<sup>13</sup> és OSINT<sup>14</sup> [10] forrásból származó adatok kezelésére és alkalmazására. Ki kell alakítani egy olyan adatbázis rendszert, amely képes ezen adatok automatikus relációjának kezelésére, az összadatforrású felderítés megvalósítására. Ezen automatizált rendszer kialakításának nincs technikai, technológiai akadálya.

#### ***1.4. Az adatbázis felépítése***

Az adatbázis bemenő adatait alapvetően az automatikusan működő berendezések szolgáltatják. Itt a rögzített adások keletkezésének legrészletesebb és legkorrektebb dokumentálása a cél. Ezek alapján a következő adatokat kell tárolni az adatbázisban:

---

<sup>12</sup> A települési hely valószínűségét súlyozni kell a domborzati viszonyokkal. Így egy forrás a magaslati ponton nagyobb valószínűséggel található, mint egy völgy közepén. Ezen valószínűségi számítások elvégzéséhez elengedhetetlen valamilyen domborzati adatbázis használata.

<sup>13</sup> Human Intelligence: Ügynöki felderítés, bármely emberi adatforrástól, illetve bármilyen adatszolgáltatótól származó felderítési adat.

<sup>14</sup> Open Source Intelligence: Nyílt forrásból (sajtó, internet, egyéb média) származó felderítési adat.

- rögzítés körülményei (helye, ideje, hossza);
- a vett adás technikai paraméterei (frekvencia, sáv szélesség, üzemmód, azonosító, telefonszám, kódok, hívónevek, IP-címek, e-mail címek);
- a forrás tulajdonságai (nyelve, települési helye, személyhez való kötődés, hadrendi elhelyezkedés);
- kapcsolatok a konkrét személyekhez, vagy csapatokhoz kapcsolhatóan (fényképek, személyleírások);
- az adatfeldolgozás során megállapított egyedi jellemzők.

Az adatbázisban a szerzett adatokat, a feldolgozók által elkészített információkat, illetve a személyekre vonatkozó információkat külön táblában javaslom tárolni. Így a megfelelő szűrések és hivatkozások alkalmazásával teljes kapcsolati hálózatokat lehet automatikusan képezni.

Az adatbázisból a feldolgozóknak a teljes forrásanyag rendelkezésre áll. Az adatbázis felépítésénél a szövetségesek által használt (esetlegesen megismerhető) adatbázis felépítést is figyelembe kell venni, a partnerszolgálati információáramlás megkönnyítés érdekében.

Az adatbázis kimenetén keletkező felderítési adatok felhasználásával (az adatszerzésbe történő visszacsatolásával) a célzott rádiófelderítés megvalósíthatóvá válik. Így lényegesen hatékonyabb adatszerző és feldolgozó tevékenység érhető el, optimális erőforrás kihasználás mellett. Ezen elvek alkalmazása mellett elérhetővé válik a felderítéssel szemben meghatározott alapvető igény: az időszerűség, hozzáférhetőség, illetve a felderítési ciklus bezárulhat.

Az általam felépített adatbázist öt fő és további három kiegészítő táblára osztottam. A öt fő tábla a következő elemeket tartalmazza:

- *Frekvenciatábla:* a forrásra vonatkozó részletes technikai adatok.
- *Rögzítési tábla:* a rögzítésre került források összes technikai adata.
- *IP rögzítési tábla:* az számítógépes adathálózatokból rögzített források részletes technikai adatai.
- *Felhasználói tábla:* a rendszert kezelő felhasználók és jogosultságaikra vonatkozó információk.
- *Riasztási tábla:* azon célpontok részletes adatait tartalmazza, amely felderítő értékkel bír, ezáltal valósítható meg a célzott felderítés.

A három kiegészítő tábla a következő elemekből áll:

- *Telefonszám adatbázis:* a szabványos távközlési hálózatokban használatos telefonszámok gyűjteménye (városig lebontva);
- *Kiegészítő jelzésadatok:* a nemzetközi távközlési hálózatok működése során alkalmazott beállítások gyűjteménye;
- *Műholdas adatbázis:* az adott települési helyről fizikailag elérhető műholdak adatait tartalmazza a megfelelő antenna beállítás végrehajthatósága érdekében.

Az adatbázis szerkezetének megalkotásakor figyelembe vettem a hasonló szolgálatok által használt adatbázisokat, kiegészítve a saját adatszerző rendszerünk működéséből adódó sajátosságokkal. Az adatbázis részletes felépítése megtalálható az I. számú mellékletben.

## ***1.5. Összefoglalás, következtetések***

Az automatikusan végrehajtott rádióelektronikai felderítés, illetve az elektronikai támogatás technikai kiszolgálása a mai technikai lehetőségekkel elérhetővé vált. Olyan rendszer kifejlesztése, amely e kettős célnak megfelel elérhető közelségbe került. Kutatómunkám fókuszában az említett kettős funkciójú rendszer kifejlesztésének technikai lépései állnak.

A fent leírtak alapján, felhasználva eddigi tapasztalataimat, egy olyan hardver és szoftver rendszer megalkotását tűzöm ki célul, amely alkalmas a lehető legtöbb jelenleg alkalmazott és a jövőben várható átviteli rendszer monitorozására, a megszerzett információ számítógépen történő rögzítésére, illetve a forrás adatbázisban történő elhelyezésére, mind harcászati, mind hadműveleti szinten, ezzel a fúziós adatfeldolgozási technikára épülő katonai információs rendszer alapját képezve.

A feltárt problémák és kihívások tükrében a fejlesztés ezen fázisában javaslatot tettem egy olyan egységes rádiófelderítő adatbázis létrehozására és felépítésére, amely mind a hadászati, mind a harcászati feladatok során alkalmazható. Az adatbázis felépítése során figyelembe vettem a nemzeti sajátosságokat és az eltérő feladatrendszerből adódó különbségeket. Az adatok, információk értelmezését továbbiakban az AJP 2.0<sup>15</sup> szerinti elnevezésrendszerben használom.[11] A javasolt adatbázis felépítése olyan, hogy az esetleg később jelentkező kiegészítések nem befolyásolják a régebbi elemek működését, ezáltal rugalmasan továbbfejleszthető, a régi elemek működőképességének fenntartása mellett.

---

<sup>15</sup> Szövetséges összhaderőnemi felderítő, felderítés elleni védelem és biztonsági doktrína.

## 2. A szoftverrádió technológia technikai kihívásai

### 2.1. Szoftverrádió architektúrák

Az SDR<sup>16</sup> fórum – amely a nemzetközi szoftverrádió technológia meghatározó szervezete –, meghatározása alapján a szoftver által definiált rádió, az a rádió, amelyek néhány, vagy az összes fizikai szintű funkciója szoftver által meghatározott. A meghatározásból fakadóan olyan rugalmas felépítés adódik, amely képes alkalmanként, vagy valós időben történő átkonfigurálására alkalmazkodva a változó vezeték nélküli szabványokhoz. [12]

Napjaink számítástechnikai és digitális jelfeldolgozási feladatainak megoldása, egyre kisebb fizikai méretű és fogyasztású eszközökkel válik megvalósíthatóvá. A számítógépekben alkalmazott processzorok, a jelfeldolgozás megvalósításáért felelős DSP-k nagyfokú integráció révén, igen komoly számítási kapacitással rendelkeznek. A számítási kapacitás fejlődésére jellemző, hogy 1972-ben a Cray-1-es 100 millió utasítás végrehajtására volt képes közel 2 tonnás súlyával. 1998-ban az IBM által fejlesztett nagygépes konfiguráció már 1 milliárd műveletet végzett másodpercenként, kb. 120 kg-os tömeggel. Jelenleg a csúcst a másodpercenként 1 trillió ( $10^{15}$ ) műveletet végző szuperszámítógépek jelentik. Összehasonlításképpen egy korszerű laptop, kb. 4 milliárd műveletet képes elvégezni másodpercenként, kiegészítő FPGA kártyával ez másodpercenként 300 milliárdra növelhető. Az áramkörü elemek nagyfokú integrációja révén a teljes jelfeldolgozási folyamat egy hagyományos PC kivitelében megvalósítható.

Mindezek alapján megállapítható, hogy a kiegészítő DSP kártyával szembeni elvárások a következők:

- nagy számítási teljesítmény;
- rugalmas skálázhatóság;
- rugalmas bővíthetőség;
- könnyű programozhatóság;
- kis fogyasztás;
- alacsony beszerzési ár.

A továbbiakban olyan kártyarendszer kerül bemutatásra, amely ezt a hat szempontot egyszerre teljesíti, elérhetővé téve az olcsó nagy teljesítményű eszköz használatát.

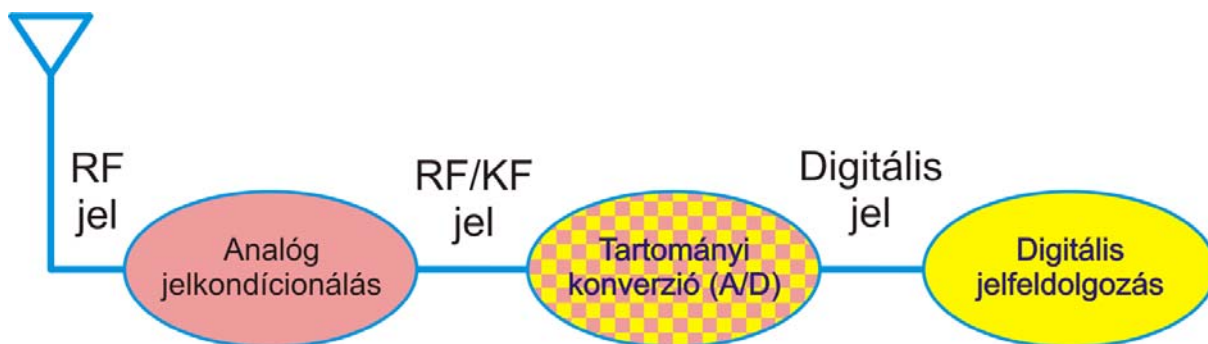
---

<sup>16</sup> [www.sdrforum.org](http://www.sdrforum.org): A szoftverrádió technológiával foglalkozó nemzetközi szervezet.

Továbbiakban a különféle területeken található kihívások elemzése révén, tervezés során figyelembe veendő műszaki szempontokkal és ezek megoldását elemzem.

### **2.1.1. A digitális rádióvevők általános felépítése [13]**

Mielőtt részletesen bemutatásra kerülnének a technológiai kihívások, szükséges a digitális vevők szerepét áttekinteni a vételtechnikai megoldások körében.



**2.1. ábra**

Egy digitális vevő általános felépítése [14]

Az analóg vevőkhöz hasonlóan itt is minden esetben egy illesztő fokozat található a vevő bemenetén. A digitális vevők (szoftver által definiált rádió) analóg bemeneti fokozatának felépítése függ az implementációs szintjétől. Az minden esetben elmondható, hogy az analóg fokozatot vagy fokozatokat, egy tartományi konverzió követi. Ez a konverzió képez kapcsolatot a folytonos analóg világ és a diszkrét mintavételezett, matematikai eljárások birodalma között. Itt az esetek döntő többségében a konverziót egy A/D<sup>17</sup> átalakító valósítja meg. Minden vevő utolsó fokozata a digitális jelfeldolgozással megvalósított jelkezelés. Ezen jelkezelés valamilyen típusú digitális jelfeldolgozó egységben valósul meg. Ezek általában újraprogramozható hardver elemek (FPGA/EPLD<sup>18</sup>), vagy digitális jelfeldolgozó processzor lehetnek. Az asztali számítógépek központi egységének robbanásszerű fejlődésével e processzorok is bekerültek a feldolgozási láncba, illetve a játékosok által használt nagyteljesítményű videokártyák is használatossá váltak e területen (néhány kártya közel 4TFlop<sup>19</sup> teljesítményt kínál, relatíve olcsón).

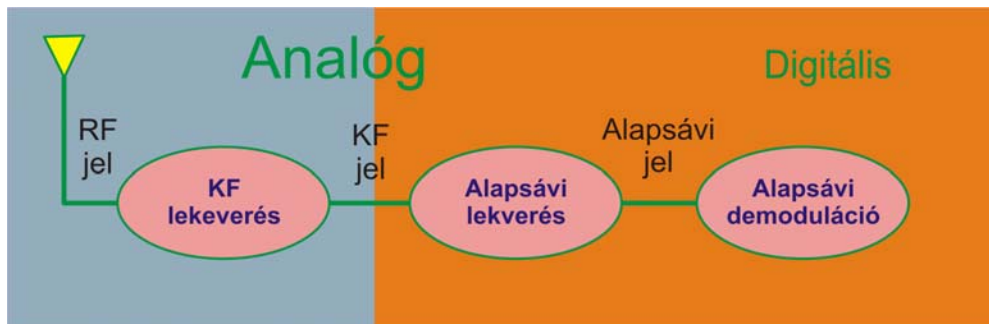
<sup>17</sup> A/D: Analog Digital Converter – olyan áramköri elem, amely tartományi konverziót képes végrehajtani az analóg és a digitális tartományok között. A folytonos jelből időben és szintben kvantált mintákat képes előállítani.

<sup>18</sup> EPLD: Electronic Programmable Logic Device – elektronikusan újraprogramozható logikai áramköri elemek.

<sup>19</sup> 1 TFlop: 10<sup>12</sup> lebegőpontos művelet másodpercenként.

### 2.1.2. Digitális középhfrekvenciás feldolgozás

A mai korszerű berendezések döntő többsége (a kis és nagy sáv szélességű modemektől kezdve a GSM/UMTS mobil telefonokon át a földi digitális műsorvevőkig) ezen az elven valósítják meg működésüket. A 2.2-es ábrán látható elrendezésben valósul meg a vétel. Itt az analóg fokozat (KF lekeverés) feladata a tartományi konverziót megvalósító eszköz felbontás és sebesség tartományába illeszteni a bemenő jelet. A KF jel sáv szélességi és dinamika jellemzői meg kell, hogy feleljenek az A/D átalakító paramétereinek. Az átalakító paramétereinek túl jónak sem érdemes lennie, mert ez ebben a költségérzékeny világban, indokolatlanul megdrágítaná a berendezést. Azon kihívások, amelyek a szélessávú digitális jelfeldolgozás során felmerülhetnek, ezen berendezések működése közben teljes egészében előfordulnak.

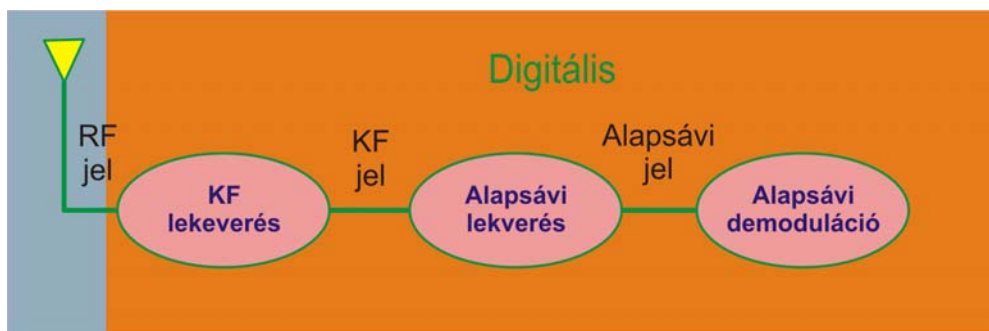


2.2. ábra

Digitális középhfrekvenciás feldolgozású vevők [15]

### 2.1.3. Digitális rádiófrekvenciás feldolgozás

A klasszikus értelemben vett szoftverrádiók (amelyek tulajdonságait tisztán a működtető szoftver határozza meg) ebbe a csoportba sorolhatók. Itt tulajdonképpen a bemenő jel minimális kondicionálás (erősítés, sáv szűrés) után azonnal A/D átalakítóra kerül. Ebben az esetben kell a legszigorúbb előírásokat teljesíteni ezen átalakítóknak és az azt meghajtó áramköröknek.



2.3. ábra

Digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevő [15]



A következő alfejezetben ezen kihívások közül a mintavételi sebesség és felbontás paramétereinek analizálására kerül sor. A két paraméter megvalósíthatósága és valódi értéke képezi kutatásom egyik fő irányát, illetve olyan építési mód kialakítása és megvalósítása, amely gyakorlatban implementálhatóvá teszi ezt.

#### **2.1.4. Műszaki kihívások**

A nagy sávszélességű jelfeldolgozás nehézségei a digitális középfrekvenciás és tisztán digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevők csoportjába tartozó vevők esetén fordulhatnak elő. A digitális középfrekvenciás feldolgozású vevők KF fokozata után történik az A/D átalakítás. A középfrekvencia értéke széles skálán mozoghat. A nagy sávszélességű alkalmazásokban a 70, illetve a 140/160 MHz az általánosan használt érték, bár nem ritkák azon berendezések, amelyek 0 Hz-es második „középfrekvenciát” használnak (ez utóbbi berendezéseket direkt konverziós vevőknek nevezzük). Professzionális vevőkben általános, hogy nem egy, hanem több középfrekvenciát használnak a nagyobb érzékenység és szelekció megvalósítása érdekében. A digitális jelfeldolgozás szempontjából csak az utolsó (kimenő) középfrekvencia a lényeges. A mintavételi frekvencia meghatározására a mintavételi törvény ad útmutatást, amelyet Nyquist-kritériumnak nevezünk. [15]

$$f_s \geq f_{\max} * 2 \quad [2.1]$$

Ahol:

$f_s$  : mintavételi frekvencia,

$f_{\max}$  : a jelben előforduló maximális frekvenciás összetevő.

A középfrekvencia és sávszélesség adatokkal számolva:

$$f_s \geq \left( f_{KF} + \frac{B_{KF}}{2} \right) * 2 \quad [2.2]$$

Ahol:

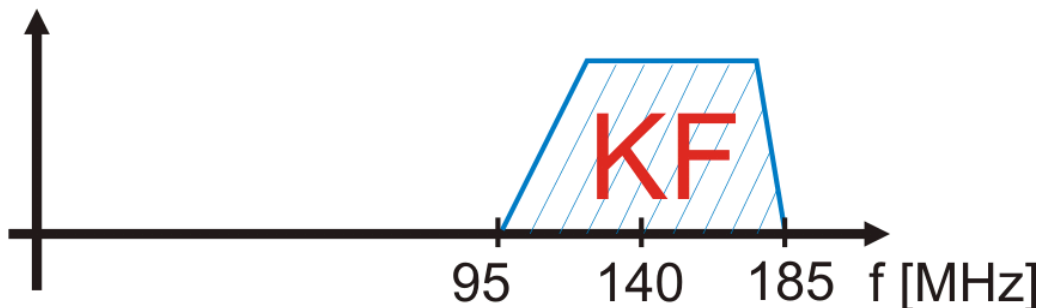
$f_s$  : mintavételi frekvencia,

$f_{KF}$  : a középfrekvencia értéke,

$B_{KF}$  : a jel középfrekvenciás sávszélessége (–50 dB-es pont)

A KF fokozatban előforduló legmagasabb frekvencia összetevő értékének minimum kétszeresével kell mintát vennünk a jelből. Egy egyszerű példánál:

140 MHz-es KF frekvencia és 90 MHz-es sávszélesség esetén:



2.4. ábra

90 MHz sávszélességű jel 140 MHz-es KF-en (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Ebből a példából és a 2.2-es képletből kiindulva a mintavételi frekvencia minimumára 370 MHz adódik. Elsőre ijesztőnek ható érték, látványosan csökkenthető a mintavétel a következő fejezetben részletesen ismertetésre kerülő módszerrel. Ezt megelőzően azonban a nagysebességű mintavételezés eszközének viselkedésének analízisa következik.

### 2.1.5. Dinamikai előírások

Az előzőekben az átalakítás sebességére lettek határ paraméterek megfogalmazva. A sebességen túl a dinamikai előírások alapján, az átalakítás bitmélységére is előírásokat kell meghatározni. A dinamika a legkisebb és a legnagyobb szintű jelek viszonyát határozza meg. A gyakorlatban elmondható, hogy a teljesen digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevők dinamika tartománya kb. 100–120 dB kell, hogy legyen. A digitális középfrekvenciás feldolgozású vevők dinamika tartománya kb. 60–80 dB. A megfelelő A/D átalakító kiválasztásánál ezen értékeket kell irányadónak tekinteni.

A következő táblázatban foglaltam össze a megfelelő jel-zaj viszonyhoz tartozó bitmélységeket. A táblázatban 10 Voltos maximális bemenő feszültséghez tartozó értékek kerültek kiszámolásra.

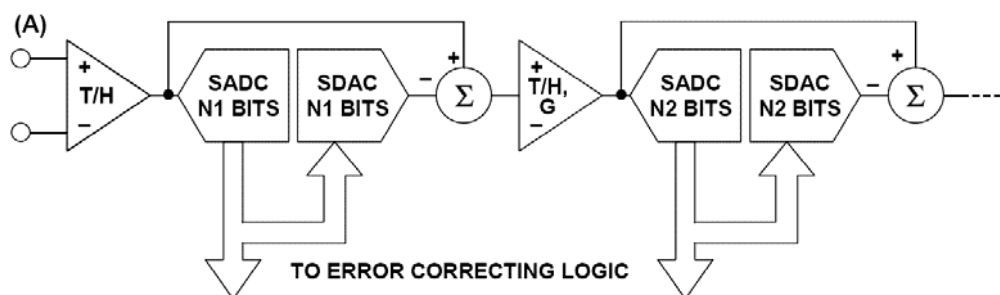
Felbontás (bit)	Lépcsők száma	Felbontás (Volt)	Pontosság (ppm)	dBFS <sup>20</sup> [dB]
2	4	2,5 V	250 000	-12
4	16	625 mV	62 500	-24
6	64	156 mV	15 625	-36
8	256	39 mV	3 906	-48
10	1024	9,8 mV	977	-60
12	4096	2,4 mV	244	-72
14	16384	610 $\mu$ V	61	-84
16	65536	153 $\mu$ V	15	-96
18	262144	38 $\mu$ V	4	-108
20	1048576	9,5 $\mu$ V	1,0	-120
22	4194304	2,4 $\mu$ V	0,2	-132
24	16777216	596 nV	0,1	-144

Az előző analízis és a táblázat értékeiből következik, hogy a digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevőkhöz legalább 16 bites A/D átalakítót kell alkalmazni, a digitális középfrekvenciás feldolgozású vevőkhöz pedig legalább 10–12 bites átalakítót kell használni.

### ***2.1.6. Nagysebességű A/D átalakítók***

A nagysebességű és nagy felbontású A/D átalakítók megtervezése nagy kihívást jelentett a tervező mérnökök számára. Jól ismert módszer volt az ún. direkt (flash) A/D átalakítás, amely kb. 10 bites felbontásig valósítható meg nagy sebességgel, a bemeneten párhuzamosan elhelyezkedő komparátorok kapacitív terhelése miatt. Az előzőekben megállapítást nyert, hogy legalább 12-bites átalakítót kell használni. Ezt a technológiai lépést a pipeline típusú átalakítók tették lehetővé. Ezen átalakítók elve az, hogy több fokozatban történik az átalakítás. Minden egyes fokozatban egy kis felbontású A/D és egy D/A átalakító működik. A fokozatban a bemenő jelből kivonódik a kis felbontású jel a D/A átalakító segítségével. A működés a következő ábrából könnyen megérthető.

<sup>20</sup> dBFS: dB Full Scale – a legkisebb értékű bit és a teljes kivezérelhetőség hányadosa dB-ben.



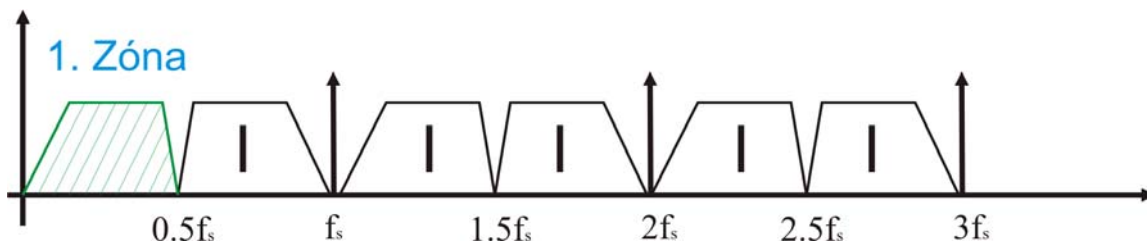
2.5. ábra

Pipeline típusú A/D átalakító [16]

Amíg a hagyományos típusú konverterek a mintavevőórajel után közvetlenül szolgáltatják a kvantált értéket, itt a fokozatok számától függő késleltetéssel kell számolni. Ez fázis-érzékeny megoldásoknál (iránymérő) esetlegesen gondot okozhat, amelyet szoftveres úton kell korrigálni! Ilyen felépítésű konverterrel jelenleg 16 bit / 200 MHz-es átalakítók készíthetők, kisebb felbontásnál 14 bit / 400 MHz a felső korlát.

### 2.1.7. Alul-mintavételezés

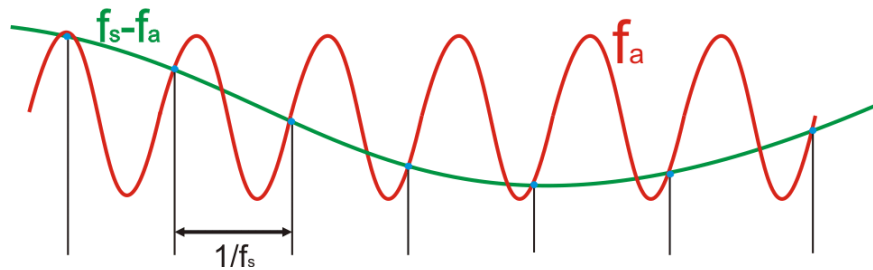
A 2.6. ábrán látható, hogy a mintavételi frekvencia feléig ( $f_s/2$ ) használható az átalakító elméletileg.



2.6. ábra

Mintavételi zónák alakulása [17]

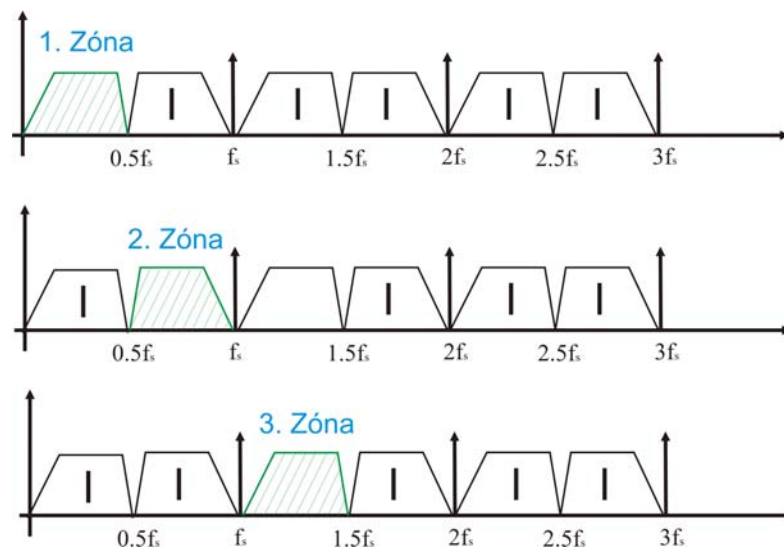
Amennyiben biztosítva van az a feltétel, hogy a mintavett jel sávhatárolt, átlapolódás mentes, akkor lassabb mintavétellel is megvalósítható a tartományi konverzió. A következő ábra szemlélteti az alul-mintavételezés időtartományú viselkedésének elvét.



2.7. ábra

Alul-mintavételezés az időtartományban (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

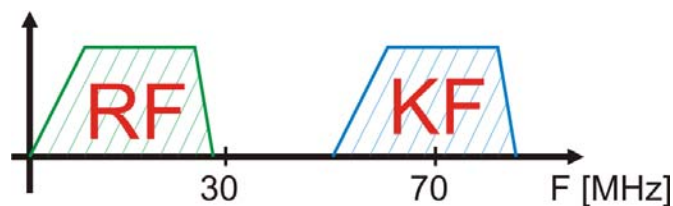
A pipeline típusú átalakítók bemenő (mintavevő) fokozatuk nagyon kis ideig (kb. 1 ns) vesznek mintát a jelből. Ezzel a módszerrel az átalakító mintavevő fokozata nagyobb sávzélességű, mint a mintavételi frekvencia, akkor a következő Nyquist-zóna jele is mintavételezhető.



2.8. ábra

Nyquist-zónák alakulása [18]

Alkalmazási szinten vizsgálva a zónákat, az 1. zóna a teljesen digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevők, míg a 2. zónát (általában) a digitális középfrekvenciás feldolgozású vevők működési tartománya. Példa erre a 2.9. ábra.

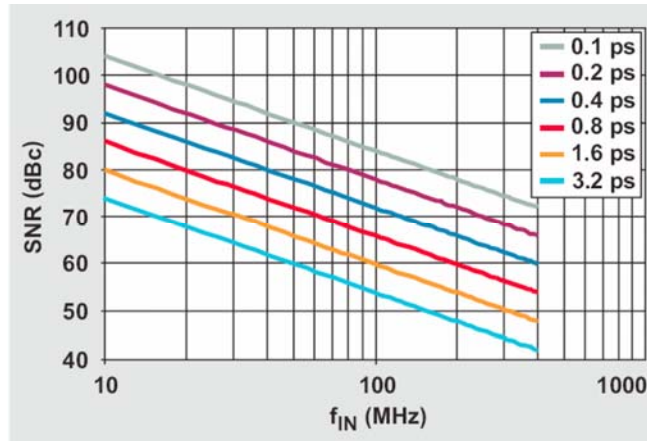


2.9. ábra

1. és 2. Nyquist-zóna alkalmazása (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

### 2.1.8. Mintavevő órajel

Az átalakítók önmagukban meghatározzák a berendezésük lehetőségeit, de ezek kiaknázására biztosítanunk kell a megfelelő infrastruktúrát is. Ennek egy jelentős területe az órajel előállítás problémája. Nagysebességű és nagy felbontású konverter használata esetén, nagyon tiszta (jitter-mentes) mintavevő-órajel elengedhetetlen a megfelelő működés és paraméterek eléréséhez. A 2.10. ábrán az elméleti minimum értékeket lehet megtekinteni.



2.10. ábra

Jitter előírások [18]

#### 2.1.8.1. Alacsony jitterű órajel előállítása

A jitter az órajel él bizonytalanságát jelenti. Azaz mennyire pontosan történik az órajel felfutó éle az elméleti periódus időhöz képest. A 2.10. ábrából következően nagyfrekvenciájú jeleknél ez a ps-nál ( $10^{-12}$  s) is kisebb érték kell, hogy legyen. Ennek megvalósítása nagyon nagy kihívás. Kutatásaim és kísérletezéseim során megállapítást nyert, hogy e feltételeknek csak abban az esetben lehet megfelelni, ha az alap oszcillátor lényegesen nagyobb frekvenciájú, mint a kívánt órajel értéke, majd a mintavevő órajel osztással (szintetizálással) kerül előállításra. Az alap oszcillátornak is nagyon kis fáziszajúnak kell lennie. Ez lehet egy SAW<sup>21</sup> oszcillátor, vagy egy analóg módon felsokszorozott atomóra-alapú oszcillátor. Ennek kimenő jele egy DDS<sup>22</sup>-sel kerül leosztásra, amely azzal az előnnyel is jár, hogy a mintavételi frekvencia Hz (vagy az alatti) pontossággal beállítható. A DDS analóg kimenetét egy sávszűrővel korlátozva

<sup>21</sup> SAW: Surface Acoustic Wave – felület akusztikus hullámú eszközök, olyan eszközök amelyek egy piezo kristály felületén kialakított inter-digitális struktúra révén rezonáns tulajdonsággal bírnak.

<sup>22</sup> DDS: Direct Digital Synthesizer – magas órajelből kisebb frekvenciájú komponensek szintetizálására alkalmaz áramköri elem, amely analóg kimenő jelet biztosít a kimenetén.

megvalósíthatóvá válik az előírtaknak megfelelő pontosságú és alacsony fáziszajú mintavevő jel. A SAW szűrők igen kis fáziszaj mellett, de frekvenciában pontatlanul (nagy hőfokfüggéssel és alap frekvencia pontatlansággal) üzemelnek. A DDS kimenetén létrejövő frekvencia értékét általában, valamilyen nagyon pontos referencia (etalon) jelhez kell kötni, valamilyen zárt hurkú szabályozási rendszerrel kell stabilizálni. A szabályozási kör időállandójával a kimenő jel fázisbizonytalansága és frekvencia pontossága állandó szinten tartható.

### 2.1.8.2. A jitter értékének kiszámítása

Az oszcillátorok adatlapján nem olvasható jitter érték, lévén ezek analóg jelforrásnak tekinthetők, ezért itt csak a fáziszajra vonatkozóan található karakterisztika. Amennyiben a mintavételhez szükséges határokat kell megállapítani, abban az esetben ezt a fáziszaj karakterisztikát át kell konvertálni jitter értékre. [19]

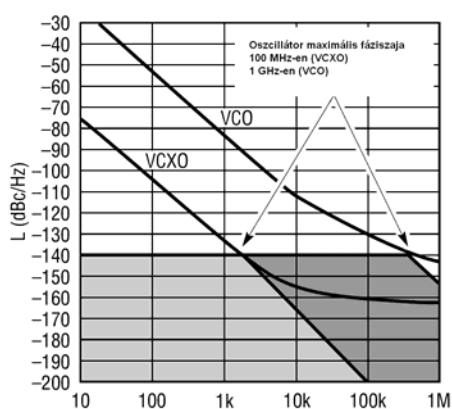
$$\sigma = \frac{1}{2\pi f_s} * \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 2 * \Lambda(t) \delta f} \quad [2.3]$$

Ahol

$f_s$ : mintavételi frekvencia,

$\Lambda(t)$ : fáziszaj karakterisztika.

A képletben szereplő  $f^1$  és  $f^2$  érték általában néhány kHz-től néhányszor 10 MHz-ig elhelyezkedő tartományokat jelentenek. Ezek alapján, a 2.11. ábrán található karakterisztika adódott:



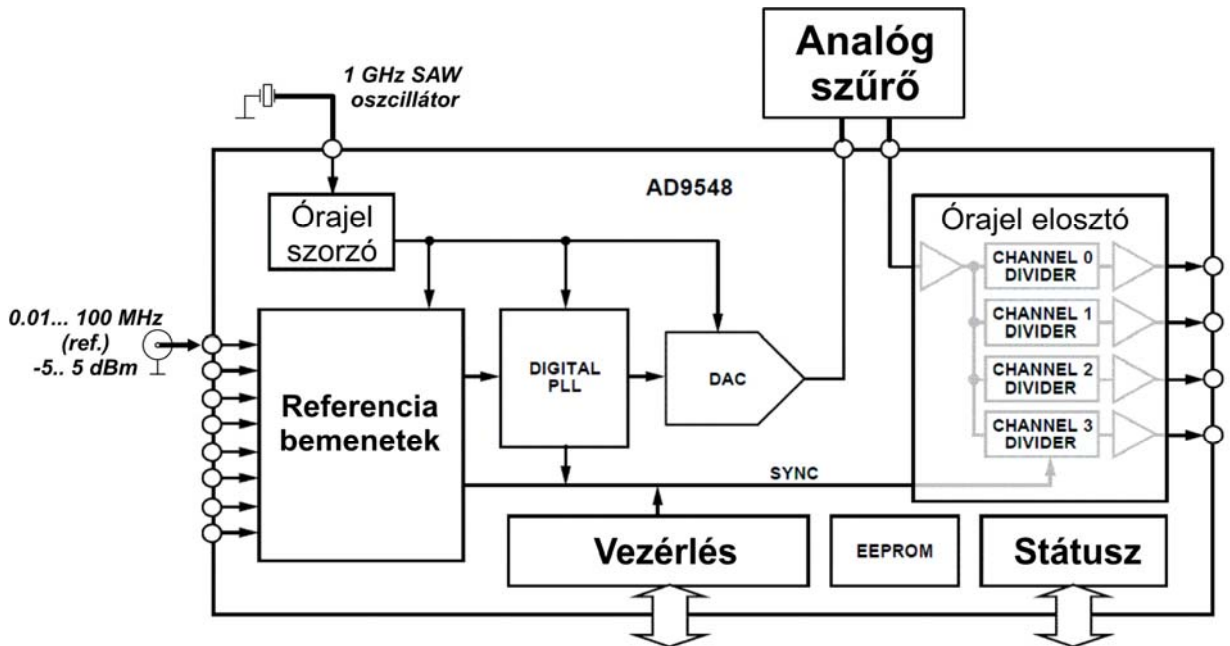
2.11. ábra

Elvárt fáziszaj karakterisztikák [20]

Ezen elvárásoknak valóban csak az előző fejezetben említett technológiájú oszcillátorok felelnek meg.

