

Koncz Miklós Tamás

LUNEBERG REFLEKTOR RADARKERESZTMETSZETÉNEK MÉRÉSE ÖSSZEHASONLÍTÓ FDR MÓDSZERREL

Absztrakt

A dolgozat egy a Meteor-3R - a Mistral légvédelmi rakétarendszer magyar célrepülőgépeinek - üzemeltetése során felmerült problémára keresi a kérdést; megfelel-e a célrepülőgép radarkeresztmetszete a vele szemben támasztott elvárásoknak? Mekkora a radarkeresztmetszete a beépített Luneberg reflektornak? Esetleg a rossz radarfelderíthetőségi és célmegjelölési problémák más eredetűek?

This study is trying to find the answers for the following questions: What is the cause of low radar signature of the Hungarian Meteor-3R autopiloted target drone for MISTRAL air-defense system? Does the problem come from the inappropriate radar cross section of built-in Luneberg lens? Or has another source of the weak radar reconnaissance of the drone?

Kulcsszavak: LabVIEW, S11 paraméter, reflexiós tényező, frekvencia tartomány, időtartomány, frekvencia tartományú reflektometria, inverz chirp-z transzformáció, inverz Fourier transzformáció, FFT, radarkeresztmetszet, Luneberg lencse, Luneberg reflektor, radarkeresztmetszet, RCS, radarkeresztmetszet mérése, FDR, radaregyenletek, DTF, Distance-to-Fault, SiteMaster, kábel hibahely, Luneberg lencse, Luneberg reflektor, aktív radar reflektor

Bevezetés

A "LENDÜLŐ KARD-2005" hadgyakorlat sorozat kapcsán és a Meteor-3 és Meteor-3R modernizált automatikus irányítású célrepülőgéppel szerzett többéves üzemeltetés során a Mistral légvédelmi rendszer hazai üzemeltetője a győri Magyar Honvédség 12. Arrabona Légvédelmi Rakétadandárja és a gyártó, az Aero-Target Bt., sorozatos radarkövetési gondokkal küszködött, küszködik. A célanyag alapvetően a Mistral légvédelmi rakéta komplexum igényeit hivatott kielégíteni, de megfelel egyéb kishatótávolságú, esetleg módosítással, nagyobb hatótávolságú légvédelmi rakéták célimitációs feladatának ellátására. A célanyag a gyakorlatokon jól bizonyított, de bizonyos fejlesztéseket igényel, a feladat még tökéletesebb ellátáshoz. A hadgyakorlatokon a rakéta gyártójának szakemberei és francia katonai szakértők is részt vettek. Ezen kívül a magyar TACEVAL tisztok is szervezték, ellenőrizték és értékelték a hadgyakorlatot. Az MBDA szakemberei meglepéssel szóltak a célanyagról, kivéve az alacsony radar keresztmetszetet, amit szerintük az MCP-k (radar) rossz működését okozta. A francia katonai szakértők, az MCP-k hibás működésén kívül, a célgépek rossz láthatóságáról panaszkodtak (lásd: 1. számú melléklet).

A célrepülőgépek többségén, így a Meteor-3R típuson is Luneberg reflektort alkalmaznak, a kívánt – valódi támadó repülőgéppel összemérhető – radarkeresztmetszet elérésére. A Luneberg reflektorok 2000. évi beszerzése óta, ugyanazt a típust alkalmazza a Magyar Honvédség. Sajnos a lencséről technikai specifikáció nem áll rendelkezésre, nem megerősített, hogy X-sávban működik (1. számú melléklet). A gyártója nagy valószínűséggel a megszűnt British Aerospace, ami jelenlegi gyártókkal történt egyeztetésből és néhány hiányos információból deríthető ki. Ezen felül, a reflektor beépítési módja sem felel meg a gyártók ajánlásainak.

A célrepülőgép bizonytalan radar felderítése és célmegjelölése, gyakorlatilag a Mistral komplexum magyarországi üzemeltetésével egyidős. A hosszú ideje megoldatlan, érdekes probléma, mérés-technikai és üzemeltetési kérdései felkeltették a szerző érdeklődését. Az antennamérésekre felkészült, jól felszerelt laboratóriumoknak is kihívást jelent a radarkeresztmetszet mérése, amit bizonyít az INTERNET-en fellelhető számos publikáció a korszerű és hagyományos mérési elvek ismertetéséről. Azonban hasonlóan felszerelt laboratórium nem áll rendelkezésre, így olyan elérhető műszerezettség kell a problémát megoldani, ami szoftveres segítséggel és jól megtervezett méréssorozattal összehasonlíthatóvá teszi az „ismeretlen” Luneberg reflektor és a referencia tárgy radarkeresztmetszetét.

A dolgozatban a szerző ismerteti a radarkeresztmetszet méréséhez szükséges meghatározásokat és elméleti háttérrel, valamint a radarkeresztmetszet méréséhez szükséges mérőparkot, annak működési elvét. A széles elméleti háttér, abból ered, hogy a felhasznált műszer alapvetően egy frekvencia tartománybeli reflektometria elvén működő kábel hibahely meghatározó hordozható műszer. Ennek az érdekes mérési eljárásnak magyar szakirodalma szinte egyáltalán nincs, és nemzetközi szakirodalma sem bővelkedik a konkrét működést leíró összefoglaló művekkel. Gyakorlati tapasztalatokkal rendelkező szakemberek is találhatnak érdekes gondolatokat a mérési eljárásról. A hasonló méréseket időtartománybeli opcióval rendelkező, vektoriális hálózat analízátorral szokás megoldani, de megfelelő frekvencia tartományú (X-sáv) nem állt a szerző rendelkezésére. Ezért az ismertetésre kerülő, - részben elkészült és mellékelt - szoftveres kiegészítéssel a SiteMaster S820A műszerrel történhet a radarkeresztmetszet meghatározása. A szoftver alkalmazásához elengedhetetlen a frekvencia tartománybeli reflektometria, így a köré csoportosítható jelfeldolgozási ismeretek megértése.

A szerző bemutatja a kidolgozott mérési összeállítást és a mérés eredményeit. Sajnos a nem megfelelően választott referencia tárgy, meghiusította a számszerű kiértékelhetőséget, de a dolgozat iránymutatást ad egy megbízhatóan kiértékelhető mérési összeállításhoz.

Az effektív radar keresztmetszet

A különféle testeket radar jelek visszaverőképesség szempontjából a radar keresztmetszettel jellemezzük, definíciójának ismertetése a továbbiak megértéséhez szükséges.

A radarkeresztmetszet definíciója

A céltárgyak radarhullám visszaverő képességét a **hatásos radarkeresztmetszettel** jellemezzük (σ , RCS, RCS(σ) *Radar Cross Section*). A radarkeresztmetszet definíciója a következő:

$$\sigma = 4\pi \lim_{R \rightarrow \infty} r^2 \frac{|E_R|^2}{|E_b|^2} = 4\pi \lim_{R \rightarrow \infty} r^2 \frac{|H_R|^2}{|H_b|^2} \quad (1)$$

Ahol az E_R és a H_R a szórt térerősség vektor elektromos és mágneses összetevője a céltárgytól R távolságra, míg az E_b és a H_b a céltárgy helyén a beeső értékek [1]. A távoli szórt tér egzakt (síkhullámok) matematikai megoldása csak teljes koordináta felületet alkotó céltárgyak esetén lehetséges [2].

A beeső és visszavert térkomponensek viszonya függ a beeső, a visszavert hullám, valamint a vevőantenna polarizációjától. A céltárgy szórás mátrixa a lineárisan polarizált hullám esetén a térkomponensek közti kapcsolatot adja meg. A lineárisan polarizált esetre az RCS a következő:

$$\sigma = 4\pi \lim_{R \rightarrow \infty} r^2 \frac{|E_R \mathbf{e}_v|^2}{|E_b|^2} \quad (2)$$
$$E_R = S E_b$$

Ahol az S a céltárgy szórás mátrixa és \mathbf{e}_v a vevő polarizációját jelző egységvektor [2],[76].

A **radar keresztmetszet** megmutatja a célpont radarhullám visszaverő képességét a vevőantenna irányába, azaz az **egységnyi térszögbe** eső vevő irányába visszavert teljesítmény és a célpontra érkező **teljesítmény sűrűség hányadosa** (egységnyi felületre eső teljesítmény).

A radarkeresztmetszet meghatározása a radaregyenletek alapján (monosztatikus esetben)

A jobb megértés miatt, tekintsük át a radaregyenletek egyszerűsített formáit. A továbbiakban az ismertetésre kerülő mérési módszer és releváns radarrendszer sajátosságai miatt a következő kikötések érvényesek:

$$R_T = R_R = R$$
$$G_T = G_R = G_r \quad (3)$$
$$A_T = A_R = A_r$$

Azaz, az összetartozó mennyiségek megegyeznek, a tárgy-radar távolság azonos a vevő-tárgy távolsággal, vevő és adó antenna nyeresége, valamint irányítottága, a vevő és adó antenna hatásos felülete megegyezik (külön-külön értelmezve).

A **két utas radaregyenlet** egyszerűsített alakja a monosztatikus (adó és a vevő antenna térbeli pozíciója azonos, sőt jelen esetben feltételezzük, hogy azonosak is) radarra vonatkoztatva és a vett átlagos teljesítményre rendezve a következő:

$$P_r = \frac{(\lambda G_r)^2 \sigma P_{rad}}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4)$$

Ahol a P_r az időátlagolt vett teljesítmény a radar antennán, a λ a hullámhossz, a G_r a radarantenna irányítottsága (mivel P_{rad} -t tartalmazza az egyenlet), a σ a hatásos radar keresztmetszet, a P_{rad} az a teljesítmény, amit a radar antenna kisugároz (karakterisztikus impedanciáján eldisszipál), az R a radarantenna és a tárgy közt mért távolság. Ha P_{rad} -ot helyettesítjük az antennára juttatott P_T teljesítménnyel, akkor G_r antenna **irányítottság** helyét G_{ri} izotróp antennára vonatkoztatott antenna **nyereséget** kell alkalmaznunk az egyenletekben.

A fenti egyenlet nem veszi figyelembe a légkörscillipitásból, talajreflexióból származó, valamint a további veszteségeket.

A fenti egyenletből származtatható a **szabadtéri hatótávolság**, amely meghatározza azt a távolságot, ami még lehetővé teszi - adott valószínűséggel - a céltárgy detektálását:

$$R_{op} = \sqrt[4]{\frac{\sigma}{4\pi} \frac{P_{rad}}{P_{rmin}}} \sqrt{\frac{G_r \lambda}{4\pi}} \quad (5)$$

Ahol P_{rmin} a vevő oldalon - az adott detektálási valószínűséghez - szükséges átlag teljesítmény [2],[26],[37],[38][63].

Igen fontos gyakorlati szabály következik ezen egyenletből:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{2} = \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right)^4 \Rightarrow \sigma_2 = \frac{\sigma_1}{16} = 0,0625 \quad (6)$$

$$10 \lg(0.0625) = -12 \text{dB}$$

Azaz a **szabadtéri hatótávolság felezéséhez** a radarkeresztmetszetet **16-odára**, vagy másképpen 12dB-vel kell csökkenteni. A hatótávolság kétszeresére növeléséhez 16-szorosára, kell növelni az RCS-t [38].

A radaregyenlet felírható a következő formában, ahol a radar antenna effektív keresztmetszetét tartalmazza az összefüggés:

$$S = \left(\frac{P_{rad} G_r}{4\pi R^2} \right) \quad (7)$$

$$P_r = \left(\frac{P_{rad} G_r}{4\pi R^2} \right) \sigma \left(\frac{1}{4\pi R^2} \right) A_r \quad (8)$$

Ahol az S az adóantenna által keltett, az egységnyi felületre eső teljesítmény sűrűség a céltárgyon, ami a σ effektív radarkeresztmetszettel szorozva megadja a tér minden irányába (valójában csak a vevő irányában, az egységnyi térszögbe, kisugárzott teljesítményt vesszük számításba, de ez a definícióban 4π -vel szorzódik, így az teljes térszögre vonatkozik) kisugárzott teljesítményt. A céltárgy által kisugárzott teljesítmény **(a céltárgy mintha σ felületű pontszerű izotróp sugárzó lenne)**, a céltárgyról visszaverődve az A_r effektív felületű vevőben P_r teljesítményű jelet kelt. A céltárgy **helyettesíthető** egy σ felületű ideális „tükörrel”, ami teljesen visszaveri a ráeső sugárzást [38]. Így értelmezve, könnyebben megérthető a RCS definíciója.

Az antenna A_{eff} **effektív keresztmetszete** megadja azt a területet, amely megszorozva az antennára eső időátlagolt Poyting fluxussal, egyenlő a maximális vett teljesítménnyel (amikor az antenna az optimális irányba néz). Másképpen az a felület, amely ugyanannyi teljesítményt nyel el a rávetülő rádióhullámból (teljesítmény sűrűség), mint az antenna maga. Az izotróp sugárzó A_θ effektív felülete: [66].

$$A_0 = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (9)$$

Az antenna nyeresége és az A_{eff} effektív felülete közt a következő összefüggés áll fenn [66]:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (10)$$

A (8) képletbe behelyettesítve a (10) kifejezést, megkapjuk a radaregyenlet (4) formáját.

A radarkeresztmetszet nagyságát meghatározó jellemzők

Adott céltárgy esetén a hatásos radarkeresztmetszet a következő tényezőktől függ:

1. **Geometriai keresztmetszet:** az a felület, amit a céltárgy a radar felé mutat. Az adó antenna és a céltárgyat összekötő egyenest, mint normálvektort alkalmazva a céltárgy normál felületét képezzük (vetített felület). Az A geometriai keresztmetszet megmutatja a tér adott pontján S teljesítmény sűrűségből, mekkorát jut a célpontra:

$$P_i = AS \quad (11)$$

Az S teljesítmény sűrűség a radar által kisugárzott teljesítménytől (is) függ.

2. **Visszaverő képesség:** A visszaverő képesség az a viszonyszám, ami megmutatja tárgy által elnyelt teljesítmény és a visszavert teljesítmény viszonyát (a tér minden irányába). A vissza nem vert teljesítményt a céltárgy eldisszipálja (radar elnyelő anyagok alkalmazásával növelhető, RAS, *Radar Absorbent Structures*). Az R visszaverő képesség megmutatja a P_s visszavert és P_i elnyelt teljesítmény viszonyát.

$$R = \frac{P_s}{P_i} \quad (12)$$

3. **Irányítottság:** A vevő antenna irányába egységnyi térszögre eső visszavert teljesítmény és az egységnyi térszögre viszonyított összes visszavert teljesítmény aránya.

$$D = \frac{\frac{P_{bs}}{1}}{P_s \left(\frac{1}{4\pi} \right)} \quad (13)$$

Ahol D az irányítottság, a P_{bs} a vevő irányába visszavert teljesítmény, a P_s az összes visszavert teljesítmény [26].

A fentiek alapján:

$$\sigma = ARD = A \frac{P_s}{AS} \frac{\frac{P_{bs}}{1}}{\left(\frac{1}{4\pi} \right) P_s} = 4\pi \frac{P_{bs}}{S} \quad (14)$$

A **radarkeresztmetszet mértékegysége** a m^2 vagy logaritmikus mértékegységben az 1 m^2 felületre vonatkoztatott dBm^2 , ami ugyanaz, mint az angolszász irodalomban a dBsm (*deci Bell square meter*) (lásd (83)).

A radarkeresztmetszet frekvencia függése

A hatásos radarkeresztmetszet az **elektromos mérettől** - adott frekvencia tartományban - a legtöbb céltárgy esetén erősen függ. Az elektromos méret ka szorzat, ami a

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (15)$$

hullámszámmal definiálható, ahol az a annak a legkisebb gömbnek a sugara, amelyik teljesen befoglalja a tárgyat [57].

Az elektromos méret függvényében három tartományt lehet megkülönböztetni a radarkeresztmetszet meghatározásánál:

1. **Rayleigh-tartomány:** a céltárgy elektromos mérete jóval kisebb a hullámhossznál. Az RCS az indukált elektromos és mágneses dipólus momentumból határozható meg. Fontos jellemzője, hogy a σ arányos a $1/\lambda^4$ [67].
2. **Rezonanciatartomány:** a céltárgy elektromos mérete összemérhető a hullámhosszal. A szórt mezőt létrehozó faláramok szoros csatolásban vannak egymással és a megvilágító mágneses erőterrel. Az RCS kis hullámhosszváltozás hatására erősen változik.
3. **Optikai tartomány:** ahol a céltárgy apertúra sugárzóként viselkedik, hatásos keresztmetszete:

$$\sigma = A_c G_c \quad (16)$$

Ahol az A_c a céltárgynak a beeső sugárzás irányába vett hatásos felülete, a G_c , pedig a céltárgynak, mint adóantennának a vizsgált visszaverődési irányba vett nyeresége [2].

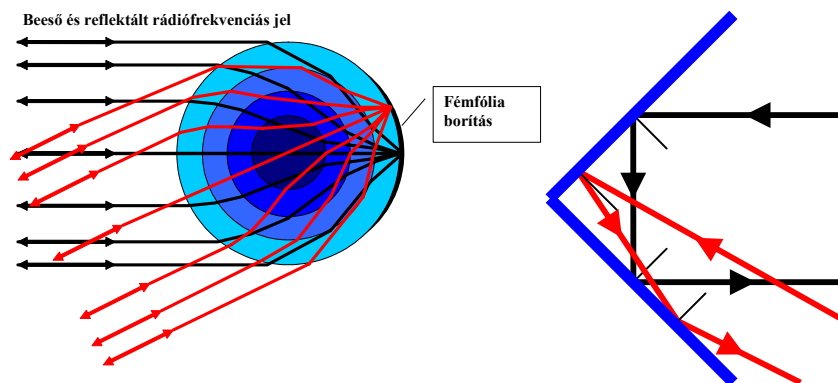
A radarfelület növelésére alkalmas Luneberg lencsék ismertetése

A Luneberg lencsék helyes alkalmazásához, célszerű fő jellemzőik megismerése.

Luneberg lencsék működése

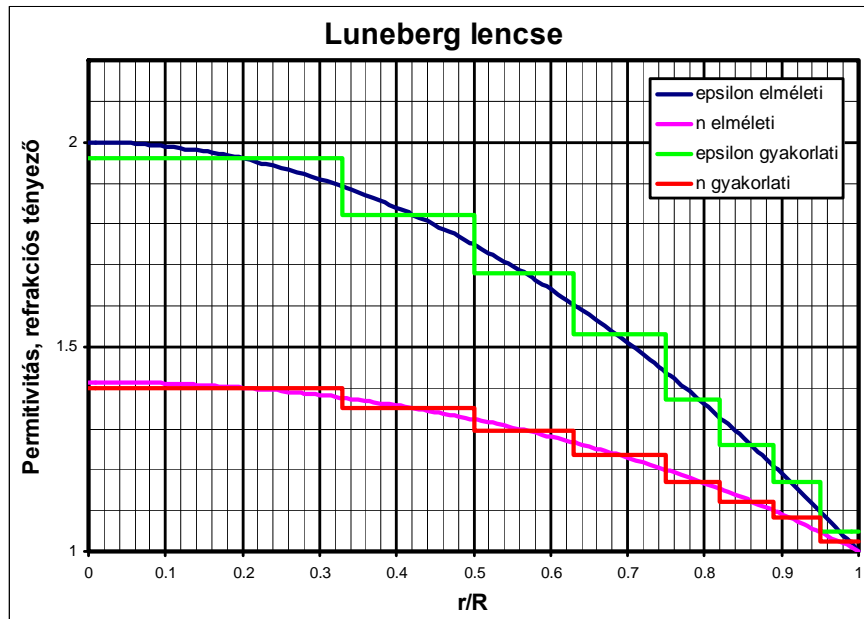
A **Luneberg reflektor** (az ilyen törésmutató profilt javasló, Rudolf Karl Luneberg matematika professzor (1903-1949) neve után) egy olyan, passzív radarfelület additív növelésére szolgáló eszköz, amely külső energiaforrás igénybevétele nélkül, az adott tárgyra rögzítve, alkalmas annak radarkeresztmetszetének megnövelésére.

A **Luneberg lencse**, koncentrikus, változó dielektromos állandójú (*GRADIENT INDEX, GRIN*) - a gyakorlatban héjából álló gömb -, amely beeső, párhuzamos irányultságú (síkfelületű) rádiófrekvenciás sugárzás (radarjel) irányát a gömb belsejében úgy változtatja meg, hogy az a lencse felületének egy adott pontján koncentrálódik (1. ábra). A lencse, a rávetülő, sík rádióhullámokat, azok irányától függően, mindig a besugárzás irányával ellentétes oldalon koncentrálja. Azaz, a lencsének végtelen számú fókuszpontja létezik, nincs egy kitüntetett optikai tengelye, az egyszerű lencsékkel ellentétben.



