



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



Passzív radar jelfeldolgozási algoritmusok optimalizálása és verifikációja

TDK dolgozat

Tomka Benedek Donát

Konzulens: Dr. Dudás Levente

2023

Kivonat

A passzív radarrendszer fő tulajdonsága, hogy képes céltárgyakat detektálni saját kisugárzott mérőjel nélkül, csakis a külső, egyébként is jelenlévő EM (elektromágneses) hullámok reflexiójának vizsgálatával.

Fő kutatási irányként a labor munkájaként megvalósuló radar DVB-T adók és FM rádiók sugárzott jeleit használja fel, de elvi szinten lehetőség van egyéb sávokra adaptált megoldások készítésére is.

Ezen reflektált hullámok vizsgálata jelentős jelfeldolgozási kapacitást igényel a nagymennyiségű párhuzamos komplex számítási probléma miatt. Ezen igény kiszolgálására a párhuzamosítható műveleteket már korábban GPU (graphical processing unit) alapú feldolgozásra állítottam át, és további optimalizációkat végeztem az architektúra ismeretében.

Korábbi munkáimban kidolgozott saját implementációm, illetve egyéb megközelítésben kollégák által készített programok valós mérési körülmények között nem bizonyultak használhatónak nemtriviális, nemideális antennaelrendezésekben; az elemek között fellépő jelentős csatolás és az karakterisztikái ellehetetlenítik a stabil iránybecslést.

Dolgozatomban bemutatom elképzelésem a csatolt antennarendszer hatásának eliminálására, valamint az új megközelítést alkalmazó célpontszimulációs keretrendszert mely parametrikus tesztelést tesz lehetővé hasonló jellegű problémákban.

Abstract

The main characteristic of a passive radar system is its ability to detect target objects without emitting its own measurement signals, relying solely on the examination of the reflection of external, third-party electromagnetic (EM) waves.

As a primary research direction, the laboratory's work utilizes the transmitted signals of DVB-T transmitters and FM radios so I constrain my experiments to these bands. In principle, it is possible to develop solutions adapted to other frequency bands.

The analysis of these reflected waves requires significant signal processing capacity due to the large number of parallel complex computational problems. To meet this demand, I have previously transitioned parallelizable operations to GPU (graphical processing unit) processing and conducted further optimizations based on the architecture.

My previous implementation, as well as solution created by colleagues using different approaches, proved to be impractical under real measurement conditions for non-trivial, non-ideal antenna configurations. In such cases, where significant coupling between elements and their characteristics hinder stable direction estimation, I present my attempt for mitigating the impact of the coupled antenna system.

I also introduce a new approach to target simulation and a Software-in-the-Loop (SIL) framework that enables parametric testing for most types of challenges facing passive radar software testing.

Tartalomjegyzék

1. Passzív radar	5
1.1. A bisztatikus radarozás	5
1.1.1. A pozíció meghatározása	6
1.1.2. Sebességinformációk	8
1.1.3. Csillapítás, jelszintek	8
1.2. A megvilágító jel, zajszintek	8
1.3. A jelfeldolgozás lépései	9
2. Nemideális antennarendszer vizsgálata	11
2.1. Motiváció	11
2.2. Irodalom	12
2.3. Tapasztalatok	13
2.4. Terepi mérés	14
2.4.1. Elvi megfontolások	14
2.4.2. Mérési folyamat	15
2.4.3. Kiértékelés	16
3. Szimulációs keretrendszer	20
3.1. Bevezető	20
3.1.1. Motiváció	20
3.1.2. Előzmények	21
3.1.3. Célok és követelmények	23
3.2. Megvalósulás és interfész	24
3.2.1. A passim jelgenerátor modul	24
3.2.2. A passtest orkesztrációs modul	27
3.2.3. Felhasznált technológiák	28
3.2.4. Implementáció	29
3.3. Felhasználási példák és értékelés	31
3.3.1. Megvilágító jelek és jel-zaj viszony kísérletek	31
3.3.2. Jellemző céltárgyparaméterek identifikációja	31
3.3.3. Iránybecslés verifikációja	32
3.3.4. CFAR algoritmusok hangolása	33
3.3.5. Geometriai torzítások	34
4. Összefoglalás	35
4.1. Eredmények értékelése	35
4.2. Távlati tervek	35
4.2.1. Az antennarendszer újramérése, identifikációja	35
4.2.2. Megvalósítás ellenőrzése	36
4.2.3. Szimulációs keretrendszer publikációja	36

Bevezető

A passzív radar működési elve, hogy harmadik féltől származó rádiós sugárzásokat és azok visszaverődését mintavételezi, majd a reflexiók keresésével digitális módon, számítási módszerekkel detektálja és lokalizálja a célpontokat. Ezzel szemben az aktív radarok az úgynevezett megvilágító jelet is biztosítják saját méréseikhez, így a paraméterek (sugárzási időtartam, a teljesítmény megjelenése az antennán) kontroll alatt tarthatók.

A szétválasztott, független működés viszont merőben más jelkondicionálási és feldolgozási feladatokat ró a passzív radar jelútjára és feldolgozási rendszerére.

A leggyakoribb megvalósításban koherensen mintavételezett referencia és megfigyelő csatornákkal detektálható a célpont távolsága a reflektált energia mérésén keresztül. Megfelelő antennaelrendezésben térbeli mintavételezéssel felmérhetők az egyes visszaverődések fázis viszonyai a vétel helyén, ezáltal direkción is becsülhető a célpont. Mérhető tulajdonság továbbá a célpont relatív sebességének esetén fellépő frekvencia eltolódás is (Doppler-effektus), mely további információt biztosít.

A komplex és sokszorosán láncolt jelfeldolgozó programcsomagok teljeskörű fizikai tesztelése gyakorlati okok miatt kivitelezhetetlen; így a közelmúltban elengedhetlenné vált egy minden paraméterében kontrollált, mégis valós körülményeket tükröző szimulátor megvalósítása, mely képes a zárhurkú működésben a radarprogram kimenet és az alapsávi minta bemenet közé ékelődve hitelesíteni a jelfeldolgozási lánc helyességét és pontosságát. Különösen érdekes, és az irodalomban nem diszkutált probléma a fizikailag reális céltárgyak előállítás és visszajátszása, követő algoritmusok fejlesztésére és tanítására

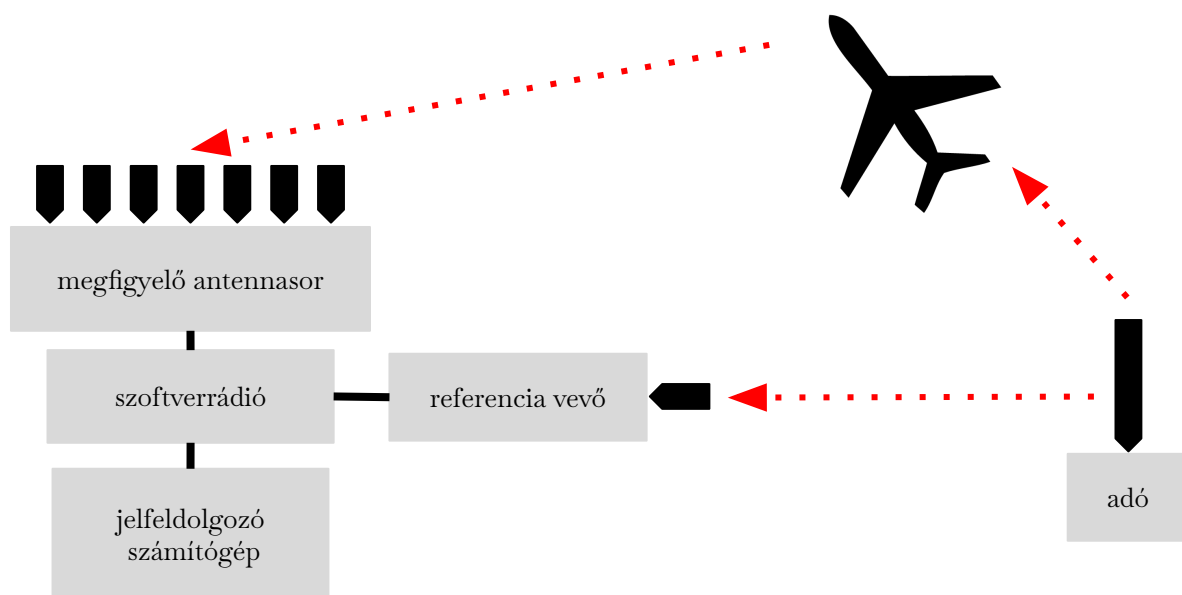
A *Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék Mikrohullámú Távérzékelés Laboratóriumában* Dr. Dudás Levente és mások közreműködésével megvalósul DVB-T és FM radar hardware is, a korábbi tesztekkel eltérően cirkuláris antenna elrendezésben. Valós viszonyok közt végzett tesztek bizonyítják, hogy a lineáris antennasoron fejlesztett és tesztelt programok nem képesek a megfelelő pontosságú céltárgy lokalizációra az új antennarendszer fizikai korlátai és megvalósítási sajátosságai miatt. Valószínűsíthetően a fő korlát az elemek minimalizált távolsága (jól felbontó térbeli mintavételezéshez, illetve fizikai megvalósítás okán) miatt fellépő csatolás és egyéb nemideális viselkedések, melyek kompenzálása aktuális kutatási téma.

Dolgozatom röviden összefoglalja a passzív radarozás legfontosabb elveit, a mérőrendszer sémáját. Bemutatom a megvalósult antennarendszerrel és méréssel kapcsolatos problémákat, egy lehetséges módszert a teljesítmény javítására, és részletesen ismertetem a szoftverrendszer hatékony tesztelését és megértését szolgáló szimulátorprogramom, felhasználásával megoldott problémákat, majd összefoglalom a további fejlesztési irányokat.

1. fejezet

Passzív radar

A fejezetben áttekintem a projekt során szimulált és felhasznált radar eszköz felépítését, és elvi működését. Az 1.1. ábra szemlélteti a rendszer elvi elrendezését, főbb elemeit.



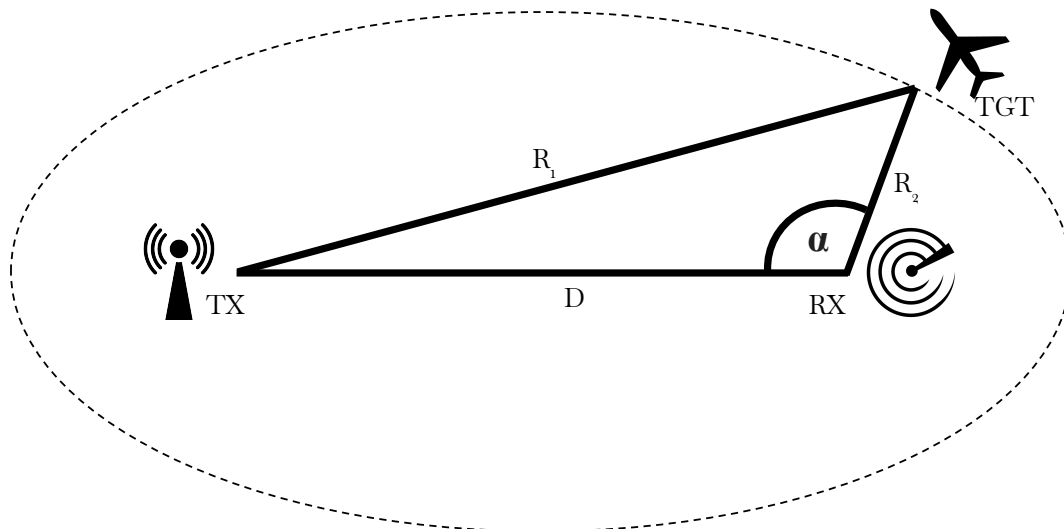
1.1. ábra. A passzív radar blokkvázlata, céltárggyal

1.1. A bisztatikus radarozás

A *RADAR* (radio detection and ranging) technológia rádióhullámok reflexióját vizsgálva képes céltárgy létét jelezni és távolságát becsülni.[1] Aktív rendszerekben ez úgy valósul meg, hogy az eszköz kisugározza a megvilágító impulzust, majd várja a visszaverődést. A technológia hajnalán az adó és a vevő rendszerint térben izoláltan volt telepítve, mivel ez a megvalósítás egyszerűbben kezelhető elektronikai szempontból. Ezeket a megoldásokat nevezzük bisztatikus radarnak.[2]

A dolgozatban vizsgált passzív radar rendszer egyfajta bisztatikus radarnak tekinthető, ahol az adóállomást nem a megfigyelő fél üzemelteti. Számítás-intenzívebb módon juthatunk a megfigyelő számára érdekes pozíció és sebesség értékekhez, mint az integrált (monosztatikus) esetben, de a számítási feladat egyértelműen megoldható.

A következő 1.2. ábra szemlélteti a radar rendszer geometriai elrendezését:



1.2. ábra. A bisztatikus radar radar geometriai elrendezése

1.1.1. A pozíció meghatározása

A céltárgy pozíciójának megismerése a radar üzemeltető elemi célja. A elv alapvető lépéseit az 1.2. ábra felhasználásával mutatom be.

Alkalmazásunkban a megvilágító forrás magassága és a céltárgyak várható érkezési viszonyai miatt (3.3.2. szekció) elégséges a a kétdimenziós esetet vizsgálom. Ezzel a megkötéssel a céltárgyaknak kettő szabadsági foka van.

Távolság

Az adó, a vevő és a céltárgy általános esetben kifeszít egy háromszöget, melyet a szakirodalomban bisztatikus háromszögnek is neveznek [3], bár programomban praktikai okokból más jelöléseket alkalmazok. A paramétereire tudunk következtetni mérésekből, megismerve a céltárgy pozícióját.

A következő jelöléseket vezetem be:

- D a TX (adópont) és RX (megfigyelési pont) közötti távolság
- R_1 a TX és TGT (célpont) közötti távolság, R_2 RX és TGT közötti távolság
- α a TGT-RX egyenes TX-RX egyenesre vett becsült szöge, mérhető mennyiség

A pozíció megismeréshez fel kell deríteni a háromszög minden paraméterét. A levezetés egy lehetséges módja a koszinusztétel alkalmazására épül (1.1 egyenlet):

$$R_1^2 = D^2 + R_2^2 + 2DR_2 \cos \alpha \quad (1.1)$$

D ismert konstans, a megfigyelő és az adópont helyéből meghatározható. Megjegyzem, hogy a haversine távolságformula használata mely korábbi implementációkban gyakran megjelent, elméletileg nem helyes. A verifikációs eredményeknél részletesen kitérek a kérdésre (3.3.5. szekció).

Az RX pontba érkezéshez a elektromágneses hullámnak meg kell tenni az $R_1 + R_2$ utat, miközben a direkt útvonalon érkeve csak D utat tett meg a hullámfront, ezért a reflektált jel Δt késleltetéssel kell hogy érkezzon, mely késleltetés pedig mérhető érték. Mivel ismert sebességgel halad az EM hullám, így az időtartamok és távolságok egyértelműen, konstans szorzótényező felhasználásával (c , közegbeli fénysebesség) konvertálhatók egymásba.

