



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

Több csatornás DVB-T alapú passzív radar

TDK DOLGOZAT

Készítette
Pető Tamás

Konzulens
Dudás Levente

2013. október 25.

Tartalomjegyzék

1. Passzív koherens radarok alapvető működése	7
1.1. Bisztatikus radar rendszerek	7
1.2. Bisztatikus radar geometriája	7
1.3. A céltárgy helymeghatározása	8
1.3.1. Bisztatikus radaregyenlet	8
1.4. Bisztatikus Doppler hatás	10
1.5. Passzív radar céltárgy detektálási mechanizmusa	11
1.6. Megvilágító jel megválasztása	12
1.7. Passzív radarok korlátozó tényezői	14
1.8. Passzív radarok jelfeldolgozási igényei	14
2. Fázisvezérelt antennarendszerek	16
2.1. Antennák és antennarendszerek	16
2.1.1. Antennasorok	16
2.2. Fázisvezérelt antennarendszerek	17
2.2.1. Antennasor nyalábpozicionálása	18
2.2.2. Nyalábformálás	18
2.3. Nyalábformáló algoritmusok	20
2.3.1. MMSE (Minimum Mean Square Error)	21
2.3.2. MSINR (Maximum Signal to Interference and Noise Ratio)	21
2.4. Iránymérő algoritmusok	22
2.4.1. Bartlett(Fourier) eljárás	23
2.4.2. Capon	24
2.4.3. MEM (Maximális Entrópia Módszer)	24
2.5. Nyalábformáló és iránybecslő algoritmusok szimulációja	25
3. Fázisvezérelt passzív koherens radar	26
3.1. Adaptív antennarendszer használata passzív radar alkalmazásokban	26
3.2. Nyalábformálás	27
3.2.1. Passzív radar digitális nyalábformálása	28
3.2.2. DPIS megvalósítása direkt analóg nyalábformálással	30
4. Többcsatornás koherens vevőegység tervezése és megvalósítása	31
4.1. Rendszer specifikáció	31
4.2. NI 5641R adó-vevő modul	33
4.3. Többcsatornás koherens RF front end modul	34
4.3.1. RF erősítő	35
4.3.2. RF Sávszűrő	37
4.3.3. Közepes teljesítményű erősítő	37

4.3.4.	Keverő	38
4.3.5.	Középfrekvenciás sávszűrő	40
4.3.6.	Középfrekvenciás erősítő	40
4.3.7.	Helyi oszcillátor forrás	41
4.3.8.	Rendszer szimuláció	42
4.4.	Vevőegység mérési eredményei	43
5.	Egycsatornás passzív radar tesztmérés	45
5.1.	Mérési koncepció	45
5.1.1.	Teljesítményszintek és Doppler frekvenciák kiszámítása	45
5.2.	Passzív radar tesztmérési elrendezése	47
5.3.	Yagi antenna tervezése a tesztméréshez	47
5.4.	Repülőtéri mérési eredmények	48
5.5.	Mérési eredmények kivizsgálása	49
5.6.	Matlab alatt készített szimulációs program forráskódja	54
	Ábrák jegyzéke	69

Kivonat

A passzív radar rendszerek anélkül képesek detektálni és követni céltárgyakat, hogy a céltárgyat megvilágító forrásokkal együttműködnének. Az egyik ilyen, igen kedvező tulajdonságokkal rendelkező forrás a digitális földfelszíni műsorszórásban használt televíziós jel.

A műsorszóró jelek megvilágító forrásként való felhasználásával a radarnak nem szükséges dedikált adó egységet tartalmaznia, ezáltal egyrészt meglehetősen alacsonyak a gyártási és üzemeltetési költségei, másrészt detektálhatatlan a környezetbe kisugárzott jelei alapján.

A passzív elven működő lokátorok hatótávolságának egyik legnagyobb korlátozó tényezője, a nagy teljesítményű direkt úton érkező referenciajel által okozott elfedés, amelyre kézenfekvő megoldást nyújt a fázisvezérelt antennarendszer használata.

A fázisvezérelt antennarendszerek alkalmazása számos kritikus problémára nyújthatnak megoldást. A propagáló elektromágneses hullámok különböző térbeli pontokon lévő mintavételezésével olyan többletinformációhoz jutunk a környezetben jelen lévő jelekről, amely felhasználásával a kisugárzott jelek térbeli eloszlására illetve a sugárzó források antennarendszerhez képesti helyzetére következtethetünk.

A passzív antennarendszerről érkező jelek csatornánkénti feldolgozásával a detektálni kívánt céltárgyak irányába nagy érzékenységű keskeny nyalábokat tudunk kialakítani, míg a nemkívánatos zavaró jeleket pedig hatásosan csillapíthatjuk.

Az aktív rendszerű radaroknál már jól kiforrott nyalábpásztázó és adaptív nyalábformáló technikák egyszerű implementálása mellett szükség van a módszerek olyan egyedi testreszabására, amellyel azok effektíven képesek felvenni a versenyt a passzív radarok működése során felmerülő nehézségekkel.

Dolgozatom fő témája egy olyan négy-csatornás koherens vevőegység tervezése és megvalósítása, amellyel lehetőség nyílik a fázisvezérelt antennarendszert alkalmazó passzív radarok hatékonyságnövelési eljárásainak vizsgálatára. A tanulmányozni kívánt passzív rendszerű lokátor a digitális földfelszíni televíziós műsorszórás(DVB-T) jeleit használja fel a céltárgyak detektálására, így a tervezett vevőegység a jelenlegi UHF sávban üzemelő DVB-T adótornyok jeleit transzponálja a többcsatornás digitalizáló egység működési frekvenciájára. A dolgozat során bemutatom a koherens vevőegység tervezési, szimulációs és mérési eredményeit, valamint az eszköz alkalmazhatóságát a passzív rendszerű radarokban.

Abstract

Passive radar systems are able to detect and track targets with non-cooperative sources of illumination. One of these transmitters of opportunity that has a numerous beneficial properties is the digital terrestrial television broadcast system.

A radar system which exploits existing broadcast signals as illuminators of opportunity, does not need to contain active transmitter unit which results the possibility of low cost surveillance. On the other hand passive radar operation does inherently imply that the system can not be detected by its emitted signals.

One of the major limitation in detection range for most passive radar systems is the masking due to the large direct reference signal. An obvious solution for this principal problem is the application of phased array antenna systems.

Phased array antennas can provide solutions for several critical problems. By sampling the propagating electromagnetic waves in different spatial locations we are able to obtain extra information about signals in our environment. These extra informations then can be used to determine the spatial distribution and the direction of the radiated signals.

By processing the individual channels which comes from a passive antenna system we are able to synthesize pencil beams in the direction of the desired target. In addition, we can also suppress unwanted interference signals effectively.

Beside the basic implementation of beam scanning and adaptive beamforming algorithms it is required to customize these methods in order to tackle the challenges arising from the operation of passive coherent locations radars more effectively.

The major theme of my thesis is the design and implementation of a 4-channel coherent receiver which can be used to analyze the performance improvement methods of the phased array passive radars. Since the investigated passive radar is based on digital video broadcast terrestrial signals, the designed receiver module conditions and mixes signals from the UHF band to the operation frequency of the digitizer. My thesis will present the design, simulation, implementation and verification steps and results of the designed device. The applicability of the multichannel receiver in passive radars will also be presented.

Bevezető

Aktív radarral történő felderítés során a rendszer kisugároz egy jól specifikált radarjelet, amelyet a céltárgyról reflektálva majd detektál. A passzív radarok ezzel ellentétben nem sugároznak, hanem a környezetükben lévő, egyéb forrásoktól származó jeleket használják fel a céltárgyak észlelésére. Ilyen rádiójelek lehetnek például kommunikációs vagy műsorszóró csatornák.

A passzív radaroknak számos előnyük van az aktív rendszerekkel szemben. A konvencionális aktív radarok egy adó és egy vevőrendszerből állnak, melyek összehangolt munkája szükséges a működéshez. Az adójel kisugárzása után, a rendszer azt az időt határozza meg, amíg a jel eljut a céltárgyig, majd reflektálódva onnét visszajut a vevőhöz. A passzív radarok ettől eltérő módon először veszik az adótól származó direkt úton érkező jelet, majd valamivel később veszik a céltárgyról visszaverődve szintén ugyanezt a jelet. A mért beérkezési időkülönbségből ezután meghatározható a céltárgy távolsága. Mivel az ilyen módon működő radaroknak nincs szükségük dedikált adóegységre, emiatt az üzemeltetésük és gyártásuk is jelentős mértékben olcsóbb. A hardveres költségük relatíve alacsony. Fizikai méretük pedig elenyésző az aktív radarokhoz képest, így telepítésük is jóval egyszerűbb. A civil szférában történő felhasználásuk mellett a katonai alkalmazásokban is órási a jelentőségük, hiszen a passzív elven működő radarokat szinte lehetetlen bemérni a környezetbe sugárzott jeleik alapján.

Az imént említett előnyös tulajdonságai miatt napjainkban a radarkutatások egyik meghatározó irányvonalát képviselik az ezen az elven működő lokátorok. Az elve maga korántsem újkeletű, azonban most, hogy a modern jelfeldolgozó rendszerek már képesek valós időben megvalósítani hatékonyan működő algoritmusokat, az ilyen irányba történő fejlesztések ismét előtérbe kerültek. A távérzékeléshez felhasznált megvilágító forrás megválasztása alapvető jelentőségű a rendszer működésének szempontjából, ugyanis a jel felépítése szabja majd meg a radar detektálási képességeit. A televíziós műsorszórásban használt DVB-T jelnek számos előnyös jellemzője van a radar működésének szempontjából. A jel viszonylag széles spektruma jó távolságfelbontás, míg a jel előállításánál használt OFDM modulációs eljárás kedvező korrelációs tulajdonságot biztosít a radar számára. Mivel a műsorszóró adótorony által kisugárzott jel céltárgyról való reflexióját praktikusán korreláció analízissel keressük meg a vett jelben, ezért a megvilágító jel autokorrelációs függvényének dinamikatartománya szabja meg azt is, hogy mekkora lesz a radar maximális hatótávolsága.

Az adótorony által kisugárzott referenciajel viszonylag magas a teljesítményszinttel érkezik a passzív radar antennájához, ami a céltárgyaktól reflektált jelek elfedését okozza. A hatótávolság növeléséhez ezért a vett jelben ki kell oltani a nagy szintű referenciajelet. A referenciajel kioltását praktikusán segédantennák, illetve antennarendszer alkalmazásával oldhatjuk meg.

A dolgozat témája egy, olyan több-csatornás koherens vevőegység tervezése, amely használatával referenciajel céltárgycsatornában való kioltása a gyakorlatban is tesztelhető. A kutatás fejlesztéséhez a rendelkezésre áll egy négy csatornával rendelkező középfrekvenciás vevőegység. Az egység kizárólag középfrekvenciás jelek mintavételezését képes elvégezni ezért az eszköz használatához egy többcsatornás lekeverő egység tervezése szükséges. A középfrekvenciás vevőegység emellett rendelkezik egy beépített FPGA (programozható kaputömb) áramkörrel, amelynek felprogra-

mozásával a passzív elven működő radarok egy igen kritikus problémájában, a jelfeldolgozási sebesség gyorsításában nyújthat óriási segítséget.

Az első fejezetben bemutatásra kerülnek a passzív elven működő radarok működésének alapgondolatai. A radar geometria elrendezésén keresztül a detektáláshoz szükséges feltételek, valamint futtatott jelfeldolgozó algoritmusok működését is prezentálok. A fejezet befejező szakaszában részletesebben kitérek azokra a problémákra amelyekre a kutatás során megoldást keresek.

A második fejezetben összefoglalom a fázisvezérelt antennarendszerek működésének mibenlétét, ezáltal alapot nyújtok a megfogalmazott passzív radar problémákra megoldást nyújtó lehetőségek elméleti hátterének megismerésére.

A harmadik fejezetben az előző szakaszban ismertetett technikák passzív radar rendszerben való átültetését mutatom be. Kitérek az alkalmazott algoritmusok használatának indoklására, továbbá betekintést adok a valóságban való realizálási módszereikre is.

A negyedik fejezetben a több-csatornás koherens vevőegység tervezési és megvalósítási lépései, valamint az elkészült szimulációs és mérési eredmények kerülnek prezentálásra.

Az utolsó fejezetben a radar egy elkészült részegységével végzek el próbaméréseket, amely eredményeivel ismertetem az elkészített egység működőképességét.

1. fejezet

Passzív koherens radarok alapvető működése

1.1. Bisztatikus radar rendszerek

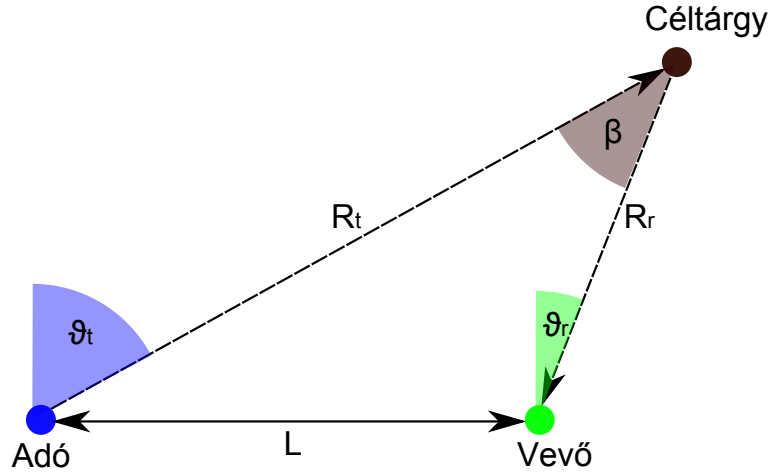
A passzív radarok felépítésének megértéséhez nélkülözhetetlen, hogy megismerjük a bisztatikus radar mérési elvét, valamint azokat a főbb paramétereket amelyek alapvetően befolyásolják a mérés pontosságát.

A bisztatikus radarrendszerek fő tulajdonsága, hogy a céltárgyak megvilágítására szolgáló adóegység és a detektálást végző vevőegység egymástól térben elkülönítettek. A kezdetben működtetett radarok mindegyike bisztatikus elven működött, ugyanis eleinte technológiailag nem volt megoldható az adó és a vevőág korrekt szétválasztása. Abban az esetben, ha több vevőegységet használunk fel a detektálásra, amelyek jeleit egy központi feldolgozó egységben kombináljuk össze, a rendszert multisztatikus radarnak nevezzük. A bisztatikus radarok céltárgy észlelési mechanizmusa hasonlóképpen történik, mint monosztatikus esetben, azaz a céltárgyról visszavert jel időeltolódását mérjük az adáshoz képest, azonban a geometria elrendezéséből adódó különbségek miatt más paramétereket tudunk csak közvetlenül meghatározni a céltárgyra vonatkozólag. A radar egyértelműségi felbontása, a céltárgyról reflektált jel Doppler-eltolódásának mértéke vagy a maximálisan mérhető távolság, ezek mind-mind olyan jellemzői a rendszernek amelyek figyelembevétele feltétlenül szükséges a radar tervezésénél. A továbbiakban ezen paraméterek bemutatására kerül sor bisztatikus esetben. [1],[11]

1.2. Bisztatikus radar geometriája

A lenti 1.1 ábrán látható a bisztatikus radar elrendezése. A síkot, amin az elrendezést reprezentáljuk, szokás bisztatikus síknak is nevezni, az adó-céltárgy-vevő által alkotott háromszöget pedig bisztatikus háromszögnek. Az adótorony és vevőrendszer közötti távolságot az L fővonal menti távolság jelöli. Abban az esetben ha ez a távolság nulla, akkor az adó és vevő kollokált, így a radar struktúrája megegyezik a monosztatikus esettel. A ϑ_t és a ϑ_r a céltárgy-adó illetve a céltárgy-vevő által bezárt szögeket jelölik. A bisztatikus szög β , a céltárgy szemszögéből vett, adó és vevő által bezárt szöget jelöli, ami az előbbieket alapján : $\beta = \vartheta_t - \vartheta_r$. A céltárgy-adó és a céltárgyra-vevő közötti távolságok rendre R_t és R_r .

[1],[11]



1.1. ábra. Bisztatikus radar geometriája

1.3. A céltárgy helymeghatározása

A céltárgy pozíciójának meghatározása ezek alapján úgy történik, hogy az adó által sugárzott jelet a vevő adott t_{tx} késleltetéssel veszi, ami megfelel az L távolságból adódó terjedési késleltetésnek. Valamivel ezután megérkezik majd a céltárgyról reflektálódott jel is, amely $R_t + R_r$ úton érkezik be t_{target} késleltetési idővel. A mérhető mennyiség a két késleltetési idő különbsége amely alapján:

$$t_{tx} - t_{target} = \frac{(L - (R_t + R_r))}{c}$$

, ahol c a fénysebesség.

Az L távolság ismeretében innét már meghatározható a céltárgy-adó és céltárgy-vevő távolságok összege ($R_t + R_r$). Ha megfigyeljük az elrendezés geometriáját észrevehetjük, hogy adott $R_t + R_r = konstans$ távolság betartása mellett a céltárgy lehetséges pontjai egy ellipszisen helyezkednek el, melynek fókuszpontjai az adó és vevő pontjai. Mivel a céltárgy helyének meghatározása során az $R_t + R_r$ távolságot tudjuk közvetlen meghatározni az időkülönbségekből, ezért egyéb információ ismerete nélkül a céltárgy bárhol elhelyezkedhet ezen az ellipszisen.

Az 1.2 ábrán feltüntetett ellipszis vonalat azonos távolságú kontúrának is nevezzük.

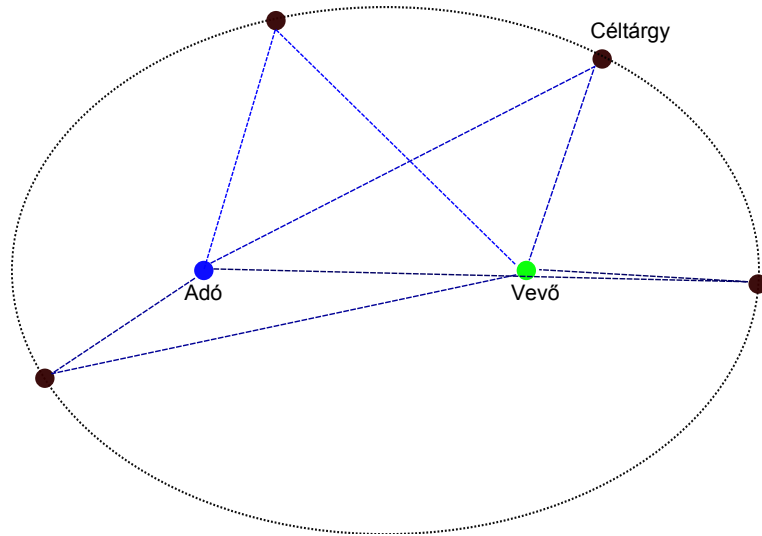
1.3.1. Bisztatikus radaregyenlet

A bisztatikus radaregyenletet a monosztatikus esethez hasonló módon határozhatjuk meg. A vevő által vett teljesítményszintet a következő képen írhatjuk fel

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi R_t^2} \sigma_b \frac{1}{4\pi R_r^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (1.1)$$

,ahol a paraméterek jelentése

- P_t -az adó teljesítménye
- G_t -adó antenna nyeresége
- R_t -az adó és a céltárgy közötti távolság
- σ_b -bisztatikus RCS (Radar cross-section)



1.2. ábra. Bisztatikus radar geometriája

- R_r -a vevő és a céltárgy közötti távolság
- G_r -vevő antenna nyeresége
- λ -hullámhossz

Ebből pedig a vevőnél lévő jel/zaj viszony felírható az alábbi alakban

$$\frac{S}{N} = \frac{P_t G_t \sigma_b G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2 k T_0 B} \quad (1.2)$$

,ahol az S/N jelentése a jel/zaj viszony, k - a Boltzmann-állandó, T_0 pedig a rendszer hőmérséklete. Ezt a jel/zaj viszony értéket még tovább rontják a jel terjedése során, a szóródásból adódó veszteségek, valamint a vevő és az adó egységek belső veszteségei. Szerencsére azonban a jelfeldolgozás során valamelyest javítani is tudunk majd a jel/zaj viszony értékén koherens integrálás használatával.

A rendszer maximális hatótávolságát az 1.2 egyenlet átrendezéséből kapjuk azzal a feltétellel, hogy a jel/zaj viszony megegyezik azzal a minimális értékkel amivel a céltárgyat még detektálni tudjuk.

$$(R_t R_r)_{max} = \sqrt{\frac{P_t G_t \sigma_b G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 (S/N)_{min} k T_0 B}} \quad (1.3)$$

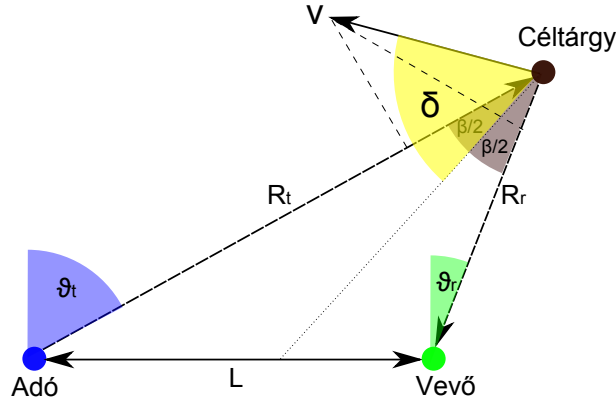
Adott jel/zaj viszony érték mellett az előbbi egyenlet bal oldalára $(R_t R_r)$ szorzatra) konstans értékeket kapunk. Ha az így kapott konstansra ábrázoljuk azoknak a pontoknak a halmazát amelyeken a bisztatikus távolság állandó, akkor megkapjuk azt a görbét amelyen a céltárgyról visszavert jelnek azonos a jel/zaj viszonya.

A modell feltételezi, hogy az adó, a vevő, és a céltárgy között direkt rálátás van, valamint, hogy a céltárgy bisztatikus RCS-e σ_b , valamint a terjedési veszteségek függetlenek a céltárgy helyzetétől $(R_t, R_r, \vartheta_t, \vartheta_r)$. Ez az egyszerűsített elképzelés természetesen nem helytálló egy valós helyzetben, azonban nyújt némi támpontot a jel/zaj viszony korlátairól és céltárgy pozíciójával való kapcsolatáról. [1],[2][11]

1.4. Bisztatikus Doppler hatás

A szakaszban röviden meghatározom a céltárgyról reflektált jel Doppler-eltolódásának mértékét a bisztatikus radarelrendezés geometriai paramétereinek használatával, a kapott formulára a későbbi szakaszokban majd többször is hivatkozom. A céltárgyról visszavert jel Doppler-eltolódása a céltárgy bisztatikus távolságának időbeli változásától függ. A jel fázisának megváltozása az adótól a céltárgyig, majd a céltárgytól a vevőig

$$\phi = \frac{R_t + R_r}{\lambda} 2\pi \quad (1.4)$$



1.3. ábra. Bisztatikus Doppler hatás geometriája

Legyen az 1.3 ábra szerint, a céltárgy sebességének, az adó és a céltárgyat összekötő egyenesre való vetülete v_t . A céltárgyat és a vevőt összekötő egyenesre való vetülete pedig v_r . Így az adó és a vevő szempontjából a céltárgy sebessége

$$v_t = \frac{dR_t}{dt} = V \cos(\delta - \beta/2) \quad (1.5a)$$

$$v_r = \frac{dR_r}{dt} = V \cos(\delta + \beta/2) \quad (1.5b)$$

Így a jel fázisváltozását felírhatjuk a következő alakban

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{dR_t}{dt} + \frac{dR_r}{dt} \right] \quad (1.6)$$

Ahonnét a Doppler-frekvencia értéke

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{\lambda} \left[\frac{dR_t}{dt} + \frac{dR_r}{dt} \right] = \frac{1}{\lambda} [v_t + v_r] \quad (1.7)$$

Írjuk be az egyenletbe a sebességvektor megfelelő vetületeit.

$$f_d = \frac{1}{\lambda} [v \cos(\delta - \beta/2) + v \cos(\delta + \beta/2)] \quad (1.8)$$

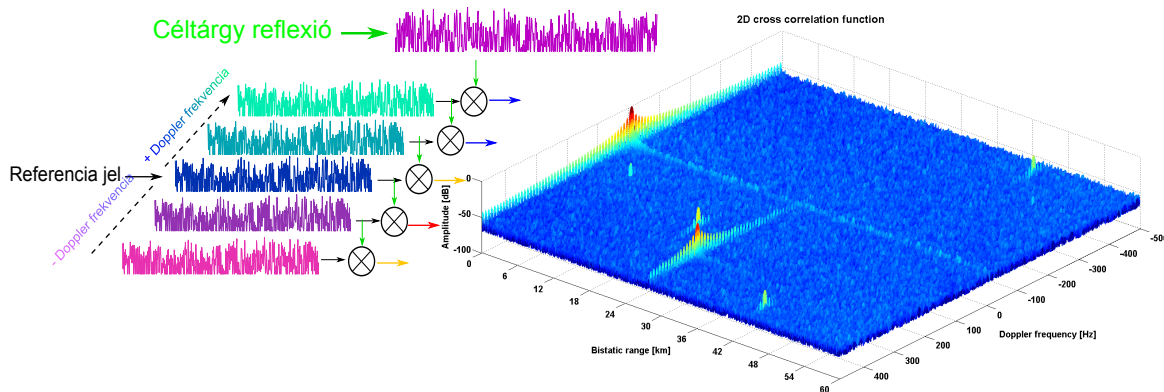
alkalmazva a megfelelő trigonometrikus összefüggést, a következőt kapjuk a Doppler- frekvenciára

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos(\delta) \cos(\beta/2) \quad (1.9)$$

[2],[15]

1.5. Passzív radar céltárgy detektálási mechanizmusa

A szakaszban bemutatásra kerül a passzív radarok egy egyszerűsített működési elve, amelyből kiindulva meghatározhatóak azok a követelmények melyek elengedhetetlenek egy működő rendszer megalkotásához. Az 1.4 ábrán a rendszer céltárgy detektálási eljárásáról egy egyszerűsített ábra látható.



1.4. ábra. Passzív radar főbb elemei

A céltárgyak detektálásához két különböző csatornát használunk. Az egyik csatornán közvetlenül vesszük az adótoronytól érkező jelet. Nevezzük ezt a csatornát a továbbiakban referencia csatornának. A másik csatornán pedig, a céltárgyaktól érkező reflektált jeleket szeretnénk venni. Ez a csatorna a céltárgy, vagy más néven megfigyelő, felderítő csatorna. A referencia csatornához tartozó antennát az adótoronyra, a céltárgy csatornához tartozó antennát pedig a megfigyelni kívánt területre irányítjuk. Az antennákra érkező jeleket az RF vevő egységek kondicionálják, és elvégzik a szükséges keverési műveleteket. Az alapsávi jeleket ezután mintavételezzük és előkészítjük a további feldolgozásra.

