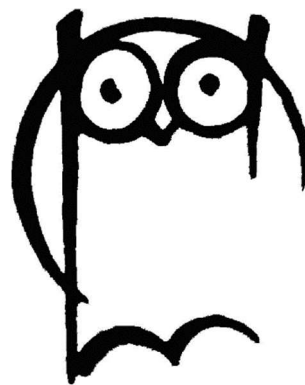


Debreceni Egyetem
Műszaki Kar
Mechatronika Tanszék



**Radartechnológiák oktatásához szükséges
segédanyagok, mérések kidolgozása, performancia és
spektrum jellemzők**

Szerző: Guti János BSc hallgató

Témavezető: Dr. Balajti István
Tanszékvezető: Dr. Husi Géza

Debrecen
2023.

Tartalomjegyzék

Tartalomjegyzék.....	2
Absztrakt	3
Bevezetés.....	3
1. Típusok, működési elvek.....	4
2. Alkalmazási példák	7
2.1. Dróndetektálás X sávban működő radarral	7
2.2. Gépjárművekben használt radar performanciák	9
3. Radaregyenlet, hatótávolságot befolyásoló jellemzők	10
3.1. Céltárgy típus modellek.....	12
3.2. Antenna jellemzők.....	13
3.2.1. Fázisvezérelt antennarács.....	14
3.2.2. MIMO antenna rendszerek.....	14
3.2.3. Polarizáció.....	14
3.2.4. Impedancia	15
3.2.5. Spektrum	17
4. Eredmények.....	18
4.1. Szimulációk	18
4.1.1. Drónfelderítés X sávban.....	20
4.1.2. Automobil radarokkal kapcsolatos szimulációk.....	22
4.1.2.1. Fázisvezérelt antennarács tervezés.....	Hiba! A könyvjelző nem létezik.
4.2. In situ mérések.....	26
4.2.1. Impedancia	26
4.2.2. Spektrum	29
4.2.3. HungaroControl radarjának RADOME mérése	36
5. Eredmények összegzése, továbbfejlesztés	40
Irodalomjegyzék.....	Hiba! A könyvjelző nem létezik.

Absztrakt

A tanulmányban leírt rádiólokátorokkal kapcsolatos elmélet, és a mérések eredményei az RF rendszerek oktatására szolgál. A rádiólokátorok történeti áttekintését követően, bemutatja a radarok típusait, működési elveit, az antennák performancia jellemzőit. Számításokkal, szimulációkkal, elemzi a gépjárművekre szerelt 77, 24 és 12 GHz-es, illetve a drón detektálásra kifejlesztett „X” sávú lokátort.

A Műszaki Kar laboratóriumában és udvarán antennák spektrum méréseket végzünk BHE BURS14/4ChVNA és Rohde & Schwarz mérőműszerekkel. Gyári R&S antennákat jelerősségét mérem azonos és keresztpolarizáción, majd összehasonlítom a számított eredményekkel. A laborban végzett mérés során azonos és keresztpolarizáción nem figyelhető meg az elvárt 10-20 dB jelszint különbség, de a szabadban mérve az eredmények megfelelőek. A számított értékektől 10 dB-el térnek el, amit a kábelveszteség, a minimális reflexió, és a méréssel meghatározott nem megfelelő impedancia illesztések okoznak. Az In Situ mérések megfelelnek az elméleti elvárásoknak.

Az „L” sávú légtérelenőrző radarok in situ teljesítménymérésekor, a HungaroControl által üzemeltetett Püspökladány térségében elhelyezett ASR-23/MSSR antenna, és a Budapest Liszt Ferenc Nemzetközi Repülőtéren üzemelő TAR 1 (ALE-9) radarokon vizsgáltuk a vett jelek minőségét, degradációk lehetséges okait.

Bevezetés

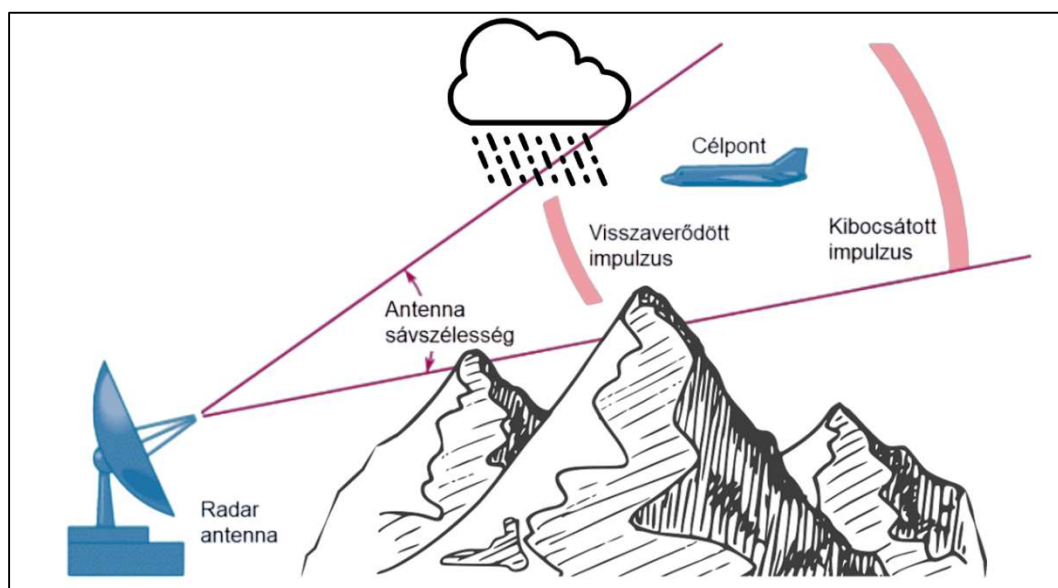
A radar története egészen a XIX. századik nyúlik vissza, ekkor dolgozták ki a működéséhez szükséges alapelveket. Maxwell az elektromágnesesség egyenleteit határozta meg, Herz jelentős felfedezést tett az elektromágneses hullámok terjedése területén és megalkotta az első antenna rendszert. Popov, Marconi, Tesla szintén jelentős mértékben hozzájárultak a rádiótechnika fejlődéséhez. Az első radart Hülsmeier német fizikus (telemobilscope) 1904-ben szabadalmaztatta [1]. A világháborút követően tovább fejlődtek a radarok. 2010 évektől nagy figyelmet kezdtek fordítani a kvantumradarokra, ami a kvantummechanika sajátosságait alkalmazza, pl: szuperpozíció elve. A természetben a vörös begy rendelkezik kvantumradar képességgel, azonban az emberi technológia jelenleg csak vákuumban és -273 C°-on képes működtetni. [2]

A radarokat kezdetben a katonaság alkalmazta, azonban manapság az élet számos területén megtalálható, például meteorológiai megfigyelésre, légi- és tengeri forgalomirányításra, a

gyártási folyamatok kiberfizikai rendszereinek is fontos része, de a rohamosan fejlődő autópárhán is jelentős szerepet játszik.

1. Típusok, működési elvek

A radar (Radio Detecetion and Ranging), egy olyan mérőműszer, mely az elektromágneses hullámokat használja a környezetében lévő tárgyak észlelésére és megfigyelésére. A hagyományos radarok a rádió és mikrohullámokat használják, de vannak kevésbé ismert típusai, pl.: kvantumradarok a kvantummechanika sajátosságait (pl: szuperpozíció elve), a LIDAR a lézerfényt, a szonár az ultrahangot alkalmazza. Működési elvük egyszerű, az adóantenna által kibocsájtott elektromágneses hullámok visszaverődnek a céltárgy felületéről és az energia egy része visszaérkezik a vevőantennába. A radarrendszer méri a kibocsátás és a visszaérkezés között eltelt időt, így meghatározva az objektum távolságát és sebességét, az antenna iránypozíciója megadja a céltárgy irányát, oldal- és helyszögét [3]. (Lásd 1. ábra)



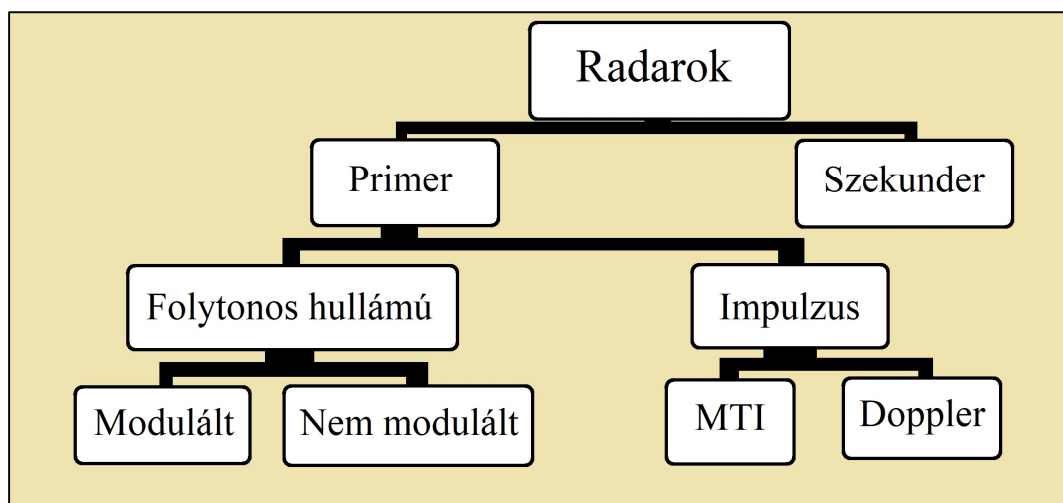
1. ábra: Radar működési elve

A rádiólokátoroknál megkülönböztetünk **primer** és **szekunder radar**.

A **primer radar antenna** egy nagyteljesítményű jelet bocsát ki, és a visszaverődésből számítja a távolságot, az antenna iránya határozza meg a céltárgy szögkoordinátáit. A radar lehet 3D, 3 dimenziós, amely távolságot, oldalszögét és magasságot mér. A 2D, 2 dimenziós radar távolság-oldalszög, vagy távolság-magasság mérésére alkalmas [3].

A **szekunder radar antenna** alacsonyabb teljesítményen üzemelhet, mert működésének alapja a Friis átviteli képlet. A kibocsátott jelek kódolt üzenetet tartalmaznak, melyre a repülőgép transzpondere válaszol ezt a szekunder radar antenna veszi. Ezáltal a kérdez-válaszol elv alapján további információk szerezhetők a céltárgyról [3].

A **folytonos hullámú (CW)** radarokon jeleiket modulálhatjuk frekvencia, fázis vagy amplitúdó szerint. Az **impulzus** lokátorok lehet Doppler, amivel a céltárgy radiális sebessége mérhető vagy MTI (Moving Target Indication – Mozgó Célpont Indikátor) elven működőek, melyek csak az állócélok elnyomását biztosítják [4]. A működési elveket a 2. ábra szemlélteti.



2. ábra: Radarok működési elvei [4]

Doppler-effektus

A digitális technológia fejlődése lehetővé teszi, hogy szinte minden típusú radar mérje a céltárgyak Doppler eltolódását. Doppler-effektus elve Christian Doppler osztrák fizikus nevéhez fűződik. A működését a következő példa szemlélteti: Egy mozgó mentőautó szirénáját közeledéskor egyre magasabb frekvencián érzékeljük, távolodáskor pedig egyre alacsonyabban. A sziréna állandó f_0 frekvenciát bocsát ki, mely minden irányban azonos sebességgel terjed. Ha a mentőautó és a hangot halló személy közötti távolság csökken, vagy növekszik, akkor a mentőautó sebességével $f_m v$ arányban a sziréna frekvenciájához adódik, $f_0 + f_m \cdot v_r$, vagy levonódik, $f_0 - f_m \cdot v_r$ (f_m értéke 1 vagy -1, attól függ, hogy közeledik, vagy távolodik a célpont). Ez a hatás frekvencia modulált jelet hoz létre [5].

Impulzus, Doppler radar:

Az impulzus Doppler olyan szekvenciális mérési módszer, amelyben a készülék időben rövid impulzusokat küld a vizsgált térbe, majd várja a visszaverődéseket. Egyidejűleg végezhető távolság és sebességmérés. Az impulzusok ismétlődésének frekvenciája (PRF) 0.3...30 kHz nagyságrendbe esik. A távolság felbontása fordítottan, míg a sebességfelbontás egyenesen arányos a PRF értékkel. Ezt a radart rövid adó impulzusok ($\tau \approx 0.1 \dots 1 \mu s$) és nagy vételi idő jellemzi ($T \approx 1 ms$) [6].

CW Doppler radar

A folytonos hullámú Doppler radar a mozgó objektumok sebességének radiális vetületét méri, hasonlóan az impulzusüzemű Doppler radarok működési elvéhez. A nem mozgó célpontokról visszavert jelek frekvenciája állandó, pl.: álló célok, környezeti objektumok, míg a mozgásban lévő tárgyaké a Doppler-effektus miatt megváltozik [7]. A reflektált jel frekvenciáját a következő (1) egyenlet szemlélteti:

$$f_r = f_0 \frac{1-v_r c}{1+v_r c} \quad (1)$$

Ahol:

f_r – visszavert jel frekvenciája [Hz]

f_0 – üzemi vagy kibocsátott frekvencia [Hz]

v_r – relatív sebesség radiális komponense [m/s]

c – fénysebesség [m/s]

A frekvencia eltolódás távolodó céltárgyak esetén:

$$f_d = f_r - f_0 = -f_0 \frac{2v_r}{c} = -\frac{2v_r}{\lambda} \quad (2)$$

Ahol: λ – a hullámhossz

Megjegyzés: Fele akkora frekvencia eltolódás jönne létre, ha az céltárgy nem verné vissza a radar sugárzását, hanem az a saját kibocsátott jelét vennénk.

Az céltárgy tényleges sebessége és a radiális sebesség közötti kapcsolat:

$$v_r = v \cos \varphi \quad (3)$$

Ahol: φ – a sebességvektor és a radartól a célpontba mutató irányvektor által bezárt szög.

Amennyiben a szög értéke 90° , akkor a radiális sebesség nulla, ekkor nem jön létre frekvenciamoduláció.