Felírható így a következő egyenlet az ismeretlen R_1 és R_2 távolságokra:

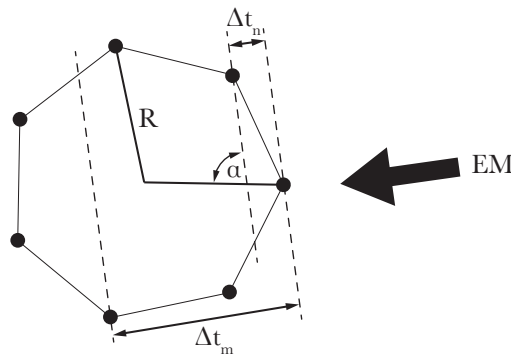
$$R_1 + R_2 = D + c\Delta t \quad (1.2)$$

A 1.1-1.2 egyenletrendszer megoldható, amennyiben α értéke ismert.

Irány

A távolság ismeretében szükségünk van továbbá a céltárgy irányszögének ismeretére. Ennek meghatározását rendszerünk szoftveres *DOA (Direction of Arrival)* módszerekkel végzi. Lehetséges lenne mechanikai nyalábszkennelés, de igen körülményes, például a tömeggel rendelkező antenna fizikai időállandója miatt.

Az alapötlet, hogy a síkhullám beesési szögét a rendszerhez képest meghatározhatjuk a jel térbeli amplitúdó és fázis eloszlásának ismeretében, mivel az eltérő detektált fázisból megfeleltethető az időkésleltetés ($\Delta t_n, \Delta t_m$), melyből a távolság transzformálható. Az elemek geometriájának és karakterisztikájának ismeretében a hullám érkezési iránya elméletileg kikövetkeztethető. Egy példát mutatok egy cirkuláris rendszer geometriájára az 1.3. ábrán.



1.3. ábra. Példa antennaelrendezés geometriai viszonyai

A pontos, numerikusan stabil, hatékony algoritmusok fejlesztése jelenleg is kutatott téma [4] [5] [6], a laborban fejlesztett és saját programom is Bartlett-Fourier, CAPON, MEM módszereket használnak. [7]

Fontos kiemelni, hogy a térbeli mintavételező rendszer (antennák, csatoló hálózat, koherens mintavételezés) hibája az iránymérésben katasztrofikus pontosság veszteséget okoz. Súlyos probléma például nem figyelembe venni a térbeli mintavételezésre is vonatkozó *Nyquist* tételt, melynek folyományaként ha az elemek távolsága nagyobb mint $\lambda/2$ (λ keskenysávú üzemi hullámhossz), aliasing jelenségek tapasztalhatók. Egy ehhez kapcsolódó komoly konfigurációs hibát is kiszűrt a szimuláció (3.3.3. szekció). Terepi körülmények között rendkívül destruktívnak bizonyult az elemek elektromágneses csatolása és egyéb nemideális tulajdonságai melynek külön fejezetet szentelek; illetve egy kísérleti hardverben megvalósított iránykioltó problémái.

1.1.2. Sebességinformációk

A passzív radarral meghatározható a céltárgyak, reflektáló pontok sebessége is. Sőt, a referencia jel elnyomás (megfigyelési csatornáknban) mellékhatása, hogy csak a rendszerhez képest bisztatikusán haladó célpontokat képes általában megfigyelni a radar.

Ennek elvi alapja az a tény, hogy az objektum megfigyelőhöz képest vett relatív (és bisztatikus viszonyban értendő) sebessége a reflektált hullám frekvenciáját befolyásolja a Doppler-hatás miatt.

A jelenség pontos geometriai kezelése körülményes, terjedelmi okokból tárgyalását mellőzöm, de fontos kiemelni hogy pontos modellezése szimulációs programokban kiemelt cél.

1.1.3. Csillapítás, jelszintek

A bisztatikus radaregyenlet segítségével becslést tehetünk a rendszerben jelenlévő megfigyelési jelszintre (1.3. egyenlet), és a jel-zaj viszonyra (1.4. egyenlet):

$$P_r = P_t \cdot \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi} \quad (1.3) \quad \frac{S}{N} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 k T_0 B} \quad (1.4)$$

ahol az újonnan definiált szimbólumok P_r a visszaverődött hullám teljesítménye, P_t a megvilágító forrás teljesítménye, G_t az sugárzó antenna nyeresége, σ a céltárgy radarkeresztmetszete (RCS), G_r a vevő antenna nyeresége. k a Boltzmann-állandó, T_0 a hőmérséklet, B pedig a megfigyelés sáv szélessége.

A passzív rendszereknél elkerülhetetlen a direkt jel megjelenése a megfigyelési csatornában, melyet különféle szűrési és kioltási megoldásokkal igyekszik csillapítani a konstuktőr. A Wiener módszerrel szintetizált adaptív szűrő például hatékonyan mutatkozott terepi mérésekben verifikált módon.

Érdeemes megjegyezni, hogy a referencia és a megfigyelő jelek között jelentős nagyságrendbeli eltérések vannak: míg a direkt jel inverz négyzetes csillapítást szenved, fizikai-geometriai elvek miatt a reflektált jel inverz negyedfokúlag csillapodik.

Példaként felhasználható Pető Tamás kolléga munkája [9], melyben kiszámította hogy egy reális igényelt detekciós távolságban DVB-T megvilágításnál a reflexió kb. $-70dB$ viszonyban van a referenciához képest, mely komoly igényeket támaszt a szűréssel kapcsolatban.

1.2. A megvilágító jel, zajszintek

A passzív radarrendszer definícióból adódóan külső jeleket használ passzív módon, nincs befolyása a megvilágító jel korrelációs tulajdonságaira. Szerencsés, hogy a digitális nagy-sáv szélességű jelek általában pont szerencsés modulációs módban kerülnek kisugárzásra. Az optimális megvilágító jel egy olyan időfüggvény, mely a következőket teljesíti:

- önmagával vett korrelációja $\delta(t)$ függvény
- frekvenciában ésvagy időben eltolt változataival korrelációja konstans 0, különben nem detektálható pontosan Δt és a Doppler-eltolódás

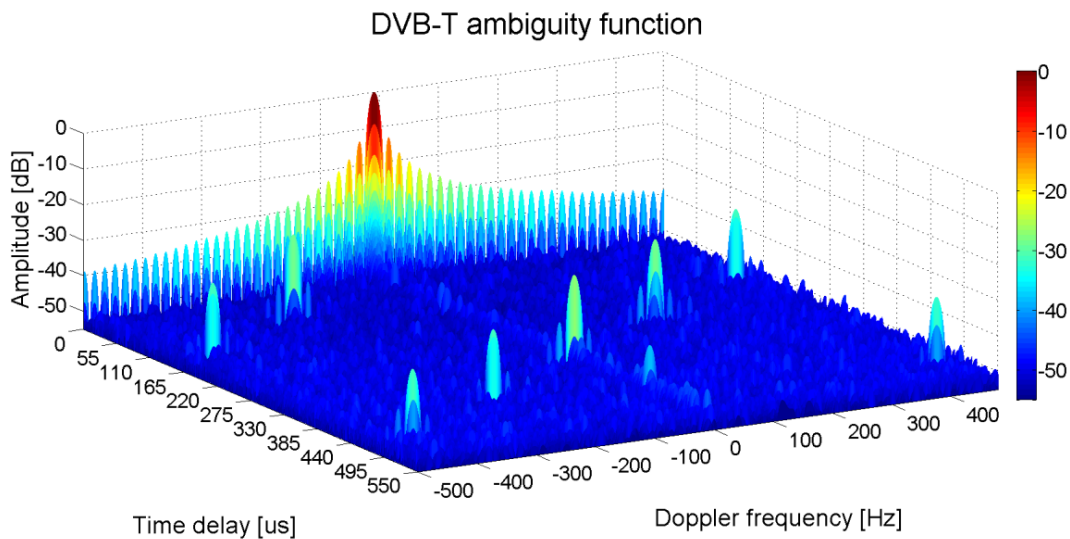
Ennek megfelelően a passzív radarozás szempontjából az optimum jel a fehér zaj lenne, melyet végtelen időtartamig mintavételezünk, ám ez nem megvalósítható mérnöki szempontból. A szimuláció kapcsán vizsgált lehetőségeket és levont konzekvenciákat a későbbiekben bemutatom (3.3.4. szekció).

Az igények matematikai vizsgálatára ad lehetőséget az egyértelműségi függvény, mely megmutatja, hogy a jel mennyire korrelál jól saját maga időben-frekvenciában eltolt változataival. Kiszámítása lehetséges az 1.5 egyenleten bemutatott módon:

$$|\chi(\tau, f_D)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t + \tau)e^{j2\pi f_D t} dt \right| \quad (1.5)$$

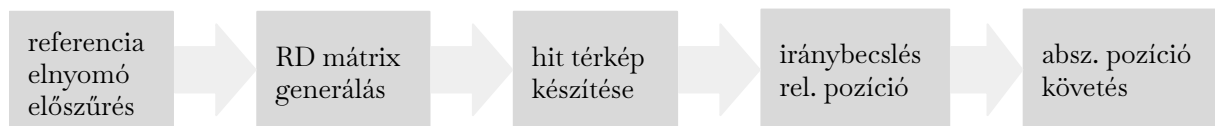
ahol τ az idődimenzió, f_D a Doppler frekvencia, s pedig a vizsgált időfüggő jel.

A gyakorlatban jól használható például a DVB-T adás. Az 1.4. ábrán látható jel egyértelműségi függvényében viszonylag kevés csúcs van, amelyek hamis detekciót jelenthetnek a passzív radar feldolgozás szempontjából, valamint a tapasztalati dinamikatarományra reális mintaszámokra akár $40dB$, alkalmas valós mérésekre. [9]



1.4. ábra. A DVB-T jel egyértelműségi függvénye (Pető Tamás ábrája, [10])

1.3. A jelfeldolgozás lépései



1.5. ábra. A jelfeldolgozás blokkvázlata

Átfogó jelleggel bemutatom a passzív radar jelfeldolgozás rendszerre illesztett lépéseit, hogy a szimulációs részben feltárt problémák értelmezése átlátható legyen.

Első lépésként szükséges a megfigyelési csatornák szoftveres szűrése, hogy a beszivárgó referencia jel szintjét a szükséges szint alá csökkentsük. Ezt implementációinkban egy masszívan párhuzamosított adaptív (Wiener) szűrő végzi a referencia minták ismeretében.

Második feladatként elvégezzük a referencia és megfigyelési csatornák 2D (idő és frekvencia eltolás) keresztkorrelációs műveletét. Az elvi matematikai megoldás a következő 1.6. egyenlet lenne (a Doppler radar elkülönítési egyenlete), ha s_{sur} a megfigyelő jel, s_{ref} a referencia csatorna:

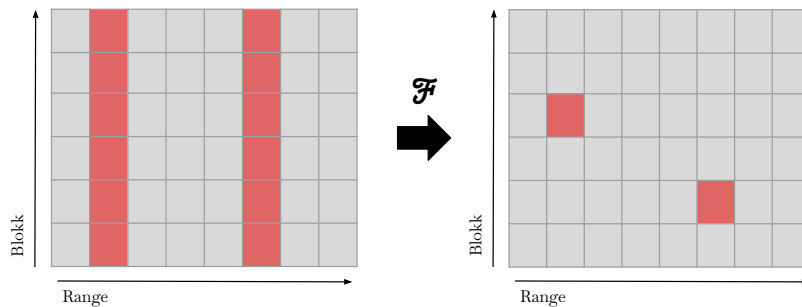
$$|\chi(\tau, f_D)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s_{sur}(t) s_{ref}^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_D t} dt \right| \quad (1.6)$$

Szemléletesen mit jelent a radar elkülönítési egyenlete:

- τ dimenzió: Kihasználjuk, hogy az 1D keresztkorreláció maximumot képez, hol a vizsgált jel hasonlít a referencia jelre, így megtalálhatók az időben eltolt reflexiók.
- f_D dimenzió: Kihasználjuk, hogy két frekvenciában eltolt komplex rezgések ortogonalitása miatt skaláris szorzatuk nulla, ezzel elkülönítve a különböző sebességű céltárgyakról visszaverődő jeleket.

A matematikai eljárást követő naiv számítás nem hatékony, így a szakirodalomban népszerű kétszintű impulzuskompressziós megoldást alkalmazunk részblokkokra osztással. Először a távolságot határozzuk meg idő dimenzióban végzett korrelációval blokkok között - ezzel *range-compressed* impulzus vektorokat előállítva. A *CW (Continuous Wave)* radaroknál is alkalmazott módon Fourier transzformációt végzünk az egymás alá írt blokkok mátrixán oszloponként, ezzel a fázisban tömörített sebességinformációt frekvencia jellegűvé konvertáljuk. Ezzel előáll az *RV (Range-Velocity)* avagy *RD (Range-Doppler)* mátrix, mely folyamatot az 1.6. ábrán szemléltetem. [8]

Ez az elv kézzelfoghatóbban úgy is megérthető, hogy a részblokkok vétele között a céltárgy makro szinten elhanyagolható elmozdulásvektort produkál, ellenben a hullámhosszhoz képest jelentős elmozdulás miatt változik a reflexió fázisa, melyből számítható a sebesség.



1.6. ábra. Az RV mátrix kialakulása

Harmadik lépésben meg kell találni a lehetséges célpontokat az RV mátrixokban. Ez nem triviális feladat, mivel jelentős *clutter* jelenségek jelentkeznek, a jel-zaj viszony drasztikus a korábban ismertetett elvek szerint. Eredményeket hozó megközelítés például a lokális maximumok keresése átlagoló módon. A szimulációs szakaszban kitekerek a RV mátrix viszonyaira is (3.3.4. szekció).

Továbbá el kell végezni az iránybecslést és a célpont relatív pozíciójának meghatározását. Végezetül, megfelelő követő szűrés és validáció után térképen kell ábrázolni a megtalált célpontokat, további kiegészítő információval.

2. fejezet

Nemideális antennarendszer vizsgálata

2.1. Motiváció

Ipari projekt keretében a *Mikrohullámú Távérzékelés Laboratórium* passzív radarrendszereket fejleszt FM és DVB-T adások kihasználásával. Nagy mennyiségű sikeres tesztmérés után lineáris antennasoron, felmerült az igény a helytakarékosabb és azonos elemszámnál nagyobb megfigyelési szöveget eredményező cirkuláris antennaelrendezés támogatására.

Kiépült mindkettő sávra a teszt antennarendszer (elvi geometriai kialakítás 3.4/b, fizikai 2.1. ábra), ám a jelfeldolgozó egység (részben) sikeres detekció után sem képes pontosan pozicionálni a céltárgyakat a gyűjtött jelek alapján.



(a) FM antennarendszer



(b) DVB-T antennarendszer

2.1. ábra. Elérhető teszt rendszerek

Az FM sávú rendszer *halo* elemekből áll, $R = 1.5m$ sugáron rögzítve, középponti elemmel. A DVB-T antenna *lepke* elemeket alkalmaz megfigyelő csatornánként.