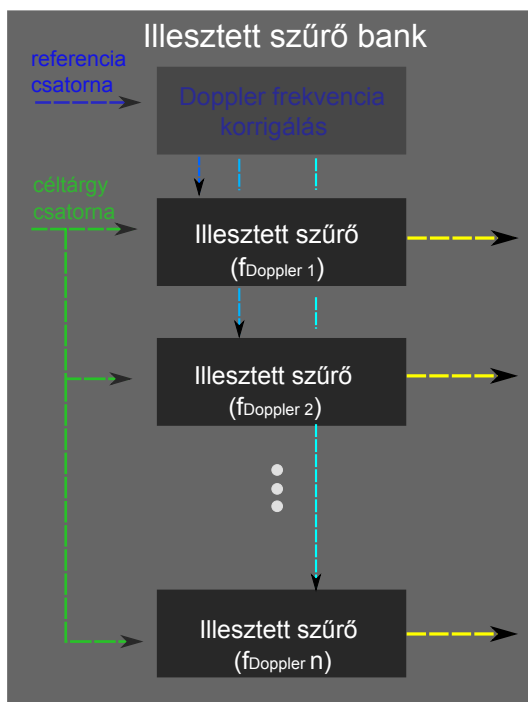
A referencia csatornán megkapjuk az eredeti kisugárzott műsorszórási jelet, a céltárgycsatornán pedig ugyanezen jel repülőgépről reflektált változatát. A reflektált jel az eredeti jelhez képest mind időben, mind pedig Doppler-frekvenciában is eltolódik. A vett jelek alapján a repülőgép detektálását ezek után úgy végezzük el, hogy kiszámítjuk a két csatorna keresztkorrelációját. A kiszámított korrelációs függvénynek ott lesz maximuma ahol a két csatornáról érkező jel a legjobban fed egymást. Mivel a mozgó repülőgépről visszavert jel a repülőgép sebességétől függően Doppler-eltolódást is szenved, egy valós céltárgyról érkező reflexiót annak Doppler-frekvenciájával tudjuk majd elkülöníteni az egyéb statikus tereptárgyakról érkező visszaverődésektől.

A detektálás során tehát első lépésként az 1.4 ábrán feltüntetett módon előállítjuk a vett referenciajel különböző Doppler-frekvenciában eltolott változatait, majd az így előállított segédjelek mindegyikét végigkorreláltatjuk a céltárgycsatornán vett jelel. Az egyes korrelációs függvények sokaságából így egy kétdimenziós függvényt kapunk, amelynek maximumai azokat az időpontokat és Doppler-frekvenciákat jelölik ahol a céltárgycsatornán vett jel a lehető legjobban illeszkedik a műsorszórási adótorony által sugárzott aktuális jellel.

A korreláció számítás során valójában egy olyan illesztett szűrő bankot készítünk el, amelynek együttműködési megegyeznek és folyamatosan változnak az éppen aktuálisan kisugárzott műsorszórási jel és annak Doppler-frekvenciában eltolott változatainak értékeivel.

Másképpen mondva tehát, a referencia csatornára érkező direkt jel alapján elkészítjük adaptív módon a hozzá tartozó illesztett szűrő bankot, majd ezen a szűrő bankon áteresztve a céltárgy csatorna jelét akkor lesz maximális az adott szűrő kimenetén lévő jelünk, amikor a szűrőbank

megfelelő tagja pontosan illeszkedik a céltárgyról reflektált jelre.



1.5. ábra. Illesztett szűrő bank

Vegyünk példaképpen néhány céltárgyat, amelyek a radar számára különböző Doppler- frekvenciával mozognak. A nulla Doppler-frekvenciával rendelkező referencia jelből készített szűrő kimenetén az épületekről, tereptárgyakról érkező reflexiók jelennek meg, azonban a repülőgépekről érkező jelek nem, mert a róluk érkező frekvenciában eltolódott jel nem korrelál jól az eredeti referencia jellel. A céltárgyakról visszaverődött Doppler-frekvenciával rendelkező jelek, azoknak a szűrőknek a kimenetein fognak megjelenni, amelyek a megfelelő frekvenciában eltolt referenciajelhez lesznek illesztve.

A gyakorlatban természetesen végtelen hosszú adatokon nem dolgozhatunk, ezért a referenciacsatornából egy ablakot választunk majd ki, amellyel kereszt korreláltatjuk a céltárgycsatorna jelét. Az ablak optimális hosszának megválasztása szintén a radar által használt jel korrelációs tulajdonságaitól függ.

Ezek után igen fontos tehát figyelmet fordítani a radarjelként választott műsorszóró jel korrelációs tulajdonságainak vizsgálatára. [11]

1.6. Megvilágító jel megválasztása

A radarok tervezésénél az egyik legfontosabb feladat a kisugározandó radarjel alakjának helyes megválasztása illetve megtervezése. A radar fontosabb jellemzőinek nagy részét ugyanis a radarjel különböző tulajdonságai fogják meghatározni. Egy passzív műsorszóró rendszert használó radar esetében ez azt jelenti, hogy meg kell választani egy olyan műsorszórásra használt jelet amely a lehető legtöbb kedvező tulajdonsággal rendelkezik a radar számára.

Amint az előző szakaszban is rámutattam, a jel korrelációs tulajdonságainak vizsgálata meghatározó jelentőségű a rendszer működésének szempontjából. Egy műsorszóró jel radarjelként való

alkalmazásában rejlő lehetőségeket a jel egyértelműségi függvényének kiszámításával végezhetjük el. A függvény kiszámításával a jel korrelációs tulajdonságait elemezhetjük.

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t + \tau)e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (1.10)$$

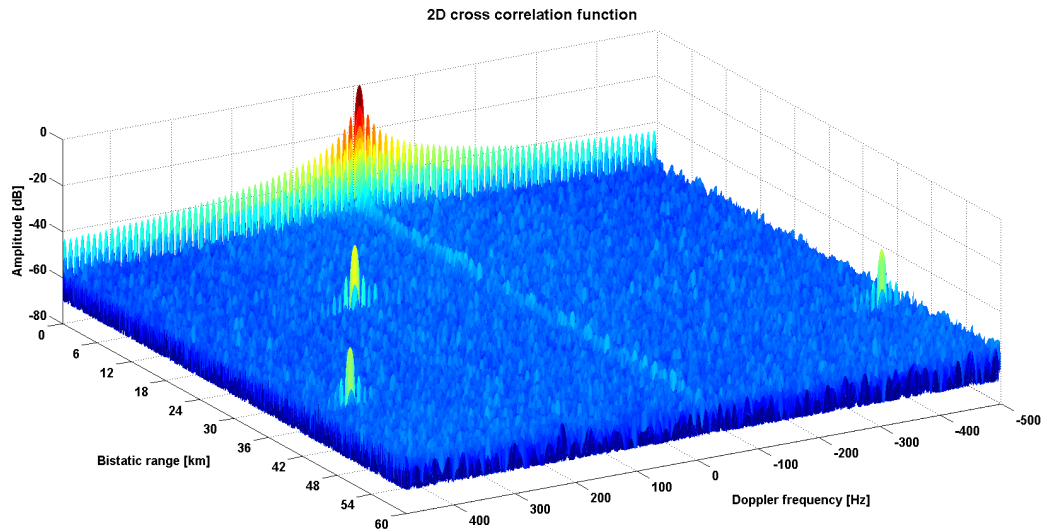
A függvényt ábrázolva egy háromdimenziós felületet kapunk, amelynek egyik tengelye az idő, a másik tengelye pedig a frekvencia. Ez a függvény, az illesztett szűrő kimenetét reprezentálja. Adott τ és f_d értéknél $(\chi(\tau, f_d))$ megadja, hogy a jel mennyire korrelál jól saját maga időben és frekvenciában eltolt változatával. A kétdimenziós autokorrelációs függvényt kiszámítva a $(\tau, f_d = 0, 0)$ pontban, megkapjuk annak az illesztett szűrőnek a kimenetét amelyik tökéletesen illeszkedik a rajta áthaladó jelre. Amennyiben egy jel, a Doppler-frekvenciában eltolt változataival igen jól korrelál, az azt jelenti, hogy az illesztett szűrő bank nem tud hatékonyan működni, mert a szűrők kimenetei között nincs elegendően nagy dinamika. Egy adott Doppler-frekvenciával rendelkező céltárgyról érkező jel, a szűrők nagy részén átjut, így egyrészt nem lehet hatékonyan meghatározni a céltárgy sebességét, másrészt a detektálásban is problémát okoz, ugyanis a szűrők közötti "szivárgások" csökkentik a detektálásra használtató dinamikatartományt.

Egy elméletben ideális radarjel egyértelműségi függvénye egyetlen Dirac impulzusból állna a $\chi(0, 0)$ pontban. A valóságos jelek képei ehelyett egy véges nagyságú kiszélesedett csúcsból állnak, valamint ezen kívül megjelennek, számos egyéb a jel struktúrájából adódó kiemelések és hullámmzások is.

Általánosságban elmondható, hogy egy jel akkor rendelkezik számunkra kedvező korrelációs tulajdonságokkal, ha zajszerű a felépítése. A jel ekkor véletlenszerű, így mentes az olyan periodikusan ismétlődő szakaszoktól amelyek egymással jól korrelálnak, és ezáltal a korrelációs függvényben kiemelkedő melléknyalábokat hoznak létre. A spektrumát megvizsgálva egy ilyen zajszerű magatartást mutató jelnek, azt figyelhetjük meg, hogy az egyes spektrális komponensek egymáshoz képest jól kiegyenlítettek, valamint egyenletesen szétterítettek. A cél ezért a lehetőségekhez mérten olyan jelet találni amely a fent említett tulajdonságokkal rendelkezik.

A Digitális földfelszíni televíziós műsorszóró jel számos olyan tulajdonsággal rendelkezik, amely alkalmassá teszi a radarjelként való felhasználásra. Ezen kedvező sajátosságai a jelnek legfőképpen az alkalmazott OFDM modulációs technikának tudhatóak be. OFDM moduláció használata során ugyanis az átvinni kívánt információt, egymáshoz relatíve közel lévő szinuszos vívók sokaságára ültetjük rá. A moduláció alkalmazásával tehát a jel spektrálisan jól szétterítődik, ezáltal zajszerű viselkedést kölcsönöz a jelnek. A jel sáv szélessége elegendően nagy ahhoz, hogy megfelelő egyértelműségi felbontást biztosítson egy radaros alkalmazásában. Természetesen a jel nagy sáv szélességének a hátránya, a keletkező nagy adatmennyiség valós idejű feldolgozásának nehézsége.

Az 1.6 ábrán a DVB-T jel egyértelműségi függvénye látható. Megállapítható, hogy a jel Doppler-frekvenciában eltolt változatai nem korrelálnak jól az eredeti DVB-T-jellel, ily módon a jel elegendően nagy Doppler-felbontást és nagy dinamikatartományt biztosít. A DVB-T jel egyértelműségi függvényében kevés és viszonylag alacsony szintű hamis korrelációs csúcs jelenik meg, ez elengedhetetlenül fontos ahhoz, hogy a céltárgy reflexiója okozta korrelációs csúcs egyértelműen azonosítható legyen. A jel ezen kiváló tulajdonságaiból következően az alkalmazott illesztett szűrő bank képes hatékonyan működni, ezáltal könnyebé válik a mozgó céltárgyról érkező reflexió elkülönítése a többi detektálást megnehezítő jeltől. A DVB-T autokorrelációs függvénye megközelítőleg 40 dB-es dinamikatartománnyal rendelkezik, ami már elegendő ahhoz hogy céltárgyról visszaverődött jeleket kellő biztonsággal azonosíthassuk. Ez a dinamikatartomány azonban a maximális hatótávolság tekintetében nem elegendő többre, mint körülbelül 10 km. A hatótávolság kiterjesztéséhez ezért valamilyen módon felül kell kerekedni a felhasznált



1.6. ábra. DVB-T jel egyértelműségi függvénye

DVB-T jel korlátozó tényezőin. A dolgozat további fejezetei során elsősorban erre módszerre mutatok be megoldást, valamint a probléma igazolására mutatok be mérési eredményeket.

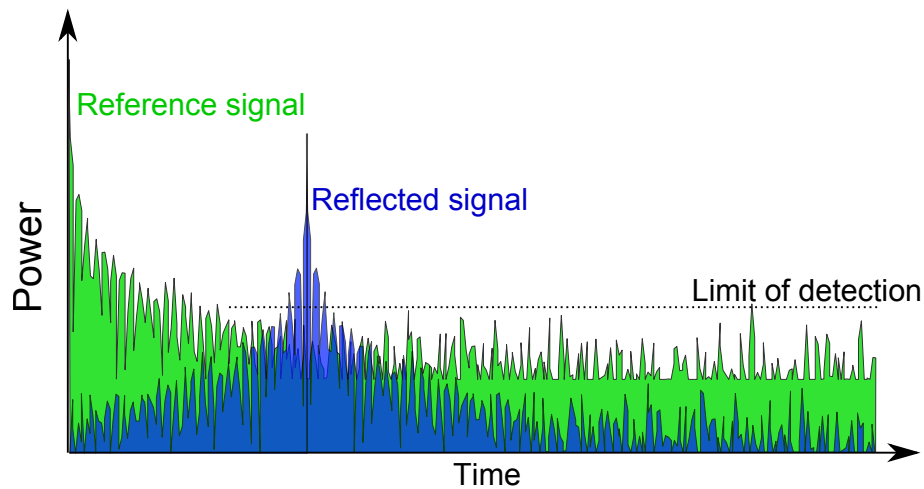
[8],[11]

1.7. Passzív radarok korlátozó tényezői

A radar eredményességének egyik fontos korlátozó tényezője, a relatíve nagy teljesítmény szinten beérkező referencia jelek által okozott elfedő hatás. A különböző adótornyoktól érkező referencia jeleket nagyságrendekkel kell csökkenteni a vett jelben ahhoz, hogy a céltárgyról érkező reflexió korrelációs csúcsa a detektáláshoz elegendően kiemelkedjen a referenciaként használt adások korrelációs függvényének küszöbszintje alól. Erre a feladatra a leghatékonyabb megoldás a referenciajelek kioltása (vagy legalább elégséges mértékben való csillapítása) a vett jelben. Ennek megvalósításához antennarendszerre és egy többcsatornás koherens vevőegységre van szükség. A referenciajel kioltásának módszerét a következő fejezetekben mutatom be.

1.8. Passzív radarok jelfeldolgozási igényei

A megfelelő dinamikataromány eléréséhez a gyakorlatban igen hosszú idő ablakon vagyunk kénytelenek elvégezni a jelfeldolgozást. A készített előzetes szimulációk alapján a DVB-T jel használatával nagyságrendileg 0.1 s-os ablakhosszra van szükség a 40 dB -es dinamikataromány megközelítéséhez. Ez 10 MS/s (MegaSample / sec) -os mintavételi sebesség esetén 1 millió mintát jelent. A keresztkorrelációt ilyen hatalmas mennyiségű mintára elvégezni már egyszer is, igen jelentős időbe telhet. A feldolgozás során azonban nem is csak egyszer, hanem több százszor kell elvégeznünk ugyanezt a műveletet a különböző Doppler-frekvenciákkal korrigált referenciajel felhasználásával. Valóságos értékekkel, a Doppler-eltolódást ± 500 Hz-re kiszámítva a számítás közel 10 percet is igénybe vehet. A számítások gyorsítására a keresztkorrelációt Fourier transzformációval jelentős mértékben gyorsíthatjuk, azonban a kétdimenziós keresztkorrelációs függvény számítása így is akár néhány percet is igénybe vehet.



1.7. ábra. Céltárgy detektálási küszöb sematikus ábrája

A radar fejlesztéséhez rendelkezésre áll egy olyan újrakonfigurálható adó-vevő egység amely tartalmaz FPGA (field-programmable gate array) áramkört is. A radar működésének kipróbálásához nagy segítséget nyújthat az említett egység. A jelfeldolgozó algoritmusok FPGA-ban való implementálásával akár közel valós időben is futtathatóak a detektálási eljárások. A passzív radarkutatás mérési elveinek fejlesztéséhez tehát kézenfekvő kihasználni a kártya által nyújtott lehetőségeket. A szóban forgó adó-vevő egység ezen kívül több egymástól független csatornával is rendelkezik, amelyek kihasználhatóak egy többcsatornás adaptív antennarendszert alkalmazó radar megvalósításához is. Az egység hátránya, hogy kizárólag középfrekvenciás, maximum néhányszor 10 MHz-es jelek koherens vételére, ezért a tesztrendszer felállításához szükséges egy olyan többcsatornás koherens vevőegység tervezése, a DVB-T adásokat a középfrekvenciás vevőegység működési frekvenciájára keveri le. A dolgozat második felében ennek a vevőegységnek a tervezését és kivitelezését mutatom be.

2. fejezet

Fázisvezерelt antennarendszerek

2.1. Antennák és antennarendszerek

Az antennák a radarok elsődleges érzékelői, amelyeken keresztül a rendszer érintkezik a környezetben terjedő elektromágneses hullámokkal. A működés szempontjából létfontosságú, hogy nagy figyelmet fordítsunk az alkalmazott antennák gondos tervezésére hiszen a radar első fokozataként óriási hatást gyakorolnak annak működésére. Egy vevő irányban működő antenna, alapvetően átmeneti struktúráként működik a szabad tér és a hullámvezető anyag között (koaxiális kábel, csőtápvonal..). Az antennák rendszerint eltérő érzékenységi tulajdonságokat mutatnak a tér különböző irányiban. Hasonlóan a sávszűrők frekvenciafüggő viselkedéséhez. Így az antennát a rádiófrekvenciás hullámok egy térbeli szűrőjének is tekinthetjük. Ennek megfelelően az antenna geometria kialakítását úgy formáljuk, hogy a sugárzási irányok megfeleljenek az igényeinknek.

Antennarendszereknek az egymástól térben elkülönített különböző geometriai konfigurációban elhelyezett antennák együttesét nevezzük. Az egyes antenna elemek által keltett hullámok egyes helyeken erősítik egymást, míg máshol kioltják egymás hatását, így létrehozva az egész antennarendszerre jellemző sugárzási karakterisztikát. Az antennarendszerek kialakításával elérhetjük, hogy a hasznos jel szempontjából kívánatos irányba nagy nyereségű, keskeny szélességű nyalábot állítsunk elő, a nem kívánatos, zavaró források irányába pedig nullhelyeket tegyünk be. Az antennatömbökkel ugyancsak megvalósítható a főnyalábbal való pásztázás is. Az ilyen módon működtetett antennatömböket nevezzük fázisvezérelt antennarendszereknek. Az ilyen rendszerek egyik fő hátránya a komplex hardver implementáció, valamint az esetlegesen használt adaptív algoritmusok nagy konvergencia ideje.

2.1.1. Antennasorok

A fejezetben röviden bemutatásra kerülnek az N elemű lineáris antennasorok. Általánosságban elmondható, hogy a valóságos antennarendszert jellemző iránykarakterisztikát a tömbre jellemző iránytényező és az elemekre érvényes sugárzási karakterisztikák szorzataként kapjuk. Az iránytényező magának az antennarendszernek a sugárzási jellemzőit írja le az egyes elemek különböző sugárzási viselkedésének figyelembevétel nélkül. Az iránytényező kizárólag az elemek geometria, egymáshoz képesti elrendezésétől és a rájuk adott gerjesztő jelektől függ.

$$\text{Teljes Iránykarakterisztika} = \text{Elem tényező} \times \text{Iránytényező} \quad (2.1)$$

A lineáris antennasor felépítését a 2.1 ábrán láthatjuk. Az elemek legyenek ekvidisztánsak és izotróp sugárzónak feltételezettek. Az antennarendszerre θ szögben beeső hullám hullámfrontja különböző időpillanatokban éri el az antennarendszer egyes elemét, ezáltal az elemeken megjelenő

jelek egymáshoz képest valamekkora fáziseltéréssel rendelkeznek. A fáziseltérés mértéke attól a távolságtól függ amit a hullámnak meg kell tenni két antennaelem között. Az egyes elemek a hullámot azonos amplitúdóval, azonban, egymáshoz képest $\Delta\varphi$ haladó fázistolással érzékelik. (Az első elem 0, a másodikon $\Delta\varphi$, a harmadikon $2\Delta\varphi$... fázistolás lép fel.)

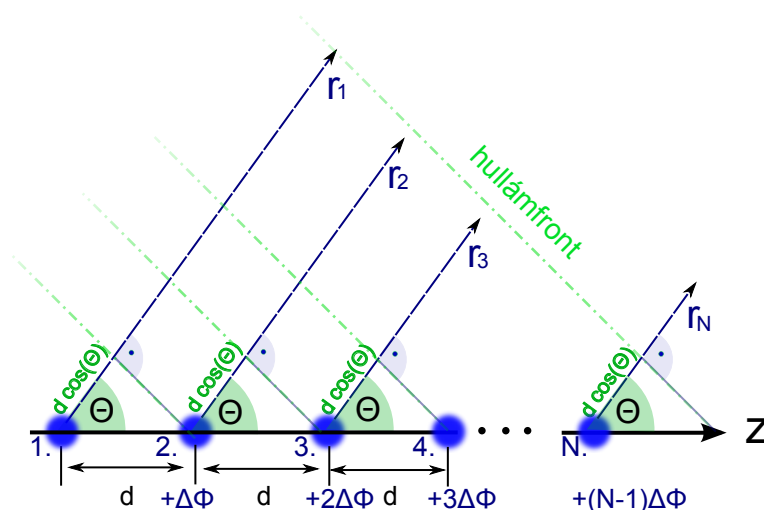
Az N elemű lineáris antenasorra érvényes iránytényező kifejezését az alábbi módon írhatjuk fel:

$$AF_N = 1 + e^{j\beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi} + e^{j2(\beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi)} + e^{j3(\beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi)} \quad (2.2)$$

A fenti egyenlet (2.2) egy mértani sor, amelynek összege felírható zárt alakban:

$$AF_N = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(\beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi)} = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi} \quad (2.3)$$

, ahol $\psi = \beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi$



2.1. ábra. N elemű antenasor geometriai elrendezése

Az iránytényező matematika alakjának felhasználásával a továbbiakban bemutatásra kerülnek azok a módszerek, amelyek felhasználásával az iránytényezőt a számunkra kívánt módon vagyunk képesek befolyásolni.

[3],[4],[10]

2.2. Fázisvezérelt antennarendszerek

Ebben a fejezetben olyan speciális gerjesztésű antennarendszereket mutatok be, amelyeknek az iránykarakteristikája működés közben változtatható. Az elemeket gerjesztő jelek progresszív fázistolásának helyes megválasztásával a főnyalábot bármely irányban irányítani tudjuk. Lineáris antenasor esetén kizárólag egy vonal mentén tudunk pásztázni, antennarácscsal azonban a főnyalábot mindkét szögkoordináta szerint eltéríthetjük. Az ilyen antennarendszerek egyik legnagyobb előnye, hogy mozgó alkatrészek nélkül képesek szkennelni a főnyalábbal, így a korszerű radaroknál előszeretettel alkalmazzák. Az antennarács elemein megfelelően megválasztva a gerjesztő együttthatók amplitúdóját kialakíthatjuk az iránykarakterisztika formáját, a fázistolások beállításával pedig irányíthatjuk azt a kívánt irányba. Az ilyen módon vezérelt antennarendszerek képesek egyidejűleg akár több céltárgy egyidejű követésére is.

2.2.1. Antennasor nyalábpozicionálása

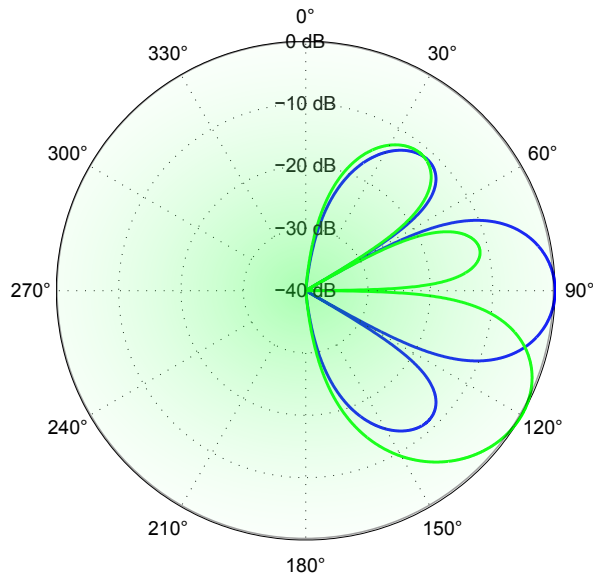
A tárgyalás során adóantenna szempontjából vizsgáljuk meg a főnyaláb eltérítésének lehetőségét. Legyen θ_0 az az irány, amelybe a főnyalábot irányítani szeretnénk ($0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$). Ahhoz, hogy az iránytényező maximumot adjon ebben az irányban, az egyes vektoroknak egy irányba kell mutatniuk, vagyis

$$\psi = \beta d \cos(\theta) + \Delta\varphi|_{\theta=\theta_0} = \beta d \cos(\theta_0) + \Delta\varphi = 0 \quad (2.4)$$

innét pedig megkapjuk a beállítandó progresszív fázistolás értékét

$$\Delta\varphi = -\beta d \cos(\theta_0) \quad (2.5)$$

Az alábbi két ábrán 2.2,2.3 egy négy elemű egyforma amplitúdógerjesztésű antennasor iránykarakterisztikája látható főirányban $\theta = 90^\circ$, illetve 30° -al elforgatva polár illetve descartes koordináta rendszerben ábrázolva. Az elsőben logaritmikusság, míg a másodikban lineáris léptékben a maximumra normalizálva.