Frekvenciamodulált folytonos hullámú radar

A frekvenciamodulált folyamatos hullámú (FMCW) radar alapelve, hogy az adójel periodikus lineáris frekvenciaváltozással modulált. Működése a CW Doppler radar elvhez hasonló [5]. A módszer alkalmazásának előnyei:

- Jó időbeli felbontás
- Jobb ellenálló képesség zavarokkal szemben (Csökkentett interferencia)
- Alacsony adóteljesítmény szükséglet
- Kompakt kivitelezés

2. Alkalmazási példák

2.1. Dróndetektálás X sávban működő radarral

A drónok a kis felületük és földközeli alacsony repülési magasságuk miatt kihívást jelentenek a radaroknak. A légiforgalomirányításban „L” (1-2 GHz) és „S” (2-4 GHz) sávú radarokat alkalmaznak. Időjárás megfigyelésre az „S” és „C” (4-8 GHz) radarok elterjedtek. A drónok általában kis radar hatásos keresztmetszettel rendelkeznek, ezért a detektáláshoz rövidebb hullámhossz. Célszerűbb, tehát a magasabb frekvencia, „X” (8-12 GHz) sáv alkalmazása. A drónokat méretük szerint három csoportba soroljuk: *kicsi* (250 g alattiak), *közepes* (9 kg alatti) és *nagy* teherbírású (10 kg-nál nagyobb). Elvárás, hogy a radarrendszer a nagy méretű drónokat 10 km-nél messzebről, a közepes teherbírásút 10 km-en belül, a kicsiket 3 km-en belül képes legyen detektálni. A radar által elvárt detektálási távolságot (különböző radarkeresztmetszetekkel számolva) az I. Táblázat mutatja. A sikeres detektáláshoz elengedhetetlen az optikai látóhatár (LOS – Line of Sight) és rádióhorizont meghatározása [8]. Rádióhorizont:

$$D \cong 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) [km] \quad (4)$$

Optikai látóhatár:

$$D \cong 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) [km] \quad (5)$$

Ahol:

h_1 – Az antenna magassága a földfelszínhez képest [m]

h_2 – A céltárgy repülési magassága a földfelszínhez képest [m]

I. Táblázat: Elméleti detektálási távolság, ha az antenna 3 m magasságban van

Céltárgy repülési magassága [m]	Radarhorizont [km]	LOS [km]
50	36.3	31.4

100	48.3	41.8
150	57.6	49.9
200	65.4	56.7

A maximális hatótávolság meghatározásához szükség van az antenna nyereségének meghatározására:

$$G = \frac{4\pi A\mu}{\lambda^2} = \frac{4\pi\mu}{\theta_{az} \cdot \theta_{el}} [dBi] \quad (6)$$

Ahol:

G – az antenna nyeresége [dBi]

A – az antenna felülete [m²]

μ – hatásfok [%]

λ – hullámhossz (X sávban 0.03) [m]

θ_{az} – az antenna azimuth (vízszintes irányélességi) szöge

θ_{el} – az antenna elevation (függőleges irányélességi) szöge

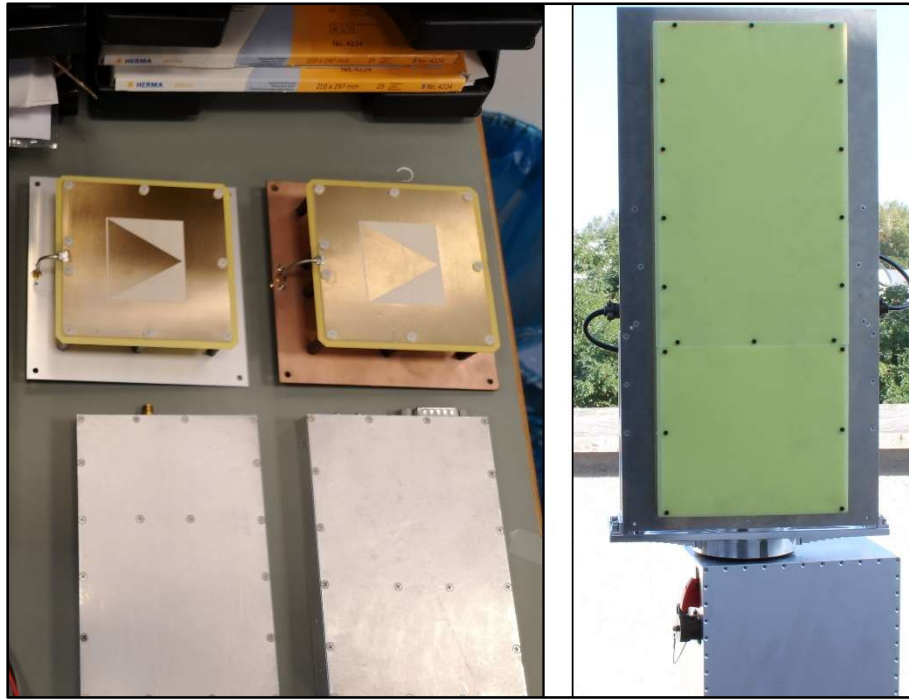
Az adóantenna nyeresége 15x15 cm felületen:

$$G = \frac{4\pi \cdot 0.0225 \cdot 0.5}{0.03^2} = 157.08 \Rightarrow 21.96 \text{ dBi} \quad (7)$$

Az vevőantenna nyeresége 15x30 cm felületen:

$$G = \frac{4\pi \cdot 0.045 \cdot 0.5}{0.03^2} = 314.16 \Rightarrow 24.98 \text{ dBi} \quad (8)$$

A számított eredményt Matlabban maximális hatótávolságra szimuláljuk *4.1.1. Drónfelderítés X sávban* fejezetben.

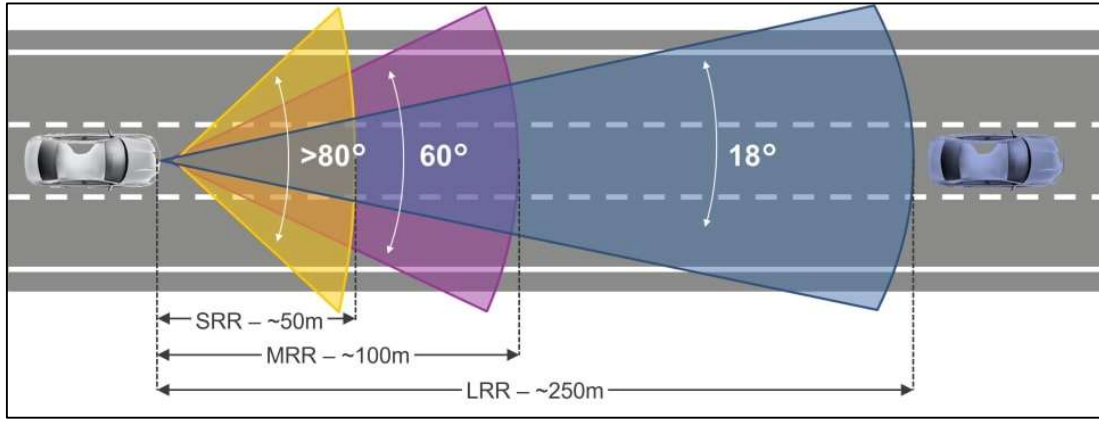


3. ábra: BHE X sávú radar prototípusa és DRFM test rendszer
(A kép felhasználását a gyártó engedélyezte)

2.2. Gépjárművekben használt radar performanciák

A gépjárművek több rendszerében is alkalmaznak rádiólokátorokat. Holttérfigyelő (BSM – Blind Spot Monitoring), sávelhagyás figyelmeztető (LDW – Lane Departure Warning), autonóm vészfékező (AEB – Automatic Emergency Braking), tolatást segítő és adaptív sebességtartó rendszerekben (ACC – Adaptive Cruise Control) használják. Ezen rendszerek nem csupán megkönnyítik a vezetést, hanem a balesetmegelőzésben is fontosak. Autóipari radaroknál három típust különböztetünk meg: nagy (LRR – Long Range Radar), közepes (MRR – Medium Range Radar) és rövid (SRR – Short Range Radar) [9]. Lásd részletek 4. ábra.

Ezek a megoldások 24 és/vagy 77 GHz-es mikrosztrip antennákkal működő radarokat használunk a hullámterjedési sajátosságok, az alacsony gyártási költség és egyszerű kivitelezhetőség miatt. A rövid hatótávolságú radar (Short Range Radar) 24 GHz-en működik. Feladata, hogy a jármű közvetlen közlében lévő tárgyakat detektálja. Segítséget nyújt a parkolásban és a holtzóna figyelésében, a baleset megelőzésében, illetve az ACC támogatásában. Gyártása költséghatékony, de a felbontása a 77 GHz-es radarhoz képes rosszabb. A nagy hatótávolságú radar (Long Range Radar) 76-81 GHz frekvenciatartományon belül üzemel. A magas frekvencia miatt sokkal jobb felbontással rendelkezik, azonban a rövidebb hullámhossz miatt esős, ködös időben zavarokat okoz a vett jelben [10].



4. ábra: Automobil radarok detektálási távolságok [11]

A 77 GHz-es jelek hullámhossza harmada a 24 GHz-es rendszerének, ezért egy 77 GHz-es antenna teljes területe kilencszer kisebb, mint egy hasonló 24 GHz-es antenna területe. Ez lehetővé teszi a beépítését kisebb méretekben, de a nagyobb antenna felület nagyobb antenna nyereséget biztosít [12].

A gépjárművekben az adott antenna felületre vonatkoztatott nagy antenna nyereség irányélességi szögek az alacsony oldalnyálábszintek és az egyszerűen kivitelezhetőség miatt mikrosztríp (patch) antennákat használunk. Felépítését tekintve 4 fő részből áll: tápellátó rész, szubsztrátum, patch antenna és földelés. Formájuk szerint lehet pl: téglalap, négyzet, kör, háromszög stb.

3. Radaregyenlet, hatótávolságot befolyásoló jellemzők

A radaregyenlet három fő összetevő változóját különbözteti meg. Az első az **adó jel előállítás**, erősítés és terjedéssel kapcsolatos összetevők, beleértve a veszteségeket is. A második a **céltárgyjellemzőkkel** kapcsolatos változók úgy, mint a hatásos céltárgy keresztmetszet, hullámhossz, és a céltárgy polarizációs tényezője. A harmadik a céltárgyról a **vevő irányába visszaverődött jel detektálása** hullámterjedése és veszteségével kapcsolatos tényezők. Részleteket lásd (9), (10).

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{at} t_f G_{Tr} F_{Tr}^2}{(4\pi) L_{Tr}} \frac{\sigma(\theta) \lambda_o^2 F_p^2}{(4\pi)} \frac{G_R F_R^2}{(4\pi) k_B T_S D_x(n) L_r}} [m] \quad (9)$$

Ahol:

- R – az adó, céltárgy és vevőpont közötti távolság (m)
(általános, bi-, és ultistatikus esetekben is)
- $P_{\text{át}} = P_t \tau f_r$ – az adó átlagteljesítménye (W)
- P_t – az adóimpulzus teljesítménye (W)
- τ – az adóimpulzus időtartama (s)
- f_r – impulzusismétlődési frekvencia (PRF-Pulse Repetition Frequency) (Hz)
- $t_f = n/f_r$ – a koherens jelfeldolgozás időtartama (n – impulzus szám) (s)
- G_{Tr} – az adóantenna nyeresége (dB)
- G_R – a vevőantenna nyeresége (dB)
- L_{Tr} – adóoldali átviteli veszteség (tápvonalak, antenna) (dB)
- $\sigma(\Theta)$ – a céltárgy hatásos keresztmetszete (RCS) a vevőantenna(-ák) irányában (m^2 – dBm^2)
- λ_o – a vivőfrekvencia hullámhossza (m)
- F_{Tr} – az adó és a céltárgy közötti hullámterjedési tényező
- F_p – polarizációs együttható
- F_R – a céltárgy és a vevőpont közötti hullámterjedési tényező
- L_R – vevőoldali átviteli veszteség (dB)
- k_B – Boltzmann-állandó ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
- T_s – a rendszer vevőbemeneti zajhőmérséklete (K)
- $D_x(n)$ – „n” visszavert jelre vonatkoztatott (integrált) detektálási tényező: jel-zaj viszony
- x – a Swerling modell típusának száma, mint referencia (Sw0-1,2,3,4) (dB)
- n – a céltárgyról visszaverődött és a radar által detektált impulzusszám

A vevőrendszer zajteljesítménye:

$$N_R = k_B T_s B_n = E\{|w(n)|^2\} [W] \quad (10)$$

Ahol:

- k_B – Boltzmann-állandó ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
- T_s – a rendszer vevőbemeneti zajhőmérséklete (K)
- B_n – a vevőzaj sávszélessége, a vett jelre optimalizálva

- $w(n)$ – vevőzaj ADC (Analoge Digital Converter – analóg digitális átalakító) után „n” szinten mintavételezve
- $E\{|w(n)|^2\}$ – a vevőzaj varianciája, szórása

Megjegyzés: A radar egyenletről részletesebben olvashatnak az [13] forrásban.

3.1. Céltárgy típus modellek

A radarkeresztmetszet értékét a célpont jellemzői befolyásolják, pl: méret, alak, anyag. A céltárgyak detektálhatósága szempontjából számított modelleket használunk, melyek a céltárgy típusok legfontosabb tényezőit veszik figyelembe. Ezeket Swerling modelleknek nevezi a szakirodalom. Legkorszerűbb modellek az objektum visszaverődési képességei „ k ” szabadságfokú *Khí-négyzet eloszlásfüggvénnyel* írják le. [14] Öt SW modell létezik, melyek a következők:

Swerling 0/5

A céltárgyról visszaverődött jelek amplitúdói időben nem változnak, nincs időbeli és térbeli koreláció a visszaverődött amplitúdók között. Ez egy ideális célt ír le, a radarkeresztmetszet állandó, pl.: épületek, fák, hegyek.

Swerling 1 és 2

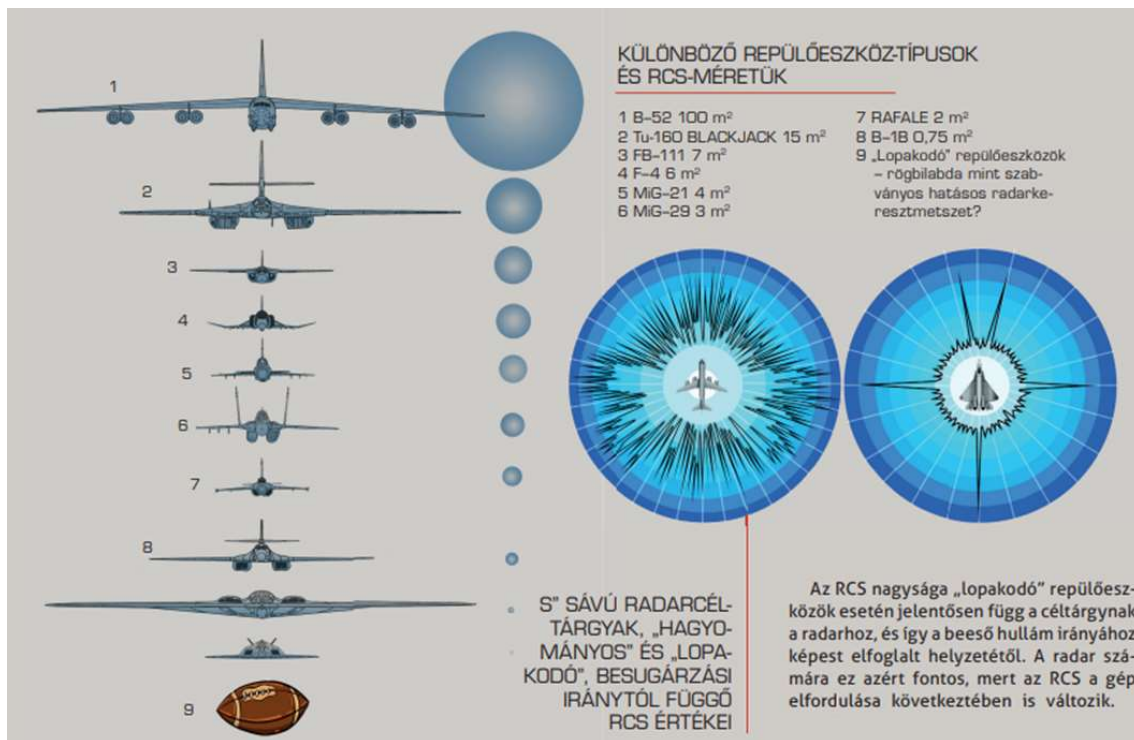
A SW1 modell azt feltételezi, hogy az RCS impulzusa állandó, de letapogatások során fluktuál, pl: gépjárművek. A jelek amplitúdói exponenciálisan romlanak idővel (Rayleigh-eloszlás, 2 szabadságfokú) [15]. Lásd (7). A Swerling 2 is az SW1 képletet alkalmazza, azonban a radarkeresztmetszet értékei gyorsabban fluktuálnak, illetve impulzusról impulzusra változnak, pl.: repülőgépek.