2.2. Irodalom

A cirkuláris antennarendszerek használata első közelítésben két jelentős előnnyel jár:

- elvi 360°-ot megközelítő azimut lefedhetőség
- optimális térkihasználás és kis elemszám

Ennek megfelelően több szerző is foglalkozik az ilyen típusú elrendezések optimalizálásával, karakterizálásával, konstrukciójával és validációjával. Álljon itt néhány releváns eredmény és megközelítés összefoglalóként:

F. Belfiori és szerzőtársai 2012-ben vizsgálták a VHF sávban működő passzív radar megvalósítási kérdéseit, szintén 8 elemű cirkuláris antennarendszerben, kitérve a hangolási és elem kérdésekre. (3.) Bemutatnak egy új megközelítést alkalmazó *taper* választást, mely célja a melléknyalábok elnyomása. Kiemelik, hogy a kölcsönös csatolás kompenzációja elengedhetetlen a nyalábformálás sikerességéhez. (3.2) Bemutatnak szoftver kalibrációs eljárást is a kérdéses problémára, numerikusan számítva BFGS módszerrel az egyes kalibrációs együtthatókat. [24] Érdekes, hogy ugyanezen szerző 2010-es másik cikkében vizsgálta külön a csatolás jelentőségét, melyet nem talált kiemelt zavaró tényezőnek, sokkal inkább az RF frontend eltérő fázistolásait és hibáit. [25]

M. Villano és szerzőtársai 2013-ban megmutatták, hogy nem lehetséges keskeny nyalábra hangolható rendszer szintetizálása kielégítő melléknyaláb szintekkel kevesebb mint $N = 8$ elem használatával. Ugyanakkor egy kilencedik elem beiktatása már nem okoz jelentős teljesítmény növekedést. Szintén megállapítják, hogy a nyolcas antenna szám szerencsés lehet a vevőrendszerek architektúráját illetően is. Iránymutató sugár értéket is javasolnak 0.44λ hosszértékben, valamint kiemelik a csatolás hatását, és javasolják az utólagos kalibrációt és kompenzációt előzetes modellezés helyett. (2.4)[22]

P. Knott szerint, aki nyomtatott áramköri technológiával tervezett, szimulált, majd megvalósított lineáris antennasort, a csatolást lehet modellezni és minimalizálására optimalizálni. Ezek az eredmények a jelentős hullámhossz különbségek és a megvalósítás jellege miatt esetünkben valószínűleg nem átvezethetők. [23]

K. Wang és szerzőtársai 2019-ben bemutattak egy új megközelítést zajjal terhelt nem-ideális cirkuláris antennarendszerben végzett iránybecslésre, különválasztva a távolférfi és közeltéri viselkedést. Algoritmusuk matematikailag és számítási kapacitás minimalizáció szempontból is igényes megközelítést adja a problémának. [27]

K. Sharma és kollégái 2022-ben is aktuálisnak találták a kölcsönös csatolás kompenzációját, és elektromágneses szimulációs munkákat végeztek csatolás kompenzációra minimális sugarú cirkuláris antennatömbökben, valamint az elméletileg megadott kompenzációs értékeket mérésrel is tesztelték dinamikai tartomány és nullhely minőség szempontjából. [26]

És végül cím szerint is kiemelném *M. Malanowski - Signal Processing for Passive Bistatic Radar* (2019) című összefoglaló jellegű munkáját, melyben a passzív radar jelfeldolgozás összes jelentős kérdését átfogó módon vizsgálja. Kitekintést tesz az antennarendszer problémáinak kompenzálására, illetve szintén algoritmust javasol kalibráció végrehajtására. [28]

2.3. Tapasztalatok

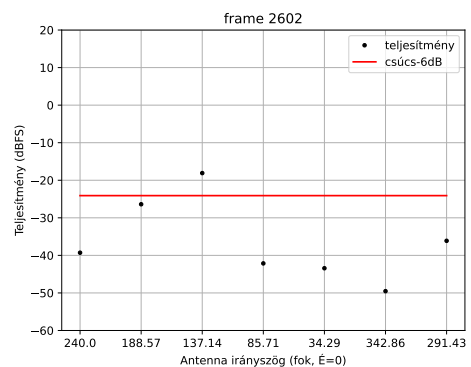
A projekt jelen fázisában különösen fontos FM antennarendszerrel kapcsolatos problémákat vizsgálom ebben a dokumentumban. A DVB-T rendszer sem tökéletes, viszont az előzetes eredmények alapján könnyebben kezelhető viselkedést produkált.

A következő problémák adódnak *halo* elemekből összerakott antennatömb esetén:

- a reflexiók drasztikusan eltérő jelerősségekben jelennek meg az egyes antennákon, annak ellenére hogy az elemi karakterisztikákból kiindulva minden irányból közel azonos jelszintet kellene detektálni
- a hibás csatornákat az RV mátrix celláiban valós maximumokat kereső szavazásos algoritmus sem képes tökéletesen kiszűrni
- ismert sugárzó jellel, biztosan jó jel-zaj viszony és optimális center frekvencia esetén sem lehetséges a konvencionális iránymérés, gyakorlatilag kiszámíthatatlan az irányszög függő teljesítményspektrum viselkedése



(a) Generikus halo antenna, gyártói fotó



(b) Pillanatnyi mért teljesítményviszony

2.2. ábra. Antennarendszer

A 2.2. ábrán látható egy antennaelem, illetve a jelerősség probléma egy illusztrációja: láthatóan a fekete ponttal jelölt vett teljesítmény szintek az egyes elemi antennákon komoly szórást mutatnak, esetenként több mint -45dB az eltérés. A vörös vonal a maximum jelerősségű csatorna teljesítményéhez képest -6dB viszonyt jelent.

2.4. Terepi mérés

2.4.1. Elvi megfontolások

A kalibrációra bemutatott eljárás elméleti alapját a korábban hivatkozott Malanowksi [28] (3.8) könyv alapján alakítottam ki, melynek formális leírását röviden közlöm.

Az ideális esetet feltételező nyálábformálás esetén a következő módon alakul ki az adott irányból érkező jelek komplex vektora $\mathbf{x}(\phi)$:

$$\mathbf{x}(\phi) = \mathbf{a}(\phi)s \quad (2.1)$$

ahol $\mathbf{a}(\phi)$ a ϕ irányra vonatkozó *steering vector*, s a sugárzott jel komplex amplitúdója.

Figyelembe véve az elemek között fellépő csatolásokat egy realisabb modell reprezentációja lehet a következő:

$$\tilde{\mathbf{x}}(\phi) = \mathbf{CTa}(\phi)s = \hat{\mathbf{C}}\mathbf{a}(\phi)s \quad (2.2)$$

ahol az újonnan bevezetett $\tilde{\mathbf{x}}(\phi)$ a pontosított jel, \mathbf{C} az elemek komplex csatolási mátrixa, \mathbf{T} a hozzávezetések átviteli mátrixa, és ezek összevonásával alakul ki az egyesített $\hat{\mathbf{C}}$ hibamátrix. Ha ezt a mátrixot ismerjük, egy virtuális ideális antennarendszerrel vett jel visszaállítható a már implementált algoritmusok sikeres alkalmazásához:

$$\mathbf{x}(\phi) = \hat{\mathbf{C}}^{-1}\tilde{\mathbf{x}}(\phi) \quad (2.3)$$

Az implementált eljárás célja a $\hat{\mathbf{C}}$ mátrix meghatározása M darab mérésen keresztül, ahol az irányszög ismert. A mérésekben az hibamátrixot konstansnak feltételezzük az irány függvényében, további ismeretlen még az s_m , m -edik méréshez tartozó sugárzott jel. Bevezetve a következő f költségfüggvényt, az ismeretlenek numerikus keresése eredménnyel kecsegtet.

$$f(\hat{\mathbf{C}}, s_1, s_2, \dots, s_M) = \sum_{m=1}^M |\tilde{\mathbf{x}}_m(\phi_m) - \hat{\mathbf{C}}\mathbf{a}(\phi)_m s_m|^2 \quad (2.4)$$

A probléma számítási kapacitás igényét csökkenthetjük azon elvi megfontolás alapján, hogy az egymástól relatíve távol elhelyezkedő elemek már nincsenek szoros csatolásban, illetve a rendszer szimmetrikus, mely következő formájú hibamátrixot eredményez:

$$\hat{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \hat{C}_{11} & \hat{C}_{12} & \hat{C}_{13} & \hat{C}_{14} & \hat{C}_{15} & \hat{C}_{16} & \hat{C}_{17} & \hat{C}_{18} \\ \hat{C}_{12} & \hat{C}_{22} & \hat{C}_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{C}_{13} & \hat{C}_{23} & \hat{C}_{33} & \hat{C}_{34} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{C}_{14} & 0 & \hat{C}_{34} & \hat{C}_{44} & \hat{C}_{45} & 0 & 0 & 0 \\ \hat{C}_{15} & 0 & 0 & \hat{C}_{45} & \hat{C}_{55} & \hat{C}_{56} & 0 & 0 \\ \hat{C}_{16} & 0 & 0 & 0 & \hat{C}_{56} & \hat{C}_{66} & \hat{C}_{67} & 0 \\ \hat{C}_{17} & 0 & 0 & 0 & 0 & \hat{C}_{67} & \hat{C}_{77} & \hat{C}_{78} \\ \hat{C}_{18} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \hat{C}_{78} & \hat{C}_{88} \end{bmatrix}$$

A szakirodalomban népszerű megoldás Matlab környezet használata a hasonló optimalizációs megoldásokra. Saját implementációmban technológiai választásom *Python* környezetre, *numpy* és *scipy* környezetre esett. A megoldás vázát bemutatom a 2.4.3. szekcióban a mérés megvalósításának részletezése után.

2.4.2. Mérési folyamat

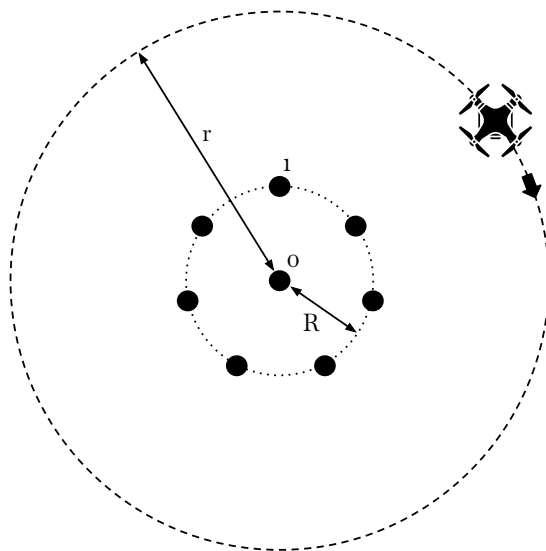
Az elvi kalibrációs algoritmus végrehajtásához szükség van M darab sugárzási ponthoz tartozó alapsávi jelvektorra, valamint a sugárzási pontok helyzetére.

Egy ilyen felvétel praktikusán megoldható egy drónon elhelyezett, zajt sugárzó FM adóval, mely tetszőleges pontot meglátogatva, esetleg körpályára állva végezhet sugárzásokat. Fontos még az elevációs szabadsági fok is, mely manuális méréssel nehézkesen megoldható. A mérés spektrumát a fejezet végén a 2.8. ábrán szemléltetem, látható a sávközépi megjelenő és modulációt kapó mérőjel.

A fejlesztett antennarendszer felállítása összetett szervezést igényel, és igen körülményes. Szemléltetésképp 4 ember szükséges a felállításhoz, nagyjából 1 órát vesz igénybe, illetve az árboz függőleges helyzetbe emeléséhez erő négyszerezés szükséges megfelelő csigarendszerrel.

Partnerek munkaszervezési kérdései miatt a nyári időszakra tervezett kalibrációs mérés jelentős késésbe került. A megfelelő humán-, és eszköz-erőforrás összeszervezése meglepésszerűen történt megrendelői kérésre. A mérést 2023. okt. 17-én végeztük, mintegy két héttel ezen dolgozat leadási határideje előtt. Az FM sávú antennaelrendezést vizsgáltuk egy *DJI Phantom 4* drón segítségével és a megfelelő tesztadóval.

A mérés során először kisebb $r = 60m$ -es sugárban próbálkoztunk körpályás repüléssel, de környezeti zavaró tényezők miatt végül $r = 80m$ sugarú körben került sor az antennaelrendezés feltérképezésére, a 2.3. ábra nevezéktana szerint. A drón óramutató járásával megegyező körpályán tapogatta le az antennaelrendezést (mely ellenkező körülményes irányú), összesen kettő teljes körben. Az első teljes kör sebessége $10m/s$ -ra került megválasztásra, mely kb. $1^\circ/sec$, a második kör kb. $4m/s$ sebességgel került repülésre mely során az átlagos szögsebesség $0.7^\circ/sec$ -re adódott. Fontos megjegyezni, hogy a terep adódó körülmény volt, már a helyszínen is látható módon vegetáció és egyéb árnyékoló tényezők zavarhatták a mérést.



2.3. ábra. Az mérési elrendezés

A mérés során a $f_c = 103MHz$ frekvencián dolgoztunk, mely a radar hangolt center frekvenciájával is megegyezik. A mintavételezési frekvencia $800kHz$, a blokkméret $655.36ms$. További fontos információ, hogy az egyes számú megfigyelő csatorna északhoz képest 240° irányban került telepítésre.

2.4.3. Kiértékelés

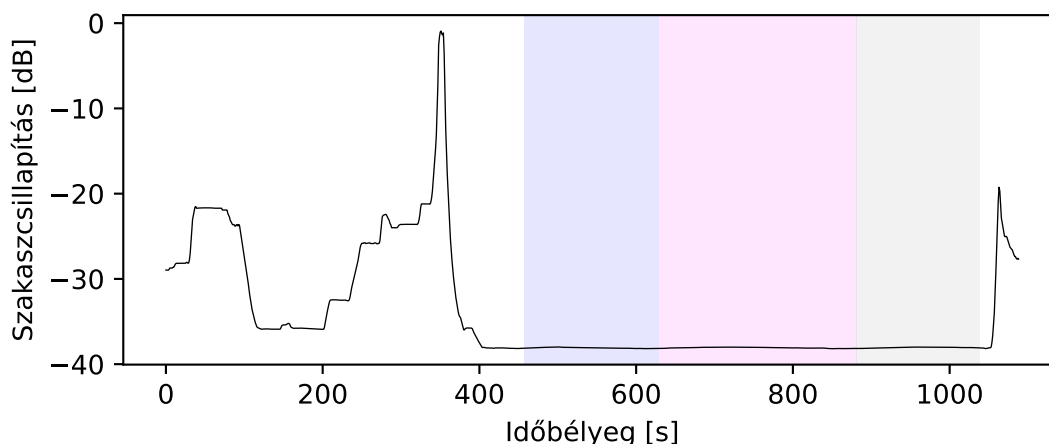
Feladatok, kihívások

Az első feladat az egyedi formátumban rögzített minta fájlok kicsomagolása volt. Ennek kapcsán kiderült, hogy sajnálatos módon a digitalizálást és mentést végző partner által biztosított rendszer órája nem volt szinkronizálva koordinált időhöz. Emiatt egy másodpercekben számított időbélyeg áll csak rendelkezésre, a rögzítés indításától számolva.