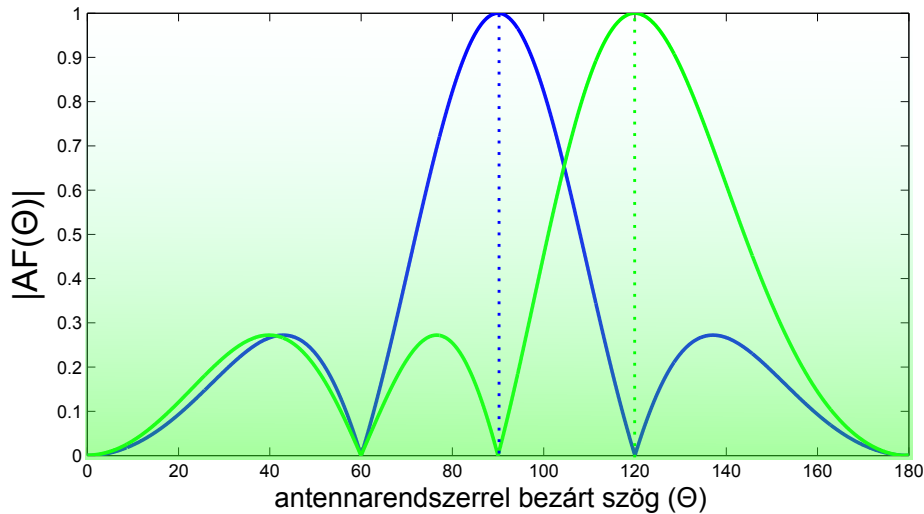


2.2. ábra. Elforgatott iránykarakterisztika polár koordináta rendszerben

[3]

2.2.2. Nyalábformálás

Az antennarendszerek nyalábformálásánál a célunk, hogy az antenna iránykarakterisztikáját elektronikus vezérléssel befolyásolni tudjuk. Az előzőekben láttuk, hogy az antennarendszerek által kialakított eredő iránykarakterisztikát befolyásolni tudjuk az elemeket gerjesztő együtthatók változtatásával. Az egyes elemek gerjesztéseinek amplitúdóját helyesen megválasztva kialakíthatjuk a számunkra ideális karakterisztika formáját, a fázisukat beállítva pedig elforgathatjuk azt a kívánt irányba. A hasznos jel irányába, irányíthatjuk a főnyalábot, a zavaró interferencia források irányába pedig nullhelyeket illeszthetünk, ezzel is növelve jel-zaj viszonyt. Ezen kívül, a nyalábforma kialakításával és folyamatos forgatásával pásztázást is tudunk végezni, ezáltal hatékonyan valósíthatunk meg jó hatásfokkal működő iránymérő rendszereket.



2.3. ábra. Elforgatott iránykarakterisztika descartes koordináta rendszerben

Digitális nyalábformálás

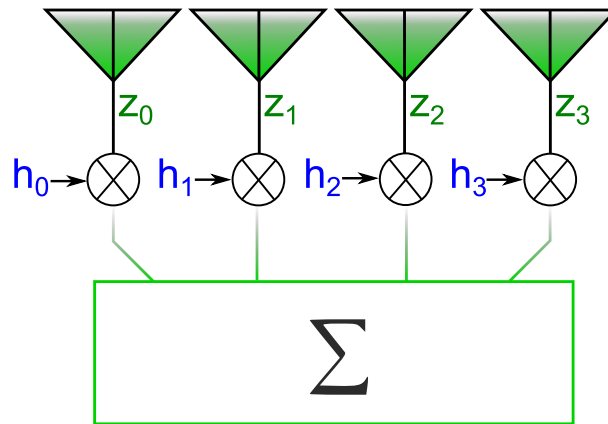
Vevőantenna szempontjából, a merőlegesen, főirányból érkező hullám azonos fázisban érkezik meg az antenna elemeire. Ha azt szeretnénk, hogy egy, a merőlegestől eltérő irányból érkező jel (θ_0) ugyanúgy tűnjön, mintha az merőleges irányból érkezett volna, nincs más dolgunk, mint az egyes antennaelemekre érkező jelek egymástól $n\beta d \cos(\theta_0)$ szögben eltérő fázistolódásait visszaforgatjuk. Az antenna elemekre érkező jeleket fázishelyesen kell vennünk, hiszen így kaphatunk csak információt a beérkező hullámok fázis helyzetéről. A vett jelet, amely a fázisinformációt is tartalmazza, egy komplex értékű vektorral tudjuk reprezentálni. Ezek után a visszaforgatást úgy tudjuk megvalósítani, hogy az antenna elemekről érkező jeleket megszorozzuk egy-egy komplex számmal, majd ezután végezzük el a jelek összegzését. A megfelelő komplex szorzó számokat alkalmazva kompenzálhatjuk az elemeken fellépő haladó fáziseltéréseket, ezáltal maximális jel-szintet kapunk θ_0 irányból is.

Fontos megállapítás, hogy vevőantennák esetében a komplex számmal való szorzást, az antennaelemek által vett jel bemintavételezése után hajtjuk végre, ami azt jelenti, hogy az antenna a térbeli szűrését egyedül a jelfeldolgozás szabja meg. Tehát ugyanazon vett jelvektort, több különböző iránykarakterisztika forgató vektorral végigszorozva, az antennarendszer úgy viselkedik, mintha egyszerre lenne, több különböző irányba fordított irányított antennánk. Jó példa lehet erre egy ház falán épült ablak, amelyre levetítődik a kinti környezet teljes képe, azonban egy mögötte álló megfigyelő ebből csak egy szeletet lát. Attól függően, hogy a megfigyelő milyen szögben néz ki az ablakon, a kinti környezet egy adott részletét fogja csak látni. Az antennára(ablakra) leképződik a teljes EM környezet, a megfigyelni kívánt irányt pedig egyedül a használt komplex szorzó vektor (az ablak mögött lévő megfigyelő helyzete) szabja majd meg. Tehát ilyen módon feldolgozva a vett jeleket, több információhoz jutunk, mintha csak egy irányított antennát használnánk. A 2.4 ábrán, egy négyelemű fázisvezérelt antennásor elvi felépítését láthatjuk.

[9]

Adaptív nyalábformálás

Adaptív nyalábformálás esetén a célunk, hogy az antenna iránykarakteristikáját az eddigiekben megismert lehetőségekkel élve úgy alakítsuk ki, hogy az a lehető legjobban illeszkedjen az aktu-



2.4. ábra. Fázisvezérelt vevőantenna rendszer elvi felépítése

ális EM környezet. Vevő antenna esetén, a főnyalábot a venni kívánt jel irányába irányítjuk, a zavaró interferencia források irányába pedig nullhelyeket illesztünk. Tehát úgy alakítjuk ki az antennáról érkező jelek feldolgozása során használt komplex súlyozó együtthatókat, hogy maximális jel-zaj viszonyt érjünk el. Az alapvető koncepció szerint, az ismert adatok függvényében egy lineáris egyenletrendszert megoldva megkaphatjuk azokat a koefficienseket, amelyek adott konfiguráció esetén a legjobb vételt biztosítják. Erre azonban a legtöbb esetben nincs lehetőség, ugyanis a vett EM környezet, a benne lévő zajjal és interferenciával együtt folyamatosan változik. A megoldás a problémára olyan adaptív algoritmusok alkalmazása, amelyek folyamatosan alkalmazkodnak a mindenkori EM környezetnek és kiszámítják azokat a súlyozó együtthatókat, amelyekkel mindig a legoptimálisabb vételhez jutunk. Az együtthatók számítása során olyan költségfüggvényeket próbálunk meg csökkenteni, amelyek inverz kapcsolatban állnak a vett jel minőségével. Így a költségfüggvények minimalizálásával a vett jel minőségét maximalizáljuk. A következő szakaszban bemutatásra kerülnek a legismertebb adaptív nyalábformáló algoritmusok. [3],[4],[9],[10]

2.3. Nyalábformáló algoritmusok

A tárgyalás során olyan nyaláb formáló módszerek kerülnek bemutatásra, amelyek a venni kívánt jel valamely paramétereinek ismeretében kiszámítják a vétel során használt súlyozó együtthatókat. Az algoritmusok folyamatosan adaptálódnak a mindenkori EM környezetnek, így biztosítva optimális vételt. Az eljárások bemutatásához vezessük be az alábbi jelölésrendszert:

- $s(t)$ - A venni kívánt jel időtartományban
- $\mathbf{S}(\theta)$ - A venni kívánt jel irányvektora. Komplex értékű sorvektor, amely a beeső hullám szögének függvényében reprezentálja az antennaelemekben lévő relatív fázisértékeket.
 $\mathbf{S}(\theta) [1 \ e^{j\beta d \cos(\theta)} \ e^{j2\beta d \cos(\theta)} \ \dots \ e^{j(N-1)\beta d \cos(\theta)}]$
- $\mathbf{I}(t)$ - A vételt zavaró interferencia jel
- $\mathbf{I}(\theta)$ - Az antennára érkező interferáló jel irányvektora

- $\mathbf{N}(t)$ - Olyan sorvektor, amely az antenna elemein lévő komplex zajt írja le.
 $\mathbf{N}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots n_n(t)]$
- $\mathbf{X}(t)$ - az antenna elemeiről bemintavételezett jel, amelynek alakja szintén komplex sorvektor.
- \mathbf{W}^H - Az antennarendszer által használt súlyozó vektor

Korrelációs mátrix. Az algoritmusok részletes taglalása előtt, vezessük be a korrelációs mátrix fogalmát, amelyet a legtöbb nyálábformáló algoritmusnál felhasználunk. Egy adott jelvektor autokorrelációs mátrixa azt adja meg, hogy a jelvektor mennyire hasonlít önmagára, tehát, azt kapjuk meg, hogy az antennaelemek által vett jelek mennyire korrelálnak egymással. A számítását az alábbi összefüggéssel végezzük el. Számítsuk ki az \mathbf{X} jelvektor autokorrelációs mátrixát.

$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots x_n] \quad (2.6)$$

$$\underline{R}_{xx} = E [\mathbf{X}\mathbf{X}^*] \quad (2.7)$$

$$E \left\{ \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^* & x_2^* & \dots & x_n^* \end{bmatrix} \right\} = E \left\{ \begin{bmatrix} x_1 x_1^* & x_1 x_2^* & \dots & x_1 x_n^* \\ x_2 x_1^* & x_2 x_2^* & \dots & x_2 x_n^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_n x_1^* & x_n x_2^* & \dots & x_n x_n^* \end{bmatrix} \right\} \quad (2.8)$$

A korrelációs mátrixot mérések alapján tudjuk meghatározni. Mivel azonban végtelen ideig nem tudunk mérni, ezért a mátrixnak, csak egy közelítését tudjuk előállítani, ami jelen esetben azt jelenti, hogy a várható érték képzést átlag számítással közelítjük.

$$R_{xx} = E [\mathbf{X}\mathbf{X}^H] \Rightarrow \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathbf{X}\mathbf{X}^H \quad (2.9)$$

2.3.1. MMSE (Minimum Mean Square Error)

Keressük azokat a súlyozó együtthatókat, amelyeket alkalmazva a vett jel a lehető legjobban megközelíti a venni kívánt hasznos jelet. Ezt úgy érjük el, hogy a két jel közötti eltérésből adódó hibafüggvény négyzetének várható értékét próbáljuk meg minimalizálni.

Az optimális MMSE súlyozó vektort a következő alakban írhatjuk fel:

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \underline{R}_{xx}^{-1} \sigma^2 \mathbf{S}(\theta) \quad (2.10)$$

Láthatjuk, hogy a komplex szorzó együtthatókat abban az esetben tudjuk meghatározni, ha ismerjük a hasznos jel teljesítményét, valamint a forrásának irányát. A forrás irányának meghatározása jól közelíthető iránymérő algoritmusok használatával, azonban a teljesítményének ismerete már okozhat problémát.

2.3.2. MSINR (Maximum Signal to Interference and Noise Ratio)

A súlyozó együtthatók meghatározására során optimalizáljuk a jel/zaj viszonyt úgy, hogy a hasznos jel irányba maximális érzékenységet alakítunk ki, a zavaró interferencia forrásokat pedig a lehető legjobban megpróbáljuk elnyomni.

Keressük tehát azokat a \mathbf{W} együtthatókat, amelyekkel maximális jel/zaj viszonyt érhetünk el.

$$\max_{\underline{W}} \left\{ \frac{S}{N+I} \right\} \quad (2.11)$$

Ezzel a feltételezéssel szintén kiszámíthatjuk a beállítandó komplex súlyozó együtthatókat, amikre levezetés nélkül a következő formulát kapjuk:

$$\mathbf{W}_{MSINR} = \mu \underline{R}_{nn}^{-1} \mathbf{S}(\theta)^* \quad (2.12)$$

A fenti optimális együtthatókat használva, maximális jel/zaj viszonyt kapunk

$$\left. \frac{S}{I+N} \right|_{max} = \mathbf{S}(\theta)^H \underline{R}_{nn}^{-1} \mathbf{S}(\theta)^* \quad (2.13)$$

, ahol \underline{R}_{nn} az antennaelemekeken mérhető zaj korrelációs mátrixa. Az algoritmussal kapcsolatban fontos megjegyeznünk, hogy a zajkorrelációs mátrix közvetlenül nem mérhető és számítható ezért a megvalósítások folyamán minden esetben a zaj és a hasznos jel együttes korrelációs mátrixát tudjuk csak előállítani. Mindazonáltal a zaj elengedhetetlenül szükséges is az eljárás működéséhez, ugyanis annak jelenléte nélkül a korrelációs mátrix nem invertálhatóvá válik és így az algoritmus összeomolhat.

[9],[10],[12]

2.4. Iránymérő algoritmusok

Az iránymérő algoritmusok használata során a célunk, hogy az antenna apertúrájára érkező jelek alapján meghatározzuk az antennát körülvevő sugárzó források irányát. Tehát, hogy kiszámítsuk azt a $PAD(\theta)$ (Power Angular Density) függvényt, amely leírja a teljesítmény eloszlását, az antennával bezárt szög függvényében, majd ezután megkeressük annak maximumait. Különböző számítási módszereket felhasználva ezt a függvényt szeretnék a lehető legpontosabban meghatározni. A hivatkozott irodalmakban számos iránymérő vagy angol nevén (DOA Direction of Arrival) algoritmus leírását találhatjuk meg, a tárgyalás során azonban most csak néhányat vizsgálunk meg ezek közül.

A részletes tanulmányozás előtt, vezessünk be néhány jelölést :

- $\mathbf{S}(\theta)$ - Kereső vektor, egy segéd változó, amely pásztázva végigfut a vizsgált szögtartományon. Az alakját tekintve megegyezik a θ irányból érkező jel irányvektorával.
 $\mathbf{S}(\theta) [1 \ e^{j\beta d \cos(\theta)} \ e^{j2\beta d \cos(\theta)} \dots \ e^{j(N-1)\beta d \cos(\theta)}]$
- $PAD(\theta)$ Az antennára beeső átlagteljesítmény sűrűségfüggvénye, amelynek dimenziója $\left[\frac{W}{rad} \right]$
- \underline{R}_{nn} - A zaj és interferencia együttes térbeli korrelációs mátrixa.
- \underline{R}_{xx} - A vett jelvektor korrelációs mátrixa

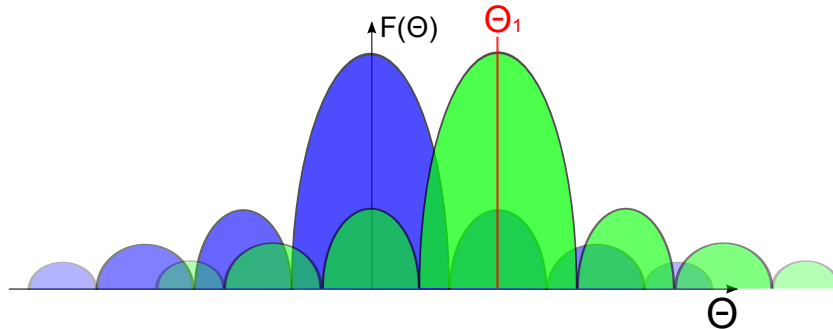
2.4.1. Bartlett(Fourier) eljárás

Az egyik legkorábban kifejlesztett ilyen iránybecslési eljárás, a konvencionális vagy más néven Bartlett becslés. A becslés ideje alatt az antenna egyenletes súlyozó együtthatókat használ.

A Bartlett iránymérésnél egyszerűen azt a képességét használjuk ki a fázisvezérelt antennarendszernek, hogy az elemeiről érkező jeleket egy meghatározott súlyozó vektorral megszorozva, elforgathatjuk annak vétel során használt iránykarakterisztikáját. Ahhoz, hogy egy θ irányból érkező jelet maximális jelszinttel vegyünk, olyan súlyozó vektort kell használnunk a jelfeldolgozás során, amellyel a beeső hullám által létrehozott haladó fázistolás értékeket visszaforgathatjuk. Tehát, a beérkező jel irányvektorának komplex konjugáltját.

$$\mathbf{W}(\vartheta) = \mathbf{S}(\vartheta)^* \quad (2.14)$$

Az iránybecslést úgy végezzük el, hogy a súlyozó vektorok értékének folyamatos változtatásával végigpásztázunk a főnyalábbal (mint térbeli szűrővel), miközben a vett teljesítményértékeket megmérjük. A mérés hasonlatos ahhoz, amikor egy irányított antennával lassan körbefordulunk, úgy hogy minden egyes szögértékhez feljegyezzük az éppen aktuális antennáról lejövő teljesítményszintet. A mérés nem ad teljesen pontos eredményt, ugyanis egy adott szögre fordulva a főnyalábbal, a mért teljesítményt nem egyedül a főnyaláb irányából érkező jel adja, hanem ehhez hozzáadódik, a melléknyalábokon keresztül beszűrődő források energiája is. Következésképpen, az iránymérés felbontóképessége, függ az antenna főnyalábjának szélességétől (Rayleigh felbontás) és az iránykarakterisztika alakjától.



2.5. ábra. Bartlett iránymérés

A módszert alkalmazva a teljesítmény szögbeli eloszlását az alábbi képlet segítségével számíthatjuk ki:

$$PAD(\theta)_{Bartlett} = \mathbf{S}(\theta)^H \underline{\underline{R}}_{xx} \mathbf{S}(\theta) \quad (2.15)$$

A Bartlett becslés eredménye nem más, mint az $\underline{\underline{R}}_{xx}$ térbeli korrelációs mátrix Fourier transzformáltja. A becslést ezért is hívják másnéven Fourier becslésnek.

A 2.5 ábrán egy illusztrációt láthatunk az eljárás működéséről. A késsel jelölt iránykarakterisztika az egység súlyozással kialakított iránykarakterisztika, a zöld pedig annak egy eltolt változata, amelynek főiránya éppen a θ_1 irába mutat. Látható, hogy a maximális jelszintet a zöld iránykarakterisztika alkalmazásakor kapjuk, azonban miközben végigpásztázunk a főnyalábbal, a θ_1 irányból érkező jel beszivárog a többi iránykarakterisztika melléknyalábjain. Ezáltal romlik az iránymérés dinamikatarományja. A mérésnek ezenkívül van még egy problémája. Mivel a korrelációs mátrixot csak véges mennyiségű mért adatból határozom meg, ezért nem kapok teljes képet a környezetről sem.

2.4.2. Capon

A Bartlet becslés során olyan súlyozó együtthatókat választottunk a pásztázás során, amellyel a maximális jelszintet tudtuk venni az adott irányban. Vagyis a célunk a kimeneti teljesítmény maximalizálása volt. A Capon, vagy minimum variancia módszer lényege abban áll, hogy a jelteljesítmény maximalizálása helyett a jel/zaj viszonyt optimalizálását próbáljuk meg elérni. Ezt úgy tesszük, hogy az antenna iránykarakterisztikáját elektronikusan végigforgatva, minden egyes szögre elvégezzük a fentiekben bemutatott MSINR nyálábformálást. Ennek következtében kiszűrjük a melléknyálábokon beszűrődő és az egyéb mérési eredményt meghamisító jeleket. Mindezt azzal a megszorítással tesszük, hogy a vizsgált jel átvitele egységnyi legyen. A jelre megalkotott feltételt figyelembe véve a jel/zaj viszony értéke

$$\frac{S}{I + N} \Big|_{max} = \frac{1}{\mathbf{I}(\theta) + \mathbf{N}(\theta)} \Big|_{max} = \frac{1}{PAD(\theta)} \Big|_{max} = \mathbf{S}(\theta)^H \underline{\underline{R}}_{nn}^{-1} \mathbf{S}(\theta) \quad (2.16)$$

A zaj és az interferencia együttes értéke nem más, mint a mérendő EM környezet. Behelyettesítve majd átrendezve, kapjuk a Capon becslés eredményét.

$$PAD(\theta)_{Capon} = \frac{1}{\mathbf{S}(\theta)^H \underline{\underline{R}}_{nn}^{-1} \mathbf{S}(\theta)} \quad (2.17)$$

Érdeemes megemlítenünk, hogy a Capon becslés eredményeképpen nem a teljesítmény szögbéli eloszlását kapjuk, mint ahogyan az a Bartlett algoritmusnál történt, mivel a fiktív jel teljesítményét egységnyire választottuk és így a mért jel/zaj viszony reciprokát kapjuk. A mérés során voltaképpen, minden szögpozíció esetén adaptív módon kiszámítjuk azt az optimális $F(\theta)$ iránykarakterisztikát, amellyel θ irányból érkező jelet a legnagyobb jel/zaj viszonytalánnyal vesszük. Majd ezeket az értékeket kapjuk meg eredményként. A becslés egyik fontos követelménye, hogy mért korrelációs mátrix ne legyen szinguláris, azaz invertálható legyen. (Megemlítendő, hogy léteznek módszerek, amelyekkel a mátrix ilyen esetekben is invertálhatóvá tehető.)

2.4.3. MEM (Maximális Entrópia Módszer)

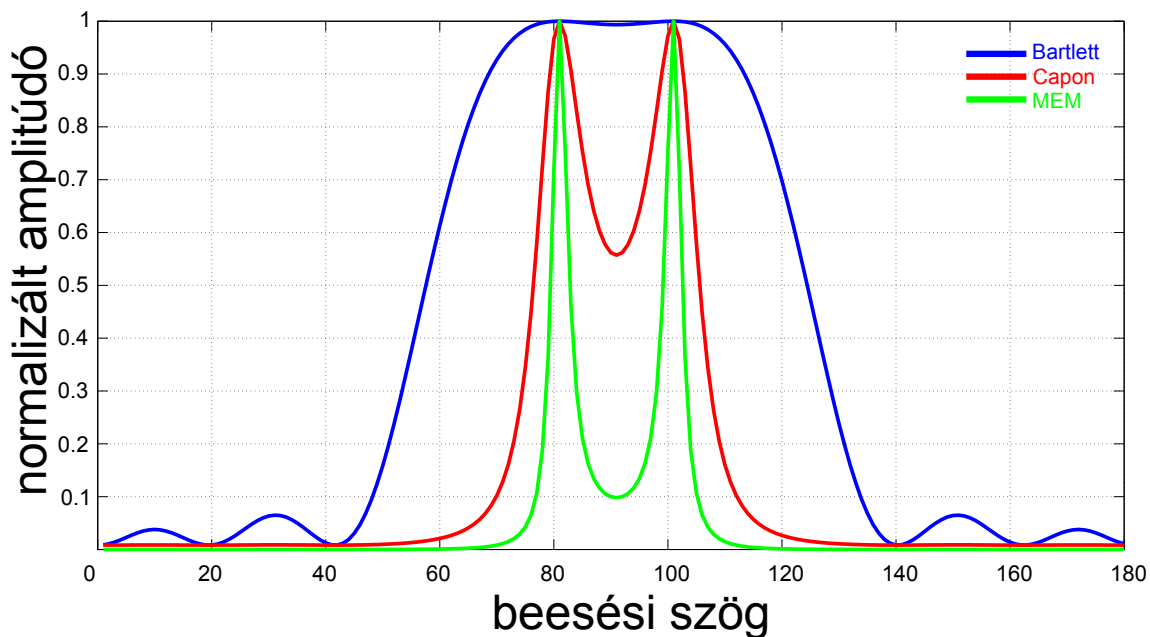
A maximum entrópia módszer vagy más néven Burg módszer hasonlóképpen működik, mint a fent bemutatott Fourier becslés, tehát a teljesítmény szögbéli eloszlását a korrelációs mátrix Fourier transzformáltjaként állítja elő, azzal a megkötéssel, hogy annak entrópiáját maximalizálja. A Fourier becslés során az autokorrelációs mátrix ismeretlen értékeit önkényesen nullának vettük, amellyel ezáltal eltorzítottuk a becslést. A maximális entrópia módszer számítása során ezt a hibát szeretnénk kiküszöbölni úgy, hogy maximális bizonytalansággal élünk a nem ismert információkra vonatkozóan, a mért adatokat pedig teljes egészében torzítás nélkül használjuk fel. A bizonytalanság mértéke az entrópia, amelynek maximalizálásával teljesíthetjük a kívánt feltételeket. Abban az esetben, ha ismernénk az autokorrelációs mátrixot teljesen pontosan és nem pedig mért értékekből próbálnánk meg közelíteni az értékét, akkor a konkrét teljesítmény sűrűségfüggvényt közvetlenül előállíthatnánk Fourier transzformációval. A mérés során tehát olyan függvényeket keresünk, amelyek maximális entrópiával rendelkeznek az ismeretlen adatokra vonatkozóan. A maximum entrópia módszer számítását az alábbi összefüggéssel végezhetjük el:

$$PAD(\theta)_{MEM} = \frac{1}{\mathbf{S}(\theta)^H \mathbf{r}_j \mathbf{r}_j^H \mathbf{S}(\theta)} \quad (2.18)$$

,ahol r_j az $\underline{\underline{R}}_{xx}$ térbeli korrelációs mátrix inverzének egy oszlopa. A ME módszer a Capon módszernél is jobb felbontással rendelkezik. [3],[4],[5],[9],[12],[6],[10]

2.5. Nyalábformáló és iránybecslő algoritmusok szimulációja

A bemutatott digitális nyalábformálás, valamint az adaptív algoritmusok kipróbálásához elkészítettem egy MATLAB kódot, amellyel a fent ismertetett eljárások működése tesztelhető szimulációs szinten. Az ábrán a előzőekben bemutatott iránybecslő algoritmusok szimulált eredményeit láthatjuk két egymástól 20° fokra elhelyezett forrás esetén. Az ábráról azonnal kitűnik, hogy a legnagyobb dinamikatarománnyal rendelkező eredményeket a Maximum Entrópia Módszer adta vissza.



2.6. ábra. Matlab szimuláció az iránybecslő algoritmusokra

A későbbi fejezetekben bemutatott eljárásokhoz ezért célszerű lesz majd ezt a módszert alkalmazni a forrás irányának meghatározásához.

A szimuláció MATLAB forráskódja, a függelékben megtalálható.

[6]

3. fejezet

Fázisvezérelt passzív koherens radar

A jelenlegi folyó passzív radar kutatások legfőképpen a detektáláshoz használt jelfeldolgozó eljárásokra koncentrálnak és viszonylag kevés figyelem fordul a rendszer hardveres támogatásának fejlesztésére. A fázisvezérelt antennarendszerek pedig számos olyan problémára nyújtanak megoldást rendszerekben, amelyek hagyományos antennák alkalmazása mellett még igen bonyolult jelfeldolgozó eljárások használatával sem érhetőek el. A többcsatornás antennarendszerek a hagyományos egycsatornás rendszerekhez képest jóval több információt gyűjtenek be a körülöttük lévő elektromágneses környezetről illetve a közegben terjedő hullámokról. A hullámokról olyan információkhoz jutunk, amelyek legfőképpen a hullámok térbeli terjedési irányaira illetve eloszlására jellemzőek. Ezen többletinformáció ismeretében képesek vagyunk a rádiófrekvenciás hullámok térbeli feldolgozására.

