



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem  
Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék



# Az MRC-100 3-PQ méretű diákműhold S-sávú polarizáció diverziti vétele

TDK dolgozat

**Készítette:**

Bányász László

**Konzulens:**

Dr. Dudás Levente

2023

# Tartalomjegyzék

<b>1. Az MRC-100 S-sávú kommunikációs alrendszere</b>	<b>5</b>
1.1. Műgyetemi kisműholdak . . . . .	5
1.1.1. Műholdak küldetése . . . . .	5
1.2. Az S-sávú adó . . . . .	6
1.2.1. Specifikáció . . . . .	6
1.2.2. Adatátvitel jellemzői . . . . .	8
1.3. Adóantenna . . . . .	10
<b>2. Az S-sávú földi vevőállomás</b>	<b>12</b>
2.1. Vételi megfontolások . . . . .	12
2.1.1. Körpolarizált vétel jellemzése . . . . .	12
2.1.2. Polarizáció diverziti . . . . .	13
2.2. Antennák . . . . .	13
2.2.1. Parabola antenna . . . . .	13
2.2.2. Primer sugárzó . . . . .	13
2.3. Vételi lánc . . . . .	14
<b>3. Diverziti eljárások</b>	<b>16</b>
3.1. Diverziti típusok . . . . .	16
3.1.1. Frekvencia diverziti . . . . .	16
3.1.2. Időbeli diverziti . . . . .	16
3.1.3. Polarizáció diverziti . . . . .	17
3.1.4. Térbeli diverziti . . . . .	17
3.2. Maximum Ratio Combining (MRC) . . . . .	17
<b>4. Polarizációs diverziti eljárás tervezése és megvalósítása</b>	<b>18</b>
4.1. Azonos amplitúdójú összegzés . . . . .	18
4.1.1. Zaj . . . . .	18
4.1.2. Beérkező jelek . . . . .	19
4.1.3. Értékelés . . . . .	20
4.1.4. Gyakorlati alkalmazhatóság . . . . .	21
4.2. Amplitúdó súlyozás . . . . .	21
4.2.1. Gyakorlati alkalmazhatóság . . . . .	23
4.3. A diverziti rendszer megvalósítása . . . . .	23
4.3.1. Áttekintés . . . . .	23
4.3.2. Keverés, szűrés, decimálás . . . . .	23
4.3.3. IQ folyam kezelése . . . . .	25
4.3.4. Realizált szűrő . . . . .	25
4.3.5. Csomagdetekció . . . . .	26
4.3.6. Diverziti koncepció validálása . . . . .	27



# Kivonat

Az MRC-100 egy oktatási célú, 3 PocketQube osztályú, azaz 5x5x15 cm-es méretekkel rendelkező, ötödik magyar diákműhold, mely a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Karán, a Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék Mikrohullámú Távérzékelés Laboratórium illetve a Műegyetemi Rádió Club közreműködésével, oktatási rendszerbe integráltan, egyetemi hallgatók által, oktatói szakmai irányítás mellett került kifejlesztésre.

A műholdfedélzet részét képezi egy másodlagos célú, 2267,5 MHz-es névleges frekvenciájú (S-sávú) GMSK modulációt alkalmazó, 2 MBit/s adatátviteli sebességre képes adó. Ennek célja, hogy a műholdon helyet kapó nagyszámú kísérlet által előálló nagy adatmennyiséget gyorsan és hatékonyan le lehessen tölteni az eszköztől, mivel az elsődleges, 437,720 MHz-en, azaz a 70 cm-es műholdas amatőr sávban működő egység számára a sávtervezet alapján maximálisan csak 12,5 kbit/s-os adatátviteli sebesség megengedett.

Az S-sávú adó lineárisan polarizált irányított antennával rendelkezik, emellett a műhold orientációja időben a Földön levő fix megfigyelőhöz képest folyamatosan változik. Emiatt egy lineárisan polarizált vevő esetében a keresztpolarizációs elnyomás miatti elhalkulás jelenségből keletkező többletcillapítás 10 dB nagyságrendű is lehet. Erre az egyik megoldás, ha körpolarizált vevőantennát alkalmazunk, azonban ez 3 dB-es teljesítményvesztéssel jelent két azonos polarizációjú, lineáris antennához képest.

Másik lehetséges megoldás a polarizáció diverziti, mely során a vevőrendszer két koherensen mintavételezett, egymásra merőleges polarizációjú csatornát tartalmaz. Ezen két jelből megfelelő jelfeldolgozási eljárásokat alkalmazva a vett jelszint fázishelyes összegzéssel akár 6 dB, míg a zajteljesítmény 3 dB-vel növekszik, így eredőben 3 dB-es jel-zaj viszony javulás is elérhető, mely növekedés a jelenlegi kommunikációs architektúra esetén a sikeres és sikertelen vétel közötti különbséget jelentheti.

A világon dokumentáltan ebben a műholdkategóriában az MRC-100 az első, mely ilyen nagy adatsebességű, S-sávú kommunikációra képes, emiatt az ehhez tartozó diverziti vétel a "state of the art" alapján jelenleg új, keveset kutatott terület. A TDK dolgozatomban az MRC-100 műholdhoz kapcsolódó polarizáció diverziti algoritmus kifejlesztésével, tesztelésével, illetve az algoritmus működőképességének igazolásával foglalkozik.

# Abstract

The MRC-100 is a 3 PocketQube class, i.e. 5x5x15 cm student satellite, which is the fifth Hungarian satellite, was developed at the Faculty of Electrical Engineering and Information Technology of the Budapest University of Technology and Economics, in cooperation with the Radar Research Group of the Department of Broadband Communications and Electromagnetics Theory and the Radio Club of the University. The development was integrated into the educational system and has been carried out by university students under the professional guidance of the teachers.

The satellite contains a secondary purpose transmitter with a nominal frequency of 2267.5 MHz (S-band) which uses GMSK modulation and has a data rate of 2 MBit/s. The purpose of this is to allow the large amount of data generated by the various experiments onboard to be downloaded quickly and efficiently from the device, since the primary transmitter operating at 437.720 MHz, i.e. in the 70 cm amateur satellite band, is only allowed a maximum data rate of 12,5 kbit/s according to the band plan.

The S-band transmitter has a linearly polarised directional antenna, and the satellite's orientation changes continuously in time with respect to a fixed observer on Earth. For this reason, the additional attenuation due to cross-polarisation in a linearly polarised receiver can be on the order of 10 dB. One solution to this is to use a circularly polarized receiving antenna, but this implies a power loss of 3 dB compared to two aligned linear antennas with the same polarization.

Another possible solution is polarisation diversity, where the receiver system contains two coherently sampled channels with perpendicular polarisation. By applying appropriate signal processing techniques to these two signals, the received signal level can be phase-by-phase summed up to 6 dB, while the noise power will be increased by 3 dB, resulting in an inherent signal-to-noise ratio improvement of 3 dB, which can mean the difference between successful and failed reception in the current communication architecture.

In this satellite category, MRC-100 is documented to be the first in the world capable of such high data rate S-band communication, and therefore the associated diversity reception is a new and poorly researched area based on the state of the art. My conference thesis deals with the development and testing of a polarization diversity algorithm for the MRC-100 satellite and the verification of the algorithm's functionality.

# 1. fejezet

## Az MRC-100 S-sávú kommunikációs alrendszere

### 1.1. Műegyetemi kisműholdak

A Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan tanszék Mikrohullámú távérzékelés laboratóriumában az elmúlt évek során több sikeres műholdfejlesztés történt. Ezen műholdak PQ méretkategóriájúak, azaz 5 cm élhosszúságú kocka térfogattal és 250 g tömeggel, illetve ezen méret egész számú többszöröseivel rendelkeznek. A kis méret miatt meghonosodott „zsebműhold” elnevezés.

2023-ig bezárólag négy műhold fejlesztése zajlott le, melyek közül három küldetés sikeresen befejeződött. A negyedik pedig a június 12-én felbocsátott és június 22-én pályára állított MRC-100-as, eddigi legösszetettebb űreszközünk, mely jelenleg is aktívan üzemel.

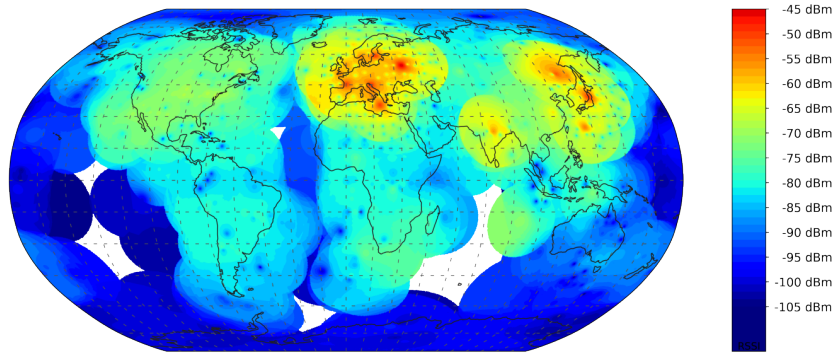
- SMOG-P, 1 PQ (2019)
- ATL-1, 2 PQ(2019)
- SMOG-1, 1 PQ (2021)
- MRC-100, 3 PQ (2023)

#### 1.1.1. Műholdak küldetése

A SMOG-P volt a világ első, működőképes 1 PQ méretű műholdja. A kis méretük ellenére ezen műholdakra több tudományos kísérlet is felkerült. A SMOG műholdak elsődleges mérési célja a DVB-T földfelszíni televíziós műsorszórási szennyezettség alacsony Föld körüli pályán való mérése, ehhez a műholdon egy erre a célra készült spektrumanalizátor, és mérőantenna kapott helyet.

Az ATL-1 az első magyar magánműhold, mely célja speciális hőszigetelő anyagok vizsgálata volt.

Az **MRC-100** a legújabb műhold, melyen a 3 PQ méretnek köszönhetően számos kísérlet kapott helyet. A nagyobb méret miatt többek között mágneses helyzetstabilizáló rendszer, kamera, GPS vevő, illetve több egyetem kísérletei is felkerültek a műholdra – mely megnövekedett adatforgalommal jár, így az átviteli kapacitás bővítésére is szükség volt. A korábban használt 430 MHz-es műholdas amatőr frekvenciasávban működő, maximálisan 20 kHz sávszélességű link ezen új igény kiszolgálására már nem alkalmas, emiatt

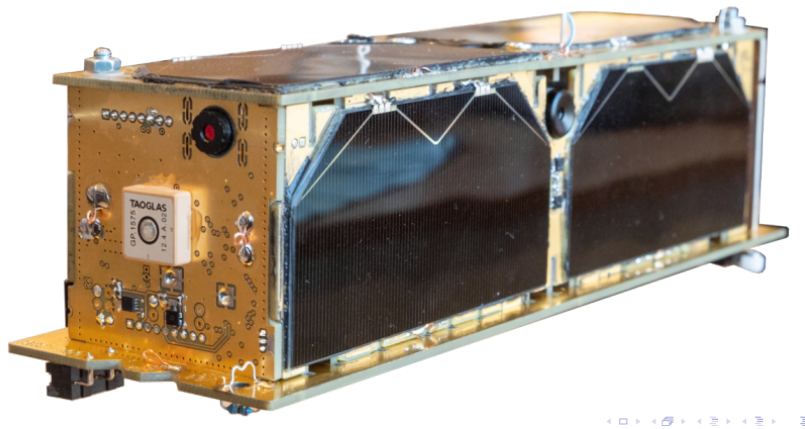


Takács Donát, Markotics Boldizsár - BME VIK TDK 2020

1.1. ábra. DVB-T sávú szennyezettség a világűrben

az MRC-100-ra került egy S-sávon működő, egészen 2267,5 MHz-es vivőfrekvenciájú adó, mely maximálisan 2 MBit/s-os adatátviteli sebességre képes.