A drónról KML formátumban megkaptam a repülési útvonalat, mely azonban nem tartalmaz időbélyegeket. Így a kontroller log CSV formátumban exportálásra került, ennek értelmezésével állapíthatom meg a sugárzó geometriai pozícióját az antennarendszerhez képest. Sajnálatos módon a körvonalak center pontja sem visszanyerhető utólag a naplóból, így azt is közelítéssel kellett meghatároznom. Először QGIS szoftverben közelítést tettem a kör középpontjára melyet a KML fájlt ábrázolva vizuálisan megtekinthettem, majd a track pontjainak távolság függvényét ábrázoltam egy becsült középponthez képest. Ezt a függvényt manuálisan hangoltam a harmonikus rezgés viselkedés eltűnéséig.

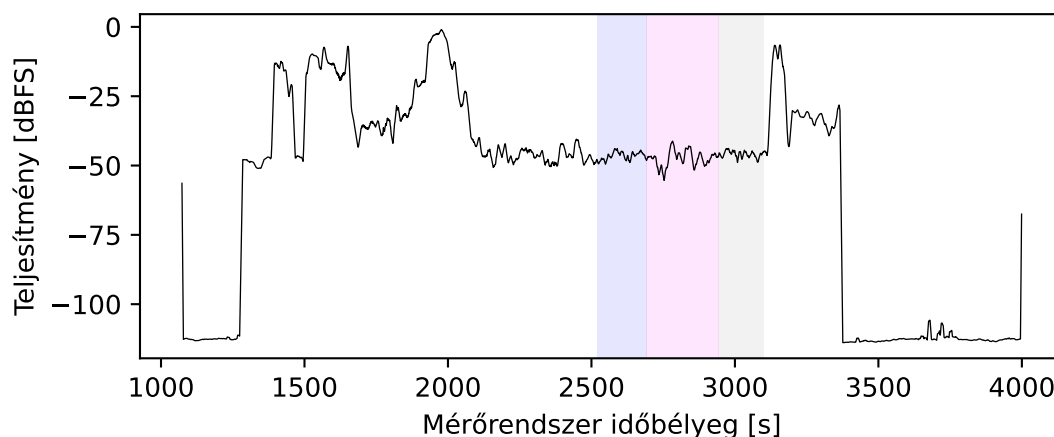
A középpont ismeretében meghatároztam a egy elvi szakaszcsillapítással arányos időfüggvényt az antennarendszertől vett távolság ismeretében, és ezt a függvény korrelálva a rögzített mintafájlok csatornateljesítményeinek átlagával megkaptam az idő offset értékét. Remélhetőleg ez a feladat a jövőben elkerülhető és megfelelő pontosságúvá tehető gondos UTC szinkronizálással a felvevő eszközön.

A szimulációs szakaszban ismertetett ENU koordinátarendszeren keresztül kiszámítottam a minden időbélyegre a drón pontos azimut és távolság információit. Ezen értékekből sikerült meghatározni a mérés szempontjából érdekes időtartamokat, melyet a 2.4. ábra szemléltet. A kék háttérben jelölt szakasz a gyorsabb kör, a magenta kiemelés a lassú teljes kört jelzi, a szürke pedig egy részleges lassú kört. Szépen felismerhető a 400. repülési másodperc előtti kiemelkedés, ahol kalibráltuk az antennarendszer középpontját optikai módszerekkel, valamint a visszatérés a rendszer közelébe a sikeres repülés után.



2.4. ábra. Szakaszcsillapítással arányos mennyiség időfüggvénye a repülés időtartamára

A repülési útvonal beérkezése előtt kísérleteztem a minták alapján a relatív szöghelyzetek becslésével. Egyfelől vizsgáltam az egyes antennaelemekre érkező teljesítményt, illetve Bartlett-Fourier konvencionális iránybecslés futtatását is megkíséréltem. Ezen vizsgáló-

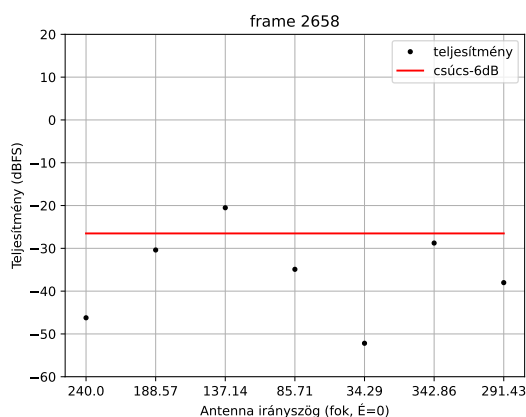


2.5. ábra. Mért átlagteljesítmény időfüggvénye

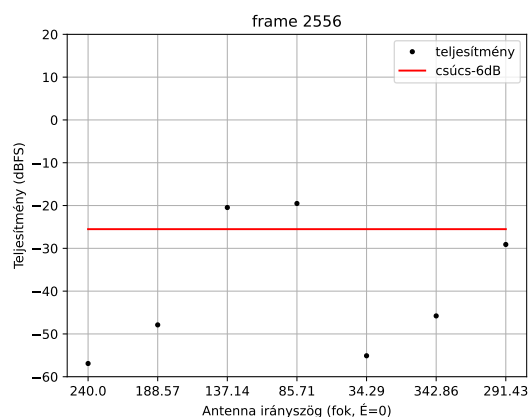
dások egyike sem hozott kielégítő eredményt, illetve problémás jelenségeket is felszínre hoztak.

Első közelítésben tökéletes rendszert feltételezve nem lehet szignifikáns vett teljesítmény eltérés az egyes csatornák között: relatíve nagy teljesítményű adó köröz omnidirekcionális antennák között, az elemek közötti szakaszcsillapítás elhanyagolható.

Második egyszerűsített modellben már figyelembe vehetjük a vizsgált antennán kívül jelenlévő antennák "árnyékoló" hatását, de az elvárt viselkedés hogy az adóval egyirányú antennán maximális teljesítmény legyen, míg a leginkább "takarásba került" elem kisebb teljesítményt mutasson. A 2.6. ábra szerint ez sem helytálló közelítés. Egyáltalán nem felderíthető a konvencionális iránybecslés vagy csatorna teljesítmény alapján az energia beérkezési iránya.



(a) 134° TX szögpozíció



(b) 342° TX szögpozíció

2.6. ábra. Teljesítményszintek ismert adó irányyszög mellett

A magenta háttérszínű (lassabb kör) kitüntetett pontjaiban, 15° felbontásban (24 mérési pont) elvégeztem a következőkben bemutatott numerikus megoldó futtatását. A mérés eredményeként előállított becsült csatolási és átviteli mátrix inverzének modellbe iktatásával **nem sikerült pontos iránybecslést elérni** a felvett mérési adatokra.

Numerikus megoldóprogram

A korábban említettek szerint a feladat megoldására a *Python* környezetet választottam, egyszerű kezelhetősége és kompatibilitása miatt. Numerikus számítási könyvtárként a *scipy* ismert tudományos-jelfeldolgozási csomag *optimize* modulját használom, mely széles paramétereizhetőséggel rendelkezik és több különféle minimalizálási algoritmust is implementál.

A csatolási mátrix numerikus kiszámítása mellé egy beépített tesztjel generálást is előkészítettem, mellyel a numerikus megoldás működőképességét tudtam mérésfüggetlen módon vizsgálni (ezek időleges hiánya miatt). A megvalósított program struktúrája és komponensei a következők:

- hibamátrix tetszőleges definíciója és hozzá tartozó tesztmérések generálása
- megadott időbélyeggel rendelkező mérések betöltése
- költségfüggvény definíciója és adatkonverziók
- optimalizáló (hívás)ok

Érdemes megjegyezni, hogy a *scipy* minimalizáló megoldása nem képes több objektumként reprezentált (illetve komplex) változók optimalizálására, így szükség volt a változó mátrixok "kivasalására" valós sorvektorra, és rekonstrukciójára. Ez a lépés lehetőséget adott az elméleti szekcióban említett szimmetria tulajdonságok kihasználására is.

A költségfüggvény implementációja az elméleti bevezetőben foglaltak alapján történt. A kezdeti feltételekre $\hat{C} = I$ és $S = 1.0$ reális választásnak tűnik.

Az optimalizációs algoritmus kiválasztása teszteléses módszerrel történt, a próbálkozások alapján a következő struktúra adta a legjobb eredményt:

1. nagyoló jelleggel *TNC* (*truncated Newton*) algoritmust futtatok konvergenciáig vagy kilépésig, experimentális alapon ez a hibafüggvény értékét elfogadható jellegre redukálja pár perc futás után
2. az így előállt pontosabb becslést *SQLSP* (*Sequential Least Squares Programming*) algoritmussal numerikus felbontásának határáig
3. majd a *Powell* módszerrel végső közelítést számítok

A program futását 4×4 dimenziós tesztekkel teszteltem, melyekre a futtatás másodperces tartományban véget ért. A 8×8 eset kiszámítása megfelelő számú iterációval nagyjából 30 percet vesz igénybe egy üzleti kategóriás *ultrabook* számítógépen. Egy kisdimenziós szimulációs futtatást mutat be a 2.7. ábra.

$$\begin{bmatrix} 1.0 + 0.0i & 0.1 + 0.1i & 0.0 + 0.0i & 0.1 + 0.1i \\ 0.1 + 0.1i & 0.8 + 0.0i & 0.0 + 0.0i & 0.0 + 0.0i \\ 0.0 + 0.0i & 0.1 + 0.0i & 1.0 + 0.1i & 0.1 + 0.1i \\ 0.1 + 0.1i & 0.0 + 0.0i & 0.1 + 0.1i & 1.0 + 0.0i \end{bmatrix}$$

(a) Szimulált hibamátrix

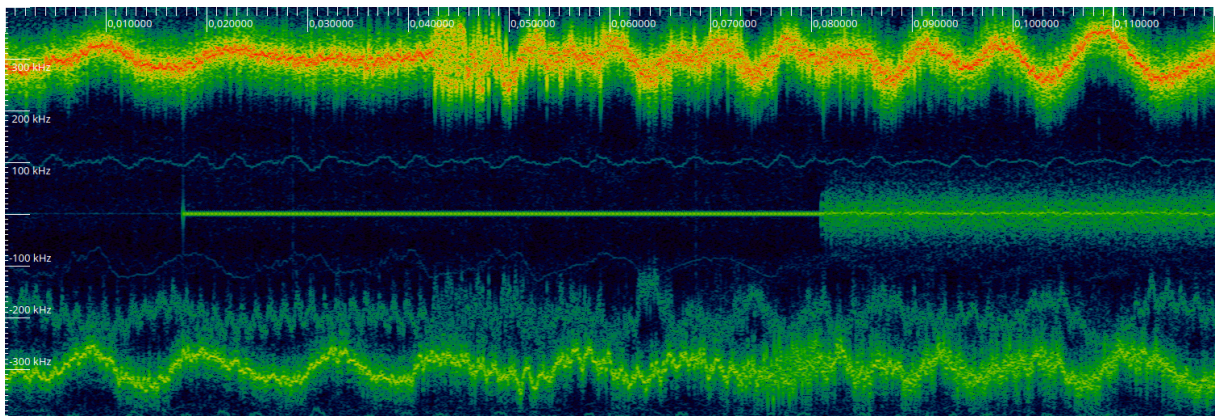
$$\begin{bmatrix} 1.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i \\ 0.000 + 0.000i & 1.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i \\ 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 1.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i \\ 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 0.000 + 0.000i & 1.000 + 0.000i \end{bmatrix}$$

(b) Manuális becslés (kezdeti feltétel)

$$\begin{bmatrix} 0.990 + 0.000i & 0.110 + 0.101i & 0.000 + 0.000i & 0.120 + 0.090i \\ 0.110 + 0.101i & 0.820 + 0.000i & 0.110 + 0.001i & 0.000 + 0.000i \\ 0.000 + 0.000i & 0.110 + 0.001i & 1.000 + 0.080i & 0.980 + 0.100i \\ 0.120 + 0.090i & 0.000 + 0.000i & 0.980 + 0.100i & 1.010 + 0.000i \end{bmatrix}$$

(c) Identifikált hibamátrix

2.7. ábra. Numerikus megoldó szimulációja



2.8. ábra. A mérőadó bekapcsolása, mérés spektruma

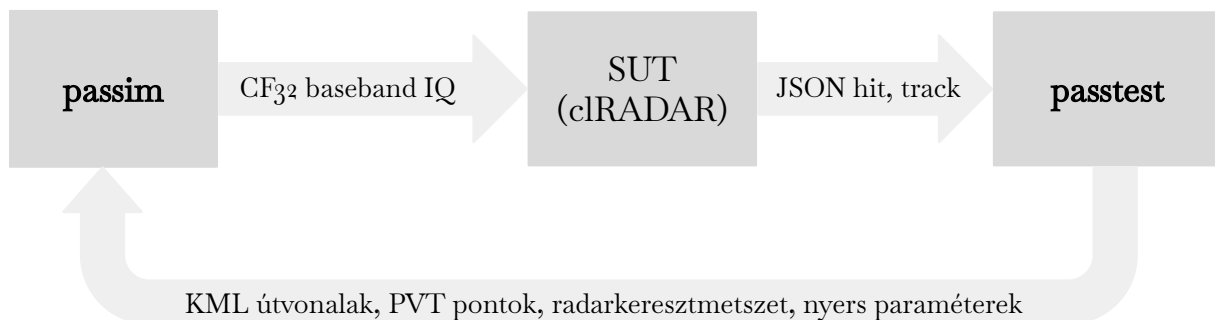
3. fejezet

Szimulációs keretrendszer

A fejezetben áttekintem a digitális alapsávi jelgenerátorból és automatizált teszt orkeszt-rációs rendszerből álló *passfra* szimulációs keretrendszerem passzív radarok tesztelésére.

Deklarált célom, hogy a fejezet egyben felhasználói dokumentációként is megfelelhessen a közeljövőben *GitHub* felületre publikált *open-source* programcsomaghoz.

3.1. Bevezető



3.1. ábra. A *passfra* szimulációs rendszer blokkvázlata

A szimulációs rendszer felépítésének blokkvázlata látható a 3.1 ábrán egy *SIL (Software in the Loop)* elrendezésben, ahol a *SUT (software under test)* a korábban általam fejlesztett *clRADAR* [12]. Implementációs részletek a 3.2. fejezetben.

3.1.1. Motiváció

Az első fejezetben bemutatott elvi jelfeldolgozási séma (1.3. szekció, 1.5. ábra) egymás mögé láncolt, egyenként is összetett blokkokból áll. Ennek megfelelően a hibalehetőség is láncolt karakterisztika szerint nő, illetve nehezen elkülöníthető a pontos forrás.