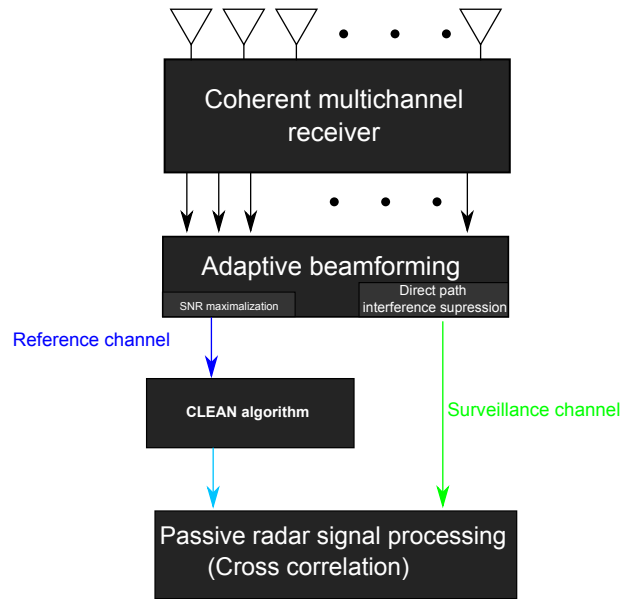
A passzív antennarendszerről érkező jelek csatornánkénti feldolgozásával az antennarendszer vérteli irányban működő iránykarakterisztikáját vagyunk képesek manipulálni. A venni kívánt jelek irányába nagy érzékenységgű keskeny nyalábokat tudunk kialakítani, míg a nemkívánatos zavaró jeleket pedig hatásosan csillapíthatjuk. Egy radarrendszer esetén ez azt jelenti, hogy olyan nyalábokat tudunk kialakítani amelyek folyamatosan képesek követni mozgás közben is a céltárgyakat, ezáltal biztosítva a detektáláshoz szükséges jelszintet. A nyalábtérben való jelfeldolgozás használatával emellett lehetőségünk nyílik a szándékos zavaró források, interferenciák, vagy akár a statikus tereptárgyakról visszaverődő nagy szintű jelek elnyomására.

A fejlesztés fő célja, a passzív elven működő radarok hatékonyságnövelési lehetőségének vizsgálata fázisvezérelt antennarendszer használatával.

3.1. Adaptív antennarendszer használata passzív radar alkalmazásokban

Az aktív rendszerű radaroknál már jól kiforrott nyalábpásztázó és adaptív nyalábformáló technikák egyszerű implementálása mellett szükség van a módszerek olyan egyedi testreszabására, amellyel azok effektíven képesek felvenni a versenyt a passzív radarok működése során felmerülő nehézségekkel.

A passzív radarok maximális hatótávolságának egyik legnagyobb korlátozó tényezője, a nagy teljesítményű direkt úton érkező referenciajel által okozott elfedési jelenség. Azt a reflexiót, amely teljesítményszintje a direkt úton érkező referenciajel vett teljesítményszintje alá kerül, a referenciajel korrelációs függvényének dinamikartományával, azt a rendszer már nem képes detektálni. Ez esetben a vett jelben lévő referenciajel elfedi a céltárgyról visszaverődött reflexiót. A probléma kiküszöbölésére a detektáláshoz két különböző csatornát használunk fel, amelyek



3.1. ábra. Adaptív nyalábformáló rendszer passzív radar alkalmazásban

közül az egyik tisztán csakis a referenciajelet tartalmazza, a másik csatorna pedig kizárólag a céltárgyról érkező reflexiókat. A gyakorlatban ez egy legalább kételemű antennarendszer használatával valósítható meg. A két antenna közül az egyiket közvetlenül az adótoronyra irányítjuk, a másikat pedig ettől eltérően a megfigyelni kívánt területre. Ezek után a céltárgy csatorna jelét az alapkoncepció szerint úgy állítjuk elő, hogy a megfigyelési területre irányított antenna jeléből fázishelyesen kivonjuk az adótoronyra irányított antenna jelét. Így viszonylag egyszerűen előállíthatjuk a kívánt jelekkel üzemelő referencia és céltárgycsatornákat. Ennél jóval kifinomultabb az megoldás melynek során egy több elemből álló antennasor és nyalábformáló algoritmusok segítségével állítjuk elő a két csatornát. Az eljárás működését a 3.1 ábra mutatja be. Az antennarendszerről érkező jeleket egy koherens többcsatornás vevőegység lekeveri alapsávra majd elvégzi az analóg csatornák mintavételezését. A vevőegység feladata az antennákról érkező jelek fázishelyes egyidejű vétele és digitalizálása. Az RF jelek előkészítése után az egyes csatornák feldolgozásával a nyalábformáló algoritmusok két kimeneti csatornát állítanak elő amelyek megfelelnek referencia és a céltárgy csatornáknak. A nyalábformáló algoritmusok az előzőekben leírt elvárásoknak megfelelően szintetizálják a két csatornához tartozó nyalábformát. A referenciacsatorna jelét ,amely már a csak az adótoronytól származó műsorszóró jelet tartalmazza átvezetünk egy simító algoritmuson ami a referenciajel autokorrelációs függvényét hivatott megtisztítani a jel struktúrájából adódóan megjelenő korrelációs csúcsoktól. A referenciajel megtisztításáért felelős módszerrel jelen dokumentumban nem foglalkozom.

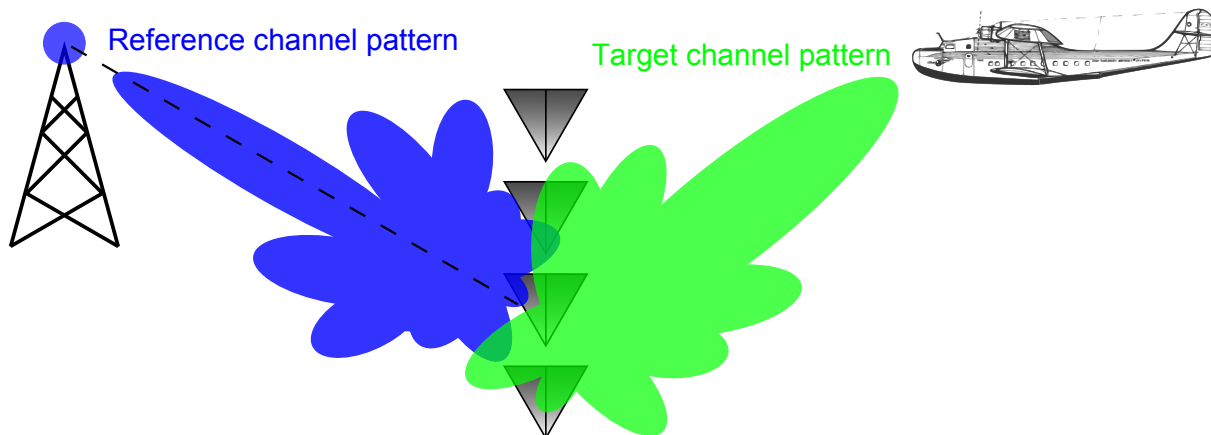
A két különböző csatorna előállítása után nincs más dolgunk, mint elvégezni az 1.5 szakaszban bemutatott detektálási eljárást. Mivel a céltárgycsatorna már nem, vagy csak igen alacsony teljesítményszinttel tartalmazza a referenciajelet, ezért a keresztkorreláció kiszámítása során nem fogja kimaszkolni a reflexiók okozta korrelációs csúcsokat ezáltal drasztikusan megnő a rendszer hatótávolsága.

3.2. Nyalábformálás

A DPIS (Direct Path Interference Supression) eljárás a céltárgycsatorna, referenciajeltől való megtisztítását végzi el. A egyszerű jelkioltáson kívül a módszer a nyalábformálás felhasználá-

sával ugyancsak elvégezheti a reflexiók észlelését megnehezítő jelek kiszűrését, vagyis a jel-zaj viszony növelését. A referenciacsatorna előállításánál a célunk az antennarendszer segítségével egy olyan szűrt jel elkészítése amely a felhasználni kívánt adótorony kisugárzott jelén kívül semmilyen egyéb más jelet nem tartalmaz. A kiszűrendő zavaró jelek származhatnak egyéb műsorszóró adótoronyoktól, reflexiókról a tereptárgyokról vagy a repülőgépekről vagy akár szándékos radarzavaró jelektől is. Ezeknek a jeleknek a kiszűréséhez célszerűen olyan iránykarakterisztikát kell kialakítanunk amely keskeny éles főnyalábbal, a venni kívánt adótorony irányába, az eltüntetni kívánt zavaró források irányába pedig nullhelyekkel rendelkezik. A A 2.3.2 szakaszban bemutatott MSINR nyalábformáló algoritmus éppen az ilyen esetekben nyújt optimális megoldást. A referenciacsatorna iránykarakterisztikájának elkészítése mellett a céltárgycsatorna jelét is praktikusán adaptív nyalábformálással tanácsos elkészíteni. A céltárgycsatorna iránykarakterisztikájában nullhelyet illetve nullhelyeket illesztünk a megvilágító forrásként használt műsorszóró adótoronyok irányába. Az adótoronyok pontos relatív irányát az antennarendszer síkjához képest célszerűen iránybecslő algoritmusokkal tudjuk meghatározni. Az adótoronyok relatív irányát később felhasználjuk a referenciacsatorna előállításánál használt MSINR algoritmusnál valamint céltárgycsatorna nullhelyillesztési algoritmusánál is.

Egy kiforrottabb rendszer esetében hasonló módszerekkel több különböző céltárgycsatorna

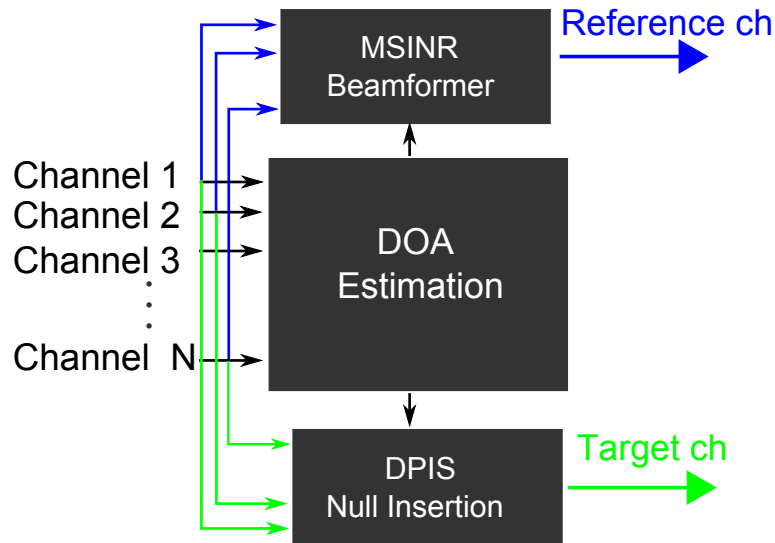


3.2. ábra. Passzív radar nyalábformái

is szintetizálható, melyek mindegyike a DPIS megvalósításán túl olyan iránykarakterisztikákat alakít ki a csatornákra, melyek a mozgó céltárgyakat folyamatosan képesek követni nagy nyereségű keskeny nyalábokkal. A fennmaradó erőforrások kihasználásával emellett a rendszernek lehetősége nyílna olyan nyalábot is előállítani, amelynek célja, a pásztázással újabb céltárgyak felkutatása.

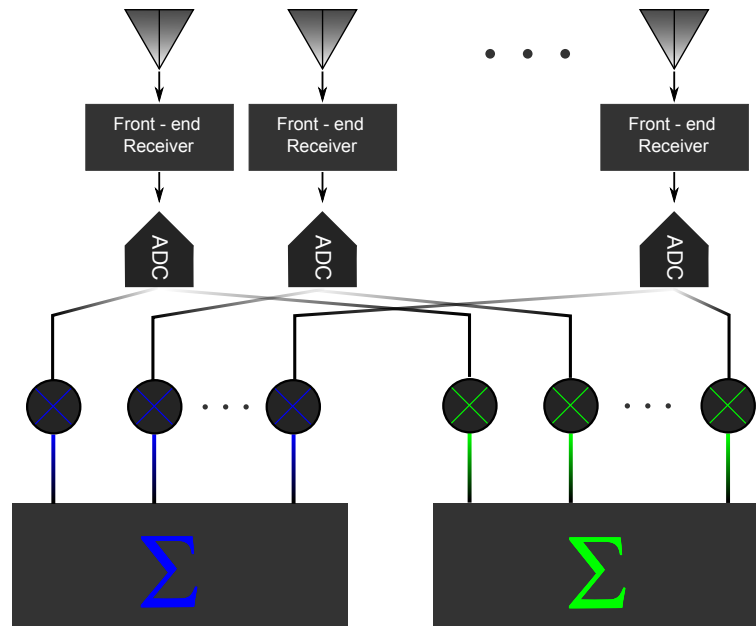
3.2.1. Passzív radar digitális nyalábformálása

A nyalábformálás megvalósítása történhet digitális és analóg módon is. Az analóg nyalábformálás a csatornába beépített analóg fázistolók, csillapítók és összegzőhálózatok használatával oldható meg még az analóg digitális átalakítók előtt. A digitális nyalábformálás ezzel szemben a konverterek után a digitális jelek feldolgozásával történik. A digitális nyalábformálás egyik nagy előnye az analóg változattal szemben, hogy a hardveres követelményei jóval gyengébbek, ezenkívül a digitalizált csatornákból előállítható vételi iránykarakterisztikák számát egyedül a jelfeldolgozó kapacitás korlátozza. A digitális nyalábformálást és ezzel a vétel során használt iránykarakterisztikák kialakítását ugyanis úgy végezzük el, hogy ugyanazon digitális jeleket más-más komplex



3.3. ábra. Digitális nyalábformálás megvalósítása

vektorokkal szorozzuk meg. Az egyes komplex vektorok együtthatóit pedig a nyalábformáló algoritmusok segítségével számítjuk ki.



3.4. ábra. Digitális nyalábformáló hálózat sematikus ábrája

A digitális nyalábformáló hálózat felépítését a 3.3 ábra szemlélteti. Az antennáról érkező jeleket az RF front-end egységek erősítik, szűrik valamint lekeverik alapsávra ahol a digitális analóg átalakítók konvertálják a vett jeleket. A referencia és céltárgycsatornák előállítása a továbbiakban az antennákról érkező csatornák digitális jeleinek csillapításával, fázistolásával majd az összegező hálózatra adásával történik. A jelek előállítását a következő matematikai összefüggés írja le:

$$Y(t) = \mathbf{X}(t) * \mathbf{W}_{MSINR}(t) \quad (3.1)$$

$$Y_{reference}(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) * W_{MSINR}(t)_i \quad (3.2)$$

, ahol $Y_{reference}$ a referencia csatorna jele ami egy skalár értékű időfüggvény, N az antennarendszer csatornáinak száma, $x_i(t)$ a vett jel i -edik csatornájának komplex jelértéke, a W_{MSINR}_i pedig a nyalábformáló algoritmus komplex együtthatójának i -edik értéke. A céltárgycsatorna jele hasonlóképpen írható fel:

$$Y_{target}(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) * W_{DPIS}(t)_i \quad (3.3)$$

A digitális nyalábformálás viszonylag egyszerű megvalósíthatósága miatt a passzív radar adaptív nyalábformálásának kipróbálására ezért ezt az módszert implementálom. A következő fejezet a rendszer front-end egységének tervezését és gyakorlatban való kivitelezését mutatja majd be.

3.2.2. DPIS megvalósítása direkt analóg nyalábformálással

Habár az imént bemutatott digitális módon elvégzett direkt jel kioltás igen eredményesen képes működni, a módszer analóg módon való kiegészítő megvalósítása tovább növelheti a teljes rendszer hatékonyságát. A direkt úton érkező jel antennarendszeren fellépő teljesítményszintje meghatározza a csatornába beépíthető illetve bekapcsolható maximális erősítés értékét, ugyanis a legmagasabb teljesítményszinttel érkező referenciajelnek sem szabad az analóg-digitális konvertereket túlvezérelnie. A beállított csatorna erősítés és az ADC dinamikatartománya megszabja azt a minimális teljesítményszintet amit a rendszer még érzékelni tud. Tehát az imént említett okok miatt a minimálisan érzékelhető teljesítményszint minél lejjebb nyomását a referenciajel magas szintje korlátozza. Az ADC bemenetén megjelenő referenciajel teljesítményszintjét a többi hasznos jel csillapítása nélkül ismét nyalábformálás alkalmazásával tudjuk csökkenteni. Mivel a nyalábformálást még az ADC-k előtt kell elvégeznünk ezért egyértelműen ezt analóg módon kell kivitelezni. Az antennákról érkező jeleket két csatornára bontjuk, majd az egyik csatornába analóg fázistolókat és csillapítókat építünk be. Az analóg csillapítók és fázistolók értékét a kívánt iránykarakterisztika megvalósításához szükségesen állítjuk be, majd a jeleket összegezzük. Az így létrejövő analóg jelben voltaképpen a fentiekben ismertetett DPIS-t valósíthatjuk meg még az analóg-digitális konverzió előtt. Ezek után nincs más dolgunk, mint digitalizálni a nyers és a referenciajeltől mentesített analóg csatornákat.

A most bemutatott analóg direkt jel kioltással a dolgozat további részében nem foglalkozom.

4. fejezet

Többcsatornás koherens vevőegység tervezése és megvalósítása

A működési elv gyakorlatban való kipróbálásához, mind a hardveres, mind pedig a szoftveres támogatás kidolgozása is szükségszerű. A hardveres támogatás magában foglalja a jelek többcsatornás vételéhez szükséges antennarendszert és az ahhoz tartozó koherens vevő egységet. Az antennarendszer tervezése folyamán fontos, hogy olyan elemstruktúrát és antennaelem típust válasszunk meg, amely segítségével a majd későbbiekben használt nyalábformáló algoritmusokkal a számunka kívánt iránykarakterisztikákat tudjuk kialakítani. A vevőrendszer szempontjából elsősorban a csatornák együtt futása a legfontosabb tervezési szempont, ugyanakkor az egyes csatornák érzékenysége is komoly hatást gyakorol a rendszer teljesítőképességére. A fázisvezérelt antennarendszer működtetéséhez szükség van egy olyan többcsatornás vevőegységre amely a jelenleg működtetett DVB-T adótornyok működési frekvenciatartományából a rádiófrekvenciás jeleket alapsávra tudja transzponálni, valamint azokat digitalizálni is tudja a későbbi jelfeldolgozó algoritmusok számára. A fejlesztés során rendelkezésre állt egy többcsatornás középfrekvenciás adó-vevő egység (a 4.2 szakaszban részletesen bemutatásra kerül), amely néhányszor 10 MHz-es tartományban képes a jelek vételére és digitalizálására. Az eszköz felhasználása mellett a működési elv vizsgálatához, így már csak egy többcsatornás RF front-end egység szükséges. A fejezetben ennek a vevőegységnek a tervezéséről és kivitelezéséről lesz szó.

Az RF front-end modul az antennarendszer egyes antennaelemiről érkező jeleket egymástól függetlenül kondicionálja valamint elvégzi a csatornák lekeverését. Az ilyen módon létrehozott csatornáknak (független jelutaknak), továbbá a rajtuk végzett műveleteknek egymáshoz képest tökéletesen szinkronban kell lenniük.

Az egyes csatornák eredő átvitele mind amplitúdóban mind pedig fázisban a lehető legjobban meg kell egyezzen a később használandó eljárások minél tökéletesebb működéséhez.

4.1. Rendszer specifikáció

A koherens vevőegység megtervezéséhez első lépésként a rendszer specifikációját szükséges felállítani.

Az Antenna Hungária által közzétett lefedettség adatok alapján a telepített DVB-T adótornyok az alábbi frekvenciatartományokon sugároznak.[13] ¹

Az RF egységek működési frekvenciáját az üzemeltetett DVB-T adótornyok adási frekvenciája határozza meg. A sáv teljes vételéhez ez a tartomány 480 MHz – 800 MHz-re adódik.

¹A táblázatban feltüntetett frekvencia értékek a 2013-as éve nyarán közzétett értékeket tükrözik

DVB-T	
Multiplex	Frekvenciasáv
A Multiplex	498-850 Hz
B Multiplex	482-770 Hz
C Multiplex	610-858 Hz

4.1. táblázat. Antenna Hungaria által üzemeltetett DVB-T adók működési frekvenciái

(A 800 MHz felett üzemeltetett adótornyok adásfrekvenciát a digitális átállás után áthelyezik alacsonyabb frekvenciákra) A használható középfrekvenciás sávot az adatgyűjtésre használt (később ismertetett 4.2) NI5641R adó-vevő egység tulajdonságai szabályák meg. Az adatgyűjtőként használt adó-vevő egység mintavételi frekvenciája, valamint az azt megelőző aluláteresztő szűrő vágási frekvenciája alapján, az adatgyűjtés lehetséges lenne az első Nyquist zónából (0 – 50 MHz) valamint a második Nyquist zóna alsó feléből (50 – 80 MHz). Az esetlegesen felmerülő interferenciák elkerülése végett a középfrekvenciát 40 MHz- re választottam. A DVB-T jel sávzélessége alapján a vevőegység középfrekvenciás sávzélessége 10 MHz. A KF sávzélességet azért nem szükséges keskenyebbre választani, mert a digitalizáló egység ennél jóval nagyobb analóg sávzélességgel dolgozik, ezért a jel keskeny sávra szűrése később digitális módon is megvalósítható jóval meredekebb és pontosabb szűrőkkel is. A rendszer bemeneti reflexiójának minimálisan elévált értéke –10dB, ekkor az antennákról érkező jel legalább 90%-a bejut a vevőegységbe, ami már kielégítőnek mondható. A vevőlánca szükséges erősítés meghatározásához kiszámítottam az adótornytól érkező referenciajel hozzávetőleges teljesítményszintjét az alábbi képlet felhasználásával.

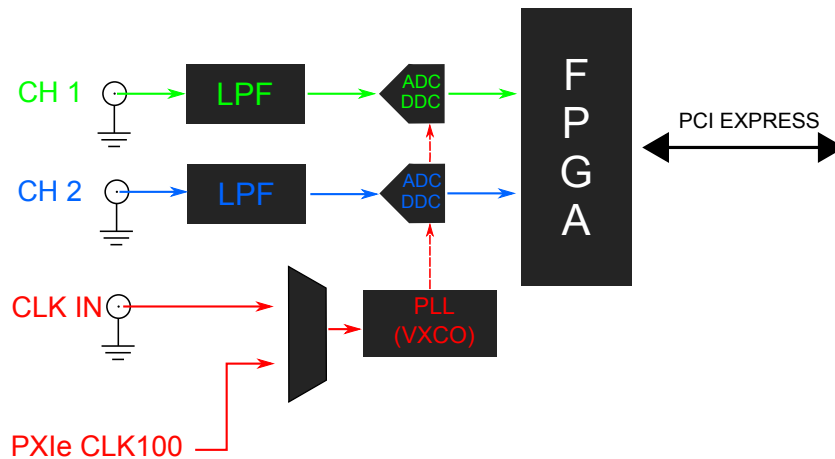
$$P_{reference} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2} \quad (4.1)$$

Egy 100 kW- os adó esetén 10 km-es távolságban ez körülbelül –30 dBm–40 dBm -et jelent. ($G_t = G_r = 1, \lambda = 0.5 \text{ m}, L = 10 \text{ km}$) A digitalizáló egységét +8.5dBm- es jelszinttel a bemenetén tudjuk maximálisan kihasználni. Ekkor az analóg digitális konvertereket még nem vezéreljük túl és ezzel együtt az átalakítók teljes dinamikatarományát ki tudjuk használni. Ezek alapján megszabható a minimálisan szükséges erősítés, ami 40 dB -re adódik. A továbbiakban vizsgált rendszer paraméterek az egység érzékenységre hatnak számottevően. A vevőegység megvalósításának elsődleges célja a nyalábformálás passzív radarokban való felhasználásának kivizsgálása, ezért a fejlesztése során nem cél az egyes csatornák vételi érzékenységre való kiélelése. A csatornák zajtényezőjére és torzítási paramétereire ezért nem fogalmazok meg túlságosan erős kritériumokat sem.

A rendszert így az alábbi paraméterekkel specifikálhatjuk:

RF frekvenciasáv	480 MHz - 800 MHz
KF frekvenciasáv	35 MHz - 45 MHz
Minimális Bemeneti reflexió (RL)	10 dB
Minimális csatorna erősítés	40 dB

4.2. táblázat. Rendszer specifikáció



4.1. ábra. NI 5641R blokkvázlata

4.2. NI 5641R adó-vevő modul

A fázisvezérelt elven működő passzív radar kutatásához és fejlesztéséhez rendelkezésre állt a Radarkutató Csoport és Mikrohullámú Távérzékelés laboratóriumában (V1 504) kettő darab National Instruments által gyártott adó-vevő egység valamint a hozzá tartozó PXI Express vezérlő és adattovábbító egység.

Az eszköz alapvetően középfrekvenciás jelek mintavételezésére és jelfeldolgozására szolgál. Egy adott adó-vevő kártya kettő-kettő darab koherens adó illetve vevő láncal rendelkezik. Az egyes csatornák vevőláncainak blokkvázlat szintű felépítését a 4.1 ábrán láthatjuk. A középfrekvenciás jel először egy aluláteresztő szűrőre kerül, amely vett magasabb Nyquist zónában lévő jelek alapsávba való átlapolódását hivatott megakadályozni. A nem kívánatos magasabb frekvenciájú jelösszetevők szűrése után a vett jel az analóg-digitális konverterre (ADC) kerül. Ezek után a jel közvetlenül (egy IC token belül) a direkt digitális konverterre (DDC) jut, amely elvégzi a digitális jel alapsávra való lekeverését, szűrését, decimálását és ezzel előállítja a vett jel alapsávi komplex szám alapú reprezentációját (IQ minták).