1. ábra: Luneberg lencse [125] és derékszögű sarokreflektor [68] működési elve

Azokat a Luneberg lencsét, amelyeket a radarfelület növelésére alkalmaznak, egy adott – a rádiófrekvenciás jel beesésével ellentétes oldalon lévő - térszögben, vagy egy ekvatoriális sávban - egy fémezett felületből álló – reflektorral látják el. A részlegesen fémezett felületű Luneberg lencsét, **Luneberg reflektornak** is nevezik. A fémezett gömbfelületről, a rádiófrekvenciás jelek párhuzamos nyalábbb visszaverődnek annak forrásába. Az első, a **monosztatikus Luneberg reflektor**, - a fémezés által meghatározott tengelyre - adott térszögben elhelyezkedhető forrás jelét - a fémezéssel ellentétes oldalról – visszaveri. A második, **ekvatoriális Luneberg reflektor**, a lencse egyenlítőjének síkjában vagy a síkjától, maximális adott szöggel fentebb vagy lentebb lévő forrás jelét, visszaveri annak irányába. Ha a Luneberg lencse felületén, egy vagy több sugárzó kerül elhelyezésre (a fémezés helyett), akkor nagynyereségű, széles térszög tartományban működőképes antenna jön létre. Az ilyen módon kialakított **Luneberg antenna** alkalmas egyszerre több műholddal történő összeköttetés létesítésére, vagy mozgó, instabil helyzetű járművel (gépjármű, hajó) rádiókapcsolat kialakítására. A Luneberg antenna elméleti nyeresége hasonló a megegyező méretű parabolaantennához. A Luneberg reflektor az optikai törés és visszaverődés elvén, ugyanazt a hatást éri el, mint a sarokreflektor, de annál nagyobb nyílásszöggel működőképes. Az egyszerű derékszögű sarokreflektorral ellenben, a trihedralhoz (de a Luneberg lencse szélesebb tartományban) hasonlóan széles oldalszög és magassági szög tartományban is működik (monosztatikus).



2. ábra: Luneberg lencse permivitás és törésmutató profilja [125]

Az ideális Luneberg lencse egy olyan gömb, amelynek törési indexe (refrakciós index) a felszíntől a magig $n=1$ -től $n=\sqrt{2}$ -ig változik, a (17) kifejezés szerint. A törésmutató elméleti, átmenet nélküli, fokozatmentes változását, koncentrikus héjak alkotó, habosított műanyag dielektromos állandójának fokozatos átmenetével közelítik. A kialakítandó gyakorlati és elméleti törésmutatónak és az azt meghatározó relatív dielektromos állandónak (permittivitás) a gömb sugara menti alakulását mutatja az ábra (2. ábra). A gömböt alkotó anyagnak/anyagoknak a relatív permeabilitását egységnyinek és állandónak feltételezzük.

$$n(r) = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2}$$

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$$

$$\mu_r = 1$$

$$\epsilon(r) = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2$$
(17)

A Luneberg lencse csak a külső héjnak megfelelő, $n=1$ törésmutatóval rendelkező közegben elhelyezve működik megfelelően.

A Luneberg reflektor radarkeresztmetszete - optikai közelítéssel - egyenesen arányos a f frekvenciával és négyzetesen arányos a lencse r átmérőjével (18).

$$\sigma(dBsm) = -88,63 + 20 \lg(r^2 f)$$
(18)

Ahol a radarkeresztmetszet $dBsm$ (dBm^2), a lencse sugara mm , a frekvencia GHz mértékegységben. A kifejezés nem veszi figyelembe a dielektromos és egyéb veszteségeket, így a Luneberg reflektor radarkeresztmetszetét felülről becsüli ([131], [130]).

Luneberg reflektorok osztályozása

A táblázat (1. táblázat) alapján a radar felület növelésére szolgáló Luneberg reflektorokat, a tulajdonságaik alapján, a következőképpen osztályozhatjuk.

A Luneberg reflektor által visszavert jel polarizációja lehet ([113], [114], [115], [116], [127]):

- **Rektilineáris:** visszavert jel azonos polarizációjú a besugárzott jelével. A radar rendszerek egy része horizontális polarizációjú, a kisugárzott és vett jel polarizációja megegyezik. Ilyen esetben a rektilineáris polarizációjú lencsét kell alkalmazni. Ezek széles sávú eszközök, a specifikált, teljes frekvencia sávjukban működőképesek ([113], [112], [115], [116], 11. táblázat).
- **Cirkuláris:** Egyes radarok cirkuláris polarizációt alkalmaznak a csepphasítás csökkentése érdekében, a cirkuláris radar reflektorok ellenállnak az esőcseppekről történő véletlenszerű polarizációváltozást okozó reflexiónak, mert a radarjeleket azonos polarizációval verik vissza, ellentétben a trihedrális reflektorokkal és a lapos tárcsa alakú visszaverőkkel. Csak akkor alkalmazhatóak, ha a radarrendszer cirkuláris polarizációjú adó- és vevőantennával rendelkezik. Általában keskeny frekvencia tartományban működőképesek, nem fedik le a teljes sávot (Lun`tech szóbeli egyeztetés, [114]). Ezért az adott radarrendszer frekvenciájára kell gyártatni.

A Luneberg reflektor által visszavert jel iránya, az adó és vevő antenna egymáshoz viszonyított térbeli pozíciója alapján a Luneberg lencse lehet:

- **Monosztatikus:** A radar adó vevő párja azonos helyen van, a beeső és visszavert jel nulla fokos szöget zár be egymással ([122], [113], [114], [117], 11. táblázat).
- **Bisztatikus:** A radar adó és vevő antennája térben elkülönül, néhány fokos (bisztatizmus szöge, *angle of bistatism*) szöget zár be a Luneberg lencse középpontja által meghatározott iránnyal. A lencse főirányában rá jellemző térszögben monosztatikusként is alkalmazható, azonban a rávetülő rádióhullámot nem csak a beesés szögében veri vissza, hanem a bisztatizmus szögének irányába is. A fő irányban mért monosztatikus és a bisztatikus radarkeresztmetszet közt megközelítőleg 2 és 6 közti viszony lehetséges ([115]).
- **Ekvatoriális monosztatikus:** Az adó vevő antenna nulla szöget zár be a lencse középpontjával, azaz az adó és a vevő azonos pozícióban van (monosztatikus lencse egy speciális esete). A Luneberg lencse fő síkjában, a lencse középpontjába néző pozícióban vagy bizonyos szöggel lentebb vagy fentebb helyezkedhet el a radar adó-vevő párja. Az ekvatoriális lencse gyakorlatilag körbejárható a monosztatikus radarrendszerrel és síkja által meghatározott övezetben specifikált radarkeresztmetszettel rendelkezik [116].

A Luneberg lencsákat osztályozhatjuk a működési frekvencia tartomány (sáv), alkalmazás, nagyság, és egyéb tulajdonságaik szerint is. Azonban a fenti, elsősorban a radarrendszer és a célanyagok radarfelület növelése szempontjából fontos tulajdonságai lettek figyelbe véve.

Luneberg lencsék és reflektorok alkalmazásának lehetőségei, a célgépeken alkalmazott Luneberg reflektorok rövid összehasonlítása más radarvisszaverőkkel

Luneberg lencsék és reflektorok alkalmazási köre

A Luneberg **reflektorok** alkalmazásai közül, a teljesség igénye nélkül néhány a következő [135]:

- Nagy és kis költségű célrepülőgépek radarfelületének növelése ([133], 2. kép),
- Tengeri és vízi célszervek radarfelület növelése,
- Tengeri és folyami hajózásban navigációs (*Be safe, Be seen*) segítség ([132], 3. kép),
- Légiközlekedésben navigációs segítség,
- Légiközlekedésben, radarképen kifutópálya elzárás szimuláció,
- Tudományos kutatás (bóják, légballonok),
- **Radar kalibráció** [139].

A **Luneberg antenna** néhány alkalmazási területe ([136]):

- Mikrohullámú kommunikáció, nagysebességű internet elérés,
- Kommunikáció egyszerre több mozgó vagy fix állomással, műholdakkal [138],
- Szárazföldi kommunikációnál átjátszó állomás antenna,
- Radar antenna ([128]),
- Rádió csillagászat ([137], 4. kép).

Célgépeken alkalmazott Luneberg reflektorok rövid összehasonlítása más radarvisszaverőkkel

A Luneberg lencsék széles alkalmazási köréből – a dolgozat szempontjából érdekes – célrepülőgépek, radar rendszerek általi, **jobb (nagyobb valószínűségű) felderíthetőséget** biztosító, az effektív radarfelület növelésére szolgáló alkalmazása kerül részletezésre.

Célrepülőgépek effektív radarkeresztmetszetét a következő eszközök alkalmazásával lehetséges növelni:

- Luneberg lencse,
- Szögvisszaverők, ezek közül is a nagy oldal és magassági szöggel rendelkező trihedral, vagy trihedral csoport (*cluster*), például octahedral, jöhet számításba,
- Aktív radar reflektor,
- Elektronikus radarkép szimulátor.

A felsorolt radar keresztmetszet növelő eszközök néhány jellemző tulajdonságát ismerheti meg az olvasó a következő szakaszban.

A **szögvisszaverők** mechanikusan látszólag a legegyszerűbb szerkezetek, bár gyártási pontosságuk ([71], [140]) nagyban meghatározza a radar keresztmetszetüket. Egyedül a széles oldal és magassági szögtartományú derékszögű háromszög lapokból álló trihedralt alkalmazzák célrepülőgépeken ([139], 14. táblázat, 4. táblázat, [134]). A felsorolás néhány tulajdonságát mutatja be:

- Passzív válaszadó, **nem igényel külső energiaforrást**,
- Nem igényel karbantartást,
- Kisebb válasz szögtartomány, mint a Luneberg reflektornál,
- Nem áramvonalas, radommal kell ellátni,
- Ha a széles szögtartomány érdekében visszaverő csoportot alkalmaznak, akkor a radarválasz iránykarakterisztikájában, éles csúcsok és mély beszívások lehetnek,
- Könnyen gyártható.

A **Luneberg reflektorok** előnyei és hátrányai - kiemelve a célrepülőgépek szempontjait - a következők:

- Homogén radarválasz, széles látószögben,
- Passzív válaszadó, **nem igényel külső energiaforrást**,
- Nagy biztonsággal és határozottan kiemeli a megfigyelt tárgy radarképét,
- Az egyik legnagyobb hatásfokú radarreflektor,
- Nem igényel karbantartást,
- A javasolt radommal ellátva mechanikusan szilárd,
- Viszonylag **kis tömegű**,
- **Aerodinamikailag kedvező** formájú,
- Gyári rögzítővel biztonságosan beépíthető.

Az **aktív radar reflektor** egy olyan elektronikus eszköz, ami szélessávú, megfelelő polarizációjú és nyílásszögű vevő és adóantennából, szűrőkből és programozható csillapítóból áll. Az erősítés változtatásával, széles tartományban változtatható a szimulált radarkeresztmetszet. Előnyei a következők:

- Kisebb méretben, nagyobb effektív radarkeresztmetszet valósítható meg,
- Széles szögtartományban megvalósítható az asztigmatizmus, az antenna elhelyezésétől függően,
- A keresztmetszet növekedéshez képest a relatív fizikai méret kicsi,
- A vételi és reflektálási szögtartomány az antenna/antennák paramétereitől széles határok közt megválasztható,
- A radarkeresztmetszet - távolság vagy más paraméter függvényében - programozhatóan megválasztható.

Az aktív radarreflektor továbbfejlesztett változata az elektronikus radarkép szimulátor.

Az **elektronikus radarkép szimulátor** egy sokrétű eszköz, amely elektronikus úton tárolja (DRFM, *Digital Radio Frequency Memory*), majd módosítja a tárolt radarjelet, azután azt visszasugározva éri el a kívánt radarképet. A jel tároló és azt módosító képessége különbözteti meg az aktív radar reflektortól és teszi képessé összetett radarképek szimulációját. Képes szimulálni:

- Különféle Doppler profilt,
- Felvillanó, nem tiszta jelet,
- Hajtómű modulációt,
- Formációs repülést (több repülő egymás mögött),
- Fedélzeti orrkúp radart.

Az elektronikus radarkép szimuláció alkalmazásával tetszőlegesen megválasztható a „virtuális visszaverő felület” nagysága, manipulálható a radarkép, így akár adott repülőgép típus jellegzetes reflektált jele (*radar signature*) is előállítható, ami biztosítja a valósághű célszimulációt.

Napjaink célrepülőgépein leginkább a Luneberg reflektort alkalmazzák, radarfelület növelő eszközként [141]. Alkalmazásakor figyelembe kell venni néhány alapvető szabályt:

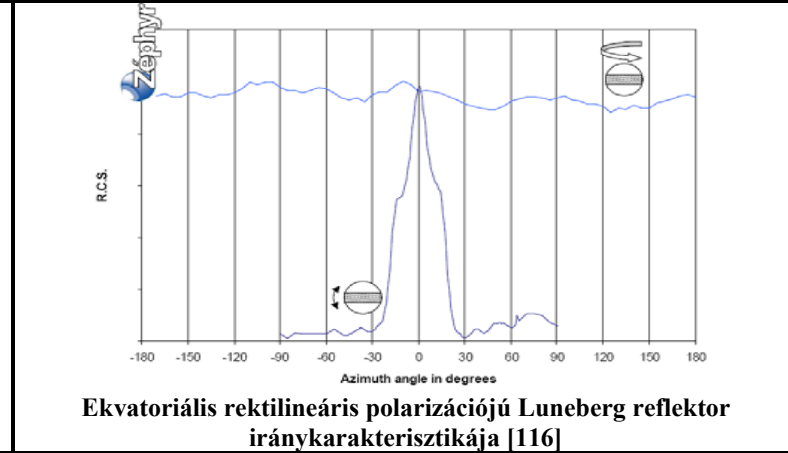
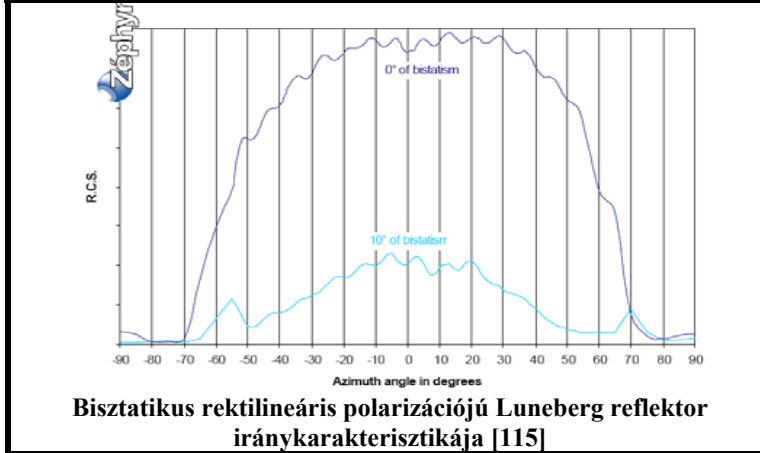
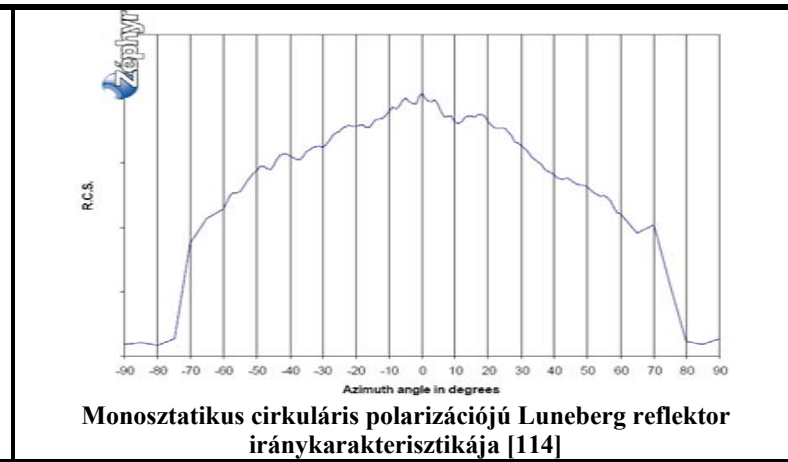
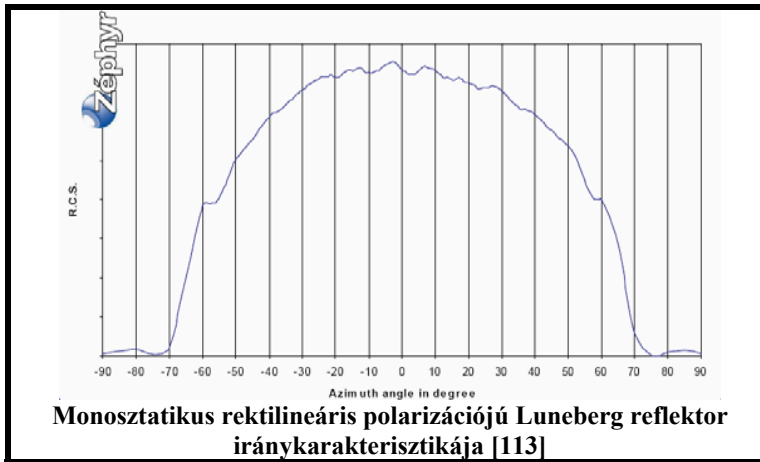
- A reflektor hátsó oldalán lévő fémezés irányával ellentétes főirányban „működőképes” a lencse,
- A Luneberg lencse fél radarkeresztmetszethez tartozó nyílásszöge (teljes kúpszög) körülbelül 110° (lásd 2. táblázat),
- A 18 cm átmérőjű monosztatikus, rectilineáris Luneberg reflektor a főirányában az X sáv közepén, körülbelül $5,5 \text{ m}^2$ ([122], [113]) radarfelülettel rendelkezik, ami megfelel egy F-16-os vadászgépnek (10. táblázat),
- Ha a repülőgép orrkúpjába szerelik, akkor csak a közeledésnél látható a célgép (2. kép),
- Ha közeledő, távolodó repülőgép radar követhetősége a cél, akkor - a repülőgép megfelelő kialakítása mellett- az orrkúpba és a farkúpba is kell egy-egy Luneberg reflektort elhelyezni [133],
- A Luneberg lencse egyik tervezési feltétele a körülvevő médium dielektromos állandója (levegő, vagy a **radom**), ezért a gyártó erre vonatkozó ajánlását be kell tartani,
- A Luneberg reflektort mindig a saját **szerelvényeivel** és radomjával kell szerelni, a megfelelő mechanikus rögzítés és elektromos tulajdonságok miatt (sajnos az Aero-Target Bt. a Magyar Honvédség által beszerzett Luneberg lencsét alkalmazza, amihez semmilyen gyári szerelvényt sem vettek meg, a hibás működésért a **burkolat nem megfelelő dielektromos állandója okolható**),
- A külső burkolat védi a lencsét a mechanikus hatástól, nagysebességű repülőknél a menetszél eróziós hatásától, ezért a radom nélküli Luneberg lencse alkalmatlan nagysebességű (200 km/h feletti) repülőkhöz,
- A radom megvédi a lencsét az időjárás hatásától, az átmedvesedett lencse működésképtelen, a víz dielektromos állandója igen nagy ($\epsilon_r=80,1$ 20 C° -on), és megváltoztatja a tervezett gradienst,
- A szállítás és alkalmazás során óvni kell a lencsét mechanikus behatásoktól, a puha polisztirol hab rétegek méretbeli és alaki **torzulásától**,
- Az egyszer komolyabb **sérülést szenvedett** lencse, alkalmatlan megbízható, színvonalas szolgáltatásra.

A repülőgépgyártás egyre intenzívebben alkalmazza a lopakodó technológiát, így napjaink repülőgépei is **alacsony effektív radarkeresztmetszettel** rendelkeznek a mikrohullámú sávokban. A célrepülőgépek többsége kompozit anyagokból épül fel, így radarhullámok szempontjából szinte átlátszóak, így gyártási technológiájuk alapján megfelelőek **valós fenyegetés modellezésére**. Az elektronikus radar reflektor vagy a radarkép szimulátor segítségével, az alacsony radar-keresztmetszetű gépek, tetszőlegesen megválasztható radarjellemzőkkel ruházhatóak fel. Így valószínűsíthető,

hogy az aktív radar álcázó és módosító elektronikák csökkenő költsége, lehetővé teszi alkalmazásukat, nemcsak a magas műszaki színvonalú és költségvetésű, hanem az alacsony költségvetésű TUAV-on is.