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{\text{átlag}}} e^{\frac{-\sigma}{\sigma_{\text{átlag}}}} \quad (11)$$

Swerling 3 és 4

Az SW3 (pl.: hajók) hasonlóan szkennelésenként, Swerling 4 (pl.: léggömb) impulzusonként változik. (4 szabadságfokú *Khí-négyzet*) SW1 és SW3 a radarkeresztmetszet lassan, míg SW2 és SW4 modellnél gyorsan fluktuál [15].

$$P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{\text{átlag}}^2} e^{\frac{-2\sigma}{\sigma_{\text{átlag}}}} \quad (12)$$



5. ábra: Hatásos radarkeresztmetszet összehasonlítása [16]

3.2. Antenna jellemzők

Az antennáknál típusa a felhasználói elvárásokhoz igazodik, pl: logperiodikus, dipol, yagi, mikrosztrip/patch (gépjárművekben, katonai alkalmazások, IoT, űrkutatás). Performanciáik szerint megkülönböztetünk izotróp és anizotróp antennákat. Az izotróp antenna képes azonos mértékben sugározni a tér minden irányába, de tökéletesen izotróp antennák csak elméletben léteznek. Számítások és összehasonlítások során használjuk. A valós antennák anizotróp jellegűek, mivel a felületükön különböző amplitúdó és fázisjellemzőkkel rendelkező eltérő térerősségek jönnek létre. Az antenna sugárzási karakterisztikája, mint térbeli szűrő megmutatja, hogy az adott irányban milyen erősséggel sugároz [17].

Ha több antennát akarunk egy egységként alkalmazni, akkor antennarács (frekvencia, amplitúdó vagy fázisvezérelt) vagy MIMO (Multi Input Multi Output – több bemenet több kimenet) rendszert hozunk létre. Minden egyes antennaelemnél figyelembe kell venni a következő jellemzőket: frekvencia, nyereség, polarizáció, sáv szélesség, impedancia.

3.2.1. Fázisvezérelt antennarács

Az antennarács több antennaelemből, az elemek közötti fáziseltérést kihasználva irányítható sugárzási diagrammot hoz létre, amire egyes antennák nem képesek. Költséghatékony és csak lassan degradálódó megoldás, hiszen több kisebb antennából áll. Az antenna elemek egymástól azonos távolságra helyezkednek el, ez a táv a hullámhossz felével egyezik meg. A hullámhossz értékét az antenna középfrekvenciájából számítjuk [18].

3.2.2. MIMO antenna rendszerek

A MIMO (Multiple Input Multiple Output) struktúra jelentős szerepet tölt be a vezeték nélküli kommunikációs rendszerekben. Ebben a rendszerben az adóantennák egy tetszőleges hullámformát sugároznak ki és ezt mindegyik vevőantenna képes fogadni. Többirányú és hatékony adatátvitelt tesz lehetővé, pl: jobb átvitelminőség. A MIMO a korábbi SIMO vagy MISO rendszerekkel szemben minimalizálja a hibákat, optimalizálja az adatsebességet és javítja a rádióátviteli kapacitást azáltal, hogy lehetővé teszi az adatok egyidejű több jelúton történő továbbítását. Gyakran használják nagy sávszélességű kommunikációra, ahol fontos, hogy ne zavarjanak mikrohullámú vagy RF-rendszerek [19].

3.2.3. Polarizáció

Az antennák körül elektromágneses mező jön létre, ahol az elektromos tér erővonalai merőlegesek a mágneses térre. Az elektromos tér iránya a Föld felszínéhez képest határozza meg az elektromágneses hullám polarizációjának irányát. A sikeres in situ mérések elvégzéséhez figyelembe kell venni a polarizációt. Ha az adó és vevő antenna között keresztpolarizáció jön létre, akkor a jelszint az antenna típusától függően általában 20-30 dB-el alacsonyabb lesz. Mérések során elengedhetetlen a polarizáció ismerete, lásd 6. ábra. Megkülönböztetünk lineáris, körkörös és elliptikus polarizációt [20].

Lineáris polarizáció:

Függőlegesen és vízszintesen felszerelt antennákat kifejezetten fix összeköttetések esetén használunk. A polarizáció változása miatt a fogadott jel erősségében változások következnek be, az antennák elektromos terei között lévő szög szinusza szerint csökken a jel erőssége, ez okozza a polarizáció változását. A lineáris polarizáció horizontális és vertikális mellett $\pm 45^\circ$ -os pozíciót is felvehet. a függőleges antenna a függőlegesen polarizált hullámok hatékony vételére szolgál, míg a vízszintes antenna a vízszintesen polarizált hullámok vételére. Az

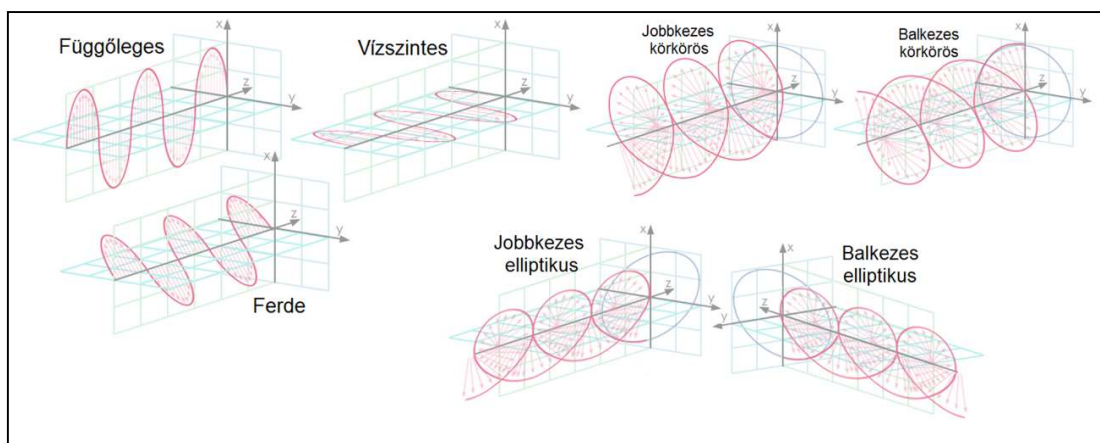
elektromágneses mezőből való maximális energiaelnyelés érdekében a vevő antenna a polarizáció ugyanabban a síkjában kell elhelyezkedjen. Ha helytelenül polarizált antenna van használatban, akkor jelentős veszteségek jelentkeznek. [20]

Cirkuláris polarizáció:

A körkörös polarizáció esetén az elektromos erővonalak minden rádiófrekvenciás ciklusban 360 fokos forgást végeznek, azonos irányban és sebességgel az adó és vételi oldalon. Akkor jön létre, amikor két 90 fokos fáziseltolódású bejövő jel összeadódik, vagy amikor a síkpolarizált antennák egyszerre 90 fokkal mozognak. A körkörös polarizáció lehet jobbkézes vagy balkezes, az irányt az elektromágneses hullámok rezgési síkjának fáziseltolása határozza meg. Ha a fáziseltolás a hullám terjedési irányával megegyező, akkor a polarizáció jobbkézes cirkuláris lesz. Ha a fáziseltolás a terjedési iránnyal ellentétes, akkor a polarizáció bal kéz cirkuláris lesz. [20]

Elliptikus polarizáció:

Egy elliptikusan polarizált hullám felbontható két lineárisan polarizált hullámra, melynek polarizációs síkjai egymásra merőlegesek.

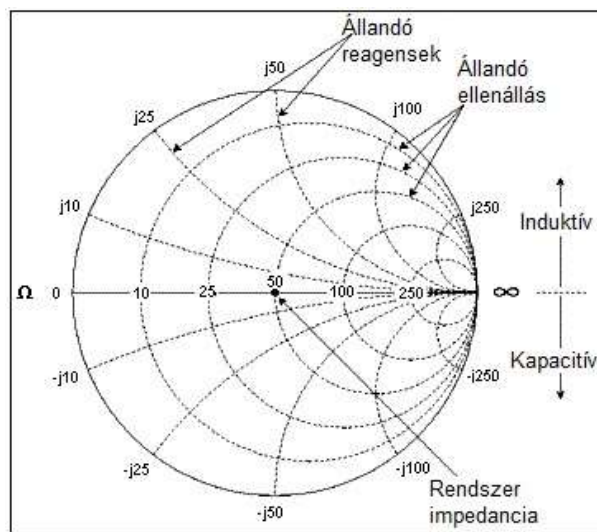


6. ábra: Polarizáció típusok (A szerző szerkesztése [19] alapján)

3.2.4. Impedancia

A váltakozó áramú hálózatokban az ellenállást impedanciának nevezzük. Ez egy komplex szám, lásd (13), ami hatásos (rezisztencia) és meddő (reaktancia) ellenállásból épül fel. Az antenna impedancia egy kulcsfontosságú paraméter az antennák tervezésekor és használata során. Az impedancia illesztések értékei megmutatják, hogy az antenna milyen mértékben

illeszkedik környezetéhez, az adott rendszerhez. A leggyakoribb az 50 Ohmos kivitelezés. Vektoriális hálózati analízátor segítségével tudjuk mérni. Az eredmények minél közelebb helyezkednek el az 50 Ohmhoz, akkor az antenna sokkal hatékonyabban képes átadni a jelet a kábelén, vagy a térben. Rossz impedancia illesztésekkel rendelkező antenna alkalmazásával a maximális hatótávolság jelentős mértékben csökkeni fog. Az illesztéseket Smith diagramon ábrázoljuk az impedancia és a frekvencia függvényében. A diagram induktív és kapacitív részre osztható, a rövidzárt a 0, a nyitott áramkört a végtelen jelöli, lásd 7. ábra [21]. Az antennák illesztetlenségét impedancia transzformátorok használatával oldjuk meg.



7. ábra: Smith diagram [21]

Antenna impedancia meghatározása:

$$Z_a = R_a + jX_a \quad [\Omega] \quad (13)$$

Ahol:

Z_a – antenna impedancia

R_a – antenna rezisztencia (hatásos ellenállás)

X_a – antenna reaktancia (meddő ellenállás)

Ha az egyenletben X előjele pozitív akkor az impedancia induktív negatív esetén az impedanciát kapacitív tartományban van.

3.2.5. Spektrum

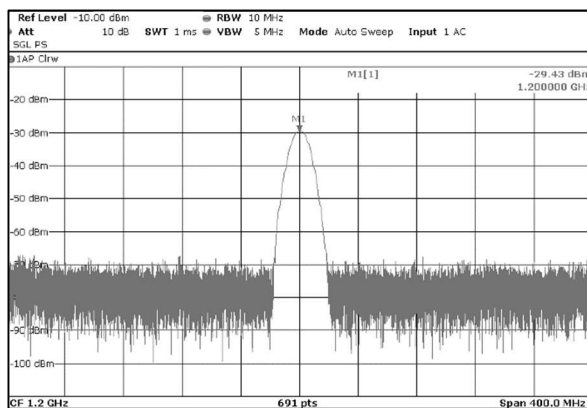
A spektrum jelentése: *színkép*. Az elektromágneses spektrum az összes elektromágneses sugárzás frekvencia (hullámhossz, energia) szerint csoportosítva, pl: rádióhullámok, látható fény, röntgensugarak. A látható fény színeit hat fő színre osztjuk: lila (380-450 nm), kék (450-495 nm), zöld (495-570 nm), sárga (570-590 nm), narancs (590-620 nm) és vörös (620-750 nm), ezek spektroszkóppal mérhetők. Spektrum mérés során elengedhetetlen a megfelelő felbontás és videó sáv szélességek beállítása, ezek segítséget nyújtanak a mért spektrum értelmezésében, feldolgozásában [22].

RBW (Resolution Bandwidth - felbontási sáv szélesség):

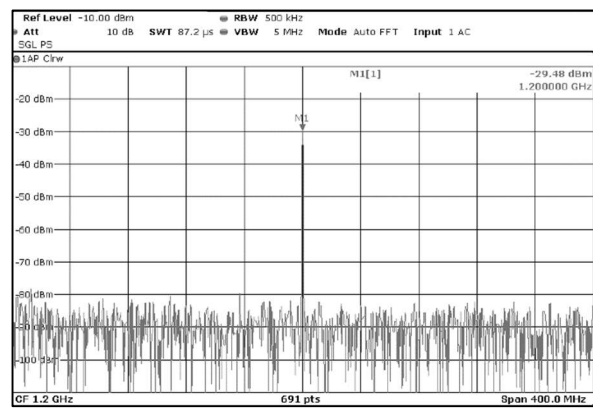
Az RBW alapvetően fontos sáv szélesség-beállítás a spektrumanalizátorral történő méréseknél. Ez a beállítás meghatározza, hogy az eszköz milyen felbontással vizsgálja az adott frekvenciasávot. Nagyobb RBW érték esetén szélesebb sáv szélességet vizsgál meg az eszköz, így az alacsony jelszintek is láthatóbbak, de ennek ára a felbontás csökkenése. Kisebb RBW esetén nagyobb felbontást érhetünk el, de a jelek kevésbé lesznek értékelhetőek [23].

Az optimális beállítást az adójel sáv szélességéből számíthatjuk:

$$\text{Sáv szélesség} > \frac{2}{\text{RBW}} \quad (14)$$



8. ábra: RBW = 10 MHz

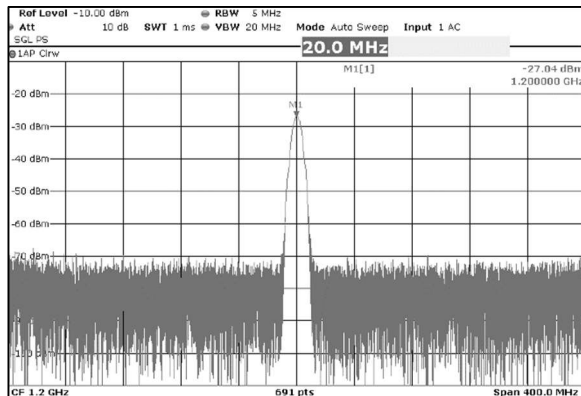


9. ábra: RBW = 500kHz

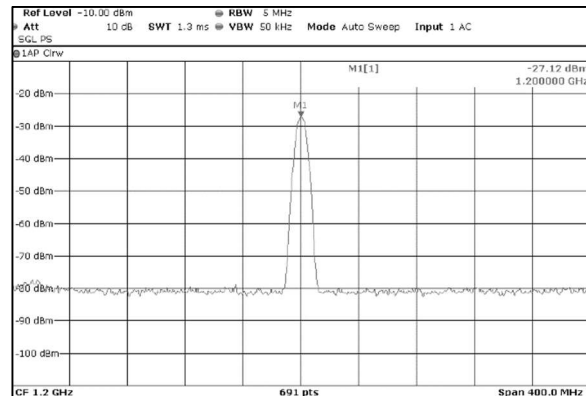
VBW (Video Bandwidth - videó sáv szélesség):

A VBW a spektrumanalizátorban használt alap sáv szélesség-beállítás. A videó sáv szélesség meghatározza, hogy a készülék mennyi szélességet foglal el a mért jel feldolgozása/szűrése

során. A VBW befolyásolja a spektrumanalizátor által megjelenített jelek simaságát vagy simítását. Nagyobb VBW esetén a jelek simábban jelennek meg, míg kisebb VBW esetén a jelek részletesebben láthatóak, de zavarosabbak lehetnek [23].