A problémák felderítésének további technológiai gátja az egyes lépések izolált fejlesztése és finomítása is, ahol az egyes elemeket bár fejlesztés közben célszkriptekkel és ún. *tenyésztett adatokkal* tesztelhetjük, de a teljes integráció vizsgálata csak nagyon speciális esetekben valósulhat meg a jó vizsgálojel szimulációjának összetettsége miatt.

Szót érdemes ejteni a terepi tesztelés kihívásairól és hasznosságáról, melynek egy lehetséges problémahalmazát már a második fejezetben tárgyaltam. Pár kiemelt indok a terepi tesztek használata ellen szoftververifikációban:

- nincs zaj és interferencia mentes teszthelyszín, illetve az általunk elérhető RF mérőkamrák nincsenek felkészülve méteres hullámhosszra méretezett antennák tesztelésére, különösen nem sok elemes antennarendszerekre
- hasonlóan nem elérhető megfelelő kiterjedésű sík és minimális árnyékolással rendelkező terepi mérés, hogy minden extremitást tesztelhessünk jelerősségre és egyéb paraméterekre
- a valós céltárgyak útvonalának tetszőleges manipulációja is hordoz nehézségeket, példának okáért a kellő méretű merevszárnyas repülőgép sebesség paramétereit tehetetlenségi és aerodinamikai okokból ugrásszerűen változtatni nem lehet
- fontos a reprodukálhatóság a stabilitás, teljesítmény és esetleges regressziók vizsgálatára, mely a változó időjárásviszonyok és eszköz megbízhatóság miatt szintén korlátozott bizonyult

Ezen indoklással a szoftver helyességének bizonyítására terepi tesztek valós mintáinak kiértékelése elvetendő.

Amennyiben az említett paramétereket teljesen kontroll alatt tartjuk, meggyőződhetünk a jelfeldolgozási lánc algoritmikus helyességéről és felmérhetjük elvi (és numerikus) korlátait. A jól karakterizált jelek előállítására megfelelő egy szoftverben megvalósított szimulátor, mely képes alapsávi mintákat generálni a radar DSP számára értelmezhető módon az általunk igényelt paraméterekkel.

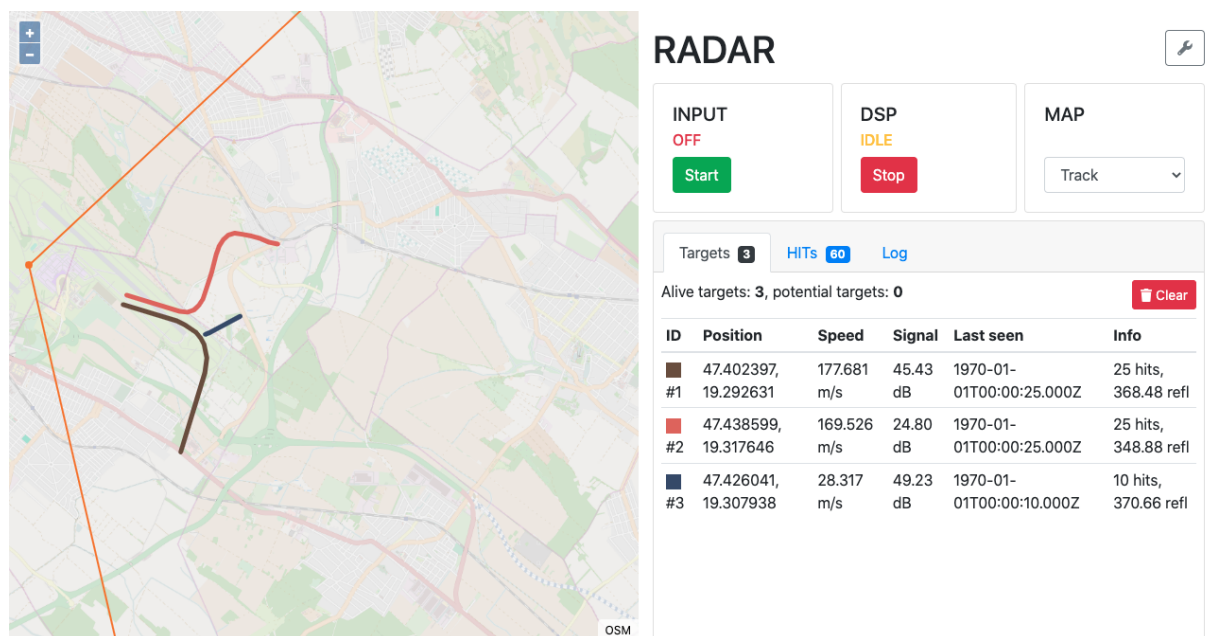
A szimulátor alapján helyesnek bizonyult DSP lánc lehetséges hogy a valóságban mégsem bizonyul működő megoldásnak. Ekkor van értelme a terepi teszteknek, hogy a konfigurációs paramétereket manuális vagy automatikus módon működő állapot felé konvergáltassuk, illetve a tapasztalatok alapján finomítható a szimulátor modell is.

3.1.2. Előzmények

Kurrens és jelentős tapasztalatot szereztem passzív radar jelfeldolgozási rendszerek fejlesztésében, mivel korábbi tanulmányi munkáim során készítettem egy teljes implementációt *clRADAR* fantáziánévvvel, mely az intenzív számítási folyamatokat GPU-OpenCL alapon végzi. [12]

A programcsomag fejlesztése során számtalan kis izolált tesztszkriptet és vizualizációt készítettem MATLAB, Python, BASH szkriptekben, melyekkel az egyes lépések helyességét vizsgáltam. A működést célra igazított ábrázolásokkal, vizuális módon tudtam ellenőrizni. Egy ilyen szkript végletekig hangolásával, kísérleti módon, célpontként tudtam előállítani a 3.2. ábrán látható radar kijelzőt, demonstrációs célokra. Fontos, hogy a cirkuláris antennaelrendezést eddig komplex tesztesetben nem volt alkalmam kipróbálni.

Teljesen független módon Kiss Ádám kolléga 2020-as diplomatervében [11] szintén bemutat egy házi fejlesztésű közepesen fejlett szimulátort, mely elemi XY (tehát ENU) koordináták alapján képes bemeneti jelek előállítására. Ám a dolgozat tanúsága szerint ez csak RD elemzésre volt előkészítve, némi zaj-injekcióval, nem komolyabb robosztus tesztalgoritmusok futtatására. Sajnos eredményeire már csak utólagos irodalomkutatás formájában találtam rá, lehetséges hogy a grafikus felülete integrálható lett volna saját megoldásomban.



3.2. ábra. Naiv szimulációs rendszer térképe

A szakirodalomban kutatva a passzív radar célpontszimulációval kapcsolatos eredményeket, jellemzően jelfeldolgozási szimulációkat találtam (tehát DSP láncokat a már vett jelre), a bemeneti jelet érintőlegesen, minimális bonyolultságú és képességű célprogramokkal állítják elő általában, esetleg rögtön a jelfeldolgozási lánc kódjában. [13] [14]

Feltehetőleg azért sem mozgat meg jelentős kutatási kapacitást a szimuláció lehetősége, mivel a kísérleti rendszerek tesztelése a korábban említett rész megoldásokkal körülményesen, de megoldható; illetve a problémához hagyományosan társított számítási kapacitás igény. Amerikai kollégák [15] nagy lefedettségű radarra készített esettanulmányukban felvetik a kérdést, hogy ezen numerikusan intenzív számításokat érdemes-e megtenni.

Kifejezetten nem találtam megoldást (közel) valós időben futó szimulációs megoldás létezésére, az *on-the-fly* szimuláció nem tűnik kutatott megoldásnak.

3.1.3. Célok és követelmények

Elsődleges céloom egy jelgenerátor (*passim*) program kifejlesztésre volt, másodlagos cél egy zárt hurkot működtető automatikus tesztprogram (*passtest*), mely a generátor gerjesztése és a feldolgozó DSP kimenete alapján PASS-FAIL jelzést szolgáltat programozott tesztszkenáriókra. A struktúrát 3.1 ábrán lehet követni.

Továbbá szeretném, hogyha a frissen fejlesztett programcsomag mások által is hozzáférhető és kutatási céllal szabadon használható lenne, így valamely *open-source* licenz alatt egyetemi tanulmányaim végeztével publikálásra kerül.

Jelgenerátor

A következő tapasztalati forrásból származó követelményeket támasztottam specifikációként:

- egyszerű kezelhetőség és jó interoperabilitás létező programokkal
- teljes konfigurálhatóság és felülírás lehetőségek
- valós fizikai célpont útvonalak generálási képessége, track felvételek alapján
- többcélpontos működés, lehetőleg különféle RCS paraméterekkel
- tetszőleges antennarendszernek megfelelő jelek generálása, nemideális viselkedések modellezésével
- valós idejű (*on-the-fly*) működés reális egyidejű célpontmennyiség mellett
- minimális külső függőség és karbantartás mentes időtállóság

A követelményekre adott megoldások és válaszok: 3.2.1. szekció

Tesztprogram

- könnyű vizuális kiértékelhetőség
- magasabb szintű automatizálás támogatása
- új tesztesetek egyszerű bevezetése
- minimális kódbázis méret

A követelményekre adott megoldások és válaszok: 3.2.2. szekció

3.2. Megvalósulás és interfész

3.2.1. A passim jelgenerátor modul

A passim program feladata alapsávi minták előállítása a célpont tulajdonságok ismeretében passzív radar számára. A korábban ismertetett követelmények szerint végighaladok a mérnöki döntéseken melyek a program fejlesztését szabályozták.

Az egyszerű összekötés érdekében a kimenetet a program *CF32* (*complex float*) formátumban kell hogy előállítsa, mely az évek során a nagyobb dinamikatartományú *SDR* (*software defined radio*) eszközök megjelenésével de-facto standarddá vált. Ezeket a mintákat lehet fájlba küldeni, *stdout*-ra küldeni, vagy akár FIFO-n keresztül rögtön a radar DSP bemenetére. Fontosnak tartom, hogy a szimulátorprogram átláthatóan paramétrezhető legyen, illetve jól szkriptelhető, ezért az interfészt hagyományos UNIX konzolos programként készítettem el - ennek megfelelően használata remény szerint öndokumentáló. A program opcióit szemlélteti a 3.2.1. listázás.

A konfiguráció a konzolos paraméterlista segítségével valósul meg, melyek DVB-T-re hangolt alapbeállításokat változtatnak meg. A program aktuális konfigurációját és statisztikáját a *stderr* kimenetre küldi. A legfontosabb célpontparaméterek környezeti változókon keresztül is beállíthatók alapvető tesztek végzéséhez: az *OVERRIDE_R=INT*, *OVERRIDE_AZI=FLOAT*, *OVERRIDE_RCS=FLOAT*, *OVERRIDE_NOISE=FLOAT* paraméterekkel a megfigyelés azonnal ismert értékekre állítható. Továbbá a *NOREFBLEED*, *NONOISE* opciókkal további zavaró tényezőket lehet átmenetileg kikapcsolni.

```
Usage: passim [OPTION...]
Program to simulate passive radar observation signals.

-s, --sampling-rate=FLOAT  Sampling rate of simulation.
-n, --samples=INT          Number of samples to be generated in each step.
-m, --frequency=FLOAT     Center frequency of transmission.
-b, -T, --start-time=STR/INT, --timestamp=STR/INT
                           Start timestamp for simulation.
-e, --end-time=STR/INT     End timestamp for simulation.
-d, --stride=INT          Step time for simulation, 0 is single shot.
-R, --max-distance=FLOAT  Max distance to calculate reflection from RX.
-A, --min-altitude=FLOAT  Minimum altitude of object for calculation.
-D, --max-slowdelay=FLOAT Maximum slow-time delay to calculate to.
-g, --interactive[=INT]   Enable interactive mode.
-o, --output=FILE         Output file to dump samples.
-p, --output-timing=FILE  Output file to write timestap.
-v, --verbose=INT         Optional verbosity level for simulation.
-t, --tx-location=STR     Location of TX in GPS coordinates (lat,lon,alt).
-i, --tx-source=FILE      Optional illumination signal file for TX,
                           autogenerated GWN if not provided.
-r, --rx-location=STR     Location of RX in GPS coordinates (lat,lon,alt)
-a, --rx-array=FILE       Receiver chain and array definition as shared lib.
-f, --target-file=FILE, FLOAT
                           File of KML target paths (multiple, excludes
                           target coordinate option). RCS should be defined
                           after comma.
-c, --target-coord=FLOATS Coordinates of targets (multiple, excludes target
                           files option). lat,lon,alt,speed,heading,rcs.
-?, --help                Give this help list
--usage                    Give a short usage message

Mandatory or optional arguments to long options are also mandatory or optional
for any corresponding short options.

FLOAT accepts anything which can be parsed by atof() - ex. '1', '1.0', '10e6'
INT accepts inputs parseable with strtol() in base 10 - ex. '1', '10'
STR as timestamp accepts ISO8601 without timezone - ex. '2023-09-01T10:00:00'
INT as timestamp accepts UNIX timestamp
FILE accepts path strings - ex. '/dev/null', './sample.cf32'
FILE of rx-array accepts dynamic library filename, implementing array interf.
```

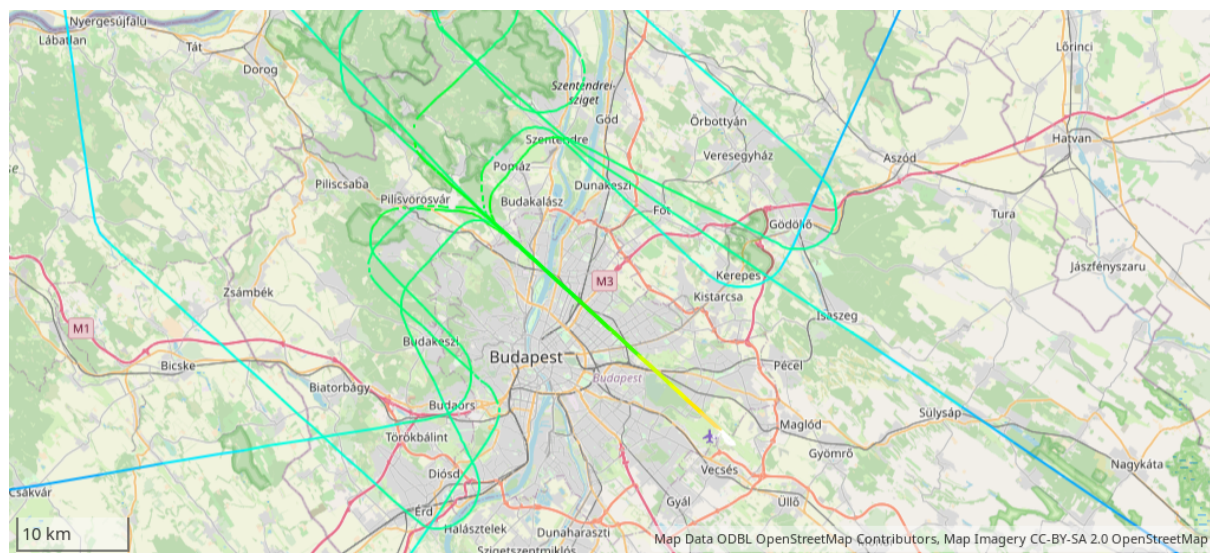
(c) Benedek Tomka 2023

3.2.1 listázás. Jelgenerátor segítő menü

Az előzményeknél tárgyalt módon már korábban is foglalkoztam minimális szintű célpontszimulációval. Nyilvánvalóvá vált, hogy a manuális pályaszimuláció bonyolultabb mozgásformákra körülményes és nem sok hozzáadott értéket teremtő tevékenység. A realitás külön kérdés, a jó szimulációhoz meg kell ismernünk a célpontok által hozott dinamikai paramétereket (gyorsulások, kanyarív, általános magasság és sebességértékek). Munkám újszerű megközelítése a problémának: a célpont útvonalakat vegyük a való életből, esetleg igazítsuk igényeinkhez.