Válasz típusa	Válasz piktogramja	Polarizáció	Fémezés kialakítása	Elhelyezés módja
monosztatikus	<p>Monostatic</p>	rektilineáris	<p>label</p> <p>Fémezés $\pm 70^\circ$</p>	
bisztatikus	<p>Bistatic</p>	rektilineáris	<p>label</p> <p>Fémezés $\pm 70^\circ$</p>	
monosztatikus	<p>Monostatic</p>	cirkuláris	<p>label</p> <p>Fémezés $\pm 70^\circ$</p>	
ekvatoriális monosztatikus	<p>Monostatic</p>	rektilineáris	<p>Fémezés $\pm 20^\circ$</p>	

1. táblázat: Luneberg reflektor típusok összehasonlítása ([113], [114], [115], [116])



2. táblázat: Luneberg reflektor típusok iránykarakterisztikájának összehasonlítása

A radarkeresztmetszet mérésének elméleti háttere

E fejezetben a radarkeresztmetszet méréséhez nélkülözhetetlen elméleti és gyakorlati ismeretek kerülnek összegzésre, az alkalmazott műszer működési elvétől, a gyakorlati mérési összeállításon át, a mérési eredmények értékeléséig.

A mérésben alkalmazott műszer rövid ismertetése

A radarkeresztmetszet mérése egy frekvenciatartománybeli hibahely meghatározó műszer segítségével történt (*Anritsu SiteMaster™ S820A*, frekvencia tartomány: 3-20GHz), amely tápvonalak, kábelek és csőtápvonalak, antennarendszerek mérésére és hibakeresésére szolgál. A SiteMaster™ jellegű kézi antenna és kábel teszterek jellemzője a DTF (*Distance-to-Fault*, hibahely) mérési képesség, amely kiválóan alkalmazható szervizelés és karbantartás során. Gyakorlatban a következő előnyöket nyújtja:

- A DTF hely függvényében mutatja a reflexiós tényező alakulását, függetlenül a kábel csillapításától (a műszer a kábelcsillapításból adódó veszteségeket számítással kompenzálja), így elkülöníthetők a hibás elemek, a hiba pozíciója pontosan meghatározható, felismerése és kijavítása felgyorsul. Csak az adott pozíción lévő elemi hibahely reflexiós csillapítását kapjuk, a más pozíción lévő komponensek nem befolyásolják az adott hibahely leolvasott nagyságát (ha a söprési felbontás és az alkalmazott ablakfüggvényből adódó pozíció felbontási tartományán kívül esik).
- Érzékeny a változásokra, így előjelzi a hiba kialakulását, karbantartás során segíti a megelőző jellegű hibaelhárítást (például korrózió).
- Csak a söprési (*sweep*) frekvencia sávban mér, így a frekvencia szelektív elemek sem befolyásolják a mérési eredményt, helyesen megválasztott sáv esetén (sajnos ezt a feltételt időnként elhanyagolják, és rossz következtetéseket vonnak le az így mért eredményekből). Nem igaz ez a hagyományos időtartománybeli hibahely-meghatározásra.

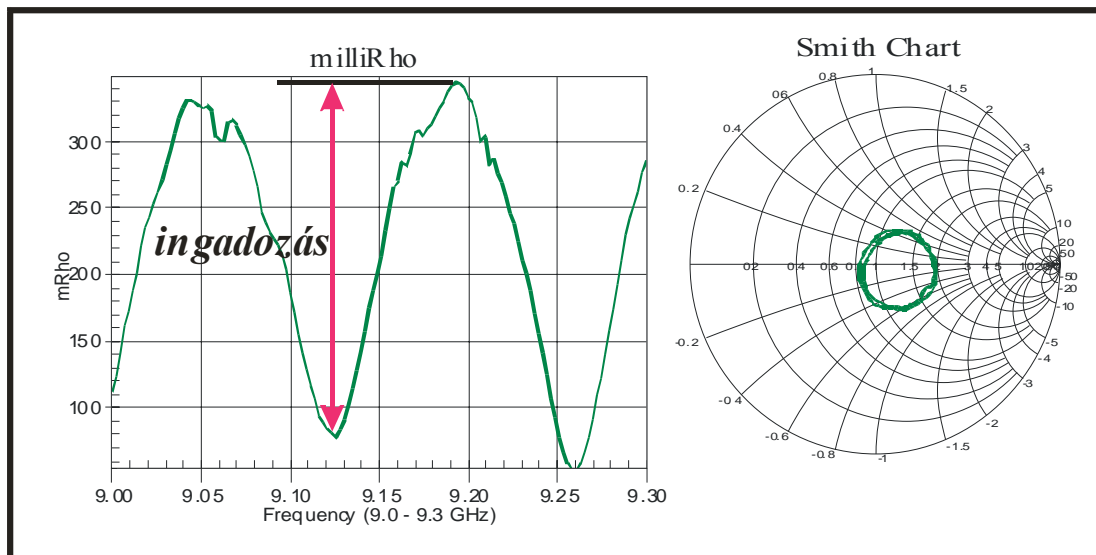
A mérési elv az FDR (*Frequency Domain Reflectometry*, Frekvencia Tartományú Reflektometria), amely elnevezést a hagyományos TDR-ből (*Time Domain Reflectometry*, Idő Tartományú Reflektometria) származtatják. A TDR a tápvonal viselkedést vizsgálja impulzus (ugrás függvény) jelre, és a rossz lezárásról visszaverődő impulzus alakja, amplitúdója és késleltetése alapján von le következtetéseket. A TDR csak a tápvonal karakterisztikus impedanciával megegyező szélessávú lezáróval lezárt tápvonal hibahelyeit képes megmutatni távolság függvényében, és csakis a hiba jellegét (rövidzár, szakadás).

Az FDR sokkal érzékenyebb, mint az impulzus reflektometria és precízen behatárolja a hiba és az öregedő, romló elemek helyzetét, nem csak az extrém lezárásokat (rövidzár, szakadás). Az FDR előnye ugyanígy megnyilvánul a pontos pozíció behatárolásban a hagyományos spektrum analízátor, tracking¹ generátor és mérőhíd párosítással szemben (skalár reflexiós tényező mérés) ([91], [50], [51], [52], [53], [54]).

¹ Követő generátor: a spektrum analízátor kimeneti frekvenciája követi a spektrum analízátor bemeneti sávselektív frekvenciáját

Az alkalmazott FDR mérési eljárás

Az FDR mérési technika egy adott sávzélességű, frekvenciában lineárisan változó jelet küld a tápvonal bemenetére és méri a frekvencia függvényében változó reflexiós tényező (S_{11}) abszolút értékének és relatív fázisának (bemenő jelhez viszonyítva) alakulását (lásd 3. ábra). A műszer tulajdonképpen megfelel egy egyszerűsített vektoriális hálózat analizátornak (VNA²).



3. ábra: Az 1 m távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós tényezőjének abszolút értéke és helygörbéje (50 Ohm-ra vonatkoztatva) (9-9,3 GHz tartomány)

A frekvencia függvényében felvett reflexiós tényezőtől bizonyos következtetések levonhatóak (a rendszer reflexiós tényezője megfelel-e az elvárásoknak, a kialakuló állóhullámarány kisebb-e a határértéknél), de a rendszert alkotó – térben, a tápvonal mentén elkülönülő - egyes elemeknek az eredő reflexiós tényezőhöz való hozzájárulása nem ítélt meg, az alkotóelemek reflexiós tényezője nem mérhető pozíció szelektíven.

A komplex reflexiós tényező alakulása a tápvonal hossza mentén

Az FDR technika megoldást nyújt a problémára. Működése megérthető, ha - az egyszerűség kedvéért - egy TEM³ módusú **vesztéséges tápvonalra** (koaxiális tápvonal vagy kábel, amelyben az energiaterjedés iránya megegyezik a tápvonal által kijelölt iránnyal, és az E valamint a H tér vektora merőleges az energiaterjedés irányára) levezetjük az adott hibahely reflexiós tényezőjének, a Z_0 karakterisztikus impedanciájú kábel bemenetén jelentkező - frekvencia függvényében vett - hatását.

A Z_0 karakterisztikus impedanciájú kábelt a végén Z_2 impedanciával lezárjuk az $x=h$ pontban.

² VNA, *Vector Network Analyzer*, Vektoriális hálózat analizátor

³ TEM – Transzverzális Elektromos Mágneses

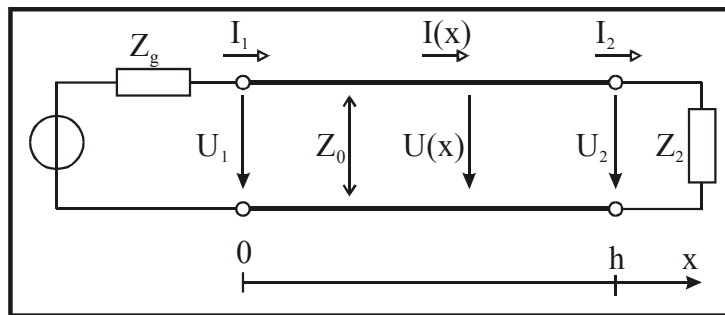
Vizsgáljuk meg a reflexió tényező alakulását a tápvonal bemenetén ($x=0$) állandósult állapotban szinuszos jelre, ha a v fázissebesség frekvencia független, valamint bevezetjük a tápvonal h pontján a Γ_2 komplex reflexió tényezőt:

$$\Gamma_2 = \frac{U_2^R}{U_2^I} \quad (19)$$

Ahol az U_2^R reflektált és az U_2^I a haladó feszültség komplex amplitúdója $x=h$ pontban. A vezetéken kialakuló feszültség és áram komplex amplitúdója hely függvényében:

$$U(x) = U_1^I e^{-\gamma x} + U_1^R e^{\gamma x}$$

$$I(x) = \frac{U_1^I}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{U_1^R}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (20)$$



4. ábra: Mérőirányok a tápvonalon [54]

Ahol $\gamma = \alpha + j\beta$ a terjedési együttható, annak valósrésze az α csillapítási tényező, képzetes része pedig a β fázisegyüttható. Ezek mindegyike reciprok távolság mértékegységek. A Z_0 a tápvonal karakterisztikus impedanciája, amellyel azt lezárva nem alakul ki reflexió, vagyis a tápvonal bemenetére kapcsolt teljesítmény - a veszteségekkel csökkentve - eljut a tápvonal végén lévő Z_0 értékű terhelő ellenállásra:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (21)$$

Ahol az R' , az L' , a G' , a C' tápvonalnak a hosszegységre vonatkoztatott ellenállása, induktivitása, átvezetése, kapacitása.

A v fázissebesség a következőképpen definiálható a fázisegyütthatóval:

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{\beta} \quad (22)$$

Ahol az ω a körfrekvencia, és az f a frekvencia, és a c a fénysebesség vákuumban.

Koaxiális kábelek esetén, ha $\mu_r=1$, akkor:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (23)$$

Ahol az ϵ_r a dielektrikum relatív dielektromos állandója, a c a fénysebesség vákuumban.

Ne felejtsük el, hogy az $U(x, t)$ időfüggvényt a komplex amplitúdókkal így lehet felírni:

$$U(x, t) = \text{Re}\{U(z)e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{U_1^I e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} + U_1^R e^{+\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)}\} \quad (24)$$

Behelyettesítve a $v = \frac{\omega}{\beta}$ -t:

$$U(x,t) = \text{Re} \left\{ U_1^I e^{-\alpha x} e^{j\omega \left(t - \frac{x}{v} \right)} + U_1^R e^{+\alpha x} e^{j\omega \left(t + \frac{x}{v} \right)} \right\} \quad (25)$$

Ami azt jelenti, hogy a haladó feszültség x a reflektált pedig $-x$ irányában exponenciálisan csökken, valamint a haladó és reflektált feszültség időben és a tápvonal mentén szinuszosan változik.

A tápvonal mentén a reflektált és haladó feszültség nagyságától függően állóhullámok, maximum és minimum helyek alakulnak ki, ezek helye és nagysága a (25)-ből levezethető, de jelen esetben ennek tárgyalása nem szükséges.

A (20) távíróegyenlet áramra vonatkozó alakjából a haladó és reflektált áramra a következő összefüggés érvényes, $x=h$ helyen:

$$\Gamma_2 = -\frac{I_2^R}{I_2^I} \quad (26)$$

Ahol az I_2^R reflektált és a I_2^I a haladó áram komplex amplitúdója.

A reflektált komplex amplitúdó kifejezhető:

$$U_2^R = \Gamma_2 U_2^I \quad (27)$$

A Z_2 terhelő impedancia az $x=h$ helyen a következő:

$$Z_2 = \frac{U(x=h)}{I(x=h)} = \frac{U_1^I e^{-\gamma h} + U_1^R e^{\gamma h}}{\frac{U_1^I}{Z_0} e^{-\gamma h} - \frac{U_1^R}{Z_0} e^{\gamma h}} = Z_0 \frac{U_2^I + U_2^R}{U_2^I - U_2^R} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2} \quad (28)$$

Innen a komplex reflexió tényező kifejezhető a Z_0 karakterisztikus impedanciával és a Z_2 lezáró impedanciával:

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (29)$$

Mivel a tápvonal bemenetén szeretnénk a Γ_1 alakulását megtudni, ezért független változó cserével, áttérünk a következő alakra, amely $x=h$ helyen lévő U_2^R reflektált és a U_2^I a haladó feszültség komplex amplitúdójával fejezi ki (ezeket állandónak véve) a tápvonal hossza mentén a komplex feszültségeket:

$$\begin{aligned} U(x) &= U_2^I e^{\gamma(h-x)} + U_2^R e^{-\gamma(h-x)} \\ I(x) &= \frac{U_2^I}{Z_0} e^{\gamma(h-x)} - \frac{U_2^R}{Z_0} e^{-\gamma(h-x)} \end{aligned} \quad (30)$$

Behelyettesítve (27) kifejezést, kapjuk:

$$\begin{aligned} U(x) &= U_2^I \left[e^{\gamma(h-x)} + \Gamma_2 e^{-\gamma(h-x)} \right] \\ I(x) &= \frac{U_2^I}{Z_0} \left[e^{\gamma(h-x)} - \Gamma_2 e^{-\gamma(h-x)} \right] \end{aligned} \quad (31)$$

Ha $z=h$ helyen meghatározzuk, akkor:

$$U(x=h) = U_2 = U_2^I [1 + \Gamma_2] \quad (32)$$

Ebből következik, hogy:

$$U(x) = \frac{U_2}{1 + \Gamma_2} \left[e^{\gamma(h-x)} + \Gamma_2 e^{-\gamma(h-x)} \right] \quad (33)$$

A $z=0$ helyen, a komplex feszültség amplitúdója:

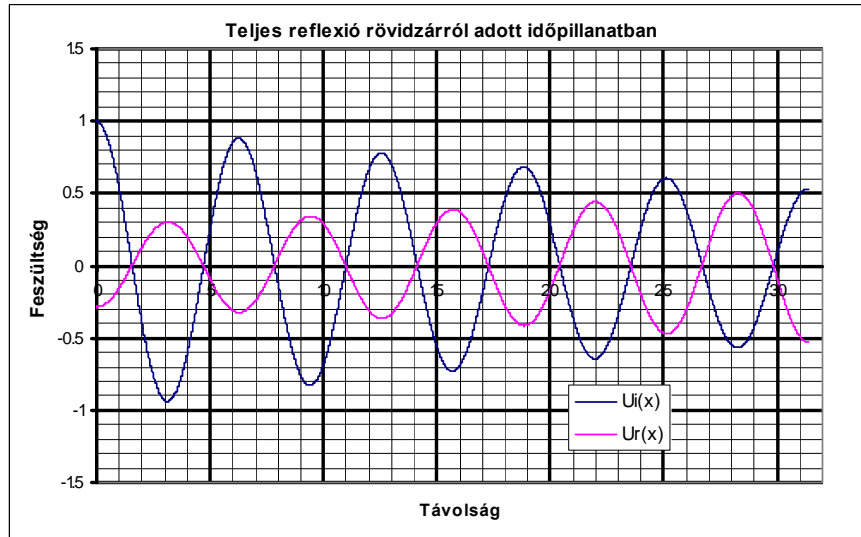
$$U(x=0) = U_1 = \frac{U_2}{1+\Gamma_2} [e^{\gamma h} + \Gamma_2 e^{-\gamma h}] \quad (34)$$

Ezen a helyen a reflektált és a haladó komplex feszültség amplitúdó hányadosa adja a komplex reflexiós tényezőt, ami:

$$\Gamma(x=0) = \Gamma_1 = \frac{\frac{U_2}{1+\Gamma_2} [\Gamma_2 e^{-\gamma h}]}{\frac{U_2}{1+\Gamma_2} [e^{\gamma h}]} = \Gamma_2 e^{-2\gamma h} \quad (35)$$

Ha γ helyére behelyettesítjük a $\gamma = \alpha + j\beta$ és a $\beta = \frac{2\pi f}{v}$ összefüggést, akkor megkapjuk veszteséges tápvonal bemenetén a komplex reflexiós tényezőt.

$$\Gamma_1 = \Gamma_2 e^{-2\gamma h} = \Gamma_2 e^{-2h\alpha} e^{-j2h\frac{2\pi f}{v}} \quad (36)$$



5. ábra: Teljes reflexió rövidzárról, a tápvonal hosszában ábrázolva a feszültséget adott időpillanatban

A fenti egyenletből látható, hogy a reflexiós tényező a bemeneten kétszeres úttal csillapodik, mert a kimenettől ($x=h$) bemenet ($x=0$) felé haladva a haladó komponens h úttal exponenciálisan nő, a reflektált komponens pedig exponenciálisan csökken, így a kettő aránya $2h$ -nak megfelelően csökken (5. ábra). Ha az $\alpha = 0$, akkor a Γ_1 abszolút értéke állandó a tápvonal hossza mentén.

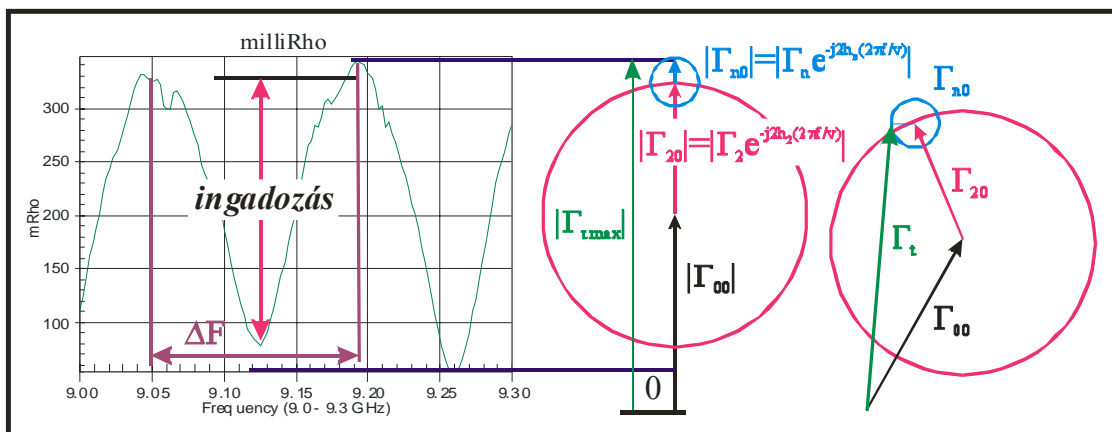
$$\Gamma_1 = \Gamma_2 e^{-2\gamma h} = \Gamma_2 e^{-2h\alpha} e^{-j2h\frac{2\pi f}{v}} = \rho_1 \angle \varphi_1 \quad (37)$$

A Γ_1 abszolút értéke a ρ_1 , a φ_1 fázisa a h hibahely helyzetétől (2 szeres tényezővel) függően periodicitással rendelkezik a terjedési sebességtől függően a f frekvencia függvényében. Koaxiális tápvonalak esetén, amikor ϵ_r (és μ_r) független a frekvenciától (nincs diszperzió), akkor a fázissebesség és a csoportsebesség is megegyezik a (41)

kifejezés szerinti v sebességgel ([56], [10], [9], [8], [4], [3], [2]). A műszer a sávközépre eső - frekvencia független - terjedési sebességgel számol.