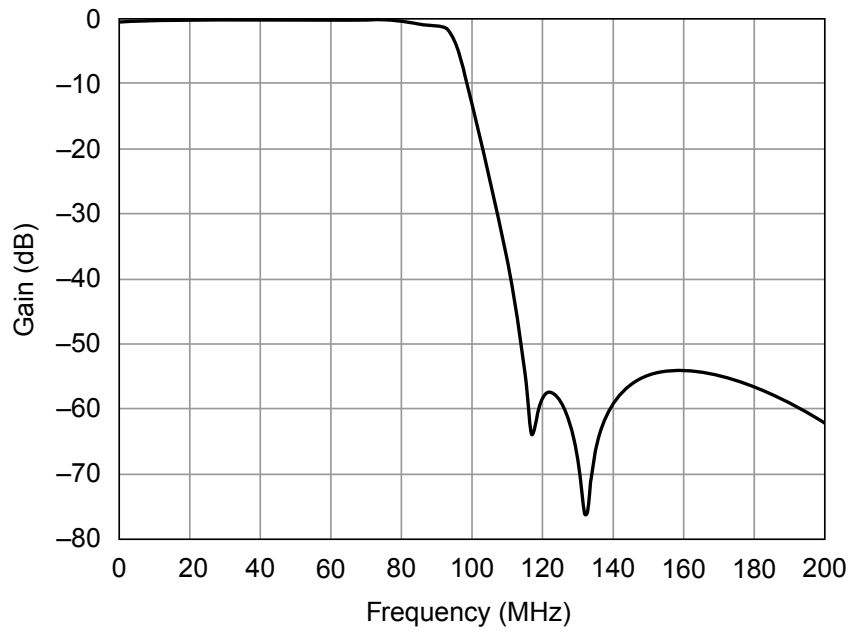
Az egyes csatornák jeleit a DDC áramkörök a egy FPGA-ra továbbítják ahonnan a csatornák digitalizált jelei továbbítódnak a jelfeldolgozást futtató számítógépre. Az egyes adó vevő kártyák összeszinkronizálására a kártyákat befogadó alaplapi kártyán elhelyezett központi órajelforrásról illetve a kártyák dedikált órajel bemenetéről van lehetőség. A két adóvevőkártya közös órajelről való járatásával egy négycsatornás szinkron középfrekvenciás vevőegységet kapunk.

A kártya lényegesebb paramétereit az alábbi táblázat foglalja össze:

ADC bitszám	14 bit
Mintavételi sebesség	30 MS/s - 100 MS/s
Jelszint a maximális kivezérléshez	8.5 dBm
Bemeneti reflexió	< -15 dB
Maximális KF sávszélesség	20 MHz
Átviteli sáv hullámossága	< 0.5 dB
Csatorna áthallás	< -60 dB

4.3. táblázat. Rendszer specifikáció

A gyártó által közzétett átviteli karakterisztika az alábbi 4.2 ábrán látható.

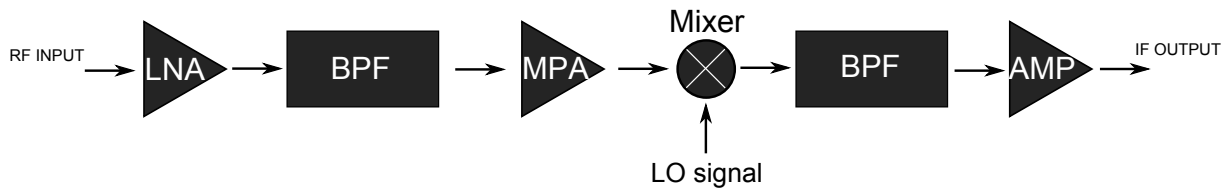


4.2. ábra. NI 5641R átviteli karakterisztikája széles frekvenciatartományban
Forrás : [14]

[14]

4.3. Többcsatornás koherens RF front end modul

Az RF jelek vételéhez szükséges egy négy csatornás RF front end egységre, amely a elvégezi az RF jelek megfelelő kondicionálását valamint a középfrekvenciára való lekeverést az NI5641R többcsatornás középfrekvenciás vevőmodult megelőzően. A megfelelő szintű működés biztosításához egy jól átgondolt vevőstruktúra tervezése szükséges.



4.3. ábra. UHF front end felépítésének sematikus ábrája

A front end egység legfontosabb feladata a fentiekben specifikált erősítés, a megfelelő frekvencia szelektivitás, és a középfrekvenciára való lekeverés biztosítása a zajtényező valamint a torzítási termékek minimális szinten tartása mellett.

A vevőlánc felépítését a 4.3 ábra szemlélteti. Egy több fokozatból álló rendszer eredő zajtényezőjét a 4.2képlet alapján írhatjuk fel. Amint az a formulából is kitűnik a front end egység eredő zajtényezőjét dominánsan az első fokozat zajtényezője határozza meg, ugyanis az utána lévő fokozatok zajtényezője már leosztódik az azokat megelőző egységek kaszkádosított erősítésével. A rendszer első fokozata ezért egy kis zajú előerősítő amelynek szükségszerűen a lehető legalacsonyabb zajúnak kell lennie.

$$F = F_0 + \frac{F_1 - 1}{G_0} + \frac{F_2 - 1}{G_0 G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_0 G_1 \dots G_{n-1}} \quad (4.2)$$

Az erősítőt követő egység egy vételi frekvenciasávra hangolt sáváteresztő szűrő. A szűrő egyrészt a megfelelő frekvenciaszelektivitást másrészt a további erősítő egységek közötti elválasztást hivatott biztosítani.

A kívánt erősítés eléréséhez a sáváteresztő szűrő után egy újabb erősítő blokk következik. A vevőláncban következő második erősítő egy közepes teljesítményű erősítő, amelynek feladata a teljes lánc eredő erősítésének megfelelő szintre emelése, azzal a megkötéssel, hogy a sávban belül járulékosan keletkező torzítási termékek a lehető legalacsonyabb szinten maradjanak. Egy közepes teljesítményű erősítő a kezelendő teljesítményszintekhez képest már viszonylag nagyobb szintű jeleket is képes a közelítőleg lineárisan működő tartományában erősíteni, ezáltal a keletkező torzítási termékek alacsony szinten maradnak az erősítendő hasznos jel teljesítményszintjéhez képest. A teljes láncra érvényes eredő harmadrendű torzítási pont (IP3) az alábbi képlet alapján írható fel

$$\frac{1}{OIP3} = \frac{1}{G_n G_{n-1} \dots G_2 OIP3_1} + \frac{1}{G_n G_{n-1} \dots G_3 OIP3_2} + \dots + \frac{1}{OIP3_n} \quad (4.3)$$

A formulából (4.3) észrevehető, hogy a kaszkádosított OIP3-as pont abban az esetben lesz nagy értékű, ha az egymást követő fokozatok IP3-as pontjai növekvőek. Ennek érdekében a lánc felépítését ajánlott úgy megtervezni, hogy az egyes fokozatok teljesítménykezelési és ezzel a lineáris tartományai egyre növekvő tendenciát mutassanak.

A kívánt erősítés elvégzése után a vett RF jel a közepes teljesítményű erősítő kimenetéről a keverőre kerül, ahol alsó keverés használatával a rádiófrekvenciás hasznos jel középfrekvenciára keveredik le.

A középfrekvenciás egység első eleme egy sáváteresztő szűrő, amely a mintavételezés előtt elengedhetetlen hasznos frekvenciasáv kiválasztását valósítja meg. A szűrő egyrészt az alacsonyabb frekvenciasávokon történő kommunikációból származó interferenciákat, másrészt a második Nyquist zónába még lekeveredő RF jelektől és középfrekvenciás zavaroktól szűri meg a venni kívánt jelet.

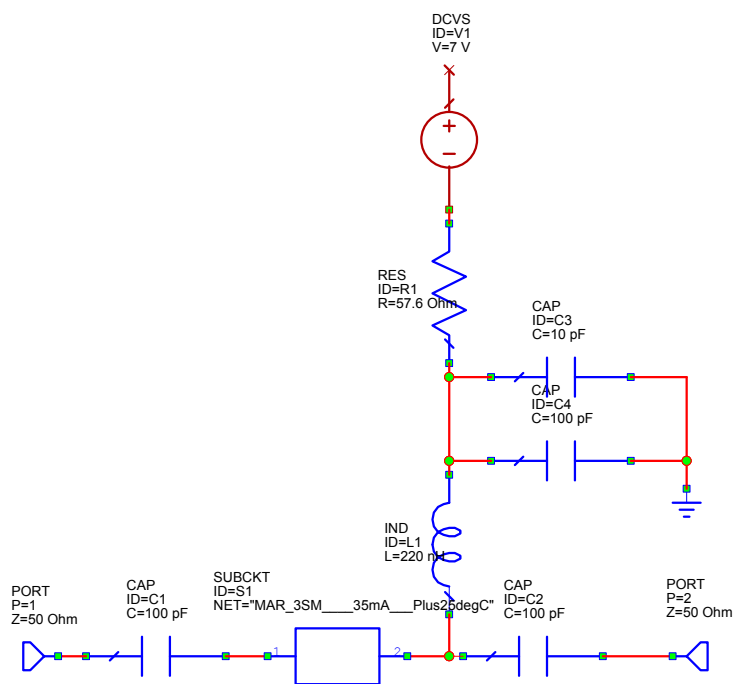
A front end egység utolsó eleme egy középfrekvenciás erősítő, amely az esetlegesen erősítésben felmerülő hiányt hivatott pótolni. Az erősítő használatát alapvetően a rendszer működési körülményei és környezete szabja meg. A többleterősítés felhasználásával azonban körültekintően kell eljárni az analóg digitális konverterek túlvezérelhetősége miatt.

[7]

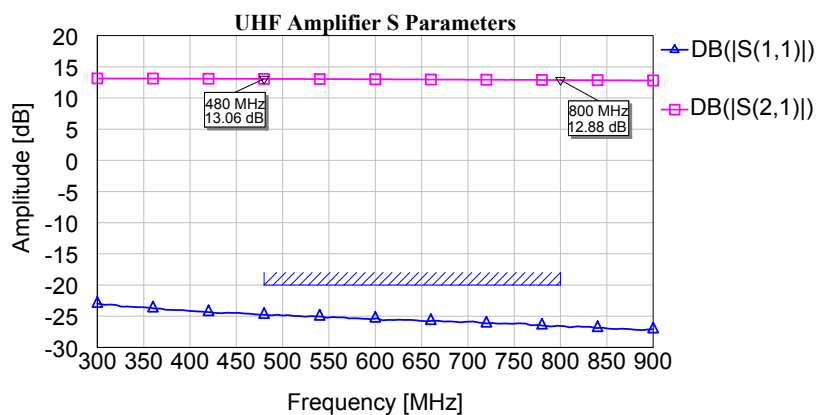
4.3.1. RF erősítő

Az erősítő megválasztása során elsősorban az egyszerű megvalósíthatóságot tartottam szem előtt, ezért a választás a Mini-Circuits által gyártott MAR-3SM+ széles sávú erősítőre esett. Az erősítő IC-t igen egyszerűen, minimális kiegészítő áramköri elemek felhasználásával lehet a vevőláncban felhasználni. A bementi reflexió széles sávban kiillesztett az erősítése pedig az igényeknek éppen megfelelő hozzávetőlegesen 10 dB. Az erősítő nem viszonylag nagy zajtényezővel rendelkezik egy speciális bementi fokozatra tervezett kis zajú előerősítőhöz képest, azonban az egyszerű felhasználhatósága miatt a rendszer egy elsődleges teszteléséhez megfelelő. Az áramkör egy későbbi változatában ajánlott az erősítő lecserélése egy széles sávban működő kis zajú előerősítőre.

Az erősítő szimulációjának kapcsolási rajza AWR Microwave Office-ban a 4.4 ábrán látható. Az erősítő S-paraméteres leírását touchstone file formátumban (.S2P) értem el a gyártó honlapjáról. Az erősítő blokkot kimeneti és bementi 100 pF-os csatoló kondenzátorokkal AC



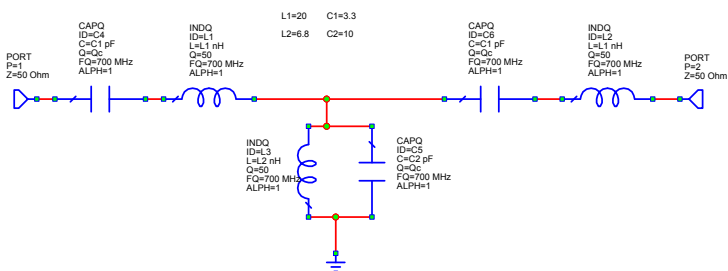
4.4. ábra. UHF erősítő szimulációja AWR-ben



4.5. ábra. UHF erősítő S-paraméterek

leválasztottam. Az erősítő táplálása 7V-ról történik egy munkapont beállító soros ellenálláson és egy 220 nH-s fojtó tekercsen keresztül. A táplálás nagyfrekvenciás hidegítését egy 100 pF és egy 10 pF-os kondenzátor beiktatásával végzem el. Az áramkör szimulátorban való felépítése után lefuttattam egy két portos szórási paraméter szimulációt. A kapott eredmények a 4.5 ábrán láthatóak

Az ábrán kijelölt pontok az átviteli sáv elejét és végét jelölik. Az ábráról látható, hogy a bementi reflexió a hasznos sávban jóval -20 dB alatt található, az erősítés pedig az adatlap szerinti 12 dB, illetve annál nagyobb értékeknek felel meg.

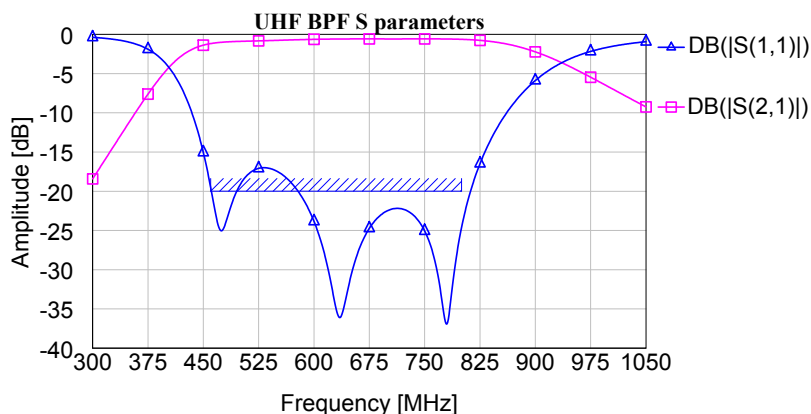


4.6. ábra. UHF sávszűrő szimulációja AWR-ben

4.3.2. RF Sávszűrő

Az RF sávszűrő tervezését a Filter Solutions szűrőtervező program használatával, majd a további szimulációk elvégzését AWR-el végeztem el. A tervezett sáváteresztő szűrő egy 3-ad rendű Chebyshev szűrő koncentrált paraméterű hálózati elemekkel megvalósítva. A szűrő szimulációhoz elkészített kapcsolási rajzát a 4.6 ábra szemlélteti.

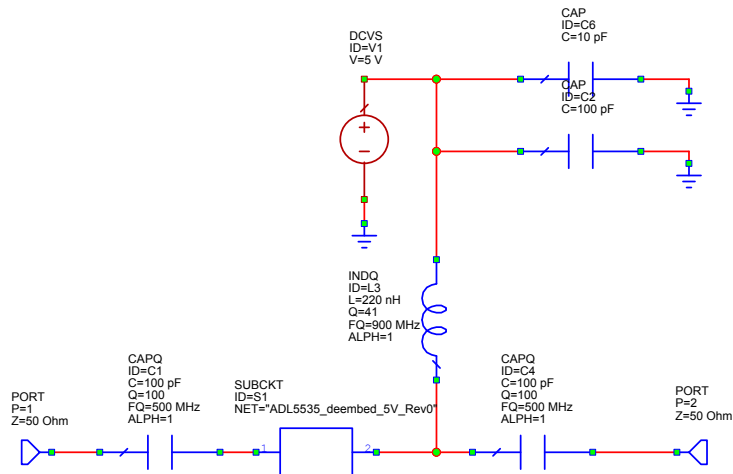
A sáváteresztő szűrő fokszámát magasabb értékre állítva a szűrő sajnos nem kihangolható. A megvalósítás során a szűrő 5-öd rendű változatának mért paraméterei elfogadhatatlanok a rendszerbe való beépítéshez. A problémát első sorban a szűrő nagy relatív sávzélesség igénye okozza. Másrészt a tesztelésre kialakított áramkör bevitt parazita hatásai mellett a szűrő realizálását az áramkör elosztott paraméterű viselkedése is már számottevően megnehezítheti. A szűrő mérési eredményei a későbbi fejezetben kerülnek bemutatásra (4.4). A későbbi továbbfejlesztett áramkörben célszerű lehet a szűrőt a jelenlegitől eltérő struktúrával is megpróbálni megkonstruálni.



4.7. ábra. UHF sávszűrő S-paraméterek

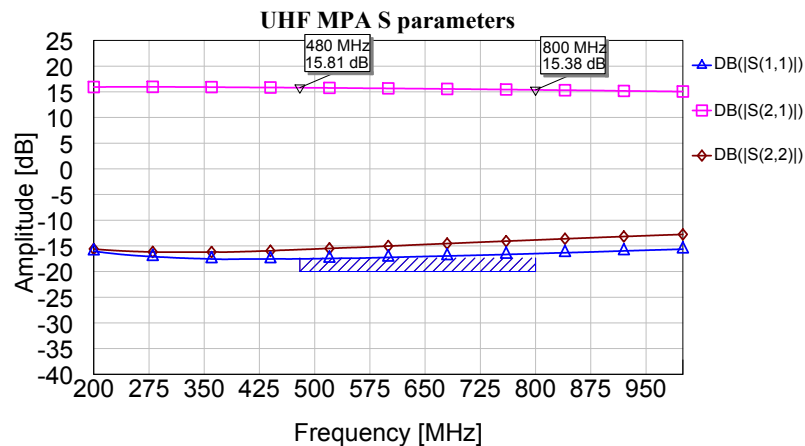
4.3.3. Közepes teljesítményű erősítő

Az RF vevőlánc második erősítőfokozata egy közepes teljesítményű erősítő. Az erősítő típusa az Analog Devices által gyártott ADL5535-ös. Az erősítő IC igen magas IP3-as ponttal rendelkezik amellet, hogy széles sávban 50 Ω -ra kiillesztett. A szimulációhoz elkészített kapcsolást a 4.8 ábra illusztrálja.



4.8. ábra. UHF közepes teljesítményű erősítő szimulációja AWR-ben

Az erősítő külső áramkörü elemei megegyeznek az első fokozatával. A ki- és a bemeneten csatoló kondenzátorokat, a DC tápláló hálózatba pedig fojtó tekercset és hidegítő kondenzátorokat helyeztem. Az erősítő szimulált S-paramétereit az alábbi 4.9 ábrán tekinthető meg.



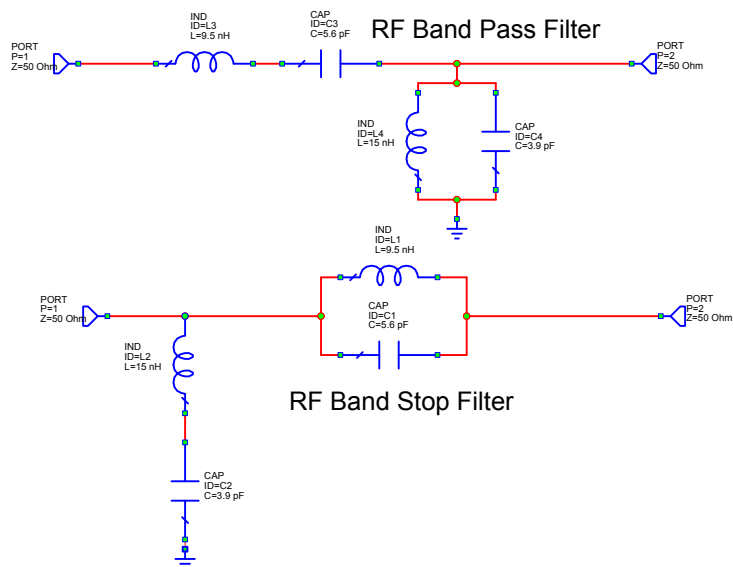
4.9. ábra. UHF közepes teljesítményű erősítő S-paraméterek

Az erősítő blokk bemeneti reflexiója -15 dB-alatt, az erősítése 15 dB felett található a gyártó által mellékelt S-paraméterek felhasználásával készült szimuláció szerint. Az erősítő további illesztése a kimeneten és a bemeneten elhelyezett egyszerű L tagú illesztőhálózattal az elvégzett mérési eredmények alapján a gerjedés megelőzése nélkül nem lehetséges. A későbbiekben ajánlott lehet az illesztőhálózat további fejlesztése a gerjedés megakadályozása mellett.

4.3.4. Keverő

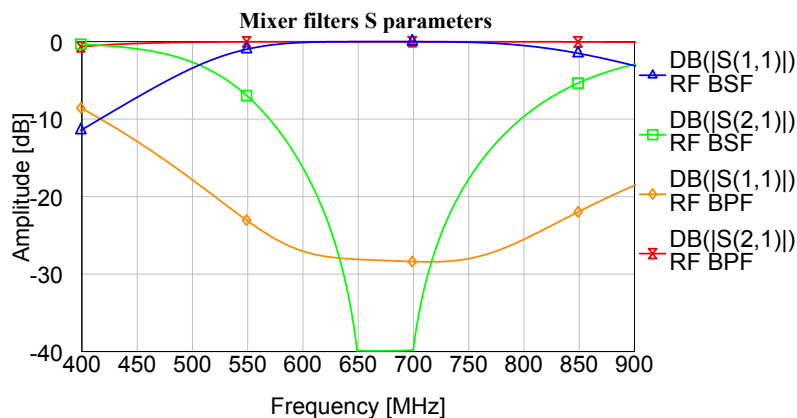
A keverőáramkör egy egyszerű felépítésű Y-keverő IC, az ADL5350-es. A keverő nem igényel nagy bemeneti lokál oszcillátor jelszintet (néhány dBm) a benne található LO buffer erősítőnek köszönhetően. Az alacsony jelszint igénye miatt ezért jól használható a később ismertetésre

kerülő használni kívánt lokáljel forrással.



4.10. ábra. Keverő bemeneti és kimeneti portjának szűrő áramkörei

Mivel a keverő felépítéséből adódólag az RF és a KF lábak össze van kötve, ezért a KF kimeneten közvetlenül megjelenik az RF jel is csillapítás nélkül, és fordítva. Az RF jel KF kimenetre jutását, valamint a KF jel RF bemenetre jutását egyszerű másodfokú szűrő áramkörök beiktatásával akadályoztam meg. Az RF bemenetre sáváteresztő szűrőt, a KF kimenetre pedig sávzáró szűrőt helyeztem el. A szűrők kapcsolása, és az átvitelük szimulációja a 4.10 és a 4.11 ábrán láthatóak. Az RF sáváteresztő szűrő két rezonanciával rendelkezik, a soros LC tag kicsi

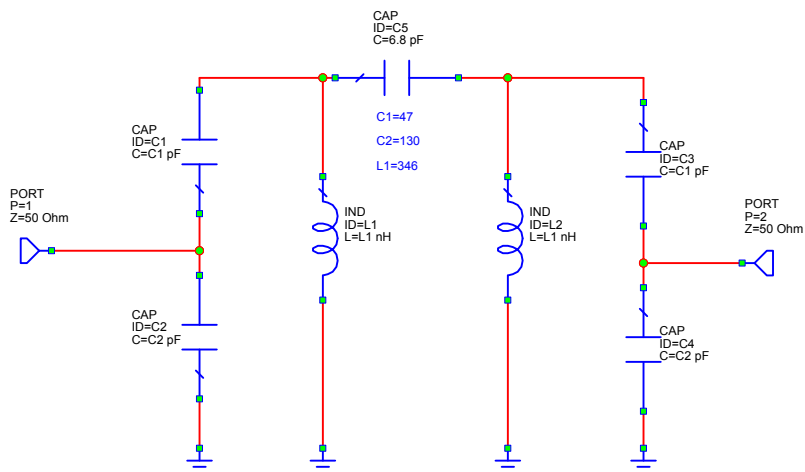


4.11. ábra. A Keverő áramkör kiegészítő szűrőinek S-paraméterei

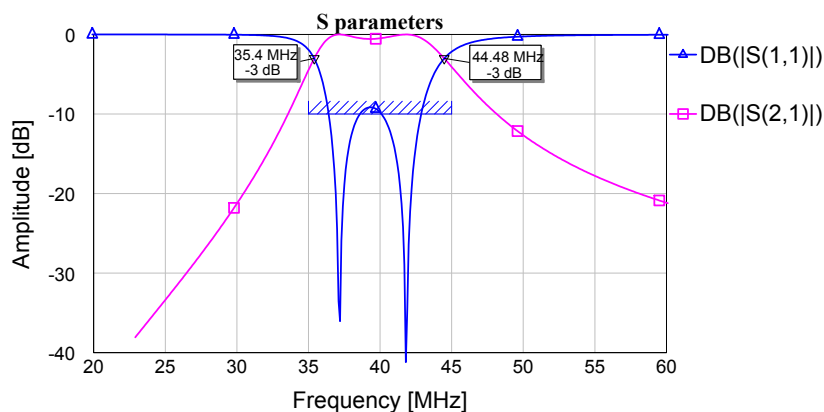
míg a párhuzamos LC-tag nagy impedanciát mutat rezonanciafrekvencián ezért a szűrőnek ott kis csillapítása lesz. Az RF sávzáró szűrő az előzőleg ismertetett struktúra inverze. A soros rezgőttag föld felé vezeti le rezonanciafrekvencián az RF jelet, míg a párhuzamos tag nem engedi át azt a kimenetre. Az sáváteresztő és a sávzáró szűrő elemértékei tagonként megegyeznek.

4.3.5. Középfrekvenciás sávszűrő

A középfrekvencián használt sáváteresztő szűrő egy másod rendű egyszerű felépítésű hangolható szűrő, melynek kapcsolását a 4.12 ábrán láthatjuk. A bemenetén és a kimenetén található kapacitív osztó segítségével a portok impedanciátranszformálási aránya állítható be. A szűrő kivitelezéséhez hangolható induktivitásokat használtam fel, így a korrekt működés az áramkör összeszerelése során még pontosítható. A rezonáns tagokat egy kis kapacitás értékű néhány pF-os kondenzátor csatolja össze.