### 2.1.8.3. Órajel előállítás megvalósítása

Minden eddig említett kritériumnak megfelelő órajel-előállító fokozat a következő módon kell, hogy felépüljön:

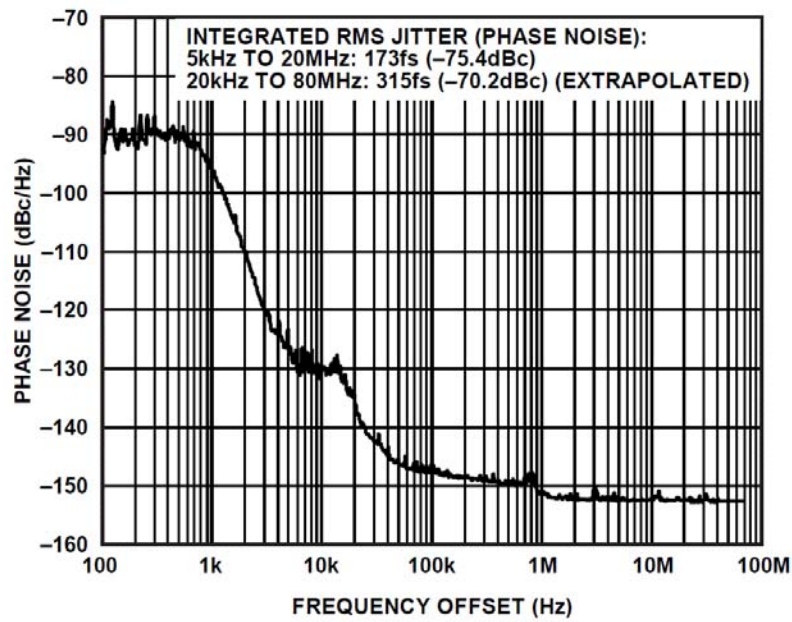


2.12. ábra

Korrekt órajel-előállító fokozat 1. változat [20]

Ebben az esetben nagyfrekvencián működő (akár 1 GHz) SAW oszcillátor adja az alap órajelet és ez kerül egy nagysebességű DDS áramkörre. A DDS áramkör képes arra, hogy a nagysebességű órajelből egy alacsonyabb frekvenciájú jelet szintetizáljon. Ennek a kimenete (a maximális zajszegénység miatt) egy sávszűrőn halad át. A sávszűrő kimenetét egy órajel osztó egységbe kerül. A kimenő jel fázis-zaj tartalma kisebb, mint 75 dB, a hasznos jelhez képest, ez 150 MHz-en 170 fs-os jitter értéket jelent. Ezzel akár 16 bites átalakítók is meghajthatók 150 MHz-es mintavételi frekvenciáig. A DDS kimenetén alkalmazott sávszűrőt ez a karakterisztika nem tartalmazza, ezért ezzel még jobb minőséget lehet elérni. Természetesen a sávszűrőt a kimenőfrekvencia-tartományra kell megtervezni, amely keskenyebb tartományt fog eredményezni.

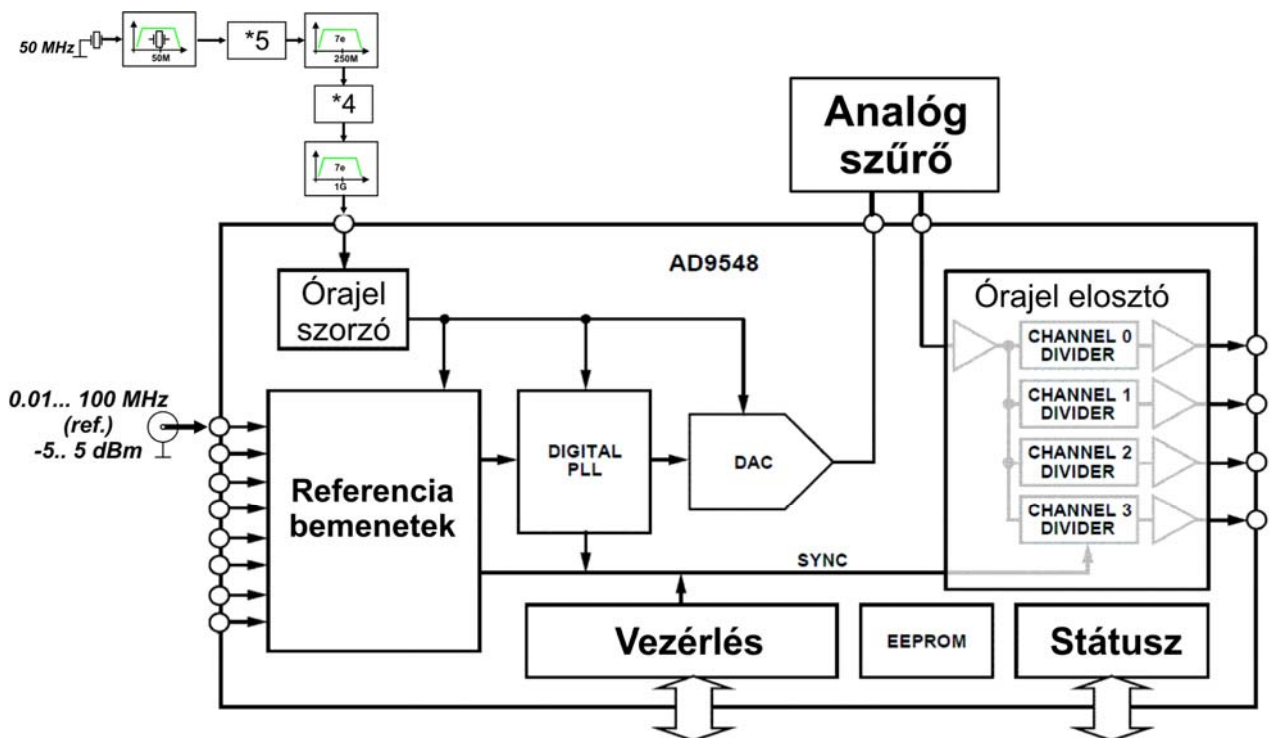




2.13. ábra

A kimenő 150 MHz-es jel fáziszaja 1. változat [21]

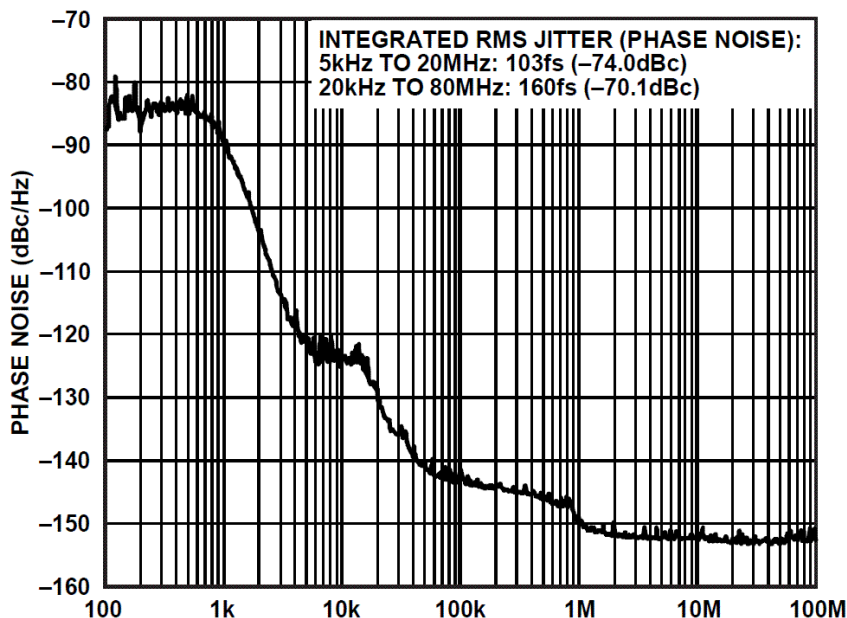
Amennyiben kisebb frekvenciás alap oszcillátorból kell órajelet előállítani, akkor lényegesen bonyolultabb és drágább megoldást kell alkalmazni.



2.14. ábra

Korrekt órajel-előállító fokozat 2. változat (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

Alapjaiban hasonlít az előző típushoz, csak az 1 GHz-es jel előállításáig egy lényegesen bonyolultabb eljárást kell alkalmazni. Az alkalmazott kvarcoszcillátor kimenetét tovább szűrjük kvarcszűrővel és analóg módon sokszorozzuk fel az alapfrekvenciát egészen 1 GHz-es tartományig. Ezzel még kisebb fáziszajú jelet állíthatunk elő.



2.15. ábra

A kimenő 150 MHz-es jel fáziszaja 2. változat [22]

Az alapjelet biztosító kvarcoszcillátor frekvenciapontossága és hőmérsékletfüggése lényegesen kisebb, mint a SAW oszcillátoroké, ezért alkalmazásuk referencia nélküli környezetben ajánlott.

### 2.1.9. Analóg bemenőfokozat

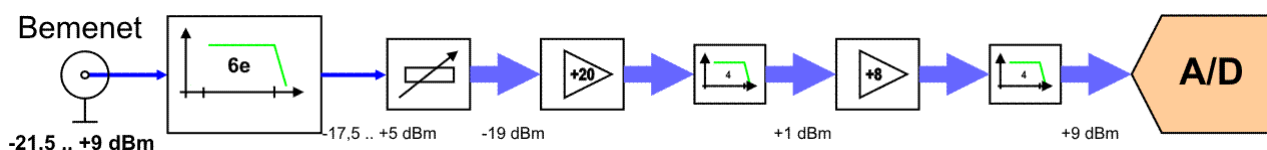
A korrekt órajel előállításához hasonlóan gondos tervezést igényel a bemeneti analóg fokozat is. Mit sem ér a legszigorúbb elvárásoknak is megfelelő konverter, ha nincs megfelelő módon illesztve az analóg világhoz!

A bemenő fokozatnak három elvárást kell teljesítenie:

- alacsony zaj;
- megfelelő erősítés;
- kis torzítás.

A fenti három elvárásnak kevés alkatrész tud megfelelni, illetve ezen alkatrészek implementációja is nagy gondosságot igényel (alkatrészek elhelyezése, jelvezetéke megfelelő rajzolata stb.). Hosszas keresés végeredményeként olyan mikrohullámú

alkatrészek kerültek kiválasztásra, amelyek e három követelményrendszernek meg tudtak felelni. Meglepő lehet, de gyakorlati megvalósítások során ezek produkálták a legjobb viselkedési paramétereket (bár határfrekvenciájuk nagyságrendekkel a használati frekvencia felett volt). Számos olyan probléma merült fel ezen alkatrészekkel, amelyek kis frekvencián nem kerültek volna előtérbe. Az árnyékolásoknak olyanoknak kellett lenniük, amelyek a több GHz-es tartományban is megfelelő elválasztást kellett produkálniuk. Több olyan eszköz is van, amely áthidalt jelút esetén nem kap tápfeszültséget a gerjedés megakadályozása miatt. A következő ábrán látható az analóg fokozat megvalósítása:



**2.16. ábra**

Analóg front-end egység (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Mint látható, a jelútban viszonylag egyszerűen megvalósítható elemek találhatók, amelyek tervezése kisebb odafigyelést igényel (az elhelyezési és vezetékezési gondosságot leszámítva). A fenti elemeket használva mind a tisztán digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevő, mind a digitális középfrekvenciás feldolgozású vevő is megvalósítható. Az alkalmazott erősítők dinamika és kivezérlési tartományának összhangban kell lennie az A/D átalakító tartományával. Jelszintelemzést elvégezve, a 2.16. ábrán a következő jelszint tartományokhoz juthatunk. Az átalakítótól visszafelé indulva kapjuk meg a bemenetre kapcsolható maximális és minimális tartományokat. Az A/D átalakító előtti erősítő torzítására kell a legszigorúbb előírásokat tenni. Az átalakító maximális (full-scale) kivezérléséhez tartozó torzításnak olyan kicsinek kell lennie, hogy az átalakító felbontása alatt legyen. Konkrét esetet vizsgálva (LTC 2209-es A/D[22]) az átalakítót közvetlenül meghajtó erősítő kimeneti harmadrendű intercept pontjának<sup>23</sup> közel 60 dBm-es szinten kell lennie. Ez 1 kW-os kimenő jelszintet jelent. Ennek teljesítése magas frekvencián nagyon nagy kihívást jelent.

### **2.1.10. Sávszűrés a bemeneten**

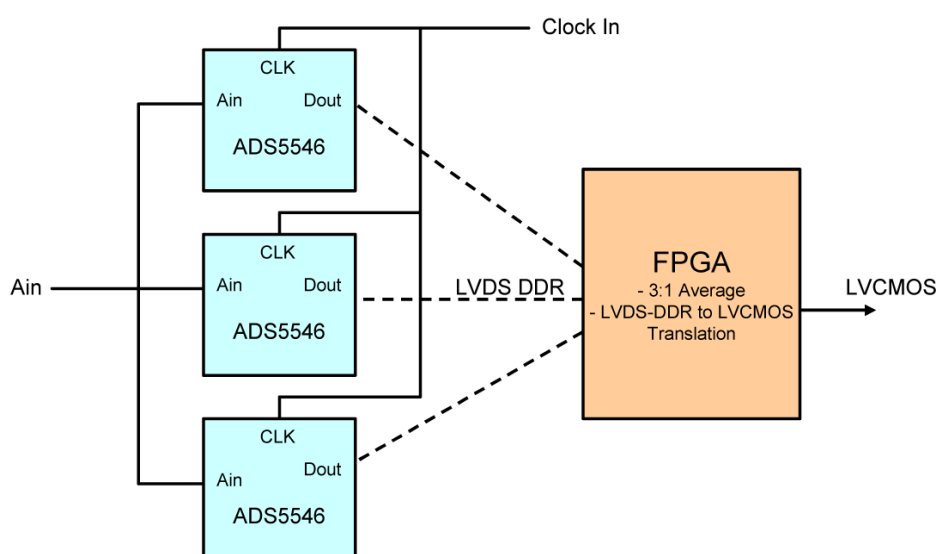
A legjobb minőségű A/D átalakító is csődöt mond olyan nagy dinamikai követelményekkel bíró frekvenciatartományban, mint a rövidhullám. Ebben a

<sup>23</sup> OIP3: Output 3-rd order intercept point – az erősítő kivezérlhetőségére és dinamikatartományára jellemző mennyiség.

hullámtartományban nagy a valószínűsége az igen nagy jelszintkülönbségű adásoknak. Ez azt jelenti, hogy egy teljes rövidhullámú tartományt bedigitalizáló berendezés képtelen megkülönböztetni a legkisebb és legnagyobb amplitúdójú jeleket egymástól. Ennek a problémának a kiküszöbölésére kell a bemeneten kapcsolható sávszűrőket alkalmazni. A sávszűrők a teljes tartományból csak kb. 1-2 MHz szélességű szeleteket engednek feldolgozni. Analizálásaim során megállapítottam, hogy a mérnöki szempontokon túl a rádiós szabályzat és hullámterjedés hármass vizsgálatával lehet csak megfelelő szűrőkészletet implementálni. Ezzel a technikával a dinamikai viszonyokat közel 20 dB-lel lehet javítani. Ismét egy konkrét példát említve a kb. -15 dBm vételi jelszintű rövidhullámú műsorszóró adók mellett egy -110 dBm jelszintű forrás kb. 10 dB-es jel-zaj viszonyal feldolgozható. Szűrő nélkül ez a jel a feldolgozási tartomány alsó széle alatt maradt volna kb. 15 dB-lel. Egy általam kifejlesztett szűrőbank elrendezést és az ezzel megvalósított dinamika növekedést, az elvégzett mérésekkel igazolom. A méréseket és eredményeit a II. számú mellékletben közlöm.

### 2.1.11. Zajcsökkentés átlagolás segítségével

A leggondosabb tervezés és alkatrész választás esetén is lehetnek olyan estek, ahol szükség van néhány dB-es többlet jel-zaj viszonyra. Erre kínál egy lehetőséget egy valósidejű számítási eljárás. Növelhetjük áramkörünk zajtartalmát, amennyibe nem egy, hanem több konvertert járattunk párhuzamosan és ezek kimenő értékeinek átlagát vesszük. Ebben az esetben, a konverterben keletkezett zajokat (mivel azok korrelálatlanok és várható értékük 0) csökkenthetjük.



2.17. ábra

Átlagolással történő zajcsökkentés [23]

A módszer alkalmazása megköveteli olyan nagysebességű matematikai egységek használatát, amely képes mintavételi sebességgel átlagszámítás elvégzésére. Tipikusan az FPGA-kban található jelfeldolgozó elemek alkalmasak ezen feladat végrehajtására, természetesen nagyon nagy sebességnél interleaving technikával. Itt az egymást követő adatokat ütemezve és időben eltolva dolgozza fel több ugyanolyan egység, majd a végén a megfelelő sorrendben újra a mintavételnek megfelelő sebességgel szolgáltatja a mintákat. Itt az alkalmazott párhuzamos fokozatok számítási sebesség csökkentését eredményezik, a fizikai méret növekedésének rovására.

## 2.2. Tuner egységek

A vételtechnikai problémák analizálásánál kettős kihívással kell szembe nézni. Egyrésztől olyan stabil, kis fáziszajú lekeverő egység megvalósítása a cél, ahol a beállított frekvenciát nagyon pontosan tartó eszköz jön létre (közel 0 frekvencia hibával). Másrésztől ennek a frekvenciának a beállási ideje szintén kicsi kell, hogy legyen, a burst-ös adások vételi képessége miatt. A mai korszerű kommunikációs berendezések – hullámtartománytól függően – rövid burst-ök formájában sugározzák ki az információt. Attól függően, hogy a vivő frekvencia csomagról csomagra változik, beszélhetünk frekvencia-ugratásos, vagy valódi burst üzemmódról. Mindkét üzemmódban az időbeni felbontás, illetve az ugrások száma határozza meg a teljes spektrumon történő pásztázás szükséges számát.

Az elvőlől következően egy olyan vevő alkalmazása szükséges, amely az adó teljes frekvencia tartományában képes a vételre, illetve ezt a teljes frekvenciatartományt képes az ugrási sebességnél gyorsabban végigpásztázni.

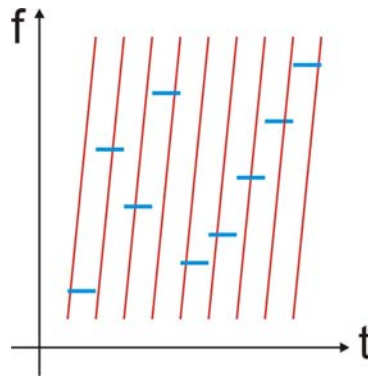
$$N \geq \frac{f_{\max} - f_{\min}}{B_{KF}} * n \quad [2.4]$$

Ahol :

- N : a vevő által minimálisan végrehajtandó hangolások száma másodpercenként;
- $f_{\max}$  - a legnagyobb használatos frekvencia;
- $f_{\min}$  - a legkisebb használt frekvencia;
- $B_{KF}$  - a vevő KF sávszélessége;
- n – az adó ugrásainak másodpercenkénti száma.

A fenti képletben nem szerepel a vevőt követő feldolgozó rendszer idő igénye.

Ha vizuálisan szeretnénk ábrázolni a feladatot, akkor a 2.18. ábrával szemléltethetjük:



**2.18. ábra**

Frekvencia hopping adások detektálásának feltétele (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A kék vízszintes vonalak az adást reprezentálják, míg a piros vonalak a felderítő vevő által lehangolt frekvencia menetet ábrázolja.

A hangolások gyakoriságának növekedésével a hagyományos PLL<sup>24</sup>-es vevőstruktúra paraméterei olyan mértékben romlanak, hogy alkalmatlanná válnak a használhatóságra. Minél gyorsabban kell váltani a frekvenciák között, annál nagyobb a PLL befogási tartománya (a hurok-szűrő kisebb időállandójú), ezért a fáziszaj megnövekszik. Ha el akarjuk kerülni ezt a jelenséget, akkor a vevőből számúzni kell a PLL-t. Milyen megoldás jöhet szóba? Olyan frekvencia-sokszorozós, DDS alapú rendszer, amely mentes a PLL fáziszajt és beállási tranzienseket okozó elvétől, mégis gyorsan tud frekvenciát váltani. [24]

### **2.3. DDS alapú vevők**

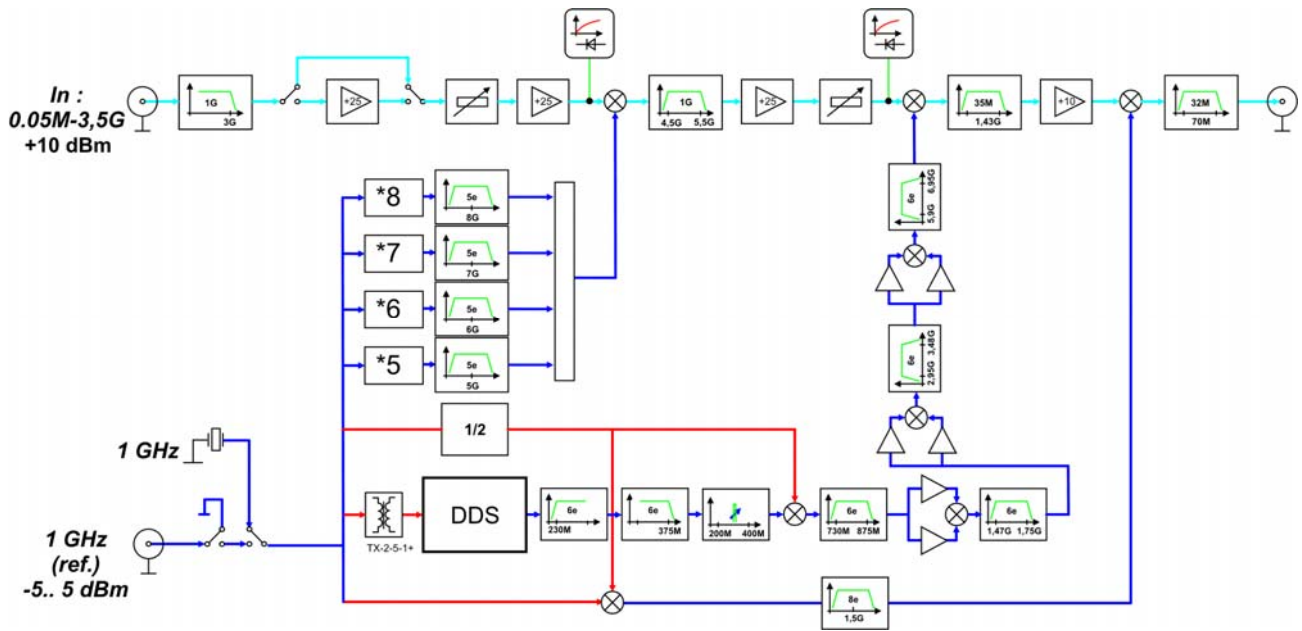
Amennyiben gyors beállítású, ugyanakkor kis fáziszajú vevőt kell alkalmazni, akkor a hagyományos szintézeres vevőstruktúrák alkalmatlanok e feladat megvalósításra. A gyors beállítás és kis fáziszaj egymással ellentétes követelményeket szab a szintézeres egység szabályzó körében. Amennyiben mégis ilyen jellegű feladatot kell megoldani, csak a DDS alapú vevők jöhetnek szóba. Itt a gyors reagálás és a kis fáziszaj követelménye egyszerre teljesíthető, sajnos a vevőkonstrukció bonyolítása árán.

A 2.19. ábrán látható, hogy a frekvenciaváltást a DDS kimenőfrekvenciájának változtatása és a megfelelő, a referenciafrekvencia felsokszorozásából előállított összeg adja. A DDS kimenő jelét egy analóg szűrőn átvezetve nagy tisztaságú szintetizált jel állítható elő, amely akár 1 Hz alatti frekvencia-lépésközzel is állítható. A nehézséget a

---

<sup>24</sup> PLL: Phase Locked Loop – fáziszárt hurok

megfelelő szűrők megtervezése és előállításuk jelenti. Ezzel a módszerrel a kimenő lokáloszcillátor-jel fáziszaja  $\sim -100\text{dBc} / 1\text{ kHz}$ , ami a teljes tartományban teljesül! Ezen az elven felépített vevő kb.  $10\ \mu\text{s}$ -os beállási idővel rendelkezik, amivel  $100\ 000$  hangolás hajtható végre másodpercenként. Ha  $20\ \text{MHz}$ -es KF sávszélességgel számolunk, akkor ez  $2000\ \text{GHz/s}$ -os (!) söprési sebességet eredményez. Ezzel az értékkel a vevő nem korlátozza a szkennelést.



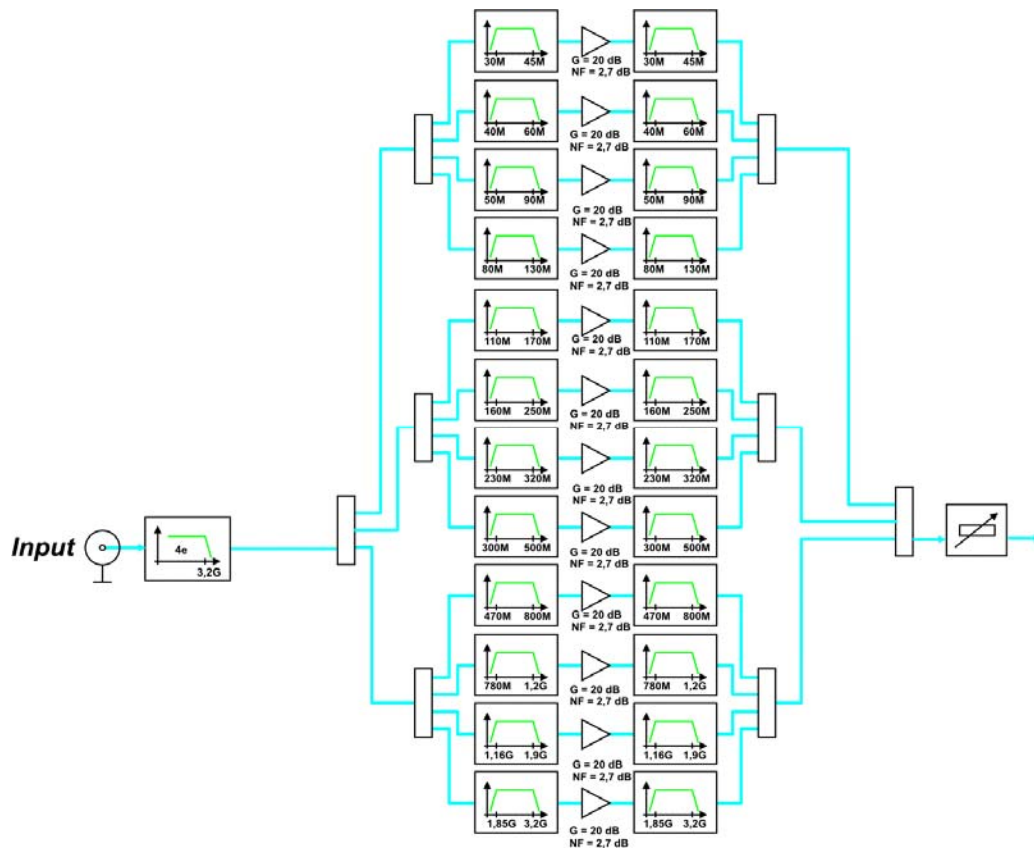
2.19. ábra

DDS alapú tuner egység (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A 2.19. ábra egy tisztán DDS alapú vevőkészülék blokkvázlatát mutatja meg. A bemenő frekvencia tartománya  $50.$  és  $3500\ \text{MHz}$  közötti, háromszor transzponált szuperheterodin rendszerű. A különlegessége abban rejlik, hogy a vételhez szükséges lokál frekvenciák előállításuk során nincs szintézeregység használva. A teljes rendszer fáziszaja az alaposzcillátor fáziszajától függ, mivel az összes származtatott frekvencia ebből kerül előállításra, analóg sokszorozóval (folyásszögvezérelt tranzistoros kapcsolással). A konstrukció nehézsége a sokszorozók kimenetén elhelyezkedő szűrőáramkörök realizációjában rejlik. A nagyobb frekvencián természetesen a micro strip vonalokból kialakított szűrők gyártása megkönnyíti a realizációt. A vevőegység egy külön házban kell, hogy megvalósuljon (a vezérlő számítógéptől fizikailag elválasztva) a megfelelő nagyfrekvenciás zavarvédelem érdekében. Amennyiben lehetőség van rá a tartományi konverziót megvalósító A/D átalakítót is ebben a berendezésben kell elhelyezni, a DSP kártyával, a zavarjelek vezetése szempontjából semleges, optikai, vagy differenciális vezetékkel történő összeköttetés mellett. Így a feldolgozás helye és a vételi

hely közötti távolság irrelevánssá válik, mert a digitális információk nagytávolságú továbbítása megoldható, illetve a jelek szétosztása nem jár utólagos zaj és torzítás hozzáadásával.

A vevő bemenetén természetesen egy szuboktáv szűrőkből kialakított hálózatot kell alkalmazni, a bemeneten található széles sávú jelek szétválasztására, segítve az első kis zajú bemeneti erősítő torzításának alacsony szinten tartását, valamint a tükörfrekvenciás összetevők elnyomását. A piacon beszerezhető vevő (tuner) készülékek hasonló elvű front-end struktúrával rendelkeznek (pl. Akon Inc. Gyártó A20-MX010 berendezése). Az esetleges különbségek a frekvenciafelosztásokból, illetve a szűrők utáni erősítőknél adódhatnak (van-e alkalmazva, illetve ha van alkalmazva, akkor milyen típus).

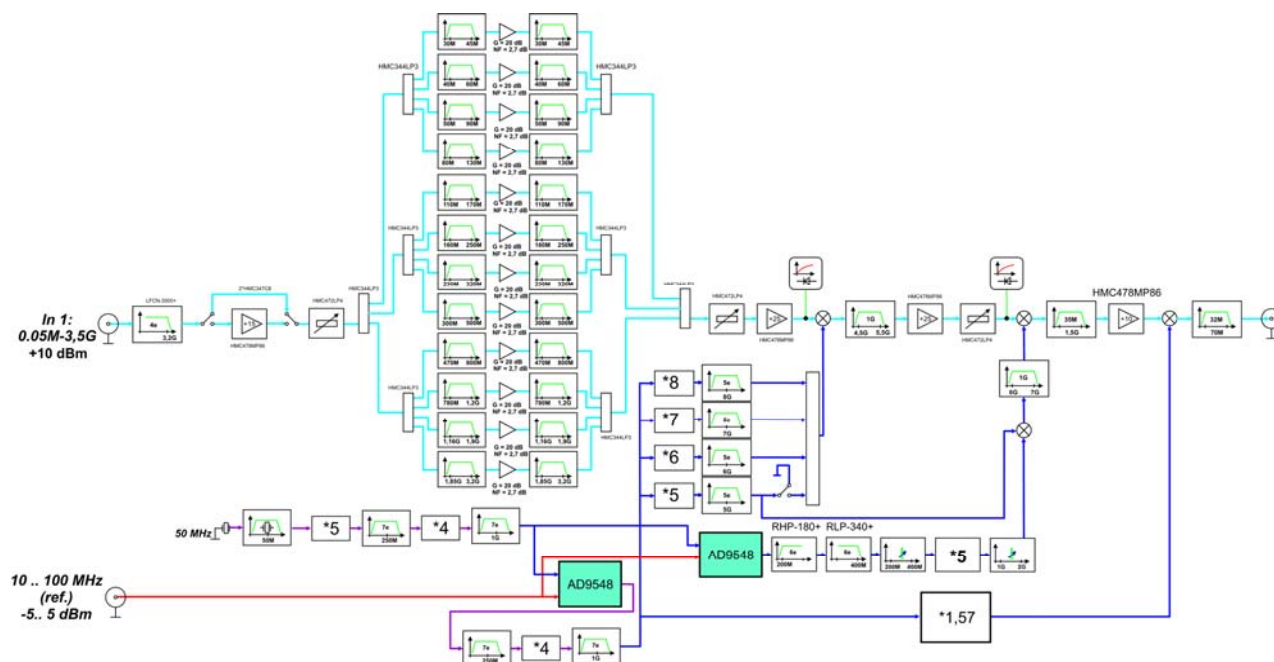


2.20. ábra

A vevő bemenetén található preselector struktúra (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

Amennyiben olyan referenciafrekvencia-forrás áll rendelkezésre, amely nem szokványos értékkel bír (szokványosnak tekintem a 1, 5, 10 MHz-et), akkor a tunerfrekvencia pontossága a fenti módszerrel nem biztosítható. Digitális fáziszárt hurokkal kombinált DDS áramkörrel ez a kihívás is kezelhető. A teljes rendszer ebben az esetben a 2.21. ábrán látható módon épül fel:





2.21. ábra

Külső nem szokványos referenciát alkalmazó tuner (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A fenti berendezés egy prototípusát a specifikációm alapján a Mikromű Kft. gyártotta le és tesztjeink alapján eleget tett a vele szemben támasztott követelményeket.

## 2.4. DSP technológia

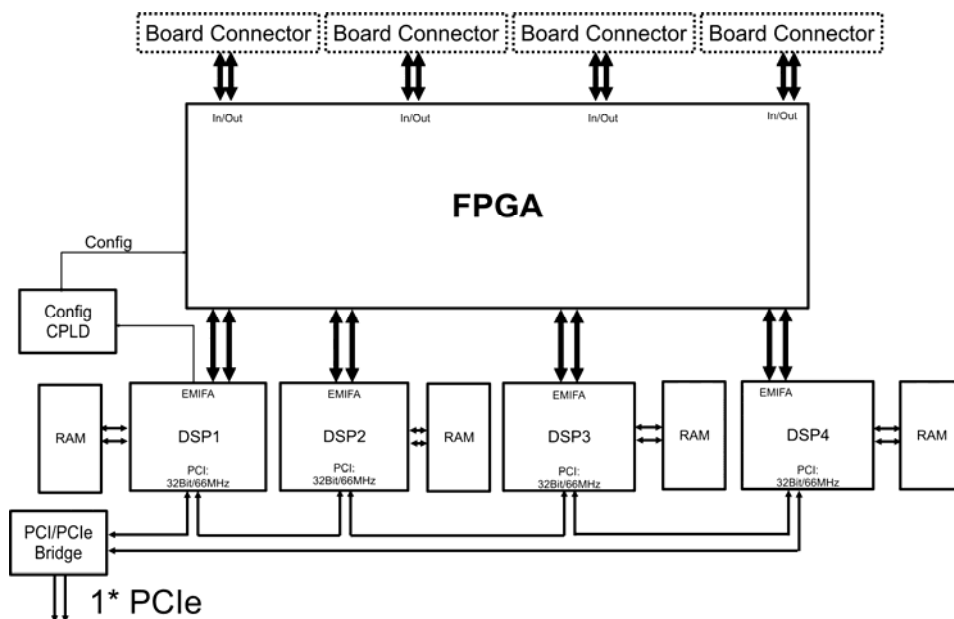
A softverrádiós technológia alapjait mindig valamilyen szabadon programozható DPS-FPGA kombinációjú berendezés jelenti. A külvilági kapcsolatot vagy integrált analóg front-end képviseli, vagy az igazán flexibilis megoldásokban úgynevezett mezzanin-kártya csatlakozók találhatók. Itt a csatlakoztatott kártya tulajdonsága szabadon megválasztható, a jelfeldolgozó kártya cseréje nélkül. A technológia egyedüli hátránya a csatlakozók bizonytalanságában rejlik (rossz minőség esetén érintkezési hibák fordulhatnak elő).

**Javaslatom szerint a kártya tervezésénél a következő elveket kell figyelembe venni:**

- az alkatrészek kiválasztásánál a legkorszerűbb elemeket kell választani;
- a kiválasztott alkatrészek közül a legnagyobb lábszámú, de legolcsóbb darabokat kell alkalmazni (a rendszer így feldolgozó képességben és költségben felfelé skálázható maradt);

- az alkalmazott buszrendszerek a legkorszerűbbek legyenek.

A felsorolt szempontokat maximálisan figyelembe vevő architektúra alapján a következő kártya blokkvázlatot alakítottam ki:



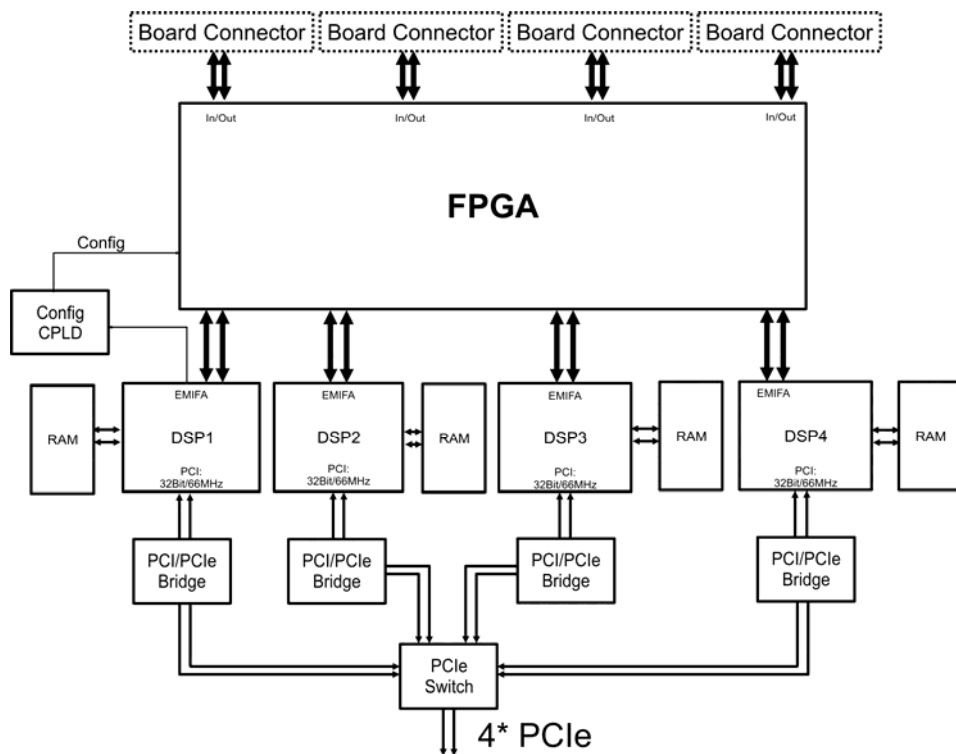
**2.22. ábra**

Korszerű nagyteljesítményű DSP kártya 1. változat (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A fentiek szerint megvalósított kártya alkatelemei a ma legkorszerűbb technológiákat tartalmazza. A felépítése olyan, hogy minden eleme (DSP, memória, FPGA) gyorsabbra és nagyobb méretűre is kicserélhető (szabadon skálázható) az áramkörtől átervezése nélkül, amely nagyban lecsökkenti a rendszer esetleges továbbfejlesztésére fordítandó időt.

