



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

TDK dolgozat

A Bay kísérlet korszerű kontextusban

Bernáth Bence

Témavezető: Simon Ferenc
Egyetemi tanár
BME Fizika Tanszék

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

2014.

Tartalomjegyzék

Köszönetnyilvánítás	2
1. Bevezető és motiváció	3
2. Elméleti háttér	5
2.1. Bay Zoltán féle Hold-radar megvalósítás	5
2.2. A modern megvalósítás	6
2.2.1. Várt jel nagysága és tulajdonságai	6
2.2.2. Kis jelek mérése a detektálási limit közelében	7
3. A felhasznált eszközök és módszerek	9
3.1. IQ mixer	9
3.2. Alacsony zajú erősítők (LNA)	10
3.3. Szűrők használata	10
3.4. PIN diódák, kapcsolók	10
3.5. Komplex Diszkrét Fourier Transzformáció használata	11
4. Eredmények és értelmezésük	12
4.1. Mérési összeállítás a Hold-radar kísérlethez	12
4.2. Ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum-analizátor megépítése	14
4.3. A berendezés kalibrálása terepkísérletek során	20
4.3.1. A Nap mikrohullámú fluxusának mérése	20
4.3.2. A Nap zajhőmérsékletének mérése	21
5. Összefoglalás	25

Köszönetnyilvánítás

Hálával tartozom témavezetőmnek, Simon Ferencnek, aki példamutató türelmével és lelkesedésével tanított, segített, biztatott a munkám során.

Köszönöm Dr. Fülöp Ferencnek a műszerek javításában nyújtott folyamatos segítségét, ötleteit, gondoskodását. Tőle származik az az eredeti ötlet is, hogy a Bay Zoltán féle Hold-radar kísérletet próbáljuk megvalósítani a mai eszközeinkkel.

Köszönöm a labor és a műhely összes dolgozójának, akik a motiváló munkakörnyezetet teremtve, mindenben a segítségemre álltak, és nagy figyelemmel követték a munkámat.

Külön köszönöm Gyüre Balázsnak, az éjszakai munkálatok során nyújtott segítségét, és a mérésvezérlő program fejlesztését. Hálával tartozom családomnak és barátaimnak akik idáig minden döntésemben szabadon hagytak, és középiskolai tanárainak akik megtanítottak arra, hogy a problémákat szeretnünk kell.

1. fejezet

Bevezető és motiváció

Közel 70 éve, 1946 február 6-án észlelte Bay Zoltán és kutatócsoportja az első radarvisszhangot a Holdról [1]. Kísérletükkel párhuzamosan és attól függetlenül zajlottak az USA-beli kutatók hasonló vizsgálatai, akik 1946 január 10-én észlelték az első radarvisszhangot [2]. E két eredmény egy új tudományterület, a radar- ill. rádiócsillagászat alapjait vetették meg. Ezen a területen végzett kutatások az Univerzum múltjának és jövőjének, valamint egzotikus objektumok viselkedésének és így az általános relativitáselmélet igazolásához vezettek. Az eredmények fontosságát a területen elért eredményekért kiosztott 5 Nobel díj mutatja ¹.

A Hold-radar kísérletekben is használt rádiófrekvenciás és mikrohullámú mérés technika a korszerű szilárdtestkutatás egyik kiváló eszköze, amit széleskörűen használunk pl. érintésmentes impedancia mérés vagy mágneses rezonancia kísérletekben. Az ilyen berendezések fejlesztésekor fontos a mérőberendezések működésének minél jobb megértése és így a mérési lehetőségek jobb kihasználása. Egy természetes igény, hogy a mérés technika a természet által fizikai korlátként állított zajszinteket minél jobban megközelítve működjön. A BSc szakdolgozatom során elektron spin rezonancia (ESR) spektrométerekben elérhető legnagyobb érzékenység vizsgálata volt a feladatom és ennek során a kis-zajú mikrohullámú technikába nyertem betekintést. E munka során felmerült az a kérdés, hogy a laboratóriumunkban használt mikrohullámú eszközökkel lehetséges-e a Bay Zoltán féle klasszikus Hold-radar kísérlet megismétlése. A mérés megismétlése több célja is van: Általa betekintést nyerhetünk az alacsony zajú mikrohullámú mérés technikába szabadtéri környezetben. Ezt a tudást később használhatjuk a laboratóriumi kísérletekhez.

A radarvisszhang detektálása az ismeretlen nagyságú Doppler eltolódás miatt olyan detektálási technikát igényel (spektrum analízis), ami bizonyos esetekben a laboratóriumi mérés technikában is szükséges. A munka során ezért megépítettem egy mikrohullámú tartományban működő kis-zajú spektrumanalízist.

Tudomásom szerint Magyarországon még nem történt meg e történelmi kísérlet megismétlése, ezért munkámmal Bay Zoltán munkássága előtt is tisztelegni kívánok. A dolgozatban bemutatom Bay Zoltán kísérletének alapjait és a Hold-radar kísérlet kapcsán felmerülő kérdéseket, a várt jel nagyságának és tulajdonságainak tekintetében. A kísérleti fejezetben bemutatom a felhasznált eszközök legfontosabb jellemzőit. Az Eredmények fejezetben ismertetem a modern megvalósítás során felmerülő kérdéseket, nehézségeket, amit a munka során megoldottunk.

Hangsúlyozandó, hogy a Hold-radar kísérlet elvégzése nem a végcélunk hanem egy sajátos út ami által betekintést nyerhetünk az alacsony zajú mikrohullámú mérés technikába szabadtéri környezetben. Ezt a tudást később felhasználhatjuk a laboratóriumi kísérletek-

¹Martin Ryle és Antony Hewish 1974-es Nobel díj a rádiócsillagászat megalapozásáért, Arno Penzias és Robert Wilson 1978-as Nobel díj a mikrohullámú háttérsugárzás felfedezéséért, Russel A. Hulse és Joseph H. Taylor Jr. 1993-as Nobel díj egy kettőspulzár rádiócsillagászati felfedezéséért, Ray Davis, Masatoshi Koshihara, és Riccardo Giacconi 2002-es Nobel díj a röntgen és neutrínó csillagászat megalapozásáért, John C. Mather és George F. Smoot 2006-os Nobel díj a mikrohullámú háttérsugárzás anizotropiájának felfedezéséért.

hez. Továbbá egy esetleges későbbi mikrohullámú laboratóriumi gyakorlat alapjait fektetjük le a fizikus képzés számára.

A Bay kísérlet önmagában rámutat arra, hogy az elmúlt 70 év rohamos fejlődése ellenére egy termikus limit határán lévő mérés megismétlése sem magától értetődő és modern eszközökkel is komoly kihívást jelent.

A dolgozat írásakor minden eddigi erőfeszítésünk ellenére sem sikerült a Hold radar visszhangját megtalálnunk.

2. fejezet

Elméleti háttér

2.1. Bay Zoltán féle Hold-radar megvalósítás

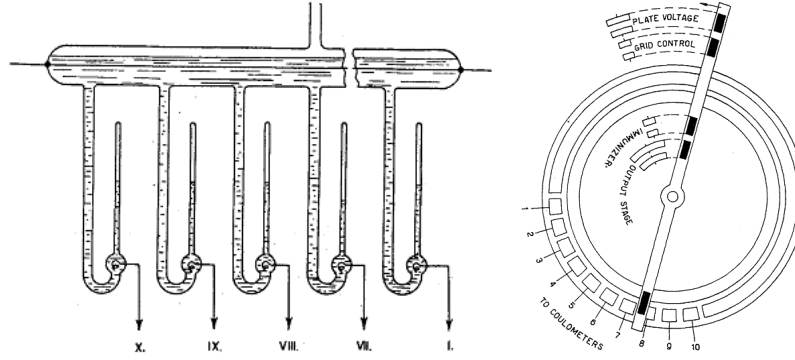
Magyarország II. világháborúba való belépését követően a katonai vezetés úgy döntött, hogy a bombatámadások veszteségeinek enyhítése céljából szükséges lenne az ellenséges repülőgépeknek mikrohullámú felderítése és helyzetmeghatározása. A Honvédelmi Minisztérium ösztönzésére a Egyesült Izzó Bay-ék rendelkezésére bocsájtotta kutatólaboratóriumát a mikrohullámú kísérletek elvégzésére. A világháború alatt épültek Magyarországon földi radarok, de a Bay csoportban felmerült a kérdés, hogy kijutnak-e a mikrohullámok¹ a világűrbe, és vajon lehet-e radar visszhangot fogni a Hold felszínéről. A kutatások ilyen irányba 1944-ben kezdődtek, 10 akadémikus kutató(köztük Simonyi Károly) és 30 elektronikus műszerész segítségével. A kezdeti számolások 0.1-es jel/zaj arányt jósoltak, ezért szükséges volt valami módon összegezni a jeleket.

A mikrohullámot elektroncsövekkel keltették, a detektáláshoz és összegzéshez szükséges berendezésekről az alábbiakban szólok.

A Holdnál az oda-vissza futás ideje kb. 2.5 másodperc, tehát ha 3 másodpercenként 1 pulzust küld ki a radar, és a visszavert jelet összegezni akarjuk, akkor 100 jel esetén a jeleket 5 percre, 1000 jel esetén pedig 50 percre kell megőrizni. Ha a jeleket 50 percre veszteség nélkül akarjuk megőrizni és összegezni, akkor az összegző szerv időállandója több órára kell legyen. Abban az időben még nem rendelkezett az elektronika ezen feladat megoldására alkalmas memória-műszerekkel. Végül is a csoport a hidrogén coulométer mellett döntött, melyben az áram hatására kivált hidrogéngáz a vékony kapillárisban a folyadék-meniszkuszt az áramintegrállal arányosan toltta el. A kísérletben 10 coulométert kötöttek össze a vevőkészülék kimenő fokozatával, az adóimpulzussal szinkronizált időrendben.