10. ábra: Szűrés nélkül (20 MHz)



11. ábra: Szűrt spektrum (50 kHz)

4. Eredmények

Számításokkal, szimulációkkal, laboratóriumi és in situ teljesítménymérésekkel támasztom alá az előző fejezetekben elméleteit. A szimulációkat elvégzéséhez a Matlab Radar Toolbox-ban található a Radar Designer és Antenna Array Designer applikációkat használom. A Debreceni Egyetem laboratóriumában jelenleg még nem áll rendelkezésünkre EMC kamra, így a reflexió egyes méréseket nagy mértékben befolyásol. Az in situ mérések során a BHE Bursh 4ChVNA-t (4 csatornás vektoriális hálózati analízátor) használjuk.

4.1. Szimulációk

A szimulációk útján meghatározom a 77, 24, 12 és 10 GHz frekvencián üzemelő 50%-os hatásfokkal rendelkező antenna felületét. A kiszámításhoz szükséges nyereség értéke minden antenna esetében azonos 23 dBi lesz. Ezt követően megvizsgálom milyen mértékben változik az antenna nyeresége, ha a felület azonos nagyságú és a két antenna között adatátvitelt valósítok meg. A kapott értékekkel szimulálom maximális hatótávolságra. A Friis-egyenlet alkalmazásával meghatározom a vett teljesítmény értékeit, az eredményeket összehasonlítom a mért értékekkel.

Az antenna felülete:

$$c = f \cdot \lambda \quad (15)$$

Az egyenletet λ -ra rendezve, λ_{77} , λ_{24} , λ_{12} , λ_{10} tartalmazza a 77, 24, 12, 10 GHz frekvencián számított hullámhossz értékeket, az eredmények a II. Táblázatban látható.

II. Táblázat: Hullámhossz különböző frekvencián

$\lambda_{77} = 0.003896 \text{ m}$	$\lambda_{24} = 0.0125 \text{ m}$	$\lambda_{12} = 0.025 \text{ m}$	$\lambda_{10} = 0.03 \text{ m}$
-------------------------------------	-----------------------------------	----------------------------------	---------------------------------

III. Táblázat: Antenna felület meghatározása

$A_{R77} = 4.82 \text{ [cm}^2\text{]}$	$A_{R24} = 49.62 \text{ [cm}^2\text{]}$
$A_{R12} = 198.47 \text{ [cm}^2\text{]}$	$A_{R10} = 285.8 \text{ [cm}^2\text{]}$

Megjegyzés: R_{77} , R_{24} , R_{12} , R_{10} – 77, 24, 12, 10 GHz-s Radar

A vevőantenna erősítése:

Mivel a járművekben csak korlátozott mértékben áll hely rendelkezésre, ezért csökkenteni kell a vevőantenna méretét és ezzel az erősítést. Az elfogadott antenna felület legyen: 2x3 cm. A számítás eredményeit lásd IV – V Táblázatokban.

IV. Táblázat: Antenna nyeresége 2x3 cm felületen

$G_{R77} = 23.95 \text{ [dBi]}$	$G_{R24} = 13.82 \text{ [dBi]}$
$G_{R12} = 7.8 \text{ [dBi]}$	$G_{R10} = 6.22 \text{ [dBi]}$

Antennaelemek távolsága:

$$Távolság = \frac{\lambda}{2} \quad (16)$$

V. Táblázat: A távolság különböző frekvencián:

$Táv_{77} = 0.195 \text{ [cm]}$	$Táv_{24} = 0.625 \text{ [cm]}$	$Táv_{12} = 1.25 \text{ [cm]}$
$Táv_{10} = 1.5 \text{ [cm]}$	$Táv_3 = 5 \text{ [cm]}$	$Táv_{1.5} = 10 \text{ [cm]}$

Friis-egyenlet:

$$P_R = P_T \cdot \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \text{ [W]} \quad (17)$$

Ahol:

P_R – vevő teljesítmény [W]

P_T – adó teljesítmény [W]

G_T – adóantenna nyeresége

G_R – vevőantenna nyeresége

λ – hullámhossz [m]

R – adó és vevőantenna közötti távolság [m]

Logaritmikus alakja decibel használata esetén:

$$P_R^{[dBm]} = P_T^{[dBm]} + G_T^{[dBi]} + G_R^{[dBi]} + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) [dBm] \quad (18)$$

Ha az adóantenna nyeresége 8.5 dBi, teljesítménye -10 dBm, a kibocsátott jel frekvenciája 500 MHz, a vevőantenna nyeresége 17 dBi, a távolság 5 m, akkor a vett teljesítmény a következő:

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0.6 [m] \quad (19)$$

$$P_R^{[dBm]} = (-10) + 8.5 + 17 + 20 \log_{10} \left(\frac{0.6}{4\pi 5} \right) = 24.9 [dBm] \quad (20)$$

A számítások alapján megvalósított mérések, lásd 27-28 ábra, igazolták az elvárásokat.

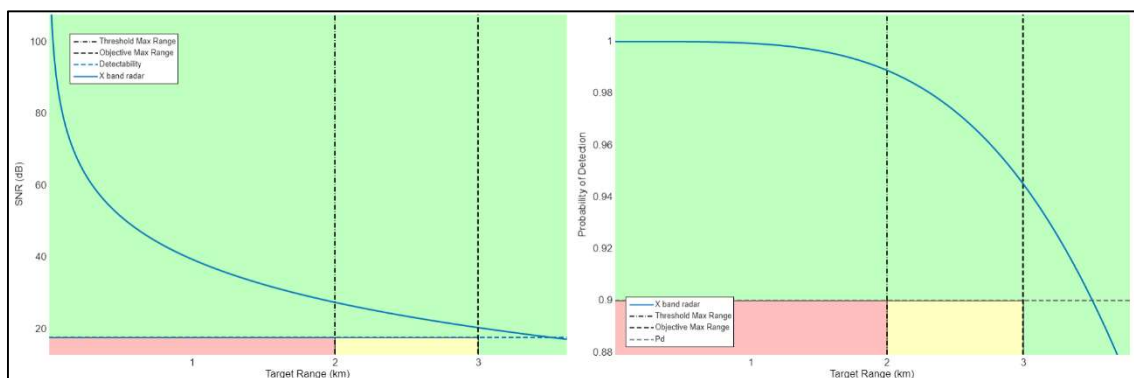
4.1.1. Drónfelderítés X sávban

A szakirodalmi tapasztalatok alapján az elvárt RCS értékek az alábbiak: 0.05 m², 1 m², 10 m², 50 m², az üzemi frekvencia legyen 9.5 GHz, míg az antenna erősítés az antenna felületéből számított becslés.

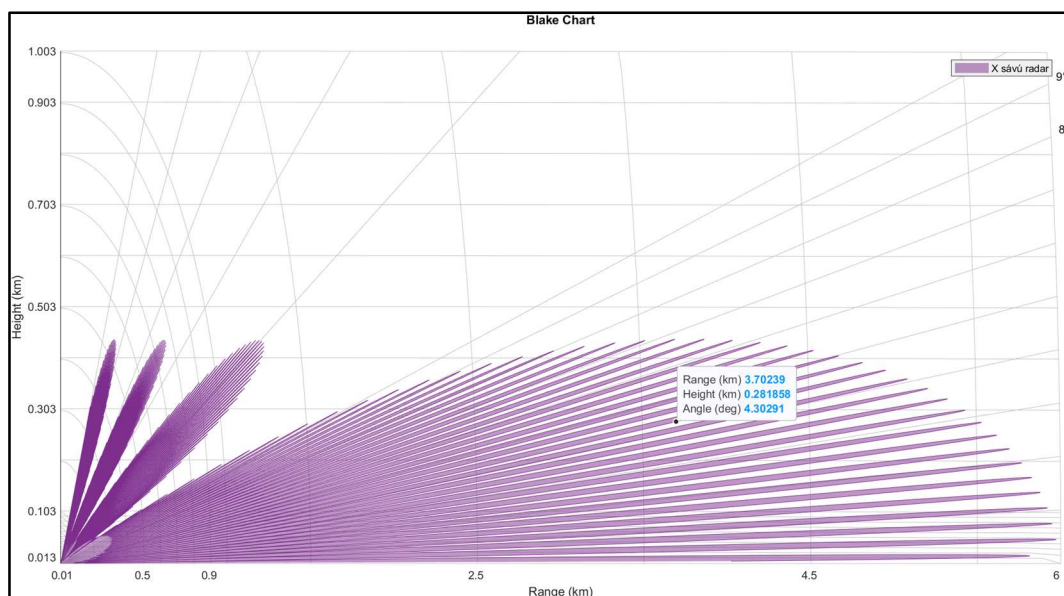
V. Táblázat: X sávú radar performanciák Sw1 modell során

Változó	Értékek			Megjegyzés
RCS [m ²]	0.01	0.1	3	Sw1 P _D =0.9, P _{fa} =10 ⁻⁶
f [GHz]	9.5			$\tau=1\mu s, f_r=1\text{ kHz}$
P _{csúcs} [kW]	50			
Antenna magassága [m]	3			

G _{adó} [dBi]	21.96			
G _{vevő} [dBi]	24.98			
Veszteségek:		Egyéb számított értékek:		
Egy-impulzus állandó célpont [dB] (detektálási tényező)	13.12	R _{min} = 150 m		
Fluktuációs veszteség (Sw1 modell miatt) [dB]	8.02	Értelmezhető tartomány: 150 km		
Koherens integrációs nyereség [dB]	13.01	Első vak sebesség: 15.77 m/s		
CFAR veszteség [dB]	1.50			
Egyéb veszteségek [dB]	8			
R _{max} [km]	3.5	6.2	14.5	



12. ábra: Drón detektálási távolsága SNR és Detekciós valószínűség függvényében
(RCS = 0.01 m²)



13. ábra: Blake diagram kis méretű drón esetében

A szimulációs eredmények szerint a radar képes $RCS=0.01 \text{ m}^2$ radarkeresztmetszettel, Sw1 típusú $P_D=0.9$, $P_{fa}=10^{-6}$ minőségi detektálási jellemzőkkel rendelkező drón ideális környezetben $R_{max}=3.5 \text{ km}$ távolságig detektálható. A számított érték eléri, és minimálisan meghaladja az előírt 3 km-es elvárást. Hasonló jelenség figyelhető meg $RCS = 0.1 \text{ m}^2$ -en is, ahol a számított távolság 6.2 km. $RCS=3 \text{ m}^2$ -en az R_{max} értéke 14.5 km, ami megfelel az elvárt $R_{max} > 10 \text{ km}$ -es értéknek. Megállapítható, hogy a szimulációs eredmények megfelelnek az irodalomból gyűjtött elvárásoknak és jól követik az X sávú radarra vonatkozó megvalósíthatósági elvárásokat.

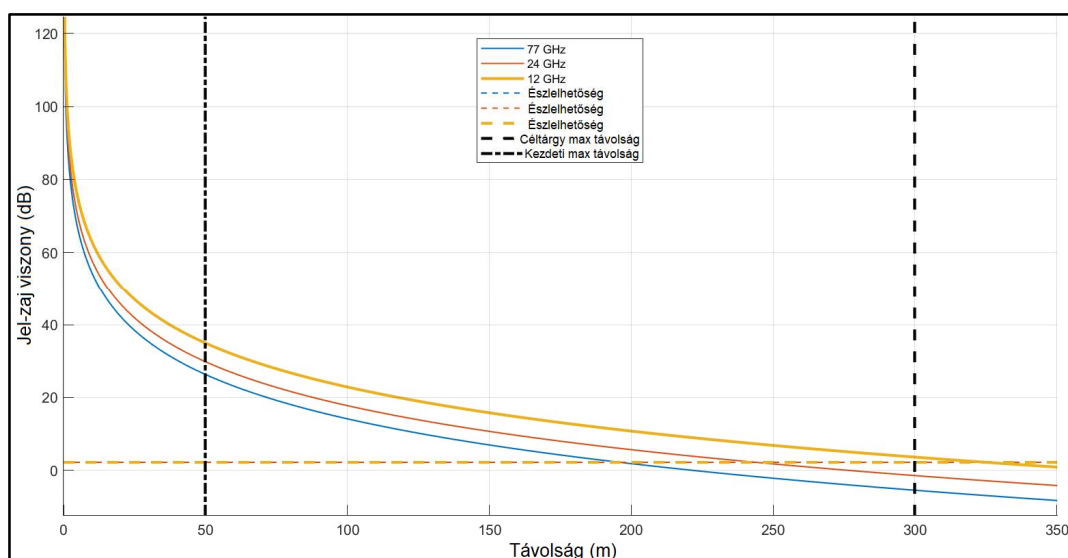
4.1.2. Automobil radarokkal kapcsolatos szimulációk

A számolt értékeket Matlab Radar Toolbox-ban szimuláljuk. Feladat annak meghatározása, hogyan befolyásolja a számított eredmény a radar maximális hatótávolságát (R_{max}). A szimuláció során használt frekvencia ($f = 77; 24 \text{ GHz}$), az átlagteljesítmény ($P_{csúcs} = 0.5$), a radar keresztmetszet ($RCS = 1 \text{ m}^2$) és a vevőantenna erősítés ($G = 23 \text{ dBi}$). A további értékeket a Matlab megadja, ezeket az alapértékeket használjuk. Swerling 1 modellt alkalmazunk (Sw0 álló célpontokra vonatkozik). Az első szimuláció során az erősítés értéke azonos, az eredmények a VI. Táblázatban és a 14. ábrán látható.