Egyéb korábbi fejlesztési projektjeimben megismertem a *GPX*, *GEOJson* formátumokat. Előbbi a legnépszerűbb track rögzítő formátumok egyike, támogatása relatíve egyszerű. Viszont az egyik legnagyobb és legismertebb repülési információ aggregátor oldal a *FlightRadar24* [16], melyhez laboratóriumi kollégáknak teljes hozzáférése van, az alternatív *KML* formátumban teszi közzé a repülési útvonalakat, így ebben a szoftvermegoldásban erre esett a választás. A következő 3.3. ábrán látható egy exportált időablak, mely láthatóan elégséges számú repülőgépet tartalmaz egy valós szimulációhoz.

Megjegyzés az ábrához: A track színezés a FlightRadar24 sajátja, az OSM render pedig sajátos módon az ábrázolástechnika miatt pixeles, nem a dokumentum beállításai miatt.



3.3. ábra. FlightRadar24 KML trackek ábrázolása

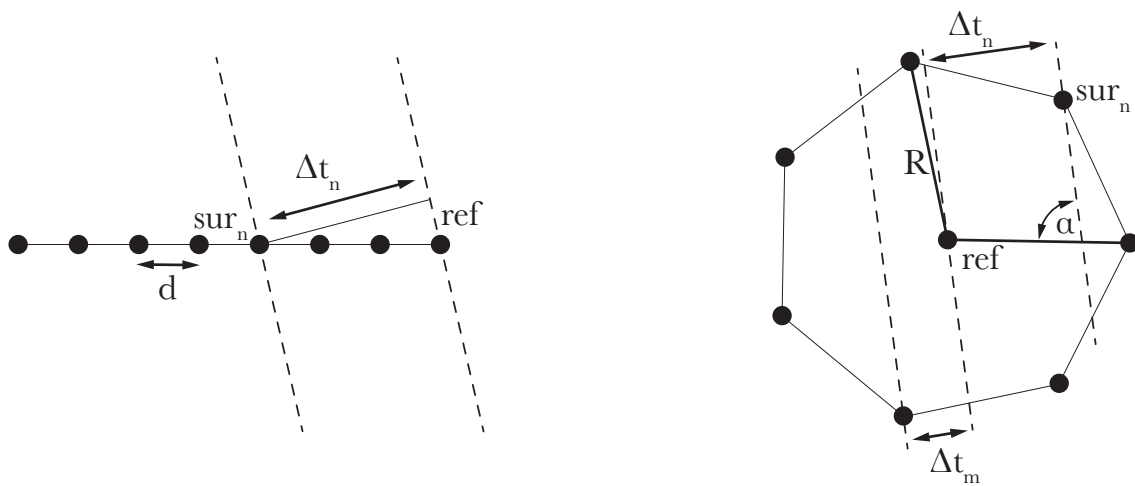
Több célpont szimultán szimulációja kulcskérdés a radar működésének ellenőrzésében: az iránybecslő algoritmus elválasztási képességéről, a célpontkeresők működéséről, a megjelenítési program pontosságáról vizuálisan látható metrikát biztosít. A program képes tetszőleges számú flight track kezelésére a megfelelő argumentumon keresztül, illetve vesszővel elválasztva megengedi a célpontra vonatkozó radarkeresztmetszet beállítását.

Itt érdemes még kiemelni az automatikus időkeret detekciót, a léptetési lehetőségeket, és az automatizált maszkolást. A beprogramozott útvonalakban a program megkeresi minimális és a maximális időpontokat, alapértelmezésben ez adja meg a futtatott szimuláció időtartamát. Ezeket felül lehet írni tetszőleges módon, *UNIX* időbélyeg és normál olvasható időpont megadásával is. Fontos paraméter még a szimulációs lépcső, mely alapértelmezés szerint 1 másodperc. A paraméter nullára állítása single-stepping üzemmódot tesz elérhetővé, mely a problémás helyzetek debugolását lépésről lépésre lehetővé teszi.

Emellett beállítható a maximum távolság, minimum magasság, bisztatikus távolság, ezzel optimalizálható a szimulációs program erőforrásfelhasználása zsúfolt légterek esetén.

Aktuális probléma a megvalósított antennarendszerek nemideális viselkedése és ennek kompenzációja. De ideális esetet feltételezve is minimumkövetelmény hogy a szimulátor rendszer képes legyen tetszőleges antennaszámra és geometriai elrendezésre mintákat generálni, ha teljeskörű megoldást próbál nyújtani. Ennek érdekében az antennatömb implementáció kiszervezésére került dinamikus betöltött kódra, mely futásidőben beállítható a megfelelő argumentumon keresztül. Referenciaként biztosítom a következő elrendezésekhez tartozó illesztőmodulokat (3.4. ábra):

- tökéletes félkör azimut karakterisztikával rendelkező elemekből kialakított ekvidisz-táns antennasor konfigurálható d/λ aránnyal, mely dinamikus befolyásolja az egyértelműségi tartományt is (d az elemek távolsága, λ a keskenysávú sávzélesség)
- cirkuláris egyenletes páratlan elemszámú antennarendszer konfigurálható R/λ sugárral + középponti (referencia) antenna, a modell figyelmbe veszi az elemek között fellépő csatolást (R a kör sugara)



(a) lineáris antennasor

(b) cirkuláris antennasor + referencia

3.4. ábra. Implementált antennaelrendezések

Utóbbi elrendezés szokatlanabb, az irodalomban kevésbé vizsgált megoldás, viszont megfigyelési tartományban és fizikai megvalósításban jól kiegyensúlyozott és kezelhető. Rendelkezésre áll DVB-T és FM sávban működő megvalósítás is, melyet dolgozatom második fejezete bemutat.

A szimulátor rendszer fejlesztésekor törekedtem a szükséges erőforrások minimalizálásra. Ahol lehetséges a dinamikus memória és IO műveleteket elimináltam, például a folyamatokhoz szükséges zajt is inicializálásakor állítom elő, melyet tetszőleges szimulációs lépésszámhoz felhasznál a megoldás a futás során. Az egyes céltárgyak mintáinak generálását párhuzamosítottam, csak a végső összegzés történik egy szálon. Összességileg elmondható, hogy a program képes valós időben működni (másodpercenkénti mintagenerálással), komoly korlátot a kimeneti fájl írási sebesség jelent, illetve a *SUT (Software Under Test)* program feldolgozási sebessége.

Reményeim szerint a labor munkájában a szimulátor rendszer komoly segítséget fog nyújtani. Ennek következtében portábilis, gyakorlatilag külső függőségek nélkül mozgatható program jött létre. A választott nyelv a jól bevált ANSI C, mely biztosítja az időálló fordíthatóságot.

3.2.2. A passtest orkesztrációs modul

A *passtest* program feladata *passim* programmal végrehajtott szimulációk indítása, és a feldolgozott eredmények klasszifikációja előre meghatározott kritériumkövetelmények alapján.

A program végrehajtja a megadott tesztszkriptet, majd az eredményt többféle módon tudja jelezni. Egyrészt egyetlen teszteset esetén a visszatérési érték 0 sikeres teszt, 1 hibás teszt, 2 rendszerhiba esetén, így a szokásos UNIX terminál környezetben maga a tesztprogram is szkriptelhető. De az *stdout* kimenetre is nyomtatódnak az eredményeket táblázatszerűen, hogy a tesztelés jól átlátható és jegyzőkönyvezhető legyen. Print üzenben a kapott mérési eredményeket és elvárt pontokat is kiírja a program az *stderr* kimenetre. Futási paramétereket általános UNIX szintaktikában lehet állítani, a 3.2.2 listázás szerint.

```
Usage: passtest [OPTION...]  
Program orchestrate passim passive radar target generation and verification.  
  
-s, --script=FILE          YAML manuscript of the testcases.  
-d, --dsp=FILE             Hit output of the radar DSP in JSON format.  
-g, --generator=FILE      Statistics output of the passim instance.  
-p, --print                Print expected and detected detections live.  
-v, --verbose=INT         Optional verbosity level for simulation.  
-?, --help                Give this help list  
    --usage                Give a short usage message  
  
Mandatory or optional arguments to long options are also mandatory or optional  
for any corresponding short options.  
  
INT accepts inputs parseable with strtol() in base 10 - ex. '1', '10'  
FILE accepts path strings - ex. '/dev/null'  
  
(c) Benedek Tomka 2023
```

3.1. listázás. Tesztprogram segítő menü

A tesztesetek kezelése a *script* argumentumon keresztül történik egy *YAML* formátumban megfogalmazott tesztdokumentum alapján. A *YAML* egy rendkívül minimalista szöveges leíró nyelv [17], mely tetszőleges szövegszerkesztőben megírható, és átlátható struktúráat kölcsönöz a konfigurációknak. Következzen egy minta fájl:

Konfigurációs példa: teszt leíró fájl szintaxisa

```
tests:  
  test-aliasing:  
    args:  
      - file tracks/far-away.kml  
      - max-slowdelay 4096  
      - d 5  
      - o /tmp/clradar/samplein  
      - p /tmp/clradar/tsin  
    env:  
      NOREFBLEED  
      OVERRIDE_RCS=100  
    expect:  
      detect  
      mismatch  
  test-close:  
    args:  
      - d 5  
      - o /tmp/clradar/samplein  
      - p /tmp/clradar/tsin  
    env:  
      OVERRIDE_R=20  
      OVERRIDE_AZI=0  
    expect:  
      detect  
      match
```

A program a kért argumentumokkal és környezeti változókkal meghívja a standard útvonalon található *passim* binárist, majd a radar kimenetet és a generátor statisztikai kimenetét összehasonlítja, melynek stratégiáját az *expect* blokk adja meg. Természetesen az *env* vagy a *args* blokk egyike kötelező.

A `detect` eljárás jelzi, hogy a sikeres teszthez legalább egy sikeres detekció szükséges. Ellentétpárja a `nothing` miszerint egyáltalán nem szabad detekciót jelezni a radar DSP láncnak. A `mismatch` kulcsszó jelzi, hogy hibás detekció(kat) várunk helyes működés esetén, ellentéte a `match` pedig hibahatáron belül pontos és teljes követést vár. Elérhető még a `accept` kulcsszó is, mely a beégetett 90% feletti sikeres detekció és 10% vaklárma alatti sáv teljesülését jelzi időarányosan. Ebben a modulban jelentős további fejlesztési potenciál rejlik.

A másik kettő fájl argumentum közül érdekes még a *DSP* bemenet. Ezen a fájlleírón keresztül a tesztprogram a *clRADAR* szabvány HIT és TRACK formátumában érkező (JSON) üzeneteket vár. Ezek a csomagok tartalmazzák az alapszinten mérhető obszervábilis mennyiségeket, illetve az ebből előállított magasabb szintű információkat, mint a hely, sebesség, csatolt útvonalpontok. Jelenleg a szoftver csak az elemi mérési pontokat vizsgálja.

3.2.3. Felhasznált technológiák

Bár a szoftverfejlesztés nem témája a dolgozatnak, de röviden áttekintem a felhasznált technológiákat dokumentációs célból, és jelezve a szükséges háttérkutatókat.

A programozási környezet egy Linux disztribúció volt, de elméletileg a teljes kódbázis módosítás nélkül fordítható Microsoft platformon is. A párhuzamosításhoz csupán az általános *pthread* rendszerkönyvtárat használtam, mely minden komolyan vehető rendszerben jelen van.

Kiválasztott programnyelvem az ANSI C a jó teljesítménykarakterisztika és korábban megszerzett tapasztalatok miatt. A fordító GCC volt, bár valószínűleg specifikus (NVidia) fordító használatával további teljesítményt lehetne kinyerni a számításigényes szimulációs mintakezelésből.

A programcsomag függőségei: `libxml2`, `libyajl`, `libyaml`. Ezek a könyvtárak csomagolt módon elérhetők a legnépszerűbb Linux disztribúciók csomagtárolóiban, kipróbált és széles körben használt nyílt megoldások.

KML/XML értelmezése

A választott adatbróker (FlightRadar) preferált, *GIS* (*geographics information system*) szempontból is komolyanvehető fájlformátuma a KML. Saját értelmezőt készítettem a `libxml2` könyvtár felhasználásával. [20]

YAML értelmező

A tesztorkesztrációs rendszer jellegéből adódóan konfigurációs fájlokat vár, melyekből felolvassa az elvégzendő tesztfeladatokat. Az egyszerű formátumválasztás miatt lehetséges lenne belátható időkeretben saját megoldást fejleszteni, de hatékonyabbnak bizonyult és minden bizonnyal szabványkövetőbb is a `libyaml` könyvtár. [18]

JSON értelmező

Mivel a *clRADAR* webes környezetű megjelenítést használ, egyszerű választás volt a kimeneti adattípusra a JSON, a JavaScript standard objektumnotációja. Ez követelményeket támaszt a tesztrendszerrel szemben. A JSON formátum olvasása nem triviális feladat, így ahogy a generálásnál a DSP programban, itt is bevontam a `libyajl` könyvtárat. [19]

3.2.4. Implementáció

A következőkben röviden összefoglalom a program pontos működését, és a különösen fontos implementációs részleteket.