A 10 coulométer közös anóddal egy üvegedényben volt összeépítve, s az adás és vétel kapcsolásait egy forgó kapcsoló végezte. A kapcsoló 3 másodperc alatt fordult körbe. Így mindegyik voltaméter az adóimpulzus után meghatározott időpontban került bekapcsolásra. Az időskálát tehát így definiálták. A jel, mely a Holdról visszajött, mindig ugyanarra a coulométerre esett és ott összegezést nyert. A többin csupán a zajt (pozitív és negatív előjelű áramingadozást) észlelte, és így meghatározta kísérlet zéró-vonalát, melynek statisztikus ingadozása a kísérlet zajának mértéke. [1, 3]. N pulzus után a jel N -es, a zaj \sqrt{N} -esére nőtt, így jel/zajban \sqrt{N} -es javulást kaptak. Bay-csoport 1946. február 6-án, 2.5 méteres hullámhosszon, 3 kW kisugárzott teljesítménnyel radar-visszhangot fogott fel a Holdról.

¹Bay Zoltán cikke is mikrohullámként hivatkozik a használt elektromágneses sugárzásra. A szakma ma csak a 3-300 mm hullámhosszú sugárzást hívja mikrohullámnak. A Bay csoport 2.5 m-es hullámhosszon sugárzott.



2.1. ábra. A coulométerek és a forgó rendszer [1]

2.2. A modern megvalósítás

2.2.1. Várt jel nagysága és tulajdonságai

A legnagyobb veszteséget (L) a jel és az echo a Föld-Hold közötti távolságban szenved el. Ez abból adódik, hogy a nyaláb és az echo gömbszerűen kiszélesednek (izotróp sugárzást feltételezünk)[4].

$$L = 10 \log \left(\frac{r^2 \lambda^2 \eta}{64 \pi^2 d^4} \right) = -290.17 \text{ dB} \quad (2.1)$$

A Hold sugara $r = 1.738 \cdot 10^6$ m, a Föld-Hold közepes távolság $d = 3.844 \cdot 10^8$ m, a Hold abszorpciója $\eta = 0.065$, a sugárzás hullámhossza $\lambda = 2.58$ cm.

A légkör veszteségét négy részre oszthatjuk; oxigén: 0.005 dB/km, víz: 0.009 dB/km, felhő: 0.02 dB/km és eső: 0.02 dB/km [5]. Rendre 100-, 50-, 25-, és 10 km rétegvastagsággal számolva. Az így túlbecsült légköri veszteségre 2.3 dB adódik a Föld-Hold-Föld útra. Az antenna erősítés (G) az antenna jóságát adja meg, vagyis hogy egy izotróp sugárzóhoz képest mennyivel jobban fókuszált az antenna.

$$10 \log(G) = 10 \log \left(\frac{4\pi A}{\lambda^2} \right) = 42.47 \text{ dB} \quad (2.2)$$

Az A jelenti az antenna felületét. A fenti mennyiséget erősítésként vesszük figyelembe. A kiadott pulzusunk teljesítménye $P_t = 36$ dBm² ami magába foglalja a vezetékek és a kapcsolók veszteségét.

A várt echo teljesítményének (P_r) nagysága:

$$P_r = P_t + L + 2G - 2.4 \text{ dB} = -171.53 \text{ dBm} = 6.87 \cdot 10^{-21} \text{ Watt} \quad (2.3)$$

A termikus limit -174 dBm, ezért azt várjuk, hogy a visszavert jel nagysága detektálható egy olyan mérőrendszeren ami képes a termikus zajszint közelében működni.

Doppler eltolódás

A kisugárzott és a visszavert jelet is Doppler eltolódás éri. A mérésünk időskáláján a Hold librációja (azaz, hogy a Földről nézve a Hold jobb és bal oldala kicsit mozog előre-hátra) elhanyagolható és csak a Föld forgásából eredő közeledés vagy távolodás okozza a frekvencia megváltozását a megfigyelő számára.

Legyen Föld felszín-Hold pillanatnyi távolsága $S(t)$.

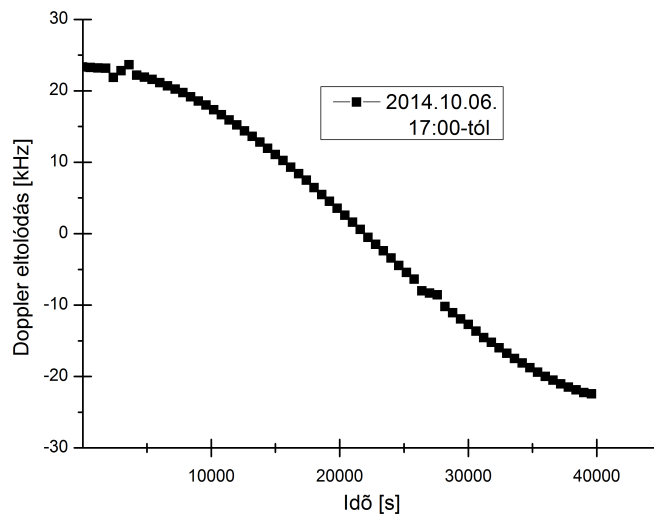
$$S(t) = \sqrt{(R \sin(RL^\circ - \omega t))^2 + (L - R \cos(RL^\circ - \omega t))^2} \quad (2.4)$$

²A dBm egy logaritmikus teljesítményegység: 0 dBm=1 mW, -10 dBm=0.1 mW, 10 dBm=10 mW stb.

Ahol R a Föld sugara, L a Föld-Hold tömegközéppontjainak távolsága. Akkor RLS oldalak kifeszítenek egy háromszöget ahol RL° jelöli az R és L oldalak által bezárt szöget. ω a Föld tengely körüli körfrekvenciája, melynek előjele negatív, ha távolodunk a Holdtól. $S(t)$ deriváltjából a távolodás/közeledés sebessége megmondható, így a Doppler eltolódás is. Az eltolódás nagysága:

$$\Delta f = 2f_0 \frac{\dot{S}(t)}{c - \dot{S}(t)} \quad (2.5)$$

ahol c jelenti a fénysebességet. A kettes szorzó az oda-vissza úton levő eltolódást jelenti. A Stellarium program alapján[6] az aktuális Föld felszín-Hold távolságot és a hozzájuk tartozó időt táblázatba tettem és a numerikus derivált segítségével kiszámoltam az eltolódást.



2.2. ábra. A Doppler eltolódás becslése, a pontok egymástól 10 perc távolságra vannak.

Mivel a Hold nem egy síktűkör, a különböző távolságú felszínekről különböző időközesséssel érkezik vissza a jel ami frekvenciatérbeli kiszélesedéshez vezet. Ez az érték 10 GHz körül 15 Hz [4]. A várt jel további kiszélesedését az okozza, hogy átlagolnunk kell, tehát több spektrumot kell fölvennünk. 10 perc alatt, attól függően, hogy mikor mérünk 500-1000 Hz nagyságú is lehet ez a kiszélesedés.

2.2.2. Kis jelek mérése a detektálási limit közelében

A kis intenzitású rádiófrekvenciás jelek detektálásának természetes fizikai határa a Johnson–Nyquist vagy az ún. termikus zaj. A termikus zaj fluktuáció-disszipáció tételből származtatható és az elektronok átlagos energiaértéktől való eltérésének nagyságát fejezi ki véges hőmérsékleten. A termikus zaj teljesítménye a

$$P_{\text{Noise}} = 4k_B T \Delta f \quad (2.6)$$

kifejezéssel írható le, ahol $T=300$ K. 1 Hz sávzélesség esetén ez -174 dBm-es jelszintet ad. A célunk az, hogy méréseink során ezt a zajszintet a lehető legjobban megközelítsük. $R = 50 \Omega$ hullámimpedanciájú hullámvezetővel (vagy koaxiális kábellel) számolva a termikus zajhoz tartozó feszültség:

$$U_{\text{Noise}} = \sqrt{4k_B T \Delta f R} \quad (2.7)$$

minek értéke 0,9 nV amennyiben a sávszélesség 1 Hz.

Látható, hogy a sávszélesség nagysága kritikus a kis zajú jelek mérésekor. Mivel a mikrohullámú mixer technikával a mikrohullámú jel feszültségét mérjük egy lekevert alacsony frekvencián (DC- néhány kHz), ezért a jel-zaj arány a felhasznált sávszélesség gyökével romlik. Számos technika ismert a rádiófrekvenciás vagy mikrohullámú jelek detektálására alacsony sávszélességen: lock-in technika, spektrum analízálás, időbeni átlagolás. A lock-in technika esetünkben nem alkalmazható, mivel a Holdról visszavert jel Doppler eltolódása időben nem állandó és értéke sem ismert. A lock-in technika megfelelő akkor amikor a mérendő rendszerbe irányított módon tudunk egy ac komponensű jelet bevinni.

A visszajövő jel spektrum analízálása egy megfelelő technika a kis sávszélességen történő méréshez. Ebben a bejövő, idő doménben mért jelet Fourier transzformáljuk és a spektrumban lévő, zaj feletti komponenseket keressük. A spektrum analízálásról azt mondhatjuk, hogy olyan mintha lényegében a lock-in technikát alkalmaznánk parallel módon a vizsgált frekvencia tartományon. A spektrumanalízálás tulajdonságáról elmondhatjuk, hogy az idő doménben vizsgált jel Δf sávszélessége a frekvencia doménben N -ed részére csökken, ahol N az idődomén mintavételezési pontjainak száma³. Ez egyben azt jelenti, hogy N pontban történt mintavételezés és FT után a spektrumban látható jelek jel-zaj aránya \sqrt{N} -nel javul az idődoménhez képest. Ez szigorúan véve csak akkor igaz, ha a bejövő jel egyetlen frekvencián tartalmaz csak komponenseket. Ha frekvencia doménben a jel ki van szélesedve, akkor ez csökkenti a jel-zaj arány javulását.