A reflexiós együttható frekvencia függvényében vett ingadozásának magyarázata

Az FDR módszer során a műszer vektoriális hiba kompenzációt (*vectorial error compensation*) hajt végre a mérési síkon. Ami azt jelenti, hogy koaxiális kábelek mérése során kalibrációs rövidzárral, szakadással és lezárással (50Ω)⁴, vagy hullámvezetők esetén $1/8 \lambda$ ofszetű rövidzárral, $3/8 \lambda$ ofszetű rövidzárral és lezáróval (50Ω), egymás után le kell zárni a hitelesítési síkot. A kalibráció során a műszer nagymértékben csökkenti a beépített iránycsatolójának hibáit (irányítottság, forrás illesztetlenség, frekvencia átvitel (beleértve a fázis eltérést is)). A rövidzárral és szakadással történő kalibráció során és a kapott két darab reflexiós tényező görbe átlagával referencia szintet képez a teljes visszaverődéshez. A kalibráció során keletkező **mérési síkot** 0 elektromos hosszának veszi, így az itt jelentkező **komplex reflexiós tényező fázisa nem forog** a mérési frekvencia sávon belül (azaz $h_{00}=0$). A kalibrációs eljárás a hitelesítési síkra helyezi át a műszer belső mérési síkját ([15], [16], [50], [51], [52], [53], [54], [55], [55], [83], [86], [87]).



6. ábra: Reflexiós tényező eredőjének ábrázolása frekvencia függvényében, annak abszolút értékével és komplex értékének vektoriális összetevőivel

A hitelesítési síkon jelentkező reflexiós tényező (6. ábra) Γ_{00} fázisa állandó, ehhez az n -dik hibahelyen keletkező - frekvencia függvényében forgó fázisú - Γ_{n0} hitelesítési síkra (37) transzformációs kifejezés alapján áthelyezett, komplex reflexiós tényező vektoriálisan hozzáadódik. Az eredő reflexiós tényező abszolút értékében, a forgó vektorok összege, ingadozásként jelentkezik. Az eredő egy, az n darab hibahelynek megfelelő frekvencia - reflexiós tényező függvény. Az első ($k=1$) hibahelynek megfelelő h_n távolságot a reflexiós tényező ingadozásának ΔF „periódus frekvenciájából” (a B sőprési sáv szélességen jelentkező reflexiós tényező p periódusainak számából: $\Delta F = B/p$) a következőképpen kapjuk meg:

⁴ OSL calibration, Open, Short, Load calibration, Szakadás, rövidzár, lezáras kalibráció

$$2h_n \frac{2\pi\Delta F}{v} = k2\pi \quad (38)$$

$$h_n = \frac{kv}{2\Delta F}$$

Ahol a v a terjedési sebessége az adott koaxiális tápvonalban vagy hullámvezetőben. A ΔF ismeretében a hibahelyek távolságát a hitelesítési síktól már kiszámíthatjuk, a megadott terjedési sebesség ismeretében. A műszer a terjedési sebességet, mint paramétert kéri, ami jellemző az adott koaxiális tápvonalra, hullámvezetőre (csőtápvonal).

Fázissebesség - csoportsebesség

Itt meg kell említeni a fázissebesség és a csoportsebesség fogalmát. A fázissebesség a hullámfront haladási sebessége, a csoportsebesség pedig az információnak a terjedési sebessége a tápvonalban. Az információnak a terjedési sebességét, mindig legalább két frekvenciára tudjuk vonatkoztatni, mivel információt a hullám amplitúdója („amplitúdó moduláció”) hordozhat (tökéletes, egy frekvencia komponens tartalmazó hullám nem létezik, mindennek van kezdete és vége, és ekkor már a spektrális összetevők szétválnak, nem egy vonal a spektrumkép).

A fázissebesség definíciója:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (39)$$

A csoportsebesség definíciója:

$$v_g = \frac{\Delta\omega}{\Delta\beta} \quad (40)$$

A levegővel töltött tápvonalban TEM módnál nincs diszperzió, azaz terjedési sebesség független a frekvenciától és megegyezik a fázissebességgel. Ha a tápvonal dielektrikumának ε_r -je (vagy μ_r) frekvenciafüggő, akkor a TEM módnál sem egyezik meg a csoportsebesség a fázissebességgel.

A diszperziótól mentes koaxiális tápvonalban a terjedési sebesség (fázis- és csoportsebesség):

$$v_p = v_g = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (41)$$

Ahol az ε_r a dielektrikum relatív dielektromos állandója.

A levegővel töltött hullámvezetőben (csőtápvonal) a csoportsebesség (a csőtápvonal fő irányába eső sebesség vetület) a következő:

$$v_g = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = c \sqrt{1 - \left(\frac{c}{2af}\right)^2} \quad (42)$$

Ahol v_g a csoportfutási sebesség, c a fénysebesség, f_c a hullámvezető vágási frekvenciája (alsó vágási frekvencia, felül áteresztő szűrőként viselkedik, merőleges visszaverődés a hullámvezető falai közt, nincs energia terjedés a tápvonal hosszában.), f a működési frekvencia, az a a hullámvezető szélesebb oldalhossza. A légtöltésű hullámvezető esetén:

$$v_p = \frac{c^2}{v_g} \quad (43)$$

Amiből következik, hogy a fázissebesség meghaladhatja a fénysebességet, de ez nem sért semmilyen szabályt, mert az információt a csoportsebességnek megfelelő sebesség hordozza (modulálatlan vivő nem hordoz információt) ([2], [4], [9], [49], [84]). Meg kell jegyezni, hogy ha a fázissebesség meghaladja a fénysebességet, akkor minden esetben diszperzió lép fel, vagyis a fázissebesség és a csoportsebesség is függ a frekvenciától (csőtápvonalakra igaz).

A FDR eljárás során **koaxiális tápvonalak (TEM)** esetén (41), **csőtápvonalak** esetén (42) kifejezéssel számítjuk a jelterjedési sebességet.

A műszer a v_r relatív terjedési sebességgel számol, amit a fénysebességhez viszonyít:

$$v_r = \frac{v_g}{c} \quad (44)$$

Reflexiós tényező nagyságának meghatározása az adott hibahelyen

Ha az adott hibahely h_n távolságát ismerjük a hitelesítési síktól, akkor annak a hitelesítési síkban mért reflexiós tényezőjének nagysága a (35) transzformációs kifejezés (*cable loss compensation routine*, kábelcsillapítás kompenzációs eljárás [88]) alapján áthelyezhető a h_n hibahely pozíciójába, a kétszeres szakaszcsillapítással számolva. Így pozíció szelektíven megkapjuk a hibahely reflexiós tényezőjének nagyságát.

Kiemelendő, hogy a kábelcsillapítási rutin az első **nagy hibahely utáni hibahely** értékeket **nem számítja helyesen**, a következő hibahelyekre már csökkenő haladó teljesítmény jut, amit a kompenzációs eljárás nem tud kikorrigálni. Ez a gyakorlatban azt jelenti, ha egymást követő mérések közt az első hibahely reflexiója nő, akkor a következő hibahely reflexiója csökkenni fog a következő mérésnél (reflexiós csillapítása nő, 39. ábra) [88].

A gyakorlatban a csillapítási tényezőt hosszegységre jutó logaritmikusan mértékegységben adják meg. Logaritmikusan mértékegységben a csillapítási tényező hosszfüggvényében lineárisan nő:

$$\frac{20 \lg e^{-h\alpha}}{h} = -20\alpha \lg e \quad (45)$$

A csillapítás számítása ezzel a módszerrel egyszerűbb.

Hibahelyek meghatározása a frekvencia függvényében vett reflexiós tényező időtartománybeli transzformációjával

Az FDR módszer elve

A lineáris idő invariáns rendszerek (LTI, *Linear Time Invariant*) jellemezhetők a $h(t)$ **impulzusválaszokkal**, vagy a $H(f)$ **átviteli függvényekkel**. Az időtartomány és a frekvencia tartomány közti átjárhatóságot a **Fourier transzformáció** teremti meg.

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (46)$$

A frekvencia tartományban mért átviteli függvényből az impulzusválasz függvény az **inverz Fourier transzformációval** a következőképpen nyerhető:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df \quad (47)$$

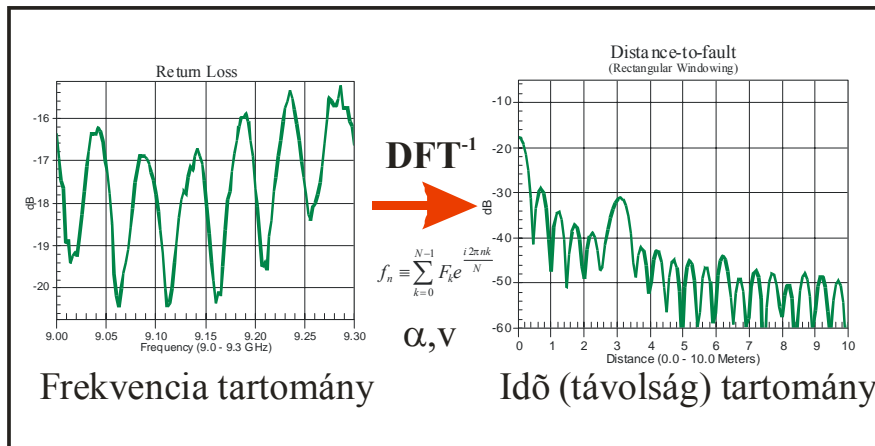
Ha a frekvencia függvényében mért reflexiókat együtthatót konvertáljuk időtartományba, akkor a visszaverő hibahelyekre jellemző időfüggvényt kapjuk eredményül, amely minden diszkontinuitást (impedancia változást) egy arra jellemző nagyságú, terjedési idejű impulzussal jellemez.

A műszer az úgynevezett **sáváteresztő** üzemmódban⁵ működik, ahol a komplex reflexiók tényező mérését diszkrét $f_0, f_1, f_2, \dots, f_n \dots, f_{N-1}$ frekvenciákon vagy másképpen F_1 start és F_2 stop frekvencia között N **ponton**, Δf frekvencia felbontással történik. Az f_n -t a következőképpen kapjuk meg:

$$\begin{aligned} f_n &= f_0 + n\Delta f \\ n &= \{0 \dots N-1\} \\ B &= f_{N-1} - f_0 = F_2 - F_1 \\ \Delta f &= \frac{F_2 - F_1}{N-1} \end{aligned} \quad (48)$$

Ahol N a mintavételi helyek száma, Δf a frekvencialépések nagysága, B a sörpési sáv szélesség.

Az üzemmódra jellemző, hogy az alsó F_1 határ frekvencia nagyobb, mint zérus, azaz nem veszi figyelembe az egyenkomponenst. A lépcső jelalakú frekvencia lépések alapján nevezik a mérési módszert **SFCW radarnak** (*Step Frequency Continuous Wave*) a radartechnikában.



7. ábra: Frekvencia tartománybeli reflektometria (FDR) működési elve [54]

Az impulzusválasz időfüggvényt kapjuk, ha diszkrét frekvenciákon vett komplex reflexiók tényező értékeit a zérus frekvenciára szimmetrikusan, $f_c = (F_2 - F_1)/2$ középfrekvenciával eltolva, vesszük annak **inverz diszkrét Fourier** transzformáltját (IDFT). Azaz ha N páros:

⁵ Bandpass mode

$$\Gamma_h(t = m\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \Gamma_H(f = n\Delta f) e^{j2\pi mn/N} \quad (49)$$

$$N = 2l$$

Ha N páratlan:

$$\Gamma_h(t = m\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \Gamma_H(f = n\Delta f) e^{j2\pi mn/N} \quad (50)$$

$$N = 2l + 1$$

Ahol a Γ_h a reflexiós helyeket meghatározó, **komplex reflexiós impulzusválasz függvény**, a Γ_H az f_c középfrekvenciával eltolt komplex reflexiós tényező a frekvencia függvényében, az l pedig egész szám.

A frekvenciatartományú f_c középfrekvenciával történt eltolás hatását időtartományban $e^{j2\pi f_c t}$ szorzással lehet kompenzálni. Az aluláteresztő üzemmóddal ellentétben a reflexiós **impulzusválasz függvény komplex**. Ennek oka az, hogy hiányzik az egyen komponens, valamint a frekvencia eltolás miatt a negatív frekvenciájú reflexiós tényezők, nem helyettesíthetők a pozitív frekvenciájú reflexiós tényező értékek tükrözött és komplex konjugált értékével. Így az időfüggvény amplitúdója nem előjelhelyes, ezért komplex reflexiós impulzusválasz függvény abszolút értékét alkalmazzák a gyakorlatban, amiből nem dönthető el a diszkontinuitást okozó impedancia értéke. A **sáváteresztő módban az impulzusválasz** jel meghatározható:

$$\Gamma_{BP}(t = m\Delta t) = |\Gamma_h(t = m\Delta t)| \quad (51)$$

Az FRD módszer tulajdonságai és a simító ablakfüggvény alkalmazása

Az időtartományban az időközök nagysága IDFT esetén:

$$\Delta t = \frac{1}{B + \Delta f} = \frac{1}{N\Delta f} = \frac{1}{F_2 - F_1 + \Delta f} \quad (52)$$

A fenti lépésköz határozza meg az időtartománybeli felbontást (chirp-z és IDFT esetén is). Távolság tartományba áttérve:

$$\Delta h = \frac{c \cdot v_r}{2(N\Delta f)} = \frac{c \cdot v_r}{2(B + \Delta f)} = \frac{c \cdot v_r}{2(F_2 - F_1 + \Delta f)} \cong \frac{c \cdot v_r}{2(F_2 - F_1)} \quad (53)$$

A műszer adatlapja szerint a mérés felbontása és a maximális távolság függ az alkalmazott frekvencia sávától, az adatpontok számától és a tesztelt kábel relatív terjedési sebességtől. Az adatlap szerint a felbontás:

$$\Delta h \cong \frac{c \cdot v_r}{2(F_2 - F_1)}, \text{ ha } \Delta f \ll F_2 - F_1 \quad (54)$$

Az **átlapolódás-mentes** (*aliasing free*) időtartomány $t = -T/2$ -től $t = T/2$ -ig tart, amit $t = 0$ -tól $t = T$ -ig tartó formában is átalakíthatunk (*ambiguity range*), ahol:

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{N-1}{B} = \frac{N-1}{F_2 - F_1} \quad (55)$$

Megjegyzendő, hogy a $t = 0$ -tól $t = T$ -ig tartó időtartomány végén, $t = T$ időnél a $t = 0$ időhöz tartozó érték ismétlődik. Ennek oka véges számú diszkrét mintavétel, ellentétben a folytonos Fourier transzformáció által megkövetelt folytonos mintavétellel. A diszkrét

frekvencia pontokon történő mintavételnek, a folytonos átviteli függvény és egy Dirac impulzussorozat szorzata felel meg. Időtartományban a Δf periodicitású impulzus sorozatnak $1/\Delta f$ periodicitású Dirac impulzussorozat felel meg. Az inverz Fourier transzformáció során az időtartományban, a mintavétel eredménye az $1/\Delta f$ periodicitású Dirac impulzussal történő konvolúció, amely a T periódusidőnként **ismétlődést eredményez**.

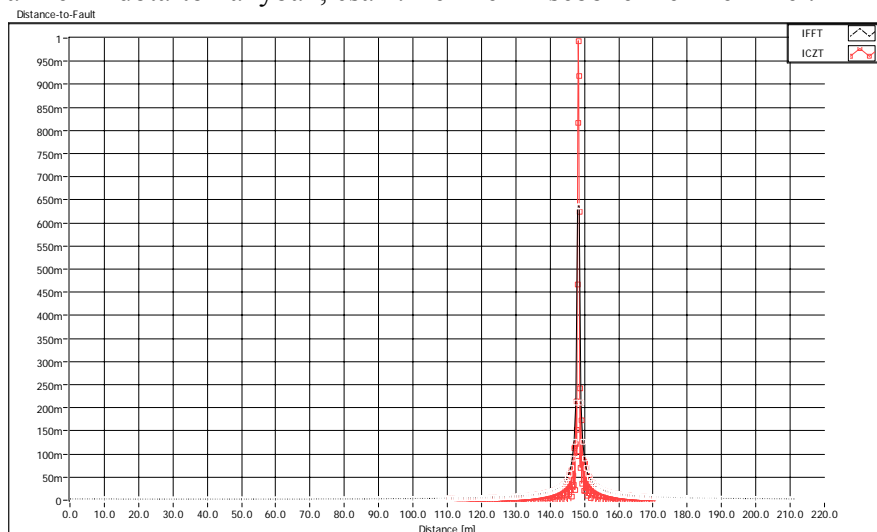
Az **oda-visszaverődés** (kétszeres út) miatt az átlapolódás-mentes maximális távolság a (55) kifejezés alapján (a h_{max} felső határt csak az ICZT alkalmazásával lehet kihasználni, IDFT esetén a felső határt lásd később):

$$h_{max} = \frac{c \cdot v_r \cdot (N - 1)}{2(F_2 - F_1)} \quad (56)$$

Ahol a h_{max} a maximális távolság, a c a fénysebesség, a v_r relatív terjedési sebesség, N frekvenciatartományban az adat pontok száma, F_2, F_1 stop és start frekvencia. Az $F_2 - F_1$ sűrűségi sáv szélesség minimumát a műszer felépítése korlátozza, így bizonyos távolságot a d_{max} nem haladhat meg, adott beállításnál. A h_n hibahely távolságnak kisebbnek kell lennie a h_{max} maximális átlapolódás-mentes távolságnál, különben a h_n hibahely a $0 - h_{max}$ távolságtartományon belül megjelenik.

$$h_n < h_{max} \quad (57)$$

Ugyanez áll fenn időtartományban, csak t -nek kell kisebbnek lennie T -nél.



8. ábra: Átlapolódás hatásának bemutatása, a 360 m-en elhelyezett rövidzár 148,208 m-en jelenik meg (szimuláció, négyszögletes ablakfüggvény, 425 pont, 9 – 9,30033GHz tartomány, 360 m távolságra elhelyezett rövidzár, maximális átlapolódás mentes tartomány 0 – 211,269 m, IDFT 0 – 211,269 m, ICZT 110 – 170 m)

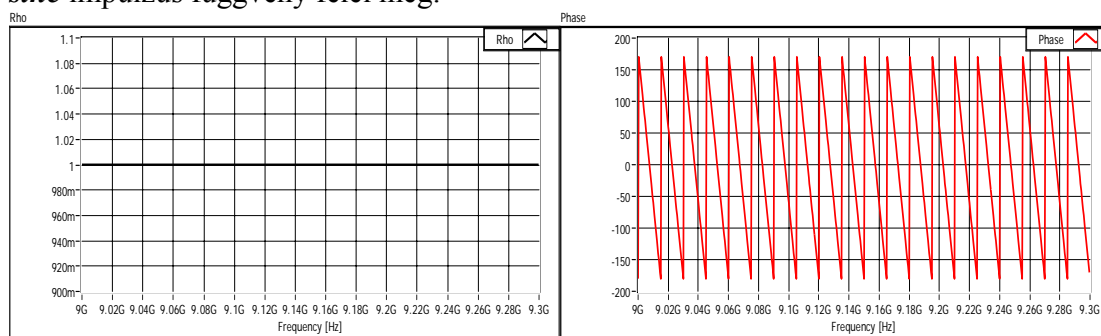
Gyakorlatban ennek hatása, akkor jelentkezik (lásd 8. ábra, megjegyzés: az összes szemléltető ábra $v_r=1$ és $c=300000000$ m/s-mal számolt (egyszerűség kedvéért)), amikor a B sűrűségi sáv szélességből adódó **maximális távolságon túli helyről is történik visszaverődés**. Ha az adott impulzus átlapolódásból származik, akkor a mérési

sávszélesség változtatására „elmozdul” a helyéről, így elkülöníthetők a zavaró impulzusok.

A véges hosszúságú, frekvencia tartományban vett minták hatását, a $N\Delta f$ hosszúságú négyzetes $W(f)$ átviteli függvénnyel rendelkező ablakfüggvény inverz transzformációjából adódó impulzus vizsgálatával kaphatjuk meg (az inverz transzformáció az $N\Delta f$ hosszú ablakot „látja”, az ablak elején és végén lévő fél lépések is hozzá tartoznak). A $W(f)$ négyzetes ablakfüggvénynek (egyenletes amplitúdó eloszlású, állandó τ csoportfutási idejű frekvencia burst) időtartományban:

$$w(t) = \frac{\sin(N\Delta f\pi t)}{N\Delta f\pi t} \quad (58)$$

sinc impulzus függvény felel meg.



9. ábra: A frekvencia – reflexiós tényező tartományban alkalmazott véges ablak (szimuláció, szinkron (egésszámsú ciklus az ablakon belül, 720 pont, 9 – 9,29958 GHz), 10 m távolságra elhelyezett rövidzár)

A f_c közepes frekvenciájú eltolást is figyelembe véve:

$$\zeta(t) = \frac{\sin(N\Delta f\pi t)}{N\Delta f\pi t} e^{j2\pi f_c t} \quad (59)$$

Azonban a $|e^{j2\pi f_c t}| = 1$ és f_c frekvenciával forog, így a minket érdeklő - az adott hely reflexiós tényezőjének abszolút értékét jellemző (ρ) – **komplex impulzusfüggvény abszolút értékét** az eltolás nem befolyásolja, így:

$$|\zeta(t)| = |w(t)| \quad (60)$$

Az eltolást azon alkalmazásoknál kell figyelembe venni, ahol az impedancia változás iránya meghatározható a komplex impulzus függvény valós részéből [110][108].