VI. Táblázat: Szimulált max távolság, azonos erősítésen

$f \text{ (GHz)}$	$P_{csúcs} \text{ [W]}$	$G \text{ [dBi]}$	$RCS \text{ [m}^2\text{]}$	$R_{max} \text{ [km]}$
77	0.1	23	1	195.8

24				243.8
12				325.1

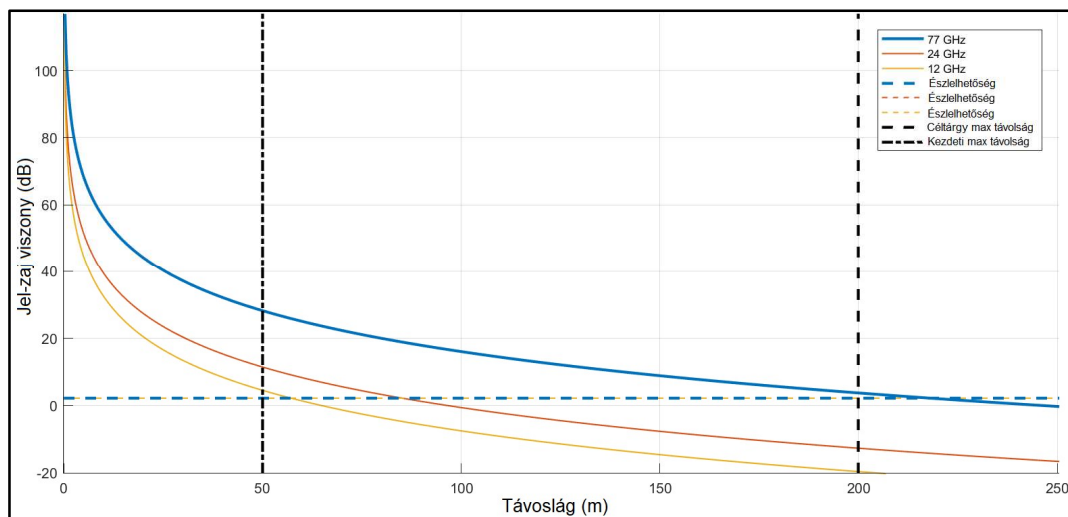


14. ábra: Maximális hatótávolság 77, 24 és 14 GHz-en, azonos 23 dBi nyereségen

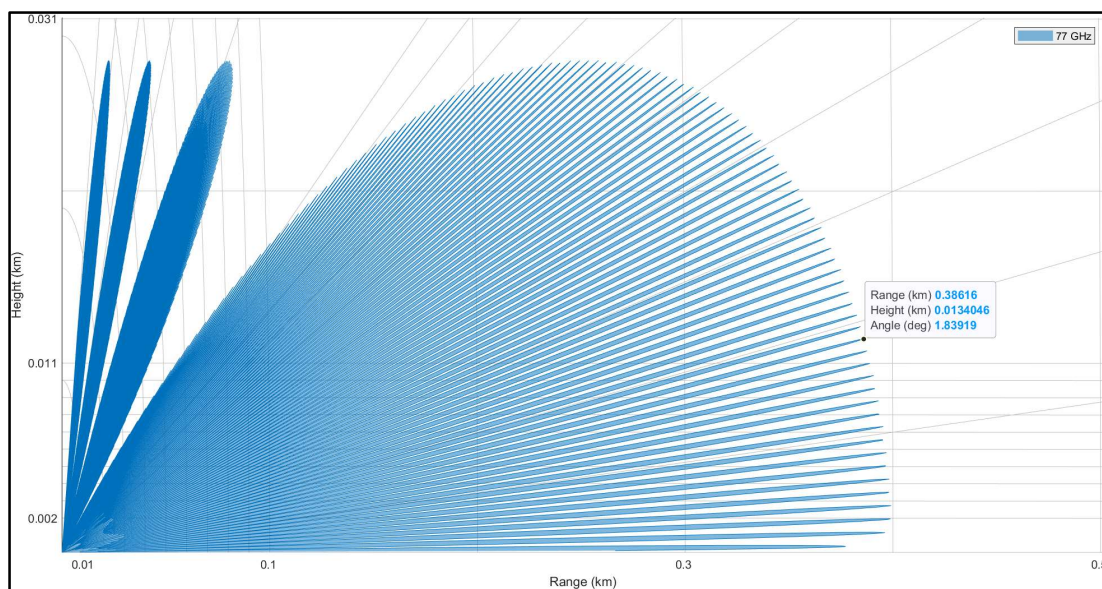
A II. táblázatban a vevőantenna erősítés értékeit felhasználva meghatározzuk a maximális hatótávolságot. A mérési eredményeket az VII. Táblázat tartalmazza. Az $R_{\max}$ értékeket 15. ábra grafikusán szemlélteti.

VII. Táblázat: Szimulált max távolság 2x3 cm-es antenna felületen

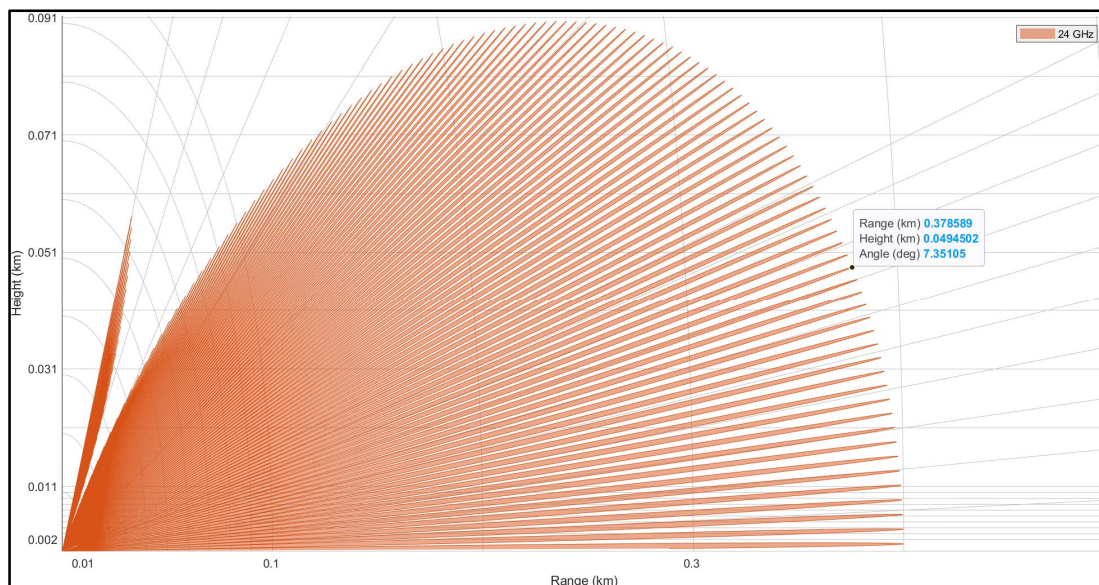
A_r (m ²)	f (GHz)	G [dBi]	RCS [m ²]	$R_{\max}$ [km]
0.0006	77	23.95	1	217.7
	24	13.82		84.99
	12	7.8		57.07



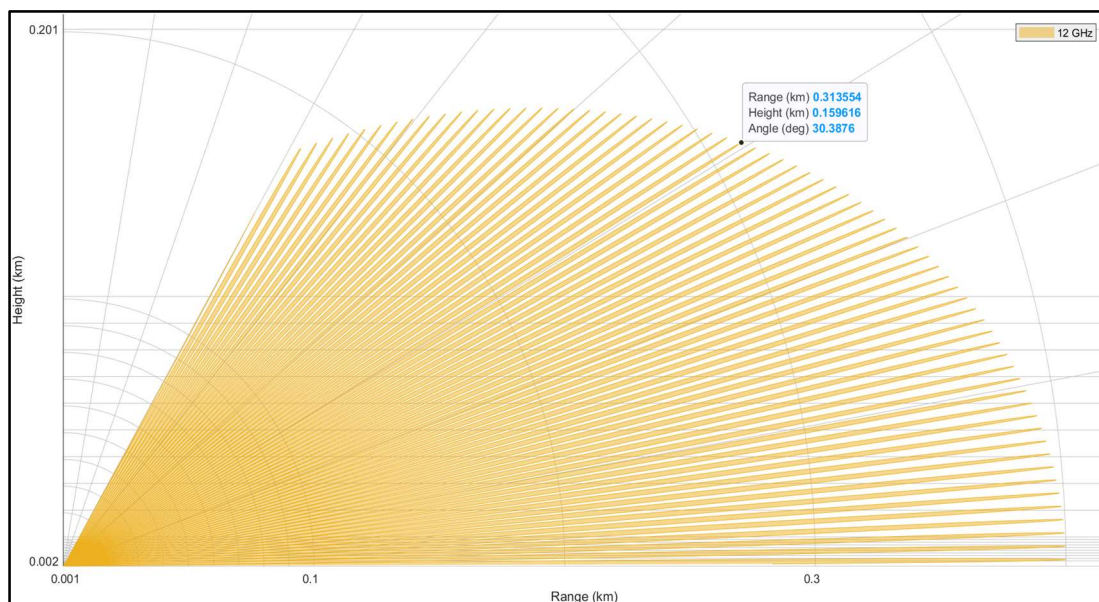
15. ábra: Maximális hatótávolság 2x3 cm felületre méretezve



16. ábra: Blake diagram – 77 GHz 2x3 cm felületen



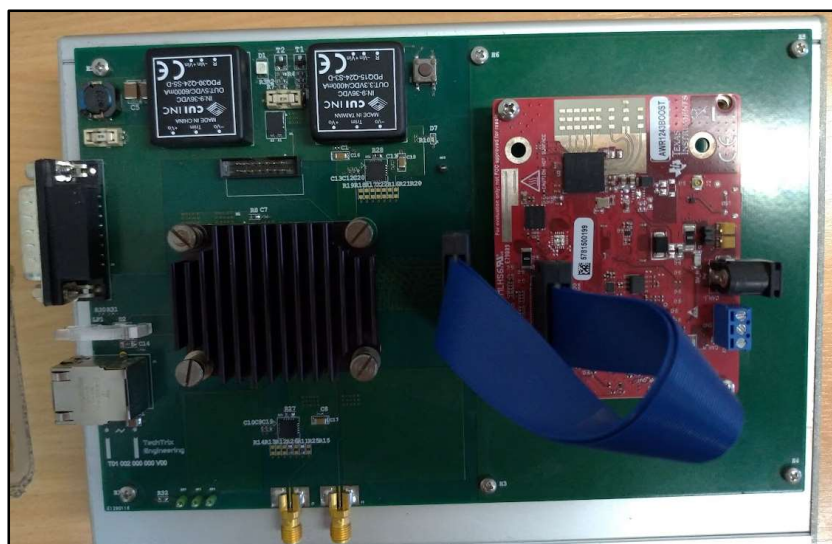
17. ábra: Blake diagram – 24 GHz 2x3 cm felületen



18. ábra: Blake diagram – 77 GHz 2x3 cm felületen

A Blake Chart számítások a maximális detekciós távolságra vannak optimalizálva, ennek megfelelően az adó teljesítmények az antenna hatásos keresztmetszet, amit külön számításokkal igazoltam és a veszteségek is eltérnek egymástól.

A tanszéken jelenleg még csak egy darab 77 GHz-es radar áll rendelkezésre, ami még beüzemelés alatt áll, ezért nincs lehetőségem méréseket végezni.



19. ábra: A Mechatronikai tanszék AWR1243BOOST Texas Instruments 77 GHz-es radarja

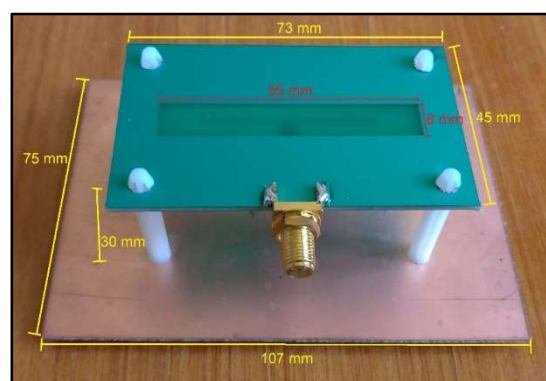
4.2. In situ mérések

4.2.1. Impedancia

A R&S FSH4 kézi spektrum analízátor segítségével végeztem el az impedancia méréseket különböző típusú antennákon, lásd VIII. Táblázat. L sávú patch antennák esetében az egész tartományon (1-2 GHz) vizsgáltuk az illesztések minőségét. Az FSH4 csak 3.6 GHz frekvenciáig képes mérni, így a S sávot nem tudtam teljes tartományában mérni. Az antennát és a mérőműszert egy 12,11 m hosszú 50 Ohm-os koaxiális kábellel kötöttük össze. Az patch antennák SMA, a mérőműszer N típusú csatlakozóval rendelkezik. (Az antennák és azok méretei az 20. és 21. ábrán láthatóak.) Pirossal jelöltem azokat a tartományokat, ahol az impedancia megfelelel az elvárásoknak.



20. ábra: L sávú mikrosztript antenna



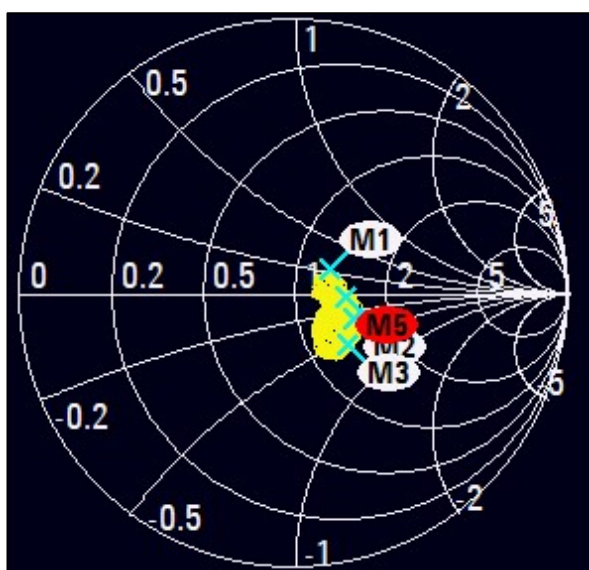
21. ábra: S sávú mikrosztript antenna

VIII. Táblázat: Mért impedancia és VSWR eredmények

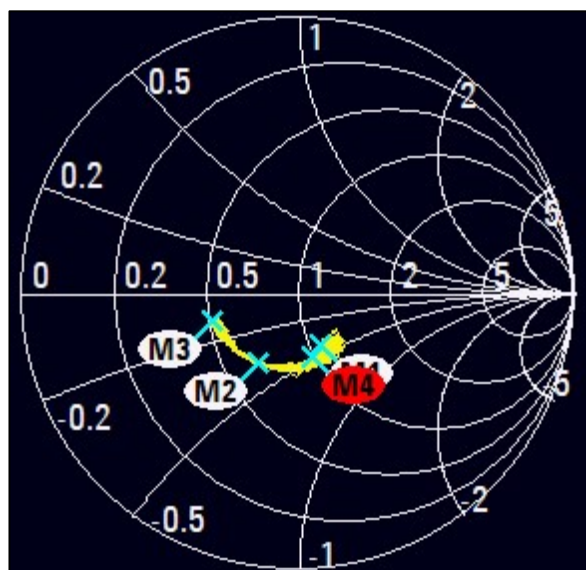
L sávú patch antenna										
F (GHz)	1.05	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.99
Z (Ω)	60,6+ j8,68	60,3+ j7,55	66,9- j1,07	62,9- j3,16	65,7+ j2,53	77,4- j6,93	63,4- j18,6	57,0- j11,6	60,7- j6,66	64,0- j11,9
VSWR	1,28	1,27	1,32	1,28	1,25	1,53	1,57	1,39	1,24	1,31
S sávú patch antenna										
F (GHz)	2,05	2,2	2,4	2,6	2,8	2,9	3	3,2	3,4	3,59
Z (Ω)	51,9- j21,3	53,7- j26,5	46,7- j23,2	41,1- j21,3	38,3- j20,0	36,4- j19,0	34,6- j17,7	31,3- j14,0	29,5- j10,7	28,7- j7,88
VSWR	1,69	1,68	1,66	1,64	1,72	1,74	1,77	1,79	1,84	1,8
R&S HE300 500MHz-7.5GHz logperiodikus antenna										
F (GHz)	0,5	0,6	0,8	0,9	1	1,5	2	2,5	3	3,5
Z (Ω)	43,9+ j17,4	38,1+ j2,35	56,0- j9,00	61,3- j16,3	60,4+ j14,6	30,3+ j10,2	56,8- j18,2	30,4+ j8,05	44,7- j9,48	43,2+ j3,76
VSWR	1,48	1,32	1,23	1,43	1,38	1,75	1,44	1,71	1,26	1,18
R&S HL562E 30MHz-6GHz logperiodikus antenna										
F (GHz)	0,5	0,6	0,8	0,9	1	1,5	2	2,5	3	3,5
Z (Ω)	31,9+ j1,41	38,8- j12,8	63,0+ j0,84	30,8- j10,0	47,2+ j2,08	44,7+ j12,1	43,6- j6,57	35,7+ j16,6	78,7- j16,9	30,0- j0,70
VSWR	1,57	1,47	1,26	1,73	1,08	1,32	1,22	1,67	1,69	1,67