A harmadik alternatíva ami a sávszélesség csökkentését eredményezi – és Bay Zoltán klasszikus kísérlete is alkalmazta – az az idődoménbeli jelek egyenirányítása és a mért jel hosszú időállandóval történő átlagolása. Pl. Bay Zoltán ún. demodulátorral mérte a bejövő és Doppler eltolódott frekvenciájú jelek intenzitását, majd a bejövő jelet integrálta 100 ms-ig a coulométeren. Az így kapott jel effektív sávszélessége tehát 10 Hz ami már kellően kicsi. A gyakorlatban a mi esetünkben a bejövő jel egyenirányítását a már digitalizált jeleken végezzük. Tehát egyszerre próbáljuk meg mindkét technikát alkalmazni: az idődoménben mért jeleket egyenirányítjuk és a spektrumanalízálást végzünk.

Természetesen az egyedi echo-k átlagolása mindenképpen javítja a jel-zaj arányt akár a spektrum analízátoros, akár az időtartománybeli simítás technikáját alkalmazzuk. A korábban bemutatott számolásoknak megfelelően, akkora jelet várunk, amihez kb. 100 darab echo-t kell összeátlagolnunk.

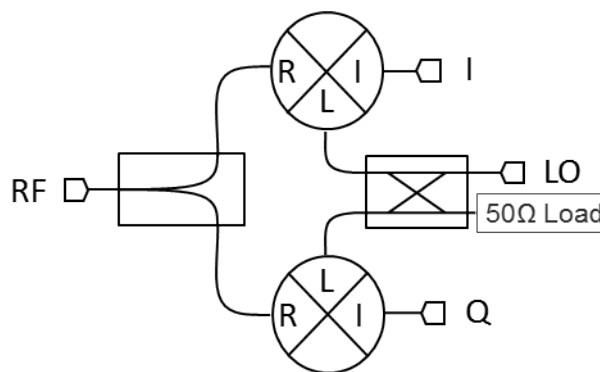
³Ez csak ún. négyzetes(rektanguláris) ablak vagy apodizáció mellett érvényes.

3. fejezet

A felhasznált eszközök és módszerek

3.1. IQ mixer

A mixerek (keverő típusú) detektorok, nagyon érzékeny detektálásra adnak lehetőséget. Működési elvük, hogy a nagyfrekvenciás jelet (RF) lekeverik egy lokáloszcillátor(LO) segítségével, és így egy középfrekvenciás (IF) jelet kapunk. A lekeverés lényegében a két jel össze-szorzását jelenti. Ha a jelekre mint szinuszokra gondolunk akkor a szorzatban megjelenik egy alacsonyfrekvenciás és egy nagyfrekvenciás komponens. A mixerbe épített aluláteresztő szűrő segítségével csak az alacsonyfrekvenciás taggal foglalkozunk. Mi a Marki gyártmányú IQ 0618 típusú mixert használtuk a méréseink során, mellyel a kvadratúra detektálás vált lehetővé. Ez azt jelenti, hogy a mixer az RF és az LO ágakat két egyenlő részre osztja,



IQ Mixer

3.1. ábra. Az IQ mixer felépítése [7]

de az egyik LO ágba egy 90°-os eltolást tesz. A mixernek két kimenete van; a "Q" jelű jelenti *quadrature signalt*, vagyis az eltolt LO-val szorzott RF jelet, az "I" kimenet az *in-phase signalt*, vagyis az fázisban azonos LO és RF jel szorzatát. A fázis- és kvadratúra összetevők merőlegesek egymásra. Vektorábrán az előbbit a vízszintes(valós), az utóbbit a függőleges(képzetes) tengelyen szokták ábrázolni. A két komponens ilyen tulajdonsága miatt lehetőség adódik komplex Fourier transzformáció elvégzésére amely a jelfeldolgozásban a segítségünkre is lesz. A mixerek további nagyon fontos tulajdonsága, hogy alacsony zaj-

szinten képesek működni, és az IF jel nagysága a mikrohullámú jel feszültségével egyenesen arányos. A mixert jellemző legfontosabb mennyiség a *Conversion Loss*. Ez megmondja, hogy a lekeverés során az RF porton bemenő teljesítmény mekkora részét veszítettük el.

$$\text{Conversion Loss} = -10 \log \left(\frac{P_{RF}}{P_{IF}} \right) \quad (3.1)$$

Esetünkben ez a mennyiség 7.5 dB.

A *conversion loss*-tól eltekintve ideális esetben a mixernek kimenetén nincs extra zaj. Azaz az egyetlen effektus amivel számolni kell, az a kisebb jel. Azonban a mixer kimenetének zajtalansága csak az úgynevezett könyök frekvencia felett igaz (értéke tipikusan 10 kHz), alatta a mixerben lévő diódák $1/f$ jellegű zaja dominál (ún. *flicker noise*), aminek értéke a termikus zajszintnek (feszültségben) akár 10-szerese is lehet. Az általunk használt mixerre ezt a viselkedést kimértem és a zajjal való megbírkózási technikát az Eredmények fejezetben ismertetem.

3.2. Alacsony zajú erősítők (LNA)

A visszavert jelet először egy mikrohullámú LNA-val (ezenül csak m-LNA), erősítettük, majd a lekevert jelet is erősítettük (IF-LNA).

A Holdről visszaverődő jel kb. -170 dBm, ahhoz, hogy ezt lássuk szükségünk van erősítőre. A MITEQ AFS44-00101000-20-10P-44 típusú erősítő 50 dB-t tud erősíteni a jelünkön úgy, hogy közben a zajtényezője (*Noise figure*) 2 dB. Az LNA előnye az, hogy a rendszer eredő zajtényezőjét csökkenti, mivel a mixer 7 dB-je helyett 2 dB lesz. Tehát 5 dB nyereségünk van. Mivel egyik eszközünk sem tökéletes, ezért a mixer LO és RF ága között van áthallás (35 dB). Ez egy DC alapvonalat produkál az IF kimeneten. Ennek hatását a minél nagyobb RF jel használatával tudjuk csökkenteni. Az m-LNA használata kritikus a mérésünkben, amit a 4.2 fejezetben mutatok be részletesebben.

Az IF-LNA (100x) $380 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bemenő zajjal rendelkezik, és azért van rá szükség, hogy a mérésben a zajszintünk az oszcilloszkóp zajánál nagyobb legyen, ami a digitalizált jel jel/zaj viszonyát javítja.

3.3. Szűrők használata

Mérés közben, minden olyan detektált jel, amelyet nem a mi pulzusunk okoz, zajként értelmezhető. Ilyen például az 50 Hz és annak felharmonikusai, vagy a légkörből származó nagyfrekvenciás telekommunikációs jelek. Ahhoz, hogy lássuk a Doppler eltolódást, 0 kHz és 30 kHz közötti sávon kell elérnünk a lehető legnagyobb jel/zaj arányt. Az egyik szűrőnk egy X-sávú hullámvezető darab melyet közvetlenül a mixer elé helyeztünk el. Ez csak a 8-12 GHz-es mikrohullámot képes átengedni, így sávszűrőként funkcionál. A mixer utáni IF-LNA csak a 200 Hz fölötti jeleket képes erősíteni. Az erősítő kimenetére egy aluláteresztő szűrőt helyeztem melynek 3 dB-s pontja 30 kHz-nél van. Utóbbira az oszcilloszkóp nagy sávészélességének csökkentése miatt van szükség és a 4.2 fejezetben tárgyalom részletesebben. Sávszűrőként egy-egy hagyományos passzív RC áramkört használtam külön-külön az I és Q ágakra.

3.4. PIN diódák, kapcsolók

A radar technikába (amennyiben egy eszköz az adó és a vevő) kulcsfontosságú, hogy a kiadott pulzus és a visszavert jel ne essen egy időben a detektorra, sőt a legjobb az, ha a kiadott pulzust és annak zaját nem is látja a detektor. Ezt úgy érjük el, hogy két PIN diódát (PIN1 és PIN2), és két mechanikus kapcsolót (*HP Duplexer*, *Blanking*- ezekre a szavakra magyar megfelelőt nem találtam az irodalomban) használunk (4.1-es ábra).

Mindegyik kapcsolót/PIN diódát 3-os periódusidővel vezéreljük (ennek oka a Föld-Hold-Föld távolság befutásának az ideje ami kb. 2.5 s). Ezen eszközök alapvető funkciója ugyanaz, csak a megvalósításban térnek el: a PIN diódák félvezető szendvicsszerkezetek melyeknek mikrohullámú transzmisszióját tervezéssel lehet szabályozni, a másik két kapcsoló pedig szolenoiddal vezérelt elektromechanikus elvben működik. A PIN diódák gyorsabban kapcsolnak, mint az elektromechanikus kapcsolók, azonban nem viselik el a nagy mikrohullámú teljesítményt, ez magyarázza az eszközök egyes használatát. A PIN1, *HP Duplexer* és *Blanking* mindig a periódus első 100 ms-ában engednek át, a maradék részben pedig attenuálnak. A PIN1 feladata, hogy a pulzust megformálja és gondoskodik arról, hogy a lehető legkevesebb teljesítmény jusson a TWT bementére akkor amikor nem akarunk sugározni. A *Blanking* a TWT utáni zajszűrést végzi el. A TWT, mivel erősítő, kimenetén soha sincs 0 teljesítmény ezért zajt visz a rendszerbe amit csökkenteni kell. A *HP Duplexer* egy kétutas kapcsoló. Abban az intervallumban amíg tart a sugárzás (100 ms) addig az összes jelet az antenna felé csatolja, utána pedig a detektor irányába csatolja az antennáról befogott jelet.