A kiválasztott buszrendszer, a korszerű PC-k architektúrájához illeszkedve, PCI-Express. Ennek előnye, hogy pont–pont típusú összeköttetés, amelynél a kapcsolat sebességét nem korlátozza a buszon található egységek száma. A fizikai kialakítása pedig lehetővé teszi, nem csak a számítógép belsejében történő, hanem külső egységként megvalósuló alkalmazást, így támogatva a stacioner és mobil környezetet egyaránt.

Amennyiben nagyobb sávszélességű jelek feldolgozását, illetve analizálását kell megvalósítani, akkor olyan belső buszrendszerre van szükség a kártyán, ahol az adatok nagyobb sebességgel tudnak áramolni. Itt a busz megtöbbszörözésével egy nagyobb sebességű egységet lehet kialakítani, bonyolultabb és költségesebb megoldással. Az azonos csatlakozó kialakításnak köszönhetően a két kártya egymással kompatibilis, azaz az egyikhez kialakított front-end egységek változtatás nélkül használhatók a másik típusú kártyával.



2.23. ábra

Korszerű nagyteljesítményű DSP kártya 2. változat (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A nagyobb sebességű feldolgozásra kialakított kártyát speciális alaplapokat igényelnek, amely tovább növeli a költségeket.

Az 1. típusú DSP kártya specifikációim alapján elkészült a Relcom Kft által. A gyakorlati tesztek jelenleg is folynak a kártya képességei pedig már eddig is igazolták az elképzeléseimet.



2.24. ábra

PCDSP V8-as kártya

A megismerhető irodalmak alapján a következő üzemmódok és sáv szélesség értékek kerültek megvalósításra: [25][26][27]

A harmadik gyártók DSP kártyáinak jelfeldolgozási képessége különböző üzemmódokban

**2.2. táblázat**

Üzemmód	Max. sáv szélesség [MHz]	Alkalmazott FPGA típus és sebesség
AM (USB, LSB, DSB, VSB)	70 MHz	Virtex2 Pro 250MHz
FM	36 MHz	Virtex2 Pro 250MHz
FM/FDM	36 MHz/600 csatorna	Virtex2 Pro 250MHz
MPSK	36 MSym/s	Virtex2 Pro 250MHz
MQAM	36 MSym/s	Virtex2 Pro 250MHz
OFDM	25 MSym/s	Virtex2 Pro 250MHz

Harmadik gyártók által implementált alkalmazások és az elérhető irodalmak alapján végzett kutatással, valamint az alkalmazott eszközök közötti különbség analízisével, a különböző modulációs üzemmódok elérhető sáv szélesség maximumaira a következő értékeket határoztam meg:

A DSP kártya jelfeldolgozási képessége különböző üzemmódokban

**2.3. táblázat**

Üzemmód	Max. sáv szélesség [MHz]
AM (USB, LSB, DSB, VSB)	70 MHz
FM	30 MHz
FM/FDM	30 MHz/600 csatorna
MPSK	50 MSym/s
MQAM	50 MSym/s
OFDM	50 MSym/s

A kártyán található FPGA egy Virtex5 típus, amely belső hardveres szorzó egységgel rendelkezik, és 550 MHz-es belső sebességre képes.

## **2.5. GPGPU technológia alkalmazása**

Olyan műveleteknél, ahol ugyanazon bemenő adatsoron ugyanazon műveletet kell végrehajtani, eltérő paraméterekkel, célravezető megoldás lehet az általános célú stream-processzorok használata. A kimenet a feladatok függvényében párhuzamosan előállított kimeneti stream. Kereskedelmi forgalomban kapható, videokártyaként alkalmazott eszközök kiválóan alkalmasak digitális jelfeldolgozási feladatok elvégzésére is. A legújabb AMD/ATI videokártyák felépítése lehetővé teszi általános célú alkalmazás futtatására. A feldolgozó rendszerünkben jelentkező csatorna-dekódolási feladatok

végrehajtásához (ADPCM<sup>25</sup>, DCME<sup>26</sup>, VoIP<sup>27</sup>) kiválóan alkalmazhatók ezen egységek. Túl a csatorna-dekódolási feladatokon, a teljes sávú digitalizálás esetén vevőként is alkalmazhatók. Itt egy 128 csatornás vevő kialakítása egy PC-ben ezekkel az eszközökkel könnyen és költséghatékonyan megvalósítható elképzelés.

A gyártók szabványosították, illetve erőfeszítéseket tesznek egy szabványos nyelv megalkotására, amellyel magas szintű nyelven lehet alkalmazásokat fejleszteni ezekre a kártyákra. Ez a technológia az OpenCL<sup>28</sup>. 2009 év végén jelent meg a végleges teljesen működő verziója, a fejlesztések és tesztelések, valamint részletesebb vizsgálatok (hatékonyság, gyorsaság stb.) csak ezután kezdődhetnek el.

## **2.6. Összefoglalás, következtetések**

Az előzőekben megfogalmazott kritériumokat teljesítő berendezésekből egy olyan rendszer összeállítását javaslom, amelyben a következő építőelemek szerepelnek:

- PC DSP kártya;
- analóg front-end kártya;
- DDS alapú tuner egység.

Ezzel az összeállítással olyan rugalmasan alkalmazható, kis teljesítményfelvételű vevő rendszer állítható össze, amely a funkcióit költséghatékonyan valósítja meg. A továbbfejleszthetőség és bővíthetőség szintén megoldott kérdésnek tekinthető. Az egységes hardver-platform lehetővé teszi továbbá az üzemeltetés és a tartalékolás költségeinek alacsony szinten tartását.

Gyártók által megvalósított alkalmazások vizsgálatával és az általam megtervezett struktúra összehasonlítása révén, megállapítottam a kártyával feldolgozható jelek maximális sáv szélességét, különböző üzemmódokban.

Mérésekkel igazoltam, hogy rövidhullámú alkalmazásokban a bemeneti kapcsolható sávszűrők alkalmazása elengedhetetlen a tartományban jelenlévő dinamikai viszonyok kezeléséhez, ezért ennek alkalmazása elengedhetetlen.

A vevők szintézerének viselkedésének analizálásával bizonyítottam, amennyiben gyors hopping-felderítésre és analizálásra alkalmas vevő építése a cél, akkor csak a tisztán

---

<sup>25</sup> ADPCM: Adaptiv Differential Pulse Coding Modulation – egyfajta adaptív veszteségmentes hangtömörítési eljárás.

<sup>26</sup> DCME: Digital Channel Multiplexing Equipment – statisztikai multiplexelő berendezés, szintén beszédátvitel tömörítésére.

<sup>27</sup> VoIP: Voice over IP – valós idejű hangtovábbítás IP hálózatokon keresztül.

<sup>28</sup> Open Computing Language – grafikus kártya általános célú igénybevitelét segítő programnyelv.

DDS alapú tuneregységek alkalmazása lehetséges a fáziszaj és beállási idő egymással ellentétes követelményének biztosítása miatt.

Valós antennajelek analizálása során egyértelművé vált a bemenő fokozatokban alkalmazandó preselector-fokozatok nélkülözhetetlensége, amelyek mind a szelektivitás növelésének és az erősítők torzításának csökkentésének egyetlen eszköze. A preselectorokban alkalmazott részsávok határadatainak meghatározását, az adott antennán előálló jelek függvényében javasolom megállapítani.

Az elképzeléseim életképességét piaci gyártó cégek által megvalósított termékek igazolják leginkább. A PCDSP sorozatú DPS kártya termékeket külföldi érdeklődés övezi, amelyet néhány sikeres üzlet is bizonyított.

### 3. Digitális összeköttetések rendszertехnikai felépítése

A mai korszerű kommunikációs és rádiótechnikai berendezések, a korábban alkalmazott modulációs módszereket felváltva, egyre inkább a digitalizált információtovábbítás felé fordultak. Ez a digitalizáció, az egyre összetettebb és gyorsabb, emellett kisebb fogyasztású digitális jelfeldolgozó hardverek megjelenésével válhattak megvalósíthatóvá. Példaként lehet említeni a nemlineáris impulzuskompressziós radarok (nemlineáris FM üzemmódjának) vételére alkalmas illesztett vevő szűrő realizálását. A digitális szűrők sebessége és integráltsági foka napjainkban már lehetővé teszik e probléma megoldását, az általánosan hozzáférhető DSP hardware és software alapokon. [28] Az előző fejezetben kialakított vevő, előtétkártya, DSP kártya hármassal a vevő, demoduláló, dekódoló funkciók megvalósításához szükséges feldolgozási kapacitás rendelkezésre áll. Az adekvát működéshez szükséges eljárások elemzését tartalmazza a következő fejezet.

Digitális jelek továbbításakor nem az alakhű jelátvitel a fontos, hanem az, hogy a vevő a vett jelben a véges számú, ismert átviteli jelkészlet elemeit minél kisebb hibavalószínűséggel azonosítani tudja. Ezért a digitális átvitel minősége mindössze két fő paraméterrel jellemezhető, amelyek a következők:

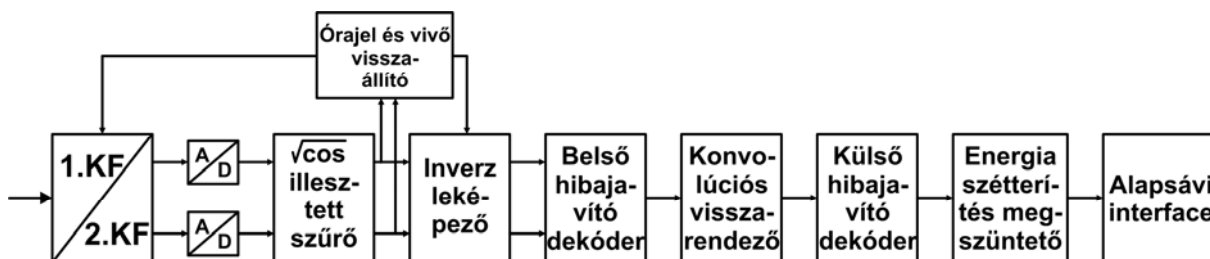
- a hibavalószínűség vagy hibaarány;
- jitter. [29]

Az automatikus analízis módszerének alkalmazásához szükséges a rádiófrekvenciás és alapsávi modulokat funkcióinak elemzése, valamint a korszerű távközlő berendezések felépítésének tanulmányozása.

A rádiófrekvenciás modulokban alkalmazott modulációs, külső és belső hibajavító eljárásokat, konvolúciós visszarendező és bitkeverő egységek viselkedésének vizsgálatából levont következtetések alapján kell a kialakított architektúrát tovább vizsgálni, működőképességét bizonyítani.

### 3.1. Digitális vevőkészülékek felépítés

Az előző fejezetben specifikált hardver elemek segítségével építhető olyan vevőkészüléket, amely képes demodulálni és dekódolni a venni kívánt digitális adatforrások jelét. A következő ábrán a vevő működéséhez szükséges funkcionális modulok felépítése és elhelyezkedése látható.



3.1. ábra

Digitális modulációt alkalmazó vevők blokkvázlata [30]

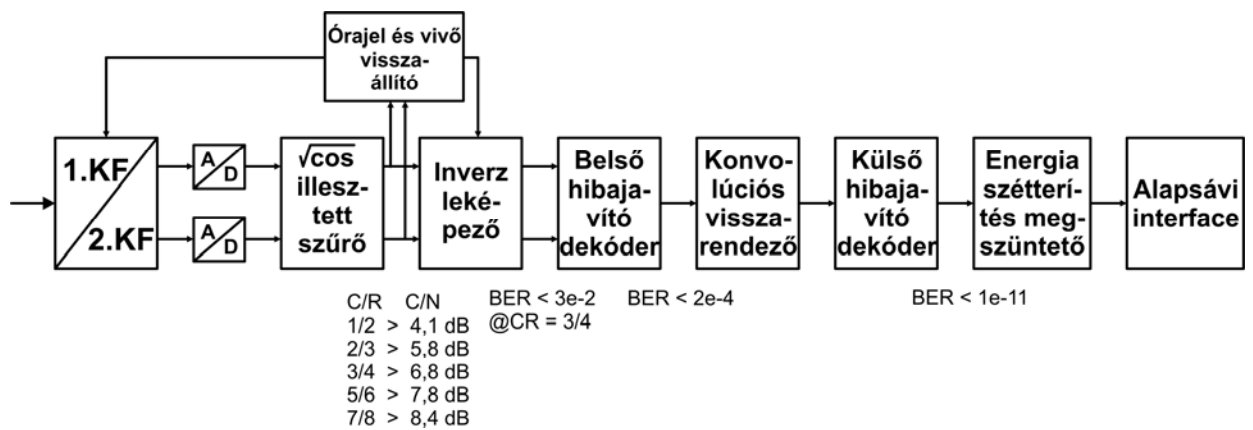
A KF és digitalizáló fokozat, az illesztett szűrő valamint az inverz leképező fokozatokból épülnek fel a demodulátoregységek. Ezek feladata a megfelelően időzített kimenőszimbólumok előállítás.

A szimbólumok egy belső hibajavító modulra kerülnek, amely az átvitel során hozzáadott zajok miatti szimbólumtévesztést minimalizálja. Ennek kimenetén egy konvolúciós visszarendező egység található. Ennek feladata az átvitel során csomókban keletkező hibák időbeni szétosztása, így a hatékonyabb külső hibajavítás segítése.

A külső hibajavító dekóder a kvázi hibamentes átvitelhez szükséges hibaarány előállításáért felel. A külső hibajavító egységet egy energiaszétterítést megszüntető egység követi, amely az adás során megváltoztatott sorrendű bitek visszaállítását végzi. A sorrend megváltoztatására a modulációs tartalom, a 0 és 1 értékű bitek számának, egyenletessége miatt van szükség. A külvilággal az alapsávi interface teremt kapcsolatot.

Elvégezve a vevőoldali bithiba-analízist egy egyszerű példán, akkor a következő hiba-arányokat kapjuk.





3.2. ábra

Egy rendszer hibaarányainak alakulása az egyes fokozatokban [31]

Amint azt a 3.2. ábra mutatja, a kvázi hibamentes adásnak megfelelő  $10^{-11}$ -es bithibaarány azt jelenti, hogy óránként maximum 1 bithiba fordul elő. Ehhez a hibaarányhoz a külső hibajavító kódoló (amely általában Reed-Solomon típusú) bemenetén nem lehet nagyobb a megengedett hiba, mint  $2 \cdot 10^{-4}$  a belső hibajavító kimenetén (ez általában  $3/4$ -es kódarányú Viterbi-dekóder  $3/4$ -es kódaránnyal). Ahhoz, hogy ezt a bithibaarányt elérje a vett jel legfeljebb  $3 \cdot 10^{-2}$ -es hibaarányal kell rendelkezzen, a fenti dekóder alkalmazása esetén. Ez a hibaarány QPSK modulációt feltételezve 6,8 dB-es jel-zaj viszonyának felel meg. Ugyanezt a kimenő bithibaarányt kódolatlan átvitelrel 17,5 dB-es jel-zaj viszony mellett lehet garantálni. Ez azt jelenti, hogy kb. közel 11 dB-el nagyobb teljesítménysűrűséggel kell venni. Adóoldalról ez ennyivel nagyobb kisugárzott teljesítményt jelent, ami 13-szor nagyobb ekvivalens kisugárzott teljesítményt feltételez. Ez frekvenciától függő antennaméret növeléssel is megoldható, ahol exponenciálisan nőnek a költségek.[32][33]

### 3.2. A digitális moduláció főbb jellemzői

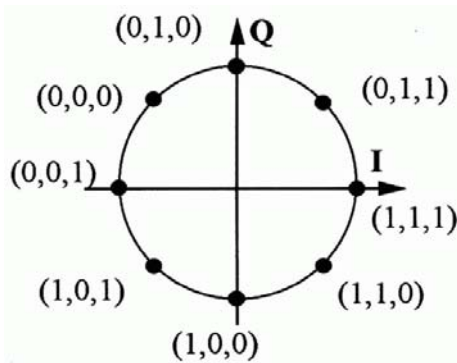
A digitális információ átvitelére is analóg csatorna áll rendelkezésre, ezért a digitális szimbólumok átvitele is modulált analógjelekkel történik. Az alapvető vivős modulációk a vivőnek vagy az amplitúdóját (ASK), vagy a fázisát (PSK), illetve frekvenciáját változtatják (FSK). Elterjedten alkalmazzák továbbá ezek kombinációit is (QAM). A mai korszerű berendezések a több egymásra ortogonális vivőjű frekvenciaosztásos elvet alkalmazzák. A digitális modulációk alaptípusai – a napjainkban is elterjedt alkalmazásuk mellett – azért fontosak, mert a legkorszerűbb módszerek is ezeken alapulnak, például a fázis moduláció speciális esetei, a folytonos fázisúmodulációk (MSK, GMSK). Emellett

egyre inkább teret hódítanak a – későbbiekben részletezett – modulált jelek spektrumát kiterjesztő eljárások.

Az átviteli csatorna, ugyancsak analóg paraméterekkel leírható minőségi jellemzőit károsan befolyásoló fő tényezők:

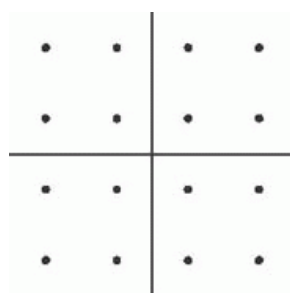
- additív zaj;
- lineáris és nemlineáris torzítás;
- interferencia.

Az alkalmazott modulációval szemben alapvető elvárás, hogy a segítségével az analóg csatornán átjuttatott, zajos és eltorzult jel demodulációja és dekódolása után kapott digitális jelsorozatból az eredeti információ minél kisebb döntési hibával legyen előállítható. A gazdaságos modulációs eljárás keskenyebb frekvenciasávot foglal el. Adott forrássebesség esetén az egyetlen lehetőség a sáv szélesség csökkentésére több bit összefogása egyetlen szimbólumba (n bit összefogása esetén a frekvenciasáv n-ed részére csökken, a lehetséges állapotok száma ugyanakkor  $2^n$ -re nő.). A forrásjelek szimbólumkészlete egy többdimenziós ortogonális térben elhelyezkedő vektorokkal ábrázolható. Az ábrázolás a – leggyakrabban használt – bináris rendszerek esetében kétdimenziós vektortérben (síkban) egyszerű és szemléletes (3.3. ábra és 3.4. ábra).



**3.3. ábra**

Fázistér ábrázolása 8PSK moduláció esetén [34]



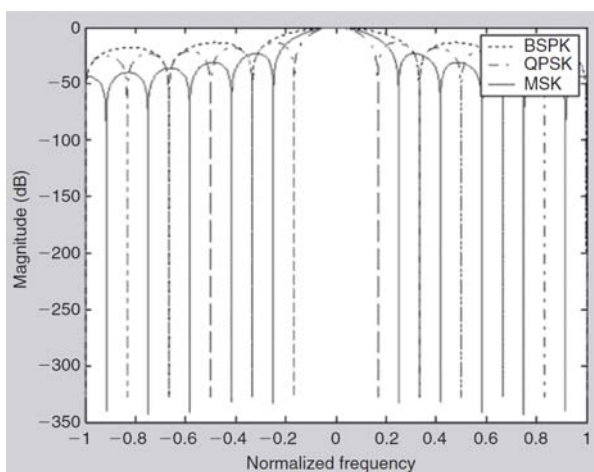
**3.4. ábra**

Fázistér ábrázolása 16QAM modulációnál [35]

A döntési hiba valószínűsége annál kisebb, minél távolabb van egymástól két szomszédos állapot a vektorábrán. Kisebb távolság esetén csak kisebb zajszint mellett hozható azonos biztonságu döntés a vevőben. A jel-zaj viszony javítása adott esetben adóteljesítmény-növeléssel lehetséges. Ismét látható tehát, hogy a sávszélességbeli nyereség árát máshol kell megfizetni.

Kimutatható, hogy  $M < 6$  esetén az  $m$ -állapotú PSK (MPSK) a legjobb, de nagyobb állapotszám esetén a kombinált amplitúdó- és fázismoduláció jobb eredményt ad. A nagy állapotszám esetén szinte kizárólagosan alkalmazott moduláció az MQAM. [36]

Katonai rendszerek esetében olykor (például digitalizált beszédátvitel) a hibaarány olyan mértékű leromlása is elviselhető lehet, amely mellett az átvitt üzenet még felismerhető (a katona által). Ezzel szemben kiemelt fontosságú és még nagyobb bonyolultság és költség árán is elérendő célok a zavarásállóság és a felderítés elleni védelem.



**3.5. ábra**

Különböző típusú fázis modulációk spektrális sűrűségfüggvényei [37]

### ***3.2.1. Amplitúdó Fázisbillentyűzés (APSK)***

A műholdas digitális műsorszórás (DVB-S<sup>29</sup>) szabványának 1994-ben történt bevezetésekor a rendszerben még csak két modulációs eljárást alkalmaztak. Ez a két moduláció a QPSK, valamint az adatsebesség növelésének igénye felmerülése után a 8PSK moduláció.

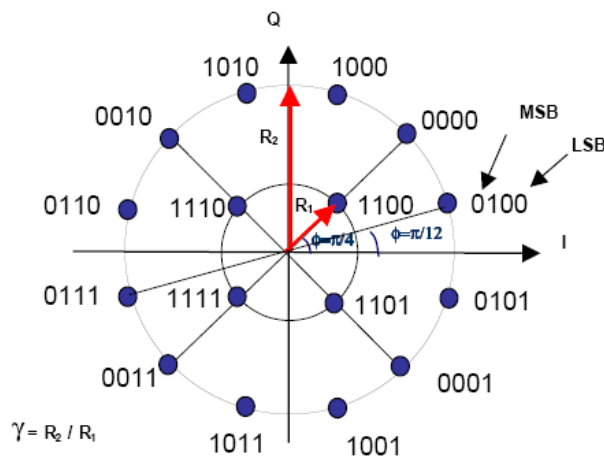
---

<sup>29</sup> DVB-S – Digital Video Broadcasting via Satellite – digitális műsorszórás műholdakon keresztül

2003-ban kifejlesztésre került DVB-S2<sup>30</sup>, a második generációs DVB-S szabvány. A rendszer kidolgozása során, a 16QAM moduláció helyett, kifejlesztésre és alkalmazásra került két új modulációs eljárás a 16APSK és a 32APSK. Ezeket a modulációs módokat főleg professzionális alkalmazásoknál használják. Amennyiben műsorszóró-alkalmazásoknál használják, úgy a rendszer nagyobb jel/zaj viszonyt kíván, és ellenállónak kell lenniük a jelentős mértékű nemlineáris hatásokkal szemben.

Jellemző a 16APSK és 32APSK modulációra, hogy a spektrumhatékonyságuk sokkal jobb, mint a teljesítményhatékonyságuk. Az APSK moduláció az ASK és PSK moduláció keresztezéséből jött létre, melyek elméletéről a fenti részben olvashattunk.

A 16 APSK moduláció konstellációs diagramja (3.6. ábra) két koncentrikus körből áll. A két körön elhelyezkedő bitsorozatok megfelelnek a 4PSK és a 12PSK pontjainak. A belső és külső körök távolságát  $R_1$ -el és  $R_2$ -vel jelöljük, melyek hányadosa megadja gamma értékét.

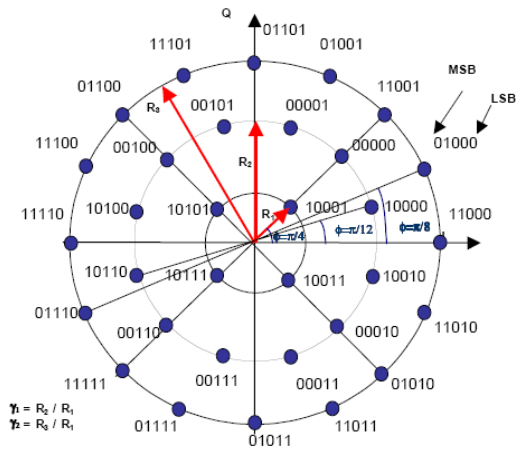


**3.6. ábra**

16 APSK konstellációs ábra [38]

A 32 APSK moduláció konstellációs diagramja (3.7. ábra) három koncentrikus körből áll. A három körön elhelyezkedő bit csoportok megfelelnek a 4 PSK, 12 PSK és 16 PSK pontjainak. A körök távolságát  $R_1$ -el,  $R_2$ -vel és  $R_3$ -al jelöljük, melyek hányadosa megadja gamma értékét.

<sup>30</sup> DVB-S2 – Digital Video Broadcasting via Satellite 2. generation – digitális műsorszórás műholdakon keresztül, 2. generáció



**3.7. ábra**

32 APSK moduláció konstellációs diagramja [39]

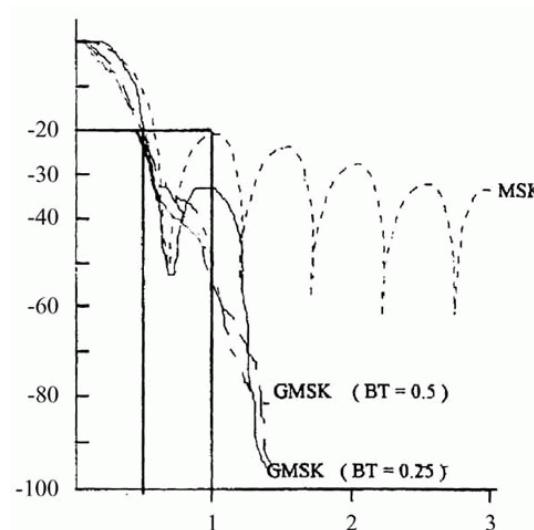
### 3.2.2. Folytonos fázisú modulációk (CPM)

A folytonos fázisú modulációk több előnyös tulajdonsággal rendelkeznek:

- takarékosan bánnak az elfoglalt frekvenciasávval;
- spektrális teljesítménysűrűségük a frekvencia negyedik hatványa szerint csökken, ezért a vevőbe nem kell bonyolult szűrő;
- kódolási nyereségük van;
- kevésbé érzékenyek a nemlineáris torzításokra.

A CPM-modulációknál az amplitúdó állandó, a fázis pedig folytonos. Gyakorlatban alkalmazott CPM-rendszerek az MSK és a GMSK.

Az MSK (Minimum Shift Keying) olyan minimális (0,5) modulációs indexű FSK, amely még ortogonális. A GMSK modulációs indexe szintén 0,5, de a frekvenciaimpulzus nem négyszög alakú, hanem annak *gaussi szűrőn* átvezetett alakja. A módszer előnye, hogy a spektrális teljesítménysűrűsége a frekvencia 4-ik hatványánál meredekebben csökken.



3.8. ábra

GMSK spektrum kihasználása [40]

A GMSK-moduláció gyors elterjedését a GSM-rendszerekben történő alkalmazása okozta. Újabban a GSM-rendszerek bizonyos hálózati interfészeinél a 8PSK-modulációt EDGE<sup>31</sup> használják, amellyel nagyobb spektrális sűrűség és magasabb adatátviteli sebesség érhető el, mérsékelten nagyobb bonyolultság mellett. Ezzel a megoldással a

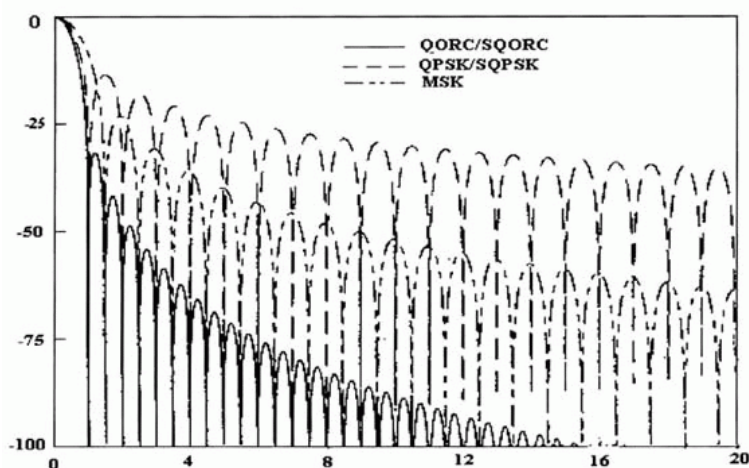
<sup>31</sup> EDGE: Enhanced data rate for GSM and TDMA/136 evolution – GSM hálózaton történő nagysebességű adat-továbbítás.

felhasználó által igénybe vehető sávszélességet háromszorosára lehet növelni az eredeti átviteli sebességhez képest, a GSM-előírásokkal összeférő módon.

Egy másik modulációs technika a QPSK és az MSK-modulációk előnyös tulajdonságait egyesíti. A QORC<sup>32</sup> modulációs eljárás során mind az I, mind a Q adatcsatornák bitjeit átlapolt emelt koszinuszos impulzusokká alakítják és azután egy QPSK-modulátorba vezetik. Az impulzusformálást az eddigiektől eltérően nem a frekvenciatartományban, hanem az időtartományban oldják meg.

A QORC-moduláció hullámformája az I és Q csatornák impulzusformáló áramkörei által szolgáltatott átlapolt, koszinuszos időfüggvényű impulzusokból áll. Itt az NRZ-szekvenciák az I és Q csatornákra különülnek el. Az  $R = 1/T$  adatsebességű I és Q csatornákat mintavételezés és tartás, illetve demultiplexálás segítségével páros és páratlan adatfolyamokra szedik szét. Ezután a páros és páratlan adatfolyamokat folytonos,  $2T$  periódusú koszinuszos hullámforma-generátor segítségével súlyozzák, majd újra egy adatfolyammá egyesítik. Végül az adatfolyamokat egy QPSK-, vagy egy SQPSK<sup>33</sup> modulátorra vezetik.

A QORC-moduláció előnyös tulajdonságát legjobban spektruma szemlélteti. Ha a QORC, MSK és QPSK modulációjú hullámformák spektrális teljesítménysűrűségét (PSD) rendre  $S_{qorc}(f)$ ,  $S_{msk}(f)$  és  $S_{qpsk}(f)$  -val jelöljük, akkor az  $S_{qorc}(f)$  pontosan az  $S_{msk}(f)$  és az  $S_{qpsk}(f)$  szorzata lesz. Mindhárom modulációs fajta spektrális sűrűsége a frekvencia függvényében a 3.9. ábrán látható.



**3.9. ábra**

Spektrum összehasonlítások [41]

<sup>32</sup> QORC: Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation – átlapolt emelt koszinuszos kvadrátúra moduláció.

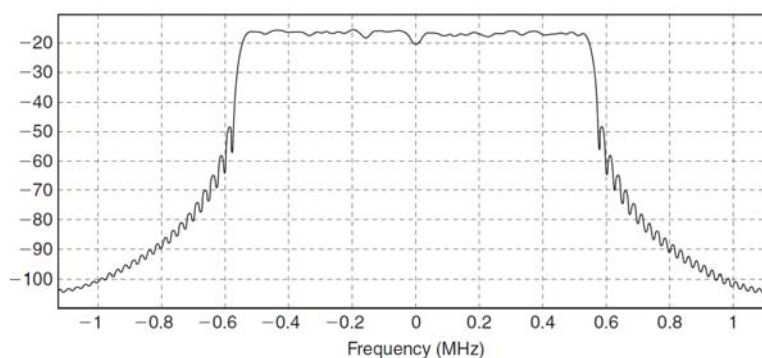
<sup>33</sup> SQPSK: Staggered Quadrature Phase Shift Keying – eltolt kvadrátúra fázis moduláció.

A QORC oldalsávjai a frekvencia hatodik hatványa szerint nagyon meredeken esnek, ráadásul, mint látható, az első nullahelyek megegyeznek a QPSK/SQPSK-val. Az MSK első nullahelyei a frekvenciatengelyen a QPSK nullahelyeinek 1,5-szeresein vannak. A QORC többi nulla-helyeinek száma kétszer több, mint a többi itt tárgyalt moduláció esetén. Egy másik szempont, ami a QORC mellett szól az, hogy mivel az időtartományban előállított koszinuszos impulzus nagysága a  $2T$  intervallumon kívül nulla, a gyakorlatban könnyebben lehet digitális módszerekkel realizálni az áramköröket.

### 3.2.3. Többvivős rendszerek

Az egymással szoros kapcsolatban álló vivőkkel megvalósított átviteli mód leggyakrabban használt megoldása az OFDM.<sup>34</sup> Ebben az esetben a soros információkat blokkokba rendezik és a blokkok tartalmát az elemi vivők valamilyen modulációjával továbbítják. Az alkalmazott modulációs üzemmód valamilyen fázismoduláció. (általában QPSK, vagy QAM). Itt lehetőség van többszintű (hierarchikus) moduláció megvalósítására is, ahol ugyanazon információ (pl. kép) többféle felbontású változata egyszerre kerül továbbításra. A vétel helyén kialakuló hibaarány függvényében a nagyobb felbontású vagy a kisebb felbontású változat kerülhet feldolgozásra, a jel-zaj viszony arányának függvényében. Ezzel a módszerrel elkerülhetők a digitális rendszerekre jellemző „kártyavárszerű” összeköttetés-összeomlások.

Nagyon ígéretes és sávtakarékos megoldás, amelyet a legújabb generációs mobil hálózatok (LTE<sup>35</sup>), a vezeték nélküli hálózatok (Wi-Fi, Wimax) és a földi digitális televízió rendszerek (DVB-T<sup>36</sup>) alkalmaznak.



3.10. ábra

OFDM jel spektrális képe [42]

<sup>34</sup> OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing – olyan modulációs eljárás, ahol az információt továbbító elemi vivők egymással ortogonális kapcsolatban vannak.

<sup>35</sup> LTE: Long Term Evolution – a 4. generációs mobil távközlő hálózatok összefoglaló neve.

<sup>36</sup> DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial – digitális földfelszíni televíziórendszer.



### 3.2.4. Spektrum kiterjesztéses módszerek

A haditechnikai kutatólaboratóriumokban világszerte évek óta kiemelkedő figyelmet szentelnek a spektrumkiterjesztési technikák és a kódosztásos, többszörös hozzáférésű (CDMA<sup>37</sup>) eljárások fejlesztésének, tökéletesítésének, amelyet többek között az elektronikai hadviselés<sup>38</sup> sikeres megvívásának kényszerítő igénye tesz szükségessé. Olyan adási módszerek kutatása-fejlesztése folyik, amelyek mind diszperzív (futási idő, dopplerelecsúszás), mind időben változó tulajdonságú, – adott esetben interferenciákkal is erősen terhelt – kommunikációs csatornák esetén is sikeresen, megbízhatóan működnek. Ilyen módszerek a direkt szekvenciális szórt spektrum (DS-SS), a frekvenciahopping (FH) és napjainkban újra a figyelem középpontjába kerülő többvívős modulációs eljárások (OFDM). A spektrumkiterjesztő eljárás esetén a modulált jel teljesítményét az információ továbbításához minimálisan megkövetelt szükséges sávszélességnél jóval nagyobb rádiófrekvenciás sávszélességgel sugározzák ki.

Három alapvető technika használatos:

- a direkt szekvenciális (DS) modulációs rendszerek, amelyekben egy vivőt egy olyan digitális kódsorozattal modulálunk, amelynek ismétlődési frekvenciája (chip rate) sokkal nagyobb az információt hordozó kódsorozaténál és spektruma zajjellegű;
- a frekvenciahopping (FH) rendszerek, amelyekben a vivő frekvenciája egy kódszekvencia által meghatározott minta szerint változik diszkrét értékekkel egy adott frekvenciasávban; léteznek idő–frekvenciahopping rendszerek is, amikor a kódszekvencia mind az adás frekvenciáját, mind az időtartamát meghatározza;
- az impulzus – FM (PFM) vagy „chirp-moduláció”, ahol a vivő frekvenciája egy adott impulzusidő alatt széles frekvenciasávban folyamatosan változik.

Egy fontos – a különböző modulációs rendszerek, technikák, eljárások összehasonlítására alkalmas – paraméter a processzálási nyereség. Ez lényegében nem más, mint az alkalmazott eljárás által eredményezett kimeneti jel-zaj viszony javulás.

Direkt szekvenciális esetben:

$$G_p = 10 \log(BWRF/R_{\text{info}}) \text{ (DS)} \quad [3.1]$$

---

<sup>37</sup> CDMA: Code Division Multiply Access – kódosztásos többszörös hozzáférési rendszer.

<sup>38</sup> EW: Electronic Warfare – Elektronikai hadviselés.

Frekvencia ugratásos eljárás esetén:

$$G_p = 10 \log(M), \quad [3.2]$$

ahol

- $G_p$  a processzási nyereség dB-ben;
- $B_{WRF}$  a rádiófrekvenciás sávszélesség;
- $R_{info}$  az alapsávi csatorna információsebessége;
- $M$  az ugrási frekvenciák száma. [43]

Nyilvánvaló, hogy ha az ellenséges zavarás szintje meghaladja a processzási nyereséget, a kommunikáció szétesik. A spektrumkiterjesztő rendszerekben alkalmazott különböző szintű kódolási eljárások három alapvető célt szolgálnak:

- interferenciák elleni védettség, ez spektrumszóró kódolási eljárással érhető el;
- zajhatások csökkentése, ez megfelelő hibadetektáló és hibajavító kódolással oldható meg;
- lehallgatás és megtévesztés elleni védelem, ez titkosító algoritmussal valósítható meg.

### ***3.3. Rádiófrekvenciás paraméterek felismerése***

A három legfontosabb rádiófrekvenciás paraméter, amely meghatározása elsődleges feladat a következő:

- vivőfrekvencia;
- vételi sávszélesség;
- moduláció.

Mind a három paraméter meghatározása, illetve valamilyen valószínűséggel történő közelítésére a frekvenciaspektrum információból következtethetünk. Az előző fejezetben meghatározott hardver komponensek segítségével kb. 80 MHz-es sávszélességű jelek felismerése és analízálása válik lehetővé, valós időben. Természetesen a részletesebb vizsgálatokhoz szükséges minták elmenthetők és off-line módon részletesebb analízálásra felhasználhatók. (akár több tíz másodperc időtartamban is).