Az impedancia illesztések vizsgálata során látható, hogy L sáv esetén az antenna üzemi működési tartományában 1-1.4 GHz között jó hatásfokkal és 60 Ohm hatásos ellenállással rendelkezik, ez 10 Ohmmal eltér a szabványos értéktől, és 10 Ohm alatti induktív impedancia értékkel használható. 1.5 és 2 GHz frekvencia között a VSWR= 1.3-1.57 között változik, így az illesztése rosszabb. S sávú antenna impedancia illesztései rosszak, a VSWR értékek 1.68 és 1.80 közzé esnek, az ideális eset 1-1.3 között lenne. A hatásos ellenállás 53.9 – 28.7 tartományban változik, a frekvencia növekedésével az értéke csökken. Az illesztések javítására jobb minőségű alakrészeket kell alkalmazni, az antenna tervezését gondosan kell elvégezni,

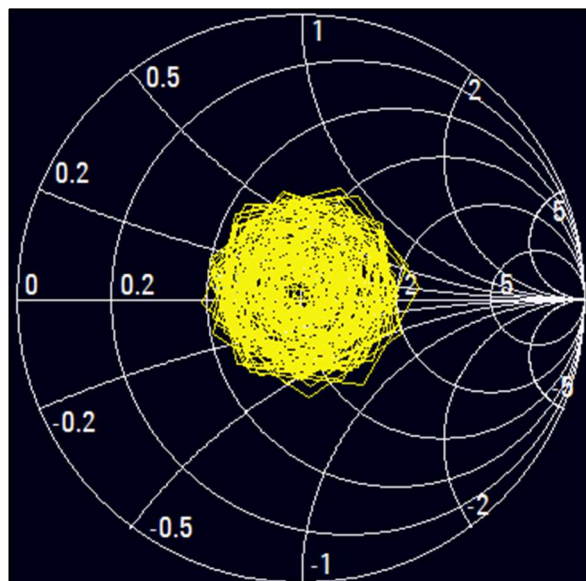
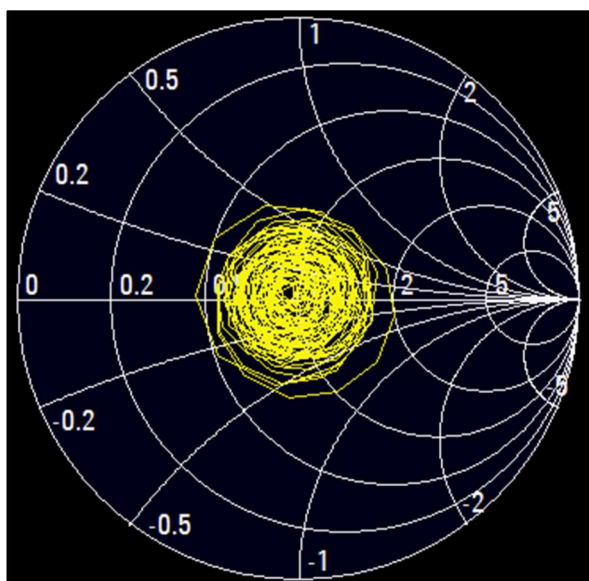
vagy szűrőáramkörök utólagos beépítésével javítható az eredmény. Az R&S HE300 (500 MHz-7.5 GHz) logperiodikus antenna 0.8; 3; 3.5 GHz frekvenciákon jó hatásfokkal rendelkezik. A mért tartományon belül az antenna impedancia illesztése 3.5 GHz frekvencián a legjobb az állóhullámarány 1.18, rezisztenciája 43.2 Ohm, a reaktancia 3.76 Ohm. A HL562E logperiodikus antennát (30 MHz-6 GHz) hasonlóan a HE300-hoz azonos tartományokban vizsgáltuk meg. A mérési eredményeken látható, hogy 1 GHz frekvencián kiváló hatásfokkal rendelkezik az antenna, VSWR = 1.08 a hatásos ellenállás 47.2 Ohm, a reaktancia 2.08 Ohm. 1.3 alatti állóhullámarány mérhető 0.8 és 2 GHz frekvenciákon. Ezeket az eredményeket a Smith diagrammos mérésekkel is igazoltam, lásd 22-24 ábrák.



22. ábra: L sáv-Smith diagram



23. ábra: S sáv-Smith diagram

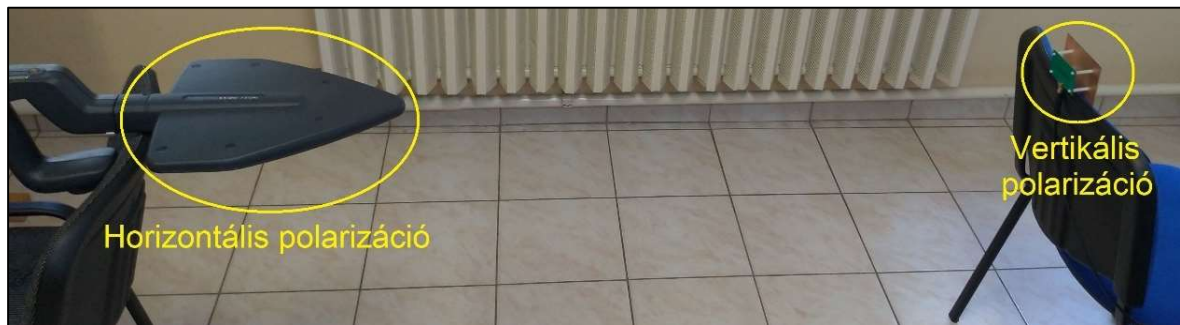


24. ábra: HE300-Smith diagram

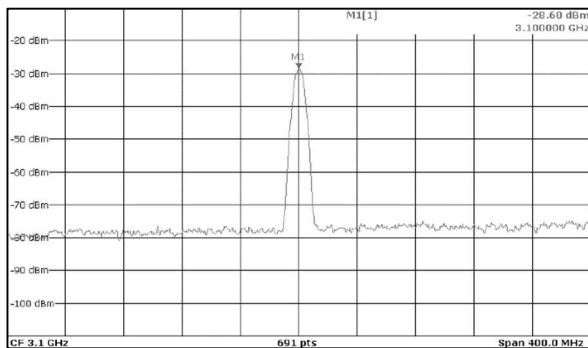
25. ábra: HL562E-Smith diagram

4.2.2. Spektrum

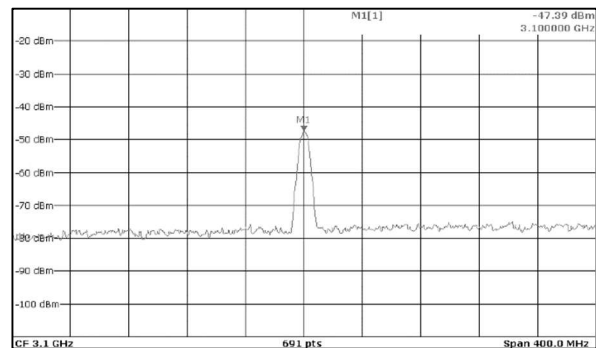
Megvizsgáltam miképpen változik a jel teljesítménye azonos, és keresztpolarizációs esetén. A mérési környezet a 26. ábrán látható. Az eredményekből megállapítható, hogy -26.45 dBm-mel gyengébb jel mérhető keresztpolarizáció esetén, így igazoltam a 4.2.3. alfejezetben leírt elméletet, ami szerint a veszteség 25-30 dBm. A vizsgálat során a HE300 adóantennaként, az S sávú mikrosztrip vevőantennaként funkcionál, a jel minőségét GHz-en vizsgáljuk, az jelgenerátor által sugárzott jel erőssége 0 dBm, a távolság 1 m.



26. ábra: Azonos és keresztpolarizáció vizsgálatának mérési környezete



27. ábra: Azonos polarizáción

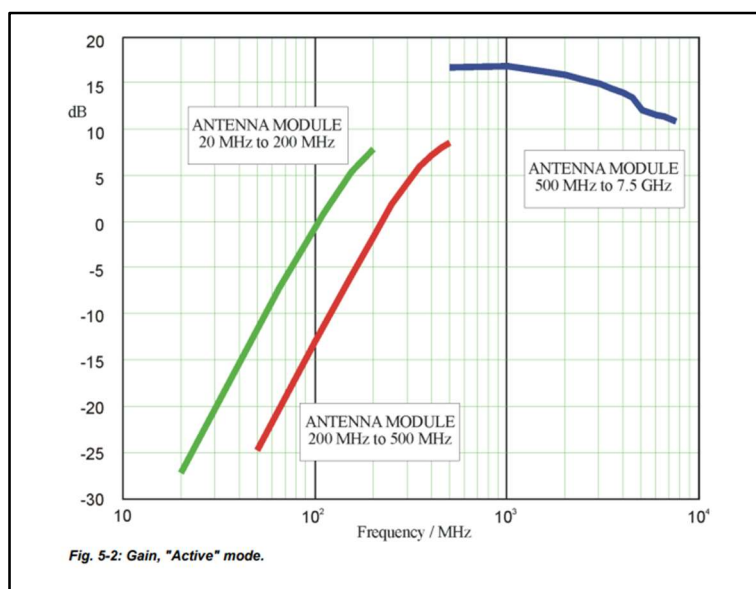


28. ábra: Keresztpolarizáción

Az egyetemen készített mikrosztrip antennák kis teljesítményűek, ezért Hoch Patrik Benjámin BSc hallgató közreműködésével megvizsgáltuk miképpen változik jel erőssége azonos és keresztpolarizáción, illetve, ha az adó és vevőantenna közzé egy másik vízszintes polarizációjú dróthálót helyezünk el. A mérést a laboratóriumban és a szabadban is elvégeztük, mérési környezet lásd 33. és 34. ábra. A IX. Táblázatban látható a mérések és a számítás ((19) alapján) eredményei. A mérések során a R&S SMB100B jelgenerátort, R&S ESR EMI mérőműszer, adóantennaként a R&S HE300, vevőantennaként a R&S HL562E logperiodikus antennákat használtuk, a számolásnál szükséges antenna nyereség értéket a katalógusból kerestem ki, ami

a 29. és 30. ábrán látható. Az antennák egymástól 5 m távolságban vannak elhelyezve. A vett teljesítmény 500-6000 MHz frekvenciatartományban vizsgáltuk, a jelgenerátor egy állandó -10 dBm erősségű jelet sugárzott.

31. ábra: R&S HE300 antenna nyeresége (kék vonal)

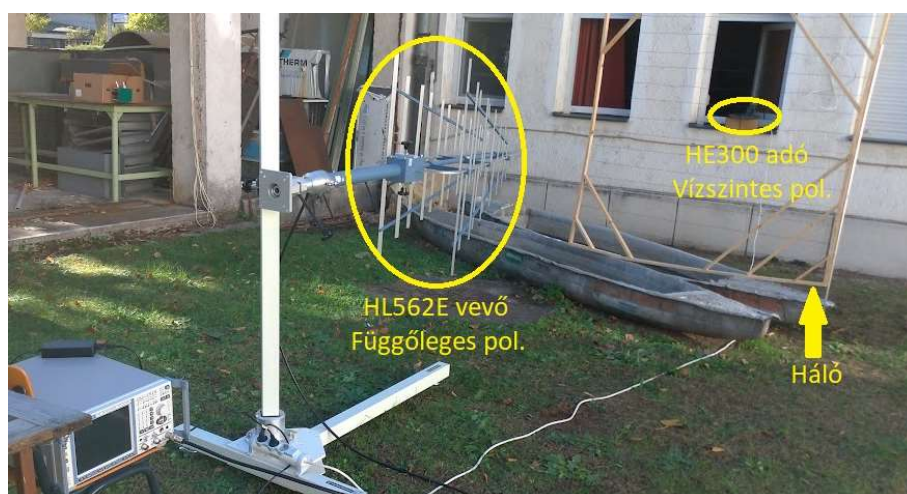


32. ábra: R&S HL562E antenna adatlapja

Specifications		
Frequency range		30 MHz to 6 GHz
Polarization		linear
Cross-polarization		typ. < -25 dB
VSWR	above 200 MHz	typ. < 2
RF connector		N female
Nominal impedance		50 Ω
Gain	above 200 MHz	typ. 8.5 dBi
MTBF		> 100 000 h
Max input power	30 MHz	225 W CW
	80 MHz	900 W CW
	250 MHz	750 W CW
	1 GHz	420 W CW
	3 GHz	270 W CW
	6 GHz	150 W CW
Operating temperature range		-40°C to +40°C
Class of operation		laboratory, anechoic chamber, outdoor use up to 20 km/h wind speed
Dimensions (W x H x L)		approx. 0.57 m x 1.43 m x 1.65 m (22 in x 56 in x 65 in)
Weight		approx. 5 kg (11 lb)
Ordering information		Order No.
ULTRALOG	R&S®HL562E	4100.0007.03



33. ábra: Laborban végzett mérés többszörös hullámterjedés és reflexió



34. ábra: A szabadban végzett mérés Wi-Fi hatást szimuláló rézvezetékes fakerettel

IX. Táblázat: HL562E és HE300 antenna számított és mért eredményei háló nélkül

P_R	Számolt	Szabadban		Laborban	
		Azonos	Kereszt	Azonos	Kereszt
P_{R500}	-24,91	-38,99	-59,41	-47,32	-49,72
P_{R600}	-26,49	-42,16	-69,88	-42,97	-54,78
P_{R700}	-27,83	-45,16	-59,34	-38,89	-60,49
P_{R800}	-28,99	-42,78	-62,96	-39,93	-59,36
P_{R900}	-30,01	-42,61	-64,85	-45,09	-62,09
P_{R1000}	-30,93	-41,23	-61,13	-46,36	-69,42

P_{R1500}	-34,95	-47,49	-63,91	-45,85	-78,07
P_{R2000}	-37,95	-57,34	-67,01	-45,78	-72,67
P_{R2500}	-40,39	-52,56	-75,76	-55,39	-72,14
P_{R3000}	-42,47	-55,21	-83,22	-49,19	-73,61
P_{R3500}	-44,31	-56,32	-72,29	-52,68	-67,54
P_{R4000}	-45,97	-58,73	-78,25	-58,57	-72,72
P_{R4500}	-47,49	-59,41	-79,52	-59,05	-74,29
P_{R5000}	-48,91	-61,18	-85,45	-63,94	-78,78
P_{R5500}	-50,23	-63,07	-77,36	-61,08	-83,81
P_{R6000}	-51,49	-62,28	-83,72	-63,92	-80,66

A számított eredményekhez képest a szabadban 10-20 dBm-mel gyengébb a jel mérhető, ennek oka az gyengébb minőségű impedancia illesztés, és a kábelveszteség. Az udvaron végzett mérések eredményein látható, hogy keresztpolarizáción 10-20 dBm-mel gyengébb jel mérhető, pl: 2.5 GHz frekvencián azonos polarizáción a vett jel -52,56 dBm erősségű, míg kereszt esetén -75,76 dBm. 5 GHz-en keresztpolarizáción a zaj elnyomja a jelet kb.: -85,45 dBm. A laborban végzett mérések esetében látható, hogy a jel erőssége teljesen más mértékben változik. Ennek, hogy a méréseket nem EMC kamrában, hanem két szobában végeztük, lásd 27. ábra, és a reflexió túl nagy volt.