3.5. Komplex Diszkrét Fourier Transzformáció használata

A mérésünk célja az, hogy a Doppler eltolódás frekvenciáját meghatározzuk. A kvadratúra detektálásnak köszönhetően lehetőségünk van komplex fourier transzformáció végrehajtásához és így a Doppler frekvencia előjelének meghatározására. A komplex diszkrét Fourier transzformáció (DFT) a 3.2 kifejezés alapján történik.

$$X[f] = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} x[t] e^{-\frac{i2\pi ft}{N}} \quad (3.2)$$

N a felvett pontok száma. Fontos különbség a valós DFT-hez képest, hogy az idő tartomány x elemei is komplex számok, nem csak a frekvencia tartomány X elemei. A mérésben ez azt jelenti, hogy a mixer "I" ága megfeleltethető a valós résznek, a "Q" ág pedig a képzetes résznek. Továbbá a frekvencia (f) is 0-tól $N-1$ -ig tart de 0 és $N/2$ között pozitív, $N/2$ -től $N-1$ -ig negatív frekvenciák vannak [8, 9]. Szemléletesen azt mondhatjuk, hogy a jelünket egy szinusszal és egy koszinusszal szorozzuk. Mivel a koszinusz függvény páros ezért az argumentum előjele nem befolyásolja a kifejezés előjelét. A szinusz függvény páratlan tehát számít az argumentum előjele. A valós DFT ezt az előjel szimmetriát nem használja viszont a komplex DFT során ez inherensé válik. Folytonos alakban ez a következőt jelenti: legyen $I(t)$ és $Q(t)$ a mixer két ágában folyó időfüggő jel. Komplex formalizmust használva:

$$F(\omega) = \int (I(t) + iQ(t))(\cos(\omega t) - i \sin(\omega t)) dt \quad (3.3)$$

$$\text{Re}(F(\omega)) = \int I(t) \cos(\omega t) dt - \int Q(t) \sin(\omega t) dt \quad (3.4)$$

$$\text{Im}(F(\omega)) = \int Q(t) \cos(\omega t) dt - \int I(t) \sin(\omega t) dt \quad (3.5)$$

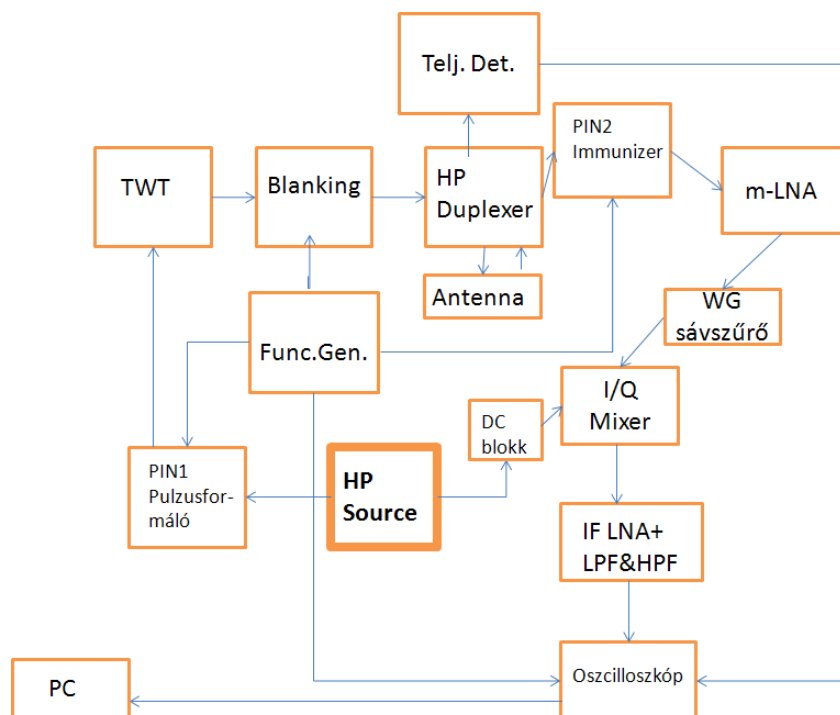
A mérésben hasznos a *Magnitude* = $\sqrt{\text{Re}(F(\omega))^2 + \text{Im}(F(\omega))^2}$ értékét vizsgálni, mert ez a spektrális komponensek erősségét direktben megadja.

4. fejezet

Eredmények és értelmezésük

Ebben a fejezetben a TDK munka során megvalósult fejlesztéseket és eredményeket mutatom be. Legfontosabb eredményeim a mérőberendezés kialakítása és tesztelése. A radar visszhang detektálására alkalmas berendezés vázlatát az Elméleti háttér fejezetben mutattam be. Ennek főbb részei: mikrohullámú adó a duplexerrel, ill. vevő és jelfeldolgozó elektronika. A jelfeldolgozó elektronika és vevő kifejlesztésekor azzal szembesültem, hogy ultra alacsony zajú spektrum analízátort kell megépítenem. Ez egy általános célú berendezés ami a jövőbeni labormunkám során is alkalmazható.

4.1. Mérési összeállítás a Hold-radar kísérlethez



4.1. ábra. A Hold-radar kísérlethez megépített rendszer blokkdiagrammja

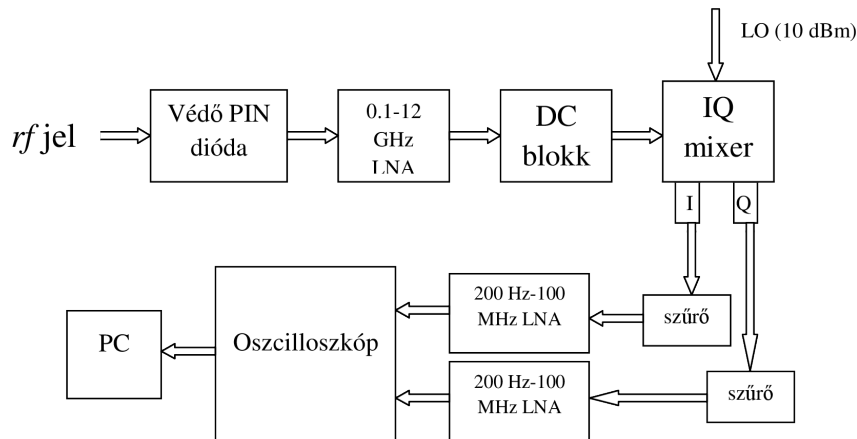
A mikrohullámú forrást a HP Source jelzi a 4.1 ábrán. 11.6 GHz-et sugároz, 22 dBm teljesítménnyel. Egy iránycsatoló segítségével kettéosztjuk ezt a jelet melynek kb. 0.1 része jut a mixer LO ágára, a többi pedig a PIN1 felé jut. A TWT (*traveling-wave tube*) 40 dB-t erősít a mikrohullámon. A TWT után a *Blanking* következik a már említett zajszűrés miatt. A *HP Duplexer* olyan eszköz ami lehetővé tesz a két irányú kommunikációt, esetünkben a pulzus kiadását és az echo fogadását. A *HP Duplexer* és az antenna között egy iránycsatoló van, hogy így egy teljesítmény detektort be lehessen helyezni, melynek jelének nagysága a kisugárzott teljesítménnyel arányos. Az oszcilloszkópon látva a detektor jelét, biztosak lehetünk abban, hogy az antennáig eljut a pulzus. A PIN2 tölti be az *Immunizer* szerepét. Ez a kapcsoló csak akkor nyit ha már lehet számítani a visszaérkező pulzusra. A jó triggerelés miatt érdemes a nyitott állapotot 900 ms hosszúságúra hagyni. A PIN2 a periódus első két másodpercében zárva van, majd nyit és ismét zár 100 ms időre, hogy az esetleges kapcsolási tranziensek ne jelentsenek gondot. Az m-LNA 50 dB-vel erősíti meg az antenna felől érkező jelet, A WG sávszűrű gondoskodik arról, hogy csak az X-sávú tartomány érje el az I/Q mixert. A mixer két kimenete az IF-LNA-ba, majd a passzív aluláteresztő szűrőbe megy, így az oszcilloszkóp már csak a sávszűrt jelet rögzíti. A számítógép az oszcilloszkópból mindkét csatorna kiolvasást végzi GPIB kommunikáció segítségével. A függvény generátor (Func.Gen) adja a vezérlőjelet a PIN diódáknak és többi kapcsolónak. Az oszcilloszkóp az *Immunizer* vezérlőjélére triggerel. A számítógép a beolvasott csatornák jelét Fourier transzformálja, és átlagolja a spektrumokat.



4.2. ábra. A megépített Hold-radar a BME L épületének tetején

Technikai részletekben nem szerettem volna elveszni de rövid megjegyzésként csak annyit tennék, hogy a PIN diódák, kapcsolók, erősítők, egyike sem passzív eszköz ezért tápfeszültséget, akkumulátort kellett nekik biztosítani, ezért lehet a fényképen olyan eszközöket látni amelyeket a blokk-diagramban nem tüntettem föl.

4.2. Ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum-analizátor megépítése

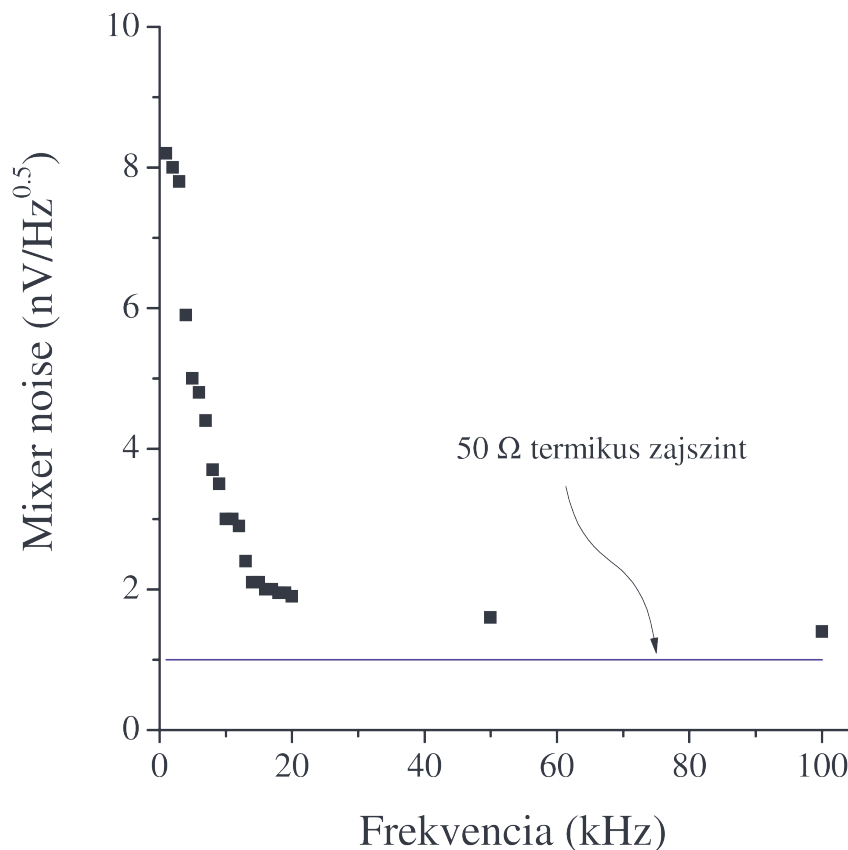


4.3. ábra. Az ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum-analizátor blokk diagramja. LNA jelöli a kis-zajú előerősítőket.