578 g - 5 × 5 × 15 cm - 800 mW DC



1.2. ábra. Az MRC-100-as műhold [1]

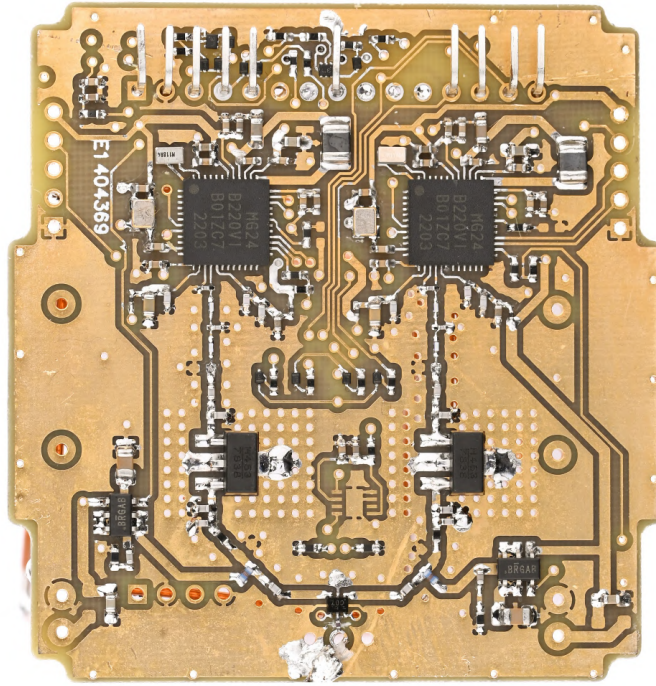
## 1.2. Az S-sávú adó

Az S-sáv alatt az ITU (International Telecommunication Union) által definiált módon a 2–4 GHz-es frekvenciasávot értjük, melynek részét képezi a 2,4 GHz-es ISM sáv is. A 2,2–2,3 GHz-es részt jellemzően műhold–földi kommunikációs linkek számára osztják ki, melyben MHz nagyságrendű sáv szélességek alkalmazására nyúlik lehetőség. [2] Utóbbinak köszönhetően Mbit/s nagyságrendű adatátviteli sebességek is elérhetőek, mely összehasonlításképp a már kivezetés alatt álló 3G-s mobilhálózat HSDPA szabványával átlagosan elérhető sebességének nagyságrendje. [3]

A műhold S-sávú alrendszere hallgatói munka keretében készült, melynek részletes tárgyalása az alábbi irodalomban található: [4]. Továbbiakban a jelen dolgozat számára releváns információk kerülnek ismertetésre az adóval kapcsolatban.

### 1.2.1. Specifikáció

Az MRC-100 adóberendezésének (továbbiakban *STX*, *S-band Transmitter*) specifikációi a következők: [4]



1.3. ábra. Az S-sávú adópanel: két független, hidegtartalékolt adóáramkör [4]

- Névleges frekvencia: 2267,5 MHz
- Adóteljesítmény: 26 dBm
- Sugárzott teljesítmény: 30 dBm EIRP<sup>1</sup>
- Moduláció: GMSK
- Adatátviteli sebesség (bruttó): 100 kbps – 2 Mbps
- Két hidegtartalékoltan redundáns adóáramkör
- Hatásfok: 29%

A redundancia fontos kritérium, ugyanis ha az egyik egység meghibásodik, esetleg működés közbeni SEU (*Single Event Upset*) következik be, akkor a másik egységre át lehet váltani. Vételi szempontból – mivel két, egymástól teljesen független áramkorról van szó – ha két adási periódus között adóváltás történik, figyelembe kell venni az esetleges frekvencia hibát.

Az elérhető adatátviteli sebesség konfigurációk az 1.1. táblázatban láthatóak.

Adatátviteli sebesség [kbps]									
100	200	400	800	1000	1200	1400	1600	1800	2000

1.1. táblázat. Lehetséges adatátviteli sebesség konfigurációk

<sup>1</sup>„E.I.R.P. (Effective Isotropic Radiated Power) - izotrópikusan sugárzott egyenértékű teljesítmény, mely a definíció jelentése szerint az a teljesítmény, melyet az elméleti izotróp antennának kellene sugároznia, hogy azonos jelszintet érjen el az adott antenna maximális sugárzásának irányában.”[5]



## 1.2.2. Adatátvitel jellemzői

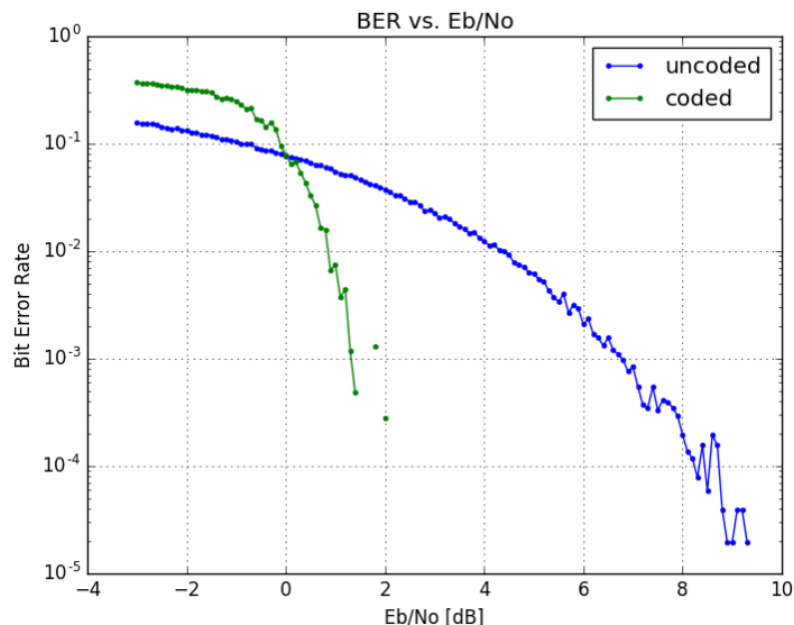
A műholdon található fedélzeti számítógép (*On Board Computer*, továbbiakban *OBC*) egyszerre 198000 bájt adatot képes az STX-nek átadni. Az adó a küldés előtt az alábbi műveleteket végzi el: [4]

1. A küldendő adat 122 bájtos csomagokra darabolása
2. CRC ellenőrző összeg számolása az adatbájtokra (2 bájt)
3. Az adott csomag sorszámozása (2 bájt)
4. *Repeat Accumulate* (RA) hibátűrő kódolási eljárás (kódarány: 1/2)
5. Szinkronizációs sorozat (preamble) és szinkron szó hozzáfűzése (4-4 bájt)
6. Kisugárzás

A kisugárzott csomag formátuma az 1.5 ábrán látható. Fontos megjegyezni, hogy a Repeat Accumulate enkóderre az adat sorszámmal és CRC-vel összefűzötten kerül, így összesen 126 bájt a bemenet, így adódik ki a 252 bájtos csomaghossz.

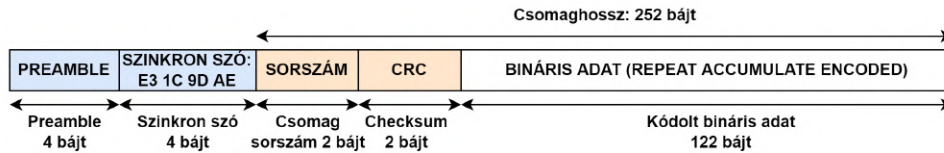
Az előbbi kódoló előnyös tulajdonsága, hogy ugyan 1/2-es a kódaránya, azaz a hasznos bitekhez még egyszer ugyan annyi redundáns információ kerül, viszont a jel-zaj viszony – bithibaarány kapcsolat jelentősen javul. Az algoritmus 2 dB SNR mellett kb.  $10^{-3}$ -os bithibaarányal tudja visszaállítani az adatfolyamot. Az 1.4 ábrán jól megfigyelhető, kékkel jelölve az additív gaussi zajos csatornán 7 dB SNR szükséges a  $10^{-3}$ -os hibaarányhoz, ezt az RA algoritmus 1,5-2 dB-re csökkenti.

### Repeat-Accumulate FEC Encoder + Iterative Decoder



Dr. Maróti Miklós, Dr. Horváth Péter

1.4. ábra. A Repeat-Accumulate algoritmus BER görbéje összehasonlítva a kódolatlan AWGN csatornával



1.5. ábra. Az MRC-100 S-sávú adójának adatformátuma [4]

### Az adatátvitel időbelisége

Az 198000 bájtnyi adat 1623 csomagot jelent, ez a maximális 1 Mbps nettó átviteli sebesség mellett (1/2-es kódarány miatt) 1,58 másodperc alatt menne végbe, viszont az egyes csomagok átvitele között van egy minimális időkésleltetés, melyet durván a csomagidőtartam 20%-ával becsülhetünk – mely számunkra előnyös, mert a csomagok így szétválnak időben, ezzel lehetővé téve a jelteljesítmény alapú egyedi csomagdetekciót, és nem egy folytonos jelfolyamban kell üzenethatárokat keresni; – ennek következtében a leggyorsabb sebesség esetén kb. 2 másodperc (1.1 egyenlet), míg a leglassabb, 100 kbps adatátvitel esetén ez 20 másodperc.