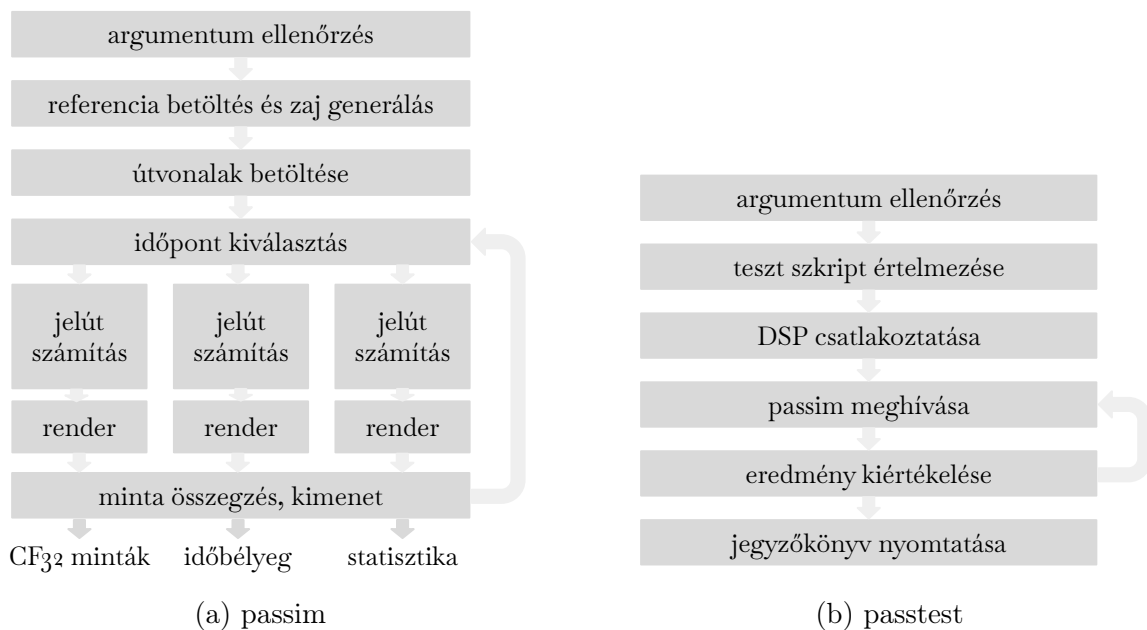
Első egyszerűsítő közelítésben a szimulátor program a következő feladatot hajtja végre: minden paramétereknek megfelelő célpont esetére kiszámítja a megfigyelhető tulajdonságokat (R úthosszkülönbség, f_D Doppler frekvencia, P_{sig} vett jelteljesítmény), ezek alapján időben, frekvenciában elmozgatja a referencia jelforrást, majd az összes mintát összegzi és előállítja az antennarendszerhez szükséges módon forgatott jelet. A szimulált komplex jel, mely egyben a szimuláció fizikai modellje a következő 3.1. egyenlet szerint alakul:

$$sur_n(t) = ref(t + R/c)e^{-jf_D t} \quad (3.1)$$

ahol R a visszaverődés során megtett extra út, c a közegbeli fénysebesség, f_D pedig a Doppler-effektus szerinti frekvenciaeltolódás. Bár ez a modell jelentős elhanyagolásokat tesz (például nem veszi figyelembe az egyes Doppler-eltolt frekvenciák különböző d/λ méretarányát az antennasorra nézve) kielégítőnek bizonyult teszteléshez.

A tesztprogram feladata tudományos szempontból nem tartalmaz külön kiemelhető érdekességet, egyszerűen értelmezi a tesztelőírásokat a megadott nyelvtan szerint, ennek megfelelően indítja az egyes feladatokat, majd kiértékeli az eredményeket a követelmények szerint. Megvalósítása programozástechnikai szempontból érdekes csupán.

A két program működését mutatja be a következő 3.5. folyamatábra.



3.5. ábra. A részprogramok folyamatábrája

Az optimalizációról

Az előzményeknél tárgyalt, és az irodalomban talált kételyek ellenére kutatásom alapján érdemes *on-the-fly* szimulációval foglalkozni, mivel körültekintő programozással és kellő modell egyszerűsítéssel a feladat reális hardware keretek között megoldható.

Pár megfontolás, melyekkel sikerült nagy átlagban $50ms$ útgenerálást és 12 csatornán $250ms$ összegzési időt elérnem egy üzleti kategóriás notebook mobil I7 processzorán:

- statikus referencia jel: az egyes megfigyelések azonos, jó korrelációs tulajdonságokkal rendelkező, előre generált referencia jelet használnak fel
- vektorizáció: az 1990-es évek óta elérhető SIMD és a 2010-es években megjelent AVX utasítások jelentősen gyorsítják a repetitív algebrai műveletek végrehajtását; figyelmes iterációval és megfelelő optimalizációs beállításokkal a GCC sebességben optimum kódot fordít (akár 10-szeres sebesség egy naiv fordításhoz képest)
- parallel útgenerálás: egy egyedi *threadpool* implementációval *pthread* alapon a processzor összes magját felhasználok a számításigényes jelút generálásához, ezzel kihasználva a teljes számítási kapacitást
- szélessávú effektek elhanyagolása: az iránymérés jellegéből adódóan keskenysávban működik, fizikai alapon szükséges lenne a jelentős Doppler eltolódást szenvedett jelutak egymástól eltérő addíciós művelete az antennarendszeren, ám ezt a hatást elhanyagolom

Egyéb kihívások

A program tervezése kezdetén abban a téves hitben éltem, hogy a KML egy jól támogatott, széles körben elfogadott fájlformátum. Téves prekonceptió volt hogy a Google által 2008-ban publikált *libkml* könyvtár C környezetben is használható, mint kiderült csak C++-hoz van illesztése. További kutatások után sem sikerült széles körben választott megoldást találnom ezen fájlok olvasására, így kénytelen voltam saját értelmezőt készíteni a *Gnome project* keretében fejlesztett *libxml2* könyvtár felhasználásával.

Térgeometriai problémák megoldásához lehetséges lett volna segédkönyvtárakat felhasználni. Sajnálatos módon nincs egyszerű, portábilis és stabil programcsomag, mely kielégíti az igényeket. Az ígéretes *proj* könyvtár már a 9. főverzióján jár, és minden változat különféle API-t használt C-ben, ez elfogadhatatlan.

Az *clRADAR* DSP program komoly gépigénnyel rendelkező, GPU memóriát és feldolgozást kihasználó program. Sajnálatos módon a itt elkövetett hibák, a jelenlévő *bugok* komoly problémákat okozhatnak az operációs rendszernek. A szimulációs csomag tesztelése során többször sikerült DSP hibákat is találnom, melyek operációs rendszer *crash* formában realizálódtak, ezzel lassítva a fejlesztést.

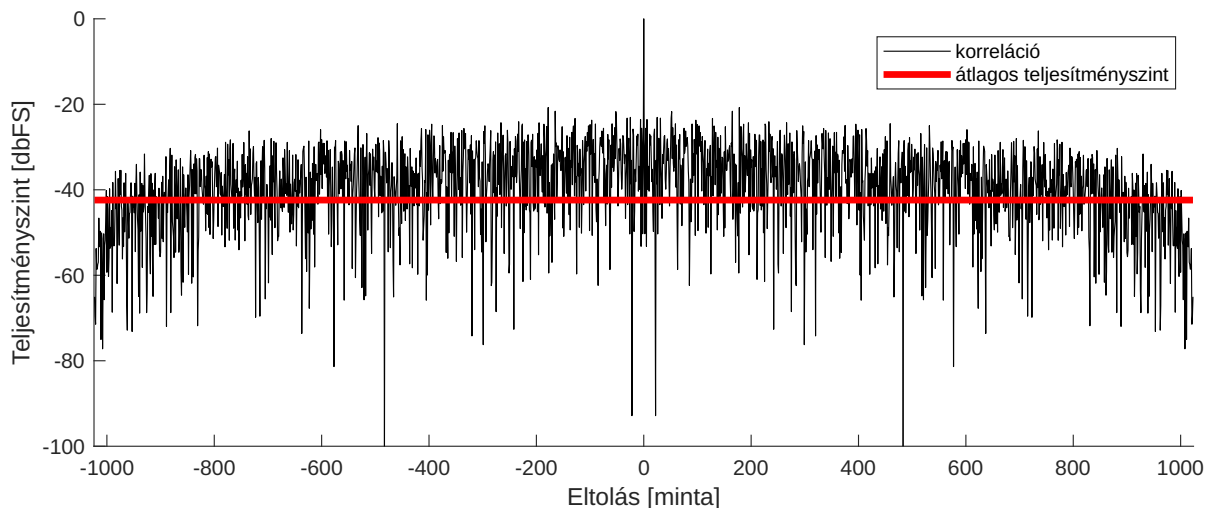
3.3. Felhasználási példák és értékelés

3.3.1. Megvilágító jelek és jel-zaj viszony kísérletek

Az első fejezetben tárgyalt elvek szerint a passzív radar működéséhez elengedhetetlen a minimális melléknyalábokkal rendelkező megvilágító jel. (1.5. egyenlet) Kísérleteim során beleütköztem abba a jelenségbe, hogy a kapott RV mátrix normalizált zajszintje bármilyen tiszta jelet is szolgáltatott, nem csökkent várt módon.

Elméleti szinten átgondolva a jelenséget megértettem a zaj okát, mely nem programhibában keresendő. A referenciaként viselkedő zajt *Box-Müller* transzformációval állítom elő az operációs rendszer által szolgáltatott egyenletes eloszlásból, ez jó közelítéssel *WGN* (*white gaussian noise*).

A már említett kívánatos zérus autokorrelációs melléknyalábokkal rendelkező karakterisztikát ez a típusú jel nem valósítja meg. Korlátos ideig (mintavételezett) vizsgált zajnál elvi belátások alapján ez nem is lehetséges. A *Solomon W. Golomb* [21] által az 1950-es években felfedezett *MLS* (*maximum length sequence*) kódok, melyek bizonyítottan minimális korrelációs melléknyalábokat nyújtanak csupán $1/N$ abszolútértékű kiugrásokat képeznek, ennél a mintavételezett zaj csak szuboptimálisabb lehet.



3.6. ábra. Időkorlátolt zaj autokorrelációs függvénye, $N = 1024$, $-42.40dB$

Egy reális mintavételi számot nézve DVB-T sávra, $N = 1024$ az elérhető dinamikatartomány nagyjából $42dB$ viszonyra adódik, mely megfigyelésekhez megfelelő.

3.3.2. Jellemző céltárgyparaméterek identifikációja

A valós céltárgyak útvonalának felhasználása nagy előnyt jelent tracker algoritmusok fejlesztésénél.

Például bizonyítást nyert az előfeltevés, hogy nem szükséges FM sávban elevációs szögeket számolni, a felbontóképességen belül a céltárgyak elevációja a 0° - 5° tartományon mozog, mely távolságmérésben a mért tartományon elhanyagolható hibával jár.

Hasonlóan lehet információt kinyerni a pillanatnyi sebességértékekről, ráforduló manővereknél a használt kanyarívekről és a hozzájuk tartozó gyorsulásról. Saját jelfeldolgozó programom fejlesztésében ezek a kérdések korábban nyitottak maradtak, mint kiderült igen rossz becsléseket alkalmaztam.

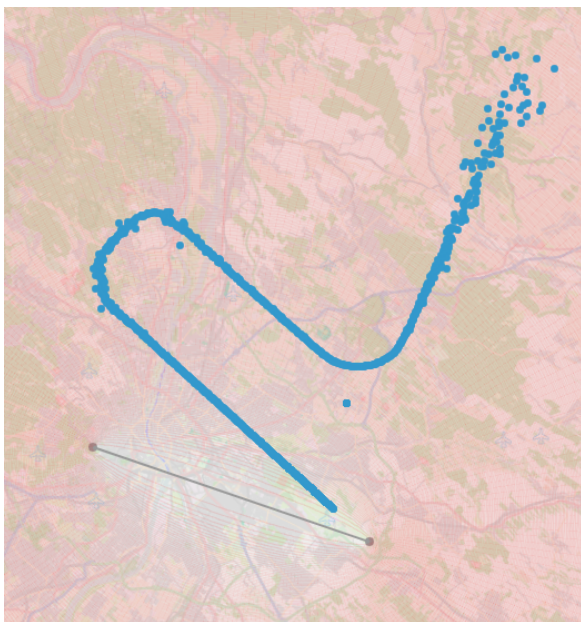
3.3.3. Iránybecslés verifikációja

A jól kontrollált antennarendszer szimuláció lehetőséget ad a feldolgozó algoritmusok hangolására és ellenőrzésére egészen a triviális hibáktól kezdve elméleti megközelítésekig.

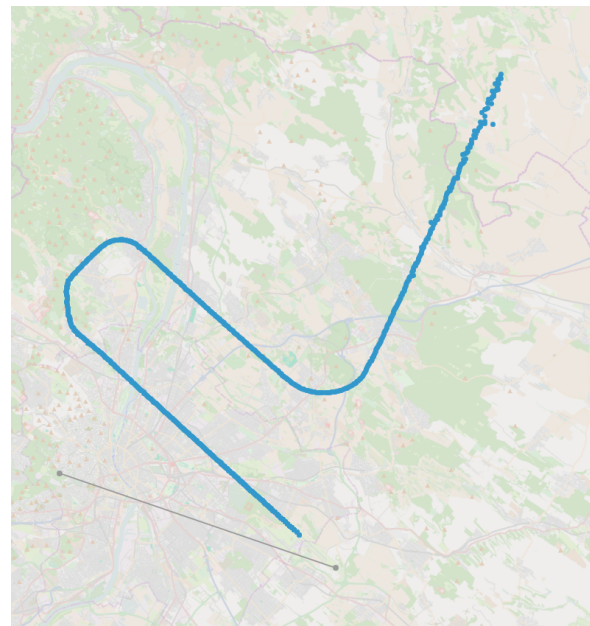
Két komoly, mégis elméleti szempontból triviális problémát detektáltam eddig a rendszer használatával:

- a *clRADAR* előre generált scanvector tárolót használ a futásidejű számítások gyorsítására; az inicializáló rutinban egy `switch` szerkezetben hiányzó `break` utasítás miatt a sikeresen legenerált lineáris tárat azonnal felülírta egy cirkuláris antennarendszer vektorserege, ezzel ellehetetlenítve mérést lineáris konfigurációkban
- a *clRADAR* példakonfigurációit a laborban fejlesztett szkriptekből vettem át, sajnos nem minden esetben tökéletes módon; figyelmetlenség miatt egy terepi méréshez tartozó beállítási fájlban $d \geq \lambda/2$ geometriás antenناسorban az azimut szöget 180°-ra értékelte ki a program, és alias jelenségeket generált (elvi indoklás: 1.1.1. szekció)

Ezt a két hibát javítva elérhetővé vált az ideális antennarendszerek helyes szimulációja, megfelelő jel-zaj viszony mellett az iránybecslés mindkét implementált antenna rendszer mellett pontos. Szemlélteti például a jel-zaj viszony minőségbeli hatását a 3.7. ábra - azonos track alapján, de állított radarkeresztmetszet mellett a becslés jóval kevésbé szór elégséges jelszint mellett.