Az elektromágneses sugárzás detektálásának legelterjedtebb eszközei a sugárzás teljesítményével arányos jelet szolgáltató detektorok. Azonban ezek nem alkalmasak az igen kis szintű jelek mérésére. Esetünkben azonban a konkrét probléma, azaz a Holdról várt visszavert jel igen kis szintje, ill. frekvencia eltolása a Doppler effektus miatt, azt igényli, hogy ún. mixeres detektálást alkalmazzunk. A vevőegység lényegében egy ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum analízátor, aminek a blokk diagrammját a 4.3. ábra mutatja. A vevőegység védelmét a kiadott nagyteljesítményű pulzusok alatt a védő (*immunizer*) PIN dióda végzi, ez nem része egy szokványos spektrumanalizátornak. A vevőben használunk még egy ún. DC blokkot is. Ez két darab, egymással szembefordított hullámvezető-koaxiális adapterből áll, amiket galvanikusan izolálunk. Ezért ezen csak a hullámvezető által megengedett hullámsáv (8-12.4 GHz) juthat át. Ez a tapasztalatunk szerint a mixer zaját csökkenti, illetve védi az esetleg elektrosztatikus kislésektől is.

A továbbiakban bemutatjuk az egyes egységek szerepét a vevőegységben. Az IQ mixer (Marki Microwave, IQ 0618, LO/RF=6-18 GHz, IF=DC-500 MHz) lehetővé teszi a bejövő *rf* jel fázis- és frekvenciaérzékeny detektálását. A mixernek 7.5 dB az ún. *conversion loss* paramétere, azaz a bejövő RF jel amplitúdója ennyivel (kb. 2.2-ed részére) csökken az IF kimeneten. Megjegyezzük, hogy a mixeren belül az RF jel is ketté van osztva, azonban ezt akkor visszanyerjük amikor az I és Q kimenetekből előállítjuk az IF jelet. A szakirodalomban gyakran találkozunk azzal az állítással, hogy a mixer noise-figure értéke azonos a *conversion loss*-szal. Ez úgy értendő, hogy amennyiben a mixerbe bejövő RF jel zajszintje megfelel az 50 Ohm termikus értékének, úgy a *conversion loss*-t úgy is felfoghatjuk mintha a mixer az eredő zajszintet ennyivel megnövelte volna. Ennek az az oka, hogy a mixer IF kimenetén valóban kisebb a jel mint az RF bemeneten azonban az egységnyi frekvenciasávra eső zaj szintje nem csökken, mivel az nem megy a termikus limit alá. Ez akkor nincs így amennyiben a bejövő jel nem termikus limitben lévő zajt tartalmaz, aminek fontos szerepe van, mint a továbbiakban bemutatom.

Mivel a mixer passzív elem, ezért ideálisan csak a *conversion loss*-szal kell számolnunk és nincs járulékos zaja a termikus zajszintekhez képest. Ez így is van általában kb. 100 kHz-1 MHz ún. könyök-frekvencia fölötti IF jeleknél, azonban alacsonyabb frekvenciákon jelen van az ún. $1/f$ vagy *flicker* zaj.

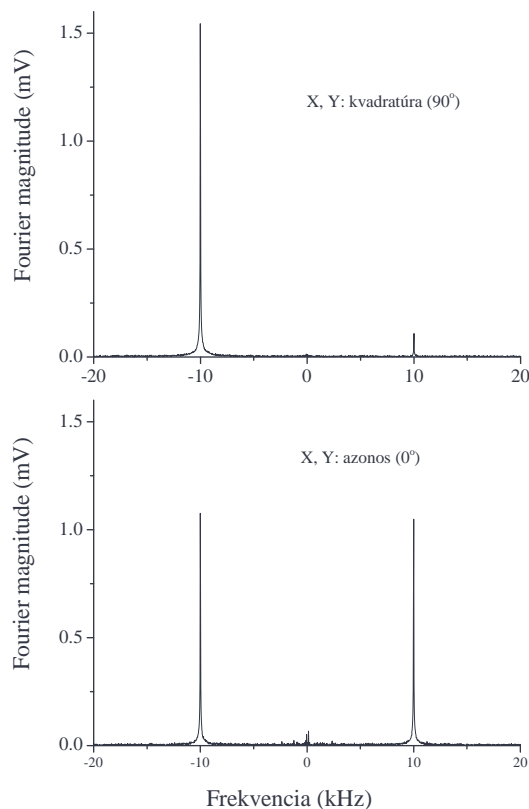


4.4. ábra. Az IQ mixer $1/f$ zaja az IF frekvencia függvényében. A mérést lock-in erősítő zaj mérő üzemmódjával végeztem, a 200 Hz-100 MHz LNA használatával, az erősítő erősítésével a kapott zajt visszaosztottam. Ideális esetben $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ az 50 Ohm termikus zaja körüli értéket kellene találnunk.

A 4.4. ábrán mutatom az IQ mixer $1/f$ zaját. Ideális esetben $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ körüli zajt kellene találnunk, láthatjuk, hogy a valódi zaj ennél sokkal nagyobb. Az általam vizsgálni kívánt IF frekvencia tartomány a néhány 100 Hz-30 kHz, ezért itt zavaró az $1/f$ zaj jelenléte. Ennek értéke pl. 10 kHz-en $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (9.5 dB). Összegezve az IQ mixer tulajdonságait: a 7.5 dB-s conversion loss és az itt talált $1/f$ zaj miatt pl. 10 kHz-en, az eszköz mintegy 17 dB-vel (amit majdnem egy tizes faktor a jelben) rosszabb érzékenységet tesz lehetővé mint az elméletileg elérhető termikus zajszint. A mixerünk IF oldalán a sávszélesség DC-500 MHz, emiatt jelen van egy konstans kb. 2 mV-os DC szint is. Ennek oka, hogy az LO jel egy része "áthallatszik" az RF ágba, majd onnan visszaverődve az IF ágon megjelenik. E DC szintet elvben egy felüláteresztő szűrővel eltüntethetjük, mégis jobb ha inkább a bejövő RF jel nagyságát erősítjük.

A mikrohullámú LNA (m-LNA a továbbiakban a másik, IF jelet erősítő LNA, IF-LNA-tól való megkülönböztetéshez) használata a mixer kevésbé kedvező tulajdonságait teljesen kiküszöböli azáltal, hogy a mixerbe bemenő jel maga és annak zajszintje jelentősen erősítve van. Az általunk használt eszköz (Miteq AFS44-00101000-20-10P-44, NF=2 dB, erősítés 50 dB 11.6 GHz-en) noise figure értéke 2 dB, ami igen kedvező alacsony érték. Ezért az m-LNA használatával mind a mixer *conversion loss* problémája, mind pedig az $1/f$ probléma kiküszöbölhető. Az m-LNA használata mellett $160 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ *frekvencia független* zajszintet mértünk a lock-in erősítővel. Ez a zajszint $160/3=34.5$ dB-vel nagyobb mint az m-LNA használata nélküli zajszint 10 kHz-en, azonban mindez 50 dB erősítés mellett. Ez azt jelenti,

hogy az m-LNA használatával mintegy 15 dB-vel javult a zajszint (a javulás frekvenciafüggő az eredeti zaj $1/f$ jellege miatt). Ez a javulás azzal magyarázható, hogy a mixer 17 dB-s noise figure-jéhez képest az m-LNA 2 db-s noise figure-rel rendelkezik. A 17 dB a jel-zaj arányban 7-es faktor (időben, átlagolásokat tekintve mintegy 50-es) ami a mérésünkben létfontosságú. Egyben az eredmény azt is előrevetíti, hogy az egész mérőrendszerünk képes lehet a -174 dBm/Hz elméleti termikus határ fölött mindössze 2 dB-s jelszintek (azaz kb. -170 dBm= 10^{-20} W) mérésére. Azt, hogy ez valóban így van, később mutatom be.



4.5. ábra. A spektrum analízátor működésének demonstrálása. A két méréshez a Siglent generátor két kimenetén egymás kvadratúra párjait ill. azonos fázisban lévő jeleket állítottam be. Látható, hogy nem kvadratúra jelek esetén a frekvencia előjele nem határozható meg.