A műhold egyes adásperiódusai között nagyjából 10 másodperces szünet van – ez elegendő a földi vezérlő állomáson az érzékeny vételi oldalt koaxiális relével leválasztani, majd adásra kapcsolni, elküldeni a vezérlési parancsokat majd visszaállni vételre. Az S-sávú vétel szempontjából lehetőséget biztosít egy valós időben működő dekóder számára, hogy a környezetet megfigyelje – praktikus zaj és interferencia szempontból.

$$120\% \cdot \frac{198000 \text{ bájt} \cdot 8 \frac{\text{bit}}{\text{bájt}}}{1000000 \text{ Mbps}} \approx 1,9 \text{ s} \quad (1.1)$$

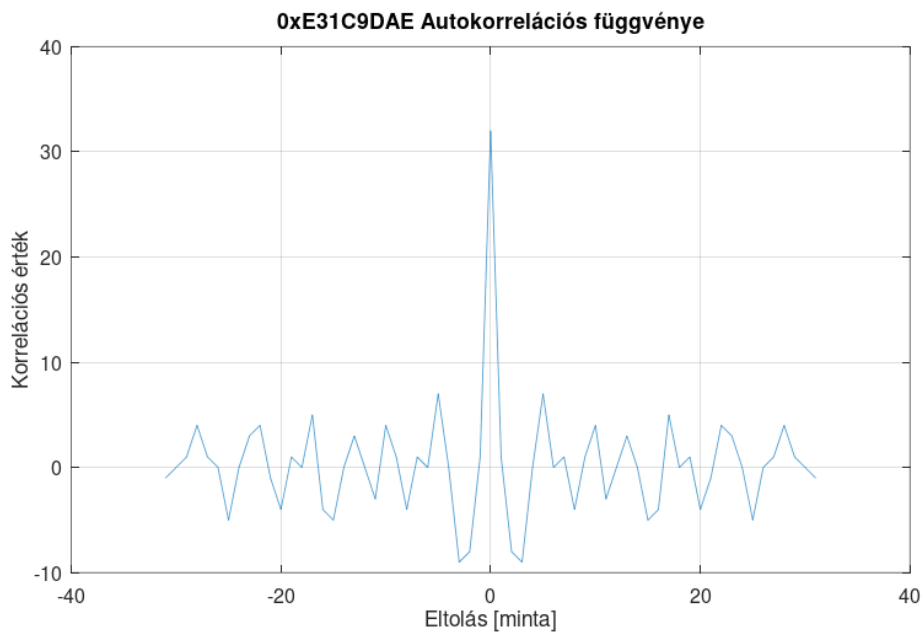
A kisugárzott GMSK modulált jel konstans burkolójú, az információt a fázis változása (tekinthető frekvenciaváltozásnak is) hordozza. A csomag elején található szinkronizációs szekvencia (preamble) egy 1010... váltakozó, ismert bináris sorozat, mely az órajelfrekvencia visszaállítását szolgálja. Ennek szerepe azért is fontos, mivel műhoddal kommunikálunk – mely alacsony föld körüli pályán nagyjából 28000 km/h-ás sebességgel mozog, és sebességvektora a földi állandó megfigyelőhöz képest állandóan változik. Ennek következtében a vett jelet jelentős, időben változó Doppler csúszás terheli, melynek korrekciójánál akár ez az információ is felhasználható.

### Szinkron sorozat, szinkron szó

A szinkron szó egy kedvező autokorrelációs tulajdonságokkal bíró, 32 bites sorozat, ebből következően 32-szeres korrelációs kiemeléssel bír. 3 mintával való eltolás esetén egy 9-es értékű mellék kiemelése van. Ezt az 1.6 ábra illusztrálja.

Ezen sorozatot a hozzá tartozó illesztett szűrőn átvezetve – mely lényegében egy véges impulzusválaszú (FIR) szűrő, melynek együtthatói a kód komplex konjugáltjaiként állnak elő – korrelációs kiemelést kapunk, melyet akkor is tudunk detektálni, ha a jel-zaj viszony nagyon rossz, vagy a jel zajszint alatt található.

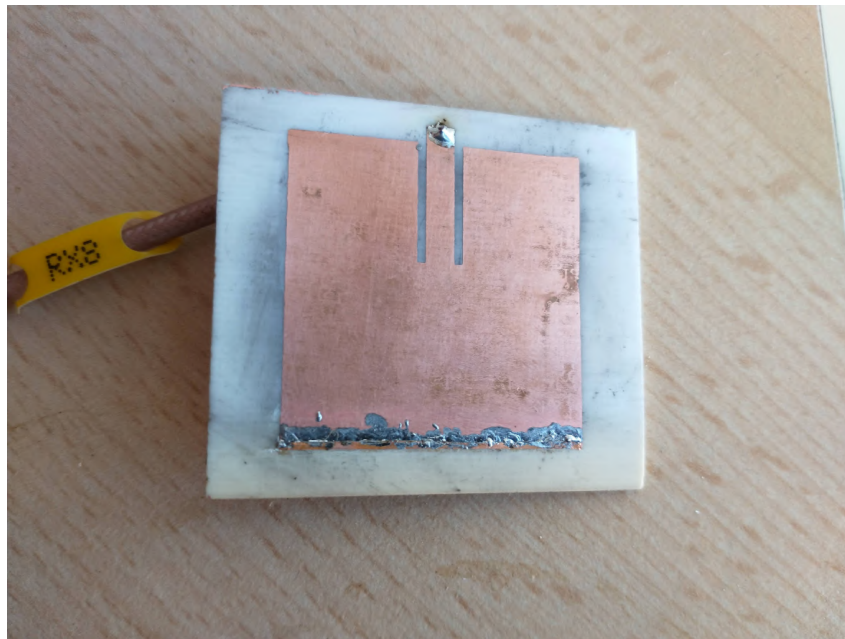
Joggal merülhet fel a kérdés, hogy miért nem lehet a két szekvencia közül csak az egyiket használni. Órajelszinkronizációra sűrű, egymást követő élváltásokat célszerű alkalmazni – ennek azonban kedvezőtlenek az autokorrelációs tulajdonságai. Egy 1010... sorozatot két mintával arrébb léptetve önmagát kapom. A szinkron szó pedig nem tartalmaz sűrű élváltásokat.



1.6. ábra. A 0xE31C9DAE szinkron szó autokorrelációs függvénye

### 1.3. Adóantenna

Az 1.7 ábrán látható a műhold lineárisan polarizált folt, azaz *patch* antennája, mely a konkrét dizájnban nagyjából 4-5 dBi közötti nyereséggel rendelkezik. Az MRC-100 elsődleges 70 cm-es sávon üzemelő antennája körsugárzót közelít, így a műhoddal való kommunikáció az űreszköz folyamatos orientáció változása ellenére is biztosított. A keskeny sáv szélesség és az alacsony frekvencia miatt a kisebb nyereség ellenére is van elég tartalék az összeköttetésben.



1.7. ábra. A műhold folt típusú S-sávú adóantennája [4]

A mechanikai feltételek első sorban patch antenna használatát tették lehetővé, azonban S-sávon a 4 dBi nyereség szükséges ahhoz, hogy Mbit/s-os adatátvitel elméleti szinten

is realizálható legyen. A hivatkozott irodalom [4] *Link számítás* fejezetében levezetésre került, hogy az összeköttetés méretezési tartaléka a horizonton felbukkanó műholdra nézve csupán 5 dB, 2 Mbps kommunikáció esetében.

Az irányítottság hátránya, hogy a műhold mozgása miatt az antenna csak időszakosan néz a Föld felé, ellenkező esetben többletszűrés jelenik meg – viszont a műhold rendelkezik egy kísérleti aktív mágneses stabilizáló rendszerrel, amely megfelelő működése esetén az űreszköz mozgásállapota megváltoztatható, méghozzá úgy, hogy a magyarországi áthaladások során az antenna végig Föld felé nézzen.

## 2. fejezet

# Az S-sávú földi vevőállomás

Jelen fejezet bemutatja a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem E épületének tetején („Etetőn”) elhelyezkedő, 2023 tavaszán megvalósított vevőállomás hardveres elemeinek vételhez való kapcsolódását, illetve a polarizáció diverziti eljárás indokoltságát, megfontolásait.

A legtöbb hardverelem megtervezése, megépítése és bemérése jelen dolgozat szerzője által történt a *Diplomatervezés 1.* projekt tárgy keretében. Ebbe konkrétan az S-sávú primersugárzó antenna, hozzá tartozó szűrők és kiszajú előerősítő megvalósítása, mérése és mechanikai konstrukciója tartozott bele.

### 2.1. Vételi megfontolások

A kis méretű *CubeSat* illetve *PocketCube* kategóriájú műholdak esetén jellemzően nincs elegendő hely és energia arra, hogy a műhold orientációja stabilizálható legyen. Az ilyen műholdakat jellemzően valamilyen rugós kinyomó szerkezet bocsátja föld körüli pályára. A kiengedéskor keletkező mechanikai hatás miatt ezen műholdak nagy szögsebességgel pörögni kezdenek – akár 50-100 fok/másodperc értékkel.<sup>1</sup>

#### 2.1.1. Körpolarizált vétel jellemzése

A tanszéken készített űreszközök 70 cm-es elsődleges sávú kommunikációs antennái hullámhosszal ( $\lambda$ ) összemérhető ( $\lambda/2$  vagy  $\lambda/4$  méretű) huzalantennák, melyek lineárisan polarizáltak. A vevőállomás antennájának tervezése során az előző bekezdésben elhangzottakat figyelembe kell venni. Az elsődleges földi állomást egy 4,5 m átmérőjű parabola-antenna alkotja, melynek primer sugárzó antennája egy körpolarizált, visszafelé sugárzó (*backfire*) hélix antenna. [6] A körpolarizáció előnye, hogy a műhold polarizációs forgását nem kell semmilyen módon lekövetni, tetszőleges polarizációval vehető a műhold, illetve ezen 0,45-ös F/D arányú (fókusz/átmérő) parabolához egyszerűbben készíthető egy körpolarizált primersugárzó, mint két, egymásra merőleges polarizációjú.

A körpolarizált vevő hátránya viszont abban mutatkozik meg, hogy az adó lineárisan polarizált. Ez 3 dB-es teljesítményvesztést jelent ahhoz képest, mintha megfelelően beállított lineár-polárú antennával vennénk a műhold jeleit. [7]

---

<sup>1</sup>A labor által üzemeltetett műholdak telemetriáinak, illetve hasonló kategóriájú űreszközök adatainak megfigyeléséből származó információ, tapasztalati tény.

## 2.1.2. Polarizáció diverziti

Másik megoldás a polarizáció diverziti vétel. Ez esetben – ahogy erre már az előző bekezdésben utalás történt – két lineárisan polarizált antennát helyezünk el, térben egymásra merőlegesen. Ezen két csatornát a digitális feldolgozásig külön kezeljük: mindkét csatornán saját előerősítők, szűrők, stb. vannak. A két csatorna jelét ezek után egy koherensen mintavételezett szoftverrádióra (továbbiakban *SDR*, *Software Defined Radio*) célszerű vezetni.

A koherens mintavétel ez esetben azt jelenti, hogy a két csatornát mintavételező és feldolgozó áramkör azonos helyi oszcillátorról jár. Ennek köszönhetően bármilyen frekvenciahiba az egyformán jelentkezik a két csatornán, a minta szintű szinkronitás biztosított. Ez a diverziti eljárás esetén rendkívül fontos, mivel ez megkönnyíti a jelfeldolgozást, nem kell frekvencia és időcsúsztatásokat korrigálni a két csatorna jele között.