X. Táblázat: HL562E és HE300 antenna mérés eredményei hálóval

P_R	Szabadban		Laborban	
	Azonos	Kereszt	Azonos	Kereszt
P_{R500}	-42,34	-64,05	-47,65	-53,47
P_{R600}	-47,43	-69,62	-41,18	-62,05
P_{R700}	-45,31	-59,88	-40,43	-58,18
P_{R800}	-42,95	-56,39	-41,83	-56,47
P_{R900}	-42,63	-66,69	-44,19	-63,33
P_{R1000}	-42,45	-60,12	-46,05	-62,28
P_{R1500}	-45,98	-61,73	-49,99	-72,19
P_{R2000}	-56,81	-64,25	-46,49	-75,86
P_{R2500}	-53,97	-73,74	-53,16	-65,17

P_{R3000}	-55,58	-79,64	-47,78	-72,27
P_{R3500}	-57,31	-70,77	-50,75	-75,08
P_{R4000}	-60,67	-78,68	-61,31	-72,54
P_{R4500}	-58,25	-77,16	-62,71	-73,39
P_{R5000}	-59,48	-81,82	-65,49	-76,86
P_{R5500}	-62,55	-75,27	-62,28	-82,87
P_{R6000}	-65,77	-85,17	-60,68	-85,38

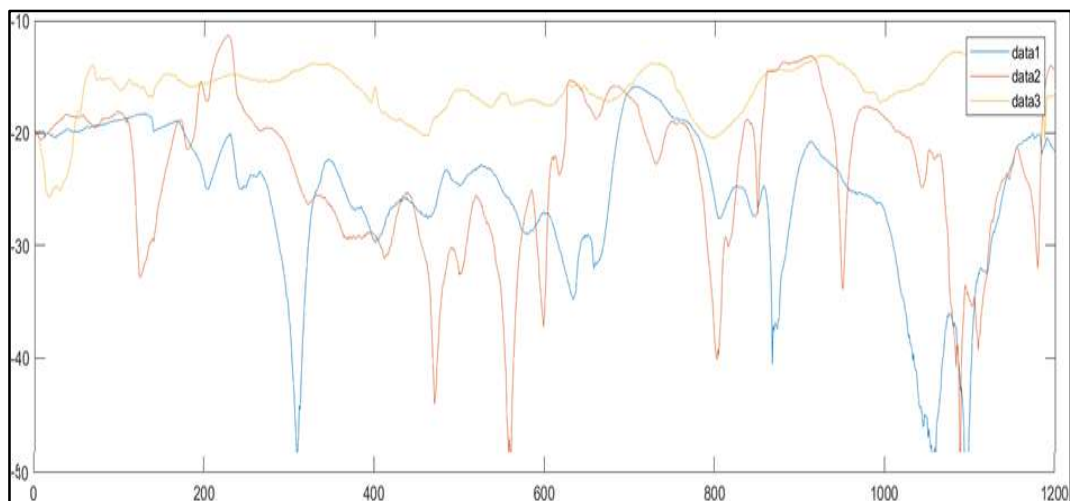
Az adó és vevőantenna között elhelyezett hálónak (Wi-Fi hatást szimuláló rézvezetékes fakerettel) elméletben a rézvezetékekkel azonos polarizáció és a huzalok közötti távolságnál nagyobb hullámhosszak esetén rontani kellene a vett jel erősségét. Ez a hatás az eredményeket megfigyelve látható, hogy a vett teljesítmény, pl: 500 MHz frekvencián -42.34 dBm teljesítményt mértünk, míg háló nélkül -38.99 dBm-et. Ebben az esetben kb. 3 dBm-mel csökkent a jelszint, de más esetekben az eltérés minimális. Pl.: 1.5 GHz-en hálóval -45.98 dBm, háló nélkül -47.49 vagyis 1.51 dBm-et erősített a háló. A teljesítmény nem állandó, rengeteg tényező befolyásolja, pl.: reflexiók és többszörös hullámterjedés.

Antennarács performancia mérése 4ChVNA-val:

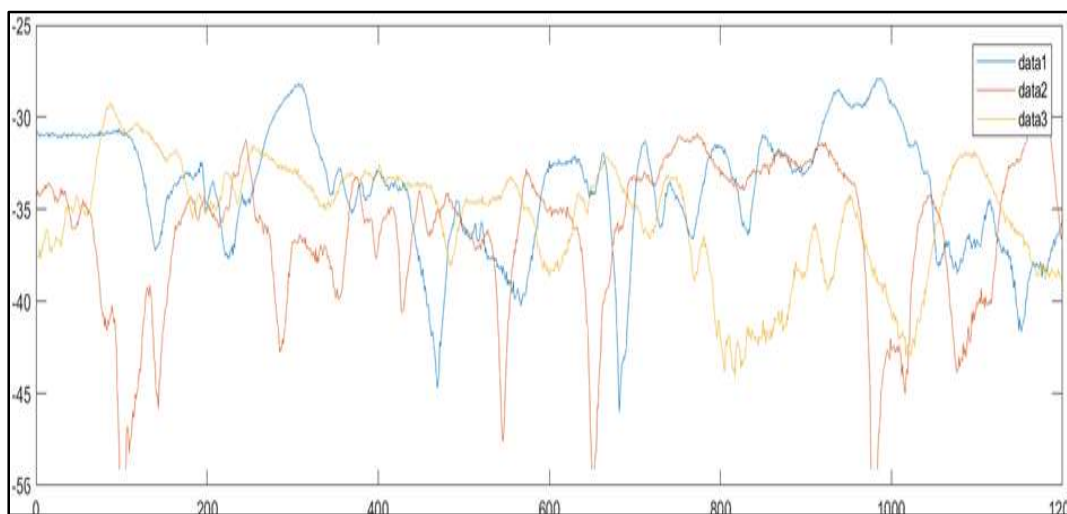
A 35. ábrán látható, hogy 2 db L sávú és 3 db S sávú patch antennát fogattunk fel, amiket 20 cm hosszú koaxiális kábellel és T adatterek segítségével kapcsoltunk össze. Ezek alkotnak egy 2 elemű „L” és egy 3 elemű „S” sávú antennarácsot. Az antennarácsot 5 RPM sebességgel forgattam és vettem az 1 méterre elhelyezett HE300 által sugárzott 0 dBm erősségű jelet. A vevőantenna 3 fordulatig mért, a forgatás kézzel történt, ezért a sebesség kissé egyenetlen, ez látható az eredményeken is, lásd ábra. A tesztek 3-3 alkalommal végeztük el, a legjobb eredményeket szemléltetjük.



35. ábra: Antennarács mérési környezete



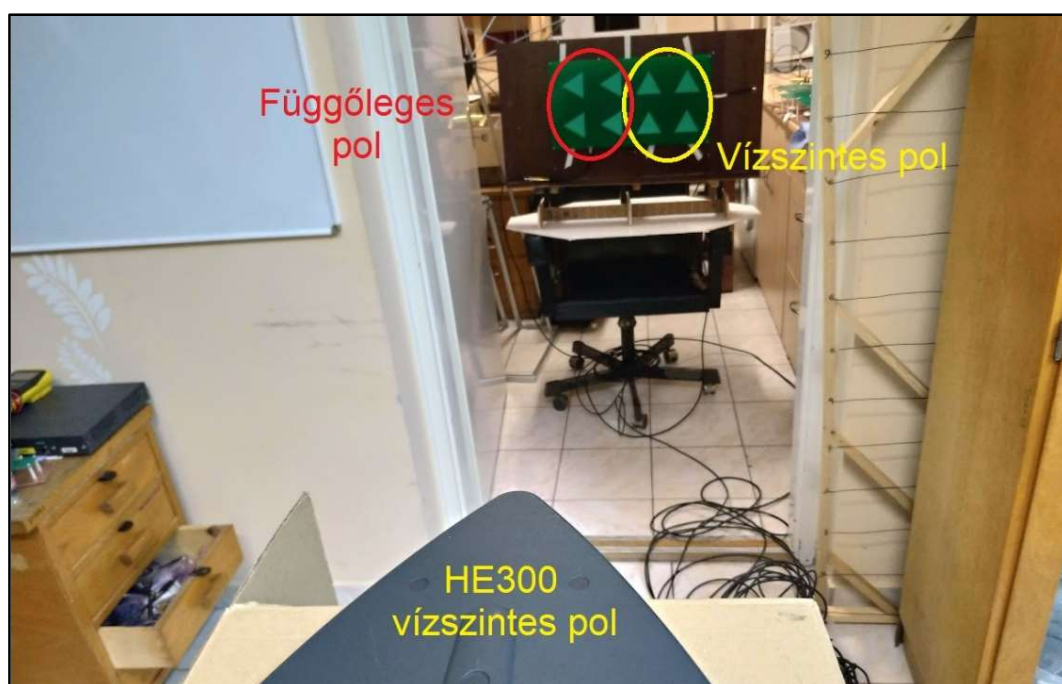
36. ábra: L sávú antenna amplitúdó értékek



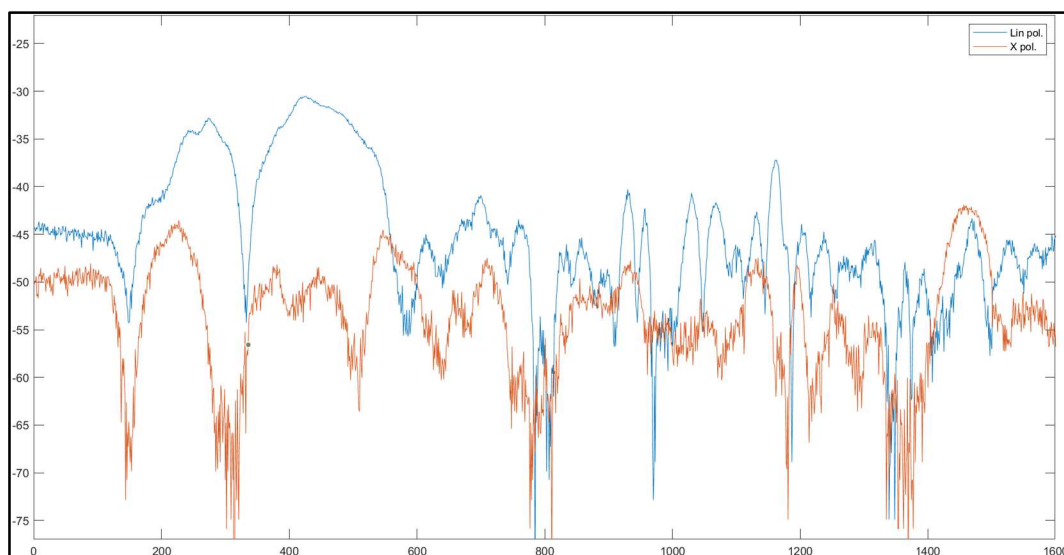
37. ábra: S sávú antenna amplitúdó értékek

Az antennaelemek távolsága ideális esetben $\lambda/2$ vagy annál kisebb távolság. A 36-37 ábrákon az összes mért eredményt ábrázoltam. Ha elhagyjuk a nagyon kis kiugrásokat, akkor sokkal jobb ábrát kapunk. Az eredményeket a későbbiekben újra fel fogom dolgozni, és további méréseket fogok végezni.

A 38. ábrán látható egy azonos távolságokra elhelyezett, egyben legyártott „S” sávú logperiodikus patch antennarács 4-4 antenna elemet tartalmaz különböző polarizációkban. A mérés eredményeit lásd 39. ábra.



38. ábra: S sávú logperiodikus patch antenna mérési környezete



39. ábra: Logperiodikus antennarácson mért amplitúdó értékek lineáris és X polarizáció

A mérés szemléletesen bizonyítja, hogy az aszimmetrikus táplálás miatt, az RF kábelek hossza nem egyforma az antenna iránykarakteristikája torzul. További probléma az antennák nem tökéletes illesztettsége az 50 Ohmos kábelhez. Ezek együttese a fázis antenna diagramja torzulásához és az oldalnyalábszintek emelkedéséhez vezetnek.

4.2.3. HungaroControl radarjának RADOME mérése

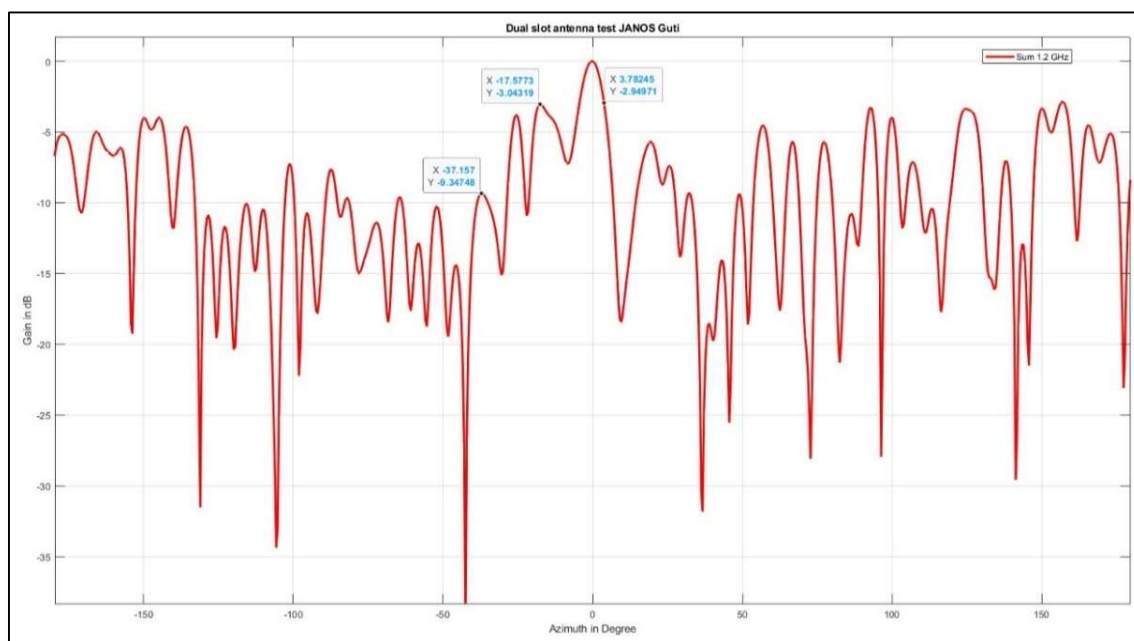
Püspökladány:

Lehetőségem nyílt részt venni a HungaroControl két L sávú 1.28 GHz frekvencián üzemelő légtérellenőrző radarjának in situ mérésére. Az első mérést a Püspökladány térségében elhelyezett rádiólokátoron végeztünk spektrummérést a BURS14 négy csatornás vektoriális hálózati analizátorral. Második alkalommal a budapesti reptéren végezzük a méréseinket. Püspökladányi utunk során a feladat az antenna közvetlen mérése RADOME-on belül és kívül, mivel a RADOME képes befolyásolni az antenna hatékonyságát. Azonban az RF hullámokat csak a RADOME-on kívül tudtuk mérni, nem állt rendelkezésünkre olyan eszköz, amivel belülről is tudtuk volna rögzíteni az antennákat. (A mérés körülménye a 40. ábrán látható.) A 4ChVNA mérőműszer TX csatlakozójára egy L sávú mikrosztrip antennát rögzítettünk, a mérés során aktív és passzív radarként egyaránt alkalmaztuk az antennánkat.