(a) $\sigma = 10$



(b) $\sigma = 1000$

3.7. ábra. Szimuláció különféle radarkeresztmetszetekkel

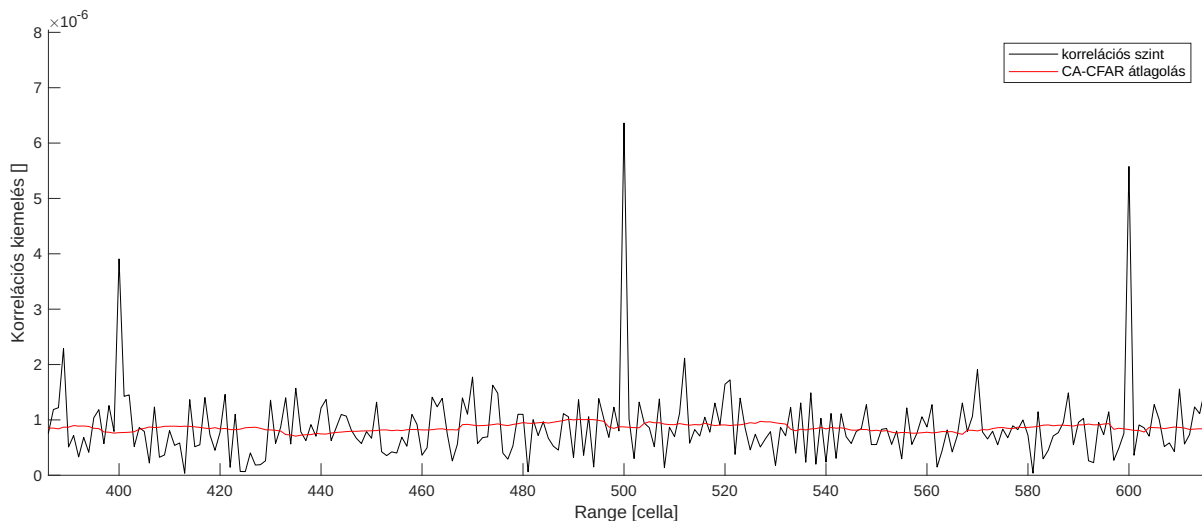
3.3.4. CFAR algoritmusok hangolása

A 3.3.1. szekció tapasztalatait figyelembe véve változtattam a radar implementációm CFAR algoritmusán is.

Programom jelenleg *CA-CFAR* (*Cell-Averaging Constant False Alarm Rate*) elkülönítést valósít meg, mely annyit jelent hogy minden (n, m) cellára az RV mátrixban kiszámítja a környező cellák átlagát konfigurálható ablakméretben és kizárással, majd az átlag és a cellaérték ismeretében döntést tesz a cella megtartására vagy eldobására.

Kérdések vetődnek fel egy ilyen rendszerben a választott ablakméret hatékonyságaira, illetve a döntési bukópontra. Megfelelő elmosású célpontokkal verifikáltam, hogy architektúráis okokból nem érdemes korlátozni az ablakméretet, azt mindig az adott telepítéshez lehet hangolni az RV mátrix korlátai között.

Illetve fontos eredmény, hogy első megközelítésben dB skálán értelmeztem a cellaértékeket az energia szempontú megközelítés érdekében, de grafikusan jobban leolvasható számok adódnak jelszint mértékben. A fejlesztéshez kapcsolódó 3.8. ábrán is látható, hogy például a 400-as range cellában $4E - 06$ értéken megjelenő kiemelés a CFAR átlagoláshoz képest csupán négyszeres jelszintviszony, melyet direkt módon lehet konfigurálni és követni a láncban.



3.8. ábra. Szimulált RV mátrix $V = 0$ metszete, célpontok $R = 400, R = 500, R = 600$

3.3.5. Geometriai torzítások

A Föld jellegzetes geometriája kihívásokat támaszt a nagytávolságú radaros felderítés feldolgozóprogramjaira. A jellemző 10-100km elvárt detekciós távolságon már nem elhanyagolható a föld görbülete, illetve egyes esetekben a *geoid* forma tulajdonságai sem.

A szimulátorprogram kapcsán különös figyelmet szenteltem a helyes úthosszmeghatározásra, mely kapcsán szükségem volt *LOS (Line-of-Sight)* távolságok meghatározására két koordináta között. Ez nem egyenlő az általánosan használt képletek által adott eredményekkel (*haversine*, *Vincenty*), melyek az általában hasznos felszíni útvonal hosszát számítják ki.

Korábban jelfeldolgozó programom a *haversine* formula alapján mérte fel a távolságot a TX és RX pont között, illetve gömbi közelítésben számította ki a célpont GPS koordinátáit. A távolság mérést aktualizáltam a szimulátor kapcsán készített *GIS* könyvtár használatára, melyben valós légvonalban vett távolság számítható ENU (3.3.5) koordinátarendszer használatával. Módosítottam a célpont GPS koordinátáit kiszámító algoritmust is, így a térbeli távolságtérítés minimálissá vált, összemérhető a radar felbontásból adódó elvi pontosságával.

Térinformatikai kitekintés

GPS koordináták: A GPS egy világűrben működtetett navigációs rendszer, amely a Föld körül keringő műholdak segítségével lehetővé teszi a felhasználók számára a pontos helyzetmeghatározást a WGS84 geoid közelítésen, szélesség-, hosszúság-, magasság koordinátákban.

ECEF koordináták: Az ECEF egy descartes térkoordináta-rendszer, amely origója a Föld tömegközéppontja helyezi, XY síkja az egyenlítővel koplanáris, illetve a földdel forog. Az ECEF koordináták nem függenek a megfigyelő helyzetétől, és ezáltal egyszerűsítik a helymeghatározást.

ENU koordináták: Az ENU XYZ térkoordináta rendszer a megfigyelő pozíciójában tangenciális alapsíkkal megállapított koordinátarendszer, melyben az egyes megfigyelt pontok szöghelyzetének számítása egyszerű trigonometriai összefüggésekké egyszerűsödik. Praktikus előállítása az ECEF rendszeren keresztül lehetséges GPS koordinátákból.

4. fejezet

Összefoglalás

4.1. Eredmények értékelése

A bemutatott munka kapcsán alkalmam volt részletesen elmélyedni az első fejezetben bemutatott passzív radar elrendezés mérési nehézségeiben, és problémamegoldási feladataiban.

A második fejezetben körüljártam a megvalósított mérőrendszer antenna problémáit, a cirkuláris kis elemtávolságú antennatömbök konstrukciós, felhasználási és kompenzációs szakirodalmát. Az első kalibrációs mérés sajnos nem szolgált realizálható eredménnyel, és további terepi mérések szükségesek, de az eljárás megvalósíthatóságát ellenőriztem, a kalibrációs lánc elkészült, felhasználható további kutatások lebonyolítására.

Az újszerű szimulációs keretrendszer projektet a fejlesztése során feltárt, és 3.3. fejezetben bemutatott és megoldott jelfeldolgozási hibák miatt eredményesnek minősíthetem. Sikerült egy könnyen kezelhető, realiztikus és jól terjeszthető, portábilis rendszert fejleszteni, mely a várakozások szerint hibamentesíti és stabilizálja a jelfeldolgozási projektek folyamatát.

4.2. Távlati tervek

4.2.1. Az antennarendszer újramérése, identifikációja

A közeljövőben (ahogy az időjárás engedi) érdemes lesz újra nyílt terepen felállítani az antennarendszert, és sokkal jobban kontrollált körülmények között megismételni a kalibrációs mérést.

Különös tekintettel kell majd eljárni az időszinkronra nézve, hogy ne közelítő módszerrel kelljen majd a szöveget meghatározni. Megfontolandó egy néhány stacionárius drónhelyzet mellett felvett minta különvett kiértékelése is.

További kutatás szükséges az antennarendszer jobb megismeréséhez, és esetleg szimulációkkal érdemes vizsgálni a konkrét megvalósítás viselkedését.

4.2.2. Megvalósítás ellenőrzése

Elméleti szempontból nem látom alátámasztottnak, hogy miért ennyire használhatatlan az FM sávú megvalósítás ebben az antennarendszerben. A kölcsönös csatolás nem nyújt magyarázatot a tapasztalt teljesítménykülönbségekre az egyes elemeken, különösen hogy forgásszimmetrikus jelenségeket sem követik.

Érdekes eredményeket hozhat a vevőlánc, a hozzávezetések és az illesztések ellenőrzése.

4.2.3. Szimulációs keretrendszer publikációja

Egyetemi feladataim zárultával némi refaktorálás után a fejlesztett szimulációs rendszert *open-source* programként publikálni tervezem, a *GitHub* platformon keresztül. Az elterjedt C technológiát felhasználó programnak van esélye felhasználóbázist szerezni, mivel jelenleg az online kódtárakban nincs hasonló célú megoldás.

Egy grafikus felhasználói felület fejlesztése a magtechnológia elé további segítséget nyújthat a felhasználás elterjedésében.

Irodalomjegyzék

- [1] RADIO DETECTION AND RANGING. (1943). Nature 152, 391–392. doi: 10.1038/152391b0
- [2] H. D. Griffiths. (2003). From a different perspective: principles, practice and potential of bistatic radar. Proceedings of the International Conference on Radar doi: 10.1109/RADAR.2003.1278701.
- [3] A., Khalil. (2012). A Simple Method to Derive the Bistatic Tracking Radar System Formulas. AL-Rafdain Engineering Journal (AREJ). 20. 140-doi: 149. 10.33899/rengj.2012.47291.
- [4] Han, Hui & Wan, Liangtian & Si, Wei. (2014). Performance Optimization of DOA Estimation in Non-Uniform Linear Antenna Array by PSO Algorithm. Applied Mechanics and Materials. 490-491. 451-455. 10.4028/www.scientific.net/AMM.490-491.451.
- [5] Eray, Hamza & Temizel, Alptekin. (2020). Performance Analysis of Noise Subspace-based Narrowband Direction-of-Arrival (DOA) Estimation Algorithms on CPU and GPU.
- [6] Chen, Zhong & Wang, Jiegui & Tang, Xiwen. (2021). An Improved Estimation Method of Direction of Arrival. 65-69. 10.1109/ICEIEC51955.2021.9463844.
- [7] Dr. Seller Rudolf, Nagyfrekvenciás rendszerek - előadások, BME.
- [8] M., Vladimir. (2018). On fundamental operating principles and range-doppler estimation in monolithic frequency-modulated continuous-wave radar sensors. Facta universitatis - series: Electronics and Energetics. 31. 547-570. 10.2298/FUEE1804547M.
- [9] Pető Tamás. (2021). Több csatornás DVB-T alapú passzív radar. TDK. <https://tdk.bme.hu/VIK/HWBeagy/Tobb-csatornas-DVBT-alapu-passziv-radar>
- [10] T. Pető, L. Dudás and R. Seller. (2014). DVB-T based passive radar. 24th International Conference Radioelektronika, Bratislava, Slovakia, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/Radioelek.2014.6828433.
- [11] Kiss Tamás. (2020). FM alapú passzív radar detekciós eljárásának kidolgozása. Diplomaterv. <https://diplomaterv.vik.bme.hu/hu/Theses/FM-alapu-passziv-radar-detekcios-eljarasanak>
- [12] Tomka Benedek. (2021). GPUval támogatott passzív radar feldolgozási algoritmusok optimalizálása. Szakdolgozat. <https://diplomaterv.vik.bme.hu/hu/Theses/GPUval-tamogatott-passziv-radar-feldolgozasi>

- [13] Y. L. Lim. (2009). A radar signal simulator for DAB based passive radar. 2009 International Radar Conference "Surveillance for a Safer World" (RADAR 2009), Bordeaux, France, 2009, pp. 1-5.
- [14] M. Zywek, M. Malanowski and M. K. Baczyk. (2016) A signal and plot simulator for passive bistatic radar. 2016 17th International Radar Symposium (IRS), Krakow, Poland, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/IRS.2016.7497373.
- [15] W. C. Barott, T. Dabrowski and B. Himed. (2015). Fidelity and Complexity in Passive Radar Simulations. 2015 IEEE 16th International Symposium on High Assurance Systems Engineering, Daytona Beach Shores, FL, USA, 2015, pp. 277-278, doi: 10.1109/HASE.2015.30.
- [16] Flight Radar 24 (2008). <https://www.flightradar24.com/about>
- [17] E., Clark (2001). "YAML Draft 0.1". Yahoo! Tech groups: sml-dev.
- [18] Kirill Simonov et al. (2006). <https://pyyaml.org/wiki/LibYAML>
- [19] Lloyd Hilaiel. (2007). Yet Another JSON Library. <https://lloyd.github.io/yajl/>
- [20] The GNOME Project. <https://gitlab.gnome.org/GNOME/libxml2/-/wikis/home>
- [21] Gong, Guang & Helleseth, Tor & P. Kumar. (2018). Solomon W. Golomb - Mathematician, Engineer and Pioneer. IEEE Transactions on Information Theory. PP. 1-1. 10.1109/TIT.2018.2809497.
- [22] Michelangelo Villano, Fabiola Colone, Pierfrancesco Lombardo. (2013). Antenna Array for Passive Radar: Configuration Design and Adaptive Approaches to Disturbance Cancellation. International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2013. <https://doi.org/10.1155/2013/920639>
- [23] Peter Knott. Design of a Printed Dipole Antenna Array for a Passive Radar System", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2013. <https://doi.org/10.1155/2013/179296>
- [24] F. Belfiori, S. Monni, W. van Rossum, P. Hoogeboom. (2012). Antenna array characterisation and signal processing for an FM radio-based passive coherent location radar system, IET Radar, Sonar Navigation, 2012, 6, (8), p. 687-696, doi: 10.1049/iet-rsn.2011.0401
- [25] F. Belfiori, S. Monni, W. Van Rossum, P. Hoogeboom, (2010). Mutual coupling compensation applied to a uniform circular array. 11-th INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM, Vilnius, Lithuania, 2010, pp. 1-4.
- [26] K. Sharma, V. O C and S. R. C H. (2022). Mutual coupling Compensation in Circular Dipole Array for FM Based Passive Coherent Location Radar. 2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Bangalore, India, 2022, pp. 28-32, doi: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047432
- [27] Wang, K., Wang, L., Xie, J., & Tao, M. (2019). Classification and localization of mixed sources using uniform circular array under unknown mutual coupling. Radio-engineering, 28(1), 220-229.
- [28] Mateusz Malanowski. (2019). Signal Processing for Passive Bistatic Radar, Artech

Ábrák jegyzéke

1.1.	A passzív radar blokkvázlata, céltárggyal	5
1.2.	A bisztatikus radar radar geometriai elrendezése	6
1.3.	Példa antennaelrendezés geometriai viszonyai	7
1.4.	A DVB-T jel egyértelműségi függvénye (Pető Tamás ábrája, [10])	9
1.5.	A jelfeldolgozás blokkvázlata	9
1.6.	Az RV mátrix kialakulása	10
2.1.	Elérhető teszt rendszerek	11
2.2.	Antennarendszer	13
2.3.	Az mérési elrendezés	15
2.4.	Szakaszcsillapítással arányos mennyiség időfüggvénye a repülés időtartamára	16
2.5.	Mért átlagteljesítmény időfüggvénye	17
2.6.	Teljesítményszintek ismert adó irányszög mellett	17
2.7.	Numerikus megoldó szimulációja	19
2.8.	A mérőadó bekapcsolása, mérés spektruma	19
3.1.	A <i>passfra</i> szimulációs rendszer blokkvázlata	20
3.2.	Naiiv szimulációs rendszer térképe	22
3.3.	FlightRadar24 KML trackek ábrázolása	25
3.4.	Implementált antennaelrendezések	26
3.5.	A részprogramok folyamatábrája	29
3.6.	Időkorlátolt zaj autokorrelációs függvénye, $N = 1024, -42.40dB$	31
3.7.	Szimuláció különféle radarkeresztmetszetekkel	32
3.8.	Szimulált RV mátrix $V = 0$ metszete, célpontok $R = 400, R = 500, R = 600$	33