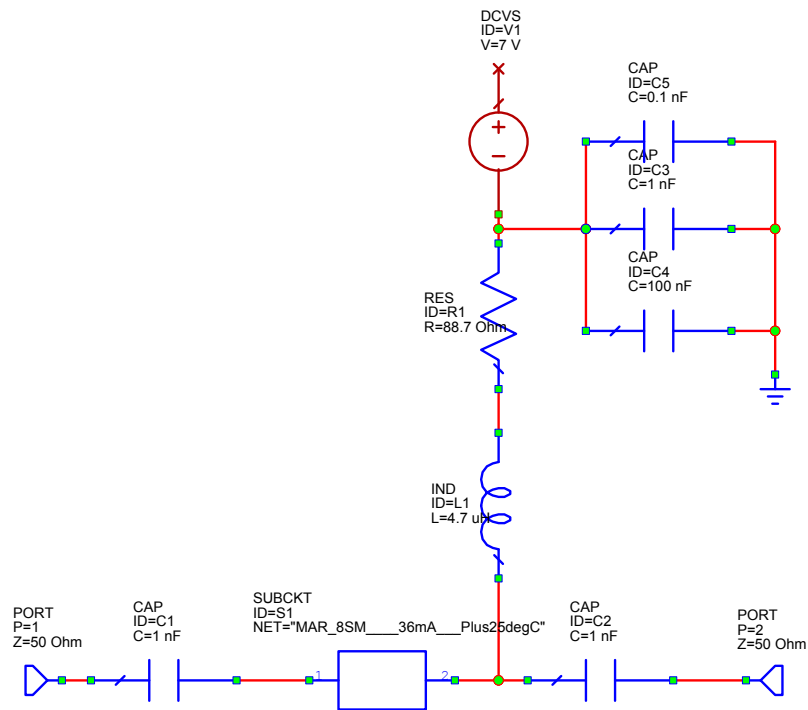
4.12. ábra. Középfrekvenciás sávszűrő kapcsolási rajza AWR-ben



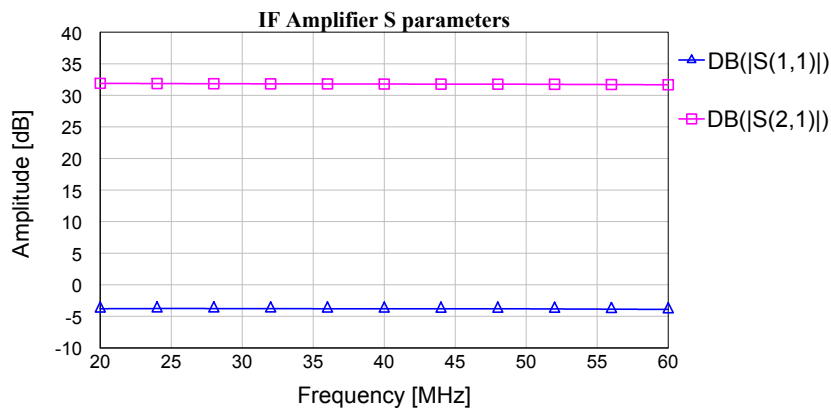
4.13. ábra. Középfrekvenciás sávszűrő szimulált S paraméterei

4.3.6. Középfrekvenciás erősítő

A vevőlánc utolsó fokozata egy nagy erősítéssel rendelkező széles sávú erősítő. A következő ábrák (4.14 és a 4.15 a szimulációhoz elkészített kapcsolást és a szimulált S- paraméterek értékeit ábrázolják.



4.14. ábra. Középfrekvenciás erősítő kapcsolási rajza AWR-ben



4.15. ábra. Középfrekvenciás erősítő szimulált S paraméteri

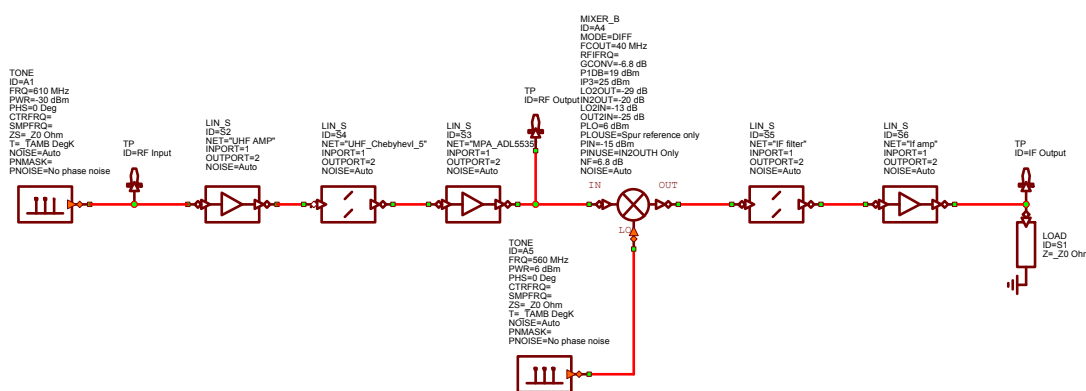
4.3.7. Helyi oszcillátor forrás

A keverőáramkörök működéséhez szükséges helyi oszcillátor jelet a Silicon Labs Si446x-es típusszámú adó-vevő IC segítségével állítom elő. Az áramkör adás kimenete beállítható úgy, hogy azon egy előre beállított modulálatlan tiszta szinuszos jelet kapjunk. Az áramkör felprogramozása és a kívánt oszcillátor jel frekvenciájának beállítása egy PIC mikrokontroller segítségével SPI (Serial Peripheral Interface) buszon keresztül történik. Az áramkör igen előnyös tulajdonsága, hogy relatíve nagy teljesítmény is kiadható az adó kimenetén, ami akár 16 – 20 dBm is lehet. Ez azért fontos, mert az előállított oszcillátor jelet a csatornák keverőihez koherensen egy forrásról kell előállítanunk és eljuttatnunk. A keverő áramkörök 6 dBm-es bemenő jelszint mellett

működnek optimálisan, alacsony keverési veszteséggel. Az oszcillátor jelét az egyes csatornához rezisztív teljesítmény osztón keresztül osztom le négy felé. A rezisztív osztó 1:4-es osztásarányt megvalósítva 12 dB-t csillapít a jelen, mivel a teljesítmény felét az ellenállások minden osztásnál eldisszipálják. Az így kapott 4–8 dBm-es jelszint pedig éppen megfelelő a keverők működéséhez, így nem szükséges külön erősítő áramkört használni a oszcillátor jelének erősítéséhez.

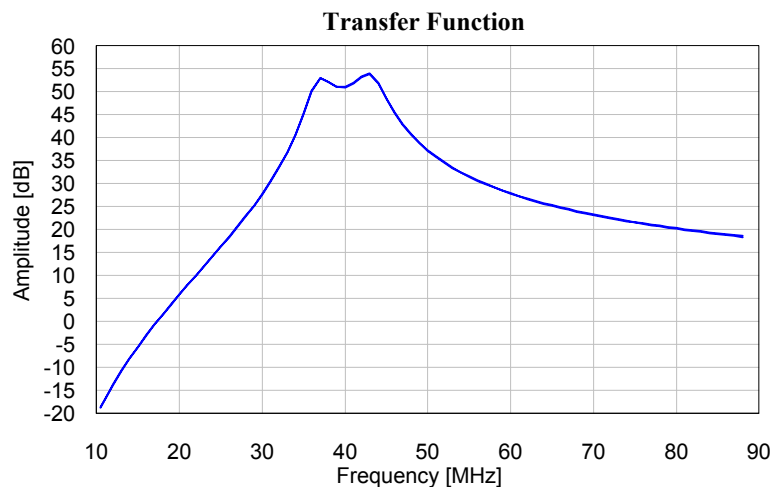
4.3.8. Rendszer szimuláció

A vevőlánc egyes blokkjainak szimulációi után, az AWR rendszer szimulációs programjának használatával elvégeztem a vevőlánc teljes szimulációját. A szimulációs áramkör felépítését a 4.16 ábra szemlélteti. Az egyes blokkok sorrendjét a 4.3 ábrán bemutatottak szerint vittem be a szimulációs szoftverbe. Az egyes erősítő és szűrő blokkok kapcsolásai az előbbieken bemutatott



4.16. ábra. Teljes csatorna szimulációja AWR-ben

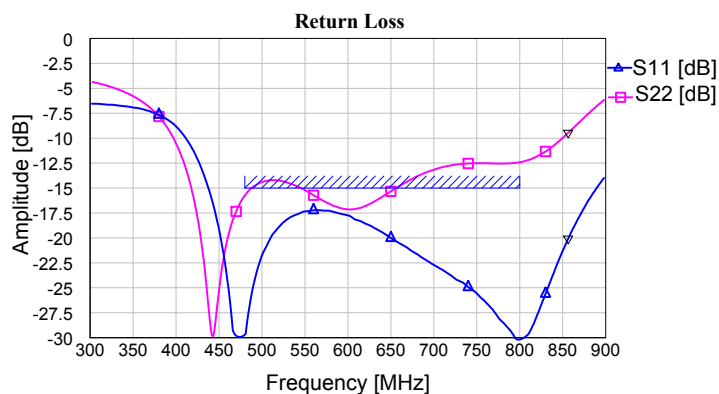
áramköri felépítéssel egyeznek meg. Az erősítőket a gyártók által közzétett S-paraméter fájlok felhasználásával, valamint az ismertetett kiegészítő áramköri elemekkel szimuláltam, a szűrő áramköröket pedig a programban elérhető koncentrált paraméterű LC elemekből építettem fel. A szimulációban szereplő keverőáramkört a programban beépített egyszerű viselkedést szimuláló keverő blokkal helyettesítettem.



4.17. ábra. Teljes csatorna átvitelének szimulációja

A kapott eredményeket a 4.17 és a 4.18 ábrák mutatják be. Az előbbi ábrán a rendszer teljes átviteli függvénye látható. A szimuláció során kapott erősítés valamivel több, mint 40 dB.

Az utóbbi ábra az RF lánc bemeneti és kimeneti reflexiójának szimulációját ábrázolja. A

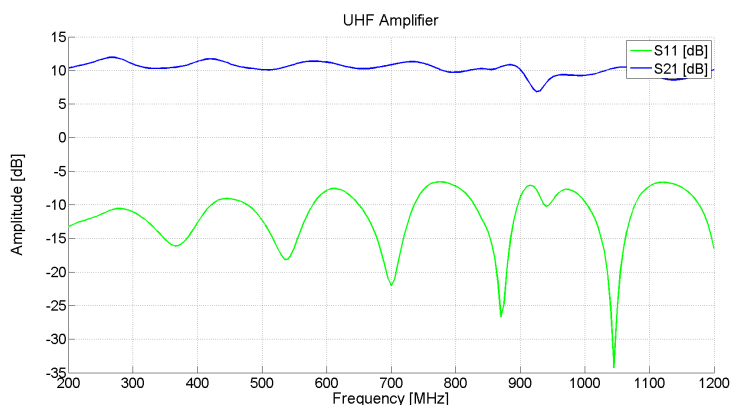


4.18. ábra. RF egységek együttes bemeneti és kimeneti reflexiójának szimulációja

szimuláció alapján összességében elmondható, hogy a tervezett vevőegység a specifikációban megfogalmazott kritériumokat teljesíteni tudja.

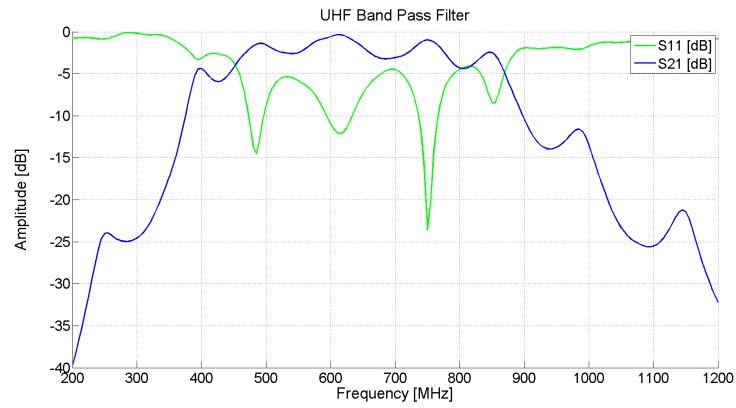
4.4. Vevőegység mérési eredményei

A vevőegység elkészült prototípus csatornáján megmértem az egyes modulok működési képességeit. A méréseket vektor hálózat analizátor használatával végeztem el. Az alábbi ábrák a mért értékeket ábrázolják. Sorrendben az első ábra 4.19 a csatorna bemenetén lévő RF erősítő bemeneti reflexióját és átvitelét ábrázolja. A bemeneti reflexió számottevően eltér a gyártó által szolgáltatott S-paraméter fájlok értékeitől, azonban az erősítő így is elfogadhatóan működik a használni kívánt sávon belül.



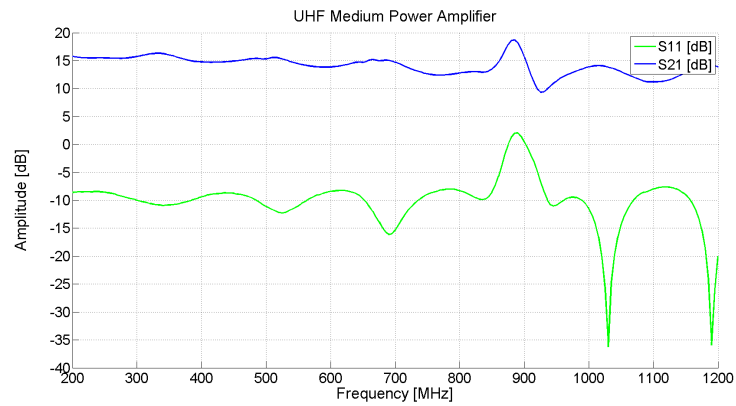
4.19. ábra. RF erősítő mért szórási paraméterei

A második ábra 4.20 a rádiófrekvenciás sávszűrő S-paramétereit ábrázolja. A szűrő első megvalósítás során a tervezett frekvenciától jóval alacsonyabb frekvencián rezonált, az ábrán látható eredmények a hangolás utáni értékeket tükrözik. A függelékben megtalálható sáváteresztő szűrő kapcsolásában a már hangolás utáni korrigált értékek láthatóak. A közepes teljesítményű erősítő



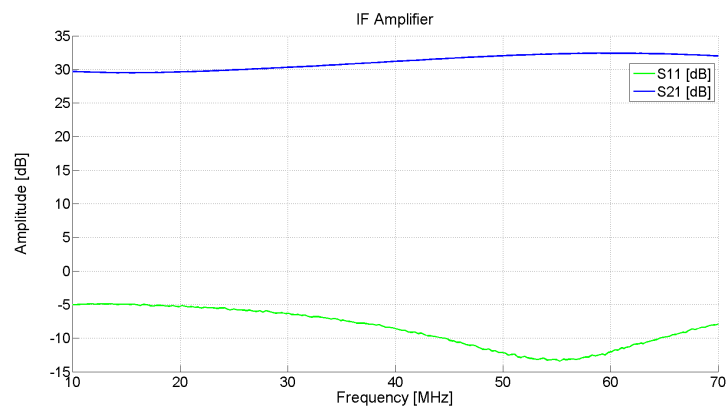
4.20. ábra. RF sávszűrő mért szórási paraméterei

bemeneti reflexiója és erősítése a szimulációs eredményekkel jól egyezik. A mért eredmények a 4.21 ábrán tekinthetők meg. A középhfrekvenciás erősítő szintén az adatlapban közölteknek



4.21. ábra. RF közepes teljesítményű erősítő mért szórási paraméterei

megfelelően működött. A későbbiekben ajánlott lehet a bemeneti reflexió illesztése a használt 35 – 45 MHz-es középhfrekvenciás sávban.



4.22. ábra. KF erősítő mért szórási paraméterei

5. fejezet

Egycsatornás passzív radar tesztmérés

A fejezetben bemutatom a tervezett koherens vevőegység egy elkészült csatornájával végzett passzív radar tesztmérés eredményeit. A tesztmérés célja a passzív elven működő radar realizálhatóságának gyakorlatban való kipróbálása az elkészült vevőegység egy csatornájának használatával. A megelőző kutatásokban sikerült meghatározni azokat az eljárásokat, amelyek alapján egy működő rendszer tervezhető. A mérés folyamán az eddigiekben csak elvi síkon felállított céltárgy detektálási módszereket teszteltem.

5.1. Mérési koncepció

A mérés helyszínéül a megfelelő teljesítményszintek biztosításának érdekében célszerű a repülőtérrel választani, ugyanis a közel elhaladó repülőgépekről reflektált teljesítmény itt igen nagy. A mérés irányának megválasztásánál az adótornyoktól érkező direkt jel elválaszthatóságát vettem figyelembe ezért a repülőgépet ajánlatos az adótornyokkal ellentétes irányban megfigyelni. A mérés felállítását az 5.1 ábra szemlélteti.

5.1.1. Teljesítményszintek és Doppler frekvenciák kiszámítása

A méréshez első lépésként kiszámítottam a mérést alapjaiban befolyásoló paramétereket. A várható teljesítményszinteket a következő egyszerűsített képletek alapján számítottam ki:

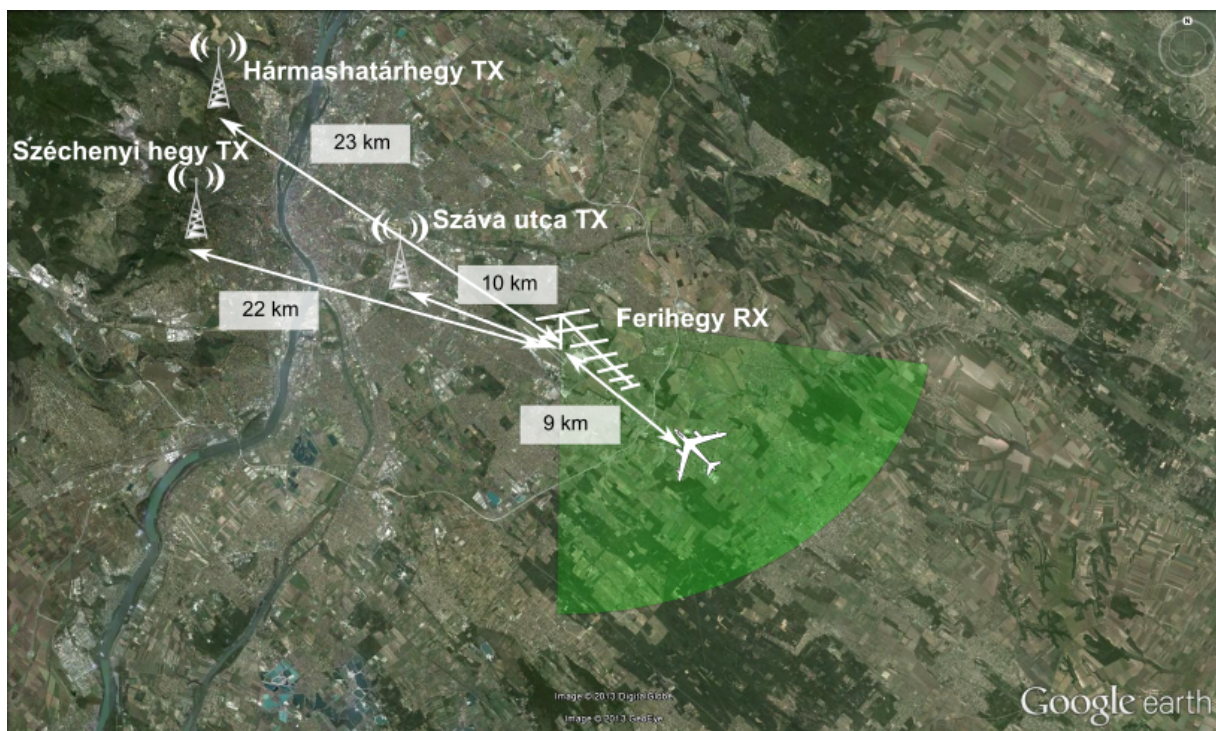
$$P_{reflected} = \frac{P_t G_t \sigma G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2} \quad (5.1a)$$

$$P_{reference} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2} \quad (5.1b)$$

A céltárgyról érkező reflektált jel Doppler eltolódásának mértéke az alábbi összefüggésből számítható ki:

$$f_{Doppler} = \frac{2v}{\lambda} \cos(\theta) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (5.2)$$

(Az értékek kiszámítása során nem vettem figyelembe a terjedési, valamint az épített vevőrendszer veszteségeit.) Az első számítások elvégzése során az adó antenna és a vevő antenna nyereségét egységnyinek vettem. ($G_t = 1, G_r = 1$) A feltételezett céltárgy vevőtől való távolságát és sebességét a FlighRadar24 élő légtér forgalomfigyelő weboldal által szolgáltatott repülési



5.1. ábra. Adótorony pozíciók

adatok felhasználásával határoztam meg. A szimulált repülőgép földfelszíntől való magasságát hozzávetőlegesen $h \approx 300$ m, a sebességét $v \approx 300$ km/h-nak határoztam meg a detektálás megkönnyítésének szempontjából. Az adó, a céltárgy és a radar közötti távolságok értékét a Google earth program segítségével határoztam meg, valamint a bisztatikus RCS értékét 100-nak vettem, ami egy utasszállító repülőgép nagyságát tekintve tipikus mondható ($\sigma = 100$). Az adótoronyok teljesítményszintjeinek megállapításához az Antenna Hungária által közzétett lefedettségi adatbázist használtam fel. A Budapest körzetében működő földfelszíni műsorszóró adótoronyok a tartalom függvényében három különböző frekvencián is sugároznak. A frekvenciákat és hozzájuk tartozó teljesítményszinteket a 5.1 táblázat foglalja össze.

	610 MHz "A" Multiplex	746 MHz "B" Multiplex	802 MHz "C" Multiplex
Száva utca	6.2 kW	7.1 kW	6.8 kW
Széchenyi-hegy	100 kW	39.8 kW	100 kW
Hármashatárhegy	9.5 kW	9.8 kW	8.9 kW

5.1. táblázat. Budapest körzetében működő DVB-T adótoronyok teljesítményszintjei

A tesztméréshez a 610 MHz-es adásfrekvenciát választottam, így a számításokat az ezen a frekvencián kisugárzott teljesítményszintek figyelembevételével végeztem el.

A fenti képletekbe (5.1, 5.2) behelyettesítve az alábbi eredményeket kaptam: Termikus zajszint értéke $B = 10$ MHz sávszélességű jelre:

$$P_{zaj} = kTB = 0.048 \text{ pW} \rightarrow -103 \text{ dBm} \quad (5.3)$$

Adótorony neve	$P_{reference}$ [dBm]	$P_{reflected}$ [dBm]	$f_{Doppler}$ [Hz]
Száva utca	-40	-115	337
Széchenyi-hegy	-35	-107	338
Hármashatárhegy	-45	-118	336

5.2. táblázat. Számított vételi jelparaméterek

A kiszámított értékekből láthatjuk, hogy az adótoronyoktól érkező jelek vett teljesítményszintje hozzávetőlegesen 70 dB-lel van a céltárgyról érkező reflektált jel teljesítményszintje felett. A jelenleg elvégzendő mérés során kizárólag egy elkészült csatornát használok, ezért a direkt jel kioltás a jelenlegi helyzetben nem megoldható. Ebből következően a mérés elvégzésénél célszerű olyan antennát használni, amellyel a 70 dB-es teljesítményszint különbség csökkenthető legalább 40 dB-re, ugyanis ekkora melléknyaláb elnyomással rendelkezik a DVB-T jel korrelációs függvénye. A repülőgép közeledésével a 70 dB-es különbség valamelyest csökkenni fog és így a céltárgyról érkező reflexió korrelációs csúcsa is jó eséllyel észrevehetővé válik.

5.2. Passzív radar tesztmérési elrendezése

Jelen esetben a tesztmérés elvégzéséhez az előzőekben többször említett középfrekvenciás újra-konfigurálható NI5641R adó-vevő egységet és a hozzá tervezett többcsatornás koherens vevőegység egy elkészült prototípus csatornáját használtam fel. A méréshez tervezett Yagi antennáról érkező jeleket az RF front-end egység lekeveri 40 MHz-es középfrekvenciára, majd NI5641R egység mintavételezi azt és továbbítja egy a méréshez elkészített Labview program számára. A program a kapott adatokon elvégzi a szükséges jelfeldolgozási műveleteket és végül megjeleníti a kiszámított eredményeket.

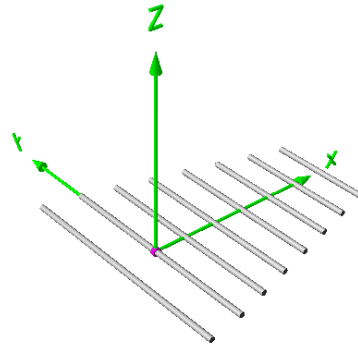
5.3. Yagi antenna tervezése a tesztméréshez

A teljesítményszintbeli különbségek megközelítik a 70 dB-t, azonban ezt az értéket legalább 40 dB alá kell csökkenteni ahhoz, hogy a céltárgy detektálhatóvá váljon. Az antenna tervezésénél az egyik legfontosabb kritérium a méréshez elegendően nagy előre-hátra viszony biztosítása, amellyel lehetővé válik a közvetlen úton érkező referencia jel és a céltárgyról reflektált jel közötti dinamikatartománybeli különbség áthidalása.

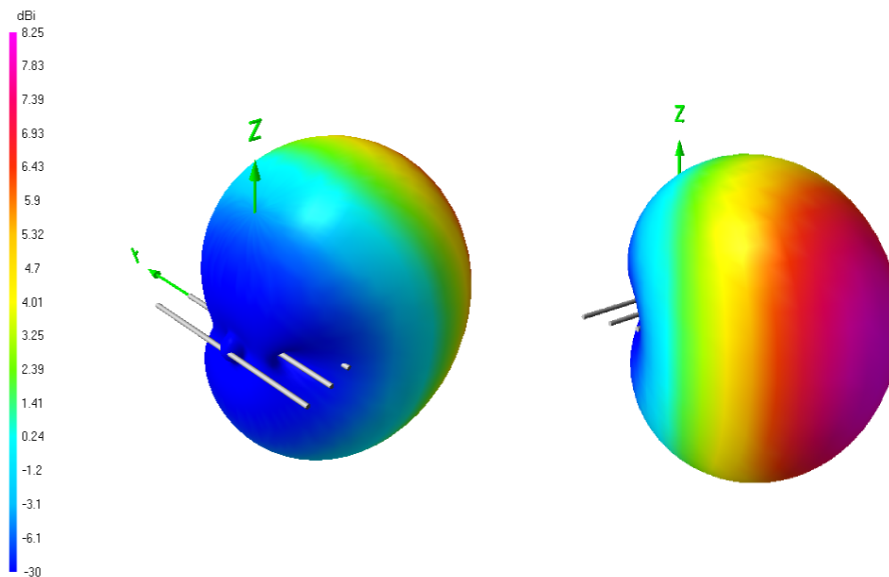
Az antenna tervezését a 4nec2 programmal végeztem el. A tervezett 8 elemes Yagi antenna az 5.2 ábrán látható. Az antenna tervezése során a megfelelő nagyságú előre hátra viszonyt a direktor elemek hosszának folyamatos csökkentésével és az elemek egymástól való távolságának alacsony értéken tartásával értem el. Az antenna direktor elemeinek hosszai a táplált elemtől kezdődően folyamatosan csökkennek, a köztük lévő távolságok azonban egyenlőek. Ennek a kialakításnak az előnye, hogy viszonylag kevés paraméterrel rendelkezik, így az optimalizálás is igen egyszerűen elvégezhető.