A fenti összefüggést egy időtartománybeli impulzusra igaz, e véges frekvencia tartományú mintahossz hatása időtartományban a *sinc* impulzussal történő konvolúció formájában jelentkezik. A időtartománybeli jelalak a *sinc* jellel egyenként megszorozott, majd összegzett időtartománybeli valós impulzusokból áll.

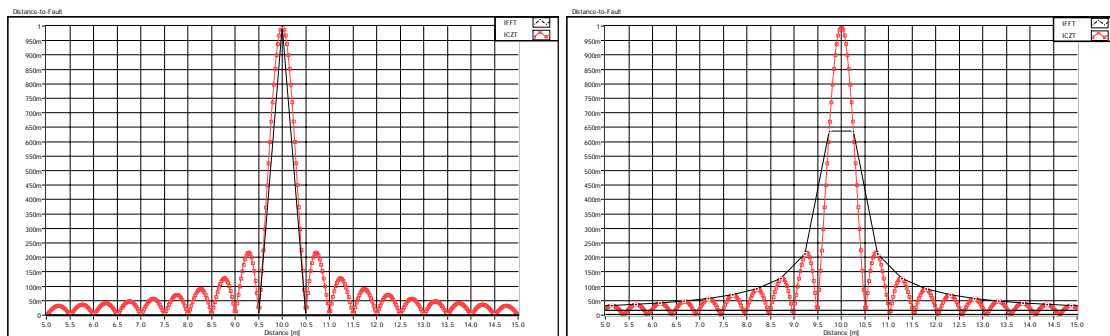
A *sinc* ($\sin x/x$, ha $x=0$, akkor $\text{sinc}=1$) impulzus hatása az oldalsávok, lecsengések kialakulásában látható. A négyzetes időablak esetén, az első és legnagyobb

oldalnyaláb nagysága elérheti a főnyalábtól $\frac{3}{2N\Delta f}$ időre a:

$$\left| \frac{\sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)}{\frac{3\pi}{2}} \right| = 0,212 \quad (61)$$

, ami megfelel 13,46 dB **oldalnyaláb elnyomásnak** (12. táblázat). A fenti érték függ a *sinc* impulzus és a valódi impulzus egymáshoz képesti relatív helyzetéből. A problémát az okozza, hogy a frekvencia tartomány véges felbontása miatt az egyes impulzus összetevőket csak adott – felbontásnak (Δt , lépésköznek) megfelelő - helyen „láthatjuk”, így annak nem a valódi nagyságát kapjuk, hanem $\sin x/x$ függvény szerint csökkentett értékét (*picket fence effect*, kerítéshatás).

Szinkron mintavétel esetén a főnyaláb és a fizikai impulzus helyzete megegyezik, a *sinc* impulzus nullaértékű helyeire esnek az időtartománybeli diszkrét időpontok. **Szinkron mintavételről** beszélünk, akkor, ha a jel egész számú periódusa tölti ki a mintavételi ablakot ([117], [118], [119], 9. ábra, 10. ábra).



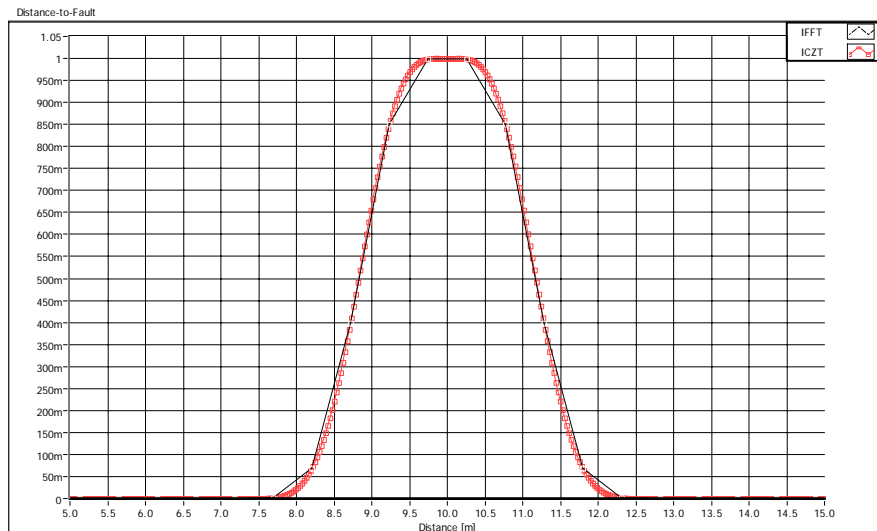
10. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott véges ablak hatása az időtartománybeli a ρ impulzus jelalakra (szimuláció, lineáris amplitúdó egység, 10 m távolságra elhelyezett rövidzár, bal ábra: szinkron transzformáció, 720 pont, 9 – 9,29958 GHz, IDFT 0 – 359,504 m, ICZT 0 – 20 m, jobb ábra: aszinkron transzformáció, 702 pont, 9 – 9,29208 GHz, IDFT 0 – 359,491 m, ICZT 0 – 20 m tartomány)

Az ábrán látható (10. ábra), hogy szinkron IDFT esetén az impulzus csúcsa pontosan a várt $\rho = l$ és a közvetlen mellette lévő binok értéke pedig zérus.

Általánosságban a jelalak vagy a fenti két eset egyike, vagy ezek közti átmenet lehet. Az ábra (10. ábra) alapján megállapítható az amplitúdó hiba nagysága, ami négyszögletes ablak esetén elérheti akár a 3,92 dB-t is (12. táblázat). Ezen hibát megfelelő, nagy amplitúdó helyességű (Flat Top) ablakfüggvény (11. ábra) vagy az időtartomány kinagyítását lehetővé tevő inverz chirp-z transzformáció alkalmazásával kiküszöbölhetjük. A különféle ablakfüggvények hatását az **amplitúdó pontosságra, impulzus szélességre és fő impulzus oldalmeredekségre** szemléltetik az ábrák és táblázatok (12. ábra, 13. ábra, 3. táblázat, 12. táblázat). Az inverz chirp-z transzformáció gyakorlatilag kirajzolja (interpolálja) a két minta közti értékeket a *sinc* függvény szerint (12. ábra, jobb ábra).

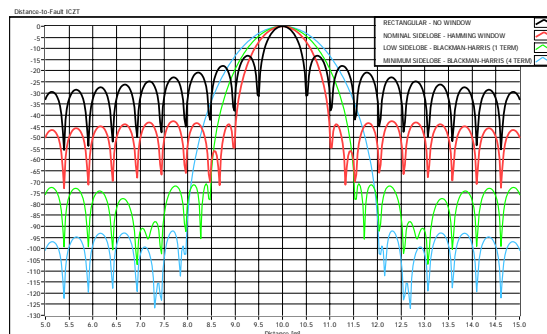
Ki kell emelni, hogy a kinagyítás esetén az **ábrázolási felbontás megnő, azonban az impulzus (spektrális) felbontás nem változik**, az továbbra is a mintavételi sávszélességből adódónak ($1/N\Delta f$) felel meg. Ennek oka, hogy a szétválasztandó

impulzusok ugyanúgy az $N\Delta f$ -nek megfelelő sinc függvény szerinti oldalsávokkal szorozódnak és összegződnek, ezért a transzformáció felbontását a sinc függvény oldalsávjai határozzák meg.



11. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott véges ablak hatása az időtartománybeli a ρ impulzus jelalakra (szimuláció, lineáris amplitúdó egység, Flat Top ablakfüggvény, aszinkron transzformáció (702 pont), 10 m távolságra elhelyezett rövidzár, 9 – 9.29208 GHz tartomány, IDFT 0 – 359.491 m, ICZT 0 – 20 m tartomány)

Mint minden mintavételező rendszer, - így az ismertetet is – szenved a véges mintahalmaz okozta jeltorzulástól.



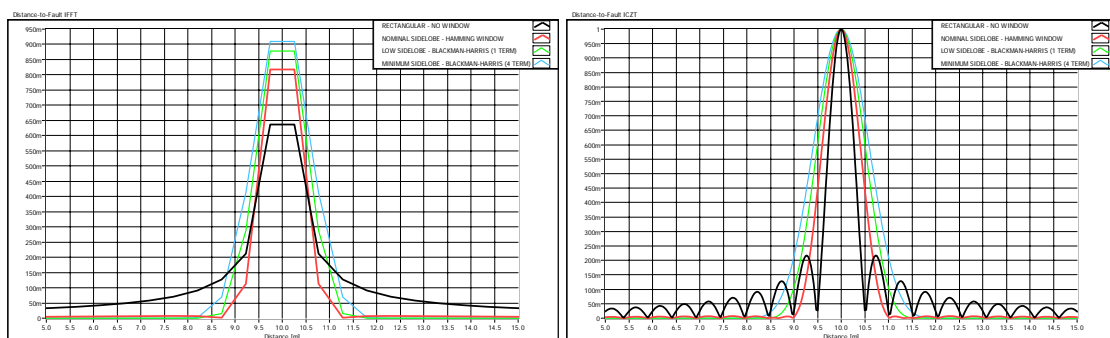
12. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott ablakfüggvények hatása az időtartománybeli a ρ impulzus jelalakra (szimuláció, logaritmus amplitúdó egység, aszinkron transzformáció (702 pont), 10 m távolságra elhelyezett rövidzár, 9 – 9,29208 GHz tartomány, bal ábra: IDFT 0 – 359,491 m, jobb ábra: ICZT 0 – 20 m tartomány)

A véges mintahalmaz diszkontinuitásokat okoz a mintahalmaz elején és végén, ha a mintavételi idő nem egészszámu többszöröse az összetevők periódusidejének, akkor az impulzus összetevők nem egy adott (a felbontásnak megfelelő lépésközön) időpontban

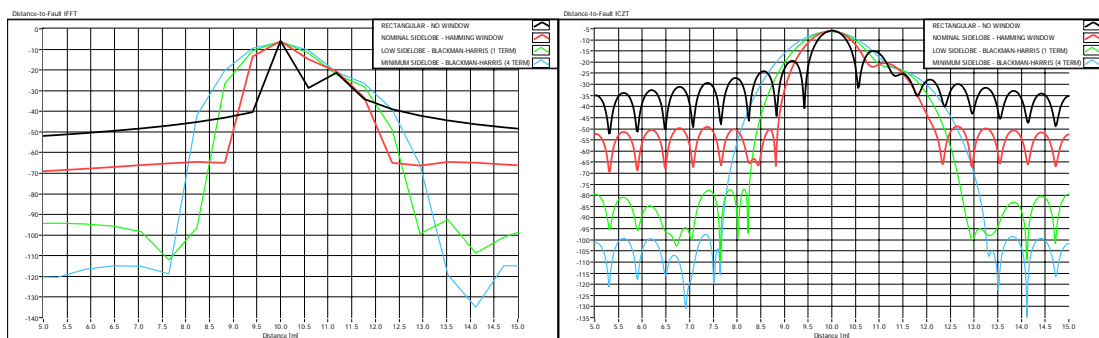
jeljenek meg, hanem „szétkenődnek” széles időtartományban. Ezt a jelenséget nevezik spektrális (esetünkben, időtartományban jelentkezik) szivárgásnak (*spectral leakage*).

A fenti jelenség okozza azt, hogy az elvileg legalább három egység vagy annál, nagyobb távolságra lévő kisebb impulzusok „elveszhetnek” a nagyobb jel/jelek mellett. A közeli impulzusok felismerésére legalkalmasabb a nagy oldalmeredekséggel rendelkező négyyszög ablakfüggvény (14. ábra) alkalmazása. Azonban, ha távolabb lévő relatív kis szintű impulzust kell megtalálnunk, akkor nagy oldalsáv elnyomás karakterisztikával rendelkező, „Minimum Sidelobe” ablakfüggvény alkalmazása ajánlott (16. ábra).

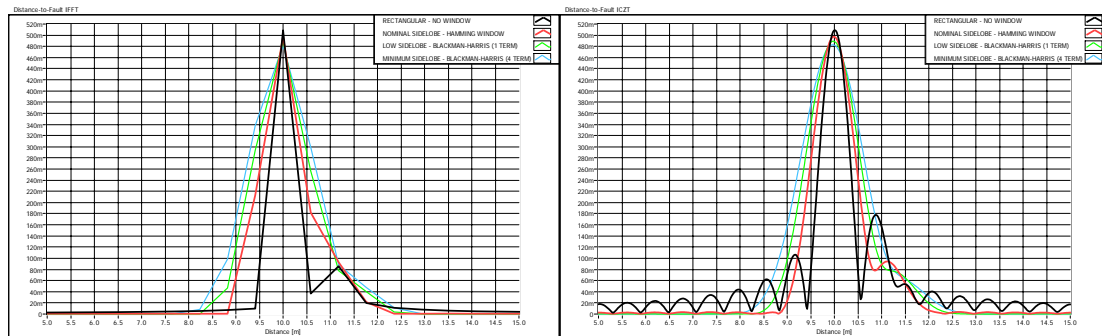
Ahogy a példák mutatják a fenti hibák csökkenthetők a reflexiók tényező frekvencia függvényében mért sorozatán, vett simító ablakfüggvény alkalmazásával. Az ablakfüggvény nem tesz mást, csak a mintahalmaz elején és végén lévő tranzienseket csökkenti egy jól megválasztott görbével (18. ábra).



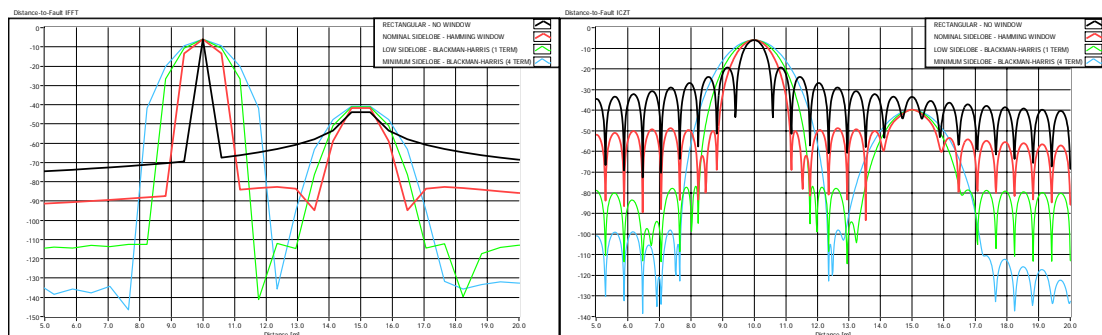
13. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott ablakfüggvények hatása az időtartománybeli a ρ impulzus jelalakra (szimuláció, lineáris amplitúdó egység, aszinkron transzformáció (702 pont), 10 m távolságra elhelyezett rövidzár, 9 – 9,29208 GHz tartomány, bal ábra: IDFT 0 – 359,491 m, jobb ábra: ICZT 0 – 20 m tartomány)



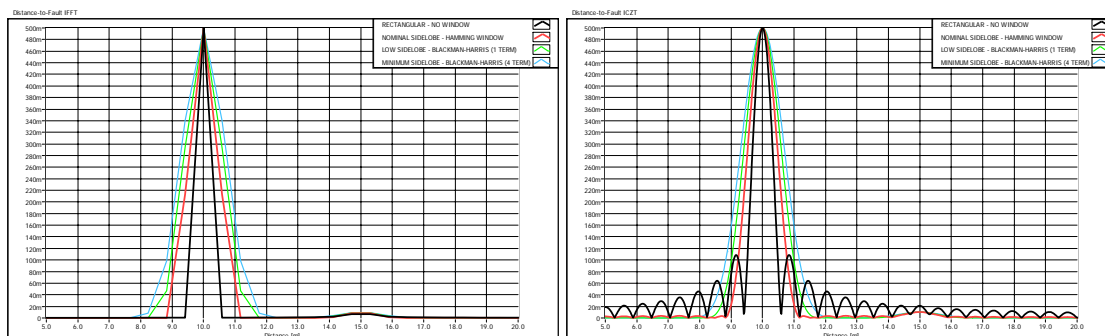
14. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott véges ablak hatása az időtartománybeli a ρ impulzusok szétválaszthatóságára (szimuláció, logaritmikus amplitúdó egység, bal ábra: IFFT és 0 – 601,767 m, jobb ábra: ICZT és 0 – 20 m tartomány, 1024 pont, 9 – 9,25475 GHz, bal impulzus: $\rho = -0,5$ és szinkron 10 m távolságra, jobb impulzus: $\rho = 0,1$ és aszinkron 11 m távolságra lévő diszkontinuitás)



15. ábra: Azonos az előző ábrával, de lineáris amplitúdó egységgel



16. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott véges ablak hatása az időtartománybeli a ρ impulzusok háttérből való kiemelkedésére (szimuláció, logaritmus amplitúdó egység, bal ábra: IFFT és 0 – 601,767 m, jobb ábra: ICZT és 0 – 20 m tartomány, 1024 pont, 9 – 9,25475 GHz, bal impulzus: $\rho = -0,5$ és szinkron 10 m távolságra, jobb impulzus: $\rho = 0,01$ és aszinkron 15 m távolságra lévő diszkontinuitás)



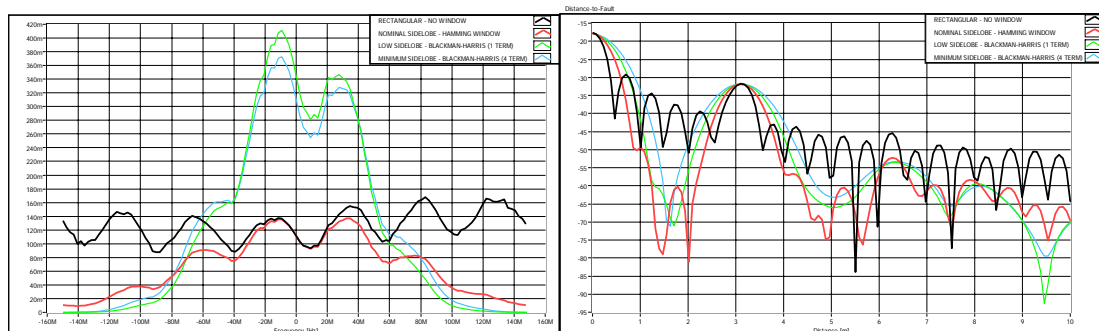
17. ábra: Azonos az előző ábrával, de lineáris amplitúdó egységgel

Minden ablakfüggvénynek megvan a maga előnye és hátránya, ezek közül a megfelelőt, az alkalmazáshoz kell választanunk ([88] [103], 3. táblázat, 12. táblázat). Kompromisszumos döntést kell hozni az ablakfüggvénynek **oldalnyaláb elnyomás**, **amplitúdó pontosság** és **főnyaláb szélesség** paramétereinek fontossága közt. Igen nehéz tanácsot adni melyik az adott alkalmazáshoz megfelelő ablakfüggvény.

Ablakfüggvény sáváteresztő üzemmód, reflexió mérés)	Első oldalsáv viszonya a csúcshoz	Impulzus szélesség (fél amplitúdó)	Impulzus első minimumhelyei közti távolság
Rectangular (nincs ablakfüggvény)	-13 dB	1,2 Δ h	1,6 Δ h, -31 dB
Nominal - Hamming	-44 dB	1,8 Δ h	4 Δ h, -55 dB
Low Side Lobe Blackman-Harris (elsőfokú)	-70 dB	2,3 Δ h	6 Δ h, -78 dB
Minimum Side Lobe Blackman – Harris (negyedfokú)	-99 dB (következő: -92 dB)	2,7 Δ h	8 Δ h, -103dB

3. táblázat: SiteMaster™ műszerben alkalmazott ablakfüggvények összehasonlítása ([83], [91], [100])

A következő ábra (18. ábra) valós, mért adatokon mutatja be a különböző ablakfüggvények hatását. A bal ábrán látható az eltolts és különböző ablakfüggvényekkel szorzott frekvencia – reflexiók tényező görbéi. Látható, az adathalmaz elején és végén történt lekerekítés, a lekerekített mintahalmaz kezdő és utolsó értéke zérus.



18. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott ablakfüggvény és annak hatása az időtartománybeli (hossztartománybeli) jelalakra, szelektivitásra (3 m távolságra elhelyezett referencia tárgy, ICZT 0 – 10m és 9 – 9,3 GHz tartomány, logaritmikus amplitúdó egység (RL))

A harmadik **talajreflexióból** származó hibahely négyzet ablak esetén szinte eltűnik az oldalsávokban, azonban „Minimum Sidelobe” ablakfüggvény alkalmazásakor a fő reflexiók helyek melletti kétszeres reflektálódott és harmadik hibahely is kirajzolódik, pozíciója meghatározható. Megfelelően alkalmazott időtartománybeli kinagyítás esetén a kis amplitúdójú impulzusok nagysága pontosan meghatározható, valamint a domináns impulzus amplitúdóját is helyesen kapjuk vissza. Ha a számunkra érdekes tartományt kizoomoljuk, akkor megfelelő oldalsáv meredekséggel és impulzus szelektivitással alkalmazhatjuk a négyzetablakot (Anritsu ajánlás [88]), amellett hogy annak amplitúdó helyessége nagy impulzusokra megfelelő (ha a kinagyítás tartománya nem jól megválasztott, akkor az amplitúdó mérési pontossága csökken). A műszerben ugyancsak az alapbeállítás az ablakfüggvény nélküli transzformáció, amely kis amplitúdójú reflexiók helyek megállapítására alkalmatlan.

Az inverz diszkrét Fourier és az inverz chirp-z transzformáció összehasonlítása

A frekvencia tartomány időtartomány konverzió – fizikai folyamatokból származó, mért jeleknél - az inverz diszkrét Fourier transzformációval (IDFT) végezhető el. Ennek számításigénye igen nagy lehet a blokkmérettől függően. Ha a blokkméret 2-nek hatványa, akkor a klasszikus gyors 2-es alapú FFT algoritmus alkalmazható a számítási sebesség növelésére. Ha a blokkméret nem kettő hatványa, de kis értékű prímszámokra hatványainak szorzatára bontható, akkor az alkalmazható a kevert alapú Cooley-Tukey algoritmus, amelynek sebessége összemérhető az FFT eljárás sebességével. Ha egyik fenti feltételnek sem felel meg a blokkméret, akkor egy a CPU és az FPU egyidejű számítási képességeit szintén kihasználó DFT algoritmus alkalmaznak a MATLAB® és a LabVIEW™ esetén. Egyes források szerint, ilyen esetben a chirp-z transzformációval hajtják végre a DFT-t ([95], [96]), bár a szoftverek leírásban utalás nem található erre. A LabVIEW™-ben elkészült program, a gyártó által beépített IFFT szoftver blokk segítségével számítja az IDFT-t, amely automatikusan választ a fenti lehetőségekből ([103], [104]). Azonban egyszerű IFFT⁶-t nem lehet alkalmazni kettő hatványaitól eltérő számosságú mintákra, valamint időtartományban nem lehetséges a kívánt részletek kinagyítása ([103], [104]).

Ha nem kettő hatványaira alkalmazzuk a DFT annak nagy számítási igénye nem alkalmas alacsony számítási teljesítményű gépeken (hordozható műszer) való alkalmazásra, ezért a következő megoldások lehetségesek:

- **csonkolni** a minták számát kettő hatványára,
- **nullaértékű mintákkal kiegészíteni** az adatsort, kettő hatványának megfelelő blokkhosszúságra⁷.

A nullákkal való feltöltésből nyert látszólagos kijelzés felbontás javulást a megjelenő oldalsávok csökkentik. Az eredeti mintán végzett DFT azonos vagy nagyobb impulzus felbontású lehet, zavaró oldalsávok nélkül ([89]). A csonkolás egyértelmű felbontás csökkenést okoz. A hátrányok ellenére egyik eljárás sem ad lehetőséget a hossz vagy időtartománybeli zoomolásra.

A legtöbb VNA és a SiteMaster™ sorozat tagjai is a chirp-z transzformációt alkalmazzák a frekvencia függvényében mért reflexiók együttható (S_{11}) időtartománybeli konverziójára. ([1], [14], [15], [50], [51], [52], [53], [54], [83], [99], [100], [101], [109]).

A chirp-z transzformáció egy spirál kontúr mentén, N mintára numerikusan hajt végre z transzformációt. A **z transzformációt** $f(t)$ folytonos időfüggvény T időközöinti $\delta(t)$ Dirac impulzusokkal végrehajtott mintavételezett jelének – azt a komplex frekvencia tartományban leíró – **Laplace** transzformációjából származtatjuk.

$$f_s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\delta(t - nT) \quad (62)$$

Ahol a $f_s(t)$ a T időközönként mintavételezett időtartománybeli jel. Az eltolási tétel alapján a mintavételezett jel $F_s(s)$ Laplace transzformáltja:

$$F_s(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)e^{-nTs} \quad (63)$$

⁶ FFT, Fast Fourier Transformation, Gyors Fourier transzformáció

⁷ Zero padding, ZPD, nullákkal való minta kiegészítés.

A $z=e^{sT}$ független változó cserével kapjuk a fenti egyenletből, a z transzformáció definíciós kifejezését:

$$Z[f_s(t)] = F(z) = F_s(s) \Big|_{s=\frac{1}{T}\ln(z)} = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT)z^{-n} \quad (64)$$

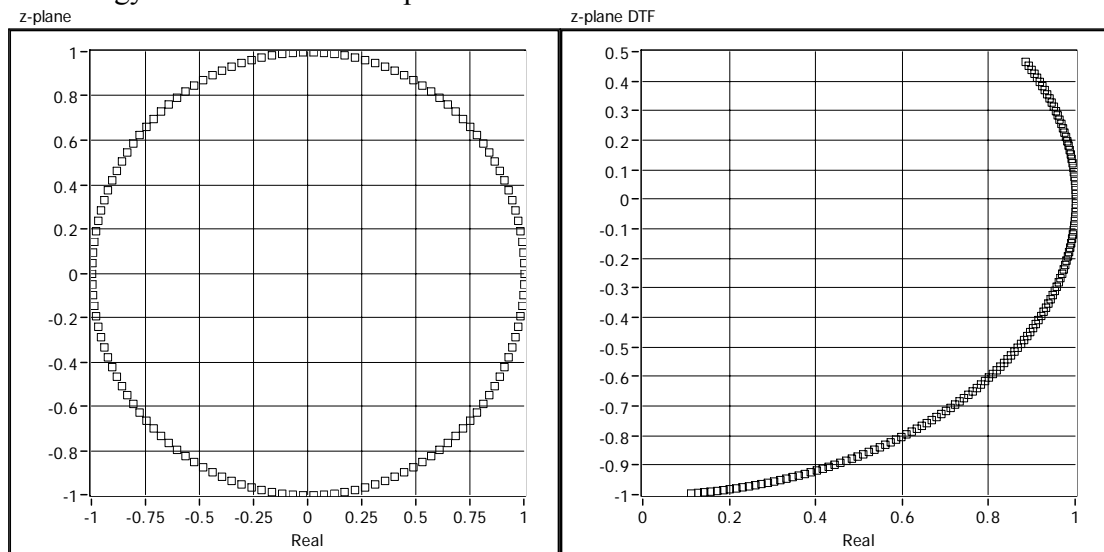
Ha mintavételezés N darab pontot tartalmaz, akkor az összegzést N mintára korlátozhatjuk (DTFT (*Discrete Time Fourier Transformation*) esetén n értéke negatív végtelentől pozitív végtelenig tart, DFT esetén nullától N -ig):

$$Z[f_s(t)] = F(z) = F_s(s) \Big|_{s=\frac{1}{T}\ln(z)} = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT)z^{-n} \quad (65)$$

Az z változót késleltetési vagy eltolási operátornak is nevezhető, a z^{-n} -nel való szorzás időtartományban megmutatja, hányadik az adott minta a jelsorozatban. z^{-1} időben egy mintavétellel való késleltetés, z időben egy mintavétellel előbbi előidejűséget jelent. A

$$z = e^{st} = e^{j\omega} \quad (66)$$

kifejezés a lineáris komplex frekvenciatartományt (ordináta tengely a komplex frekvencia síkon), zérus középpontú, egységnyi sugarú körre képezi le a komplex z síkon. A komplex frekvencia tartomány bal síkját a körön belüli síktartományra, a jobb oldalit, pedig az egység sugarú, zérus középpontú körön kívüli síktartományra transzformálja. Ha z általánosítjuk, és z -t kicseréljük egy z_k diszkrét ponthalmazra, ami egy kontúr vonal mentén egyenletesen elosztott k pontból áll.



19. ábra: A z transzformáció kontúrvonala IDFT (bal) és ICZT (jobb) transzformáció esetén, (76) alapján (mintahossz: 130 pont, IDFT és a ICZT 130 pontos, IDFT 0 – 64,064 m (kezdőpont: 1 + 0 i, növekmény: 998,832m -48,314m i), ICZT 5 – 25 m (kezdőpont: 883.921m +467.636m i, növekmény: 999,886m -15,088m i), 9 – 9,3 GHz sörpési tartomány)

Az N pontos **DFT** megfelel egy olyan sorozatnak, ahol a z transzformáció k összes pontjára, kiszámításra kerül ($A=1$, $W=e^{-j2\pi/N}$):

$$F(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT)z_k^{-n} \quad (67)$$

DFT esetén:

$$z = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)k} \quad (68)$$

$$k = 0 \dots N-1$$

Ami megegyezik a diszkrét Fourier transzformációval:

$$F[k] = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (69)$$

Ha z_k egy általános spirál kontúr, akkor:

$$z = AW^{-k}$$

$$k = 0 \dots M-1$$

$$A = A_0 e^{j2\pi\theta_0} \quad (70)$$

$$W = W_0 e^{j2\pi\phi_0}$$

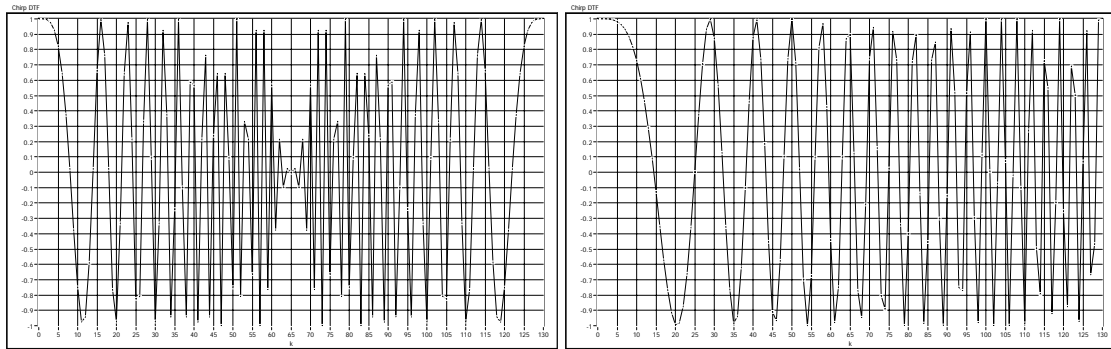
$$F[z_k] = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) (AW^{-k})^{-n}$$

Ahol az M a $F[z_k]$ **chirp-z** transzformáció eredményének számossága, az A a spirál kezdőpontja, a W pedig a spirál a növekménye (lásd 19. ábra). Az A_0 meghatározza a kezdő rádiuszát a kontúrnak, a W_0 ha kisebb, mint egy növekvő, ha nagyobb, mint egy csökkenő, ha egyenlő eggyel, akkor állandó (kör) átmérőjű a spirál. Φ_0 meghatározza a transzformáció osztásközét, Θ_0 , pedig a tört frekvenciáját (mintavételi frekvenciára normalizálva) az első kimeneti értéknek ($k=0$).

Továbbá a:

$$z_k^{-n} = A^{-n} W^{nk}$$

$$nk = \frac{n^2 + k^2 - (k-n)^2}{2} \quad (71)$$



20. ábra: Az előző ábrához tartozó $W^{k^2/2}$ chirp függvény valós része. IDFT (bal) és ICZT (jobb) transzformáció esetén,

Ez alapján a felírható:

$$F[z_k] = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) A^{-n} W^{(n^2 + k^2 - (k-n)^2)/2} \quad (72)$$

$$F[z_k] = W^{\frac{k^2}{2}} \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) A^{-n} W^{\frac{n^2}{2}} W^{-\frac{(k-n)^2}{2}}$$

Ha $g(n)$ és $v(n)$ függvény a következőképpen definiáljuk:

$$g(n) = f(nT) A^{-n} W^{\frac{n^2}{2}} \quad (73)$$

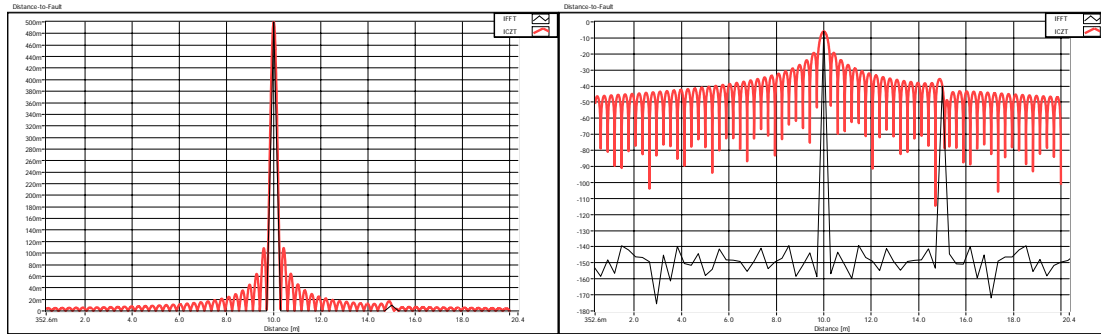
$$v(n) = W^{-\frac{n^2}{2}}$$

Behelyettesítve:

$$F[z_k] = W^{\frac{k^2}{2}} \sum_{n=0}^{N-1} g(n) v(k-n) \quad (74)$$

Ahol $F[z_k]$ felírható $g(n)$ és $v(n)$ diszkrét konvolúciójával, ami már számolható FFT-vel és nullákkal való kiegészítés módszerével.

Az algoritmus a nevét a $W^{k^2/2}$ előtagról kapta, ami DFT esetén megfelel egy komplex szinuszoidnak, amelynek frekvenciája lineárisan nő (a konvolúció során is hasonló chirp függvénnyel való szorzás történik). Ezt a jelformát lineáris **chirp**-nek nevezik (lásd 20. ábra).



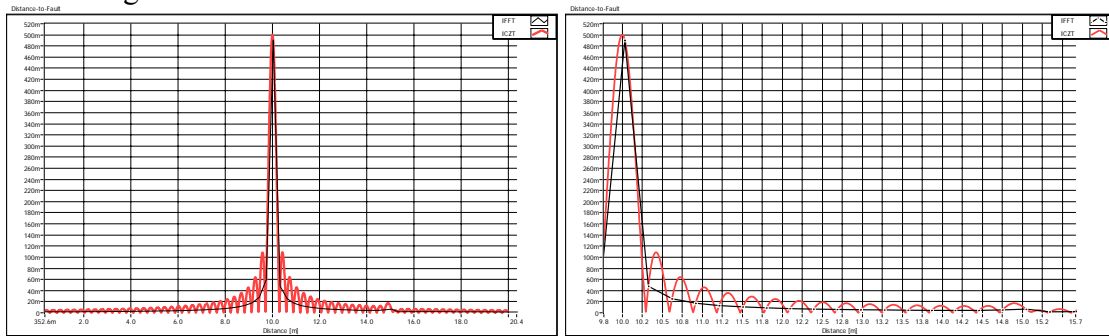
21. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban IDFT és ICZT transzformáció összehasonlítása (szimuláció, négyszögletes ablakfüggvény, bal ábra: lineáris amplitúdó egység, jobb ábra: logaritmikus amplitúdó egység, IFFT 0 – 1.204km, ICZT 0 – 20 m tartomány, 4096 pont, 9 – 9,50988GHz, bal impulzus: $\rho = -0,5$ és szinkron 10 m távolságra, jobb impulzus: $\rho = 0,01$ és szinkron 15 m távolságra lévő diszkontinuitás)

A chirp és inverz chirp-z transzformáció paramétereit a következőképpen kapjuk meg (ugyanaz mindkettőnél, inverz transzformáció esetén a megfeleltethető paraméter párok: $1/\Delta f \rightarrow f_s$, $t_1 \rightarrow f_1$, $t_2 \rightarrow f_2$):

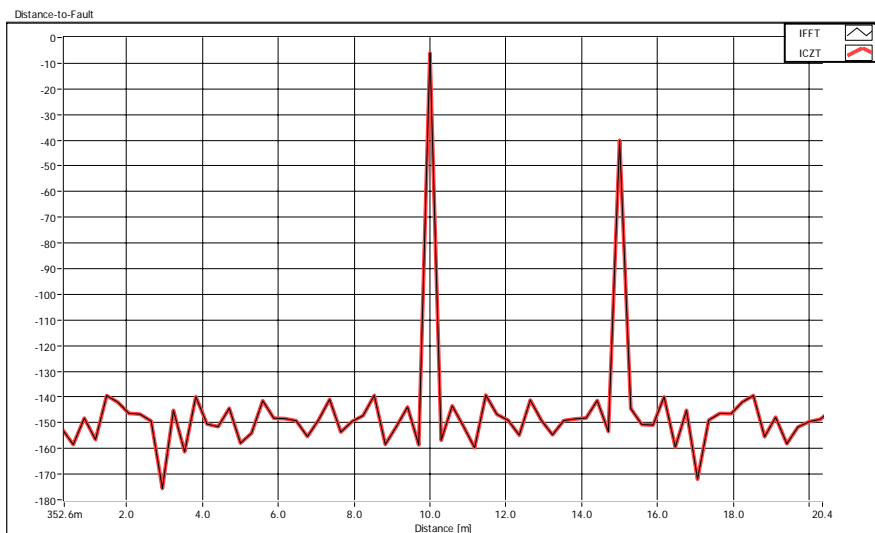
$$A = e^{\frac{2\pi f_1}{f_s}} \quad (75)$$

$$W = e^{\frac{-2\pi(f_2 - f_1)}{f_s(k-1)}}$$

Ahol f_1 start, f_2 a stop, f_s a mintavételi frekvencia, a k a chirp-z transzformáció kimeneti számoossága.



22. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban IDFT és ICZT transzformáció összehasonlítása (szimuláció, négyszögletes ablakfüggvény, lineáris amplitúdó egység, négyszögletes ablak, jobb ábra: nagyított bal ábra, IFFT 0 – 1.204km, ICZT 0 – 20 m tartomány, 4083 pont, 9 – 9,50826GHz, bal impulzus: $\rho = -0,5$ és aszinkron 10 m távolságra, jobb impulzus: $\rho = 0,01$ és aszinkron 15 m távolságra lévő diszkontinuitás)



23. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban IDFT és ICZT transzformáció összehasonlítása azonos paramétereknél (szimuláció, négyszögletes ablakfüggvény, logaritmikus amplitúdó egység, IFFT 0 – 1.204 km, ICZT 0 – 1.204 km tartomány, 4096 pont, 9 – 9,50988GHz, bal impulzus: $\rho = -0,5$ és szinkron 10 m távolságra, jobb impulzus: $\rho = 0,01$ és szinkron 15 m távolságra lévő diszkontinuitás)

Az inverz chirp-z⁸ transzformáció tulajdonságai az IDFT összevetve ([90], [91], [92], [93], [94], [95], [96], [97], [98], [102], [103], [104], [105]):

- Alkalmazható olyan számsorozatra is, aminek hossza nem kettő hatványa.
- Gyorsan számítható klasszikus FFT-k frekvenciatartománybeli konvolúciójával.

⁸ CZT, Chirp-Z Transformation, Bluestein FFT algoritmus

- Az **inverz chirp-z** transzformáció az alábbiak szerint kapható meg, paraméterei megfelelnek az előbb ismertettekkel (75):

$$h[n] = \frac{1}{N} ICZT(H[n]) = \frac{1}{N} CZT^*((H[n])^*) \quad (76)$$

$$n = 0 \dots N-1$$

- ICZT esetén az **eredmény számossága** a minták száma, vagy annál kisebb, szabadon választható, ellentétben a komplex IDFT-vel, ahol a minták számával egyezik meg.
- A transzformáció **ábrázolási felbontása ICZT** esetén, ahol k a transzformáció kimeneti blokkjának számossága:

$$\Delta t = \frac{t_2 - t_1}{k-1} \quad (77)$$

- A transzformáció **ábrázolási felbontása IDFT** esetén:

$$\Delta t = \frac{1}{N\Delta f} = \frac{N-1}{(F_2 - F_1)N} \quad (78)$$

- A (77) és (78) alapján látható, hogy az ICZT transzformáció ábrázolási felbontása nagyobb lehet az IDFT-nél. Az ICZT az időtartománybeli rugalmas zoomolást tesz lehetővé.