Az eljárás úgy is felfogható, hogy van két, térben ortogonális csatornánk, és ezek lineár-kombinációjával előállítható egy adott polarizációjú jel. Az antennák reciprocitása miatt vételi esetben „virtuálisan rá tudunk fordulni” az éppen beérkező jel polarizációs síkjára.

Mekkora a polarizációs diverziti maximális nyeresége? Ennek levezetését a 4.1 alfejezet tartalmazza. Viszont ha mindkét csatornán azonos amplitúdójú a jel, és fázishelyesen kerülnek összegzésre, akkor az eredő jelteljesítmény 4-szeresére nő, azaz 6 dB-vel növekszik. A két csatornán feltételezhetően azonos teljesítményű termikus zaj van, ezek teljesítményben összegződnek. Így az összegzett csatornán az eredő zaj az 3 dB-vel növekszik. Ebből következik, hogy legjobb esetben 3 dB-es jel-zaj viszony növekedést lehet elérni az egyes csatornák jel-zaj viszony szintjéhez képest.

## 2.2. Antennák

### 2.2.1. Parabola antenna

Az E épület tetején az S-sávú vételre egy 3 méter átmérőjű, 0,3 F/D arányú parabola állt rendelkezésre. Az antenna forgató rendszer teljes mértékben lefedi a horizont feletti tartományt, azaz 0 – 90° eleváció, illetve 0 – 360° azimuth.

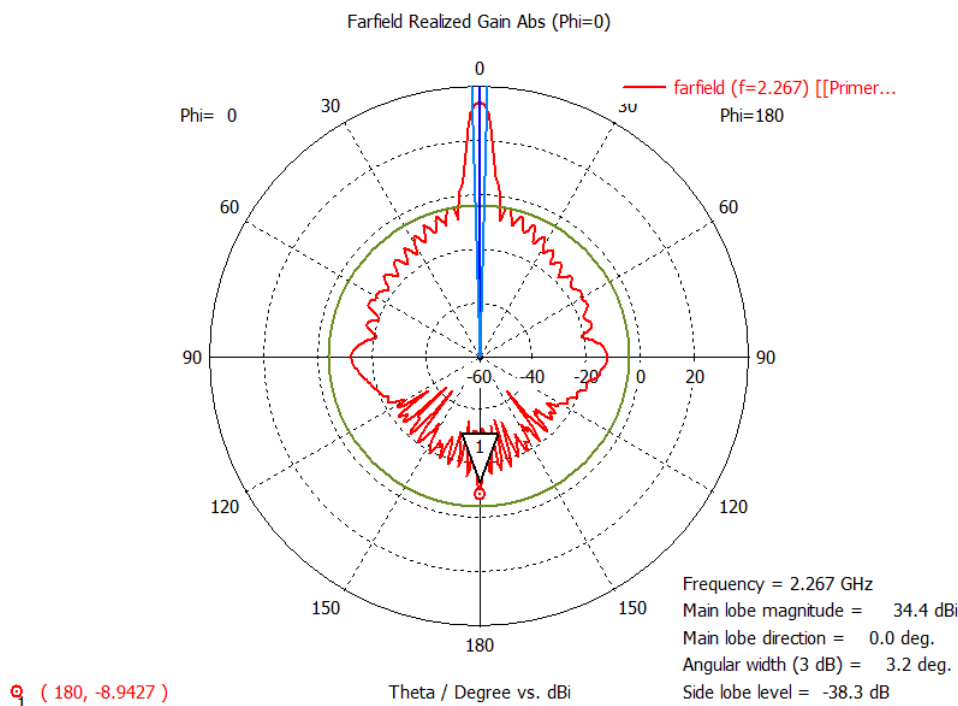
A 0,3-as F/D arányból, a 3 méteres átmérőből, illetve az üzemi frekvenciából következik, hogy a parabola (elméleti):

- Nyeresége: 35 dB
- Irányélességi szöge: 2,5°

Ebből látható, hogy a műhold követés során a közvetlen úton beérkező jelek a dominánsak, azaz LOS (*Line of Sight*) terjedés van. Az esetleges reflexiók a parabola melléknyalábjain jutnak be – de ahogyan a 2.1 ábráról is leolvasható – a szimulált iránykarakterisztika kb. 38 dB-es melléknyalábelnyomással rendelkezik, amennyivel csillapított beérkező jel már szinte teljes biztossággal a rendszer zajszintje alá fog esni.

### 2.2.2. Primer sugárzó

Egy polarizáció diverziti alkalmas primer sugárzó tervezése az több problémát felvet. Ezen antenna a parabola fókuszpontjában helyezkedik el, ahová a tükrőről visszaverődő jelek koncentrálnak. Ezen pontban kell két, egymásra merőleges antennát elhelyezni, és gondoskodni a jelek megfelelő elvezetéséről. Ezen a frekvencián a levegőbeli hullámhossz



2.1. ábra. A parabola antenna iránykarakterisztikája

13 cm, így kisebb pontatlanságok, vagy egy jobban kitüremkedő koaxiális kábel már zavaró lehet az egész rendszerre nézve.

A vétel szempontjából a primersugárzó esetében a keresztpolarizációs elnyomás biztosítása fontos szempont szokott lenni, ha a két polarizáción eltérő modulációs tartalom érkezik. Ez esetben ugyan az a jel jelenik meg mindkét csatornán, így ez nem kritikus paraméter. Ennek ellenére a fizikai konstrukció miatt a két antenna nem lesz tökéletesen egy helyen, vagyis a két csatorna között várhatóan lesz egy fáziskülönbség. Elképzelhető, hogy a keresztpolarizációs gerjesztésből adódó áthallás más fázistolást szenved. Ez esetben a jel és késleltetettje is megjelenhet, amely már problémát okozhat.

A 2.2 ábrán látható a megvalósított primersugárzó, mely esetében kb. 18-20 dB-es keresztpolarizációs elnyomást sikerült elérni.

## 2.3. Vételi lánc

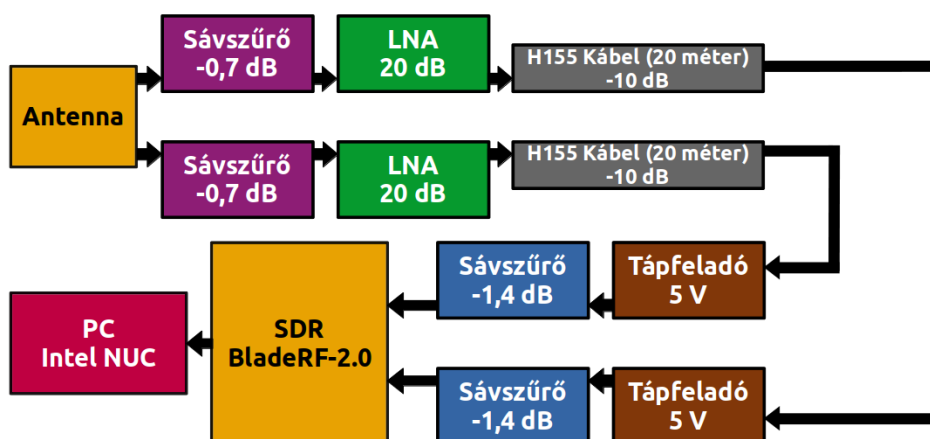
A vételi lánc felépítése a 2.3 ábrán látható. A beiktatási csillapítások negatív előjellel szerepelnek. Az optimális jel-zaj viszony érdekében a kiszajú előerősítőt célszerű a vételi lánc legelején elhelyezni. Azonban az E épület teteje rádiófrekvenciás szempontból rendkívül telített, sok interferencia forrás van a közelben. A szélessávú előerősítőt ezen a források túlvezérlik, ellehetetlenítve a vételt. Ezért kompromisszumként egy alacsony beiktatási csillapítású, nagy jóságú combline szerkezetű rezonátoros szűrő került beépítésre. Ez a közelben elhelyezkedő 2,4 GHz-es ISM sávra már nagyjából 30 dB csillapítást jelent.

Az LNA utáni extra csillapítások hatása elhanyagolható a jel-zaj viszonyra nézve. A második sávszűrő még jobban elnyomja a nem kívánatos sávokat, mielőtt az SDR két csatornán, koherensen mintavételezné. Az LNA meghajtását egy-egy 5 V-os tápfeladó biztosítja mindkét csatornán.

Az SDR egy bladeRF-2.0-ás típusú, mely egészen 6 GHz-es analóg jeleket is képes kezelni. Jelen elrendezésben az SDR végzi koherensen az alapsávra való lekeverést, melynek



2.2. ábra. A megvalósított primer sugárzó antenna, és borítása



2.3. ábra. Az S-sávú polarizáció diverziti vételi láncának hardveres felépítése

mintavételezése 4 Msps-el történik. Az SDR helyi oszcillátora kalibrált és hőmérséklet-kompenzált (TCXO). Az analóg-digitális átalakító 12 bites felbontásra képes. [8]

Az SDR-rel egy Intel NUC típusú számítógép kommunikált, illetve távoli elérést is biztosít az eszközhöz.



## 3. fejezet

# Diverziti eljárások

Jelen fejezet áttekintést kíván nyújtani valamennyi, már létező diverziti eljárásról, illetve azok alapelveinek bemutatásáról. Általánosságban elmondható, hogy a diverziti eljárások gyakran NLOS (*Non-Line Of Sight*) esetekre, azaz többutas terjedéssel sújtott átviteli csatornákat vesznek alapul. Ilyenkor az egyes diverziti bemeneteken a hasznos jel különböző időkésltetésekkel jelenik meg. Ezen torzítás lineáris, ennek ellenére az eljárás sikeréhez általában valamilyen módon meg kell becsülni a csatorna aktuális állapotát, és ezen információ birtokában lehet előnyre szert tenni ezen diverziti eljárásokkal.

Jelen műholdas esetben a 2.2.1 szekcióban ismertetett feltételek alapján egyszerűsítő feltétel, hogy csak közvetlen, azaz *Line Of Sight* terjedéssel kell csak foglalkoznunk.

### 3.1. Diverziti típusok

A diverziti eljárások lényege, hogy egy adott jeltől valamilyen módon több, fundamen-tálisan az eredeti jelet tartalmazó példány képződik le, és ezen különböző jelváltozatok kombinálásával jelparaméter javulást (például jel-zaj viszony) érhetünk el.

Valamennyi lehetséges diverziti eljárás a részletesség igénye nélkül: [9][10]

- Polarizáció diverziti
- Térbeli diverziti
- Frekvencia diverziti
- Idő diverziti

#### 3.1.1. Frekvencia diverziti

Egy adott információ különböző vivőkön kerül átvitelre, a vivők közötti szeparáció legalább a koherencia sávszélességgel egyezik meg. Koherencia sávszélességnek nevezzük azt, amelyen belül a vezeték nélküli átviteli csatorna zaj és fading tekintetében „közel hasonlóan” viselkedik, azaz nincs frekvenciaszelektivitása a csatornának.