Amennyiben a spektrumképből meghatározásra kerültek az elsődleges modulációs paraméterek, akkor a megállapított modulációnak és sávszélességnek megfelelő demodulátor betölthető az FPGA-ba, így a további analízálás lehetővé válik.

A feldolgozás végrehajtásához elemzésem alapján a következő elemekre van szükség:

- valós idejű mintavétel;
- valós idejű spektrumszámítási képesség;
- valós idejű tárolóképesség.

Az általam kialakított kártya mintavevő funkciója és az előtét szűrők (tuner) révén a valós idejű feldolgozási eljárás megvalósítható. A spektrum számítás időigénye 4096 pontos FFT eljárás esetén (a kártyán található TMS6455-ös DSP-vel) 124  $\mu$ s alatt végrehajtható, amit egy próba-alkalmazással igazoltam. Ennek alapján a négy DSP-vel feldolgozható sáv szélesség 32\*4 MHz-re 128 MHz-re adódott. A DSP kártya és PC közötti buszrendszer áteresztő-képességének korlátja ezt 80 MHz-re korlátozta, ami a bizonyítja a kártya képességét a valós idejű jelanalízis terén. [44]

### ***3.3.1. Elektromágneses kisugárzások keresési technikái a frekvenciaspektrumban – főbb vevőkonstrukciók***

Napjaink kommunikációjában a legnagyobb problémát a spektrum zsúfoltsága jelenti, amely a saját illetve a szövetséges erők zavarvédeltségének csökkenésében nyilvánul meg. Ezen kihívásokra adott logikus válasz volt a kiterjesztett spektrumú átviteli eljárások kutatása és a frekvenciaugratásos (FH – Frequency Hopping) rádiók kifejlesztése és rendszerbe állítása. A kis valószínűségű felderíthetőség másik módja a rövid ideig sugárzó adások csoportja (Short Duration Signals). Ezek a rendszerek túl a spektrum zsúfoltságából adódó problémákon, az alacsony valószínűségű felderíthetőséget is megoldják egyúttal. Az elektronikai hadviselés védelmi oldalát tekintve viszont a feladat mérhetetlenül bonyolulttá vált. A lehallgathatóság (a forráshoz való hozzáférés) valószínűsége és technikai kivitelezhetősége a gyakorlatban igen nehezen valósítható meg. A harcászati felderítésben természetesen a lehallgathatóság nem feltétlenül jelenti a célt, itt a detektálás és a zavarás is kielégítő eredményekhez vezet.

Az elektromágneses kisugárzások másik forrását a rádiótechnikai berendezések jelentik. Ezek kisugárzási sáv szélessége lényegesen nagyobb, mint a kommunikációs célú összeköttetéseké. Itt a vevő készülékkel szemben a nagy középfrekvenciás sáv szélesség jelenti a kihívást.

### ***3.3.2. Spektrumletapogatósi módok***

A spektrumban történő keresés módjának kiválasztása a hullámtartománytól függ, ahol különböző, egymástól lényegesen eltérő stratégiákat kell alkalmazni. Gyakorlatban mind a

kommunikációs, mind a rádiótechnikai berendezések négy lényeges tartományba sorolhatók:

- rövidhullám (**H**igh **F**requency – HF): 0,3 ... 30 MHz;
- ultra rövidhullám I. (**V**ery **H**igh **F**requency – VHF): 30 ... 300 MHz;
- deciméteres hullámú tartomány (**U**ltra **H**igh **F**requency – UHF): 300 ... 3000 MHz;
- centiméteres hullámú tartomány (**S**uper **H**igh **F**requency – SHF): 3 ... 30 GHz;
- milliméteres hullámú tartomány (**E**xtra **H**igh **F**requency – EHF): 30 ... 300 GHz.

Felderítés szempontjából a felsorolt tartományok bírnak gyakorlati jelentőséggel. Alacsonyabb frekvenciákon általában navigációs idő etalon berendezések sugároznak. A magasabb frekvenciájú régiók kommunikációs és technikai célokra történő kihasználása nem bír gyakorlati jelentőséggel. Természetesen az optikai tartomány jelentősége nem lehet kétséges, de vizsgálódásunk területén ez kívül esik.

### ***3.3.2.1. Rövidhullámú tartomány***

Rövidhullámú tartományban a speciális hullámterjedés miatt igen széles dinamikai viszonyok uralkodnak. A felületi hullámú terjedéssel érkező jelek igen nagy teljesítmény szintet érnek el, míg a térhullámmal (ionoszférikus szórással) érkezők igen kis szintűek, emellett folyamatos elhalkulási (fadding) jelenséggel terheltek. Adott frekvencián nem ritka a több 10 dB-es fadding jelenség. A reflektált hullámokra az ionoszféra mozgása miatt Doppler-hatás is érvényesül, amely folyamatosan változó frekvenciaeltérésben nyilvánul meg (Doppler-csúszás). A dinamikai viszonyokat tekintve, mintegy 100–120 dB-es szintkülönbségek gyakorlatban előfordulnak.

A klasszikus értelemben vett szoftverrádiók (amelyek tulajdonságait tisztán a működtető szoftver határozza meg) ebbe a csoportba sorolhatók. Itt tulajdonképpen a bemenőjel minimális kondicionálás (erősítés, sávszűrés) után azonnal A/D átalakítóra kerül. Ebben az esetben kell a legszigorúbb előírásokat teljesíteni ezen átalakítóknak és azt meghajtó áramköröknek.

A teljes sávú digitalizálás következtében a frekvenciában és időben történő felbontás (a spektrum változására történő reakció) szinte teljesen szabadon meghatározható. Elvi határt a számítási kapacitás jelentheti. Mivel a teljes sáv adattartalma digitális minták sorozataként áll elő, ezért a legkézenfekvőbb megoldás a spektrumadatok előállítására az

FFT<sup>39</sup> eljárás. Ezen eljárás során a mintavett adatokból egyszerű és kis műveleti igénnyel kiszámíthatók a kívánt spektrumadatok. Hangsúlyozni kell, hogy a napjainkban elérhető tartományi konverterek nem képesek analóg szűrés nélkül teljes sávú digitalizálás végrehajtására. Itt a teljes tartomány részsávokban történő digitalizálása, majd ezek digitális úton történő összeillesztése szolgáltat csak kielégítő eredményt.

A rövidhullámú tartományban a források sávszélessége a  $n \cdot 10$  Hz-től maximum  $n \cdot \text{kHz}$ -ig terjednek. A spektrumban történő keresésnél e paramétereket kell elsődlegesen figyelembe venni. Természetesen ebben a tartományban is léteznek igen rövid ideig sugárzó források, illetve a frekvenciaugratásos elven működő berendezések egyaránt. Az időbeni felbontást, ezen jelek észleléséhez szükséges idő határozza meg, amely néhány ms-os tartományban található. E látszólag ellentmondásos paraméter előírást kétféle módon lehet megoldani:

- igen nagy átlapolással végezzük a spektrum kiszámítását (amely a fenti határparaméterek függvényében, kb. 200-szoros erőforrás igénnyel rendelkezik);
- elvégezzük egy kis időbeni, de nagy frekvencia felbontású konverziót, illetve ennek ellentétét, amely kis frekvencia felbontás mellett, időben részletesebb adatokkal szolgál (ez csak kétszeres számítási igénnyel bír).

A tartomány teljes sávszélességű vizsgálata nem tűnik hatékony módszernek. A kb. 30 MHz-es sáv 2-4 MHz-es szeletekre történő digitális szűkítése elegendő információt szolgáltat a korrekt jelanalízishez, de ezzel párhuzamosan jelentősen lecsökkenti a számítási igényt.

### **3.3.2.2. URH tartomány**

A frekvencia növekedésével a hullámok terjedése megközelíti a fény terjedési törvényszerűségeit (ezért szokás ebben tartományban kvázioptikai terjedésről beszélni). [45]

Az URH tartományban a klasszikus harcászati rendszerek találhatóak. Itt már kevésbé jellemzőek a hatalmas dinamikai különbségek, de még itt is igen jelentősek, 80–100 dB körül. A széles hullámtartomány, illetve a még mindig jelentős dinamikai követelmények miatt a teljes sávú digitalizálás, mint technikai lehetőség nem alkalmazható. Minden URH tartományú vevő valamilyen tuneregységgel kezdődik, amely

---

<sup>39</sup> FFT: Fast Fourier Transformation – gyors Fourier-transzformáció, amely alkalmas mintavételezett jelek kis műveletigénnyel történő spektrum kiszámítására.

kimenetén szolgáltatott KF (középfrekvenciás) jel kerülhet digitalizálásra. A tunerben megvalósított erősítésszabályozás miatt, a KF dinamikaviszonya egy lényegesen kisebb tartományra adódik. Itt különösebb erőfeszítés nélkül elvégezhetőek a tartományi konverziós feladatok. Az alkalmazott átviteli módok sávszélessége  $n \cdot 10$  kHz-től néhány MHz-ig terjednek.

Mivel klasszikus harcászati szintű rádiórendszerek üzemelnek ebben a tartományban, ezért frekvenciaugratásos berendezések előfordulására lehet számítani. Mivel a teljes sáv nem kerül digitalizálásra, ezért a hoppingrendszerek detektálása csak olyan berendezéssel valósítható meg, amely képes hangolási sebességben követni az adó ugrási sebességét a teljes sávban. Itt gyors beállású tuneregység alkalmazása szükséges. Több hadszíntéren is jelentős harcászati szempontból a GSM telefonok használata, amely ebben a hullámtartományban működik. Ennek a szempontnak, egy legalább 25 MHz-es KF sávszélességű tuneregység felel meg. A 1800/1900 MHz-es tartományú GSM sáv vétele estén ez 75 MHz-re adódik.

### ***3.3.2.3. Deciméteres hullámú tartomány***

A deciméteres tartományban már majdnem elérteztünk a valódi optikai terjedési tulajdonságokhoz. A változó törésmutatójú atmoszféra némileg módosít a terjedési tulajdonságokon, amely 30%-kal megnöveli az áthidalható távolságot (8500 km-es effektív Föld-sugár alkalmazása miatt). Ebben a tartományban a nagy sávszélességű, sokcsatornás kommunikációs összeköttetéseké a főszerep. A cellás rendszerű mobil távközlési hálózatok szintén ebben a tartományban üzemelnek. Az alkalmazott átviteli módok és sávszélességek az URH tartományban elmondottak alapján alakulnak, azaz  $n \cdot 10$  kHz-től néhány MHz-ig terjednek.

Igen kedvelt modulációs eljárás az OFDM, amely legfőképp az ISM sávban használt WiFi, WLAN. A 3G mobiltelefon-rendszerek viszont a kódosztásos technikát alkalmazzák.

### ***3.3.2.4. Centiméteres hullámú tartomány***

A deciméteres tartományban végre elérteztünk a valódi optikai tulajdonságú terjedéshez. A nagy csatornaszámú (trónkölt) kommunikációs vonalak ebben a frekvenciatartományban üzemelnek. Ebben a frekvencia tartományban közepes néhányszor 100kHz-es sávszélességtől a több 10 MHz sávszélességű adások találhatóak. A földi összeköttetések esetén (optikai rálátásnál) a kisugárzott teljesítmény nagysága illetve a maximum 200 km-es távolság miatt, kevésbé hatékony hibajavító eljárás kerül

alkalmazásra. Ugyanebben a tartományban üzemelő műholdas összeköttetés esetében mindig többszörös hibajavító eljárást alkalmaznak. A felderítés szempontjából ez megbonyolítja a jelek osztályozását is.

A vezeték nélküli hálózati kapcsolatok új generációjának (WiMax-nak) a vivője ebbe a tartományba esik. Itt szintén az OFDM eljárást alkalmazzák.

### ***3.3.2.5. Milliméteres hullámú tartomány***

Egyre inkább alkalmazott sáv az igen rövid távolságú összeköttetések létesítésére. Az úgynevezett femto-cellás rendszerek ebben a tartományban helyezkednek el. Itt igen kis kisugárzott teljesítménysűrűség jellemző, igen széles frekvenciatartományban. A legújabb technológiák nagy sáv szélességű, szobán belüli összeköttetés létesítésére használják (**Wireless Universal Serial Bus**). Az OFDM adásmódok itt is jellemzők. Itt a  $n \cdot 100$  MHz-es sáv szélességű kapcsolatok nem számítanak kivételesnek. A feldolgozásukra speciális áramkörök kerültek kifejlesztésre.

### ***3.3.2.6. A kialakított struktúra képessége***

A fenti hullámtartományi elemzésből azt a következtetést vonom le, hogy a kialakított vevőkártya-struktúra alkalmas az összes hullámtartományban előforduló jelek feldolgozására. A milliméteres tartományban az igen nagy sáv szélességű jelek feldolgozása csak off-line módon valósulhat meg, de speciális (a célfeladatra kifejlesztett) áramkör segítségével a valós idejű feldolgozás sem lehetetlen.

A nagy sáv szélességű alkalmazások során speciális front-end egységekkel (az adott feladatra speciálisan fejlesztett berendezések ezek) valós időben elérhető a vételképesség. Példaként lehet említeni az UWB képességet, amely TEXAS chipkészlettel teljes egészében kezelhető. A DSP feldolgozó struktúra alkalmas, közel 400 Mbyte/s mennyiségű beérkező adat kezelésére.

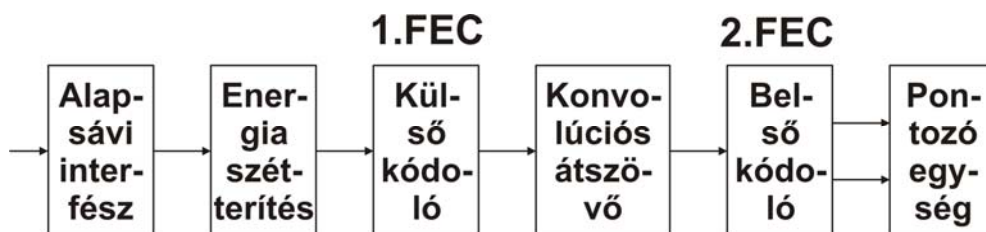
### 3.4. Hibajavító eljárások a korszerű vezeték nélküli hírközlő rendszerekben

A folyamatos idejű rendszerekben, ahol nem megengedhető a nagy késletetés (zavaró visszhangok és beszélgetésben jelentkező hosszú szünetek miatt), nincs lehetőség a ismétléses hibajavítás végrehajtására. Itt az átvitel során olyan hozzáadott információkkal kell kiegészíteni az átvinni kívánt adatokat, amelyekkel nagy megbízhatósággal, kvázi hibamentesen helyreállítható az eredeti jelfolyam.

A hibajavító kódolás/dekódolás és a hozzá kapcsolódó jelkezelési folyamatokat 4 fő csoportra oszthatjuk:

- külső hibajavító kódoló / dekódoló;
- konvolúciós átrendező (interleaver);
- belső hibajavító kódoló / dekódoló;
- pontozóegység.

A hibajavító kódolók és a hozzá kapcsolódó jelkezelő egysége elhelyezkedése az átviteli útban a következő ábrán látható.



3.11. ábra

Hibajavítók az átviteli láncban (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

#### 3.4.1. Külső hibajavító kódolók

A külső hibajavító kódolók az első olyan egységek, amelyek hozzáadott információval (redundancia hozzáadásával) lehetővé teszik a hibás szimbólumok javítását. A kódolásnak egy invertálható függvénynek kell lennie, amelyre igaz, hogy,  $k$  hosszúságú  $F$ -beli szimbólum sorozatot – üzenetet – képez le egy  $C$  kódszóba, ( $f: F^k \rightarrow C$ ).

A külső hibajavító kódolók több csoportját különböztetjük meg:

- blokk-kódolók;
- ciklikus kódolók;
- BCH-kódolók;
- Reed-Solomon kódolók.



A hibadetektálás megvalósítása egy lényegesen egyszerűbb feladat, mint a hibajavítás megvalósítása. Természetesen a folyamatos idejű rendszerek csak a hibajavítással működő eljárásokra épülhetnek.

### 3.4.1.1. Blokk kódolók [46]

Az információk blokk kódolóval történő hibavédelmének alapja, hogy az üzenetet, amely alapvetően bináris formában áll rendelkezésre,  $k$  számú bitből álló csoportra tagoljuk, ezeket  $\mathbf{m}$  halmazzal jelöljük, amelyek  $2^k$ -on számú különböző üzenetet hordozhatnak. A hibajavító kódoló ezeket a  $k$  bitből álló blokkokat egy nagyobb  $n > k$  bitből álló blokká konvertálja, ezeket hívjuk kódszónak. A  $n - k$  számú biteket redundáns vagy paritás bitnek nevezzük. A redundancia hozzáadásának fontos feltétele, hogy invertálható legyen a képzési szabály.

A lineáris blokk-kódolók kis bitszámú szimbólumok esetén táblázatos formában állíthatják elő a kimeneti kódszavakat. Nagyobb bitszám esetén lineáris összefüggéssel, úgynevezett generátormátrixszal történik a kódolás.

A lineáris  $C_b(n,k)$  blokk kód előállításához  $k$  számú egymástól lineárisan független vektor létrehozását jelenti. A  $\mathbf{g}_0, \mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_{k-1}$  generátor vektor és a  $\mathbf{m}$  üzenetek lineáris kombinációjaként adódik  $\mathbf{c}$ , kódszó, az alábbi formulában:

$$\mathbf{c} = m_0 * \mathbf{g}_0 \oplus m_1 * \mathbf{g}_1 \oplus \dots \oplus m_{k-1} * \mathbf{g}_{k-1} \quad [3.4]$$

Ezt a formulát mátrix alakba is rendezhetjük:

$$\mathbf{c} = \mathbf{m} \circ \mathbf{G} = (m_0, m_1, \dots, m_{k-1}) \circ \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_{k-1} \end{bmatrix} = m_0 * \mathbf{g}_0 \oplus m_1 * \mathbf{g}_1 \oplus \dots \oplus m_{k-1} * \mathbf{g}_{k-1} \quad [3.5]$$

Ahol,  $*$  skalár szorzás, a  $\circ$  pedig mátrix szorzást jelent.

Szisztematikus formában a kódszó a következő módon áll elő :

n-k paritás ellenőző bit	K üzenet bit
--------------------------	--------------

A blokk-kódok egyik fontos paramétere a minimumtávolság. A minimumtávolságon a kód nem zérus kódszavainak minimumsúlyát (benne található 1-ek számát) értjük,  $d_{min}$ -nel jelöljük.

A lineáris blokk-kódoknak egy széles körben használt osztálya a Hamming-kódok. Ezen kódok az alábbi jellemzőkkel bírnak  $C_b(n,k)$ :

Kódszó hossza:	$n = 2^m - 1$
Üzenetbitek száma:	$k = 2^m - m - 1$
Paritás ellenőrző bitek száma:	$m = n - k$
Hibajavító képesség:	$t = 1, (d_{\min}=3)$

### 3.4.1.2. Ciklikus kódolók [47]

A ciklikus kódok olyan tulajdonságú kódok, ahol az eredeti kód eltoltja is kódszó (az eredeti kódszó ciklikus eltoltja is kódszó). A kényelmesebb kezelhetőség miatt a ciklikus kódokat általában a generátor polinomjával definiálják. Amennyiben a kód előállítását szoftveres úton történik, akkor mátrixalakban végezhető el hatékonyan az előállítás művelete, egyébként shift-regiszteres megvalósítást érdemes alkalmazni.

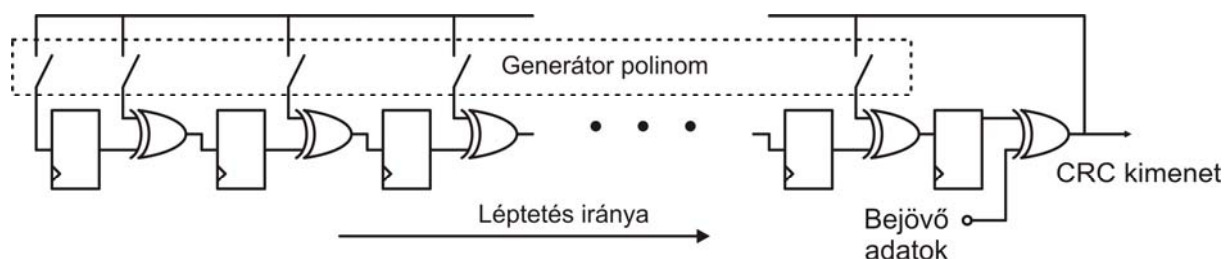
A ciklikus kódok gyakorlata a leghosszabb múltra visszatekintő technika a hibajelzés területén. Amikor a kód bináris, akkor szabványos generátorpolinomjuk segítségével adjuk meg a képzési szabályt és a generátorpolinom szerinti maradékos osztással szisztematikus módon történik előállításuk. Ezeket a kódokat CRC (Cyclic Redundancy Check) kódnak hívják.

A generátor polinom jelölése a következő módon történik:

$$g(X) = 1 + g_1X + \dots + g_{r-1}X^{r-1} + X^r \quad [3.6]$$

A legkülönbözőbb helyeken alkalmazzák, a szabványos Ethernet-protokolltól kezdve a CD lemezekén át.

Hardveres megvalósítás esetén a következő hálózat kialakítása lehetséges:



3.12. ábra

CRC képző hardver (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

### 3.4.1.3. BCH kódolók [48]

A BCH<sup>40</sup> kódok a lineáris ciklikus kódok osztályába tartozó kódok, amelyek a Hamming-kódok általánosításának tekinthetők, abból a szempontból, hogy tetszőleges számú hibát képesek javítani. Létezik bináris és nem bináris megfelelőjük is. Az 1980-as évek elejéig a több hibát javító kódok között a BCH kódok voltak egyeduralgok. Az irodalmakban kétféle megközelítés létezik a BCH kódok tárgyalására. Az egyikben először a BCH kódokat vezetik be és azok speciális eseteként tárgyalják a Reed-Solomon kódokat. Itt a polinomok algebrájában kell igen mély ismeretekre szert tenni a megértésükhöz, másrészt az így nyert kódok általában nem maximális távolságúak. Másik irányból közelítve a BCH kódok előállnak, mint a Reed-Solomon kódok speciális esetei, amelyet J. L. Massey bizonyított be.

A BCH kódok az alábbi jellemzőkkel bírnak  $C_{\text{BCH}}(n,k)$ :

Kódszó hossza:	$N = 2^m - 1$
Minimum Hamming távolság:	$d_{\min} \geq 2*t+1$
Paritás ellenőrző bitek száma:	$n-k \leq m*t$
Hibajavító képesség:	$t$

A DVB-S2 technológia újra előtérbe hozta a BCH kódok alkalmazását, kiegészítve a CRC hibajelző kódokkal.

### 3.4.1.4. Reed-Solomon kódolók [49]

A Reed-Solomon kódok a nem bináris, ciklikus blokk-kódok osztályához tartoznak. Egyes értelmezésben a BCH kódok alcsaládjába tartoznak, mivel a BCH kódok működését, amely  $GF(2)$  bináris térben végzik, kiterjesztik a véges test feletti térre<sup>41</sup>  $GF(q)$ , ahol  $q$  valamely prím szám hatványa  $q = p_{\text{prim}}^m$  és  $m$  pozitív egész szám. A BCH kódoknál alkalmazott bináris eljárások és jellemzők itt is teljesülnek.

A Reed-Solomon kódok az alábbi jellemzőkkel bírnak  $C_{\text{RS}}(n,k)$ ,  $GF(q)$  térben:

Kódszó hossza:	$n = q - 1$
Minimum távolság:	$d_{\min} = 2*t+1$
Paritás ellenőrző szimbólumok száma:	$n-k = 2*t$
Hibajavító képesség:	$t$ szimbólum

---

<sup>40</sup> Bose, Chaudhuri és Hocquenghem definiálták 1959-ben ezt a kódosztályt

<sup>41</sup> GF: Galois Field – jelentése speciális számtér.

Példaként az Intelsat-IDR rendszerben a 2 Mbit/s hasznos adatsebességű rendszernél alkalmazott értéke:

GF ( $2^8$ ),  $k = 201$ ,  $n = 219$ . Ebből következően 9 hibás bájttal javításra képes a rendszer, blokkonként.

### **3.4.2. Interleaverek**

Az interleaverek<sup>42</sup> a digitális kommunikációban és tárolástechnikában széles körben elterjedt technikai megoldások. A megoldás lényege, hogy a bejövő adatfolyamban található adatok pozícióját valamilyen szabály szerint megváltoztatja az adás során, és ezt a vételi oldalon ugyanazzal a szabállyal visszaalakítja. Alapvető előnye, hogy az adatok sorrendjét összekeveri. Ezzel a technikával az általában előforduló csomókban jelentkező (burst-ös) hibák hatását időben egyenletesebb eloszlásúvá teszi. Ezzel a technikával biztosítható, hogy a külső hibajavító dekódolók, amelyek általában valamilyen nagyságú blokkon hajtják végre a hibajavítást, a hibajavító képességük maximumát nyújthassák<sup>43</sup>.

Általában az interleavereket az alábbi osztályokba sorolhatjuk:

- blokk;
- konvolúciós;
- véletlenszerű;
- lineáris.

A blokk típusú interleavereknél az adatokat soronként írjuk egy permutációs mátrixba, majd onnan oszloponként olvassuk ki. A véletlen interleaverek a blokk-interleaverek olyan csoportját alkotják, ahol a bejövő adat pozícióját egy álvéletlen sorozat értéke határozza meg. A konvolúciós interleaverek alkalmazása során az adatok pozíciója fix vagy kommutatív módon tolódik el. A lineáris interleaverek olyan blokk-interleaverek, ahol az adatok pozícióját egy egyenlet határozza meg.

#### **3.4.2.1. Blokk interleaverek [50]**

A blokk-interleaverek olyan permutációs  $M_I * N_I$  méretű mátrixot alkalmaznak, ahol az adatok írása soronként történik, olvasásuk pedig oszloponként. Az  $M_I * N_I$  méretű mátrix feltöltése adatokkal ilyen mértékű késleltetést visz a rendszerbe.

Az alkalmazott mátrix sorainak számát (mélységét) úgy kell méretezni, hogy az átvitel során létrejövő leghosszabb hibacsomó is kisebb legyen ennél. A másik szabadon

---

<sup>42</sup> Interleaver: átszövő vagy átrendező, a bitek egymás utáni sorrendjét változtatja valamilyen algoritmus szerint.

<sup>43</sup> A blokkon belüli hibák száma a kijavítható hibák számánál kisebbek legyenek.

megválasztható paraméter az oszlopok száma. Itt a külső hibajavító eljárás hibajavító képességét kell figyelembe venni, olyan formában, hogy az előforduló hibák száma kisebb legyen, mint a dekóder hibajavító képessége.

Példa a blokk interleaver működésre:

A bejövő adatok sorrendje: 1 5 9 13 **2 6 10 14** 3 7 11 15 4 8 12 16

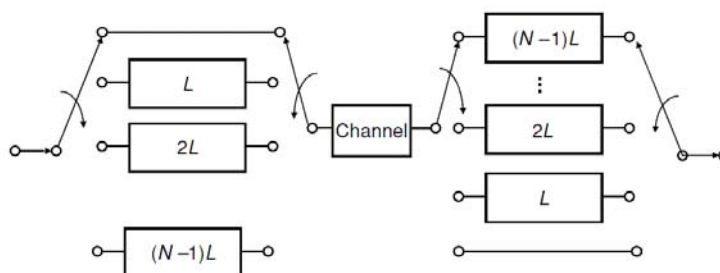
Az alkalmazott permutációs mátrix:

1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12
13	14	15	16

A kimeneti adatok sorrendje: 1 **2** 3 4 5 **6** 7 8 9 **10** 11 12 13 **14** 15 16

### 3.4.2.2. Konvolúciós interleaverek [51]

A konvolúciós interleaverek  $N$  darab regiszterből állnak, amelyek tulajdonsága az, hogy mindegyik  $L$  szimbólummal hosszabb, mint az előtte lévő. A regisztereket multiplexelve képződik az adatfolyam.



3.13. ábra

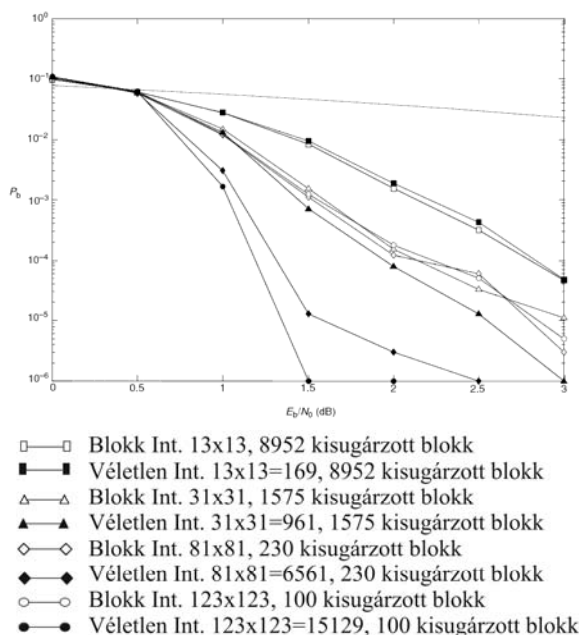
Konvolúciós interleaver [52]

A 0-ad rendű regiszter nem tartalmaz késleltetést, ezért ez közvetlenül adja a hozzá tartozó szimbólumot. A multiplexer közösíti a regiszterek kimenetét, úgy, hogy a legrégebbi adatot küldi a csatornára. Ezt az interleavert multiplex-interleavernek is nevezik.

### 3.4.2.3. Véletlenszerű interleaverek [53]

A véletlen interleaverek olyan blokk interleaverek ahol a szimbólumok pozícióját egy véletlen sorozat határozza meg. Álvéletlen generátorokat használnak a pozícióadatok előállítására. Ezen interleaverek memóriaigénye  $M_I * N_I$  szimbólum méretű, de gyakorlati okokból két darabot használnak, egyet írnak, miközben egy előzőleg feltöltött másikat olvasnak, így a memóriaigény  $2 * M_I * N_I$  szimbólum méretű.

A később tárgyalandó turbó hibajavító kódolásnál ez a típusú interleaver kerül alkalmazásra, amellyel jobb bithibaarány biztosítható, mint a normál blokk-interleaverrel. Természetesen ez csak abban az esetben igaz, ha a  $M_I * N_I$  mérete közepes, vagy nagy (32\*32-nél nagyobb). Természetesen a nagyobb méretű blokk alkalmazása nagyobb késleltetést visz a rendszerbe, emiatt bizonyos esetekben ennek a hibajavító eljárásnak és interleavernek az alkalmazása nem elfogadható. A blokkméret változtatásával, ugyanolyan jel-zaj viszony esetén a bithiba arány jelentősen változik.



3.14. ábra

Bithiba-arány turbó kódolás esetén különféle méretű és típusú interleaverekkel [53]

A fenti ábrából látható, hogy a nagyméretű blokkoknál lényegesen jobb teljesítményt tudhat magáénak a véletlen interleaver. A négyzetes interleaverek jobbak a téglalakúnál, és a páratlan dimenziósok szintén jobbak a páros dimenziójuknál.

#### 3.4.2.4. Lineáris interleaverek [54]

A turbókódolóknál alkalmazott másik csoportja az interleavereknek a lineáris interleaverek. A permutáció létrehozásához egy matematikai egyenlet szolgál, amely biztosítja azt, hogy nem kell eltárolni az interleaver teljes struktúráját, így kisebb tárhelyet igényel, mint a blokk-, vagy véletlen interleaver.

Általában a turbó kódolók igen jó bithibaarányal rendelkeznek az úgynevezett waterfall<sup>44</sup> régióban, ahol a  $P_{be}$  meredeken csökkent az  $E_b/N_0$  függvényében. Létezik egy másik régiója a bithibaarány görbének, amelyet úgy neveznek, hogy hibaküszöb. Itt a turbókódolók teljesítményére nagy hatással van az előtte alkalmazott interleaver típusa és mérete.

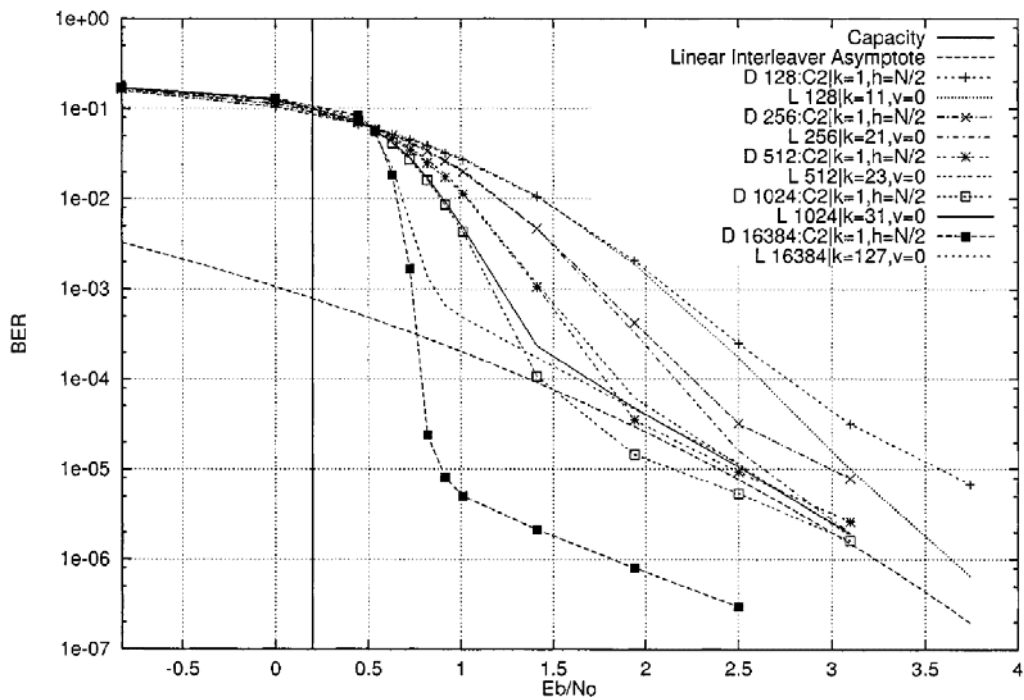
Egy példa a lineáris interleaverre:

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & L_I - 1 \\ \pi\{0\} & \pi\{1\} & & \pi\{L_I - 1\} \end{pmatrix}$$

Ahol:

$$\pi(i) = (ip_{MTC} + s_{MTC}) \bmod L_I$$

A képletben szereplő  $p_{MTC}$  paramétert sarokparaméternek a  $s_{MTC}$  paramétert lineáris eltolásnak hívják.



3.15. ábra

Lineáris interleaver hibaarány görbéje a jel-zaj viszony( $E_b/N_0$ ) függvényében [55]

<sup>44</sup> vízésés

### 3.4.3. Belső hibajavító kódoló

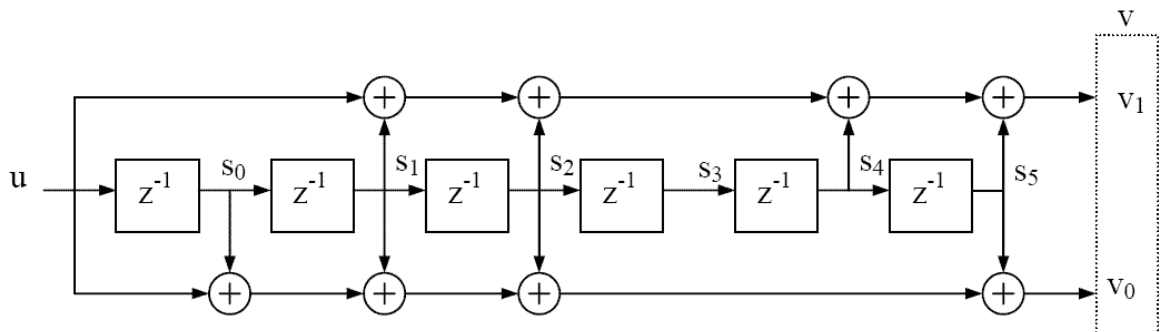
A második legfontosabb és legelterjedtebb hibajavító eljárás a konvolúciós átszövő, a (interleaver) blokkot követi a belső hibajavító kódoló, amely a második hibavédelmi vonalat képviseli. Általában a kódolás műveleti igénye, illetve a megvalósítandó folyamat egyszerűbb, mint a dekódoláshoz szükséges műveletigény. Itt nem blokkok formájában, hanem soros jelsorozatként valósul meg a hibajavító védelem. Ebben az eljárásban a pillanatnyi kimenet a bemenet aktuális értékén kívül annak korábbi értékeitől is függ: általában a kimenet a kódoló súlyfüggvényének és a bemenetnek a konvolúciójaként áll elő.

#### 3.4.3.1. A konvolúciós kódolók [56]

A konvolúciós kódok leírása nem olyan egyszerű, mint a blokk-kódolóké, a kódoptimalizálási algoritmusai nem konstrukciós tételeken, hanem számítógépes keresési algoritmusokon alapulnak.

A konvolúciós kódolók shift-regiszterekkel megvalósított késleltető memóriákból és kizáró-vagy kapukból épülnek fel.

Az alábbi példában egy konvolúciós kódoló felépítése látható.