- A transzformáció **impulzus felbontása ICZT** esetén:

$$\Delta t = \frac{1}{N\Delta f} = \frac{N-1}{(F_2 - F_1)N} \quad (79)$$

- A transzformáció **impulzus felbontása IDFT** esetén:

$$\Delta t = \frac{1}{N\Delta f} = \frac{N-1}{(F_2 - F_1)N} \quad (80)$$

- Az **impulzus felbontás** minkét transzformáció esetén **azonos** (lásd (80), (79)), az ICZT - kinagyítás esetén - kiszámítja a két IDFT minta között a *sinc* függvényt (lásd: 22. ábra) (sajnos cserébe oldalsávokat kapunk, bizonyos esetekben akár rosszabb eredményt, mint IDFT-vel (lásd: 21. ábra)). ICZT esetén a kiértékelhetőség jobb, megfelelően alkalmazott kinagyítás esetén a nagy impulzusok amplitúdója pontosabban meghatározható. Az amplitúdó helyesség, megfelelően kivitelezett zoomolás esetén növekszik, bizonyos esetekben az ablakfüggvény alkalmazását akár mellőzhetjük is.

- Az IDFT transzformáció a következő **időtartományt** képi le:

$$0 \leq t \leq \frac{N-1}{N\Delta f} = \frac{N-1}{N} \cdot \frac{N-1}{F_2 - F_1} \quad (81)$$

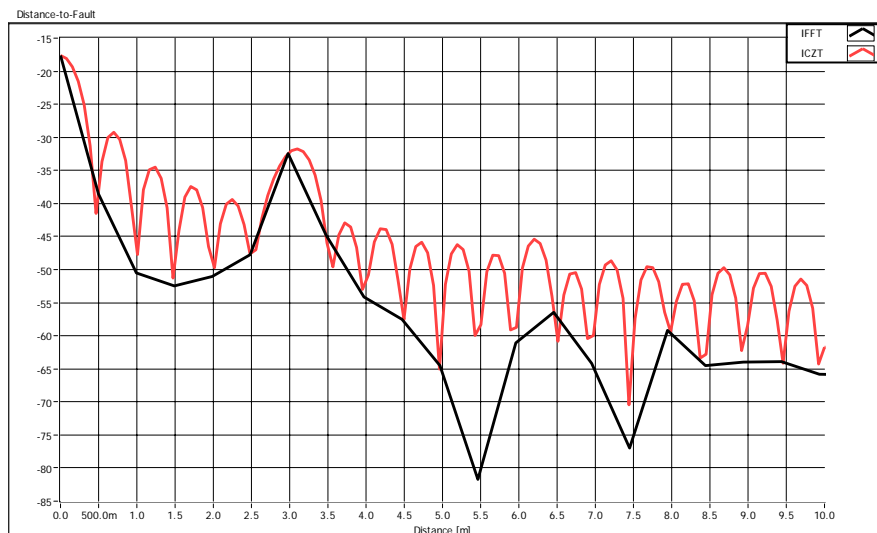
- Az ICZT transzformációval a következő **időtartomány** lehet leképezni:

$$0 \leq t < \frac{1}{\Delta f} = \frac{N-1}{F_2 - F_1} \quad (82)$$

- Az IDFT transzformáció utolsó eleme az átlapolódásmentes időtartomány egy lépésközzel csökkentett értéke (81). Az ICZT transzformáció felső határa egészen a átlapolódásmentes időtartomány felső határa (82). Így az ICZT-vel nagyobb tartomány képezhető le.

- Az ICZT és a IDFT eredménye **azonos**, ha az ICZT nagyítási tartománya zérus időponttól a IDFT utolsó átlapolódásmentes időpontjáig tart (lásd: 23. ábra).
- A zoomolással **időtartományban kikapuzhatóak** (*time domain gating*) a számunkra érdekes hibahelyek, és visszatranszformációval megállapítható, a **kikapuzott tartomány reflexiós tényezője a frekvencia függvényében**.
- A fenti időértékek átkonvertálhatók **távolság tartományba**, **reflexiós impulzusválasz helyfüggvény** esetén $cv_r/2$ -vel való szorzással.

A fentiek figyelembe vételével megállapítható, hogy a két transzformáció egymást kiegészíti, ezért célszerű mindkettő párhuzamos alkalmazása, ami lehetővé teszi a mérések korrekt kiértékelését.



24. ábra: A frekvencia – reflexiós tényező tartományban alkalmazott eredeti hosszágú 130 pontos IDFT és a 130 pontos inverz chirp-z transzformáció összehasonlítása (négyzetes ablakfüggvény, 3 m távolságra elhelyezett referencia tárgy, 0 – 10 m és 9 – 9,3 GHz söprési tartomány, az amplitúdó nem korrigált, IFFT 0 – 64,064 m, ICZT 0 – 10 m)

LabVIEW™ fejlesztési környezetben készült demonstrációs program rövid ismertetése

A dolgozat ábrái és a számítások megkönnyítése érdekében elkészült egy demonstrációs program, melynek segítségével elvégezhetőek a következő feladatok:

- Az IDFT és ICZT transzformáció segítségével meghatározható a frekvencia tartományban mért vagy modellezett komplex reflexiós tényező időtartományú impulzusválasza, a transzformációk eredményének összehasonlítása.
- Az ICZT paraméterei, kontúrvonala, chirp függvénye valamint egyéb paraméterei meghatározhatóak, az IDFT megfelelő paramétereivel összevethetőek.
- A széles választékban rendelkezésre álló ablakfüggvények hatása demonstrálható valós és szimulált mintákon.
- Számos szimulált (Microsoft® Office Excel) és mért adat elérhető, a könnyebb megérthetőség biztosítására.

- A szoftver a sebesség tényezőt és a kábelcsillapítást figyelembe veszi, hatásukat kompenzálja.
- A rendelkezésre álló SiteMaster™ kábel hibahely meghatározó műszer családot, szoftveresen egy igen széles körben alkalmazható, időtartománybeli képességekkel is bíró, általános - nagy értékű - reflexiós paraméter és vektoriális hálózat analizátor (két kapus kivétel) képességekkel bíró műszerré lehet alakítani, az elkészült program kiegészítésével.
- A későbbiekben ismertetésre kerülő háttér kompenzációs algoritmus tesztelhető. Ilyen elven végzett mérések, a műszer szoftverével nem kivitelezhetőek.
- A precíz reflexiós tényező frekvencia tartományú meghatározáshoz vagy kiterjedt fizikai méretű (hossz) céltárgyak esetén, időtartománybeli kapuzás a szoftver fejlesztése esetén megoldható (gyári szoftver nem tartalmazza).
- A szoftver „forráskódja”, minta adatok és a szimulációk mellékletként rendelkezésre állnak.

Az ábra (24. ábra) alapján látható, hogy a műszer által generált (illetve a saját szoftvere által utólagosan számított⁹) és a külső konverziós program eredménye jól fedi egymás (7. ábra, 24. ábra). A mért és a két program által számított eredmények összevetése, valamint szimulált adatok alapján, megállapítható, hogy a program a frekvencia függvényében mért reflexiós tényező, hibahely konverziót helyesen hajtja végre.

„Ismeretlen” Luneberg lencse radarkeresztmetszetének megállapítása összehasonlító FDR módszerrel

Az FDR módszer segítségével, megfelelően megválasztott mérési összeállítással meghatározható a céltárgyak radarkeresztmetszete. A módszer egyes elemeit ismerheti meg az olvasó a következő fejezetekben.

A radarkeresztmetszet meghatározásának módszere

A radarkeresztmetszet (14) és a reflexiós csillapítás (*Return Loss*) definíciós kifejezését összehasonlítva (83), látható a hasonlóság. Mindkét kifejezés a visszavert P_{BS} vagy a P_R jel viszonyát határozza meg a beeső S teljesítmény sűrűséghez vagy a P_I haladó teljesítményhez.

$$\sigma[dBm^2] = \sigma[dBm^2] = 10 \lg \left(\frac{4\pi \frac{P_{bs}}{S}}{1m^2} \right) \quad (83)$$

$$RL[dB] = 10 \lg \frac{P_R}{P_I} = 20 \lg \rho = 10 \lg(\rho^2)$$

Az S teljesítmény sűrűség síkhullámok esetén, ami feltétel az antennák távolyterében teljesül, az adóantennától adott távolságra állandó, egyenesen arányos az antennára jutó teljesítménnyel és fordítottn a távolság négyzetével.

Ha ismert radar-keresztmetszetű tárgyakat viszonyítunk egymáshoz – azonos térbeli pozícióban és az S teljesítmény sűrűség azonos -, akkor a következő arányosságok igazak:

⁹ Anritsu, Handheld Software Tools

$$\sigma_m [dBm^2] - \sigma_{ref} [dBm^2] = 10 \lg \left(\frac{4\pi \frac{P_{bsm}}{S}}{\frac{1m^2}{4\pi \frac{P_{bsref}}{S}}} \right) = 10 \lg \frac{P_{bsm}}{P_{bsref}} \quad (84)$$

Azaz a két keresztmetszet arányos a visszavert teljesítmények arányával, ahol σ_m a mért radarkeresztmetszet, σ_{ref} a referencia tárgy radarkeresztmetszete.

Általánosságban a (4) monosztatikus radaregyenlet, G_{ri} antenna nyereséget, P_{REC} vett teljesítményt és P_{TRANS} antennára jutó teljesítményt figyelembe vevő formájából kiindulva, a radarkeresztmetszet a következő:

$$\sigma = \frac{(4\pi)^3 R^4 P_{REC}}{(\lambda G_{ri})^2 P_{TRANS}} \quad (85)$$

Ha az antennára jutó P_{TRANS} teljesítményt állandó értéken tartjuk vagy a kisugárzott teljesítményhez képest elhanyagolhatóan kicsi a reflektált teljesítmény, akkor a két mért értéket egymáshoz viszonyítva kapjuk:

$$\frac{\sigma_m}{\sigma_{ref}} = \left(\frac{R_m}{R_{ref}} \right)^4 \frac{P_{RECm}}{P_{RECref}} \quad (86)$$

Azaz a két radarkeresztmetszet aránya a R_m és R_{ref} távolságból és a vett P_{RECm} és P_{RECref} teljesítmények arányából meghatározható.

A **radarkeresztmetszet pontos mérésére azonban** más eljárást kell alkalmaznunk, mivel a reflektált és haladó teljesítmény összemérhető viszonyban van egymással. Az adóantennába visszajutó jel, ott reflexiót okoz és a vett jel arányos az antenna táplálási pontján a P_{Rm} és P_{Rref} reflektált teljesítménnyel. A haladó P_I teljesítmény arányos az antennára jutó P_T teljesítménnyel. A reflexió miatt a kisugárzott P_{Tm} és P_{Tref} nem állandó. Fennállnak tehát a következő arányosságok:

$$\begin{aligned} P_{Rm} &\sim P_{RECm} \\ P_{Rref} &\sim P_{RECref} \\ P_{Im} &\sim P_{Tm} \\ P_{Iref} &\sim P_{Tref} \end{aligned} \quad (87)$$

Így a (85) alapján felírható:

$$\frac{\sigma_m}{\sigma_{ref}} = \left(\frac{R_m}{R_{ref}} \right)^4 \frac{P_{Rm}}{P_{Rref}} = \left(\frac{R_m}{R_{ref}} \right)^4 \frac{P_{Im}}{P_{Iref}} = \left(\frac{R_m}{R_{ref}} \right)^4 \frac{\rho_m^2}{\rho_{ref}^2} \quad (88)$$

Azaz az antenna talppontján mérhető teljesítmény reflexiók tényezőinek négyzetének aránya megegyezik a radarkeresztmetszetek arányával. Mivel a radarkeresztmetszet lineáris viszonyban van a teljesítmény arányokkal, így mértékegység helyesen, megkapjuk a σ_m

mért tárgy radarkeresztmetszetét, ha a σ_{ref} referencia tárgy ismert (hiteles) radarkeresztmetszetével szorozzuk:

$$\sigma_m [dBm^2] = 10 \lg \sigma_{ref} \frac{P_{Rm}}{P_{Rref}} \left(\frac{Rm}{Rref} \right)^4 = \sigma_{ref} [dBm^2] + 40 \lg \left(\frac{Rm}{Rref} \right) + RL_m [dB] - RL_{ref} [dB] \quad (89)$$

A fenti összefüggés alapján mérhető a radarkeresztmetszet, az **antenna nyereségek, tápvonal veszteségek az arányítás miatt kiestek**, így a **mérés hibája csökkent**. Azonban problémát jelent a tárgyak okozta, reflexiós csillapítás mérése.

Hagyományos módszerekkel, különféle összetett és lassú eljárásokkal lehet a helyfüggő reflexiós csillapítást megállapítani [123]. Egyszerűbb azonban az ismert FDR eljárással az **ismert távolságú hibahelyek reflexiós tényezőjével** számolni. A tárgyakat ekkor, hossz nélkülinek feltételezzük. A céltárgyak többsége viszont rendelkezik hosszirányú (az antenna és céltárgy vonala irányába eső) kiterjedéssel. Az FDR eljárás egy frekvencia sávban adja meg az adott pont reflexiós tényezőjét. Ha szeretnénk a tárgy okozta reflexiós tényezőt **frekvencia függvényében** látni, akkor az előző fejezetben ismertett **időtartománybeli kapuzást** kell alkalmaznunk, a tárgy okozta hossz tartományban mért reflexiós tényezőt, ki kell választanunk egy arra alkalmas kapufüggvénnyel és visszakonvertálnunk frekvenciatartományba. A kapuzott frekvencia tartománybeli görbe már a tárgy okozta reflexiós csillapítás frekvencia menete, a kívánt frekvencián - nagy pontossággal - megállapítható a tárgy reflexiós csillapítása. Ezután már a radarkeresztmetszet számítható (89) alapján. Az FDR módszer lehetőséget ad a talajreflexiók, többutas terjedések és a többszörös visszaverődések kiküszöbölésére, mivel távolság alapján ezek – jól megválasztott tárgy távolság esetén – elkülöníthetők.

Problémát okoz még a mérés **helyszínének és az antennának** - vektoriálisan additív -, hibát okozó reflexiós tényezője. A mérés felbontása és pontossága növelhető, ha az előzőleg frekvencia függvényében megmért háttér reflexiós tényezőt, vektoriálisan kivonjuk a céltárgy, valamint a referencia tárgy reflexiós tényezőjének frekvencia menetéből. Ez a módszer nem helyettesítheti a nagy mérőlaboratóriumok rendelkezésére álló rádiófrekvenciás mérőszobát (süketszoba, melynek fala a rádiófrekvenciás sugárzást széles frekvencia tartományban elnyeli (vagy legalább a mért sávban), *anechoic chamber*) [143], bár a visszaverődésekből okozta hiba nagyban csökkenthető alkalmazásával. ([1], [6], [7], [15], [16], [41], [42], [46], [58], [80], [81], [82], [83], [85], [100], [99], [101], [107], [109], [123], [139]).

Referencia tárgynak alkalmas geometriai testek és szögvisszaverők radarkeresztmetszete

Az előző fejezet alapján szükségünk van referencia tárgynak alkalmas, egyszerű geometriai vagy összetett testre, ami mechanikailag stabil és jól számítható radarkeresztmetszettel rendelkezik, kalibrálás esetén alakját méretét jól tartja, és visszaverőképességét megőrzi.

Típus f = 9.15 GHz $\lambda_0 = 0,0328$ m	Méretek [m]	Maximális σ [m ²]	Fél σ tartozó szögérték	
			Θ [°]	Φ [°]
Gömb	2a = 0,18 m	0,0254 m ²	-	-
Henger	2a = 0,18 m b = 0,18 m	0,56 m ²	-	$\pm 2,36^\circ$

Típus f = 9.15 GHz $\lambda_0 = 0,0328$ m	Méretek [m]	Maximális σ [m ²]	Fél σ tartozó szögérték	
			Θ [°]	Φ [°]
Négyszögletes lemez	a = 0,18 m b = 0,18 m	12,26 m ²	$\pm 2,36^\circ$	$\pm 2,36^\circ$
Kerek lemez	2a = 0,18 m	7,55 m ²	$\pm 2,36^\circ$	$\pm 2,36^\circ$
Dihedral derékszögű sarokreflektor	a = 0,18 m b = 0,18 m	24,51 m ²	$\pm 15^\circ$	$\pm 2,36^\circ$
Trihedral sarokreflektor	a = 0,18 m	4 m ²	félkúpszög: 20°	
Lekerekített Trihedral	a = 0,18 m	15,22 m ²	félkúpszög: 16°	
Négyzetes trihedral	a = 0,18 m	36,88 m ²	félkúpszög: $11,5^\circ$	

4. táblázat: Megközelítőleg azonos fizikai méretű geometria testek és szögvisszaverők optikai tartománybeli elméleti radarkeresztmetszetének összehasonlító táblázata (ideális visszaverő felülettel rendelkező anyagból) (14. táblázat)

Referencia tárgynak célszerű olyat választani:

- **Keresztmetszete** hasonló a mért tárgy keresztmetszetéhez, az antenna főnyalábjában hasonló teljesítmény jut rá, mint a céltárgyra. A mérete miatt nem esik kívül az antenna homogén felületi teljesítménysűrűségű nyalábjából (távoltér).
- **Radarkeresztmetszete**, azonos nagyságrendben van a céltárggyal, a hányadosképzés nem jár nagy hibával.
- A fél radarkeresztmetszethez tartozó **oldal- és magasságszöge** viszonylag nagy, **széles látószögben közel azonos radarkeresztmetszettel** rendelkezik. Ha precíziós, nagy felbontású ($0,02^\circ$, $0,05\text{mm}$ [143]), pozicioner és automatizált mérőapparátus rendelkezésre áll, akkor e feltételnek nem kell eleget tenni.
- Jó felületi **vezetőképességgel** rendelkezzen, ami réz vagy nemesfém felületi réteggel biztosítható.
- Felületi érdessége legyen kicsi, jó visszaverőképességgel rendelkezzen.
- Könnyen gyártható, vagy kereskedelmi forgalomban beszerezhető legyen.
- Külső erőhatásokra ne deformálódjon, mechanikailag szilárd legyen.

A táblázatok alapján (4. táblázat, 14. táblázat), a referencia céltárgynak a **gömb**, a **háromszögletű trihedral** és - az előzőek alapján - a hitelesített felülettel rendelkező **Luneberg reflektor** jöhet számításba. ([69], [71], [72], [73], [75], [76], [140], [143]).

Lehetséges referencia tárgyak értékelése a konkrét mérés szempontjából

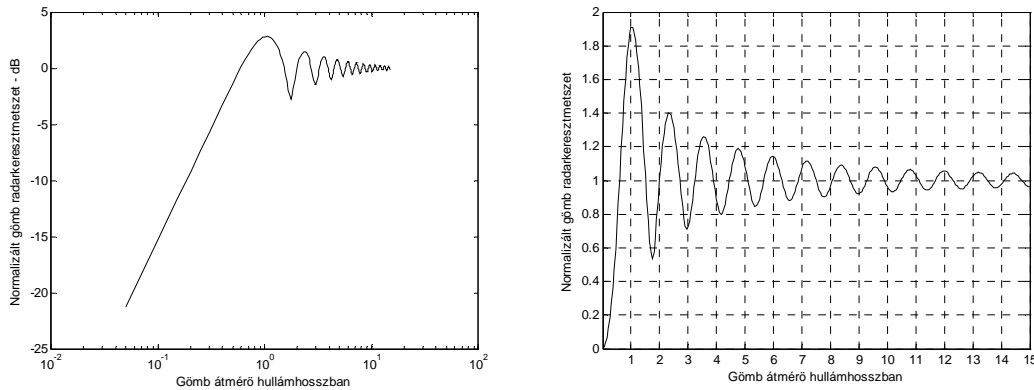
A tökéletesen vezető, és sima, geometriai **gömb** effektív radarkeresztmetszete, ha az r rádiusza jóval nagyobb, mint a hullámhossz:

$$\sigma_{\text{sphere}} [m^2] = \pi r^2 \quad (90)$$

Ha a felületi visszaverőképességet is figyelembe vesszük, akkor:

$$\sigma_{sphere}[m^2] = \pi r^2 \zeta_b \quad (91)$$

Ahol a ζ_b a visszaverőképesség (relatív egységben, ha értéke egy, akkor az a teljes visszaverődés esete).