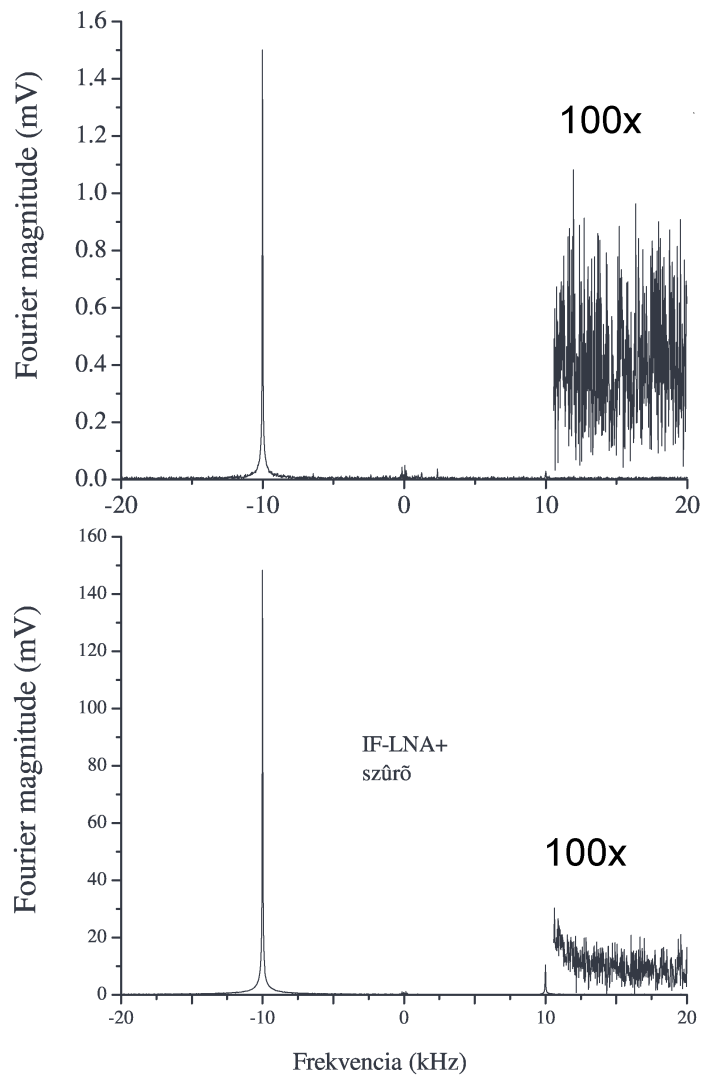
A továbbiakban lekevert IF jel útjával és a tényleges spektrumanalízálással foglalkozom. A spektrumanalízálást digitális oszcilloszkóppal és Fourier transzformációval érjük el. Amint azt az elméleti összefoglalóban megmutattam, egy rádiófrekvenciás jel Fourier transzformáltja a frekvenciában előjel helyesen előállítható, amennyiben kvadratúrában megmérjük. Ehhez az oszcilloszkóp mindkét csatornájával mért jelet felhasználjuk, egyiket az idődoménbeli jel valós, a másikat a képzetes részének tekintve. Az FT után kapott szintén két csatornából az ún. Fourier magnitude határozható meg a két FT csatorna négyzetösszegének gyökékként. Ha csak egy csatornát mérnénk, akkor a pozitív és negatív frekvenciák között nem tudunk különbséget tenni. Ezt demonstrálja a 4.5. ábra. Ez a tesztmérés egyben a spektrumanalízátorunk feszültség érzékenységét is kalibrálja. Mindkét mérésben a generátoron

4 mV_{pp}=1.41 mV_{RMS} nagyságú jeleket állítottam be. Az ábráról leolvasható, hogy ennek megfelelő Fourier magnitude értéket mér a spektrumanalizátor.

Az oszcilloszkóppal történő digitalizálás komoly hátránya, hogy az oszcilloszkóp eredendően nagy sávszélességű eszköz és a sávszélesség nem változtatható tetszés szerint¹ Emiatt a digitalizálás során, aránylag rossz jel-zaj viszonyú adatokhoz jutunk amit a következő példa szemléltet. Az általunk használt oszcilloszkóp (Lecroy LT342) sávszélessége 500 MHz, ezért az általa digitalizált jelek is ekkora zajszélességet tartalmaznak. A Bay kísérlet során egy 500 ms-os ablakban (ami 2 Hz-es sávszélességnek felel meg) 10.000 pontot szeretnénk felvenni. Azonban a kapott Fourier spektrum nem a 2 Hz-es sávszélességnek megfelelő zajt fog tartalmazni, hanem 500 MHz/10.000=50 kHz-hez tartozót, ami a kívánt zajszint kb. 160-szorosa ($\sqrt{50 \text{ kHz}/2 \text{ Hz}}$) a kívántnak, azaz emiatt a jel-zaj viszonyunk ennyivel romlana (44 dB). Megjegyezzük, hogy ez az effektus bár nem nyilvánvaló, mégis rögtön látható az oszcilloszkópok működésében, mivel a zajszintjük nem függ az időalap kapcsoló állásától. Hosszabb időalap kapcsoló állásnál az oszcilloszkóp ritkábban mintavételez (a *conversion time* megnövekedik), azonban nem átlagolja a bejövő adatokat hosszabban (a *time constant* állandó). Az oszcilloszkópok spektrális zaját megkaphatjuk ha a képernyőn látható zaj RMS értékét elosztjuk a sávszélességének gyökével; esetemben a Lecroy szkópra 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ adódik, ami pl. az SRS830 lock-in erősítő bemenő zajával megegyező nagyságú.

Az oszcilloszkópos mérésnek ezt a problémáját úgy lehet megoldani, hogy a mixer kimenő jelét jelentősen erősítjük (nagyobbra mint a szkóp saját zaja a nagy sávszélessége mellett), majd egy aluláteresztő szűrővel szűrjük. Ennek az a hatása, hogy bár az oszcilloszkóp ugyanolyan ritkán mér, mégis egy időben kiátlagol (korrelált) adatfolyamot digitalizál, ami így már kis zaj sávszélességgel rendelkezik. A fentiekben bemutatott számok alapján beláthatjuk, hogy az oszcilloszkópba bemenő jel zajszintjének legalább 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}} \cdot 160 \sim 1.3 \mu\text{V}$ nagyságúnak kell lennie, ahhoz, hogy az aluláteresztő szűrés után ne az oszcilloszkóp zaja dominálja a mérést. Ehhez a mixer kimenetén az IF jelet 100 szorosára tovább erősítjük egy kis-zajú erősítővel (Analog Modules 322-6, 40 dB erősítés, x100). Ezt a továbbiakban IF-LNA-nak nevezem. Tekintve, hogy a mixer kimenetén az m-LNA használata miatt 160 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ zaj van, ezért a további 100-as erősítéssel az oszcilloszkópba kb. 160 $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ zajszint jut be, ami már megfelelő a méréshez. Az aluláteresztő szűrésre egy saját építésű RC passzív aluláteresztő szűrőt (R=500 Ohm, C=10 nF, 3 dB-s pont: 30 kHz) használtam.

¹Az oszcilloszkópokon néha van egy 10-20 MHz-es sávszűrési lehetőség, azonban ez még mindig nagyobb mint az általunk vizsgálni kívánt néhány 10 kHz-es sávszélesség.

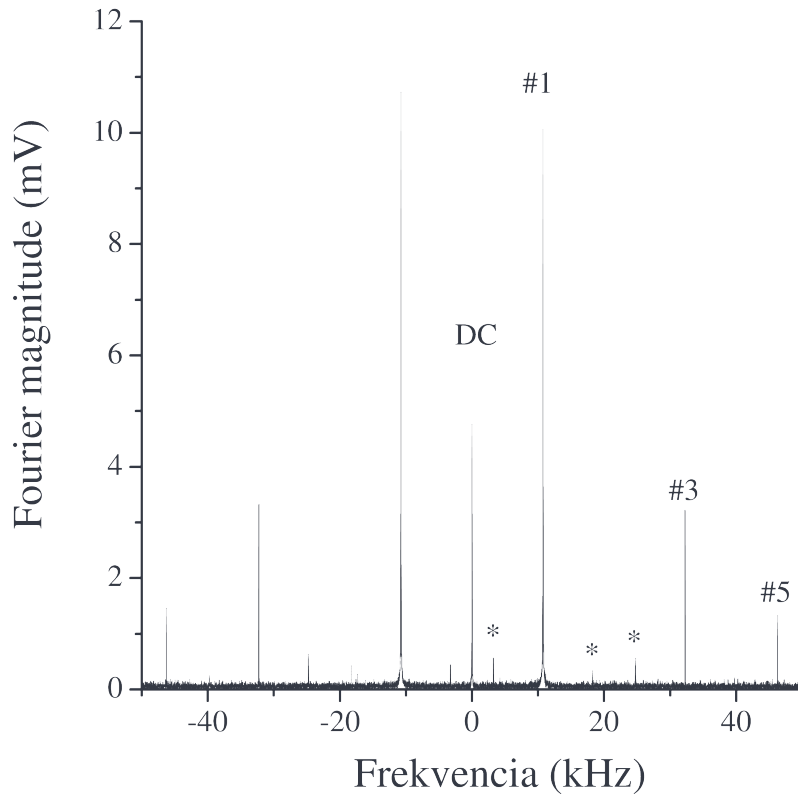


4.6. ábra. Az aluláteresztő szűrő hatása az oszcilloszkóppal digitalizált és Fourier transzformált jelre. A jel a Siglent generátor 4 mV_{pp} -es kvadrátúra jele volt (10 kHz-en), ami egyszer közvetben mértünk az oszcilloszkóppal, majd erősítve (100x) az IF-LNA-val és szűrve az aluláteresztő szűrővel. Látható, hogy a második esetben detektált jel jel-zaj aránya sokkal jobb.

A szűrő és az IF-LNA erősítő használatával kapott eredményt mutatja a 4.6. ábra. A méréshez a Siglent generátor kimenetét használtam. Az első esetben a 4 mV_{pp} jelet erősítés nélkül közvetlenül megmértem az oszcilloszkópon majd spektrumanalizáltam, majd az IF-LNA után használtam az alul áteresztő szűrőt. Látható, hogy a második esetben sokkal kisebb a zaj. Megjegyzem, hogy az IF-LNA tartalmaz feluláteresztő szűrést is (200 Hz fölött), de még így is mindig találunk a spektrumainkban egy DC anomáliát ami az oszcilloszkóp egy kis DC offszetéből adódik.