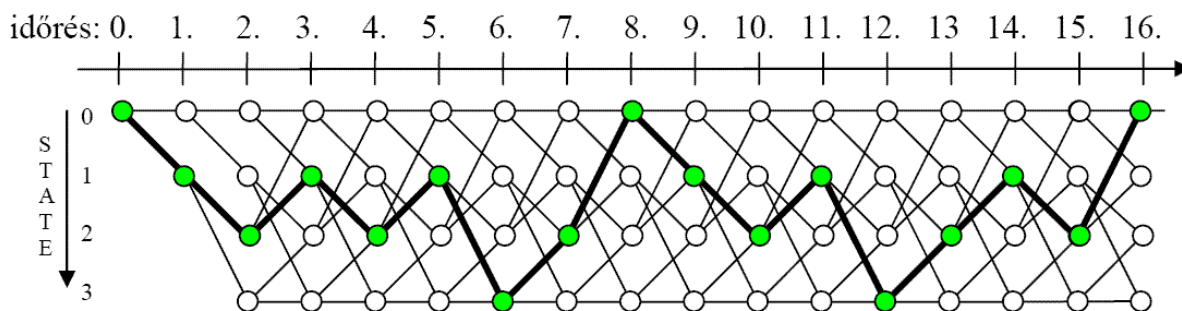
3.16. ábra

Konvolúciós kódoló felépítése (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Mint azt a 3.16. ábra mutatja, a leágazási pontok késleltetett bitjeinek és a késleltetés nélküli jelutak adatainak kizáró-vagy kapcsolatát képezve két, konvolúcióval előállított eredetivel egyező sebességű adatfolyam keletkezik. Konvolúcióról azért beszélhetünk, mert a jel késleltetve önmagára visszahat. A konvolúciós kódolók működéséből adódik, hogy a keletkezett bitkombinációk (állapotok) változása csak bizonyos szabály szerint következhet. A megengedett állapotváltozások időbeni ábrázolásával jutunk az



úgynevezett trellis-diagramhoz, ahol látható, hogy csak meghatározott ágak mentén juthatunk el egyik állapotból a másikba. [57]



**3.17. ábra**

Példa egy Trellis-diagramra (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A dekódolásnál azokat a megmaradt sérülésmentes ágakat használja a dekódoló egység az eredeti adatfolyam visszaállítására. Az ismert állapotváltozások folyamata (azaz a trellis-diagramon bejárt útvonal), a bithibák egy része kijavítható a legnagyobb valószínűségű eredeti útvonal kiválasztásával (maximum likelihood). Ezt az algoritmust a feltalálójáról Viterbi-dekódernek nevezték el (mivel nincs konvolúciós dekóder).

A konvolúciós kódolók hibajavító képessége a kényszerhosszúság növelésével javul. Az előző példánkban a könnyebb követhetőség kedvéért egy nagyon rövid konvolúciós kódolót választottunk. A ténylegesen használatos kódolók hosszabbak.

A Viterbi-dekódereket működésük szerint két nagy csoportra oszthatjuk:

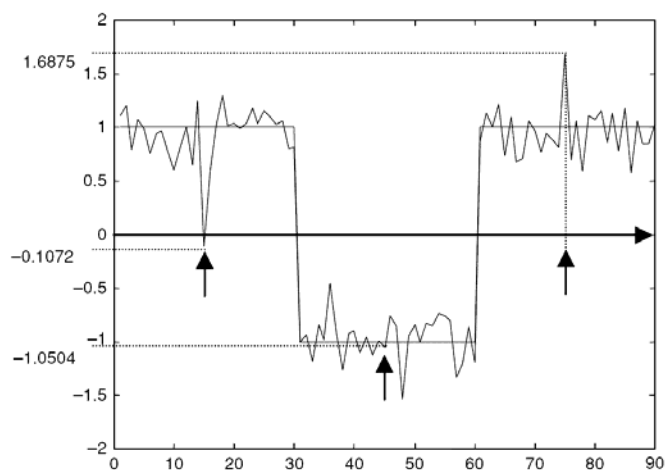
- kemény döntésű;
- lágy döntésű<sup>45</sup>

A kemény döntési algoritmussal működő dekóder bemenetére adott minták előzetes döntés után kerülnek tovább. Itt megállapításra kerül, hogy egy adott döntési küszöb felett vagy alatt helyezkednek el és így kerülnek további feldolgozásra, a vett vektor és a kód vektor Hamming távolsága alapján.

A lágy döntési algoritmusnál az úgynevezett euklideszi távolság szolgál a feldolgozás alapjául, amely egy valós számot szolgáltat a geometriai távolság függvényében. A kemény döntés során elveszhetnek információk, amellyel a hibajavítás hatékonyságát növelni lehetne. [58]

---

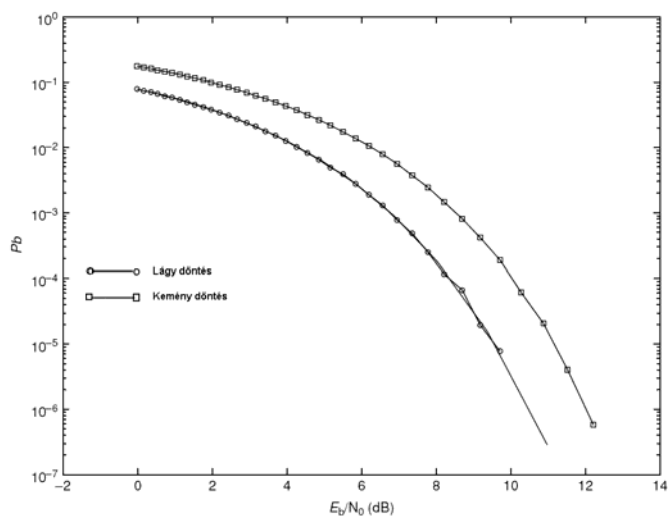
<sup>45</sup> Kemény vagy lágy döntésű: a döntésnél csak a döntött szimbólum számít, vagy a szimbólumtól mért euklideszi távolság



**3.18. ábra**

Példa a kemény és lágy döntés hatékonyságára [59]

A 3.18. ábrából látszik, hogy kemény döntés esetén a vett kódvektor (001), míg lágy döntés esetén az első szimbólum közel határozatlan állapotot jelent, ami miatt a hibajavítás lényegesen hatékonyabb lesz, ebben az esetben a vett szimbólumok  $-0,1; -1,05; 1,68$  amiből a lehetséges döntés 101, ami az eredeti üzenet.



**3.19. ábra**

Kemény és lágy döntő bithiba arányának összehasonlítása [60]

Az 3.19. ábrából egyértelműen látszik, hogy közel egy nagyságrenddel jobb bithibaarányt nyújt a lágy döntési mechanizmussal működő Viterbi-dekóder. Ebből következik, hogy a megvalósításra kerülő vevőben a lágy döntésű dekódert kell implementálni, a jelentkező feldolgozási nyereség miatt. Gyakorlati példák bizonyítják, hogy a vétel során az demodulátorlánc összeomlási határán a néhány dB nyereség közel hibátlan vételt eredményezhet, amelyet ezen a ponton lehet biztosítani. A lágy döntésű

dekóder a megvalósított kártyában mind az FPGA-ban, mind a DSP-ben megvalósítható, mivel a DSP hardver szintű támogatást nyújt ehhez, míg az FPGA igen jelentős memória és konfigurálható logikai blokkal rendelkezik, igen nagy kényszerhosszúságú implementációhoz is. [61]

### **3.4.3.2. Turbó kódok [62]**

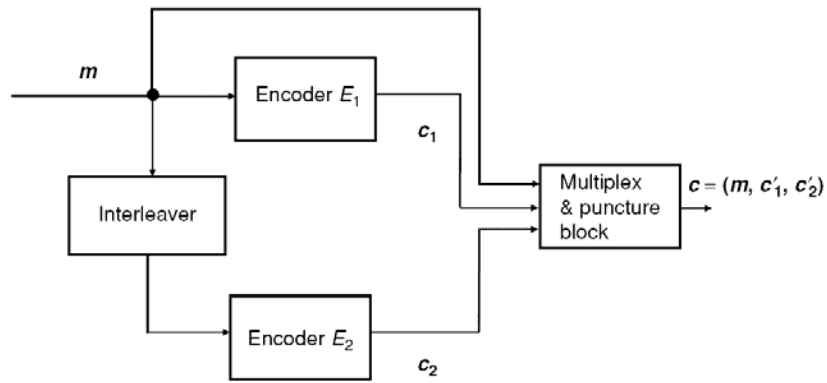
A konvolúciós kódolók egy merőben új típusát 1993-ban mutatta be Berrou, Glavieux és Thitimajshima nevű kutatókból álló csoport, amelyet turbókódolónak neveztek el. A kódolási technika alapvető lényege, hogy két párhuzamosan működő bináris konvolúciós kódoló működik, dekódolása pedig iteratív módon valósul meg.

A turbókódoló felépítése eredetileg két rekurzív konvolúciós kódolót tartalmazott, ahol a második kódoló egy véletlenszerű interleaveren keresztül kapta az adatfolyamot. Így megvalósult a két kimenő kódolt jelfolyam statisztikai függetlensége egymástól. Általában a kódolók  $\frac{1}{2}$ -es kódarányú konvolúciós típusúak. A két párhuzamos kódoló által szolgáltatott bitsorozat-kódarány összességében  $\frac{1}{3}$ . Természetesen az adatsebesség növelhető pontozás alkalmazásával.

A turbódekóder algoritmus magába foglal két hasonló konvolúciós dekódert, amelyek felváltva cserélgetik ki a lágy döntéssel hozott információjukat. A dekóderek aritmetikai távolság bemenőadatok alapján (soft decision) egy valószínűségi értéket állítanak elő, szintén valós szám formájában. A dekóderek bemenőparaméterei a priori információk, illetve a vett metrikák és ebből, valamint a kód struktúrájából állítják elő az üzenetbitet. Az így előállított valószínűségi állapotot külső információként átadva a másik dekóder számára előállítja a priori információt. A következő lépésben a második dekóder állítja elő ezen adatokat, ugyanezen metrika alapján az üzenet bitjét, illetve a másik dekódernek átadandó külső valószínűségi állapotot. Ezt az iterációt üzenetszimbólumonként többször ismételve áll elő a végső üzenet bit. Az ismétlések száma, mint beállítható szabad paramétere a dekódernek. Természetesen az iterációk (ismétlések) számának növelésével nő a kijavítható bithibák száma. A növekmény sajnos nem lineáris, ezért a gyakorlatban az ismétlések száma viszonylag kis szám (maximum 5). Az egyik leghatékonyabb eljárás, amely a lágy ki- és bemenetű dekódolási eljárást alkalmazza, a maximális a posteriori (MAP) algoritmus, amelyet BCJR<sup>46</sup> néven ismerünk. Létezik ennek az algoritmusnak egy logaritmus alapú változata is, LOG MAP néven.

---

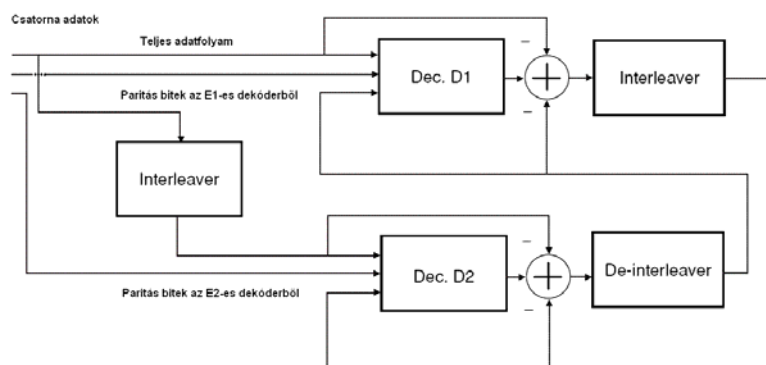
<sup>46</sup> Bahl, Cocke, Jelinek és Raviv készítették 1974-ben.



**3.20. ábra**

Turbó kódoló felépítése [63]

A 3.20. ábrából jól látható a kódoló alapvető működése. A kódoló hagyományos felépítése olyan, hogy az alkalmazott kódereknek ( $E_1$ ,  $E_2$ ) minden tulajdonsága (kódaránya, hossza, visszacsatolási pontok elhelyezkedése) egyforma. A pontozás a kimenő kódolt bitek sebességét csökkentheti, periodikusan elhagyva bizonyos biteket a kódolt adatfolyamból. A pontozást csak a kódolt jelekre ( $c_1$ ,  $c_2$ ) alkalmazzák az információs bitekre ( $m$ ) nem, mivel jelentős bithibaarány csökkenést okozna. A két legfontosabb egység amelyet a kódolás során alkalmazunk és nagyban meghatározza a bithiba arány lehetséges javulását, az interleaver és az alkalmazott konvolúciós kódoló. Tapasztalatok alapján a nagy blokkmérettel rendelkező interleaverek hatása a bithibaarány csökkenésére igen jelentős. A konvolúciós kódolók egyszerűbb felépítésűek is lehetnek, amennyiben a dekódoláshoz lágy bemenetű és lágy kimenetű<sup>47</sup> algoritmust használunk.



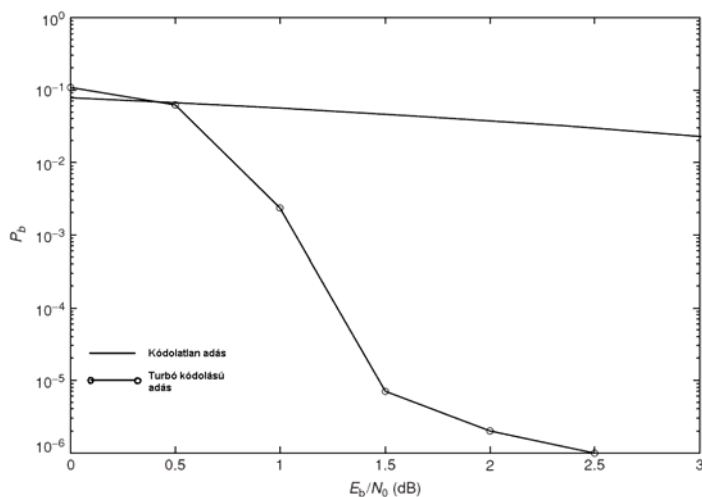
**3.21. ábra**

A turbó dekóder általános felépítése [64]

<sup>47</sup> Soft-input,soft-output – mindkét esetben az ideális szimbólum és a köztük lévő távolság értéke kerül továbbításra.

Az iteratív lágy döntésű dekódoló algoritmus miatt elnevezett turbó dekódolás, viszonylag egyszerű konvolúciós struktúrával közel optimális hibajavító képességgel bír. A dekódolás során felhasználja a bejövő adatfolyamban elhelyezett hibajavító bitek statisztikai függetlenségi tulajdonságait.

A hibajavítás képességét a következő ábra mutatja.



**3.22. ábra**

Turbó kódolás kódolási nyeresége a kódolatlan adáshoz képest [65]

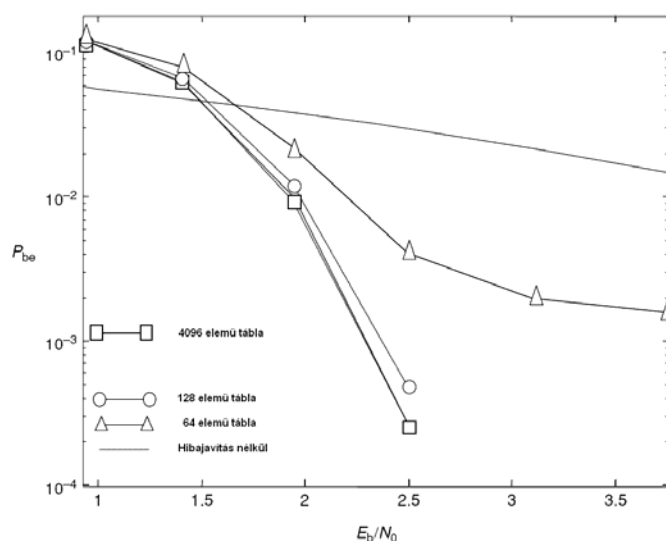
A 3.22. ábrán egy 10 000 szimbólum hosszú véletlen interleavert alkalmazó 1/2-es kódarányú konvolúciós kódolóval felépített turbókóder hibagörbéjét láthatjuk. A dekódolási algoritmus LOG MAP BCJR, 8 iteráció alkalmazásával. Kis jel-zaj viszony esetén 3–5 nagyságrenddel jobb átviteli képességgel rendelkeznek!

### **3.4.3.3. Low-density parity check kódok [66]**

1949-ben Shannon, „*A kommunikáció matematikai alapjai*” című művében meghatározta a hibajavító kódolás képességeit. Az akkori hibajavító rendszerek gyakorlati képességei messze alulmúlták ezen elvi határokat. Az áttörést az 1993-ban bemutatott turbókódolás jelentette, amely igen közel állt ehhez az elméleti határhoz. A következő lépésként 1996-ban MacKay és Neal újra megvizsgálta a Gallager által 1962-ben bemutatott kódosztályt. Ezt a jól ismert osztályt LDPC-kódnak nevezik. Az eljárás lényege: olyan lineáris blokk-kódról van szó, ahol olyan paritásellenőrző mátrix előállítás a cél, ahol a mátrixban elszórva találhatók bináris „1”-ek a sok „0” értékek között. Ennek az eljárásnak a dekódolására szintén iteratív eljárást használnak, így megközelítve az elvi határát a hibajavító kódolásnak.

Első megközelítésben a paritásellenőrző mátrix olyan tulajdonsággal bír, hogy a sorai és oszlopai egyenlő számú „1”-est tartalmaztak, amelyet reguláris kódnak neveztek el. A nem egyenlő számú „1”-est tartalmazó mátrixot irreguláris LDPC kódnak nevezzük.

A reguláris LDPC kód bithibaaránya közel van a turbókódéhoz. A módosított nem bináris, irreguláris LDPC kód, amely  $GF(q)$  ( $q=4,8,16$ ) térben működik, jobb hibaarányt ért el, mint a legjobban ismert turbóeljárások és nagyon közel van az elven lehetséges Shannon-határhoz. A közös tényező a turbó kódok és az LDPC kódok között, hogy a legjobb eredmények eléréséhez szükséges valamilyen véletlenszerű eljárás beiktatása a folyamatba. A turbókódolóknál megismert véletlen interleaver, az LDPC kódnál a paritásellenőrző-mátrix létrehozásánál kerül alkalmazásra.



3.23. ábra

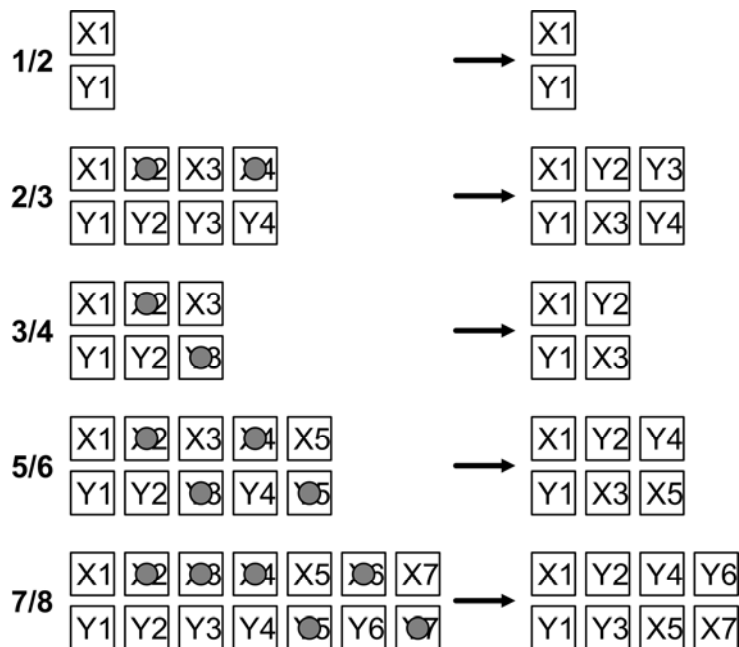
Logaritmikusan dekódolható LDPC kód  $Cb(1008, 504)$  [67]

#### 3.4.4. Pontozó egység [68]

A belső hibajavító kódolás végrehajtás után az adatfolyam sebessége megkétszereződik. Ennek egyenes következménye, hogy a hasznos csatornkapacitás megfelelő<sup>48</sup>. A hibavédelem mélysége, bizonyos bitek elhagyásával módosítható, így növelve a hasznos adatsebességet. A bitek kihagyását végző egység neve: pontozó. Angol terminológiában puncturing, illetve a vételi oldalon alkalmazott egységet depuncturingnek nevezik. A kódarány széles tartományban választható. Az eredeti  $1/2$ -es aránynál nincs kihagyás, azaz ott a leghatékonyabb a hibavédelem, az 1-hez közelítő arányoknál pedig gyengébb a

<sup>48</sup> Ugyanazon sáv szélesség és modulációs mód esetén.

rendszer hibajavító képessége. A hasznos adatsebesség ezzel fordított arányban áll. A vételi oldalon a kihagyott biteket határozatlan (jellemzően 0) értékkel tölti fel a vevő és a visszaállítást a Viterbi-dekóderre bízta. Az alábbiakban néhány példát láthatunk a pontozóegység működésére.



3.24. ábra

A kihagyási művelet (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Amint az a 3.24. ábrából jól látható, minél kisebb a redundancia, annál kisebb a hibajavítás védelme.

A fenti elemzésekből ismét azt a következtetést vonom le, hogy a hibajavító kódolások külső gyártók által elkészített IP core<sup>49</sup>-jai teljes mértékben implementálhatók a kártya FPGA-jába vagy DSP-jébe a további feldolgozó modulokkal együtt. [69]

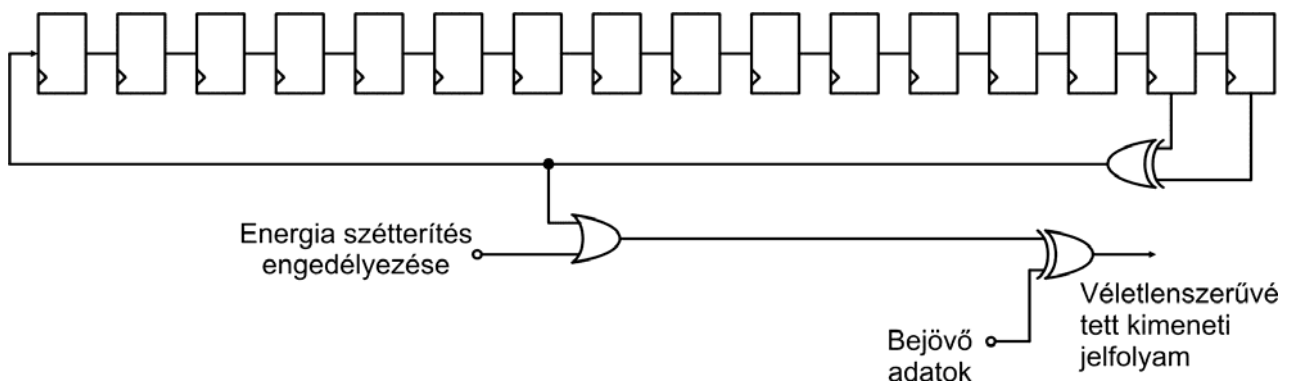
<sup>49</sup> IP Core: intellectual property core – szellemi tulajdonjog védett megoldások, amelyek alkalmasak különböző feldolgozási problémák elvégzésére, modul szinten.

### 3.5. Alapsávi energia szétterítés

Az alapsávi energia-szétterítést végző áramköri elem funkciója az alapsávi jelben található 0 és 1 értékű bitek arányának egyenletessé tétele. Ez a funkció azért fontos, mert a modulátoregységek (a nem koherens vétel miatt), csak a jel változására tudnak reagálni. Amennyiben alacsony entitású a jelfolyam, nincs benne adattartalom (bitváltás), akkor a demodulátoregységek nem képesek megfelelő módon működni. A szabályzó áramköreik nem kapnak megfelelő hibajelét, ezért a demodulátorok nem működnek.

Vételi oldalon ezen bitsorrend helyreállítása a fő feladat. Általában mind az adó-, mind a vevőberendezésben ugyanolyan típusú bitkeverő (scrambler) áramköri elemet alkalmaznak. Ezek általában visszacsatolt shift-regiszteres hálózatok, beállítható visszacsatolási polinommal és kezdeti értékkel.

Az analízisben az egyik nehéz feladat ezen állapotváltozók korrekt megállapítása.



3.25. ábra

Energia szétterítő blokkvázlata (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A fenti ábra egy energiaszétterítő modul felépítését mutatja. Itt 16 darab sorba kötött tároló található, melynek két kimenetéről egy kizáró vagy kapu bemenetére kerülnek az adatbitek. Ezt az elejére visszavezetve egy álvéletlen jelsorozatot kapunk. Az adattárolók kezdeti állapota, illetve a visszacsatolási pontok tetszőlegesen változtathatóak, de az adó- és vevőoldalon meg kell egyezniük.

### 3.6. Összefoglalás, következtetések

Áttekintve egy vevőberendezésben a végrehajtandó feladatokat a DSP kártyában a modulok sorrendjét a következő sorrendben javaslom kialakítani:

- illesztett csatornaszűrő;
- demodulátor;
- demapper (inverz leképező);



- külső hibajavító dekóder (Viterbi, Turbó);
- konvolúciós átszövő;
- belső hibajavító (Reed-Solomon, BCH);
- descrambler;
- demultiplexer;
- csatornadekóder.

A 2. fejezetben megfogalmazott DSP kártya az összes feladat elvégzésére képes, mind valós időben, mind az analízist elősegítő off-line feldolgozásban.

A FPGA tipikusan az illesztett csatornaszűrő, a demodulátor, a demapper, a descrambler feladatokat tudja optimálisan végrehajtani. A nagysebességű visszacsatolásokkal teli feladatok ideálisak számára, illetve a bitsoros folyamatok kezelése.

A DSP a többi feladatot, illetve a vezérlési funkciókat tudja hatékonyan végrehajtani. A kiszolgáló host-PC felé történő adatátvitel végrehajtása is feladatai közé tartozik. Az illesztőfelület a PC felé szintén a legújabb technológia lehet a PCI Express. Itt is lehetőség van a nagyobb átviteli sebesség megvalósítására, több párhuzamos vonal kialakításával.

Az automatikus felismerés megvalósítása a sáv szélesség, vivőfrekvencia és esetlegesen az alkalmazott modulációs mód meghatározására irányulhat. A meghatározott sáv szélesség alapján valószínűségi sor állítható fel az alkalmazott hibajavító eljárásokra, de a 100%-os bizonyosság csak a teljes vételi lánc összeállítása és kvázi hibamentes működése esetén adható.

Az általam elvégzett elemzések végeredményeként megállapítom, hogy a kialakított kártya feldolgozási kapacitása és komplexitása révén alkalmas a jelfeldolgozási lánc összes moduljának párhuzamos végrehajtására, ennek révén egy teljes funkcionalitással rendelkező vevő elkészíthető. A vételi funkción túl automatikus moduláció analízisre is lehetőséget ad valós időben, illetve támogatja a minták rögzítését, off-line feldolgozás végrehajtásához.

## 4. Félautomatikus adatszerző rendszer kialakításának lehetőségei

Az előző fejezetben a rádiófrekvenciás oldal analízisének lehetőségeit elemeztem. A következő fejezetben az alapsávi (bitszintű) jelkezelés elemzését végzem el. Az alapsávi jeleken végzett automatikus analízis lehetőségeit vizsgálva négy szűk területre korlátoztam vizsgálódásaimat, ezek a következők:

- automatikus modem átvitel felismerés;
- automatikus jelzés-protokoll vizsgálat;
- automatikus statisztikai multiplex felismerés;
- automatikus IP-átvitel felismerés.<sup>50</sup>

Ezen feladatokat egy rendszeren belül kívántam megoldani, így olyan moduláris felépítésű berendezést kellett terveznem, amely képes ezen feladatok akár párhuzamos elvégzésére is.

### 4.1. *Kis erőforrás-igényű modem (FAX) keresési eljárás*

A rádiófelderítés egyik ágát a távközlési mesterséges holdról történő adatszerzés képviseli. Ezen műholdas adatszerzés egyik kiemelkedő jelentőségű területe, távbeszélő központok közötti kis és közepes sebességű digitális távbeszélő szolgáltatások továbbítására alkalmas IDR (Intermediate Data Rate) típusú rendszerek monitorozása. Az ilyen típusú szolgáltatásokat az INTELSAT műholdjain találhatjuk meg, melyeknek jellemzője, hogy általában néhányszor 10 kbit/s-tól néhányszor 10 Mbit/s körüli sebességgel történik az adattovábbítás. Ezt a sebesség tartományt, ha beszédre vonatkoztatjuk, akkor ez 1–480-ig terjedő csatornaszámot jelent. A szolgáltatások indításának idején, az 1980-as évek derekán - gazdasági szempontokat figyelembe véve - egy meglehetősen drága termékről lehetett beszélni. [70]

A katonai hírszerzés szempontjából a célzottan végzett lehallgatás nehezen valósítható meg a műholdas hírszerzés tekintetében. Sokszor tapasztaltam munkám során – a forgalmi adatok elemzése közben –, hogy a távközlési szolgáltatók saját szempontjaik (forgalmi terheltség) alapján továbbítják az egyes felhasználók beszédcsatornáit. Ebből kifolyólag egy adott relációjú összeköttetés (X egy adott országból felhívja telefonon egy

---

50 A általam kifejlesztett programrendszert egy fennálló probléma inicializálta, amely FAX keresését jelentette digitális távbeszélő csatornában, lehetőleg telefonszám rögzítéssel együtt. A cél eléréséhez szükséges és elég volt a felsorolt területek vizsgálata.

másik országban tartózkodó Y-t) nagy valószínűséggel nem ugyanazon az átviteli csatornán (időrezen) fog megvalósulni, két egymást követő alkalommal. A felderítés szempontjából ez azt jelenti, hogy ha le szeretnénk hallgatni egy adott célpontot (telefonszám, faxszám, e-mail cím), fel kell készülnünk a lehetséges összes út figyelésére. Ez ideális esetben csak 1 db E1-es vonal 30 (31) beszédcsatornájának figyelését jelenti, de jelentheti akár 2\*16 E1-es vonal (480 csatorna) párhuzamos figyelését is! Természetesen a földi pont–pont összeköttetésű ún. „Line of site” távközlési reléösszeköttetések lehallgatására is elmondhatóak a fellebb vázolt összefüggések. Tovább nehezíti a feladatot ebben az esetben, a csatornák számának minimum egy nagyságrenddel nagyobb száma. Ilyen típusú összeköttetéseknel nem ritkák a 64\*E1 csatorna szám, ami 1920 beszédcsatornát jelent.

Amennyiben speciális adatátviteli módokat kell megfigyelni és rögzíteni, akkor ezek szeparációja további feladatokat jelent ugyanilyen csatornaszám mellett (pl. FAX-ok keresése). A párhuzamos keresés valós idejű kivitelezése, csak kis erőforrás igényű algoritmussal, az adott számítástechnikai architektúrára optimálisan valósítható meg.

#### **4.1.1. Digitális távbeszélő-csatorna [71]**

A digitális távbeszélő-csatorna eredeti forrása mindig analóg jel. Az analóg jelből a digitalizálás során keletkezik a digitális jel. A digitális jel az analóg jelből meghatározott időközönként vett mintákból áll. Az egyes minták értékét bináris kódszavak tartalmazzák. Az emberi beszéd vizsgálatából kiderült, hogy a érthetőséghez és a beszélő felismeréséhez 300-3400 Hz-es tartomány teljes átvitele szükséges. Ez a frekvenciatartomány alkalmas a beszéd felismerésén túl a beszélő felismerésére is (a megfelelő felharmonikustartalom miatt). A beszéd dinamikai viszonyaiból kiderül, hogy a legkisebb és a legnagyobb jel aránya 1:4096. [72] A dinamika jelölésére a dB érték használatos, amely:

$$20 * \log_{10} (U_{kimax} / U_{kimin}) \quad [4.1]$$

Ha digitális számokban szeretnénk leírni, akkor

$$U_{kimax} = U_{kimin} * 2^n, \text{ ahol } n \text{ a leírására szolgáló bitek száma.} \quad [4.2]$$



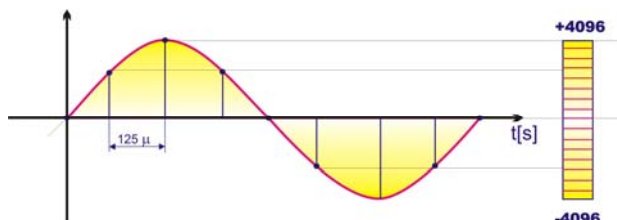
**4.1. ábra**

A beszéd frekvencia- és dinamikai viszonyai (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

Ezen adatokat figyelembe véve a következő megállapításra jutunk:

- a mintavételi frekvencia minimuma 6800 Hz;
- a bináris szó szélessége 13 bit kell, hogy legyen.

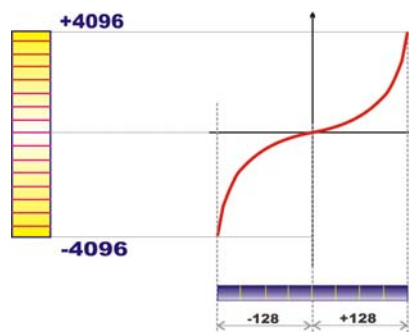
A megvalósíthatóság miatt a mintavételi frekvencia értékét 8000 Hz-ben határozták meg, azaz 125  $\mu$ s-ként keletkezik egy új minta. [73]



4.2. ábra

Digitalizálás és kvantálás (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

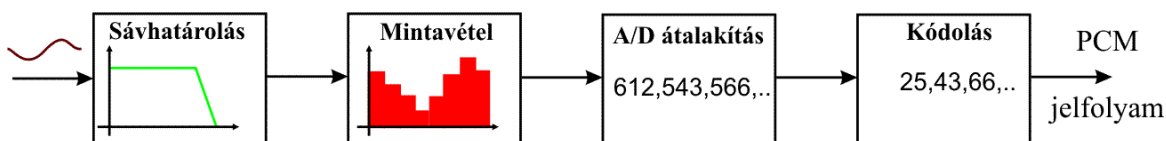
Az információtechnológiában a bináris alapú rendszerek terjedtek el, amelyeknél a 13-bites ábrázolás nem egy megszokott érték. Az emberi hallás vizsgálata során megállapítást nyert, hogy a hallás logaritmikus törvényszerűséget követ. Ezen eredmények alapján egy logaritmikus skálájú konverziót követően 8-bites minták állnak elő, amelyek mérete már jobban illeszkedik a bináris rendszerekben előforduló adatszerkezetekhez. Ezen kódolás leírása megtalálható az ITU G.711-es szabványban.



4.3. ábra

A-law kódolás [74]

A PCM jelfolyamok kialakítása a következő egyszerűsített blokkvázlat szerint történik: [75]



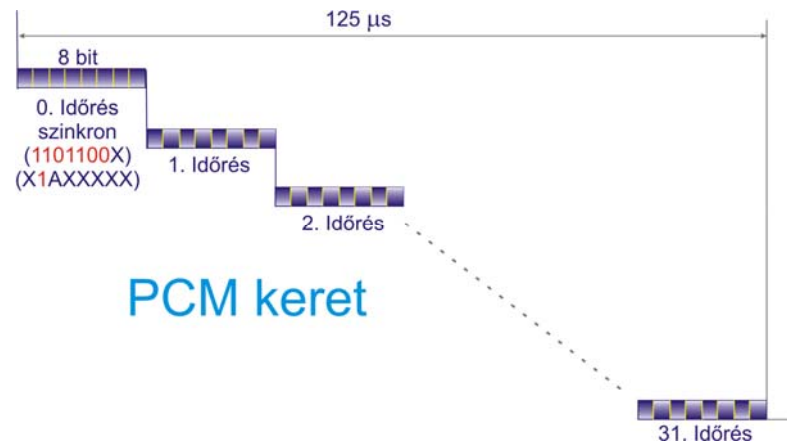
4.4. ábra

Digitalizálás egyszerűsített blokkvázlata (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

### 4.1.2. PCM keret szervezés

A távközlőhálózatok nem egy, hanem több felhasználó jeleit továbbítják egyszerre, ezért ennek a sokcsatornás továbbítórendszernek valamilyen módon össze kell fogni a beszédcsatorna jeleit. Ezt a módszert nevezik PCM hierarchiának. Az alaphierarchiának, amely 30 beszédcsatorna továbbítására alkalmas, neve **primer PCM**. A PCM struktúrában, a beszéd csatornákat továbbító biteket időrésnek nevezik.

A beszédcsatornák számánál a zárójelben lévő érték a ténylegesen továbbított érték került feltüntetésre, mivel két kitüntetett beszédcsatornát továbbítanak a beszéddel párhuzamosan. A 0. csatorna a szinkron továbbítására van fenntartva, a 16. pedig általában a csatornák közös jelzéseit továbbítják. A jelzéscsatornában továbbítják például a telefonszámokat, a csatorna aktuális állapotát, és számos más funkciójú jelzést. A következő ábrán egy primer PCM keret felépítése látható.



4.5. ábra

Normál PCM keret (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A 0. időrésben található szinkron időrés funkciója a keret elejének jelzése, amely után könnyű a megfelelő bitek összerendelése a megfelelő beszédcsatornával. A keretek felépítésére az ITU G.704-es szabványában foglaltakat kell alkalmazni, primer és szekunder hierarchia esetén.

Amennyiben több primer csatorna kerül egyszerre továbbításra, akkor magasabb szintű hierarchiáról beszélünk. Nagyobb sebességnél a (tercier és negyedrendűnél) az ITU G.751-es szabványa a meghatározó. Európai rendszereknél mindig négy alacsonyabb sebességű csatorna kerül multiplexálásra egy magasabb szintű hierarchiába. Az alábbi táblázatban foglalom össze a különböző hierarchiaszinteken továbbított beszédcsatorna-kapacitásokat, illetve ennek átviteléhez szükséges sebességet. [76]

#### 4.1. Táblázat

Hierarchia szint	Jelölése	Beszédcsatornák száma	Sebesség (kbit/s)
Primer	E1	30(32)	2048
Szekunder	E2 (4*E1)	120(128)	8448
Tercier	E3 (4*E2)	480(512)	34368
Negyedrendű	E4 (4*E3)	1920(2048)	139264

A keretszervezéshez hozzátartozik a multikeret, mint a jelzésátvitel szinkronizálásának alapja. Itt több keret (PCM esetén 16) tartozik egy logikai egységbe, és ezek vezérlik a teljes 30 időrést. Ebben az esetben a 16. időrés szolgál a jelzésátviteli bitek szállítására. [77] Egyes távközlési rendszerekben magasabb hierarchiájú multikeret rendszereket is alkalmaznak, pl. a GSM szabványban leghosszabb multikeret (a hiperkeret) struktúrája 2715648 TDM keretből áll.