40. ábra: Püspökladányi légtérellenőrző radar és a mikrosztrip mérőantenna

A mérési során kapott nyers eredményeket MATLAB-ban feldolgozva az alábbi ábrát kapjuk:



41. ábra: Püspökladányi út mérési eredménye

A püspökladányi in situ mérés eredményei feldolgozva megállapítható, lásd a 35. ábrán, hogy a mérőantennát nem lehetett az elvárt a MSSR (szekunder) mérendő antennával egymagasságba helyezni és maga a mérő antenna is elhajlott. A mérésbe belógott a PSR (primer) antenna, amely az amúgy is torzult nyalábokat tovább torzította. A két hatás következtében egy erősebb és egy gyengébb csúcsú nyalábra bomlott a főnyaláb. A **mérés tökéletes oktatási célokra** annak demonstrálására, hogy mi történik, ha az RF mérő antenna polarizációja nem egyezik meg a mért antenna polarizációjával és a forgó mért antenna közé belóg egy másik antenna/ fémdarab.

Budapest TAR1:

Feladatunk köztéri mérésekkel meghatározni az SSR antenna degradációját, hogy egyszerűbben végrehajtható legyen a karbantartás. A radart 3 különböző pozícióból mértük le, lásd 42. ábra. A több pozíciós mérés oka az volt, hogy a radar lábnál elhelyezett épület, illetve a reptér közvetlen környezete többszörös hullámterjedést és reflexiót okozott. Ezzel valós körülmények között is igazolhatom a laboratóriumban mért reflexiók értékek használatának fontosságát. Az első pozícióban 25 méter, a másodikban 17 méter távolságra elhelyezett daruskocsival 18 méteres magasságból, lásd 43. ábra., mértük a 12 RPM sebességgel forgó antennát. A 3. pozícióban rögzítettük az radarantennát (lásd 44. ábra) és közvetlen közélről végeztünk statikus mérést, hogy megállapítsuk melyik antennaelemnek csökkent a hatásfoka.

A statikus mérés során mind a 35 antennaelemet jobbról haladva egyesével lemértük. A mérések során adóantennaként a R&S HE300 és „L” sávú patch antennát használtuk.



42. ábra: TAR 1 mérési pozíciók légi felvételtől

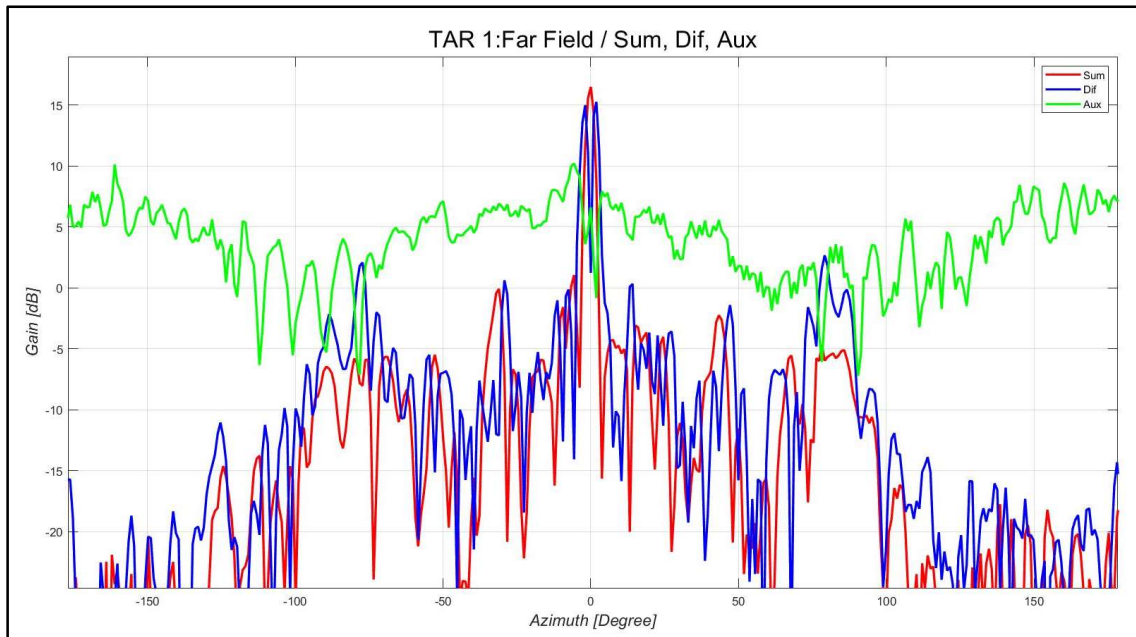


43. ábra: 1. pozícióban végzett mérés



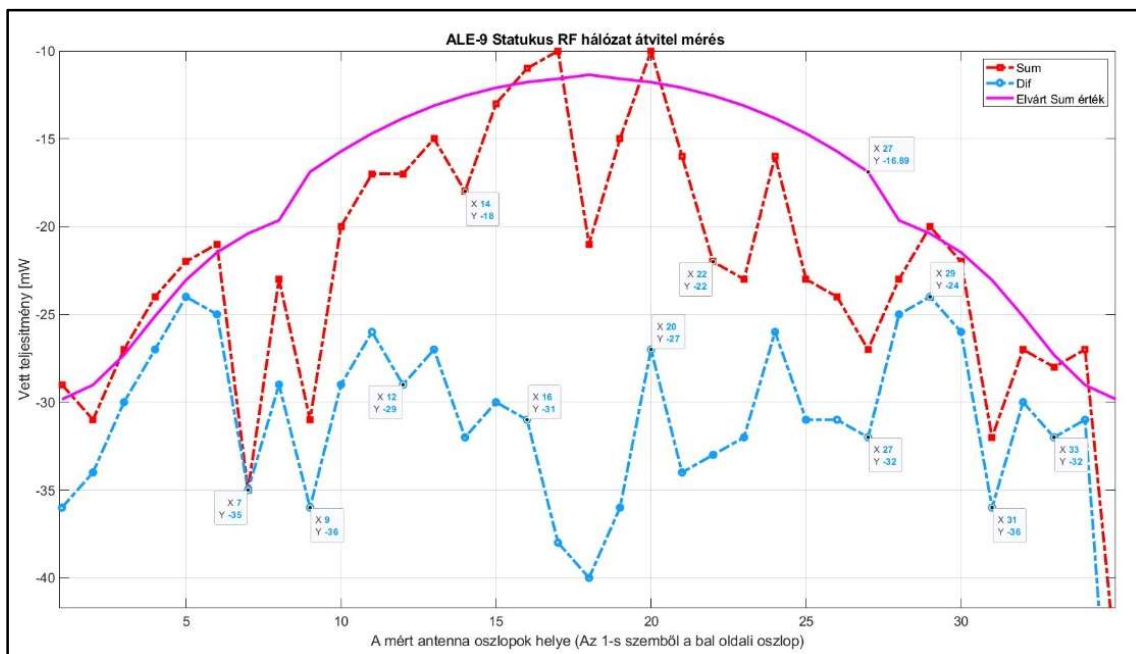
44. ábra: 3. pozícióban végzett mérés

A 45. ábra a 2. pozícióban a 1030 MHz frekvencián 0 dB erősségen sugárzó R&S HE300 adóantennával végzett mérés eredményeit szemlélteti. Cirkuláris közel-téri eredményekből számított SSR ALE-9 antenna távoltéri iránykarakterisztikája.



45. ábra: 2 pozícióban mért és számított valós eredmények

A 46. ábrán szemlélteti a 3. pozícióban a reaktív-térben végzett mérés eredményét, a mérés során az „L” sávú patch antennát rögzítettük egy seprűnyélre, és 10-10 másodpercig mértük az egyes antennaelemeket. Látható, hogy milyen mértékben tér el a Sum és Dif csatornák jelei az elvárt értéktől.



46. ábra: Mért Sum és Dif eredmények az elvárt értékhez képest

5. Eredmények összegzése, továbbfejlesztés

A tanulmány áttekintette a leggyakrabban használt radar típusokat, működési elveket, performancia és spektrum jellemzőket. Szimulációkkal és mérési eljárásokkal igazoltam az elméletben leírtakat, és mérési eredményekkel bizonyítottam a kapcsolódó jellemzőket, ezzel előkészítettem ezek oktatásban való alkalmazhatóságát. A gépjárműgyártásban használt 77, 24 és 12 GHz frekvencián üzemelő radaroknál szimulációval bebizonyítottam, hogy azonos nagyságú felületen a 77 GHz-es radar detektálási távolsága a nagyobb, míg egyforma antenna nyereség esetén a 12 GHz-es lokátorral látunk messzebb. Ezek az eredmények a beépíthetőség miatt fontosak, hiszen a gépjárművekben csak korlátozott mértékben áll rendelkezésre hely.

A laboratóriumi és In Situ mérések során használt mérőműszerek bemutatását követően a mérések eredményeit szemléltettem. Az L sávú mikrosztríp antenna eredményein megfigyelhető, hogy az üzemképes frekvenciatartományon belül (1-2 GHz) több frekvencián is jó impedancia illesztéssel rendelkezik. Azonban az S sávú patch antennának minden pontban rossz az impedancia értéke. A gyári körülmények között előállított R&S HE300 és HL562E logperiodikus antennák esetében egyes frekvenciákon gyengébb impedancia illesztéseket mértem. Pl.: a HE300 antennának 1,5 GHz-en az állóhullámaránya 1,75, míg az ideális 1-1,3.

Jövőbeli feladat a tanszéken gyártott **antennák impedancia illesztési technológiáinak kutatása és javítása.**

A laborban végzett lineáris és keresztpolarizáción mért értékeken nem látható az elvárt 10-20 dB különbség, mert nagy a jelreflexió. Azonban az udvaron megismételve a keresztpolarizáción már 10-20 dB-vel gyengébb jelet mértünk. Az azonos polarizáción mért eredmények kb. 10 dB-vel térnek el a számított értékektől, ennek oka a kábelveszteség. Az oktatási célokra készült fázisvezérelt rácsantennát az L és S sávú patch antennákból építettem. Mivel a mérés a laboron történt, a magas jelreflexió következtében a mérés eredményei használhatatlanok, és nem volt lehetőségem a méréseket EMC kamrában elvégezni.

A püspökladányi mérés eredményei hasonlóan a többi méréshez, oktatási célokra alkalmas, az eredmények szemléltetik, hogyan befolyásolja a SSR antenna iránykarakterisztikáját, ha nem sikerül közvetlenül a szekunder antennával egymagasságba helyezni a mérő antennát és/vagy az RF teszt antennába „belóg” a PSR antennája. A TAR 1 mérése azonban jól sikerült, az oldalnyalábok magasabbak az elvárt értékeknél az Omni antenna karakterisztikája lefedi az oldalnyalábokat. A TAR1 mérési eredménye segítséget nyújt a HungaroControl dolgozóinak a karbantartásban.

Irodalomjegyzék

- [1] C. Wolff, „Historical Overview,” radartutorial.eu, [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/04.history/hi04.en.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [2] V. Justin, „Itt a kvantumradar prototípusának terve a sógoroktól,” raketa.hu, 11. május 2020.. [Online]. Available: <https://raketa.hu/itt-a-kvantum-radar-prototipusanak-terve-a-sogoroktol>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [3] L. Fekete, „RADAR, RADARRENDSZER,” [Online]. Available: <http://suszter.atw.hu/>. [Hozzáférés dátuma: 10. november 2023.].
- [4] T. Ansari, „Radio Detection And Ranging,” Blogger.com, 2. december 2014.. [Online]. Available: <https://5424radar.blogspot.com/2014/12/radio-detection-and-ranging.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [5] K. Bársony, *Gépjármű radarok működése és karakterizációs lehetőségei*, Budapest: Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Villamosmérnöki és Informatikai Kar Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, 2016.
- [6] C. Wolff, „Pulse Radar,” radartutorial.eu, [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Pulse%20Radar.en.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [7] O. Törő, G. Gorác és M. Baranyi, *Autonóm tesztjármű érzékelőinek és szenzorfüziós*, Budapest: Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Közlekedésmérnöki és Járműmérnöki Kar Közlekedés- és Járműirányítási Tanszék.
- [8] I. Balajti és A. Turai, „Kiemelten fontos objektumok drón általi légimegfigyelések elleni védelmi képességeinek performanciavizsgálata,” [Online]. Available: http://real.mtak.hu/133999/1/06_balajti-turai_65-79RTK_2021_2.pdf. [Hozzáférés dátuma: 13. november 2023.].
- [9] „Advanced Driver Assistance Systems,” Ourvisual, 18. december 2022.. [Online]. Available: <http://www.adas.cc/news/shownews.php?id=24&lang=en>. [Hozzáférés dátuma: 7. július 2023.].
- [10] F. Oláh, „24 GHz-en működő radarhálózat,” 30. január 2008. [Online]. Available: <https://autotechnika.hu/cikkek/egyeb/12203/24-ghz-en-mukodo-radarhalozat>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [11] M. M. Vázquez, „Why do we need radar,” Renesas, 28. július 2021.. [Online]. Available: <https://www.renesas.com/us/en/blogs/why-do-we-need-radar>. [Hozzáférés dátuma: 2. november 2023.].
- [12] B. Shaffer, „Why are automotive radar systems moving from 24GHz to 77GHz?,” The Official Blog of Texas Instruments, 25 október 2017. [Online]. Available: https://e2e.ti.com/blogs_/b/behind_the_wheel/posts/why-are-automotive-radar-systems-moving-from-24ghz-to-77ghz. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [13] I. Balajti, *Radar egyenlet és antenna elmélet*, Debrecen: Debreceni Egyetem Műszaki Kar Mechatronikai Tanszék.
- [14] D. K. Barton, *Radar System Analysis And Modeling*, Boston: Artech House, 2005..
- [15] C. Wolff, „Fluctuation Loss,” radartutorial.eu, [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/01.basics/Fluctuation%20Loss.en.html>. [Hozzáférés dátuma: 11. november 2023.].
- [16] I. Balajti, *A RADAR*, Zrínyi Kiadó, 2021.

- [17] S. Farahani, ZigBee Wireless Networks and Transceivers, 2008.
- [18] V. Giurgiutiu, Structural Health Monitoring with Piezoelectric Wafer Active Sensors, 2014.
- [19] E. Brookner, „MIMO radars demystified — and their conventional equivalents,” in *MIMO radars demystified — and their conventional equivalents*, Waltham, MA, USA, 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology.
- [20] C. Wolff, „Polarization of electromagnetic waves,” radartutorial.eu, [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/Polarization.en.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].
- [21] B. Schincke és J. Lunn, Basics of Vector Network Analysis, Rohde&Schwarz UK Ltd., 2005.
- [22] C. Wolff, „Waves and Frequency Ranges,” radartutorial.eu, [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/07.waves/Waves%20and%20Frequency%20Ranges.en.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. november 2023.].
- [23] „RBW vs VBW,” RF Wireless World, [Online]. Available: <https://www.rfwireless-world.com/Terminology/RBW-vs-VBW.html>. [Hozzáférés dátuma: 14. október 2023.].