#### 3.1.2. Időbeli diverziti

Az információ időben ismételve kerül elküldésre. A minimális késleltetési időnek a csatorna koherenciaidejénél nagyobbak kell lennie. A csatorna koherencia ideje az az idő, mely alatt a csatorna átviteli jellemzői „nem változnak lényegesen”, azaz nincs időbeli szelektivitása a csatornának.

### 3.1.3. Polarizáció diverziti

Lásd a 2.1.2 fejezetet.

### 3.1.4. Térbeli diverziti

A térben több antenna kerül elhelyezésre, különböző helyeken. Ennek köszönhetően ideális esetben teljesen független csatornákhöz jutunk. A különböző antennák más időkéssleltéssel, és függetlenség esetén más fading jelenséget érzékelnek.

A térbeli diverziti eljárásoknál több módszer is létezik a vételi csatornák kombinálására:

- **Kiválasztásos** eljárásnak nevezzük, ha az elérhető antennák közül mindig kiválasztásra kerül a legjobb tulajdonságú jel, és ilyenkor a többi csatornát nem használjuk fel.
- **Azonos erősítésű összegzés** (Equal Gain Combining) során a csatornák jeleit azonos amplitúdósúllyal, de eltérő fázisokkal kombináljuk.
- **Maximális arányú összegzés** (Maximum Ratio Combining) során mind amplitúdóban, mind fázisban súlyozzuk a jeleket, hogy a vételi jel-zaj viszony mindig az adott pillanatban elérhető maximum legyen.

## 3.2. Maximum Ratio Combining (MRC)

*Jelen eljárás neve a dolgozat címében szereplő műhold elnevezését tekintve zavaró lehet. A nomenklatúra tisztázása végett a műhold „MRC-100” elnevezése a Műegyetemi Radio Club-ból ered, [1] a névbeli hasonlóság pusztán a véletlen műve.*

Az MRC eljárás Rayleigh-fadinges csatornát feltételez. Ezt azt jelenti, hogy többutas terjedés van jelen a rendszerben, a fading időben változik, ezáltal az SNR is időfüggő. Ezen eljárás megbecsüli a csatorna impulzusválaszát. Ez a gyakorlatban általában pilot jelekkel történik, azaz a vett jel egy bizonyos része ismert tartalmú. Ezek alapján visszaállítható a Rayleigh-csatorna lineáris torzítása, méghozzá a csatorna impulzusválaszával való komplex konjugált szorzás révén. [10] [9]

A műholdvételi csatornánk azonban Rice-jellegű. Az MRC algoritmusban található alap gondolat jól felhasználható egy saját diverziti eljárás fejlesztésére, melynek matematikáját egy későbbi fejezet tárgyalja.

## 4. fejezet

# Polarizációs diverziti eljárás tervezése és megvalósítása

A dolgozat célja, hogy az MRC-100-as műhold S-sávú kommunikációs alrendszerének, illetve a földi állomás tulajdonságait figyelembe véve megalkosson, egy rendszerspecifikus eljárást, melynek célja, hogy a lehető legtöbb adatsomagot legyen képes dekódolni. A végső állapotban a rendszer automatizáltan, valós időben működik, azaz a műhold áthaladásakor az általa lesugárzott jelekből a kimeneti csomagok rögtön előállnak.

**Fontos** megjegyezni, hogy a probléma megközelítése oly módon történik, hogy megkövetéseket csak szükséges esetekben tegyünk, illetve egyes lépésekre – amennyiben ez ésszerűen megtehető – általánosításokat fogalmazzunk meg. Ezáltal végeredményben ugyan rendszerspecifikus eljárást kapunk, viszont a jelen dolgozatban leírtak segítségével – remélhetőleg – egy más, hasonló rendszerre is kialakítható egy módszer.

### 4.1. Azonos amplitúdójú összegzés

#### 4.1.1. Zaj

Jelen vételi elrendezésben a 2. fejezetben leírtak alapján ismert, hogy a domináns jelkomponens az antenna főnyalábján érkezik be, a melléknyalábon bejövő jelkomponensek elhanyagolhatóak.

A két diverziti antenna fizikailag egymás mellett helyezkedik el, a parabola antenna fókuszpontjában. A jelutak szimmetrikusan futnak, a szűrők és előerősítők hasonló specifikációval rendelkeznek, illetve egymás mellett vannak vezetve. Ennek köszönhetően a környezeti feltételek azonosak a két jelút komponenseire nézve, beleértve a hőmérsékletet. Zaj szempontjából a rendszer bemenete a meghatározó, mely azonos zajhőmérsékletet „lát”.

Ebből következik a modell első feltevése: a két csatorna azonos eloszlású zajfolyamatot lát. Mivel ez első sorban termikus eredetű zaj, és más nem indokolja ellenkezőjét, így ezt additív gaussi zajnak tekintjük.

Legyen  $n_1(t)$  és  $n_2(t)$  ugyan annak a zajfolyamatnak két időbeli realizációja. Legyen  $P_{n1}$  az  $n_1(t)$  teljesítménye. Ekkor:

$$P_{n1} = P_{n2} = P_n, \quad P_{n1} + P_{n2} = 2P_n \quad (4.1)$$

Ha adott zajminta amplitúdóját változtatom, a zaj teljesítménye a szorzó négyzetével

arányos:

$$n_x(t) = a \cdot n_1(t), \quad P_{n_x} = a^2 P_{n_1} \quad (4.2)$$

### 4.1.2. Beérkező jelek

A műhold adásra kapcsol, a vevőrendszerünk üzemel. Ekkor a két polarizációs csatornán megjelenik ugyan az a jel, eltérő amplitúdóval. Tegyük fel, hogy a vevőrendszerünket kompenzáltuk, azaz rádiócsendben ugyan azt a zajteljesítményt érzékeljük mindkét csatornán, illetve bármilyen jel fázishelyesen érkezik.

Ekkor az adott csatornákon vett jel  $r_x(t)$  az alábbi módon áll elő:

$$r_1(t) = s_1(t) + n_1(t) \quad (4.3)$$

$$r_2(t) = s_2(t) + n_2(t) \quad (4.4)$$

Ahol  $n_x(t)$  azonos teljesítményű additív gaussi zaj, eltérő időbeli realizációval. Mivel ugyan az a jel érkezik be a két csatornán – csak az antenna polarizáció miatt jön létre valamilyen amplitúdóbeli csökkenés, fázistolódást nem teszünk fel – ezért:

$$s(t) = s_1(t), \quad s_2(t) = a \cdot s_1(t) = as(t) \quad (4.5)$$

ahol  $a$  egy gyengén stacioner súlyozófaktor, azaz a vizsgálat, illetve adott csomag időtartamára konstansnak feltételezzük.<sup>1</sup>

Az egyszerűség kedvéért mondjuk, hogy az 1-es csatornán bejövő jel teljesítménye nagyobb, azaz  $P_{s_1} > P_{s_2} \Rightarrow a < 1$ . A két csatorna jel-zaj viszonya:

$$SNR_1 = \frac{P_s}{P_n} \quad (4.6)$$

$$SNR_2 = \frac{a^2 P_s}{P_n} \quad (4.7)$$

Vizsgáljuk meg milyen lesz az eredő jel-zaj viszony, ha a két csatorna jelét fázishelyesen összegezzük:

$$SNR_\Sigma = \frac{P_{s_1+s_2}}{2P_n} = \frac{(s(t) + as(t))^2}{2P_n} = \frac{s(t)^2 + 2as(t)^2 + a^2s(t)^2}{2P_n} \quad (4.8)$$

$$SNR_\Sigma = \frac{P_{s_1} + 2P_{s_1} \sqrt{\frac{P_{s_2}}{P_{s_1}}} + P_{s_2}}{2P_n} \quad (4.9)$$

Mivel:

$$a = \sqrt{\frac{P_{s_2}}{P_{s_1}}} \quad (4.10)$$

Nézzük meg, hogy az eredő jel-zaj viszony hogyan alakul a legjobb jel-zaj viszonyú csatornához képest! (Feltettük, hogy  $P_{s_1} > P_{s_2}$ )

<sup>1</sup>Egy teljes csomag szinkron fejléccel együtt 260 bájt méretű, amely 2080 bit. A leglassabb, 100 kbps átviteli sebességgel az adott csomag időtartama 20 ms. Ez alatt ha egy intenzív, 120°/sec-os forgás van, akkor ez kb. 2,5 foknyi elfordulást jelent. A 4 dBi nyereségű antenna esetén ez bőven az irányélességi szögön belül van, illetve polarizációban való forgás esetén se jelent számottevő csökkenést.

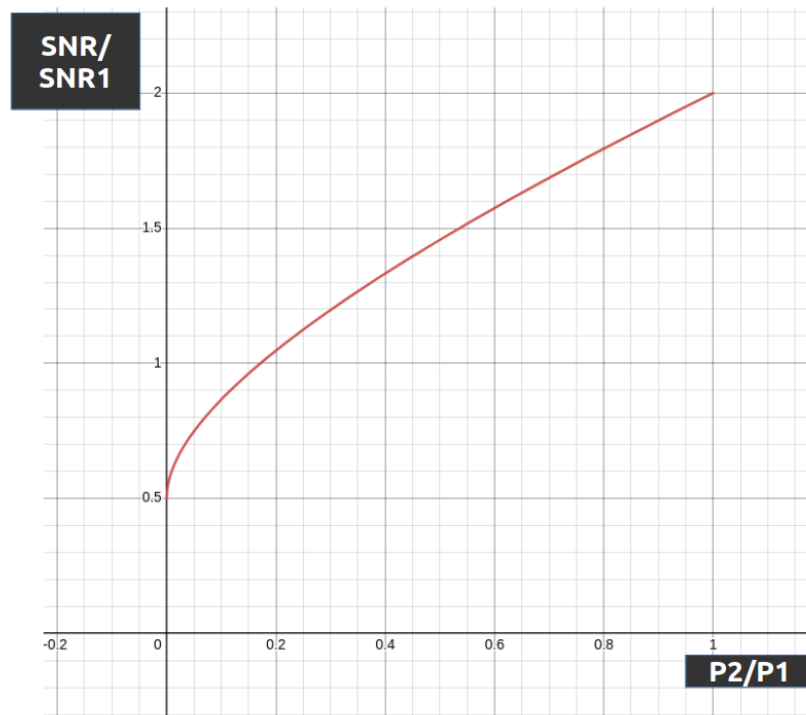
$$\frac{SNR_{\Sigma}}{SNR_1} = \frac{\frac{P_{s1} + 2P_{s1}\sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}} + P_{s2}}{2P_n}}{\frac{P_{s1}}{P_n}} = \frac{P_{s1} + 2P_{s1}\sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}} + P_{s2}}{2P_{s1}} \quad (4.11)$$

$$\boxed{\frac{SNR_{\Sigma}}{SNR_1} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{s2}}{P_{s1}} + \sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}}} \quad (4.12)$$

### 4.1.3. Értékelés

A 4.12 egyenlet megmutatja azt, hogy ha a két azonos jelet eltérő teljesítménnyel tartalmazó csatornát fázishelyesen összegezzük, akkor mekkora jel-zaj viszony javulást érünk el. Könnyen belátható, hogy a maximális növekedés akkor adódik, ha  $P_{s2} = P_{s1}$ . Ez esetben kétszeres növekedés történik, mely 3 dB-nek felel meg. Ez megegyezik a korábban a 2.1.2 alfejezetben intuitív módon levezetett elméleti maximummal.