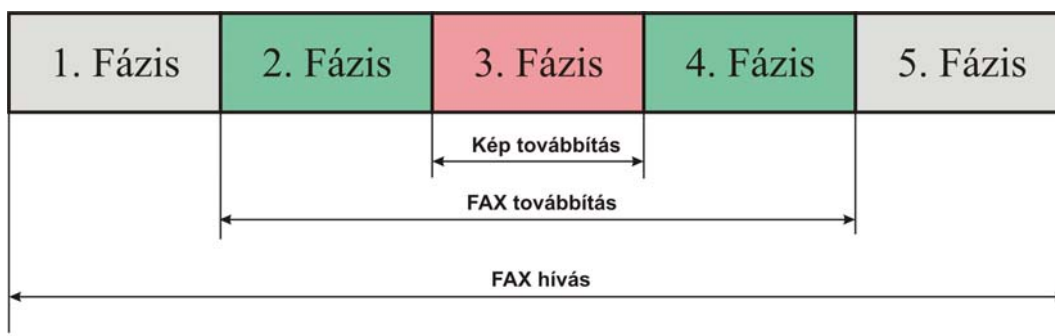
A magasabb sebességű PCM rendszerek demultiplexálási problémájának részletes tárgyalása kimeríti e dolgozat terjedelmét, ez részletesen ehelyütt nem kerül tárgyalásra.

#### **4.1.3. FAX-ok továbbítása a távbeszélő csatornában**

A közcélú telefonvonalakon továbbított FAX-adások ugyanolyan beszéd csatornát használnak a képi információ továbbítására, mint a normál szóbeli beszélgetések közvetítésére. Amennyiben szét szeretnénk válogatni (megkülönböztetni) automatikusan a beszédátvitelt a FAX-adásoktól, meg kell ismernünk a berendezések olyan unikális jellemzőit, amely alapján nagy valószínűséggel elvégezhető a szeparáció.

Ahhoz, hogy a két szemben álló készülék fel tudja építeni a kapcsolatot egymással és továbbításra kerüljön a FAX, a következő lépések elvégzésére van szükség [78]:

- hívásfelépítés;
- üzenetet megelőző azonosító és kiválasztó procedúra;
- üzenetküldés;
- üzenetküldés utáni lezárási folyamatok;
- vonalbontás.



**4.6. ábra**

FAX küldés időbeni lefolyása (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A következőkben elemezzük mind az öt fázis működését, illetve annak lehetőségét, hogy hol lehet elválasztani a különféle üzemmódokat egymástól.

#### ***4.1.3.1. Hívásfelépítés***

A hívásfelépítési procedúra, amely történhet manuálisan vagy automatikusan. A részt vevő berendezések típusától függően 4-féle hívás felépítés lehet:

- manuális hívás, manuális hívás fogadás (mind a két berendezést egy kezelő állítja FAX küldő-fogadó üzemmódba);
- manuális hívás, automatikus fogadás;
- automatikus hívás, manuális fogadás;
- automatikus hívás, automatikus fogadás.

Ebben a fázisban a hívó fél szabad vonal iránti igényét bejelenti a telefonközpontnak, tárcsázza a hívni kívánt számot. A központ csengeti a felhívott számot, amennyiben a hívott fél válaszol, összeköttetésbe kerül a két berendezés. Ezzel véget ér az 1. fázis.

#### ***4.1.3.2. Üzenet-megelőző azonosító és kiválasztó procedúra***

Ebben a fázisban a képesség azonosító és parancs-közvetítő folyamatok zajlanak. Amennyiben nem sikerül e folyamatok eredményes megvalósítása, ajánlás szerint bontani kell a kapcsolatot a két berendezés között.

#### ***4.1.3.3. Azonosító folyamatok működése***

Képességazonosítás: a FAX-ok sokféle üzemmódban képesek a képi információ továbbítására. Az adó itt felkínálja az általa támogatott összes üzemmód lehetőségét.

Vevő általi elfogadás: a vevő oldal itt közli az általa támogatott üzemmódokat. Amennyiben a hívott fél nem képes a hívó által kiválasztott üzemmód vételére, ebben a részben közli, hogy az adó válasszon más (általában is támogatott) átviteli módot.

A küldő fél azonosítása (nem kötelező): a berendezésben beállítható egyedi azonosító elküldése (pl. telefonszám, a küldő fél szöveges megnevezése).

Nem szabványos beállítási lehetőségek küldése: amennyiben valamilyen egyedi képességekkel bír a küldő, itt közli a fogadó féllel (pl. titkosított FAX.)

Az általam kifejlesztett program mindezen folyamatokat kezeli és ennek megfelelően történik a program moduljainak futása.

#### ***4.1.3.4. A parancs közvetítő folyamat működése***

A parancs közvetítő folyamat az alábbi lépésekből áll:

- mindkét fél által támogatott üzemmód kiválasztása;
- training-sorozat kiküldése, ezzel az ismert bitsorozattal történik a vevőoldali demodulátor beállítása (a csatorna tulajdonságainak feltérképezése);
- szinkronizálás.

A következő részek nem képeznek kötelező folyamatot, ezek megléte nem szükségszerű:

- nem szabványos képességek beállítása, ilyen lehet a fogadó oldali készülék titkosított üzemmódjának beállítása;
- azonosító parancs kiadása;
- lekérdező parancs kiadása;
- visszhangelnyomás kikapcsolása.

#### ***4.1.3.5. Üzenetküldés***

Ebben a fázisban történik a kép továbbítása, illetve a teljes kép továbbításának vezérlése, amelynek része lehet a hibajavítási eljárás is. Amennyiben a vonal állapota nem biztosítja az adatok hibátlan továbbítását, akkor alacsonyabb sebességű üzemmódba kapcsolás is ebben a részben valósul meg. Az adatok továbbításának a konkrét formájáról a ITU T.40-es szabvány rendelkezik.



#### ***4.1.4. Üzenetküldés utáni lezárási folyamatok***

Ez a fázis a következő négy részből áll:

- üzenet vége jel kiadása. Az oldal végének jelölése;
- elfogadási jel kiadása, amennyiben hibátlanul sikerült az oldalt venni, akkor ez a jel kerül kisugárzása;
- több oldalas dokumentumok oldalankénti jelének kisugárzása, amennyiben több oldalból áll a dokumentum ezzel a jellel történik az oldalak elválasztása;
- FAX vége jel kiadása, ezzel záródik le a FAX küldése.

##### ***4.1.4.1. Vonalbontás***

Ezzel történik meg a teljes adási folyamat lezárása. Ez a folyamat már nem feltétlenül a FAX-berendezések sajátja, mivel ezt a telefonközpontok hajtják végre.

#### ***4.1.5. FAX keresése***

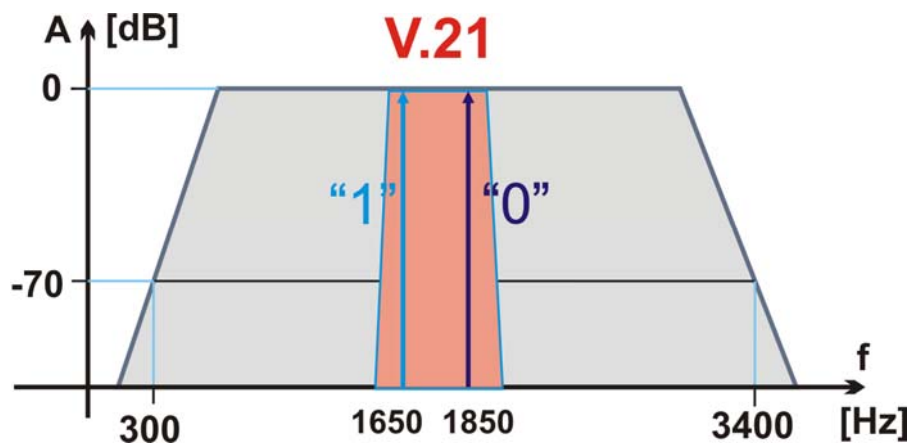
Az előzőekben leírt folyamatok logikai (alkalmazás szintű) leírását adták egy FAX-átviteli eljárásának. Ha a FAX-adások szeparációját szeretnénk végrehajtani, akkor az előző fejezetben felsorolt öt fázisból a 2. fázisra kell koncentrálnunk. Ebben a fázisban válnak ketté a beszéd és FAX-adások jellemzői alapvetően. Tudnunk kell, hogy ezen logikai folyamatok fizikai megvalósításáért egy speciális átviteli mód felelős. Ezt az átviteli módot a ITU V.21 [79] néven szabványosította.

##### ***4.1.5.1. Az ITU V.21 szabvány***

Ennek a módnak a legfőbb jellemzője, hogy 300 bit/s-os sebességű jelfolyamok továbbítására alkalmas. Ezt a jelfolyamot a következő módon továbbítja:

- amennyiben 1-es értékű bitet kell továbbítani, akkor 1650 Hz-es hangot ad.
- amennyiben 0-ás értékű bitet kell továbbítani, akkor 1850 Hz-es hangot ad ki a beszédcsatornára.

Ha a frekvenciatartományban szeretnénk ábrázolni a V.21-es jelek reprezentációját a 4.7. ábrán láthatjuk:



4.7. ábra

V.21 frekvencia reprezentációja (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A ITU-T V21-es szabványa alapján elkészített szűrőnek a 4.7. ábra közepén található (kb. 1600 – 1900 Hz-ig terjedő) tartományt kell átengednie a bemenő jelfolyamból, míg a többit ki kell kiszűrnie valós időben.

#### 4.1.5.2. ITU V.21-es jelek detektálása

Ha fel akarjuk ismerni a V.21-es szabványú jeleket két lehetséges út áll előttünk:

- demoduláljuk;
- frekvenciaspektrum alapján döntünk.

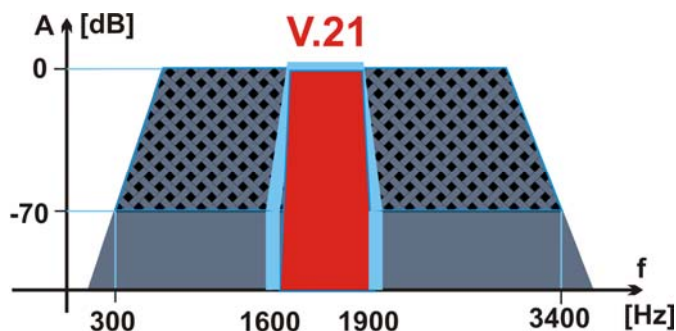
A demodulálás alapján történő döntés esetén a felismerés valószínűsége közel 100%-os. Tehát minden felismerés valódi FAX-adást fog jelenteni. Ennek a nagy döntési bizonyosságnak az ára az, hogy nagy erőforrást igényel. A frekvencia-spektrum alapján történő döntésnél nem mindig 100%-os a felismerés, ellenben kis erőforrásigénnyel megvalósítható.

#### 4.1.5.3. Frekvenciaspektrum alapján történő döntés

Ha megkötjük azt a kompromisszumot, hogy nem 100%-os a döntésünk helyessége, akkor nagyfokú erőforrás-megtakarítást érhetünk el. Gyakorlati tapasztalatok alapján a demoduláláshoz szükséges erőforrásigény kb. 15MIPS (15 millió utasítás másodpercenként), míg a spektrum alapján történő döntésnél ez az igény 1 MIPS (1 millió utasítás másodpercenként).

Ahhoz, hogy döntést tudjunk hozni a beszédesatornában továbbított hangspektrum összetevőjéről, meg kell állapítanunk az eredeti mintasor teljesítményét (mintánként négyzetre emeljük és összeadjuk). Ha ugyanezen mintasorozatot átvezetjük egy speciális szűrőn és az így keletkezett minták teljesítményét kiszámoljuk, majd összehasonlítjuk az

eredeti teljesítménnyel, akkor nagy valószínűséggel tudunk helyes döntést hozni a V.21 jelenlétéről. A 4.8. ábrán a megvalósításra került szűrő frekvencia előírását láthatjuk:



4.8. ábra

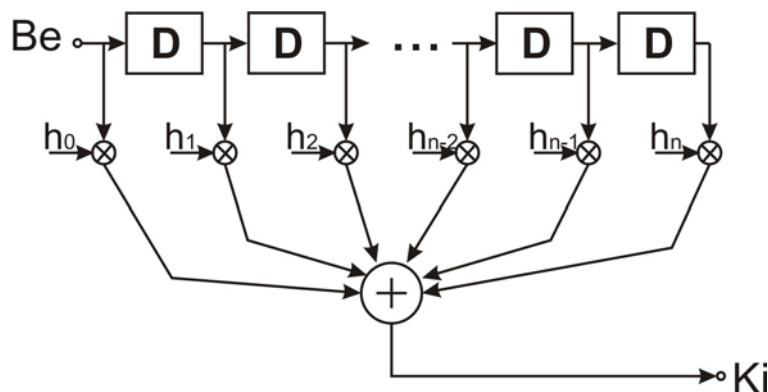
A „V.21-es” szűrőkarakterisztika (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

#### 4.1.5.4. Szűrő megvalósítása

Digitális jelek szűrése (digitális szűrő) két alapvetően különböző módon valósulhat meg:

- véges impulzusválaszú (FIR);
- végtelen impulzusválaszú (IIR)

A tervezése és algoritmizálásának egyszerűsége okán a FIR típusú szűrő megvalósítása a legkézenfekvőbb. A szűrő elvi felépítése a következő ábrán látható:



4.9. ábra

FIR szűrő felépítése (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A szűrő felépítése követi a klasszikus FIR szűrő struktúráját, amelyet szoftverben könnyen és igen nagy hatékonysággal tudtam megvalósítani. [80]

A  $h_0 \dots h_n$  koefficiensek kiszámításához a Matlab programja nagyon sok segítséget nyújtott, amellyel közel 50 szűrő realizálását tudtam megvalósítani egy hónap alatt (az optimalizálást a felismerési pontosság függvényében végeztem). Gyakorlati tesztekben

bebizonyítottam, hogy kb. 1000 beszédcsatorna párhuzamos vizsgálata elvégezhető egy normál sebességű PC-n, valós időben, amelyet a kifejlesztett programmal sikeresen demonstráltam.

## ***4.2. Automatikus jelzésátvitel vizsgálata***

A távbeszélő-csatornákban létrejövő kapcsolatok felépítéséért, menedzseléséért, valamint lebontásáért a jelzésátviteli protokollok felelősek.

Ezen procedúra során kapcsolódik össze a hívó fél a hívott féllel, a jelzésátviteli protokolloknak megfelelően. Ahhoz, hogy pontosan megállapítható legyen az adás kezdete és vége, a jelzésátviteli protokollok figyelése, dekódolása és alkalmazása elengedhetetlen.

A jelzésátviteli módok megjelenési formájuk szerint lehetnek:

- analóg;
- digitális.

A vezérelt csatornához való viszonya alapján lehet:

- csatornához rendelt;
- közös jelzésű.

Az analóg jelzésátvitelű rendszerek általában csatornához rendelt módban működnek, azaz a hívás elején a csatornában speciális hanggal jelzik a vonal bekapcsolását, a hívott telefonszámokat (DTMF) és az átvitel végét. Ennél a módnál szintén használható a FAX-keresésre használt spektrum-összehasonlító módszer. A különbség csak a figyelt sávokban van.

A digitális jelzésátvitelű rendszerek az esetek 99%-ban közös csatornás módban működnek. Ez azt jelenti, hogy egy dedikált csatornán (egy előre egyeztetett időrésben) folyik az összes további csatorna vezérlése. Itt nem csak a hívott telefonszám, de a hívó is megjelenik, sokkal egyszerűbbé téve egy adott célpont figyelését.

### ***4.2.1. Digitális közös jelzésátviteli rendszerek működése***

Elemelve a mai távközlési rendszereket, az esetek 90%-ban digitális közös jelzésátviteli protokollt használnak a jelzés információk átvitelére. Ezen rendszereket a Nemzetközi Távközlési Unió 7-es számú jelzésátviteli rendszerként definiálta, SS7<sup>51</sup> rövidítéssel. A jelzésrendszer teljes leírását az ITU-Q 700-as sorozatú szabványok tartalmazzák.

---

<sup>51</sup> SS7: Signaling System 7 – 7-es számú jelzésrendszer.

A SS7 jelzésrendszer többrétegű protokoll. Az OSI rétegek megfeleltetését az alábbi táblázatban foglalható össze: [81]

Az OSI modell és az SS7-es jelzésrendszer összehasonlítása

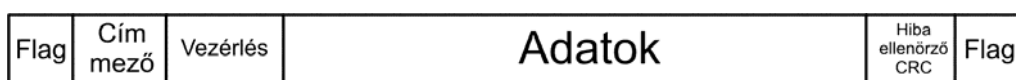
#### 4.2. Táblázat

OSI réteg	SS7 protokoll
Alkalmazói	ISUP
Hálózati	SCCP
Adatkapcsolati	HDLC
Fizikai	HDB-3/E1

A jelzésrendszer jelzési egységekből áll, amelyek leírását az ITU-Q 704-es szabványa tartalmazza. Minden jelzésátviteli üzenet egy ún. magas szintű adatkapcsolati csomagban foglal helyet (HDLC<sup>52</sup>). A csomag gondoskodik a hibajelzésről, amelynek ellenőrzésével a hibás csomagok figyelmen kívül hagyhatók. Ez a kapcsolat valamelyik időrésben foglal helyet, az esetek nagy százalékában a 16-os időrésben, de a szolgáltatók közötti kétoldalú megállapodás értelmében bárhol elhelyezhető. Sőt vannak szolgáltatók, akik több különböző átviteli út jelzéseit egy helyen viszik át, azaz több jelzéscsatorna is lehet egy primer keretben. Az automatikuselemző rendszernek ezek a lehetőséget mind támogatnia kell.

#### 4.2.2. HDLC keret felismerése

A jelzéscsatorna felismerésének legegyszerűbb módja az, hogy a HDLC-keret dekódert, sorban lefuttatva minden egyes időrésben és ahol hibátlanul megtörténik a keretek vétele, az tekinthető vezérlő csatornának.



#### 4.10. ábra

HDLC csomag felépítése (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A csomag felismerését nagyban segíti az elején és végén található ún. jelző bájtt: a flag. Ennek értéke: 0x7e, azaz binárisan 01111110. Ennek azért van jelentősége, mert a csomagban nem fordulhat elő hat egymást követő 1 értékű bit, ilyenkor egy 0 bit kerül

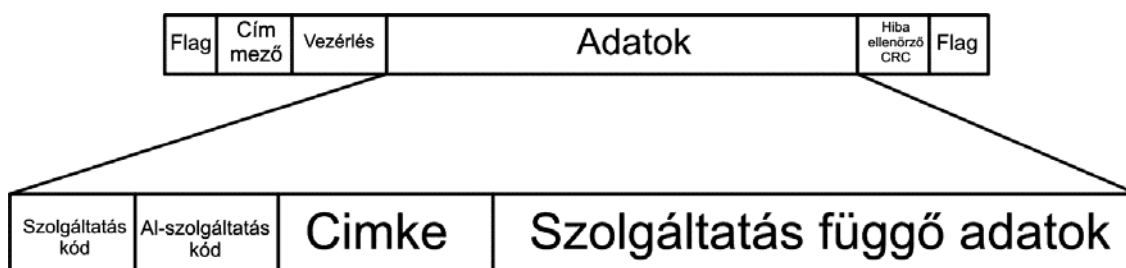
<sup>52</sup> HDLC: High-level Data Link Control, magas szintű adatkapcsolat vezérlés olyan csomag formátum, amely biztosítja egy keret (bájtok egy csoportja) továbbítását.

beszúrásra. Amennyiben a csomag maradéktalanul megérkezik a vevő oldalára (a záró jelzőszo is), akkor az adattartalomra elvégzett CRC számítás és a csomagban található 2-bájtos ellenőrző szónak egyeznie kell. Ha ez teljesül, akkor lehet figyelembe venni az adatrészen található információkat.

Itt kell megjegyezni, hogy a processzorokban szoftveres úton végrehajtott HDLC-dekódolás nem optimális művelet, mivel bitsoros műveletek nincsenek támogatva. Még a legújabb generációs processzorokban is csak a CRC-számítást segítő gépi műveletek találhatóak meg (CRC32 gépi utasítás formájában).

### 4.2.3. SS7-es üzenetek felépítése

Az SS7-es üzenetek általános formátuma a követő (a HDLC-keretben elfoglalt helyével együtt):



4.11. ábra

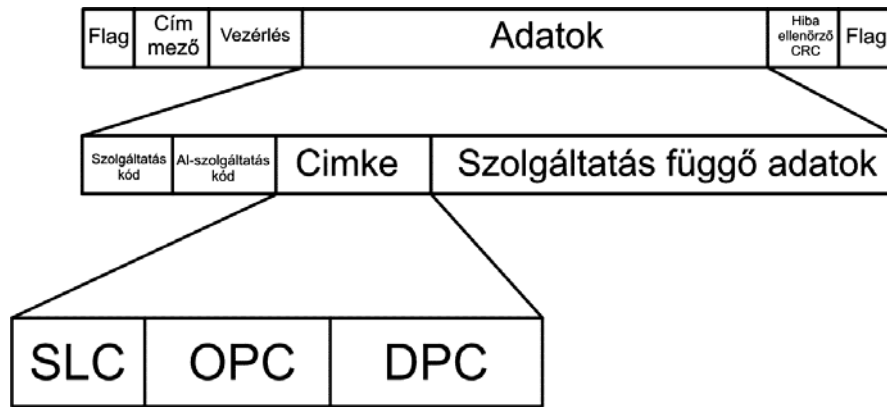
SS7 üzenet felépítése [82]

A szolgáltatáskód választja ki az alkalmazói réteg szolgáltatásai közül az egyiket. A táblázatban csak az ISDN-t tüntettem fel, természetesen lényegesen több van, de az automatikus jelzés-hozzárendelés szempontjából ez a releváns. Az alszolgáltatás a nemzetközi vagy nemzeti értelmezést választja ki. A címke egy igen fontos része a protokollnak. Itt lehet megtudni a vezérlés irányát, a kezdeményező (OPC<sup>53</sup>), illetve a célszám (DPC<sup>54</sup>) kódját. Az SLC<sup>55</sup> egy folyamatosan növekvő sorszám, az esetleges hibás SS7 üzenetek diagnosztikai kiértékeléséhez.

<sup>53</sup> OPC: Originator Point Code – a kezdeményező fél kódja az ITU E.164-es szabvány tartalmazza a szabályokat és az ITU regisztrálja a kódokat.

<sup>54</sup> DPC: Destination Point Code – a cél ország kódja, ugyanazon szabályok szerint, mint az OPC.

<sup>55</sup> SLS: Signalling Link Code – jelzéskapcsolat azonosító.



4.12. ábra

A címke mező tartalma (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Amennyiben a szolgáltatás mezőben (amely 4 bit hosszúságú), 5-ös kód szerepel, akkor ezzel a ISDN felhasználói részszolgáltatást jelenti. Ez a jelzéstípus, ami alapján eldönthető egy vonal ki-, vagy bekapcsolt állapota, a hívó és hívott fél telefonszáma.

#### 4.2.4. ISDN felhasználói üzenetek (ISUP)<sup>56</sup>

Az automatikus jelzésfeldolgozás elvégzéséhez szükséges legfontosabb feladat, az időrések és a jelzés üzenetben található áramkör azonosító mező (CIC) közötti összefüggés megtalálása.

Az ISUP üzenetek felépítése [83]:

#### 4.3. Táblázat

Irányítást vezérlő címke
Áramkör azonosító kód (CIC)
Üzenet típus azonosító
Kötelező fix hosszúságú üzenet mező
Kötelező változó hosszúságú üzenet mező
Opciók részek

Annak megállapítására, hogy melyik CIC-kód melyik időréshez tartozik (vezérli), kollegámmal<sup>57</sup> közösen kidolgoztam egy statisztikai alapon nyugvó eljárást.

CIC-táblaépítő eljárás alapjául az alábbi két fontos lépést hajtjuk végre:

- az első lépésben az időrés tartalma alapján meg kell határozni az állapotát. Itt az időrésben egymást követő minták deriváltját képezzük, amely értéket mint az időrést jellemző egyik paramétert vesszük figyelembe;

<sup>56</sup> ISDN User Part – Integrált szolgáltatású digitális hálózatok felhasználói része típusú SS7-es üzenetek, amellyel konkrétan megtörténik az időrések vezérlése.

<sup>57</sup> Köszönet Elek Ernő kollegámnak

- második lépésként megvizsgáljuk a jelzés csatornában közlekedő ISUP üzeneteket. Amennyiben a be- és kikapcsolásra használatos üzeneteket dekódolunk, akkor ezt feljegyezzük egy táblázatban, minden CIC-értékhez külön-külön.

Amennyiben mindkét jellemző megvan, akkor korrelációt képezünk a vonal valós állapotának az üzenetek megjelenéséhez viszonyított +/- 2 másodperces intervallumban, az összes időrésre párhuzamosan. Ahol a két állapotváltozás egyezik, ott a CIC-táblában a hozzá tartozó időrésnél egy valószínűségi csúcs alakul ki. Elegendő hosszú ideig végezve az eljárást az összes használt időréshez megkapjuk a megfelelő CIC-azonosítót. Ezen műveleteket nagy forgalmú időszakban elvégezve kevesebb, mint 1 órán belül korrekt eredmények szülehetnek.

Az előző analizálásokkal bizonyítottam, hogy rádiófelderítő szempontból vizsgálva a CIC-tábla is egy rádióelektronikai felderítő ismérv, amely szervesen hozzátartozik a technikai paraméterekhez, hozzájárul a források azonosításához.

#### **4.2.5. A FAX keresés és a jelzésátvitel kapcsolata**

Megbízható adatgyűjtést csak a korrektül kitöltött CIC-tábla segítségével tud a rendszer végrehajtani. A vonal be- és kikapcsolásának megállapítása e jelzésinformációk alapján lehetséges. Az SS7-es jelzésrendszerben a CIC-kód teremti meg az egyértelmű kapcsolatot az időrés és a vezérlőkód között.

Amennyiben nem találunk semmilyen jelzéscsatornát az összeköttetésben, akkor szimulálni kell a megfelelő működés elősegítéséhez. Itt a csatornában lévő minták teljesítményéből tudunk következtetni az időrés ki vagy bekapcsolt állapotára. Elemeztem a különböző jelzésátviteli protokollokat a kinyerhető adatok részletességének függvényében, ennek alapján a következő táblázatot készítettem: [84][85]

A jelzés rendszerek képességeinek összehasonlítása

#### **4.4. Táblázat**

Vonal jellemző	SS5	SS7	Jelzés nélkül
Vonal állapot	Igen	Igen	Valószínű
Hívó telefonszám	Nem	Igen	Nem
Hívott telefonszám	Valószínű	Igen	Nem
Hívó helye	Nem	Igen	Nem
Hívott helye	Valószínű	Igen	Nem
Hívó helye	Nem	Igen	Nem
Hívás típusa	Nem	Igen	Nem



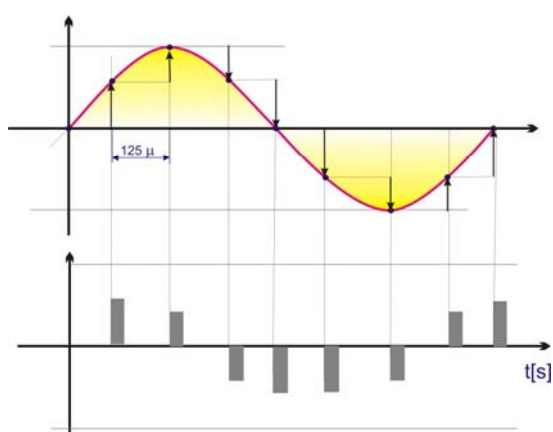
A táblázatból egyértelműen kitűnik, hogy az SS7-es jelzésrendszer által nyújtott szolgáltatások eredményezik a legrészletesebb adatokat a forrásról, úgyhogy a jelzéscsatorna megkeresése, nagyon fontos feladata az adatszerzésnek.

### ***4.3. Automatikus statisztikai multiplex felismerés***

A távközlési szolgáltatók költségcsökkentő kényszere olyan berendezések kifejlesztését és használatát eredményezte, amelyek több csatorna jelét próbálják átvinni ugyanazon csatormán, különböző tömörítő eljárásokat használva. A tömörítések minden esetben figyelembe veszik a beszéd és a beszélő jellemzőit, aminek szabályszerűségéből igen hatékony tömörítő eljárások kerültek kifejlesztésre. Az általam kifejlesztett program képes e tömörítési eljárások közül az ITU-T G.711-es G.726-os szabványú tömörítési eljárások kitömörítésére.

#### ***4.3.1. Hangtömörítés***

A hangminták vizsgálata során egyértelművé vált, hogy az egymást követő minták nem teljesen függetlenek egymástól. Az aktuális minta és azt megelőző közti különbség lényegesen kisebb, mint az abszolút értékük. Tehát a jelben csak meghatározott mértékű ugrások lehetségesek. Ennek figyelembevételével kb. 20%-os tömörítés érhető el, úgy, hogy az eredeti minta információ tartalma nem változik. Ezen eljárást differenciális kódolásnak nevezzük. Jelölése: **DPCM**.

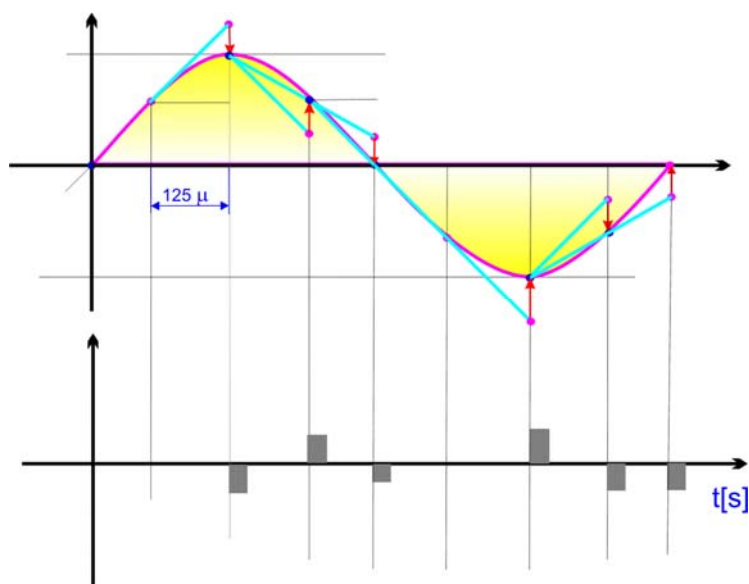


**4.13. ábra**

A differenciális kódolás (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A 4.13. ábrán látható példából egyértelműen látszik, hogy az abszolút minták legnagyobb értékének kb. fele a legnagyobb különbségű minta nagysága. A tömörítés ebből adódik. Ha figyelembe vesszük a tömörítés során, hogy a minta abszolút helyétől függően változik az esetleges különbség nagysága és ezt mintáról mintára meghatározzuk,

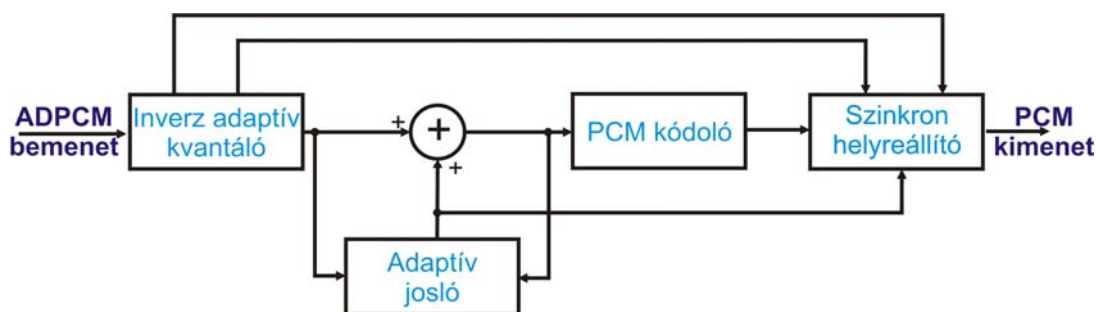
akkor szintén nyerhetünk vele. Ezt az eljárást adaptív kvantálásnak hívjuk. További tömörítést is elérhetünk a következő módon: Feltesszük, hogy a két egymást követő minta meghatározza a következő mintát – azaz megjósoljuk két minta különbségéből a következő minta lehetséges értékét –, viszont a jósolt és a valódi minta közti különbséget visszük csak át. A 4.14. ábrán egy olyan jósoló algoritmust alkalmaztunk, amely a két előző mintát egy egyenessel kötötte össze. Az így kialakult egyenes és a valódi minta közti különbséget ábrázolva lényegesen kisebb adatok ábrázolását kell megvalósítani. Ha ezt kiegészítjük a helyzetfüggő adaptív kvantálással, egy nagyon könnyen skálázható, viszonylag egyszerűen dekódolható eljáráshoz juthatunk. Ezt az eljárást nevezzük **Adaptív Differenciális ImPulzus (C)Kód Modulációnak**, rövidítve: **ADPCM**.



4.14. ábra

ADPCM minták keletkezése (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

Ha egyszerűsítve szeretnénk egy blokkvázlatot rajzolni egy ADPCM dekódolóról, az a következő módon nézne ki:

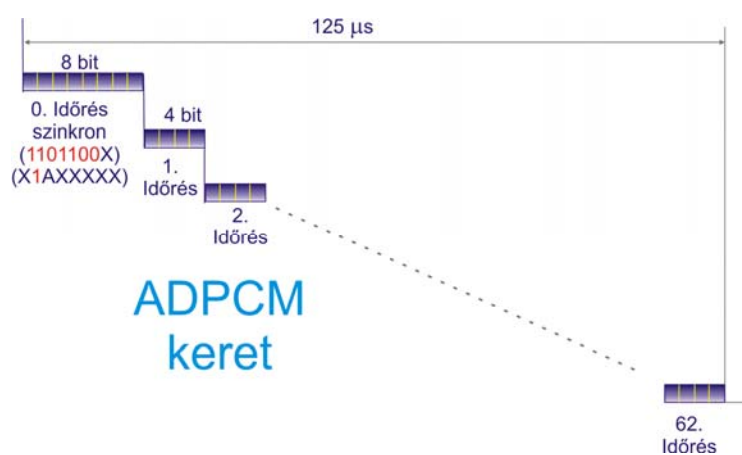


4.15. ábra

ADPCM dekódoló (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

A különböző blokkokban végrehajtandó feladatokat az ITU szabványosította és megfelelő működésüket különböző mintasorozatokkal tesztelhetővé tette. Minden egyes kódoló lényege és bonyolultsága az adaptív jósló áramköri blokk megvalósításában rejlik. Az ADPCM eljárást az ITU G.726-os számú szabványon hagyta jóvá. Az eredeti szabvány az adaptív jósló és az inverz adaptív kvantáló eljárások során digitális szűrőket ír elő. Ezeket a digitális szűrőelemeket a PC-k szempontjából még inkább optimálisabb táblázatos felépítésre cseréltem ki, amellyel párhuzamosan 128 csatorna dekódolása érhető el valós időben, az eredeti algoritmus 64 csatornájához képest.

Amennyiben az így létrehozott csatornákat fogjuk össze (4-bites kódolással), akkor az előbbi E1-es vonalon 30 beszédcsatorna helyett 60 (62) darabot tudunk átvinni. Az így felépített keret a következő ábrán látható:



4.16. ábra

ADPCM-keret felépítése (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

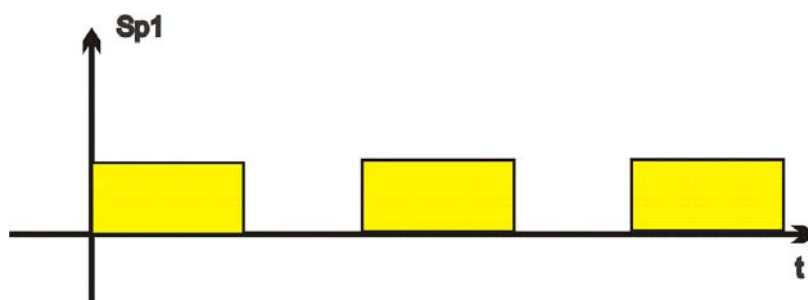
Megfigyelhető, hogy a szinkron-csatorna itt is megtalálható, mivel ez egy felsőbb szintű rétegen megvalósított eljárás, tehát a PCM-berendezésekkel kompatibilisnek kell lennie!

Az ADPCM skálázható eljárás, mivel a bitszám csökkentése csak a kvantálási zajt növeli, amely a normál beszédre nincs kihatással (tompábban halljuk a partnert, illetve kissé zajosabban). A modem típusú berendezések (például a FAX) érzékenyebbek a kvantálási zaj nagyságára, így ezeket minimum 5-bites kódolással kell továbbítani.

### 4.3.2. Beszéd-interpolálás

Az eddigiekben a jelre mint fizikai létezőre gondoltunk, a mögötte lévő (azt létrehozó) emberi sajátosságokra még nem gondoltunk. Amennyiben megvizsgáljuk egy hétköznapi párbeszéd időbeliségét, megállapíthatjuk, hogy egy beszélő a párbeszéd során 40%-ban

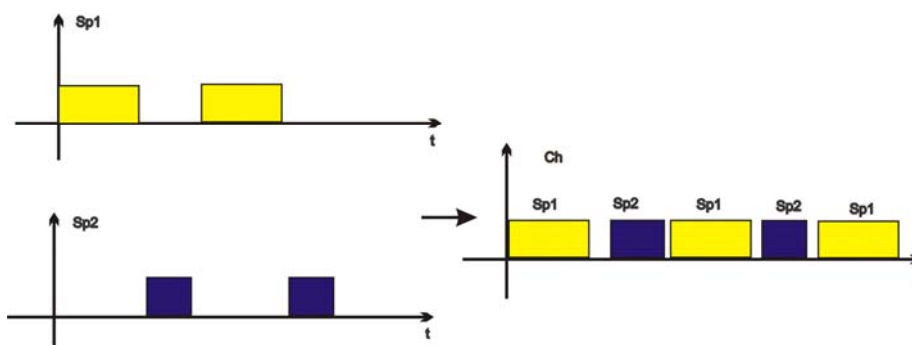
aktív, 60%-ban passzív befogadóként nem bocsát ki magából hangot. Az idő függvényében a következő ábrán látható egy aktivitási függvény.