A tervezett antenna hátránya az alacsony bemeneti impedancia, amely miatt az antenna csak keskeny sávban illeszthető ki. Az elkészített antenna illesztését gamma taggal végeztem el. Az antenna bemeneti reflexióját vektor hálózat analízátorral ellenőriztem. Az ehhez vonatkozó szimulációs és mérési eredmények az 5.4 ábrán láthatóak. Az antenna iránykarakteristikáját az 5.3 ábra szemlélteti. Az iránykarakteristikákról leolvasva hozzávetőlegesen 30 dB-es előre hátra

viszonnyal rendelkezik az antenna a szimuláció szerint. A valóságos mérések ennél jóval kevesebbet, körülbelül 15 dB-es előre-hátra viszonyt mutattak.



5.2. ábra. A tervezett Yagi antenna struktúrája a 4Nec2 programban

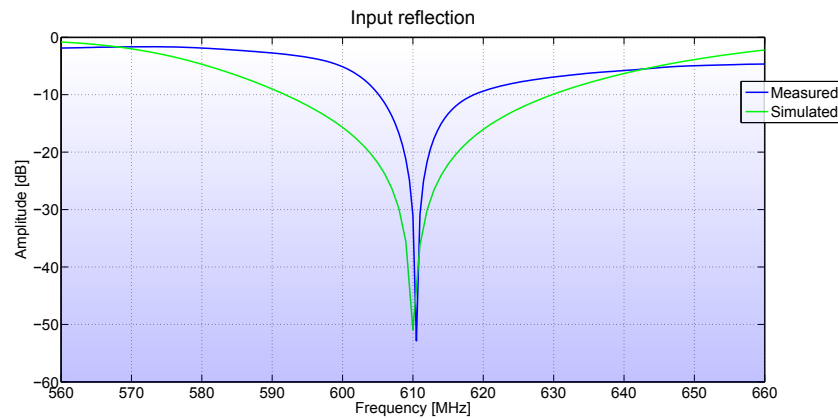


5.3. ábra. A Yagi antenna iránykarakterisztikája

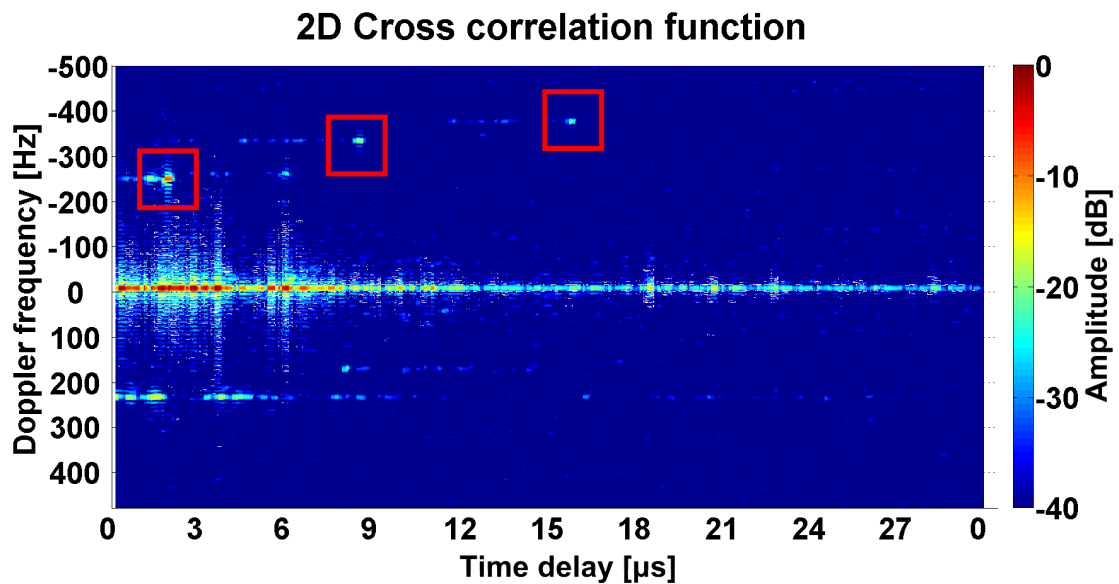
5.4. Repülőtéri mérési eredmények

A repülőtéri mérés elvégzésekor a fentiekben ismertetett mérési elrendezés a felszálló repülőgépek kifutópályájának végében lett telepítve.

Az egyes rögzített adatcsomagok kétdimenziós keresztkorrelációs függvényét kiszámítva, majd azokat egymásra rajzolva az 5.5, az 5.6 ábrákon illusztrált eredményeket kaptam. Az előzetesen kiszámított 300 Hz-nek megfelelő Doppler-frekvencián megjelenik egy korrelációs csúcs, amely az idő elteltével mind távolságban, mind pedig Doppler-frekvenciában elmozdul a kiszámított keresztkorrelációs függvényeken. Az 5.5 ábrán egyértelműen azonosítható a detektált céltárgy korrelációs csúcsának távolságban valamint Doppler-frekvenciában való mozgása.



5.4. ábra. A Yagi antenna bemeneti reflexiója



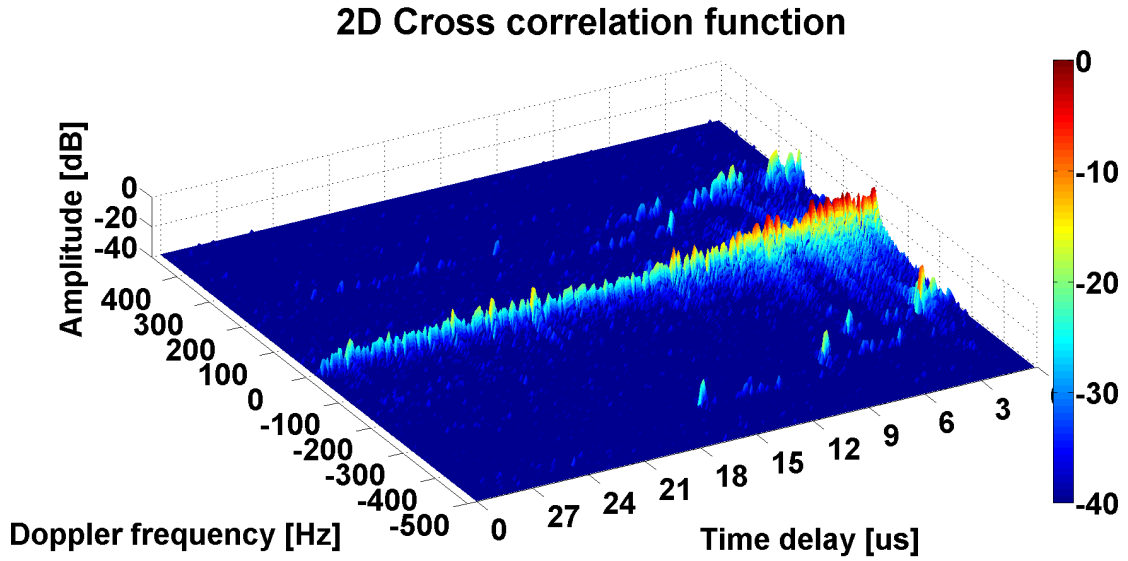
5.5. ábra. Detektált céltárgy a kétdimenziós keresztkorrelációs függvényen

A korrelációs függvényt megvizsgálva, 0 Hz-en meglehetősen sok olyan csúcsot találunk, amelyek nem a DVB-T jel felépítéséből adódóan vannak jelen. A radar tehát rengeteg olyan a műsorszóró adótoronytól származó jelet vett, amelyek a környező tereptárgyakról visszaverődve, többutas terjedésen keresztül jutottak a vevő antennájára.

A radar hatékonyságának növelésében ezért kulcsfontosságú szerepet tölt be a referenciajel elnyomásának megvalósítása.

5.5. Mérési eredmények kivizsgálása

A fejezet első szakaszában 5.1.1 kiszámított teljesítményszinteket megvizsgálva, a legmagasabb teljesítményszinttel érkező referenciajel -35 dBm-el vehető a repülőtér közvetlen közelében. A tervezett antenna mérési eredményeit felhasználva tudjuk, hogy maximálisan 15 dB-lal nyomhatjuk el a referenciajelet az antenna előre-hátra viszonyával. A DVB-T korrelációs függvényének ismeretében pedig azt tudjuk, hogy mekkora az a minimális jelszint, amellyel a referenciajel



5.6. ábra. Detektált céltárgy a keresztkorrelációs függvény háromdimenziós ábráján

teljesítményszintje alá mehetünk a detektálás biztosításához. Az előzőekben összefoglaltak szerint, az antenna megfelelő beállításával a céltárgyról visszavert -65 dBm-es jelszintű reflexió a vevő pontján -50 dBm-es szintjel fog megegyezni. A keresztkorrelációs számítás során azonban a reflexió jelszintje a referenciajel szintje alá 40 dB-el kerülhet, hogy még éppen kiemelkedjen a korrelációs függvény zaja alól. Ennek köszönhetően a minimálisan detektálható jelszint -90 dBm körül várható. (Ez a teljesítmény érték már a termikus zajszintet közelíti meg)

A minimálisan detektálható jelszint felhasználásával kiszámítottam a maximális távolságot, ahonnan még a céltárgy detektálható ezzel a mérési elrendezéssel.

$$P_{min} = P_{ref} - FBR_{ant} - PSL_{corr} = -35 \text{ dBm} - 15 \text{ dB} - 40 \text{ dBm} = -90 \text{ dBm} \quad (5.4)$$

$$R_t R_r = \sqrt{\frac{P_t \sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{min}}} \quad (5.5)$$

ahonnan a maximális távolság 7.3 km-re adódik. (A jelölések megegyeznek az első fejezetben felírt bisztatikus radaregyenletnél használtakkal 1.1) A repülőgépről érkező reflektált jel okozta korrelációs csúcs a számítások szerint tehát ettől a távolságtól kezdve válik észlelhetővé. A mérési eredmények ábráin feltüntetett időeltolódást átszámítva távolságra, a $20 \mu\text{s}$ -ra 6 km-t kapunk. Az eredményeket összevetve, elmondhatjuk, hogy a kiszámítottaknak megfelelő eredményeket kaptunk. A radar mérési alapelve tehát helytállóan mondható. A nagy teljesítménnyel érkező direkt jel pedig az előre becsült módon fedte el a céltárgyról távolabbról reflektálódó jeleket.

Összefoglalás

A dolgozat első fejezetén keresztül bemutatásra kerültek a passzív radarok fundamentális működési elvei, a detektáláshoz használt jelfeldolgozó eljárások alapjai, valamint az első fejezet végső szakaszában rámutattam azokra nehézségekre, amelyek elsősorban korlátozzák a radar működési hatékonyságát. A detektálási algoritmusok óriási számításigénye meglehetősen visszaveti a rendszer használhatóságát. Az algoritmusok közvetlen implementálása processzoros architektúrákon nem járható út, egy robosztusan, gyorsan működő passzív radar kialakítása során. Az eljárásokat ezért hardveres módon célszerű gyorsítani. A rendelkezésre álló NI5641R adó-vevő egység olyan beépített hardveres FPGA támogatással rendelkezik, amely kielégítő lehet a passzív radarrendszer jelfeldolgozási igényeinek tekintetében. A beépített újrakonfigurálható áramkör a feldolgozandó jeleket az eszköz középfrekvenciás adó-vevő kártyái keresztül kapja meg. Mivel azonban a vevő-kártyák kizárólag középfrekvenciás vételre szolgálnak, a magasabb frekvenciákon üzemelő DVB-T adótornyok jeleit a kártyák számára feldolgozhatóvá kellett tenni. Az adó-vevő egységhez ezért terveztem és a gyakorlatban is megvalósítottam egy több-csatornával rendelkező koherens RF front-end egységet.

A passzív radarok eredményes működésének további lényeges korlátozója a direkt úton érkező nagyszintű referenciajel által okozott elfedés. A radar hatótávolságának kiterjesztéséhez a céltárgyakat megfigyelő csatornán ezt a referenciajelet ki kell oltanunk. Mivel az előbbiekben említett középfrekvenciás adó-vevő egység egymástól négy darab független csatornával rendelkezik, ezért kézenfekvő megoldás az egység felhasználásával olyan adaptív antennarendszert megvalósítani, amely hatékony veheti fel a versenyt az adódó problémával szemben. Az elkészítendő fázisvezérelt antennarendszer elméleti hátterét és az alkalmazandó algoritmusok működését a második és harmadik fejezetben mutattam be az ott említett irodalmi anyagokra támaszkodva. A fejezetekben a direkt jel kioltás, és az adaptív nyalábformálás gyakorlatban való megvalósításához foglaltam össze a szükséges elméleti hátteret, amelyek működésének létjogosultságát a bemutatott szimulációval is igazoltam. Az ezt követő szakaszban ismertettem a rendelkezésre álló adó-vevő egység képességeit és az ahhoz elkészített többcsatornás RF front-end egység tervezésének lépéseit, szimulációs eredményeit, és a megvalósított részegységek közül néhány mérési eredményeit is. A dolgozat záró fejezetében, az elkészült többcsatornás vevőegység egy tesztszintű elkészített csatornájával próbamérést végeztem a repülőtér felszálló repülőgépeinek észlelésére. Az elvégzett mérések alapján kijelenthető, hogy a tervezett vevőegység az elvártan megfelelően működik, valamint a passzív radarok céltárgy detektálási elve a gyakorlatban is helytállónak bizonyult.

A továbbiakban a rendszer teljes teszteléséhez a végrehajtott próbamérés megismétlése lesz szükséges az elkészült csatornákkal, és a fázisvezérelt antennarendszerrel. A tervezett mérés célja a bemutatott passzív radar nyalábformálási eljárások gyakorlatban való tesztelése. A rendszer további fejlesztési lehetőségeinek főbb irányvonala a jelfeldolgozási eljárások implementálása az alkalmazott közép frekvenciás adó-vevő egység FPGA áramkörében.

Függelék

5.6. Matlab alatt készített szimulációs program forráskódja

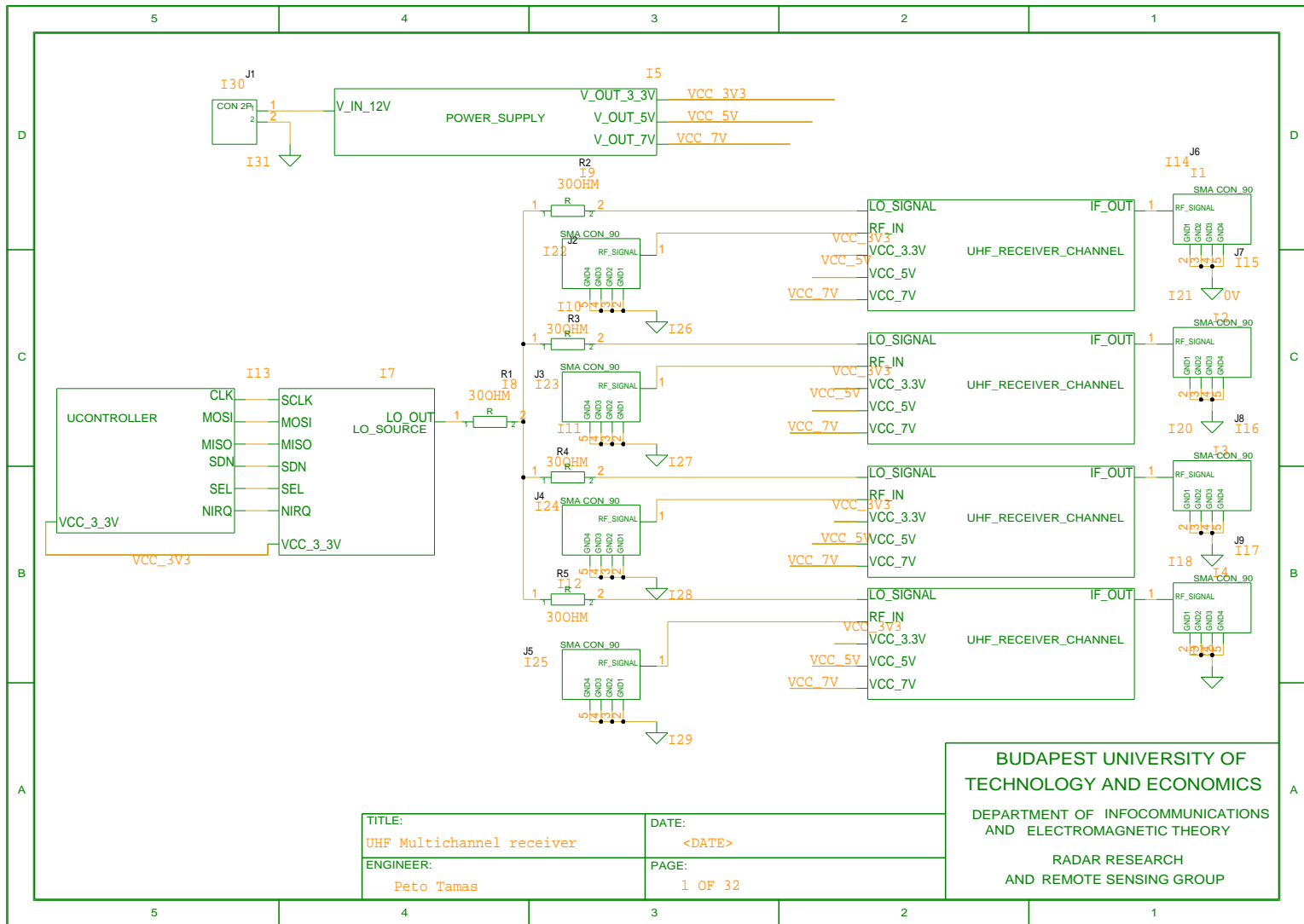
Az alábbi forráskód az iránybecslő algoritmusok szimulációját végzi el, két forrás beállítása esetén.

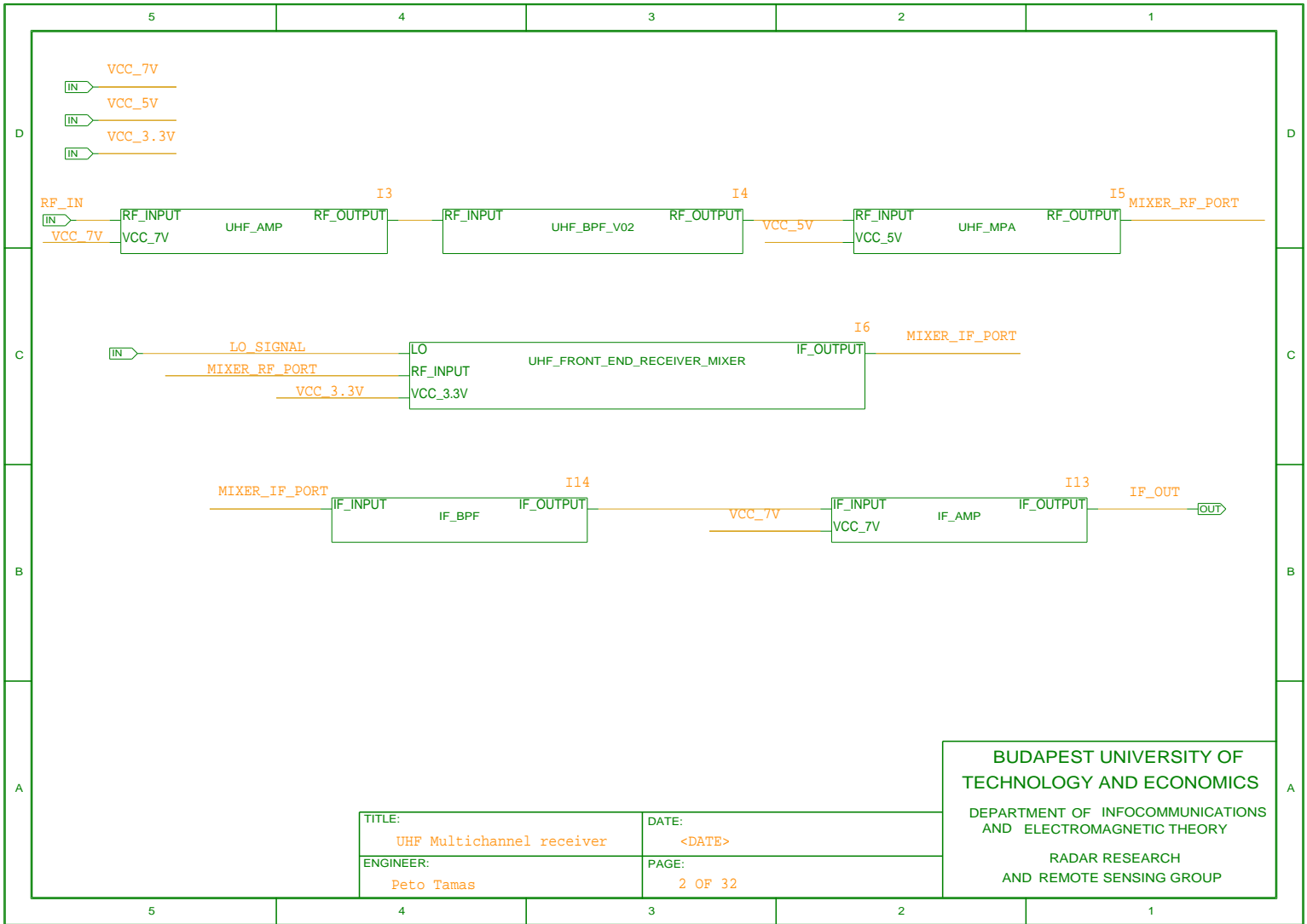
```
clear all;
j=sqrt(-1);
s=[1 1];
Rss=[1 0 ; 0 1]
sigman=0.1;

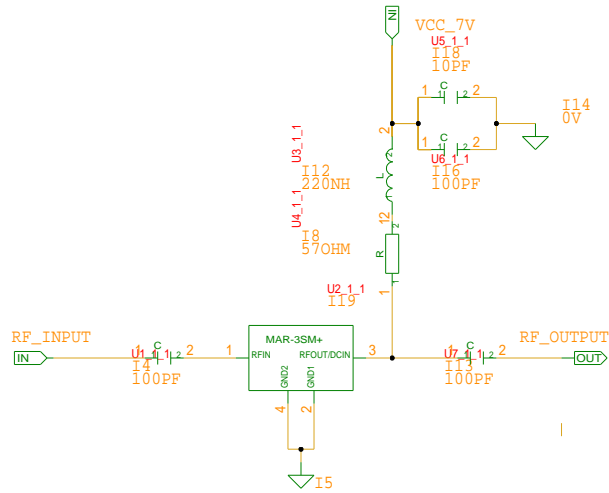
% Források elkészítése
an1=80*pi/180;%forras 1
an2=100*pi/180;%forras 1
for n=1:1:6
    as1t(n)=exp((n-1)*j*pi*sin(an1));
    as2t(n)=exp((n-1)*j*pi*sin(an2));
end
as=[as1t' as2t'];
I=sigman*eye(6,6)*eye(6,6);
%korrelációs mátrix
Rxx=as*Rss*as'+I;
Rxxinv=inv(Rxx);
Rxxj=Rxxinv(1,:);% oszlop választás a MEM-hez

angle=1;
for thetacikl=0:1:180
    theta=thetacikl*2*pi/360;
    for n=1:1:6
        at(n)=exp((n-1)*j*pi*sin(theta));
    end

    PB(angle)=at*Rxx*at';
    PC(angle)=1/(at*Rxxinv*at');
    PM(angle)=1/(at*Rxxj'*Rxxj*at');
    angle=angle+1;
end
PBnorm=abs(PB)/max(abs(PB));
PCnorm=abs(PC)/max(abs(PC));
PMnorm=abs(PM)/max(abs(PM));
plot(PBnorm,'b');
hold on
plot(PCnorm,'r');
plot(PMnorm,'g');
grid on;
shg;
```





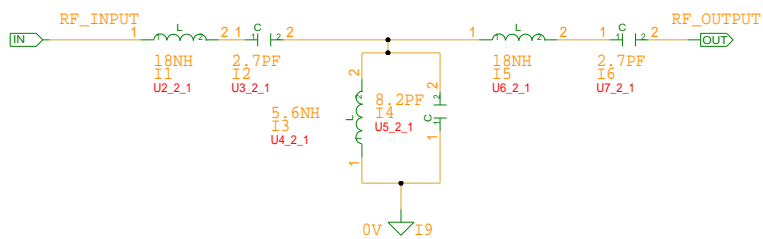


TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 3 OF 32

BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS

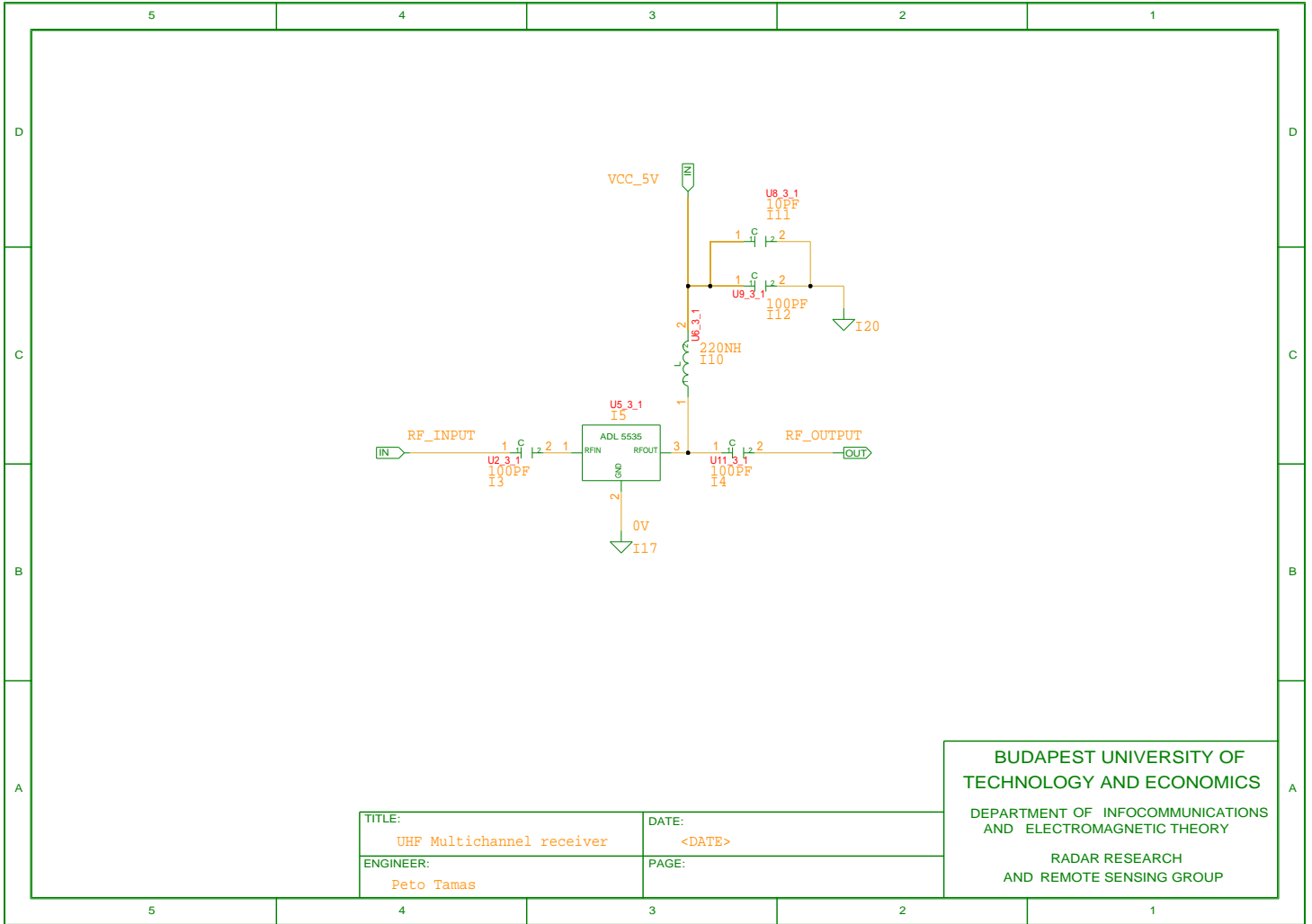
DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
AND ELECTROMAGNETIC THEORY