A teljes mikrohullámú spektrum-analizátor érzékenységét egy igen kis mikrohullámú jelre kapott jel-zaj arányból állapítom meg. Ehhez a mikrohullámú forrás 22 dBm-es kimenő jelét -109.5 dBm -es szintre vittem le attenuátorokkal és figyelembe vettem az egyéb alkatrészek veszteségeit is. Az így kapott jelet amplitúdó modulált négyszögjelle alakítja a védő PIN dióda, amit egy lock-in erősítő 10.7 KHz-es jelével hajtunk meg. A négyszögjel Fourier

sorából tudjuk, hogy az alapharmonikusához tartozó jel teljesítménye a modulálatlan jel teljesítményének 0.45-öd része (-7 dB). A teszt első lépésében az IQ mixer két kimenetét és a zajt is megmértem a lock-in erősítővel. A két csatornára kapott jel és zaj értékeknek vettem a négyzetösszegének gyökét amire 20(2) mV illetve 17(2) $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ adódott, ami $\text{SNR}=1170$ (azaz 61 dB/Hz) jel-zaj arányt ad.



4.7. ábra. Az ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum analízátor érzékenységének karakterizálása -109.5 dBm 10.7 KHz-es négyzetöggel modulált jelre. A DC csúcsot és néhány zajkomponenst bejelöltünk (*), valamint a négyzetöggel fundamentális (#1) és 3-5. harmonikusait (#3 és #5).

A spektrumanalizátorral mért eredményt a 4.7. ábra mutatja. Ezen mind a + és -10.7 kHz-nél találunk egy-egy csúcsot melyek négyzetösszegének gyöke 14(1) mV. A spektrumon mért zaj nagysága 22(2) $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, amit úgy kaptam, hogy a mért pontok szórása 76 μV a 100 kHz sávszélesség és 8192 pont mellett, ami 12.2 Hz pontonkénti sávszélességet jelent. Eszerint a spektrumanalizátorral mért jel-zaj arány $\text{SNR}=636$ (56 dB/Hz). Ez kisebb, mint a lock-innal mért érték, a különbség valószínűleg a lock-in jobb zajszűrési képességéből ered. Megjegyzem, hogy lényegében a spektrum analízálás folyamata olyan mintha több lock-int használnánk párhuzamosan. Nyilvánvalóan különböző célokra a kétfajta berendezés az optimális. Esetünkben a Doppler effektus miatt eltolódott frekvenciájú echo miatt nem lehet lock-int használni.

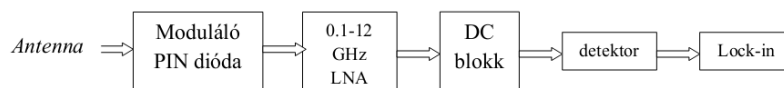
A fenti eredményekből a berendezésünk abszolút érzékenységi határát is megállapíthatjuk. Azt kapom, hogy a spektumanalizátor $\text{SNR}=1$ -es jel-zaj viszonyt adna amennyiben a bejövő jel -109.5 dBm-7 dB-56 dB/Hz=-172.5 dBm/Hz. Ez figyelemreméltóan közel van a termikus limitből várt -174 dBm/Hz detektálási limithez. A mérésünknek a konzervatív

becslés alapján 2-5 dBm hibája lehet. Ismerve a felhasznált alkatrészek tulajdonságait és a fent bemutatott megfontolásokat, azt várnánk, hogy a teljes berendezésünk jel-zaj arányát az LNA határozza meg. Tudva, hogy az LNA noise figure-je 2 dB, ez alapján -172 dBm/Hz legkisebb detektálható jelszintet kapunk, ami a kísérletileg kapott értékkel jó egyezésben van.

4.3. A berendezés kalibrálása terepkísérletek során

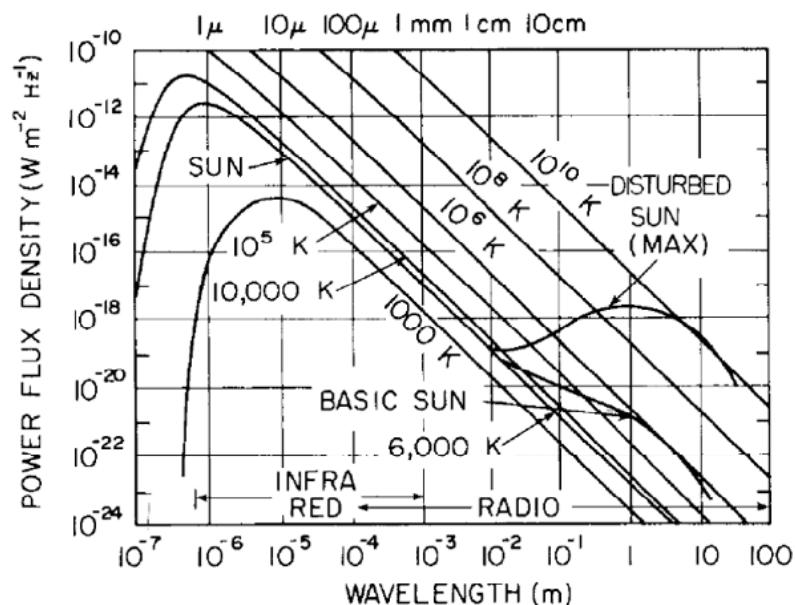
4.3.1. A Nap mikrohullámú fluxusának mérése

A Nap mint feketetest sugárzó, nem elhanyagolható sugárzást bocsájt ki mikrohullámú frekvenciák tartományában is. Ezt két dologra is felhasználhatjuk. Egyrészt arra, hogy a parabola antennánk irányítottságát kimérjük és egyben egy kis kereső távcsővel beállítsuk, hogy az antenna milyen irányból vett jelekre a legérzékenyebb. Másfelől a Nap rádiócsillagászati adatokból ismert mikrohullámú fluxusát az általunk mért értékekkel összevetve megmondhatjuk, hogy a berendezésünk érzékenysége megfelel-e a várakozásnak.



4.8. ábra. A Nap mikrohullámú sugárzásának mérésére használt összeállítás. A bejövő jelet mikrohullámú PIN diódával moduláljuk majd erősítjük, végül pedig mikrohullámú detektorral egyenirányítjuk és lock-in műszerrel mérjük a kapott jel nagyságát.

A méréshez nem az ultra érzékeny spektrum analízátort használtam, hanem egy egyszerűbb összeállítást, amit a 4.8. ábra mutat. Ennek oka, hogy a Naptól érkező mikrohullámú jel nagysága elég nagy ami erősítés után már detektorral is mérhető, nem szükséges a mixer használata. Így közvetlenül a bejövő teljesítményt kaphatjuk.



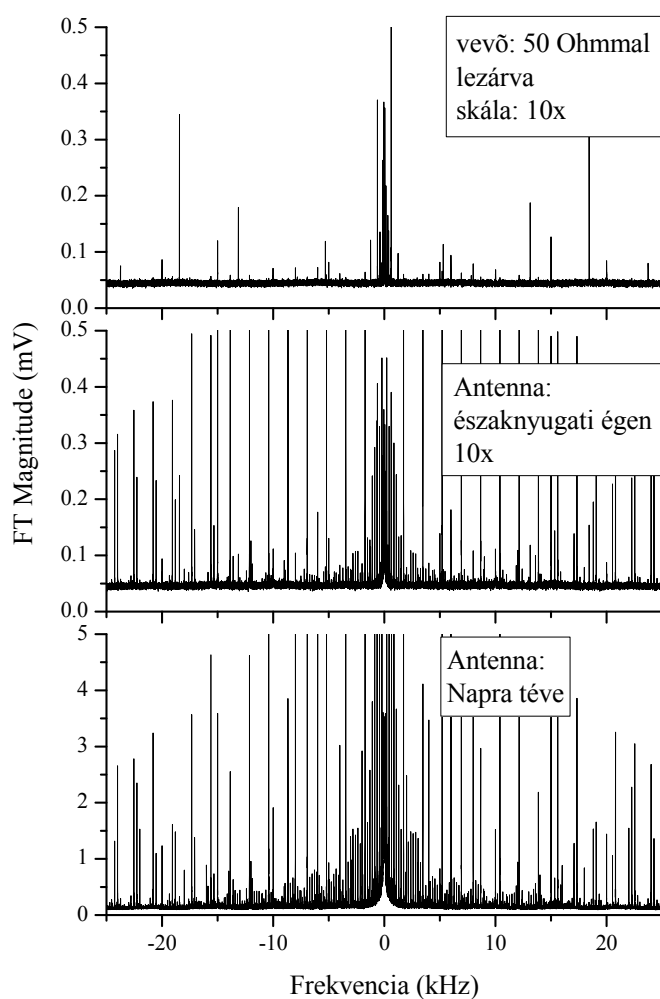
4.9. ábra. A Nap elektromágneses sugárzási spektruma a hullámhossz függvényében a [10] cikkből.

A 4.9. ábrán mutatjuk a Nap elektromágneses sugárzási spektrumát a hullámhossz függvényében. Esetünkben a 3 cm-es hullámhossz körül az ábráról leolvasható fluxus $10^{-19} \text{ W}/(\text{m}^2\text{Hz}) = -160 \text{ dBm}/(\text{m}^2\text{Hz})$ értékű. A kísérlet kiértékelésekor figyelembe kell venni, hogy a detektorral történő mérés szélessávu. Bár a pontos sávzélességet nem ismerjük, a felhasznált mikrohullámú eszközök közül vélhetően az antenna jelét összegyűjtő tölcsernek a legkisebb a sávzélessége, amit 1 GHz-nek becsültem.