4.17. ábra

Beszédaktivitási függvény (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Amennyiben sikerül egy olyan felhasználót találnunk, aki pontosan ellentétes aktivitással folytatja a párbeszédét, akkor e két csatornát összefoghatjuk.



4.18. ábra

Ellentétes beszédaktivitású csatornák összefogása (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

Az előzőekben vázolt eljárást nevezik beszédaktivitás-figyelésnek, vagy Digital Speech Interpolation-nak (DSI)

### 4.3.3. DCME (Digital Circuit Multiplication Equipment)

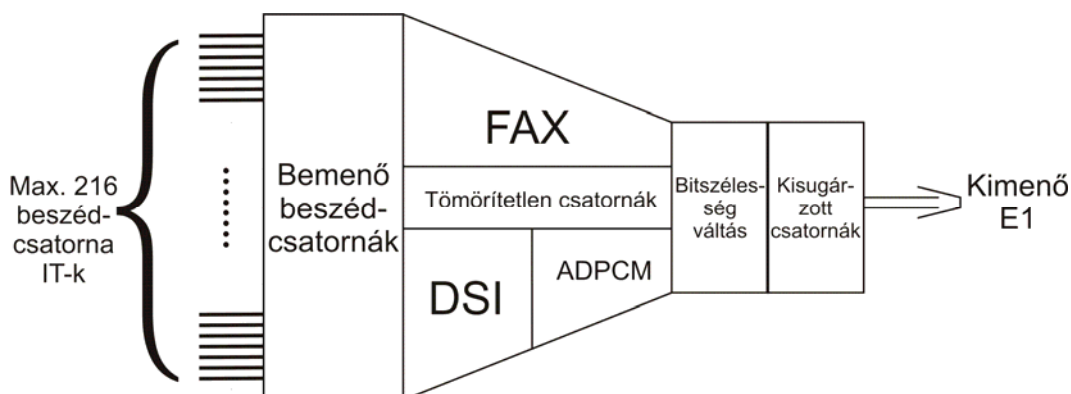
Ezzel az eljárással megtaláltuk a DCME berendezések alapelvét. Nem történik semmi más egy ilyen típusú berendezésben, mint folyamatosan figyeljük a csatornában folyó beszélgetéseket, és az üres (éppen passzív) csatornák helyére aktívakat kapcsolunk.

Az előző alfejezetben leírtak alapján ezen berendezések a következő funkciókat kell, hogy megvalósítsák:

- beszédaktivitás-figyelés;
- ADPCM-kódolás;
- modem-demodulálás;
- adatcsatorna-áteresztés;

- bitszélesség-manipulálás;
- vezérlés.

A következő ábrán egy DCME berendezés felépítését láthatjuk:



**4.19. ábra**

A DCME felépítése [86]

A bemeneten található csatornákat IT-nek (Intermediate Trunk), nevezik. Ebből 216 darab lehet, tehát elméletileg 216 beszédcsatorna jele továbbítható egy időben. Ha ezt a számot összevetjük a leírás elején található 30-cal, akkor megállapíthatjuk, hogy több, mint 7-szeres tömörítést sikerült elérni! A kisugárzásra kerülő csatornák neve: **Bearer Channel**, azaz BC.

A következő alfejezetekben az eddig nem tárgyalt technológiák ismertetése következik.

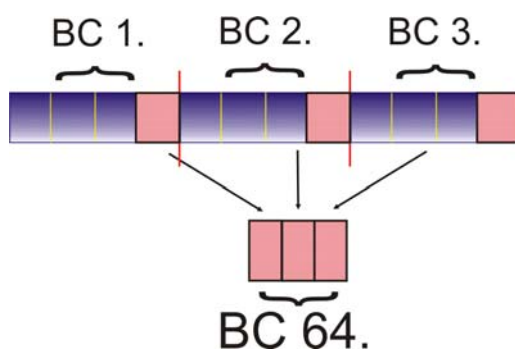
#### **4.3.4. Modem demoduláció, adatcsatorna-kezelés**

Amennyiben egy telefonhálózaton keresztül egy modem típusú berendezés (például egy FAX) jelét szeretnénk továbbítani a DCME-berendezésben ezt el kell tudni választani a normál beszéd csatornáktól, mert ezek a jelek teljesen más paraméterekkel bírnak. Itt nem figyelhető meg a 40%-os aktivitás, mivel itt közel 100%. Ráadásul, amíg a beszéd tömörítésére elegendő 4-bites ADPCM kódolást alkalmazni, addig a modemek minimum 5-bites kódolással képesek csak a kapcsolat felépítésére és fenntartására. Ennek következtében egy olyan blokkra is szükség van a DCME berendezésekben, amely elkülöníti azon csatornákat, amelyek beszélgetést tartalmaznak attól, amelyek modem típusú összeköttetést létesítenek. Amennyiben a berendezés rendelkezik FAX opcióval, akkor az adatait demodulált formában továbbítják, ahol elegendő 2 bit csatornánként (normál FAX maximum 14,4 kbit/s sebességgel ad, amihez a 2 bit 16 kbit/s-os csatorna sávszélessége több, mint elegendő). Amennyiben nem rendelkezik ilyen opcióval, akkor marad az 5-bites időrés.

Az adatsatornák kezelése, amit **clear channel** (vagy preassigned) névvel illetnek, egyszerű feladat. Itt semmilyen manipuláció és tömörítés sem engedhető meg tehát, ezeket egy az egyben kell továbbítani. Ilyen típus lehet egy béreltvonali kapcsolat.

#### 4.3.5. Bitszélesség manipulálás

Mi történhet akkor, ha mindenki egyszerre beszél és még egy plusz felhasználó szeretne beszélgetést kezdeményezni? Ekkor extra csatornákat kell kialakítani a meglévők mellé. Ezt úgy lehet elérni, hogy négy aktív csatornát 4 helyett 3 bittel kell kódolni (némi minőségromlás árán) és az így keletkezett biteket összefogva egy extra beszédcsatorna alakítható ki. Ezt az eljárást over-load (túlterhelés), vagy bit-robbing (bitlopás) névvel illetik. Az alábbi példában az első 3 csatornától ellopott bitekből kerül kialakításra egy új extra csatorna 64-es sorszámmal.

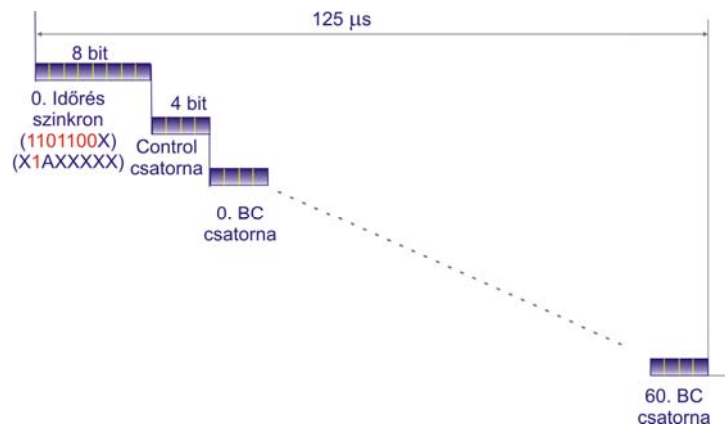


4.20. ábra

Bitlopással történő extra csatorna kialakítása (Szerk.: Fűrjes János CorelDraw 12)

#### 4.3.6. Az időrések vezérlése

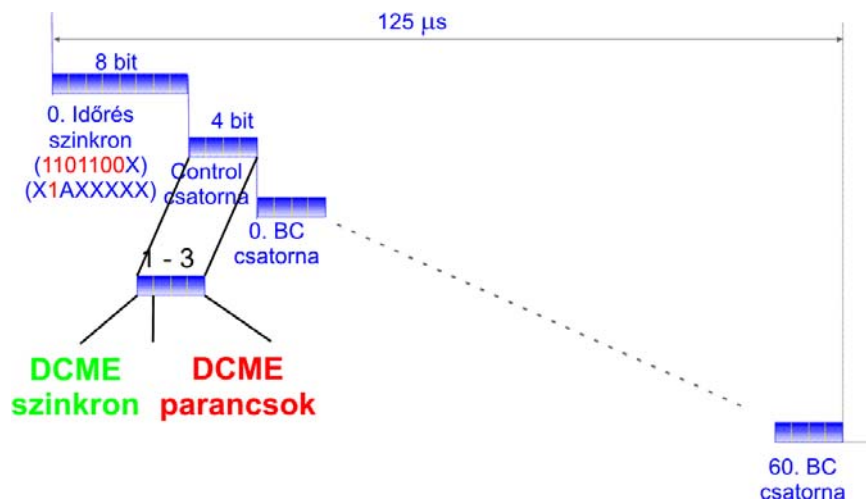
Az eddig leírt eljárások csak akkor működnek, ha a vevő oldalon a dekóderegység minden lépést az adóberendezéssel szinkronban végez. Ha belép egy új beszélgető, akkor ez a másik oldalon is egy másik beszélgetőként jelenik meg (új beszédcsatorna). A DCME berendezéseknél nincs a hagyományos értelemben vett beszéd csatorna a vonalon, hanem ún. bearer channel-ek lettek kialakítva. Egy DCME-berendezés jele a következő módon ágyazódik a PCM-jelfolyamba:



**4.21. ábra**

„DCME keret” felépítése (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A DCME-vezérlés lényege abban határozható meg, hogy az bemenő IT-csatornákat úgy ágyazza be a BC-csatornába, hogy a vevőberendezés a dekódolás végeztével 100%-ban vissza tudja állítani az eredeti IT-csatorna tartalmát. Ezen vezérlés logikai helye a PCM keretben a szinkron szó után található első 4-bites csoport. A vezérlőcsatorna felépítés a következő ábrán látható:



**4.22. ábra**

Kontroll csatorna felépítése és elhelyezkedése (Szerk.: Fürjes János CorelDraw 12)

A vezérlő szó két részre van osztva:

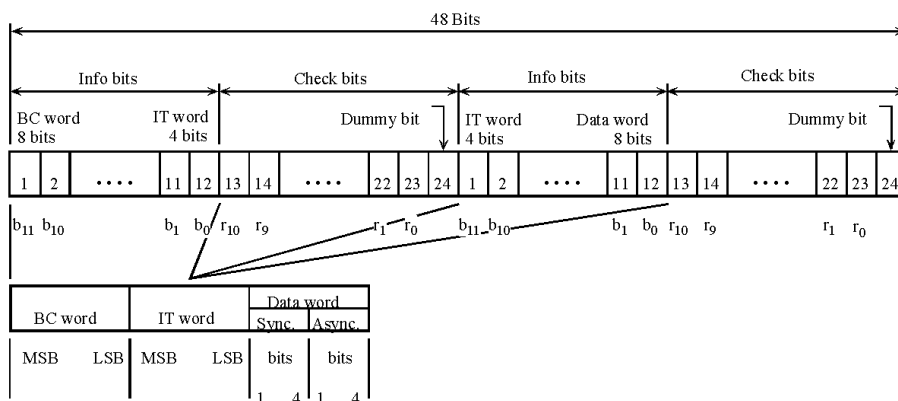
- szinkronszó;
- parancsszó.

Természetesen ebben a csatornában is kell lennie egy szinkront biztosító mechanizmusnak, amivel meg lehet állapítani a vezérlőparancs kezdetét. Erre szolgál a szinkronszó. Minden 16. PCM-keret tartalmaz egy teljes vezérlő blokkot, ami azt jelenti, hogy 2 ms időnként történhet változás. Visszafelé gondolva, 2 ms (a másodperc 1/500-ad

része) beszédszünet elég ahhoz, hogy egy másik beszélő megkaphassa a csatorna használatát!

A DCME-szinkronnak van egy különleges tulajdonsága, mégpedig az, hogy egy keretben a 0001010011011110 bitsorozatot találjuk, a következő 63 keretben ennek negáltját, vagyis 1110101100100001 bitsorozatot fogjuk találni. Ez azért történik, így mert bizonyos információk ebben a 64 DCME-keretben vannak elosztva. (figyeljünk oda, hogy ha PCM-keretben számolunk, akkor ez  $16 \cdot 64$ , azaz 1024 keretet jelent, időben 128 ms).

A 4.25. ábrából látszik, hogy a vezérlőszó hossza  $3 \cdot 16$ , azaz: 48 bit, ebből 24 valódi információt tartalmazó bit és 24 hibajavító bit található. A következő ábrán ezen bitek valódi elhelyezkedését láthatjuk:



### 4.23. ábra

DCME-vezérlőszó felépítése [87]

A robosztus hibajavító kódolásnak köszönhetően, (23, 12)-es Golay-kód, 1-3 hiba javítható, az a fölöttiek pedig detektálhatók. Azon üzenetek, amelyek hibásak, nem kerülnek felhasználásra, de a rendszer általában egy állapotváltó üzenetet többször megismétel. A 24-bites kontrolladat felépítése a következő:

- 8 bit BC-szám;
- 8 bit IT-szám;
- 4 bit parancs;
- 4 bit állapot

Ebből a felsorolásból látszik, hogy ebből tudjuk helyesen visszaállítani a megfelelő BC átírányítását a megfelelő IT-kimenetre. Tulajdonképpen a DCME-dekódolás legfőbb feladata, hogy az úgynevezett BC/IT-tábla felépítése és ennek megfelelően irányítsa a BC-adatcsomagokat a megfelelő IT-kimenetre. Ezt a táblát 2 ms-onként kell frissíteni. Vizuálisan egy ilyen tábla pillanatnyi állapotát láthatjuk a következő ábrán.



DCME mode : ITU G.763 BC - IT Table Sync count : 851

BC(s)	0x00	0x01	0x02	0x03	0x04	0x05	0x06	0x07	0x08	0x09	0x0A	0x0B	0x0C	0x0D	0x0E	0x0F
0x00	77	111			107	86		33		62			56		43	
0x10	114	48	54	100	94		49	97	66	104	67	80	85	38	92	96
0x20	51	112	59	98	93	110	109	45	120	61	79		99	60	119	71
0x30	84	117	74	88	57	69	81	90	105	118			87	42		
0x40																
0x50																
0x60																
0x70																
0x80												52				
0x90						63										
0xA0																
0xB0																
0xC0																
0xD0																
0xE0																
0xF0																

Preassigned channels :   
 2  3  4  5  6  7  8  9  10  11  12  13  14  15   
 16  17  18  19  20  21  22  23  24  25  26  27  28  29  30  31

Help File makmo

**4.24. ábra**

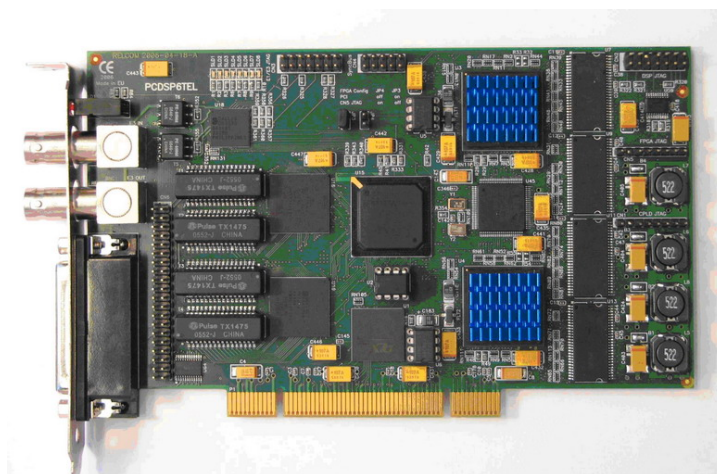
BC-IT tábla (Szerk.: Fűrjes János, Comet V3.01)

Természetesen ezt az összeköttetés vezérlést is szabványosították, az ITU G.763-as szám alatt.

#### 4.4. Gyakorlati megvalósítás

A következőben egy, a piacon kapható magyar megoldást ismertetek. A RELCOM Kft által tervezett és gyártott PCDSP V6-Tel típusú kártya hardver felépítése alkalmas a bevezetőben vázolt sok csatorna párhuzamos vizsgálatára. Ez magában foglalja mind a fizikai, mind a logikai illesztést.

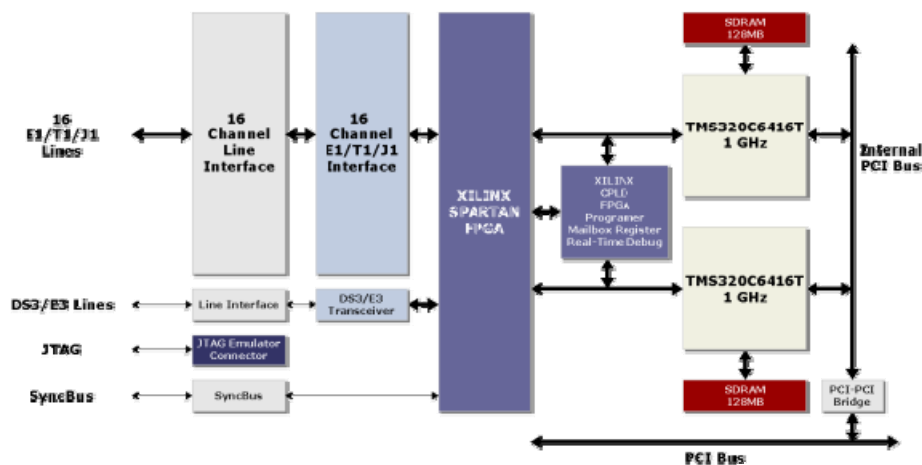
Az alábbi képen látható a kártya fizikai megvalósulása.



**4.25. ábra**

PCDSP V6-Tel kártya [88]

A kártya belső felépítését a következő ábra szemlélteti:



4.26. ábra

PCDSP V6-Tel kártya belső felépítése [89]

A 4.26. ábráról látható, hogy a külvilággal kétféle interfészen keresztül érintkezik. Az egyik egy 16-csatornás E1-es, míg a másik az E3-as vonali interfész. Ezen illesztők kimenete egy FPGA-hoz kapcsolódik, ahol szoftverprogramozott módon megvalósíthatók különböző demultiplexer és dekóder funkciók. A szabadságot tovább növeli, hogy rendelkezésre áll még két nagysebességű DSP-processzor, ahol vezérlési és további dekóder, demultiplexer funkciók valósíthatók meg.

A kártyán dekódolt adatfolyam a kártya PCI-interfészen keresztül kerül be a host számítógép memóriájába. Természetesen az eddigi folyamatok a kiszolgáló számítógép erőforrásaiból nem használnak fel semmit (még a memóriába való írást is a DSP valósítja meg a PC helyett).

A további műveletek már a PC-n futó programban valósulnak meg. Ezeket a rutinokat optimálisan implementálva képes a feladat elvégzésére, a megfelelő adatbázis-műveletekkel együtt! A PC-n futó alkalmazás kihasználja a Windows operációs rendszer többszálú képességét, mellyel optimálisan kihasználhatók a PC erőforrásai, a rögzítéstől a behallgatási funkciókon át a kijelzésig.

Az elkészített PCDSP-kártya felépítését, az alkalmazott áramköri elemek konkrét típusának meghatározását végeztem el. A kártya megtervezése és kivitelezése a RELCOM Kft. munkáját dicséri.

Ezen a kártyán megvalósított DSP-kódok, a kiszolgáló PC-n futó alkalmazás teljes egészében saját fejlesztés, a CIC-tábla építő algoritmus kivételével, amelyet Elek Ernő kollégámmal közösen készítettünk. A program működésének leírása a III. mellékletben található.

## 4.5. *Összefoglalás, következtetések*

A faxok és egyéb modem típusú kapcsolatok automatikus felderítésének és rögzítésének megvalósítása párhuzamosan sok csatornában, nagy kihívást jelent hardver és szoftver tekintetében egyaránt. Speciális hardver elemek és szoftver algoritmusok nélkül a nagy csatornaszám (erőforrásigény) miatt ezen feladat végrehajtása valós időben lehetetlen. A fejlesztés során végigjárt utat vázoltam fel, amelynek eredményeként egy hardverben és szoftverben egyaránt XX. századi megoldás született, mellyel a kitűzött feladat teljes egészében megvalósítottam.

A gyakorlatban jelenleg működő DSP-kártyán megvalósított funkciók úgy kerültek kialakításra, hogy a második fejezetben felvázolt és sokkal nagyobb teljesítményű kártyára változtatás nélkül implementálhatóak legyenek. A továbbfejlesztés iránya az lehet, hogy a teljes vételi képességet (demodulátor, hibajavító, deinterleaver stb.) egybeimplementáljuk, így egy flexibilisen programozható, költséghatékony felderítő eszközt alakítsunk ki. Az eszköz mind stacioner, mind mobil környezetben alkalmazható, a feladatokhoz illeszkedve rugalmasan.

A részletes elemzéseknek köszönhetően sikerült szintetizálnom a legoptimálisabb algoritmusokat, és ezzel egy költséghatékony megoldást sikerült kifejlesztenem. Az általam ismert rendszerekhez képest, minimum fele költséggel realizált hardver elemekből, kétszer annyi távbeszélő-csatorna valós idejű monitorozására alkalmas rendszert fejlesztettem ki. A feldolgozó funkcióin túl az analízist segítő eszközökkel is elláttam, amellyel a bonyolultabb jelzésprotokollok analízisére is lehetőséget biztosítok. Az így megkapott eredményeket (a program moduláris felépítésének köszönhetően) hasznosíthatóvá tehetem a programban. Ezzel a folyamatos bővítéssel a legújabb távközlési technológiák kezelése könnyen beépíthetővé válik a feldolgozó rendszerbe. Példaként említhetem a GSM-hálózatokban használatos SMS<sup>58</sup>-üzenetek kezelését, amelyet később építettem be a szoftverbe.

A kifejlesztett rendszer alkalmasságát és helyes működését a napi több-ezer megszerzett távirat bizonyítja.

---

<sup>58</sup> SMS: Short Message Service - rövidüzenet-szolgáltatás, mobiltelefonnal küldött rövid terjedelmű, meghatározott karakterszámú üzenetet kézbesítő szolgáltatás neve.

## Összegzett következtetések

Értekezésemben elemző áttekintést nyújtottam az automatikusan végrehajtott elektronikai támogatás és rádióelektronikai felderítés lehetőségéről. Elemeztem a külföldi szolgálatok által használt rendszer képességét, amelyet a saját viszonyainkra adaptáltam.

A feltárt problémák és kihívások tükrében a fejlesztés ezen fázisában javaslatot tettem egy olyan egységes rádiófelderítő-adatbázis létrehozására és felépítésére, amely mind a hadászati, mind a harcászati feladatok során alkalmazható. Az adatbázis felépítése során figyelembe vettem a nemzeti sajátosságokat és az eltérő feladatrendszerből adódó különbségeket. Az adatbázis bemenő-adatainak forrásaként az automatikusan működő berendezések szolgálnak. Az adatbázis felépítése támogatja az adatfeldolgozás során keletkezett információk azonnali visszacsatolását az adatszerző rendszerbe, így gyors manőverezőképeséget biztosítva számára. A rendszer által rögzített adások keletkezésének legrészletesebb és legkorrektebb dokumentálását tűztem ki célul.

### A téma kidolgozása során:

- feldolgoztam a témával kapcsolatos szakirodalmat (könyveket, tudományos folyóiratokat, doktori értekezéseket, elektronikus formátumú anyagokat);
- felhasználtam a nemzetközi együttműködések során szerzett személyes tapasztalataimat (közös vételkísérletek);
- tanulmányoztam más NATO-országok műholdas adatszerző rendszereit;
- összehasonlítottam a különböző technológiát használó eszközparkok által nyújtott szolgáltatások lehetőségét;
- konzultációt folytattam a BMGE vezeték nélküli távközlési rendszerek elméleti oktatását, valamint az adott területen K+F tevékenységet folytató szakembereivel;
- konzultációt folytattam a hazai védelmi szektor műholdas kommunikációs területen kutatás-fejlesztéssel foglalkozó szakembereivel;
- rendszereztem a felhalmozott ismereteket, valamint mindezek alapján kidolgoztam egy korszerű műholdas monitoring rendszert;
- a rendszerezett ismeretekből a témaköröknek megfelelően részkövetkeztetéseket vontam le, amelyek alapján megfogalmaztam a tudományos eredményeket megalapozó végkövetkeztetéseket;
- a megszerzett információkat a tiszthelyettesképzésben tanfolyam keretében ismerttettem.

Kutatásaimat elsősorban a Magyar Köztársaság Katonai Felderítő Hivatal – mint tudományos kutatóhely – bázisán végeztem. Nagyban elősegítette munkámat az a tény, hogy az elméleti ismeretek megszerzése után mindezen tudás gyakorlati alkalmazására is lehetőségem nyílt.

Javaslatom szerint az adatbázisban a szerzett adatokat, a feldolgozók által elkészített információkat, illetve a személyekre vonatkozó információkat külön táblában kell tárolni. Így a megfelelő szűrések és hivatkozások alkalmazásával teljes kapcsolati hálózatokat lehet automatikusan képezni. Javaslatom alapján az adatbázisból a feldolgozóknak a teljes forrásanyag rendelkezésre áll. Az adatbázis felépítésénél a szövetségesek által használt (esetlegesen megismerhető) adatbázis-felépítést is figyelembe vettem, a partnerszolgálati információáramlás megkönnyítés érdekében.

Az adatbázis kimenetén keletkező felderítési adatok felhasználásával (az adatszerzésbe történő visszacsatolásával) a célzott rádiófelderítés megvalósíthatóvá vált. Így lényegesen hatékonyabb adatszerző és feldolgozó tevékenység érhető el, optimális erőforrás kihasználás mellett. Ezen elvek alkalmazása mellett elérhetővé válik a felderítéssel szemben meghatározott alapvető igény: az időszerűség, a hozzáférhetőség, illetve a felderítési ciklus be is zárulhat.

A felderítés elméleti kihívásainak tükrében megvizsgáltam a vétel során keletkező technikai kihívásokat. Olyan rendszer összeállítását javasoltam, amelyben a következő építőelemek szerepelnek:

- PC DSP kártya;
- analóg front-end kártya;
- DDS alapú tuneregység.

Ezzel az összeállítással olyan, rugalmasan alkalmazható, kis teljesítményfelvételű vevő-rendszer állítható össze, amely a funkcióit költséghatékonyan valósítja meg. A továbbfejleszthetőség és bővíthetőség szintén megoldott kérdésnek tekinthető. Az egységes hardver platform lehetővé teszi továbbá az üzemeltetés és a tartalékolás költségeinek alacsony szinten tartását.

Gyártók által megvalósított alkalmazások vizsgálatával és az általam megtervezett struktúra összehasonlítása révén megállapítottam a kártyával feldolgozható jelek maximális sávszélességét, különböző üzemmódokban.

Mérésekkel igazoltam, hogy rövidhullámú alkalmazásokban a bemeneti kapcsolható sávszűrők alkalmazása elengedhetetlen a tartományban jelen lévő dinamikai viszonyok kezeléséhez, ezért ennek alkalmazása elengedhetetlen.

A vevők szintézerének viselkedésének analizálásával bizonyítottam, hogy amennyiben gyors hopping felderítésre és analizálásra alkalmas vevő építése a cél, akkor csak a tisztán DDS-alapú tuneregységek alkalmazása lehetséges a fáziszaj és beállási idő egymással ellentétes követelményének biztosítása miatt.

Valós antennajelek analizálása során bizonyítottam a bemenőfokozatokban alkalmazandó preselector-fokozatok nélkülözhetetlenségét, amelyek mind a szelektivitás növelésének, mind pedig az erősítők torzításának csökkentését szolgáló eszközként funkcionálnak. A preselectorokban alkalmazott részsávok határadatainak meghatározása, az adott antennán előálló jelek alapján javasolom megállapítani.

A faxok és egyéb modem típusú kapcsolatok vizsgálata révén megállapítottam az automatikus felderítésének és rögzítésének megvalósításához szükséges eljárásokat, párhuzamosan sok csatornában. Ezen alapokon kifejlesztettem egy valós időben működő automata fax és IP feldolgozó rendszert.

A gyakorlatban jelenleg működő DSP-kártyán megvalósított funkciók úgy kerültek kialakításra, hogy a második fejezetben felvázolt és sokkal nagyobb teljesítményű kártyára változtatás nélkül implementálhatóak legyenek. A továbbfejlesztés irányaként, a teljes vételi képességet (demodulátor, hibajavító, deinterleaver stb.) egybeimplementálását jelöltem meg, így egy flexibilisen programozható, költséghatékony felderítőeszköz kialakítására nyílik lehetőség. Az eszköz mind stacioner, mind mobil környezetben alkalmazható, a feladatokhoz illeszkedve rugalmasan.

A részletes elemzéseknek köszönhetően sikerült szintetizálom a legoptimálisabb algoritmusokat, és ezzel egy költséghatékony megoldást sikerült kifejlesztenem. Az általam ismert rendszerekhez képest, minimum fele költséggel realizált hardver elemekből, kétszer annyi távbeszélő csatorna valós idejű monitorozására alkalmas rendszert fejlesztettem ki. A feldolgozó funkcióin túl az analizálást segítő eszközökkel is elláttam, amellyel a bonyolultabb jelzésprotokollok analizálására is lehetőséget biztosítok. Az így megkapott eredményeket (a program moduláris felépítésének köszönhetően) hasznosíthatóvá tettem a programban. Ezzel a folyamatos bővítéssel a legújabb távközlési technológiák kezelése könnyen beépíthetővé válik a feldolgozó-rendszerbe. Példaként említhetem a GSM hálózatokban használatos SMS üzenetek kezelését, amelyet később építettem be a szoftverbe.

A kifejlesztett rendszer alkalmasságát és helyes működését a napi több ezer megszerzett távirat bizonyítja.

## Új tudományos eredmények

1. Áttekintettem az elektronikai hadviselés kihívásait és megállapítottam, hogy egy egységes felderítő rendszer működőképességét és használhatóságát, túl az alkalmazott hardver elemeken, egy jól felépített és átgondolt, egységesített adatbázis jelenti. **Javaslatot tettem**, az elméletben megvizsgált és gyakorlatban tapasztalt problémák lefedésére hivatott rádiófelderítő adatszerző **adatbázis felépítésére**. A kialakított adatbázis, az adatszerzésen túl, támogatja az automatikus adatfeldolgozó tevékenységet is.

2. Elemeztem a korszerű szoftverrádiós technológián alapuló kommunikációs rendszerek felépítését, az egyes moduljaik funkcióit, ezek alapján **meghatároztam az implementációhoz szükséges alapfunkciókat és ezek műveletigényét**. Ezen adatok alapján **javaslatot tettem** egy korszerű felderítő berendezés alapját képező **jelfeldolgozó számítógépes kártya általános felépítésére**.

3. Az alapsávi jelfeldolgozó áramkörök és egy jelfeldolgozó kártya segítségével létrehoztam egy kis erőforrásigényű automatikus adatgyűjtő rendszert, amellyel **bizonyítottam az elgondolásom helyességét és működőképességét mind stacioner, mind mobil környezetben**.

4. Elméleti számítások és gyakorlati tesztek alapján **bebizonyítottam**, hogy a kereskedelmi forgalomban kapható, általános célra kifejlesztett **videokártyák alkalmasak rádiófelderítő feladatok támogatására**, bizonyos funkciók teljes lefedésére.

## **Ajánlások**

A dolgozatomban leírt elméleti összefoglalásokat ajánlom a ZMNE különböző alap-, mester- és PhD- képzésében oktatási anyagként felhasználni.

Az általam definiált és felépített adatbázis használatát ajánlom a rádiófelderítő adatszerzésben.

Ajánlom az általam kifejlesztett szoftver használatát, mind a hadműveleti, mind a harcászati szintű rádiófelderítésben.

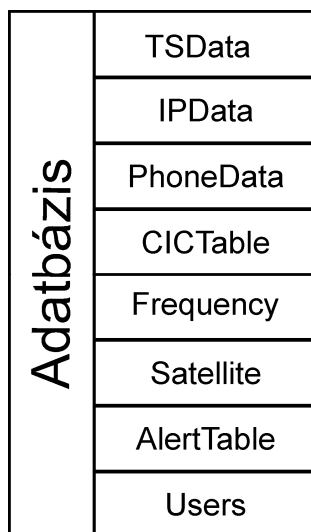
Budapest, 2010. június 9.

Fürjes János mk. őrnagy



## I. Melléklet

Az adatszerver adatbázis felépítése az 1. ábra mutatja:



1. ábra

A 2. ábra a TSDData tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
Descriptor	Számláló	Számláló
CalledNum	Szöveg	Hívott telefonszám
CallinNum	Szöveg	Hívó telefonszáma
Type	Szöveg	Hívás típusa
StartTime	Dátum/Idő	Rögzítés kezdete
Lenght	Szám	Rögzítés hossza (bájtban)
LocationNum	Szöveg	SS7 helyszáma (telefonközpont száma) / iránymérési információ
FileName	Szöveg	Rögzített fájl neve (abszolút cím \\szerver\megosztásinév\műhold\frek\év\hó\nap)
TimeSlots	Szám	eredeti időűrés száma
StTimeSlot	Szám	Időrések száma, ha több van összevonva
Options	Szöveg	SS7 opciók
SatName	Szöveg	Műhold neve
Frequency	Szöveg	Vételi frekvencia
Note1	Szöveg	Megjegyzés
Note2	Szöveg	Megjegyzés
CICNumber	Szöveg	SS7 cic szám
DPCNumber	Szöveg	SS7 DPC szám
OPCNumber	Szöveg	SS7 OPC szám
Checked	Igen/Nem	Ha a város/ország név meg lett keresve a telefonszámhoz
CalledCity	Szöveg	Hívott város neve
CallingCity	Szöveg	Hívó város neve
OPCCountry	Szöveg	OPC szám mögött lévő ország
DPCCountry	Szöveg	DPC szám mögött lévő ország
Target	Szöveg	Célpont neve, ha van
TargetDetails	Szöveg	Célpont részletes leírása
SatDetail	Szöveg	Műhold részletek
CalledNumI	Szöveg	Hívott szám szám formátumban
CallingNumI	Szöveg	Hívó szám szám formátumban
LocationNumI	Szöveg	Helyzet szám szám formátumban
CICNumberI	Szám	CIC kód szám formátumban
OPCNumberI	Szám	OPC szám szám formátumban
DPCNumberI	Szám	DPC szám szám formátumban
FrequencyID	Szám	Frekvencia azonosító
PostProc	Szám	Utófeldolgozás állapotjelzője
LanguageID	Szám	Nyelv azonosító szám
DatabaseID	Szám	Adatbázis azonosító
OriginalRefNo	Szöveg	Eredeti forrás azonosító
FileName2	Szöveg	Másodlagos fájl név

2. ábra

A 3. ábra a TSDData tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
Counter	Számláló	
SrcIP	Szöveg	A forrás IP címe
SrcPort	Szám	A forrás port száma
DestIP	Szöveg	A cél IP címe
DestPort	Szám	A cél port száma
Lenght	Szám	A csomag hossza bájtban
SrcAddress	Szöveg	A csomagban található küldő e-mail címe
DestAddress	Szöveg	A csomagban található címzett e-mail címe
Type	Szöveg	A csomag típusa
FileName	Szöveg	A rögzített fájl neve
Freq	Szöveg	A frekvencia kódja
StartTime	Dátum/Idő	Felvétel készítésének ideje
SatName	Szöveg	A forrás műhold neve
FrequencyID	Szám	Frekvencia azonosítója
Note	Szám	Megjegyzés

3. ábra

A 4. ábra a PhoneData tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
Counter	Számláló	Azonosító
Type	Szám	Adat típusa
Data	Szöveg	Előhívó szám
Descri	Szöveg	Leírása
Lenght	Szám	Hossza
Country	Szöveg	Ország
Number	Szám	Szám

4. ábra

A 5. ábra a CICTable tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
ID	Számláló	Azonosító
Freq_Sub_ID	Szám	E1 azonosító (ADPCM esetén)
CIC_000	Szám	0. időrés CIC kódja
CIC_001	Szám	
CIC_002	Szám	
CIC_003	Szám	
CIC_004	Szám	
CIC_005	Szám	
CIC_006	Szám	
CIC_007	Szám	
CIC_008	Szám	
CIC_009	Szám	
CIC_010	Szám	
CIC_011	Szám	
CIC_012	Szám	
CIC_013	Szám	
CIC_014	Szám	
CIC_015	Szám	
CIC_016	Szám	
CIC_017	Szám	
CIC_018	Szám	
CIC_019	Szám	
CIC_020	Szám	
CIC_021	Szám	
CIC_022	Szám	
CIC_023	Szám	
CIC_024	Szám	
CIC_025	Szám	
CIC_026	Szám	
CIC_027	Szám	
CIC_028	Szám	
CIC_029	Szám	
CIC_030	Szám	
CIC_031	Szám	31. időrés CIC kódja

5. ábra

A 6. ábra a Frequency tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
ID	Számláló	Azonosító
Beam	Szöveg	Nyaláb műhold esetén
Frequency	Szám	Vivő frekvencia
FrequencyDown	Szám	Lekevert vivő frekvencia
Bandwidth	Szám	Sávszélesség
DataRate	Szám	Adatsebesség
SNRate	Szám	Jel-zaj viszony
AntennaID	Szám	Antenna azonosító
StrepCode	Szöveg	Belső kód
SlotNumber	Szám	Időrés száma
PolarizationID	Szám	Polarizáció azonosító
SignallingID	Szám	Jelzés azonosító
ModulationID	Szám	Moduláció azonosító
Coding	Szöveg	Kódolás
Scrambler	Szöveg	Bitkeverő
SatelliteID	Szám	Műhold azonosító
TechnicalData	Szöveg	Egyéb technikai megjegyzés
Memo	Szöveg	Megjegyzés
FirstDate	Dátum/Idő	Első észlelés
LastDate	Dátum/Idő	Utolsó észlelés
CICID	Szám	CIC azonosító szám
SlotsData	Feljegyzés	Időrés azonosítók
DownConverterID	Szám	Lekeverő azonosító
FECID	Szám	Hibajavító azonosító
FECRate	Szöveg	Hibajavító arány
ChannelID	Szám	Csatorna száma
Spectrum	Igen/Nem	Spektrum elhelyezkedés
HeaderID	Szám	Fejlés azonosító
Band	Szám	Sáv
SymbolRate	Szám	Szimbólum sebesség

6. ábra

A 7. ábra a Satellite tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
ID	Számláló	
Position	Szám	Pozíció
SatelliteName	Szöveg	Műhold neve
Memo	Szöveg	Megjegyzés
VerticalTracking	Szám	Vertikális pozíció
HorisontalTracking	Szám	Horizontális pozíció
TrackingStep	Szám	Lépésköz
TrackingType	Szám	Léptetés típusa
TrackingStamp	Szám	Léptetés időköze

7. ábra

A 8. ábra a AlertTable tábla felépítését mutatja:

Mezőnév	Adattípus	Leírás
Id	Számláló	
Type	Szám	Az azonosító típusa
Number	Szöveg	Azonosító szám (pl. telefonszám)
Target	Szöveg	Célpont csoportja
TargetDetail	Szöveg	Részletes célpont azonosító

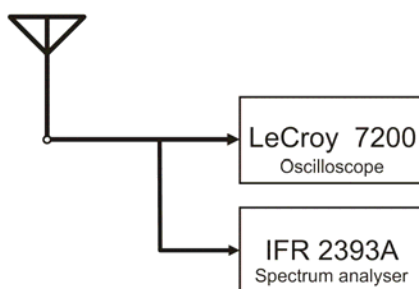
8. ábra

## II. Melléklet

Az alábbiakban a rövidhullámú front-end dinamika növelő hatásának mérését fogom közölni. A mérést a következő képen végeztem:

A rövidhullámú antenna bemenetet közvetlenül rákötöttem egy LeCroy 7200-as típusú precíziós oszcilloszkópra, amellyel időtartományban vizsgáltam a jelet. Ezzel párhuzamosan egy IFR 2393A típusú spektrum analízátorral frekvencia tartományban vizsgáltam a jelet.