RADAR RESEARCH
AND REMOTE SENSING GROUP



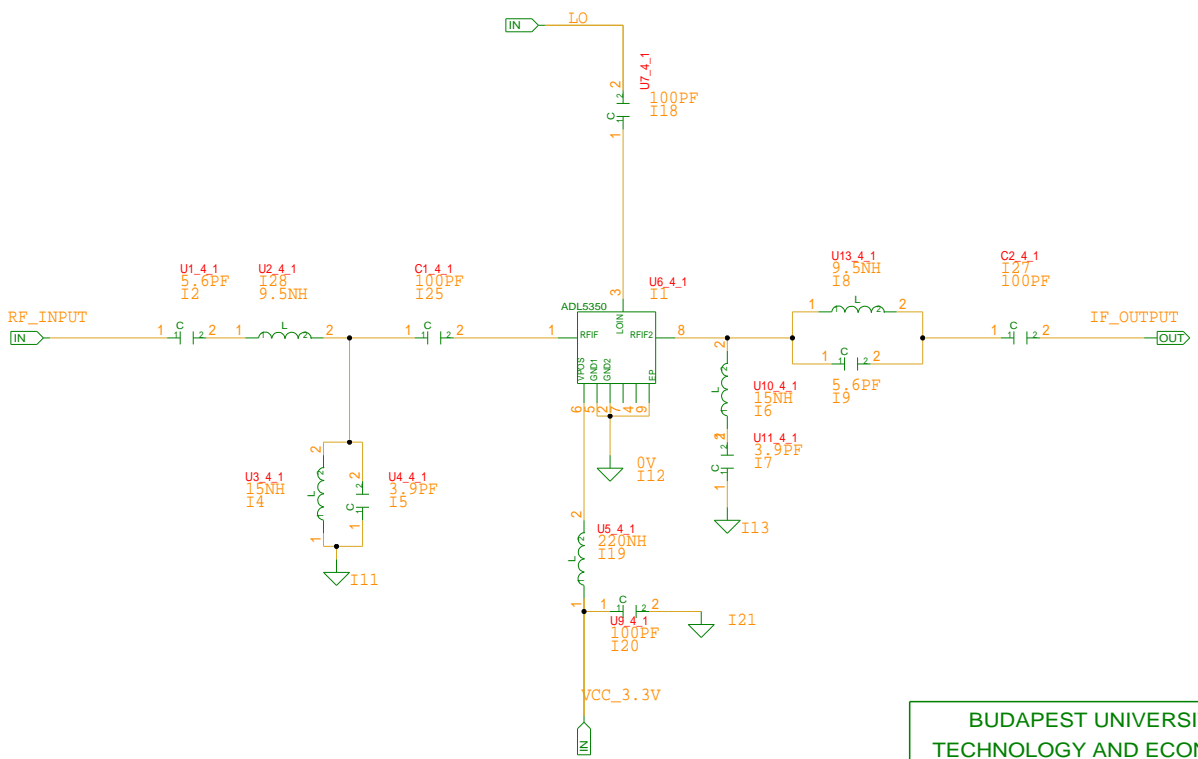
TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 4 OF 32

**BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS**
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
 AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH
 AND REMOTE SENSING GROUP



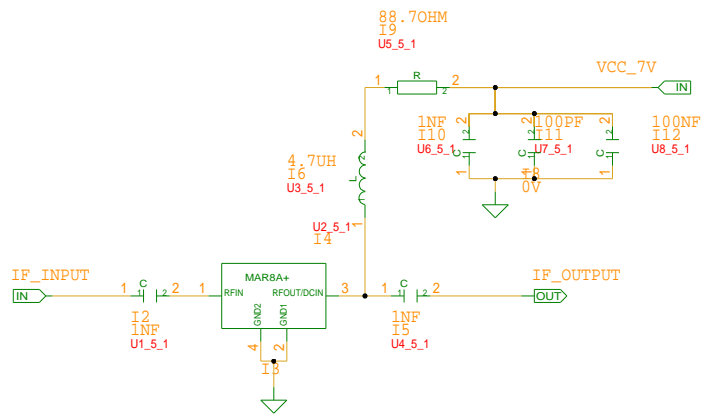
TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE:

BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS
DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
AND ELECTROMAGNETIC THEORY
RADAR RESEARCH
AND REMOTE SENSING GROUP



TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 6 OF 32

**BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS**
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH
AND REMOTE SENSING GROUP

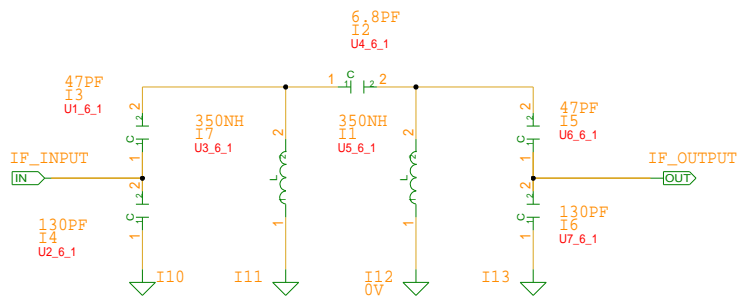


TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 7 OF 32

BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS

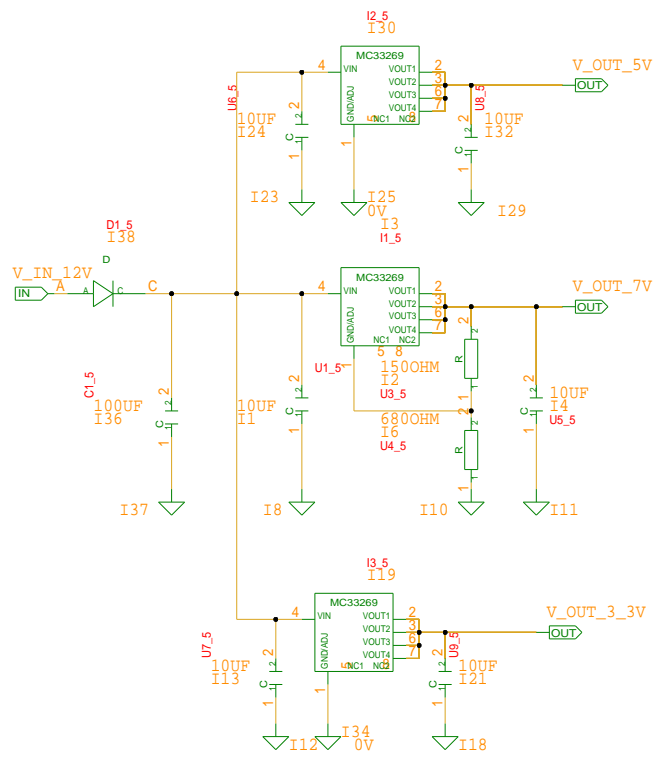
DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
AND ELECTROMAGNETIC THEORY

RADAR RESEARCH
AND REMOTE SENSING GROUP



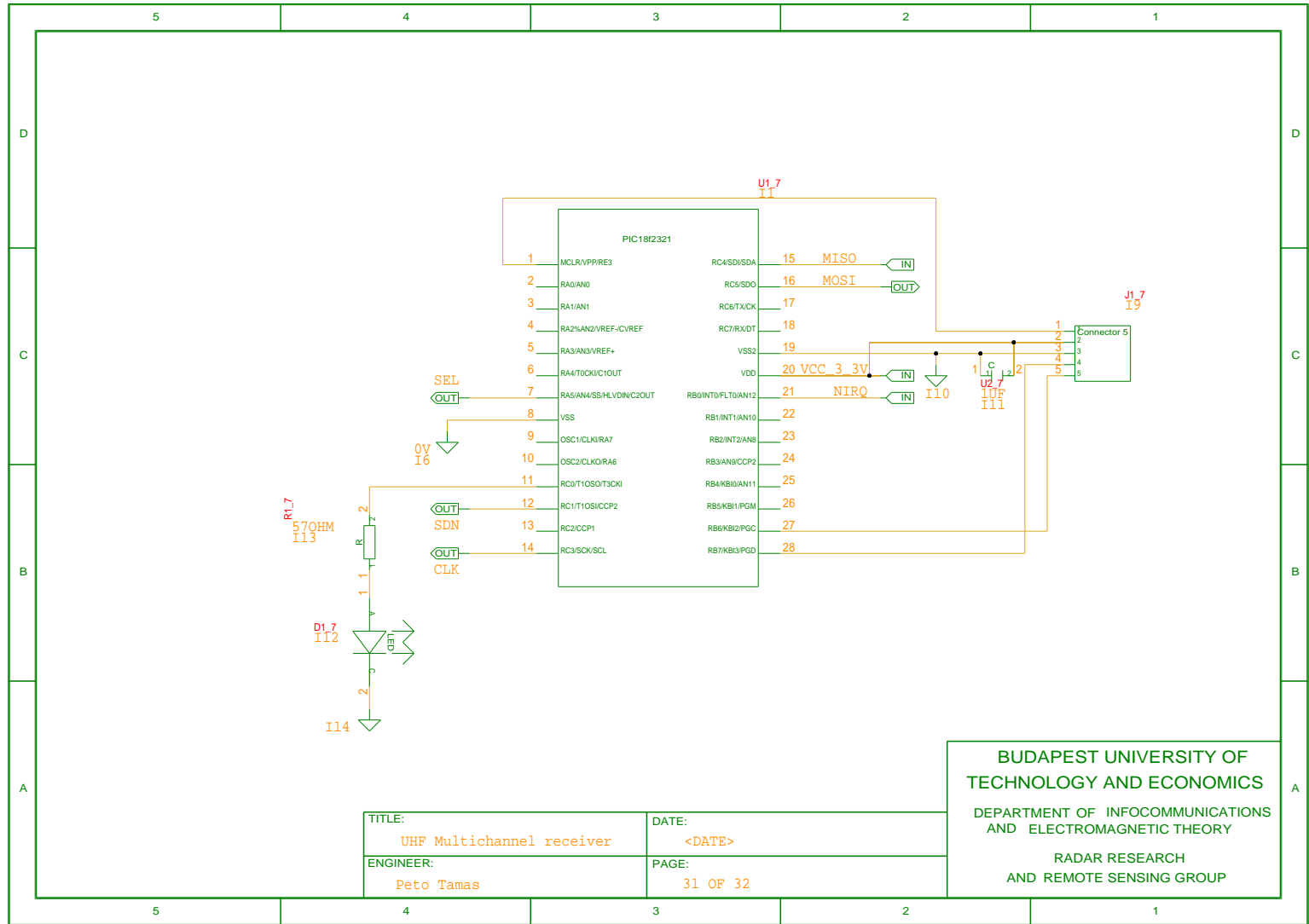
**BUDAPEST UNIVERSITY OF
 TECHNOLOGY AND ECONOMICS**
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
 AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH
 AND REMOTE SENSING GROUP

TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 8 OF 32



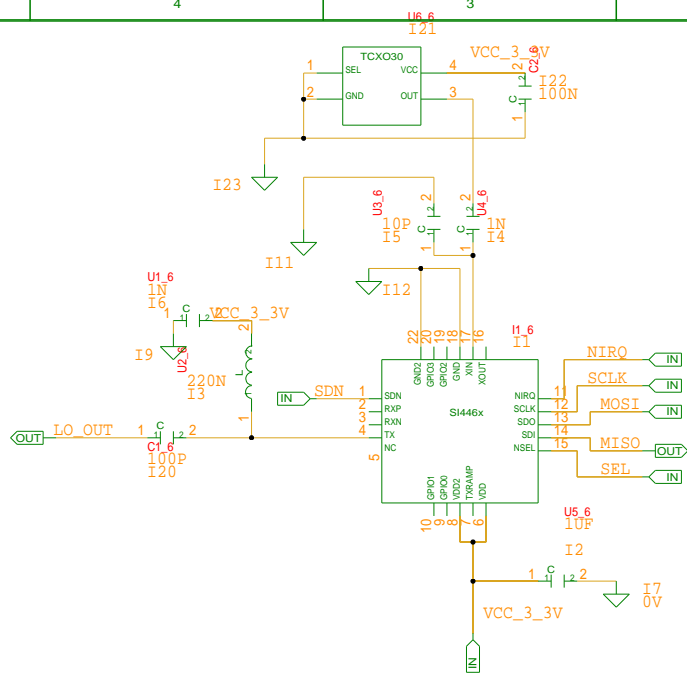
TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 30 OF 32

**BUDAPEST UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY AND ECONOMICS**
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH
AND REMOTE SENSING GROUP



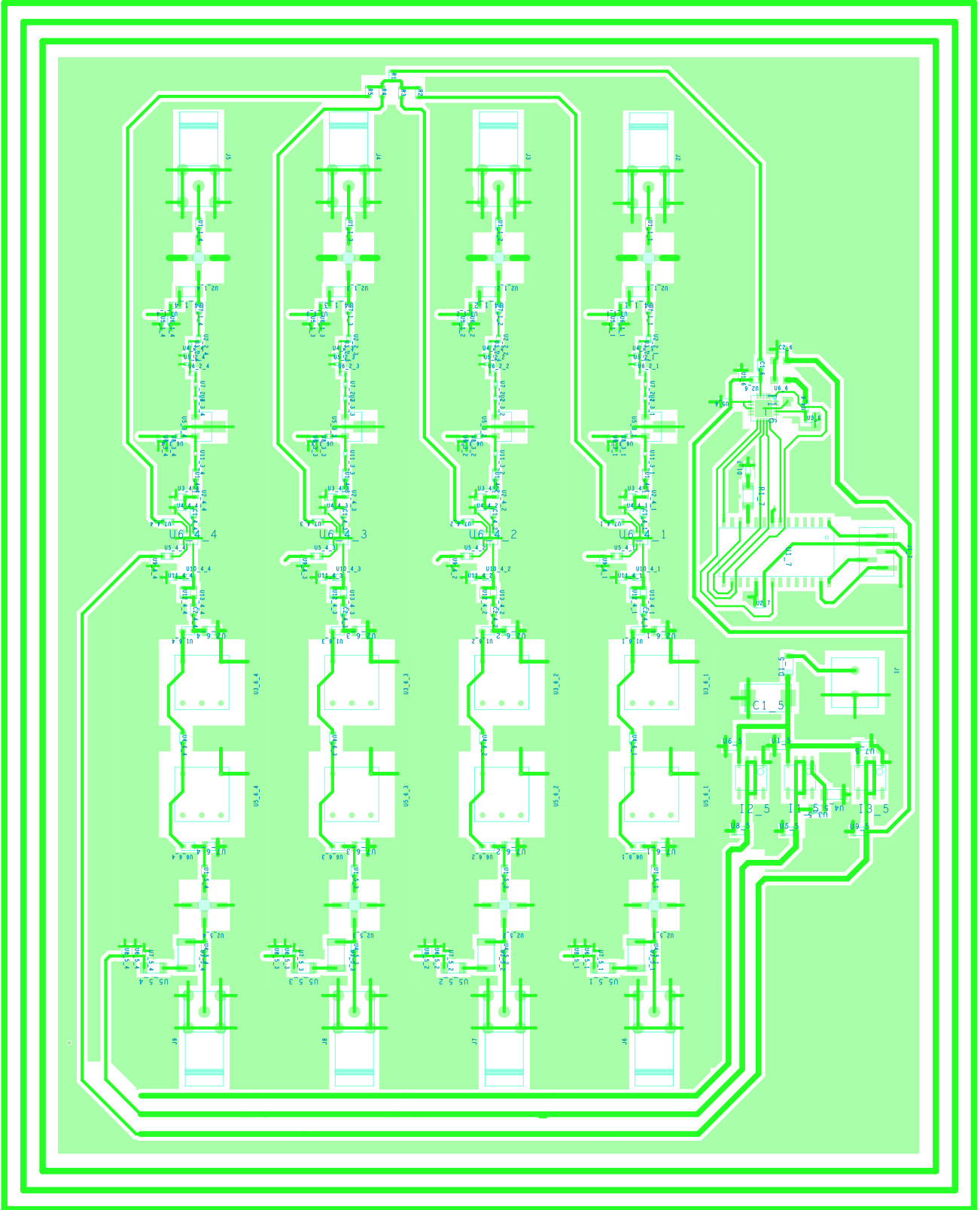
TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 31 OF 32

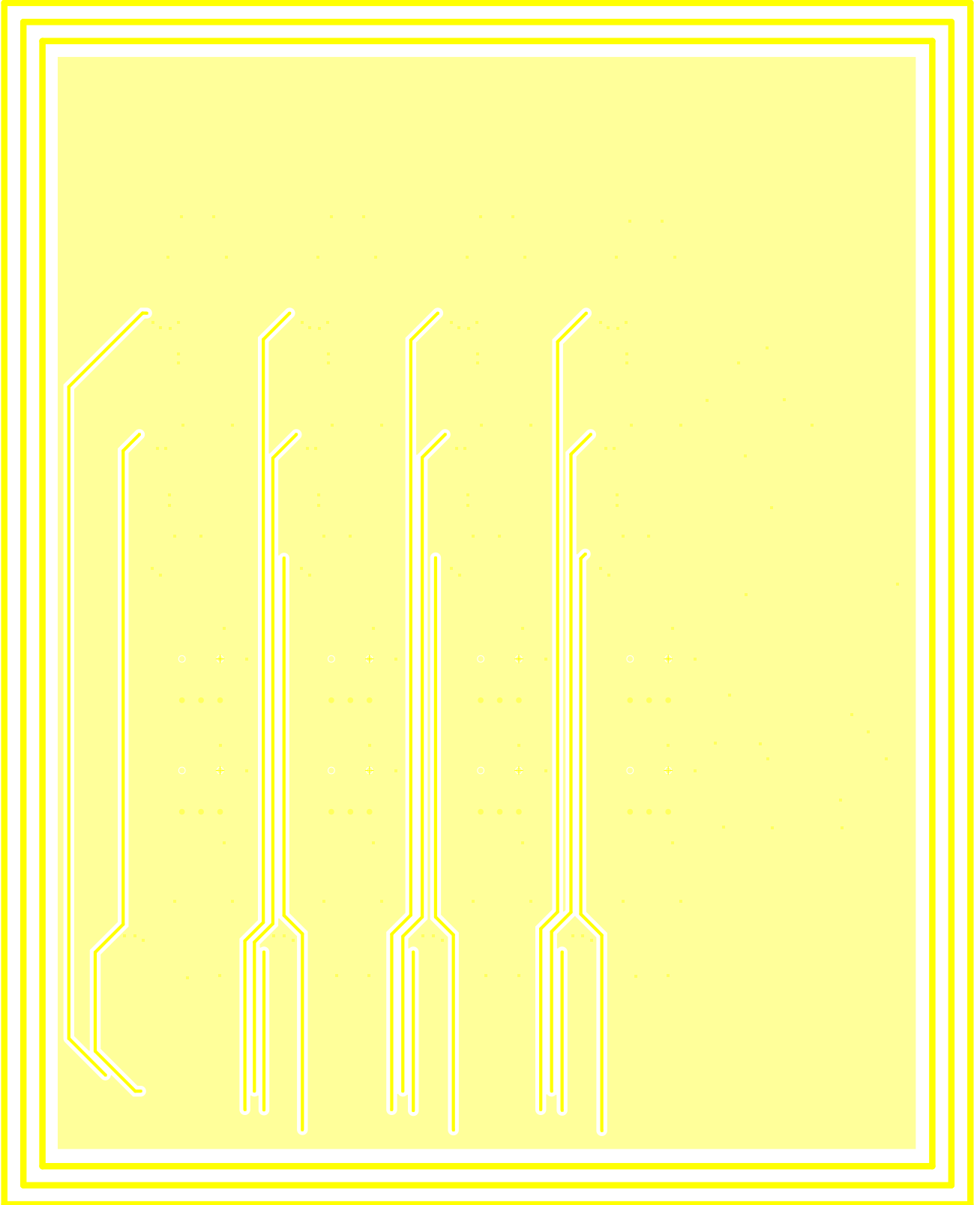
BUDAPEST UNIVERSITY OF TECHNOLOGY AND ECONOMICS
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH AND REMOTE SENSING GROUP



**BUDAPEST UNIVERSITY OF
 TECHNOLOGY AND ECONOMICS**
 DEPARTMENT OF INFOCOMMUNICATIONS
 AND ELECTROMAGNETIC THEORY
 RADAR RESEARCH
 AND REMOTE SENSING GROUP

TITLE: UHF Multichannel receiver	DATE: <DATE>
ENGINEER: Peto Tamas	PAGE: 32 OF 32





Ábrák jegyzéke

1.1. Bisztatikus radar geometriája	8
1.2. Bisztatikus radar geometriája	9
1.3. Bisztatikus Doppler hatás geometriája	10
1.4. Passzív radar főbb elemei	11
1.5. Illesztett szűrő bank	12
1.6. DVB-T jel egyértelműségi függvénye	14
1.7. Céltárgy detektálási küszöb sematikus ábrája	15
2.1. N elemű antennasor geometriai elrendezése	17
2.2. Elforgatott iránykarakterisztika polár koordináta rendszerben	18
2.3. Elforgatott iránykarakterisztika descartes koordináta rendszerben	19
2.4. Fázisvezérelt vevőantenna rendszer elvi felépítése	20
2.5. Bartlett iránybecslés	23
2.6. Matlab szimuláció az iránybecslő algoritmusokra	25
3.1. Adaptív nyalábformáló rendszer passzív radar alkalmazásban	27
3.2. Passzív radar nyalábformái	28
3.3. Digitális nyalábformálás megvalósítása	29
3.4. Digitális nyalábformáló hálózat sematikus ábrája	29
4.1. NI 5641R blokkvázlata	33
4.2. NI 5641R átviteli karakterisztikája széles frekvenciatartományban Forrás : [14]	34
4.3. UHF front end felépítésének sematikus ábrája	34
4.4. UHF erősítő szimulációja AWR-ben	36
4.5. UHF erősítő S-paraméterek	36
4.6. UHF sávszűrő szimulációja AWR-ben	37
4.7. UHF sávszűrő S-paraméterek	37
4.8. UHF közepes teljesítményű erősítő szimulációja AWR-ben	38
4.9. UHF közepes teljesítményű erősítő S-paraméterek	38
4.10. Keverő bemeneti és kimeneti portjának szűrő áramkörei	39
4.11. A Keverő áramkör kiegészítő szűrőinek S-paraméterei	39
4.12. Középfrekvenciás sávszűrő kapcsolási rajza AWR-ben	40
4.13. Középfrekvenciás sávszűrő szimulált S paraméterei	40
4.14. Középfrekvenciás erősítő kapcsolási rajza AWR-ben	41
4.15. Középfrekvenciás erősítő szimulált S paraméterei	41
4.16. Teljes csatorna szimulációja AWR-ben	42
4.17. Teljes csatorna átvitelének szimulációja	42
4.18. RF egységek együttes bemeneti és kimeneti reflexiójának szimulációja	43
4.19. RF erősítő mért szórási paraméterei	43
4.20. RF sávszűrő mért szórási paraméterei	44

4.21. RF közepes teljesítményű erősítő mért szórási paramétere	44
4.22. KF erősítő mért szórási paramétere	44
5.1. Adótorony pozíciók	46
5.2. A tervezett Yagi antenna struktúrája a 4Nec2 programban	48
5.3. A Yagi antenna iránykarakterisztikája	48
5.4. A Yagi antenna bemeneti reflexiója	49
5.5. Detektált céltárgy a kétdimenziós keresztkorrelációs függvényen	49
5.6. Detektált céltárgy a keresztkorrelációs függvény háromdimenziós ábráján	50

Irodalomjegyzék

- [1] Merrill I. Skolnik *Radar Handbook* McGraw-Hill Professional; 2 edition (January 1, 1990)
- [2] Nicholas J. Willis *Bistatic Radar* 2005 by SciTech Publishing Inc
- [3] Constantine A. Balanis *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 3rd Edition, 2005,
- [4] Constantine A. Balanis *Modern Antenna Handbook* John Wiley & Sons, Inc, 2008,
- [5] Lal Chand Godara *Smart Antennas* by CRC Press LLC, 2004
- [6] Rank B. Gross *Smart Antennas for Wireless Communications With MATLAB*, The McGraw-Hill Companies, Inc. , 2005
- [7] David M. Pozar University of Massachusetts at Amherst John Wiley & *Microwave Engineering Fourth Edition* 2012, 2005, 1998 by John Wiley & Sons, Inc.
- [8] Radmard, M. Electr. Eng. Dept., Sharif Univ. of Tech., Tehran, Iran Behnia, F. ; Bastani, M. *Cross ambiguity function analysis of the '8k-mode' DVB-T for passive radar application* Radar Conference, 2010 IEEE , 10-14 May 2010
- [9] Dr. Seller Rudolf , Nagyfrekvenciás rendszerek órai jegyzet, BME
- [10] Pető Tamás *Fázisvezérelt Antennarendszerek Iránymérési Algoritmusainak Implementálása Labview környezetben* BSc szakdolgozat 2012
- [11] Pető Tamás *Műsorszóró rendszeren alapuló passzív radar* BME Önálló laboratórium beszámoló 2012
- [12] www.antenna-theory.com
- [13] Antenna Hungária Zrt. DVB-T lefedettségi térkép
Forrás: http://ahrt.hu/files/tiny_mce/Mus_terj/Technikai%20informacio_2012_11_07.pdf
Letöltés : 2013 szeptember
- [14] NI5641R eszköz specifikációs dokumentum
Forrás: <http://www.ni.com/pdf/manuals/375120d.pdf>
Letöltés : 2013 szeptember
- [15] www.radartutorial.eu