Emellett látható, ha  $P_{s2} = 0$ , akkor csak a második csatorna zaját adjuk hozzá az első csatornához, ami értelemszerűen rontja a hányadost. Behelyettesítve 3 dB a jel-zaj viszony romlás.



4.1. ábra. Az összegzett csatorna jel-zaj viszony aránya a legjobb csatornához képest a két csatorna teljesítményarányának függvényében

Gyakorlati kérdés, hogy mikor érdemes a két csatornát összeadni, hogy mindenképp javulást érzünk el. A még elfogadható szélső állapot, ha a jel-zaj viszony nem változik,

azaz 1-el egyenlő. Ennek megfelelően:

$$q^2 := \frac{P_{s2}}{P_{s1}} \quad (4.13)$$

$$1 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot q^2 + q \quad (4.14)$$

$$0,5q^2 + q - 0,5 = 0 \quad (4.15)$$

$$\dots \quad (4.16)$$

Szélsőértékszámítással belátható, hogy

$$q^2 = (\sqrt{2} - 1)^2 \approx 0,171 \quad (4.17)$$

Tehát ha a gyengébb csatorna jelteljesítménye 0,171-ed része az erősebbnek, azaz kb.  $10\lg(0,171) = -7,67$  dB-nél jobb teljesítményarányoknál ezen fázishelyes összegzés javít az eredő jel-zaj viszonyon.

#### 4.1.4. Gyakorlati alkalmazhatóság

Ezen módszer esetén a jelfolyam feldolgozása során az aktuális csomagokból a hasznos jel teljesítményét kell megállapítanunk. Azonban tudjuk, hogy a csatornán az  $r(t) = s(t) + n(t)$  összeget látjuk. Ez könnyen áthidalható azzal, hogy az adásszüneti periódusokban mérjük az átlagos zajteljesítményt, emellett erre állítható egy komparátoros teljesítményalapú csomagdetektor. Amikor a bejövő jel átlagteljesítménye meghalad egy szintet, akkor vélhetően jelen van egy csomag. Ebből kivonva a nem túl távoli múltban megmért zajteljesítményt, megállapítható az aktuális csomag átlagteljesítménye.

Természetesen a teljesítménydetektor nem tud különbséget tenni a műhold és bármilyen interferenciaforrás jele között. A teljesítmény alapú detekció megfelelően beállított szűrővel, illetve ablakméretekkel állítható. Például csomag hosszúságúra megválasztott rövid idejű teljesítmény átlagolóval számolva a pillanatnyi teljesítményt a csomaghossznál jóval rövidebb interferenciák az átlagot nem fogják felborítani, így nem fognak hamis detekciót okozni. A csomaghossznál jóval hosszabb interferenciák pedig az SINR-t fogják rontani (jel – zaj+interferencia arány).

A módszer előnye, ha ismert a két jelteljesítmény, akkor csak fázishelyes összegzést kell biztosítanunk, ha egy adott értéknél nagyobb a teljesítményarány.

## 4.2. Amplitúdó súlyozás

Az eddigiek után ideje megvizsgálni azt a lehetőséget, hogy mi történik, ha nem azonos amplitúdóval adjuk össze a két csatorna jelét. A fázishelyes összegzést továbbra is feltételezzük. Szemlélet alapján jó gondolatnak tűnhet az, hogy a rosszabb jel-zaj viszonyú csatorna jelét kevésbé vesszük figyelembe, és úgy összegzünk.

Legyen  $P_x$  továbbra is a két csatornán bejövő jelek teljesítménye. Továbbá  $P_{s2} < P_{s1}$  fenn áll. Vezessünk be egy  $b$  súlyozó tényezőt, amellyel a gyengébb csatorna amplitúdóját súlyozzuk:  $b < 1$

$$s_2(t) = b \cdot a s(t) \quad (4.18)$$

Ekkor a 4.9 egyenletben két dolog változik: mivel a 2-es csatorna amplitúdóját szoroztuk, ezért a  $P_{s2}$  teljesítmény tagok  $b^2$ -el szorzódnak. Másrészt az amplitúdó súlyozás

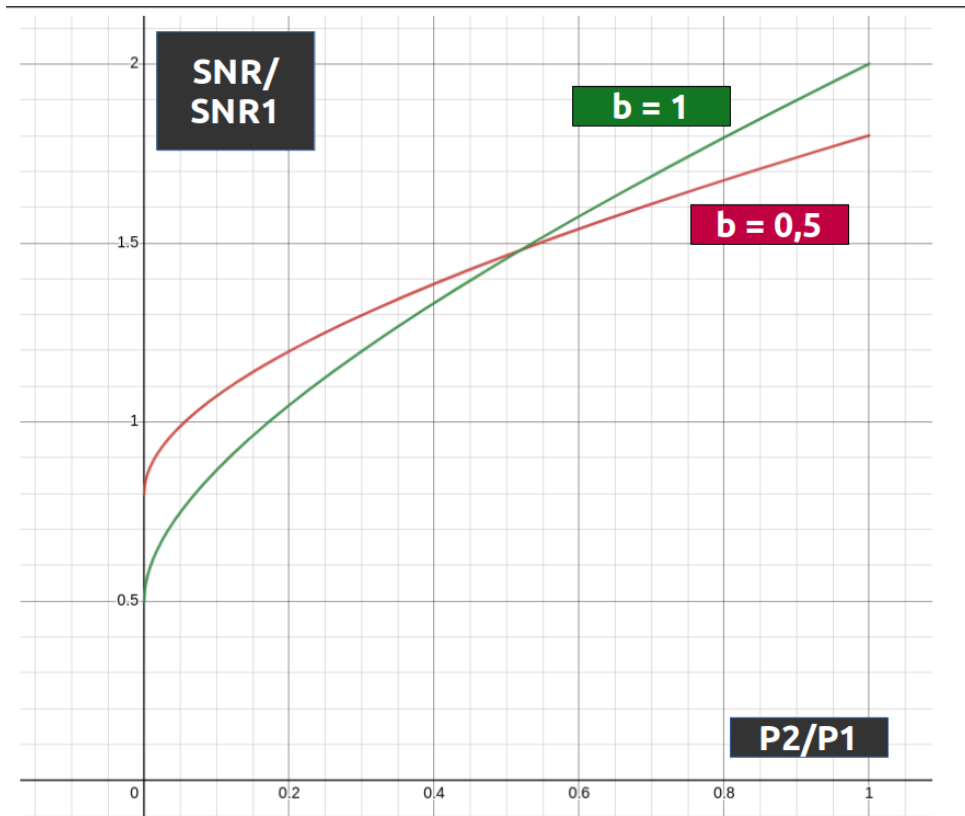
a zajt is érinti, mely szintén négyzetesen változik.

$$SNR_{\Sigma} = \frac{P_{s1} + 2bP_{s1}\sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}} + b^2P_{s2}}{P_n(1 + b^2)} \quad (4.19)$$

Az előző alfejezet alapján levezethető, hogy:

$$\frac{SNR_{\Sigma}}{SNR_1} = \frac{1}{1 + b^2} + \frac{b^2}{1 + b^2} \cdot \frac{P_{s2}}{P_{s1}} + \frac{2b}{1 + b^2} \cdot \sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}} \quad (4.20)$$

Látszik, ha  $b = 1$ , akkor visszakapjuk az előző megoldást. Grafikus egyenletmegoldásban ábrázolva, a  $b$  paraméter állításával megfigyelhető volt, hogy az eredő SNR növekszik az 1-nél kisebb teljesítményarányoknál, ha a  $b$  csökken. Ezt jól demonstrálja a 4.2 ábra is.



4.2. ábra. Az jel-zaj viszony a kisebb jel lesúlyozásával növelhető

Egy adott teljesítményaránynál meg kéne állapítani, mi az optimális súlyozó tényező. A teljesítményarányt tekintjük paraméternek:

$$q^2 = \frac{P_{s2}}{P_{s1}} \quad (4.21)$$

Keressük az SNR arány maximumát, vagyis hogy milyen  $b$ -nél maximális az SNR adott teljesítményarány esetén. Ehhez célszerű deriválni a kifejezést.

$$0 = \frac{d}{db} \cdot \left[ \frac{1}{1+b^2} + \frac{b^2}{1+b^2} \cdot q^2 + \frac{2b}{1+b^2} \cdot q \right] \quad (4.22)$$

$$0 = \frac{-2b}{(1+b^2)^2} [b^2q^2 + 2bq + 1] + \frac{2}{1+b^2} [q + bq^2] \quad (4.23)$$

$$0 = \frac{2(1+b^2)(q + bq^2) - 2b(b^2q^2 + 2bq + 1)}{(1+b^2)^2} \quad (4.24)$$

$$0 = 2q \cdot b^2 + (2 - 2q^2) \cdot b - 2q \quad (4.25)$$

A másodfokú egyenlet megoldása után  $b$ -re adódik, hogy:

$$\boxed{b = q = \sqrt{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}}} \quad (4.26)$$

Ez alapján ahhoz, hogy maximalizáljuk az összegzett jel SNR-jét, a gyengébb csatorna jelét a két csatorna teljesítményarányának gyökével kell skálázni. A fázishelyes összegzést pedig feltételeztük.

### 4.2.1. Gyakorlati alkalmazhatóság

Az előző, azonos amplitúdójú összegzéssel összevetve nincs szükség extra információra. A teljesítmény arány alapján a súlyozó faktor megállapítható, és ezzel való skálázásra van szükség. Viszont a kiindulási modellben csak zajjal foglalkoztunk. Interferencia megjelenésével előfordulhat, hogy az épp azonos teljesítményű csatornák közül az egyik jelszintje megnövekedik. Ekkor a súlyozó algoritmus pont az interferenciával nem terhelt csatornát fogja lesúlyozni.

Jelen MRC-100 vétel esetében azonban az interferencia (hacsak nem nagyon közeli forrás) elsődlegesen az antenna melléknyalábjaiban tud bejutni, melynek csillapítása nagyobb, mint a két polarizáció közötti elnyomás. Ebből következően lehetséges, hogy az előbb említett jelenség csak korlátozott módon tud előfordulni.

Mindenesetre az előre nem látható tényezők miatt – ha a számítási kapacitásunk engedi – célszerű lehet akár mindkét diverziti algoritmust implementálni, melyek szimultán, több szálon futnak.