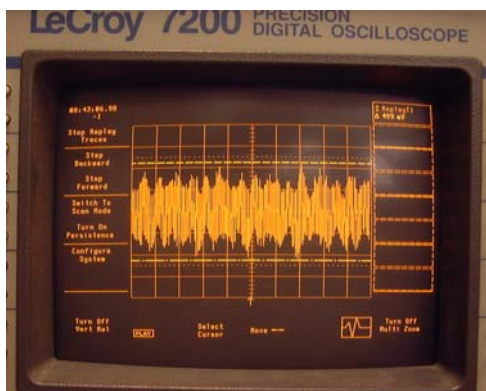
A mérési elrendezést az 1. számú ábra mutatja:



1. ábra

Ebben az elrendezésben a következő eredményeket szolgáltatták a műszerek:

Az oszcilloszkóp:



A spektrum analízátor



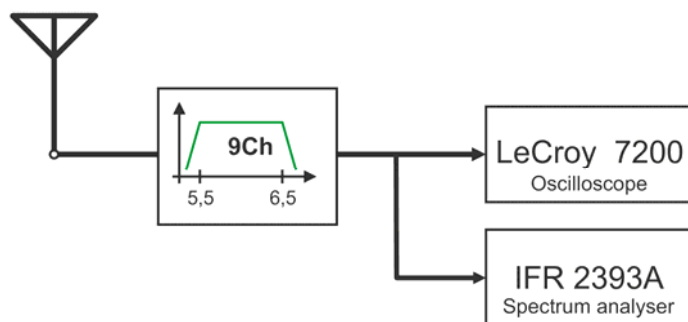
3. ábra

A mért érték a legnagyobb amplitúdóra:  $499 \text{ mV}_{pp}$

Ebből a legkisebb detektálható jel (16 bites A/D átalakítóval):  $499/65536 = 7,61 \mu\text{V}_{pp}$

ez  $-98,4 \text{ dBm}$ .

A következő mérésben az egyik kritikus sávot az 5,5 MHz-6,5 MHz-ig terjedőt mértük csak meg. Az antenna és a műszerek közé egy 9-ed rendű Chebysev típusú sáváteresztő szűrőt terveztem és építettem. Ezt a mérési elrendezést a 3. számú ábra mutatja:

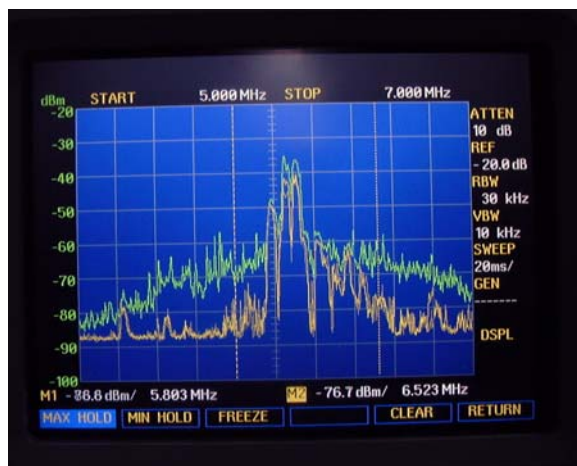
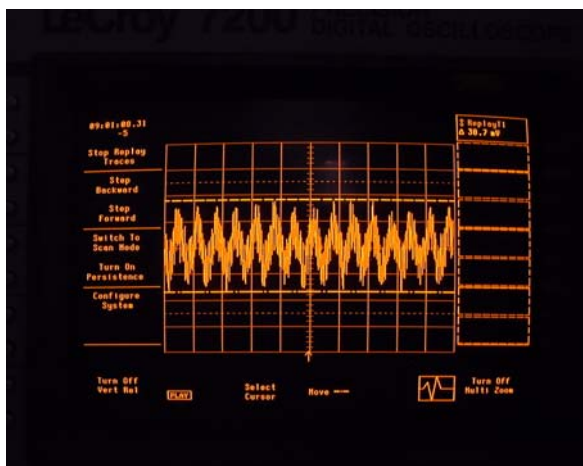


3. ábra

Ebben az elrendezésben a következő eredményeket szolgáltatták a műszerek:

Az oszcilloszkóp:

A spektrum analízátor



4. ábra

A mért érték a legnagyobb amplitúdóra:  $39 \text{ mV}_{pp}$

Ebből a legkisebb detektálható jel (16 bites A/D átalakítóval):  $39/65536 = 0,595 \text{ } \mu\text{V}_{pp}$

ez  $-120,5 \text{ dBm}$ .

Az adatokból tisztán látszik, hogy ezzel a módszerrel a leginkább kritikus tartományban is közel 22 dB dinamika növekedést értem el.

A spektrum adatokból kiindulva a következő frekvencia tartomány felosztását javasolom az európai területre:

A tervezett frekvencia tartományok a következők:

1. táblázat

Modul száma	Sáv eleje (kHz)	Sáv vége (kHz)
0	0	1 000
1	1 000	2 000
2	2 000	4 000
3	4 000	5 500
4	5 500	6 500
5	6 500	7 500
6	7 500	9 000
7	9 000	10 000
8	10 000	12 000
9	12 000	14 000
10	14 000	15 500
11	15 500	17 500
12	17 500	20 000
13	20 000	23 000
14	23 000	26 500
15	26 500	30 000

A mérések elvégzéséért köszönet Svigruha Gyula mk. ezredesnek és Csépké Zoltán főtörzsőrmesternek.

### III. Melléklet

#### COMET RENDSZER

Bemeneti források lehetnek:

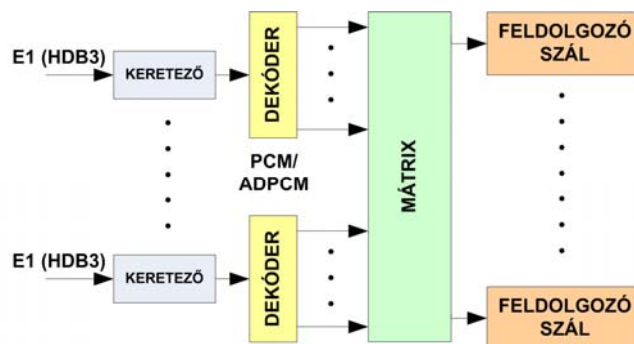
- PCDSPV7 digitális jelfeldolgozó kártya
- 16\* E1 feldolgozó szál
- 2/3/4/5 bit ADPCM módú dekódolás
- E3 bemenet
- E1 bemenetre → 1-8 kapcsolható feldolgozó szál

#### Feldolgozó szál funkciói

- Teljes E1-es rögzítés (.hdb fájlba folyamatos üzemmódban, illetve idő vagy hossz korlátozással),
- Hálózaton történő adattovábbítás (TCP kliensként, socket-en keresztül egy távoli gép eléri a teljes E1-es bitfolyamot)
- SS7 dekódolás és vezérlés (tetszőleges E1 vezérelhet tetszőleges E1-et),
- a teljes SS7-es jelzés forgalom fájl-ba rögzíthető,
- SS5 dekódolás,
- HDLC dekódolás (sorba rendezett IP csomag-mentéssel),
- E-mail gyűjtés,
- A teljes IP forgalom rögzítése fájl-ba,
- FAX detektálás és rögzítés,
- Telefonszámgyűjtés,
- Beszélgetés rögzítése (riasztási telefonszám alapján), illetve folyamatos üzemben,
- A rögzítésre került fájlok adatbázisba (ACCESS vagy SQL) történő adminisztrációja,
- Változtatható sebességű időrés panoráma (amplitúdó vagy bittérkép üzemmódban),
- Belehallgatás E1-enként 2 csatornába,
- DCME detektálás (DTX-240, DTX-360, DTX-3000, ITU-G 763, ITU-G 767)
- CIC tábla építés (azonos, illetve különböző E1-es forrással)

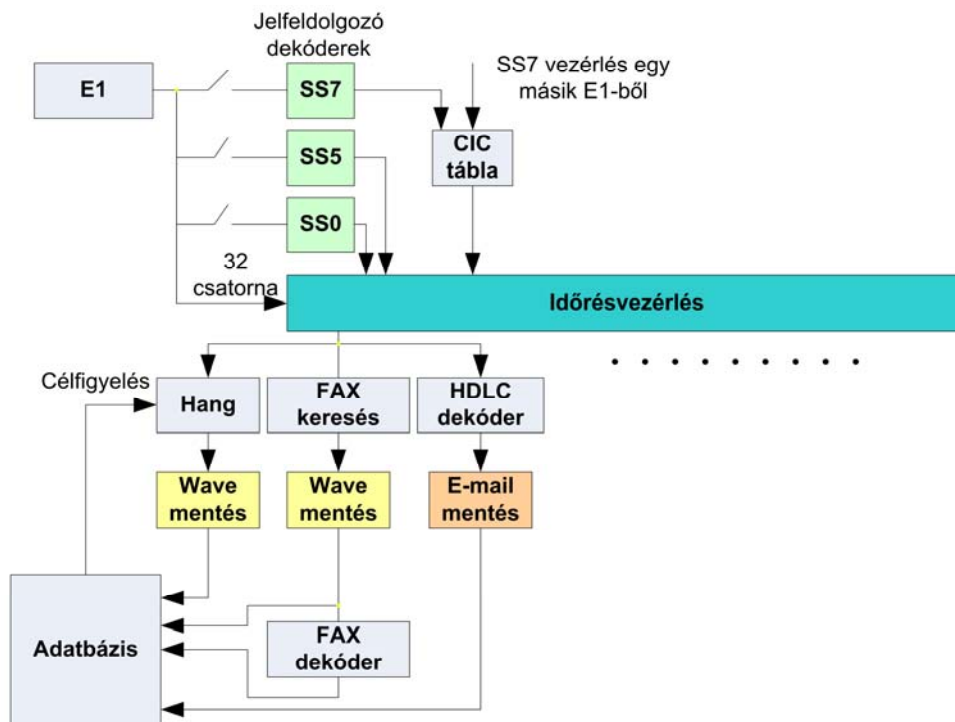
A feldolgozó szál összes funkciója párhuzamosan is használható, az időrészek feldolgozása tetszőlegesen beállítható

A program működésének blokkvázlata látható az 1. ábrán



1. ábra

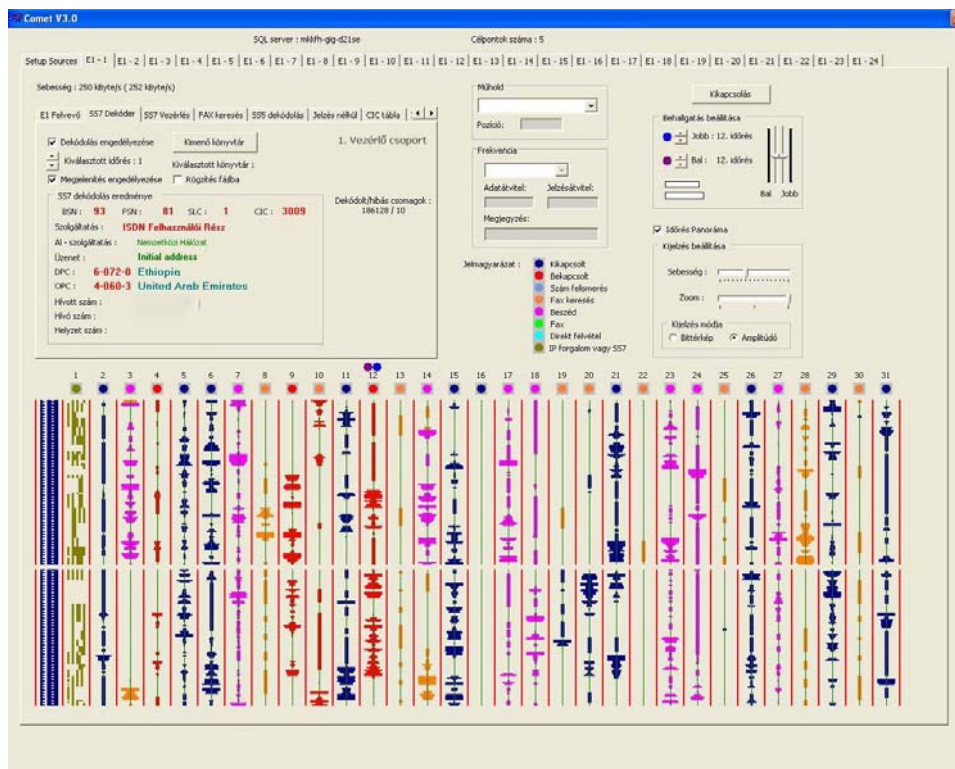
Az E1-es feldolgozás folyamata látható a 2. ábrán



2. ábra



A program képernyője működés közben:



## Publikációs jegyzék

### *Lektorált hazai cikkek:*

**1. Digitális jelfeldolgozás alkalmazása I,**

Felderítő Szemle VI. évfolyam Különszám, 2007. február, p. 87-100 ISSN 1588-242X

**2. Digitális jelfeldolgozás alkalmazása II,**

Felderítő Szemle VI. évfolyam 3. szám, 2007. szeptember, p.39-50 ISSN 1588-242X

**3. Nagy sávszélességű jelfeldolgozás kihívásai,**

Hadmérnök II. Évfolyam Robothadviselés 7 különszám - 2008. június ISSN 1788-1919

**4. Korszerű rádiófelderítés kihívásai az információs műveletekben,**

Hadmérnök III. Évfolyam 2. szám - 2008. június ISSN 1788-1919

**5. Új generációs jelfeldolgozó kártya tervezésének kihívásai I.,**

Felderítő Szemle VII. évfolyam 4. szám, 2008. december, p.111-123 ISSN 1588-242X

**6. Hibajavító eljárások alkalmazása a műholdas összeköttetésekben,**

Felderítő Szemle VIII. évfolyam 4. szám, 2009. december, p.101-115 ISSN 1588-242X

**7. Szoftverrádiókban alkalmazott digitális szűrők,**

Hadmérnök IV. Évfolyam 3. szám - 2009. szeptember ISSN 1788-1919

**8. Fizikai hozzáférést nehezítő technológia a műholdas távközlésben,**

Hadmérnök IV. Évfolyam Robothadviselés 9. különszám - 2009. december ISSN 1788-1919

**9. Graphics cards in radio surveillance,**

Hadmérnök IV. Évfolyam Robothadviselés 9. különszám - 2009. december ISSN 1788-1919

**10. Költséghatékony jelfeldolgozás – GPGPU technológia,**

Felderítő Szemle IX. évfolyam 2. szám, 2010. június, ISSN 1588-242X

## Rövidítésjegyzék

**COMINT:** Communication Intelligence – kommunikációs célú eszközök felderítése.

**SIGINT:** Signal Intelligence – A jelfelderítés - passzív eszközökkel-az elektromágneses kisugárzások összegyűjtéséből, értékeléséből, analizálásából, feldolgozásából, összevetéséből szerzi az információt.

**GSM:** Global System for Mobil Communication – globális mozgó távközlési rendszer.

**UMTS:** Universal Mobile Telecommunications System – univerzális mobil távközlő rendszer.

**ABCS:** Army Battle Command and Control System – Harctéri vezetési rendszer.

**COFDM:** Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex technológia. Itt egyszerre több ezer párhuzamosan működő csatorna egyidejű vételére és demodulálására van szükség. Ezt hagyományos vételtechnikai megoldásokkal fizikai képtelenség venni.

**MATLAB:** The Mathworks cég MATRICE Library programja.

**DSP:** Digital Signal Processor – Digitális jelfeldolgozási algoritmusok végrehajtására optimalizált processzor.

**FPGA:** Field Programmable Gate Array – szabadon programozható logikai áramköri elemek.

**A/D:** Analog Digital Converter – olyan áramköri elem, amely tartományi konverziót képes végrehajtani az analóg és a digitális tartományok között. A folytonos jelből időben és szintben kvantált mintákat képes előállítani.

**EPLD:** Electronic Programmable Logic Device – elektronikusan újraprogramozható logikai áramköri elemek.

**dBFS:** dB Full Scale – a legkisebb értékű bit és a teljes kivezérelhetőség hányadosa dB-ben.

**SAW:** Surface Acoustic Wave – felület akusztikus hullámú eszközök, olyan eszközök amelyek egy piezo kristály felületén kialakított inter-digitális struktúra révén rezonáns tulajdonsággal bírnak.

**DDS:** Direct Digital Syntheser – magas órajelből kisebb frekvenciájú komponensek szintetizálására alkalmaz áramköri elem, amely analóg kimenő jelet biztosít a kimenetén.

**OIP3:** Output 3-rd order intercept point – az erősítő kivezérelhetőségére és dinamikatartományára jellemző mennyiség.

**PLL:** Phase Locked Loop – fáziszárt hurok

**ADPCM:** Adaptive Differential Pulse Coding Modulation – egyfajta adaptív veszteségmentes hangtömörítési eljárás.

**DCME:** Digital Channel Multiplexing Equipment – statisztikai multiplexelő berendezés, szintén beszédátvitel tömörítésére.

**VoIP:** Voice over IP – valós idejű hangtovábbítás IP hálózatokon keresztül.

**DVB-S** – Digital Video Broadcasting via Satellite – digitális műsorszórás műholdakon keresztül

**DVB-S2** – Digital Video Broadcasting via Satellite 2. generation – digitális műsorszórás műholdakon keresztül, 2. generáció

**EDGE:** Enhanced data rate for GSM and TDMA/136 evolution – GSM hálózaton történő nagysebességű adat-továbbítás.

**QORC:** Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation – átlapolt emelt koszinuszos kvadratúra moduláció.

**SQPSK:** Staggered Quadrature Phase Shift Keying – eltolt kvadratúra fázis moduláció.

**OFDM:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing – olyan modulációs eljárás, ahol az információt továbbító elemi vivők egymással ortogonális kapcsolatban vannak.

**LTE:** Long Term Evolution – a 4. generációs mobil távközlő hálózatok összefoglaló neve.

**DVB-T:** Digital Video Broadcasting Terrastial – digitális földfelszíni televíziórendszer.

**GF:** Galois Field – jelentése speciális számtér.

**CDMA:** Code Division Multiply Access – kódosztásos többszörös hozzáférési rendszer.

**EW:** Electronic Warfare – Elektronikai hadviselés.

**FFT:** Fast Fourier Transformation – gyors Fourier-transzformáció, amely alkalmas mintavételezett jelek kis műveletigénnyel történő spektrum kiszámítására.

**IP Core:** intellectual property core – szellemi tulajdonjog védett megoldások, amelyek alkalmasak különböző feldolgozási problémák elvégzésére, modul szinten.

**SS7:** Signaling System 7 – 7-es számú jelzésrendszer.

**HDLC:** High-level Data Link Control, magas szintű adatkapcsolat vezérlés olyan csomag formátum, amely biztosítja egy keret (bájtok egy csoportja) továbbítását.

**OPC:** Originator Point Code – a kezdeményező fél kódja az ITU E.164-es szabvány tartalmazza a szabályokat és az ITU regisztrálja a kódokat.

**DPC:** Destination Point Code – a cél ország kódja, ugyanazon szabályok szerint, mint az OPC.

**SLS:** Signalling Link Code – jelzéskapcsolat azonosító.

**ISUP** – Integrált szolgáltatású digitális hálózatok felhasználói része típusú SS7-es üzenetek, amellyel konkrétan megtörténik az időrések vezérlése.

**SMS:** Short Message Service - rövidüzenet-szolgáltatás, mobiltelefonnal küldött rövid terjedelmű, meghatározott karakterszámú üzenetet kézbesítő szolgáltatás neve.

## Ábrajegyzék

2.1. Egy digitális vevő általános felépítése [14].....	23
2.2. Digitális középfrekvenciás feldolgozású vevők [15].....	24
2.3. Digitális rádiófrekvenciás feldolgozású vevő [16].....	24
2.4. 90 MHz sáv szélességű jel 140 MHz-es KF-en .....	26
2.5. Pipeline típusú A/D átalakító [18].....	28
2.6. Mintavételi zónák alakulása [19].....	28
2.7. Alul-mintavételezés az idő tartományban .....	29
2.8. Nyquist-zónák alakulása [20].....	29
2.9. 1. és 2. Nyquist-zóna alkalmazása.....	29
2.10. Jitter előírások [21].....	30
2.11. Elvárt fáziszaj karakterisztikák [23].....	31
2.12. Korrekt órajel előállító fokozat 1. változat [24] .....	32
2.13. A kimenő 150 MHz-es jel fáziszaja 1. változat [25] .....	33
2.14. Korrekt órajel előállító fokozat 2. változat .....	33
2.15. A kimenő 150 MHz-es jel fáziszaja 2. változat [26].....	34
2.16. Analóg front-end egység .....	35
2.17. Átlagolással történő zajscsökkentés [28].....	36
2.18. Frekvencia hopping adások detektálásának feltétele.....	38
2.19. DDS alapú tuner egység .....	39
2.20. A vevő bemenetén található preselector struktúra.....	40
2.21. Külső nem szokványos referenciát alkalmazó tuner .....	41
2.22. Korszerű nagyteljesítményű DSP kártya 1. változat .....	42
2.23. Korszerű nagyteljesítményű DSP kártya 2. változat .....	43
3.1. Digitális modulációt alkalmazó vevők blokkvázlata [35].....	48
3.2. Egy rendszer hibarányainak alakulása az egyes fokozatokban [36].....	49
3.3. Fázistér ábrázolása 8PSK moduláció esetén [39].....	50
3.4. Fázistér ábrázolása 16QAM modulációnál [40].....	50
3.5. Különböző típusú fázis modulációk spektrális sűrűségfüggvényei [42].....	51
3.6. 16 APSK konstellációs ábra [43].....	52
3.7. 32 APSK moduláció konstellációs diagramja [44].....	53
3.8. GSMK spektrum kihasználása [45].....	54
3.9. Spektrum összehasonlítások [46] .....	55
3.10. OFDM jel spektrális képe [47].....	56

3.11. Hibajavítók az átviteli láncban .....	64
3.12. CRC képző hardver .....	66
3.13. Konvolúciós interleaver [57] .....	69
3.14. Bithibaarány turbó kódolás estén különféle méretű és típusú interleaverekkel [59]..	70
3.15. Lineáris interleaver hibaarány görbéje a jel-zaj viszony( $E_b/N_0$ ) függvényében [61]	71
3.16. Konvolúciós kódoló felépítése .....	72
3.17. Példa egy Trellis-diagramra.....	73
3.18. Példa a kemény és lágy döntés hatékonyságára [65].....	74
3.19. Kemény és lágy döntő bithiba arányának összehasonlítása [66].....	74
3.20. Turbó kódoló felépítése [69] .....	76
3.21. A turbó dekóder általános felépítése [70].....	76
3.22. Turbó kódolás kódolási nyeresége a kódolatlan adáshoz képest [71].....	77
3.23. Logaritmikus dekódolású LDPC kód $C_b(1008, 504)$ [74] .....	78
3.24. A kihagyási művelet .....	79
3.25. Energia szétterítő blokkvázlata.....	80
4.1. A beszéd frekvencia és dinamikai viszonyai .....	83
4.2. Digitalizálás és kvantálás.....	84
4.3. A-law kódolás [79] .....	84
4.4. Digitalizálás egyszerűsített blokkvázlata.....	84
4.5. Normál PCM keret.....	85
4.6. FAX küldés időbeni lefolyása .....	87
4.7. V.21 frekvencia reprezentációja .....	90
4.8. „V.21-es” szűrő karakterisztika .....	91
4.9. FIR szűrő felépítése .....	91
4.10. HDLC csomag felépítése.....	93
4.11. SS7 üzenet felépítése [86] .....	94
4.12. A címke mező tartalma.....	95
4.13. Differenciális kódolás.....	97
4.14. ADPCM minták keletkezése .....	98
4.15. ADPCM kódoló .....	98
4.16. ADPCM keret felépítése.....	99
4.17. Beszéd aktivitási függvény .....	100
4.18. Ellentétes beszéd aktivitású csatornák összefogása.....	100
4.19. DCME felépítése [90].....	101
4.20. Bit lopással történő extra csatorna kialakítása.....	102

4.21. „DCME keret” felépítése.....	103
4.22. Kontrol csatorna felépítése és elhelyezkedése.....	103
4.23. DCME vezérlőszó felépítése [91].....	104
4.24. BC-IT tábla (Szerk.: Fürjes János, Comet V3.01).....	105
4.25. PCDSP V6-Tel kártya [92].....	105
4.26. PCDSP V6-Tel kártya belső felépítése [93].....	106

A 74 ábrából 37-et saját kezűleg készítettem, azokat az adott ábráknál jelöltem.

Fürjes János mk. őrnagy.

## Hivatkozásjegyzék

---

- [1] Wayne Ellwood: A Globalizáció, ISBN 963 7525 378, HVG Kiadó, Budapest, 2003, P.9
- [2] Dr. Haig Zsolt, Dr. Várhegyi István: Információs Műveletek II. kötet. Egyetemi jegyzet, ZMNE 2004.
- [3] Dr. Haig Zsolt, Dr. Kovács László, Dr. Vass Sándor, Dr. Ványa László: A 21. század kihívásai az elektronikai hadviseléssel szemben, Tanulmány, ZMNE 2008. június 3.
- [4] Joint Publication 3-51 - Joint Doctrine for Electronic Warfare, 7 April 2000, P.7.
- [5] Dr. Haig Zsolt, Dr. Várhegyi István, Dr. Kovács László: Információs Műveletek tartalma. CD-ROM, ZMNE 2005.
- [6] Dr. Haig Zsolt, Dr. Várhegyi István: Hadviselés az információs hadszíntéren, Zrínyi, 2005.
- [7] Dr. Várhegyi István - Dr. Makkay Imre - Ványa László: A felderítés korszerű eszközei, a minden adatforrást elemző rendszer (ASAS)
- [8] Fűrjes János: Nagy sáv szélességű jelfeldolgozás kihívásai, Hadmérnök 2008. február, ZMNE 2008.
- [9] Kovács László mk. őrnagy : Az elektronikai felderítés korszerű eszközei, eljárásai és azok alkalmazhatósága a magyar honvédségben. Doktori (PhD) értekezés, ZMNE 2003.
- [10] AJP 2.0 - Szövetséges összhaderőnemi felderítő, felderítés elleni védelem és biztonsági doktrína (fordítás) 2002.08.02, P.15.
- [11] AJP 2.0 - Szövetséges összhaderőnemi felderítő, felderítés elleni védelem és biztonsági doktrína (fordítás) 2002.08.02, P.11.
- [12] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio, Elsevier 2009, P.1.
- [13] Fűrjes János – Nagy sáv szélességű jelfeldolgozás kihívásai  
[http://www.zmne.hu/hadmernok/kulonszamok/robothadviseles7/furjes\\_rw7.html](http://www.zmne.hu/hadmernok/kulonszamok/robothadviseles7/furjes_rw7.html) - 2008 június 25.
- [14] Dr Eged Bertalan - Szoftver rádió technológia korszerű infokommunikációs eszközökben, <http://www.sagax.hu>, 2007.06.30.
- [15] Dr. Wersényi György - A digitális hangtechnika alapjai,  
<http://vip.tilb.sze.hu/~wersenyi/Kiegeszites.pdf>, 2006.11.05.
- [16] Walt Kester - ANALOG-DIGITAL CONVERSION, <http://www.analog.com> , 2007.06.30.



- 
- [17] Walt Kester and James Bryant- Basics of ADCs and DACs  
<http://www.dspdesignline.com/howto/201002110;jsessionid=EDSMU0MASUJUIQSNDLRCKHSCJUNN2JVN?pgno=2>, 2007.11.05.
- [18] Charles Sanna - Using high-IF sampling A/D converters beyond baseband frequencies  
<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=201804147>, 2007.11.05.
- [19] Maxim Inc. - Random Noise Contribution to Timing Jitter,  
<http://www.maxim-ic.com/an3631>, 2007.09.10.
- [20] Analog devices: Quad/Octal Input Network Clock Generator/Synchronizer AD9548,  
<http://www.analog.com/ad9548>, Letöltve: 2009.09.10.- P.1.
- [21] Analog Devices: Quad/Octal Input Network Clock Generator/Synchronizer AD9548,  
<http://www.analog.com/ad9548>, 2009.09.10, P.12.
- [22]Linear Techlogy LTC2209 (160Msps 16-bit A/D converter) datasheet,  
<http://www.linear.com/pc/productDetail.jsp?navId=H0,C1,C1155,C1001,C1150,P38869> –  
2009.09.10.
- [23] Thomas Neu and Grant Christiansen : Multiple A/Ds versus a single one: pushing high-speed A/D converter SNR beyond the state of the art,  
<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=200900432>, 2007.09.10.
- [24] PLL szintézer, [http://wiki.ham.hu/index.php/PLL\\_szint%C3%A9zer](http://wiki.ham.hu/index.php/PLL_szint%C3%A9zer), Letöltve:  
2009.10.06.
- [25] IQ Demodulator, Relcom Kft. honlapja  
<http://www.relcom.hu/products/ipcores/iq>, letöltve: 2009.11.18.
- [26] Virtex5 Specification - Xilinx Inc, <http://www.xilinx.com/products/virtex5/lx.htm>,  
Letöltve: 2009.11.16.
- [27] Videoton Mechlabor Kft, RXP platform specification, 2009.
- [28] Seller Rudolf: Moduláció, impulzus kompresszió, Egyetemi jegyzet 1999.
- [29] Birtalan Tibor és Zeitler Sándor: Moduláció 2000, Haditechnika, 2002 április/június.
- [30] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, Typotex, 2005, P.195.
- [31] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, Typotex, 2005, P.198.
- [32]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell.: Essentials of error-control coding, Wiley  
2006, P.36.
- [33] Andrew Antenna Systems, 3,7-4,2 GHz , <http://www.antennasystems.com/Andrew/37-42.html>, Letöltve: 2009.10.06.

- 
- [34] Birtalan Tibor és Zeitler Sándor: Moduláció 2000, Haditechnika, 2002 április/június, <http://www.haditechnika.hu/2003.htm>, Letöltve: 2005.06.12.
- [35] Frigyes István: Hírközlő rendszerek – Műegyetemi Kiadó 1998, P.4/11.
- [36] Frigyes István: Hírközlő rendszerek – Műegyetemi Kiadó 1998, P.4/26.
- [37] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio, Elsevier 2009, P.55.
- [38] ETSI EN 302 307: Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation, European Standard 2006, P.26.
- [39] ETSI EN 302 307: Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation, European Standard 2006, P.27.
- [40] Frigyes István: Hírközlő rendszerek, Műegyetemi Kiadó 1998, P.10/8.
- [41] Birtalan Tibor és Zeitler Sándor: Moduláció 2000, Haditechnika, 2002 április/június, <http://www.haditechnika.hu/2003.htm>, Letöltve: 2005.06.12.
- [42] Tony J. Roupael: RF and Digital Sigal Processing for Software-Defined Radio, Elsevier 2009, P.65.
- [43] Tony J. Roupael: RF and Digital Sigal Processing for Software-Defined Radio, Elsevier 2009, P.73.
- [44] TMS320C645x DSP's performance characteristic, <http://focus.ti.com/dsp/docs/dspplatformscontento.tsp?sectionId=2&familyId=1397&tabId=497>, Letöltve: 2009.11.16.
- [45] Karl Rothhammel: Antenna könyv, Műszaki kiadó, Budapest, 1977, P.28.
- [46] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.41.
- [47] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.81.
- [48] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.97.
- [49] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.115.
- [50] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.249.
- [51] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, Typotex, 2005, P.187.

- 
- [52] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.251.
- [53] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.252.
- [54] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.253.
- [55]Oscar Y. Takeshita: On Maximum Contention-Free Interleavers and Permutation Polynomials over Integer Rings, [www.arxiv.org/pdf/cs.IT/0506093.pdf](http://www.arxiv.org/pdf/cs.IT/0506093.pdf), 2009.10.06.
- [56] Györfi László, Györi Sándor, Vajda István: Információ és kódelmélet, Typotex 2005, P.250.
- [57] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése, Egyetem Jegyzet 2008 ,P.15/3.
- [58] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.189.
- [59]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.191.
- [60]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.195.
- [61] Viterbi Decoder v7.0,  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/ipcommunicationnetwork\\_errorcorrect\\_viterbidecoder.htm](http://www.xilinx.com/support/documentation/ipcommunicationnetwork_errorcorrect_viterbidecoder.htm), Letöltve: 2009.11.16., P.29.
- [62] Györfi László, Györi Sándor, Vajda István: Információ és kódelmélet, Typotex 2005, P.274.
- [63]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.210.
- [64]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.211.
- [65]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.256.
- [66] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.277.
- [67]Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrell: Essentials of error-control coding, Wiley 2006, P.307.
- [68] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai,Typotex, 2005, P.192.

- 
- [69] Turbo Product Decoder,  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/ipcommunicationnetwork\\_errorcorrect\\_di-tpcdec.htm](http://www.xilinx.com/support/documentation/ipcommunicationnetwork_errorcorrect_di-tpcdec.htm), Letöltve: 2009.11.29.
- [70] Intelsat Earth Station Standard – Document IESS-308, Intelsat Standard, P.45.
- [71] Fürjes János : Digitális jelfeldolgozás alkalmazása, A DCME eljárás. 2007, Felderítő szemle különkiadás
- [72] Géher Károly: Híradástechnika, Műszaki Könyvkiadó, Budapest 2000, P.48.
- [73] Házman István: Távközlés, LSI Informatikai Oktató Központ, Budapest 2001, P.87.
- [74] Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies - ITU-T Recommendations ITU G.711, P.11.
- [75] Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies - ITU-T Recommendations ITU G.711, P.14.
- [76] Synchronous frame structures used at 1544, 6312, 2048, 8448 and 44 736 kbit/s hierarchical levels, ITU-T Recommendations ITU G.704
- [77] Dr. Szász Gábor – Dr. Kun István – Dr. Zsigmond Gyula: Kommunikációs rendszerek, Oktatási segédlet Gábor Dénes Főiskola, Budapest 2000, P.245.
- [78] Procedures for document facsimile transmission in the general switched telephone network. ITU-T Recommendations ITU T.30
- [79] 300 bits per second duplex modem standardized for use in the general switched telephone network, ITU-T Recommendations ITU V.21
- [80] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése, Egyetem Jegyzet 2008 ,P.4/3
- [81] Wikipedia: Signaling System Number 7,  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Signaling\\_System\\_7](http://en.wikipedia.org/wiki/Signaling_System_7), letöltve 2009.11.20.
- [82] Specifications of Signalling System No. 7 – Message transfer part, ITU-T Recommendations ITU Q.704, P.15.
- [83] Signalling System No. 7 – ISDN user part formats and codes, ITU-T Recommendations ITU Q.763, P.13.
- [84] Signalling System No. 7 – ISDN user part formats and codes, ITU-T Recommendations ITU Q.763
- [85] Interworking between the Signalling System No.7 ISDN User Part (ISUP) and Signalling Systems No.5, R2 and Signalling System No.7 TUP, ITU-T Recommendations ITU Q.696
- [86] ETSI Telecom: DTX-240 User manual, ETSI Telecom 1984, P.17.

---

[87]Digital circuit multiplication equipment using G.726 ADPCM and digital speech interpolation, ITU-T Recommendations ITU G.763, P.73.

[88] Relcom Kft. honlapja

<http://www.relcom.hu/index.php?page=Products&prod=PCDSP6TEL&proddet=Features>.

letöltve: 2007.05.18.

[89] Relcom Kft. honlapja

<http://www.relcom.hu/index.php?page=Products&prod=PCDSP6TEL&proddet=Features>

2007.05.18.