A mérést megelőzően az egész rendszer (chopper, LNA, detektor) érzékenységét egy ismert forrásból (a HP sweeper oszcillátor) kijövő teljesítménnyel kalibráltam, hogy a lock-in-nal mért feszültség értékek közvetlenül teljesítményben leolvashatóak legyenek. A kapott érték a Napból jövő 3 cm körüli sugárzásra -73 dBm-nek adódott. Tekintve, hogy a méréshez egy 0.3 m^2 felületű parabolaantennát használtunk, a fenti Nap fluxus értékből az 1 GHz sávzélesség mellett -75 dBm-et kapunk. Ez meglepően jó egyezésben van a mért értékkel, ami valószínűleg véletlen és a sávzélesség durva becslését tekintve nem is veendő ennyire komolyan. A nagyságrenden belüli egyezés mindenestre azt mutatja, hogy a berendezésünk antenna része megfelelő a Földön kívüli mikrohullámú sugárzás vételére.

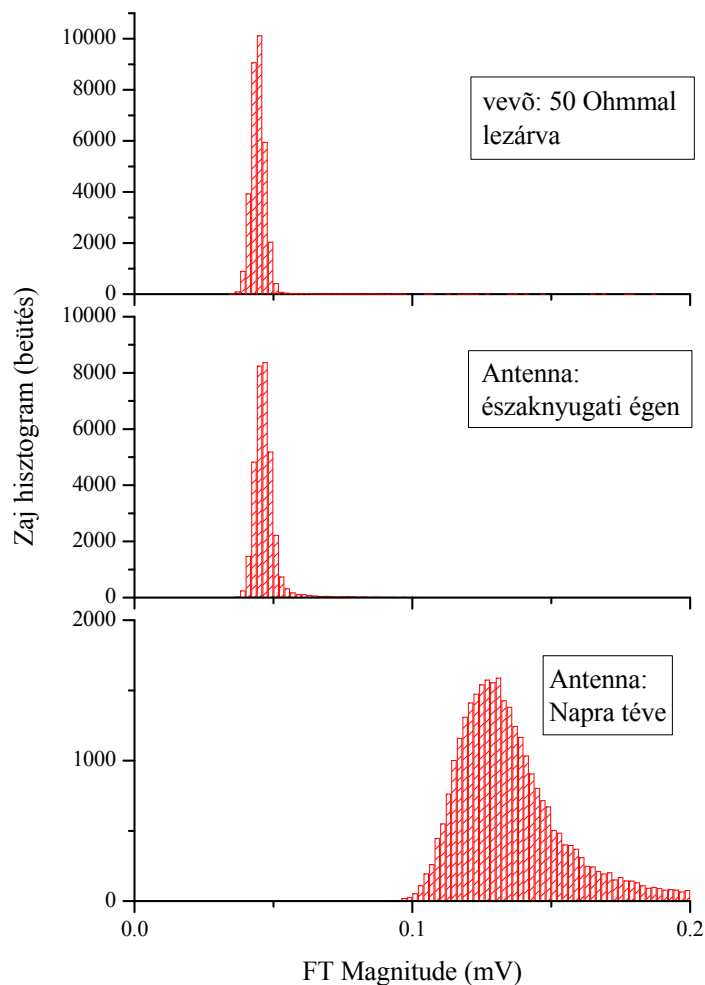
4.3.2. A Nap zajhőmérsékletének mérése

A terepkísérleteim során a továbbiakban a berendezésünket a Nap zajhőmérsékletének mérésével teszteltem. A Johnson-Nyquist zaj diskussziójakor láthattuk, hogy a mért zaj nagysága függ az azt adó sugárzó hőmérsékletétől. Mivel parabola antennánk látószöge lényegében megfelel a Nap látszólagos szögének, ezért a berendezésünkben mért zaj nagyságából elvben a Nap zajhőmérséklete megmérhető. Ennek értékét összevetve arra nyílik lehetőség, hogy a korábbi pontban ismertetetthez hasonló módon egy Földön kívüli mikrohullámú forrással tesztelhesük a berendezés érzékenységét.



4.10. ábra. Zajmérés három esetre: vevő 50 Ω -mal lezárva, parabola antenna északnyugati égen, ill. a Nap felé mutatva. Az első két adasor függőleges skálája 10 szeresére nagyított.

A 4.10. ábrán mutatom a zajspektrumokat a spektrumanalízátorral mérve három esetre: a vevőt 50 Ω -mal lezárva, az antennát északnyugati ég felé fordítva, ill. a Nap felé fordítva. A várakozásunknak megfelelően a Nap felé fordított parabola antenna esetén a zajszint nagyobb. Ez még jobban látszik ha az FT magnitude adatok hisztogramját készítjük el, ami a 4.11 ábrán mutatok.



4.11. ábra. Az előző ábrán mutatott FT magnitudo adatok hisztogramja. A vízszintes tengely a megfigyelt FT magnitudo nagysága, míg a függőleges tengely a megfigyelt érték gyakorisága.

Az adatokon az látszik, hogy az északnyugati ég felé fordított antenna esetén bár több egyedi csúcsot figyelhetünk meg a spektrumon, a zaj valódi nagysága nem tér el szignifikánsan az 50 Ω -mal lezárt vevő esetéhez képest. Ez összhangban van azzal, hogy felhőtlen nappali ég esetén az ég zajhőmérséklete a szobahőmérsékleti szint alatt van [11] (értéke kb. 20 K), ezért az északnyugati ég felé fordított esetben nem kapunk mérhető járulékot a zajszinthez. Ezt úgy lehet kvantitatívan értelmezni, hogy a vevőrendszerünk $NF=2$ dB-s értéke átszámítható zajhőmérsékletre a következő egyenlet alapján:

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{T_0 + T_{\text{rec}}}{T_0} \right) \quad (4.1)$$

ahol $T_0 = 300$ K és T_{rec} a vevő zajhőmérséklete. Ebből $T_{\text{rec}} = 170$ K adódik.

Azonban a Nap felé fordított antenna esetén a zajszint és az FT Magnitude értékek középértéke is jelentősen megnő. A továbbiakban ezeket az adatokat értelmezem statisztikailag. Statisztikából tudjuk, hogy az FT magnitudo értékek várt eloszlásfüggvénye ún. Rayleigh eloszlás, ennek sűrűségfüggvénye:

$$g(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.2)$$

A Rayleigh eloszlás írja le két 0 várható értékű, normál eloszlású valószínűségi változóból képzett vektor hosszának eloszlását, ezért esetünkben ez pontosan az FT magnitudo értékeknek felel meg. A hisztogramra illesztett illesztett Rayleigh eloszlásra kapott σ értékek jó egyezésben vannak a nyers adatokból kapott empirikus szórásnégyzet gyökének értékével. Azt kapjuk, hogy a Nap felé fordított esetben a zaj 11-szerese (azaz 20.8 dB) az északnyugati ég felé fordított antenna esetén mért zajnak. Ez azt jelenti, hogy a Nap zajhőmérséklete $T_{\text{Nap}} = 170 \text{ K} \cdot 12^2 \sim 20.000 \text{ K}$ -nek felel meg. Ez jó egyezésben van az irodalomban közölt $T_{\text{Nap}} = 11.000 \text{ K}$ -es értékkel [11].

A terepkísérleteket összefoglalva azt mondhatjuk, hogy a vevőberendezésünk zajszintjét és érzékenységet egy Földön kívüli objektum, a Nap segítségével karakterizáltam. A TDK dolgozat elkészítésének határidejéig a karakterizálások végeztével sajnos csak egy alkalom volt megfelelő meteorológiai viszonyok mellett amikor a sikeres Hold-radar kísérlet elkészítésére módomban lett volna. Azonban az első próbálkozások nem mutattak szignifikáns radar visszhangot. Ezek a kísérletek a közeli jövőben folytatódnak.

5. fejezet

Összefoglalás

A TDK dolgozatban a történelmi Bay Zoltán féle Hold-radar kísérlet megismétlése érdekében végzett munkámat mutattam be. Bemutattam a klasszikus kísérlet megvalósításának technikáját és azt, hogy modern eszközökkel sem magától értetődő ennek megismétlése. Bár Holdról radarvisszhangot eddig még nem láttam, kudarcról szó sincs hiszen a radar építése és fejlesztése során alapos tudást szereztem a mikrohullámú mérés technikában. Jobban megértettem azokat a műszereket amelyeket nap mint nap használunk a laboratóriumban továbbá magabiztosabbá váltam a biztonságos használatukat illetően. Megépítettem egy ultra alacsony zajú mikrohullámú spektrum-analizátort melyet a jövőben alap kutatási céllal fel lehet használni. Megmértem a Nap mikrohullámú fluxusát, és kettes faktoron belül a Nap zajhőmérsékletét is meghatároztam. Amint az időjárási körülmények engedik, a Hold radarvisszhangját is meg fogom mérni.

Irodalomjegyzék

- [1] Z. Bay, „Reflection of microwaves from the moon,” *Hungarica Acta Physica*, vol. 1, pp. 1–22, 1947.
- [2] E. K. S. John H. Dewitt, „Detection of radio signals reflected from the moon,” *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 37, pp. 229–242, 1949.
- [3] <http://www.feltalaloink.hu/tudosok/bayzoltan/html/bayzoltal2.htm>, „2014.10.22..”
- [4] physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/EME_2010_Hbk.pdf, „2014.10.22..”
- [5] M. S. Reid, *Low-Noise Systems in the Deep Space Network (JPL Deep-Space Communications and Navigation Series)*. Wiley, 2008.
- [6] <http://www.stellarium.org/hu/>, „2014.10.27..”
- [7] http://www.markimicrowave.com/blog/2013/06/iq-image-reject-and-single-sideband-mixers/iq_block_diagram/, „2014.10.26..”
- [8] http://www.analog.com/static/imported_files/tech_docs/dsp_book_Ch31.pdf, „2014.10.22..”
- [9] B. E. Oran, *The fast Fourier transform and its applications*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1988.
- [10] W. R. Barron, *Solar Radio Emission*. A. S. Jursa Ed., USAF, 1985.
- [11] G. H. H. Zirin, B.M. Baumbert, „The microwave brightness temperature spectrum of the quiet sun,” *The Astrophysical Journal*, vol. 370.