## 4.3. A diverziti rendszer megvalósítása

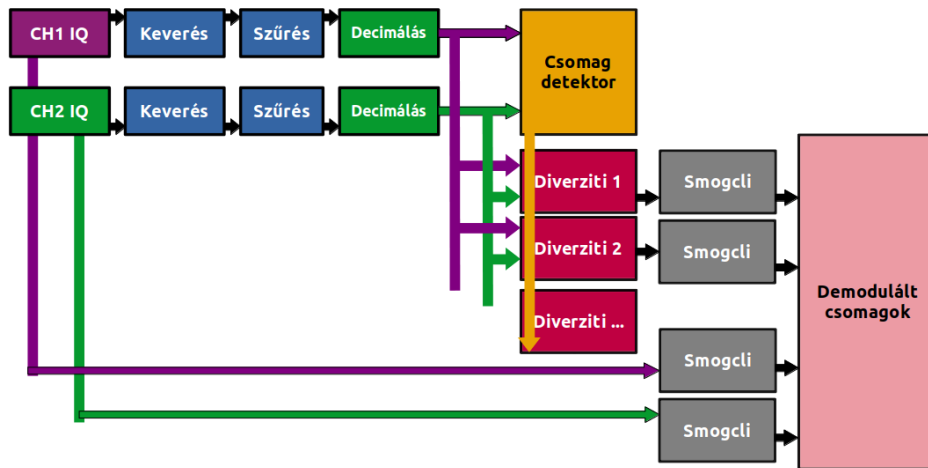
### 4.3.1. Áttekintés

A műhold vételekor az SDR kimenete a két csatorna alapsávra lekevert IQ jelfolyama. Ezek demodulációja valós időben megoldott, a *smogcli2* nevű, tanszéken fejlesztett szoftvercsomag erre alkalmas. [11] A diverziti vételhez a *smogcli*, mint demodulátor egység előtt kell a bejövő jelfolyamokat megfelelően kombinálni ahhoz, hogy SNR nyereség keletkezzen. A 4.3 ábrán látható a diverziti rendszer blokkvázlata.

### 4.3.2. Keverés, szűrés, decimálás

A gyakorlati tesztek során kiderült, hogy a bladeRF-2.0 SDR-el nem célszerű közvetlenül alapsávra keverni. Az SDR-nek túlságosan nagy a DC szivárgása, és ez ellehetetleníti még





4.3. ábra. Valós idejű diverziti eljárás blokkvázlata

a jó jel-zaj viszonytal rendelkező vétel demodulálását is.

Első körben a cél, hogy kisebb adatsebességgel stabilan működőképes legyen az eljárás, mivel lassabb sebességnél jobb jel-zaj viszonyokat lehet elérni a kisebb sávszélesség, miatt, mivel akkor a zajteljesítmény is kisebb, illetve a fix adóteljesítmény miatt a spektrális teljesítménysűrűség is nagyobb lesz.

A választott adatsebesség az **200 kbps**. A továbbiakban ez tekintendő alapértelmezettnek, az eltérés jelzésre kerül.

A DC szivárgás kiküszöbölése ebben az esetben úgy történt, hogy félrehangolásra került az SDR frekvenciája, és így alapsáv helyett fixen 500 kHz-re keveri le a bejövő jeleket. Az alapsávra keverést ezek után szoftveresen kell megoldani, ezért szerepel a blokkvázlatban a keverő.

A Repeat Accumulate kód alacsony jel-zaj viszony értékek mellett kedvező bithibarányát a Smogcli2 gyenge döntő algoritmus teszi lehetővé, mely egy adaptív iteratív algoritmus. Viszont ennek működéséhez legalább 4 mintára van szükség bitenként. Emiatt a maximálisan engedélyezett decimálás az 5-szörös. Az IQ folyam mintavételi sebessége 4 Mps. Így 800 kps-re csökken a mintavételi frekvencia, ez pontosan 4 mintát jelent bitenként.

A nagyobb mintavételi frekvencia azért is előnyös, mert ha túlmintavételezzük a jelet, akkor decimálással jelfeldolgozási nyereséget érhetünk el. Alapvetően az utóbbi eljárás célja, hogy a túlmintavételezett jeleknél a számolási műveleteket sokkal takarékosabban lehessen elvégezni.

A keverés utáni szűrő feladata, hogy a nem kívánt egyéb jelforrásokat elnyomja, és csak a hasznos jel spektruma szerepeljen. 200 kbps GMSK moduláció esetén a jel sávszélessége 300 kHz-re adódik a Carson szabály alapján. Alapsávra lekeverve ez  $\pm 150$  kHz-es tartományt jelent a 0 frekvencia körül. A 300 kHz-ra célszerű még részletezni a műhold mozgásából adódó Doppler-hatást, mely a 2 GHz-es vivőn kb. 60 kHz környékén adódik. Utóbbit amúgy a vételi szoftver automatikusan kompenzálja, a műhold TLE adatai alapján. Így az IQ folyam alapvetően Doppler korrigált.

Frekvenciahibát okozhat, amikor a műholdon a két STX áramkör között váltás történik. Mérés alapján nagyjából 30-40 kHz frekvencia eltérés van a két áramkör oszcillátora között.

1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.
CH1 I	CH1 Q	CH2 I	CH2 Q	CH1 I	CH1 Q	CH2 I	...

4.1. táblázat. Az i16-os multiplexált IQ folyam

### 4.3.3. IQ folyam kezelése

Az IQ folyam 16 bites integer típusban érkezik, vektorosan, a két csatorna multiplexálva van. Ez a struktúra látható a 4.1. táblázatban. A smogeli nem tudja kezelni az i16-os multiplexált formátumot, ezért az előzetes feldolgozás során ezeket fel kell darabolni.

### 4.3.4. Realizált szűrő

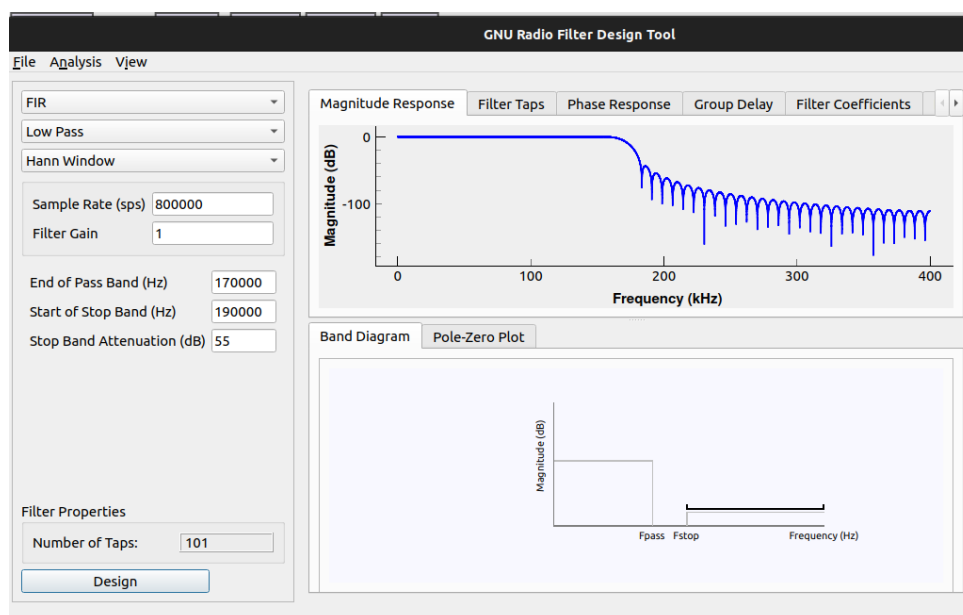
A GNU-radio szoftver FIR-filter design eszközének segítségével szintetizáltam egy szűrőt, mely egységnyi erősítésű, az átmeneti sávja 170-190 kHz közötti, és 55 dB elnyomást valósít meg.

A 4.4 ábrán feltűnhet, hogy a mintavételi frekvencia 800 ksp/s, pedig a blokkvázlat szerint nem decimáltunk. Logikailag a decimálás és szűrés külön álló egységek, azonban a gyakorlatban polifázisú decimátor alkalmazásával eredőben ugyan arra az eredményre jutunk, viszont ezen struktúra miatt a szűrés műveletet csak a decimált mintavételi idő szerint kell elvégezni.

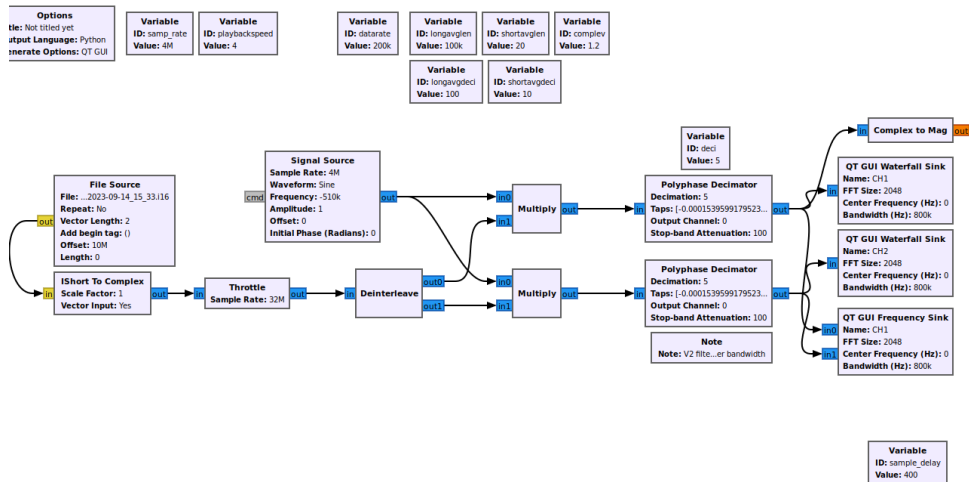
Ezek GNU radio-beli implementációja látható a 4.5. ábrán. Egy valódi, műholdas áthaladásról rögzített IQ fájl visszajátszása pedig a 4.6. ábrán látható. Megfigyelhető a két vízés diagram, a bal oldalin levő piros sáv az az 1-es polarizációjú csatorna jele. A műhold épp olyan orientációban tartózkodott, hogy az 1-es csatornára jutott csak jel.

A bal alsó sarokban levő spektrális ábrán jól látható a FIR szűrő karakterisztikája, illetve megfigyelhető, hogy a vett jel sáv szélessége belefér a szűrő áteresztési tartományába.

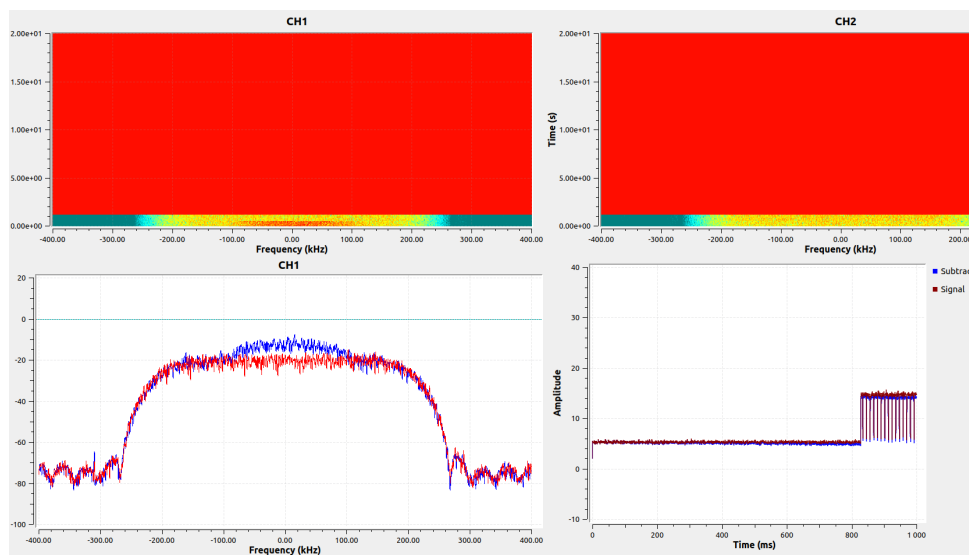
A jobb alsó panelen pedig egy szűrt, időtartománybeli jelalak látható. A sűrű vonalkás résznél a vonalkák a csomagok közötti szünetet jelentik.



4.4. ábra. A realizált FIR szűrő, és az átviteli karakterisztikája



4.5. ábra. A multiplexált adatfolyamot szétválasztó, keverő, szűrő majd decimáló GNU radio lánc



4.6. ábra

### 4.3.5. Csomagdetekció

A csomagdetektor feladata, hogy érzékelje, hogy épp jelen van egy adatsomag, és ekkor ezt teljes egészében kapuzza át a diverziti algoritmusok felé. Emögött az a megfontolás áll, hogy egy csomag időtartama kellően rövid, ez alatt a műhold orientációja, antenájának polarizációja, illetve a környezeti feltételek közel állandónak tekinthetők. Ez jelentősen egyszerűsíti a diverziti eljárást.

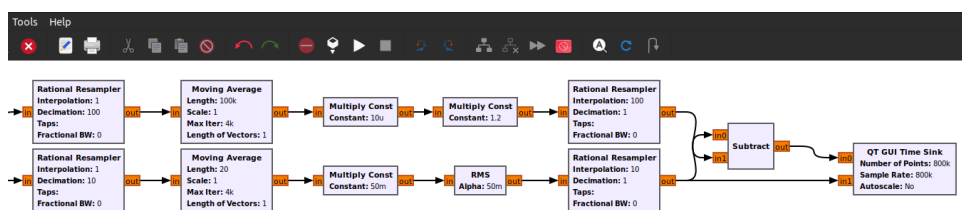
**Teljesítmény detekción alapuló csomagfelismerés** alkalmazásakor egy, a termikus zajszintre beállt mozgóátlagoló szűrő kimenetéhez képest vizsgáljuk az aktuális jelszintet (mely szintén szűrt). Amennyiben ez átlép egy komparálási szintet, akkor csomagot érzékeltünk. A módszer előnye, hogy architektúra független, viszont interferenciára érzékeny lehet. Emellett alacsony jel-zaj viszony esetén kritikusak a gondosan megválasztott szűrőparaméterek, mivel akkor a detekció nehezzé válik.

**Korrelációs kiemelésen alapuló detektor** ahogyan a dolgozat első részeiben ismertetésre került, a csomagok tartalmaznak egy jó autokorrelációs tulajdonságokkal rendelkező szinkron csomagot. Erre egy illesztett szűrővel lehet korreláltatni. Képes zajszint alatti szinkron szó detekcióra is, illetve jól definiált módon meghatározza a csomag elejét. Alkalmazhatósága viszont nem teljesen általános, mivel ehhez szükséges, hogy szinkron szó legyen a csomag valamelyik részén.

Első körben implementálásra került egy teljesítményszint alapú detektor. A GNU-radio-ban az egyik csatornakimenet a 4.7 ábrán látható struktúrára lett átvezetve. A hosszú mozgóátlag sokkal hosszabb, mint egy csomagküldési folyamat, így képes beállni a rendszer zajszintjére. Ez rendkívül számításigényes műveletnek bizonyult, ezért egy 100-szoros decimálással lehetett csak elfogadhatóan hosszúra állítani az átlagolást.

A rövid átlagoló azt a célt szolgálja, hogy a zaj pillanatszerű tüskéi ne aktiválják a detektort. Úgy is lehet fogalmazni, hogy lényegében csomaghosszon keresztül célszerű vizsgálni a teljesítményt, mert azon időtartam alatt jelen van.

A detektor kimenete ezek után egy „Burst tagger” modulba került átvezetésre. Ezzel sikerült jőpár IQ fájl csomagokra bontani. Sajnos a Smogeli2 számára hogy dekódolni tudjon csak egyetlen-egy csomagot tartalmazó bemeneti fájl, szüksége van valamikora paddingre a csomag előtt, és után. Ezen követelmény azonban a GNU-radioval már nem teljesíthető.



4.7. ábra. Teljesítménydetekción alapuló csomagfelismerő

### 4.3.6. Diverziti koncepció validálása

Az automatizált működéshez az egyes részegységek külön-külön realizálásra, majd tesztelésre kerültek. A moduláris beüzemelés előnye, hogy a hibák, illetve a beállítások hangozása így egyszerűbben megtehető. Egy teljes rendszer esetén a hibakezelés is sokkal nehezebb.

Az azonos amplitúdóval összegző diverziti algoritmus validációjához több lépés vezetett:

1. IQ forrásfájl demultiplexálása csatornákra
2. Lekeverés, szűrés, decimálás (utóbbi opcionális)
3. Két csatorna jelet tartalmazó részének kimentése .cf32-ben
4. Két csatorna demodulálása (diverziti eljárás nélkül)

5. Két csatorna jelének fázishelyes kombinálása
6. Fáziseltolt fájlok demodulálása
7. Összesítés

A 4.8 ábrán a ch0 és ch1 oszlopban az eredeti, diverziti eljárás nélkül demodulált csomagok jel-zaj viszonya látható. Az eljárás során szisztematikusan előállításra került 5 fokos felbontással (0-360 fokos) tartományban a két csatorna jelének fázistolása. Ez később tovább lett finomítva 1 fokos felbontásra. A jobb oldali oszlop a maximális SNR értéket jelzi, mellette az eltolási szöggel.

Ahol a ch0 és ch1 oszlopban nincsenek értékek, azokat a csomagokat nem látta eredetileg a demodulátor. Ez igazolja, hogy a diverziti eljárás működőképes.

A fázishelyes összegzéshez való fáziseltolás megtalálása nem egyszerű feladat. Látható a 4.8 ábrán is, hogy ez a fázisérték csomagról csomagra fluktuál. Ennek megkeresésére egy jó módszer két csomag korrelációs függvényének vizsgálata, mely fáziskarakterisztikája megmutathatja, milyen fázistolás értéket kell alkalmaznunk.

	ch0	ch1		Max diversity gain	Max diversity gain angle
5				2.269	167
3	1.24			1.662	163
6	1.705			1.760	180
6				1.760	180
	1.449			1.338	164
3				1.679	176
3	1.41			1.712	169
4				1.999	157
8				2.073	168
3				1.393	164
4	0.833			1.611	167
7	1.652			1.685	176
4	1.283			1.611	167
2	1.353			1.829	162
5				1.465	169
3				1.803	168
1				1.578	171
3				0.871	176
5	0.59			3.489	-169
2				3.688	-170
3				3.489	-169
8				3.688	-170
2	1.179			4.354	-179
8				3.986	-173
1				3.565	-170
1	1.525			4.116	178
4	0.883			3.836	-169
4				3.626	-176
9				3.547	-167
1				3.873	-164
5				4.058	-175
2	1.356			3.978	-175
2				4.334	-172
1				3.920	-169

4.8. ábra. A diverziti csatornán rengeteg olyan csomag jelent meg, amely alpból egyik csatornán se látszódott

## 5. fejezet

# Összefoglalás

A dolgozatom a kitűzött célt részegységeiben teljesítette, azonban az adaptívan és automatizáltan működni képes rendszer még nem állt össze. Sikerült validálni a diverziti algoritmus működőképességét, illetve optimalizálni a részegységeket az MRC-100 specifikátumokra.

A továbbiakban ezen rendszerintegráció folytatása következik, melynek részét képezi a GNU-radio és python kódok hatékonyabb, C formátumba való konverziója is.

# Köszönetnyilvánítás

Szeretném köszönetem kifejezni a sok segítségért a konzulensemnek, Dr. Dudás Leventének, emellett a radar labor munkatársainak, akik segítettek az MRC-100-as műhold kommunikációs alrendszerének mélyebb megértésében, illetve az MRC-100 S-sávú földi állomásának megvalósításában. Köszönet: Hödl Emil, Herman Tibor, Miklós Barnabás



# Irodalomjegyzék

- [1] Az MRC-100 hivatalos weboldala – <https://gnd.bme.hu/mrc100/>
- [2] International Telecommunication Union – *Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications* – [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-8-201508-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-8-201508-I!!PDF-E.pdf)
- [3] HSPA, HSDPA and HSUPA: What is High-Speed Packet Access? (2020) – <https://commsbrief.com/hspa-hsdpa-and-hsupa-what-is-high-speed-packet-access/>
- [4] Miklós Barnabás – Diplomamunka (2022) – *S-sávú adó fejlesztése 3-PQ méretű diákműholdhoz*
- [5] E.I.R.P. (Effective Isotropic Radiated Power) – [https://shopdelta.eu/e-i-r-p-effective-isotropic-radiated-power-izotropikusan-sugarzott-egyenerteku-he-123\\_aid837.html](https://shopdelta.eu/e-i-r-p-effective-isotropic-radiated-power-izotropikusan-sugarzott-egyenerteku-he-123_aid837.html)
- [6] Légrádi Máté – Önálló laboratórium 2 beszámoló (2015) – *KÖRPOLARIZÁLT PRIMERSUGÁRZÓ TERVEZÉSE PARABOLA TÜKÖRBE*
- [7] Rastislav Galuscak, Pavel Hazdra (2006) – *Circular Polarization and Polarization Losses*
- [8] bladeRF-2.0 specifikáció – <https://www.nuand.com/bladerf-2-0-micro/#blade-featured-wapper>
- [9] RAVI KUMAR – PROJECT REPORT (2011) – *MAXIMAL RATIO COMBINING*
- [10] Bitó János, Horváth Bálint – *Szélessávú Hírközlő és Műsorszóró Rendszerek hallgatói jegyzet* (2021)
- [11] Smogcli2 – <https://gitlab.com/phorvath/smogcli2>