25. ábra: Gömb radarkeresztmetszete a hullámhosszra vonatkoztatott átmérő függvényében [124](bal ábra logaritmikus egységben, logaritmikus átmérő/hullámhossz skála, jobb ábra lineáris egység, lineáris átmérő/hullámhossz skála)

A **gömb** sugarát gyakorlatilag a hullámhossz tízszeresére (nagyobb pontossági igény esetén 20-50-szeresére) felettire kell választani, hogy az optikai tartománynak megfelelő, frekvencia független, elméleti radarkeresztmetszetet kapjuk. Kisebb frekvencián lehetséges az ábra (25. ábra) és a hozzá tartozó számítás alapján meghatározni az RCS értékét. Széles frekvenciasávú méréssel is kompenzálhatjuk a hibát, ekkor legalább egy visszaverődési érték minimumot és maximumot kell keresni, majd átlagolni azokat (vagy 25. ábra alapján görbét illeszteni rá és megkeresni az elméleti értéket). A gömb referencia tárgy legértékesebb tulajdonsága, hogy **nincs irányítottsága**, így elegendő a mérőantennát a középpontjára irányítani! Azonban a gömb RCS-e alacsony, ami az összehasonlítást megnehezíti.

Gömb esetében a következő tulajdonságokat kell figyelembe venni:

- 9,15 GHz-en a gömb sugarának a 10-szeres viszonyhoz $r=0,328\text{ m}$ -nek kellene lennie, ami elfogadhatatlanul nagy, ezért mindenképpen számításal kell kompenzálnunk az elméleti RCS értékét.
- A referencia tárgynak például, megfelel - az előző feltételekkel - egy 250 mm átmérőjű acél csapágygolyó [79], amit kereskedelmi forgalomban be lehet szerezni. A csapágygolyónak igen nagy a geometriai pontossága, felülete polírozott és galvanizálással bevonható egy jól vezető, vékony réz és/vagy aranyréteggel.
- A számított radarkeresztmetszete a 0,18 m átmérőjű gömbnek, ha a sugara 10-szer nagyobb az alkalmazott hullámhossznál: $0,0254\text{ m}^2$, ami meglehetősen **kis érték**,
- Keresztmetszete: $0,0254\text{ m}^2$,
- Laboratóriumban hitelesíthető a radarkeresztmetszete.

Hitelesített **Luneberg reflektor**: a tökéletes referencia tárgy szerepét játszhatná a mérési összeállításban:

- Átmérője: 0,18 m, megegyezik az „ismeretlen” reflektor átmérőjével (mivel mi választottuk),
- Keresztmetszete: 0,0254 m²
- Radarkeresztmetszete: névleges, maximális 5,5 m / 9,375 GHz (a gyártó akár több frekvencia ponton is megméri, szóbeli és írásbeli egyeztetés, Lun`tech)
- Laboratóriumban hitelesíthető a radarkeresztmetszete.
- Fél radarkeresztmetszethez tartozó oldalszög: $\Theta = \pm 55^\circ / 9,375 \text{ GHz}$, magassági szög $\Phi = \pm 55^\circ / 9,375 \text{ GHz}$
- Ha egy teszt reflektor beszerzésre kerül (szerelvényekkel), akkor azzal valós körülmények közt, célrepülőgéppel és a lokátorral, ellenpróbázható a célanyag láthatósága.

A Luneberg reflektor legfőbb előnye itt is a **széles látószög**, így elegendő a mérőantennát annak középpontja felé irányítani, ha a fémezés az ellenkező oldalon található.

A **háromszögletű trihedralnak** elég nagy a látószöge, látszólag könnyen gyártható, de ha derékszögtől eltérőek az oldalszögei, akkor igen nagy hibával számolhatunk. Ha a trihedral oldalszöge 1°-kal eltér a 90°-tól, akkor a radarkeresztmetszet 5dB-el csökken (3,16-od). Ugyanígy az oldalaknak is síkfelületűnek kell lennie ([71], [140]). Hiteles szögviszaverő gyártása, így csak megfelelő körültekintéssel és gépi megmunkálással lehetséges! Néhány tulajdonságát kiemelve:

- Anyaga: jól vezető vörösréz, vagy nemesfém bevonatú rézötvözet,
- Oldalai: gépi megmunkálással készült, polírozott felülettel,
- Sarokszög: nagy pontossággal derékszög, gépi megmunkálással és megfelelő kivitelezéssel be kell tartani,
- Az oldalhosszának hosszabbnak kell lennie a levegőben mért hullámhossznál, 0,18 m megfelelő,
- Keresztmetszete: 0,03125 m²
- A fenti oldalhosszal maximálisan 4 m² névleges effektív radarkeresztmetszettel rendelkezik a trihedral,
- Fél radarkeresztmetszethez tartozó oldalszög: $\Theta = \pm 20^\circ$, magassági szög $\Phi = \pm 20^\circ$,
- Laboratóriumban hitelesíthető a radarkeresztmetszete.

Bizonyos feltételekkel **vezető henger** is alkalmazható radarkeresztmetszet etalonnak, de ekkor a hosszirányban pozícionálni kell a referencia tárgyat. Például, az USA NIST¹⁰ is henger RCS etalonokat használ [41], [42], dihedral és trihedral mellett.

A **sík visszaverő lemez**, az elsőre egyszerű és jó referencia radarkeresztmetszetnek tűnő, négyszögletes lemez, keskeny oldal- és magasságiszög tartománya miatt alkalmatlan pozícioner nélküli mérésekhez. Így az első teszt mérés számszerű értékelését **meghiúsította** (lásd később)!

Az alkalmazott lemez néhány jellemzője

- Anyaga: vörösréz
- Mechanikai méretek: vastagság: 1 mm, szélesség: 380 mm, hossz: 500 mm

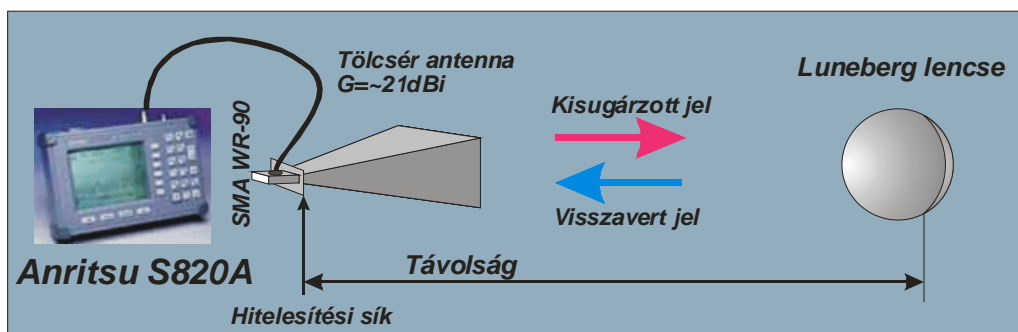
¹⁰ National Institute of Standards and Technology

- Számított radarkeresztmetszet maximuma: $421,45 \text{ m}^2 / 9,15 \text{ GHz}$
- Fél radarkeresztmetszethez tartozó oldalszög: $\Theta = \pm 0,2^\circ$, magassági szög $\Phi = \pm 1,1^\circ$

A fém mérőlemezt, mint referencia tárgyat, mindenképpen el kell vetni az egyszerű, kivitelezhető méréseknél.

A megvalósított kísérleti mérési összeállítás ismertetése

A kísérleti mérési összeállítás az ábra szerint (lásd: 26. ábra, 1. kép), egy Anritsu SiteMaster S820A - 3-20GHz frekvencia tartományú - kábel hibahely meghatározóból, egy precíziós fázis stabil N-N csatlakozós kábelből (Suhner), N csatlakozós koax-hullámvezető átmentből, egy mérő piramis tölcserantennából, valamint a mért Luneberg reflektort tartó műanyag állványból épült fel.



26. ábra: Radar keresztmetszet mérésére szolgáló összeállítás blokkvázlata (oldalnézet)

A műszer hitelesítése ($1/8 \lambda$ ofszetű rövidzárral, $3/8 \lambda$ ofszetű rövidzárral és lezáróval (50Ω), Anritsu) a hullámvezető-koax átmenet hullámvezető oldalán történt (lásd: 40. ábra). A választott frekvencia tartomány 9-9,3 GHz-es tartomány, ami az X-sávba esik, és **részlegesen megfelel a MISTRAL MCP** frekvenciájának. A frekvencia sáv választás az antenna minimális reflexiós tényezőjének frekvenciasávjából adódott (lásd: 41. ábra).

Az alkalmazott **piramis tölcserantenna** jellemzői:

- Anyaga: alumínium,
- Csatlakozás: WR-90 csőtápvonal karima (13. táblázat),
- Mechanikai méretek: nyílás $125 \times 150 \text{ mm}$, hossz 350 mm ,
- Irányítottság: $G_d = 21.6 \text{ dB} / 9,15 \text{ GHz}$,
- Félteljesítményű nyílásszög: H síkban $\Theta = \pm 8^\circ$, E síkban $\Phi = \pm 7^\circ / 9,15 \text{ GHz}$ (38. ábra),
- Reflexiós csillapítás: a karimán mérve $RL < -17 \text{ dB} / 9-9,3 \text{ GHz}$ (41. ábra),
- Polarizáció: függőleges.

Azért, hogy a beesési szög merőleges legyen a céltárgyakra, lehetőleg sík rádióhullámot kell biztosítani, azaz az **antenna távolterében kell mérnünk**. A $\pi/8$ fázishibához tartozó távolter a következőképpen számítható ([7] pp 325):

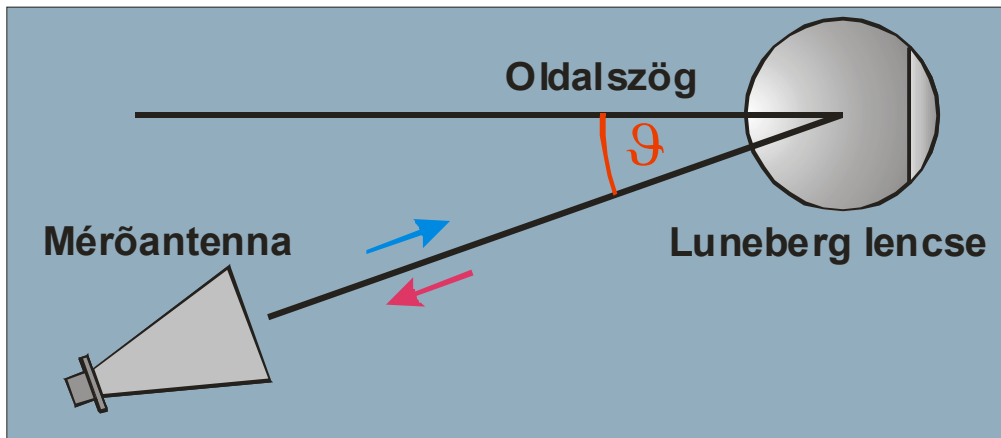
$$r \geq 2 \frac{d^2}{\lambda} \quad (92)$$

Ahol a d a céltárgy kiterjedése, a λ a mérési frekvenciához tartozó szabadtéri hullámhossz. A **távoltér határa** (ha a $\pi/8$ -as fázishibát elfogadjuk határfeltételnek), a 0,18 m átmérőjű Luneberg reflektor esetén és 9,15 GHz-en, **2m**. Megfelelő pontosságú mérésekhez legalább 4-5 m feletti távolságok szükségesek. A távolság nagyobbra választását a műszer érzékenysége (dinamika tartománya) határolja. Nagyobb érzékenység érhető el, az antenna - hullámvezető hangoló elemmel (*waveguide stub tuner*), történő - megfelelő illesztésével és/vagy nagyobb nyereségű antenna alkalmazásával.



1. kép: Radar keresztmetszet mérésére szolgáló összeállítás fényképe

Az antenna a földfelszíntől körülbelül 1 m magasságban került elhelyezésre egy munkapadon. Az antenna nyílásszögéből számolva, 3 m-en (minimális választott értékelhető távolság) a fél teljesítményhez tartozó besugárzott kör átmérője: 0,7 m. Tehát, a Luneberg reflektor és a céltárgy kiterjedése kisebb.



27. ábra: Radar keresztmetszet oldalszög függésének mérési összeállítása (felülnézet)

A céltárgy egy műanyag fotóállványon lett elhelyezve. Referencia tárgy az előzőleg ismertetett rézlemez volt.

A mérés lefolytatása:

1. Megmértük a háttér reflexiók tényezőjét a frekvencia függvényében.

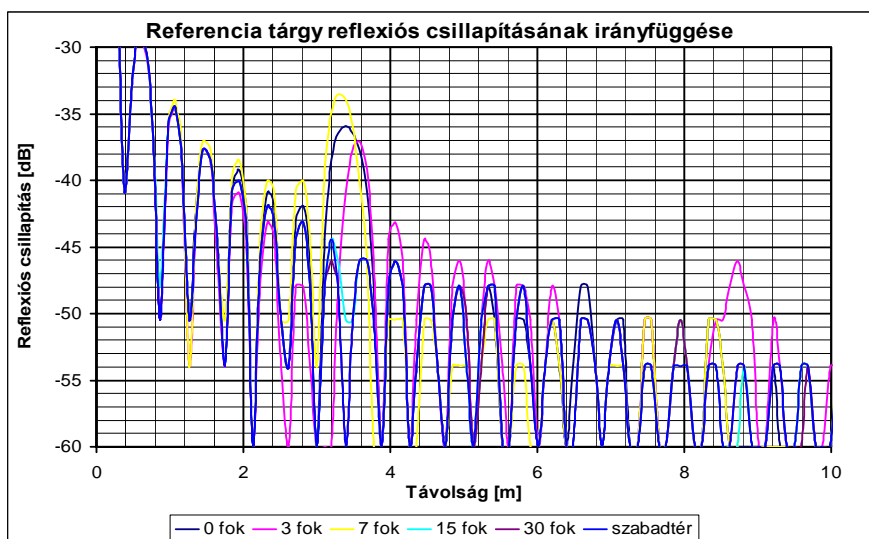
2. Különbféle távolságokon (1; 2; 3; 6,3 m) megmértük a referencia tárgy és a Luneberg reflektor reflexiós csillapítását.
3. 3,7 m távolságon megmértük a Luneberg reflektor (oldalszögek: 0; 30; 45; 60; 90; 135; 180°) és a referencia (oldalszögek: 0; 3; 7; 15; 30°) lemez (sikertelen) iránykarakterisztikáját.
4. Az eredmények a műszer memóriájában mentettük, ahonnan a PC-re később lettek áttöltve.
5. A mérés kiértékelése utólag történt a műszer saját szoftverével és a fejlesztett programmal.

Mérési eredmények elemzése

A mérés kiértékelésénél alapfeltételezés, hogy a tárgy hosszirányú kiterjedése zérus, csak keresztirányú kiterjedése van. A frekvencia függvényében mért reflexiós tényezőtől számítással meghatározásra került a távolság függvényében a reflexiós tényező. Ekkor az ismert távolságra elhelyezett céltárgy helyén a maximális reflexiós tényező a céltárgy reflexiós tényezője. Az egyszerűség érdekében az időtartománybeli kapuzást nem volt alkalmazva.

A mérési eredmények kiértékelése két módszerrel történt, egyik a műszer saját szoftverével (Anritsu, Handheld Software Tools v6.57), a másik a saját fejlesztésű LabVIEW™ programmal.

Az első módszer nem engedi meg az ablakfüggvények szabad megválasztását és a háttér reflexiós tényezőjének vektoriális kivonását a mért értékekből.



28. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítás irányfüggése a 3,7 m távolságra elhelyezett referencia tárgynak (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, néyszögletes ablakfüggvény)

Legelőször azonban tisztázni kell egy alapvető problémát, ami a mérés számszerűsítését megakadályozta. Az antenna főnyalábjára látszólag merőleges lemezt – kézzel fokozatosan elforgatva - irányfüggése rögzítésre került. A táblázat (lásd: 5. táblázat, 28. ábra) tartalmazza a - fenti módon számított - reflexiós tényező alakulását. A táblázatból látható, hogy a látszólag merőleges lemez, kevesebb rádiófrekvenciás jelet ver

vissza, mint a 7 fokra elfordított. Sajnos ez a mérés bebizonyította, a lemezszerű céltárgyak alkalmatlanok **egyszerű – pozícioner nélküli méréseknél - referencia tárgynak. Így a mérés eredményei nem számszerűsíthetők (a következő fejezet tartalmazza a szükséges módosításokat).**

A különféle távolságra elhelyezett Luneberg reflektor és réz lemez frekvencia függvényében mért abszolút reflexiós csillapításának (a táblázat középső oszlopa), valamint a műszer saját programjával hely függvényében számított reflexiós csillapítások menetét (jobb oldal) lehet látni a táblázatban (6. táblázat). A diagrammokon a kék vonal a Luneberg reflektor, zöld vonal a lemez görbéit jelöli.

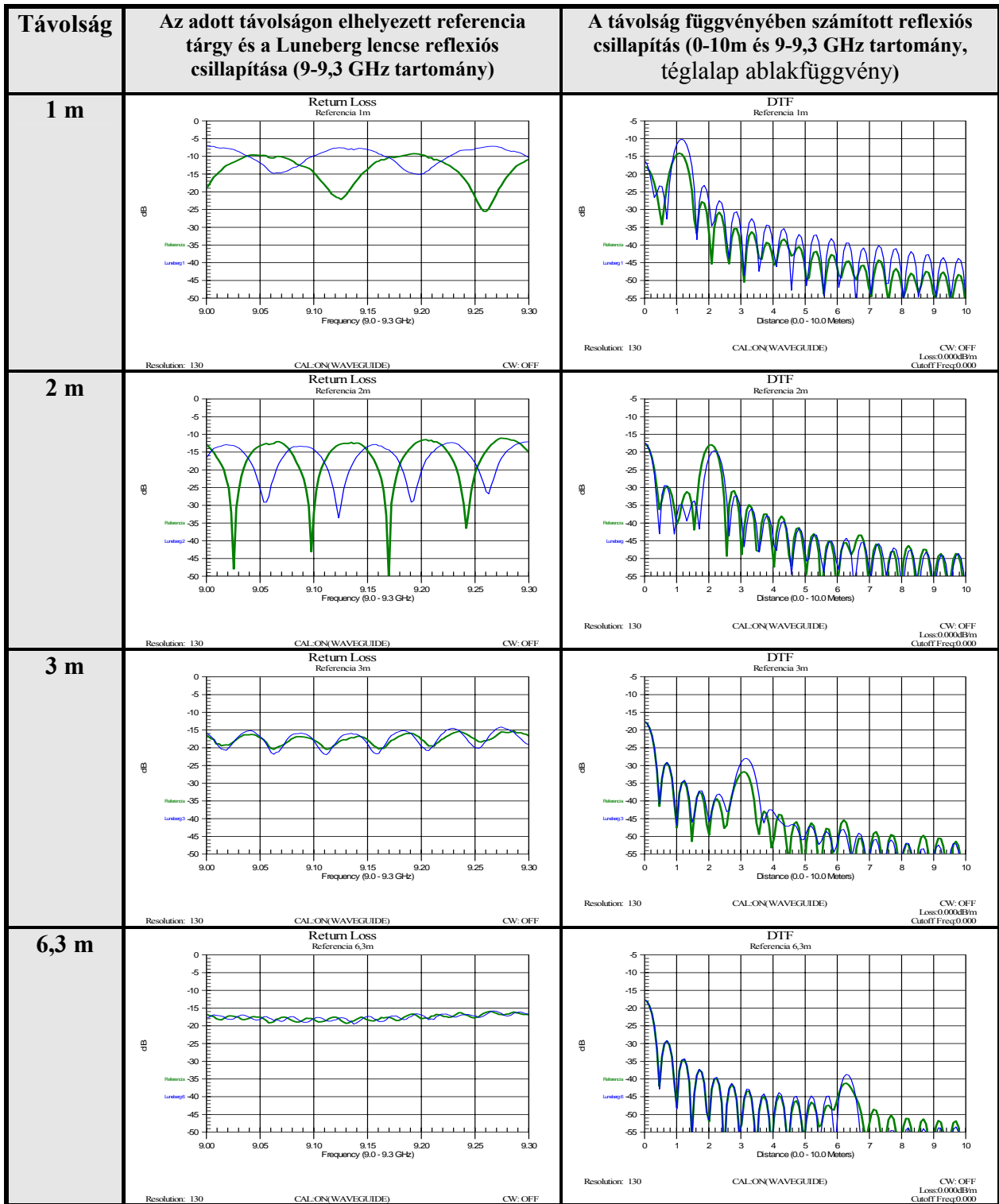
Oldalszög [°]	Reflexiós csillapítás [dB]
0	-35.92
3	-37.8
7	-33.56
15	-46.02
30	-46.02

5. táblázat: Az adott távolságon elhelyezett referencia lemez oldalszög függése a mérés szerint (9-9,3 GHz tartomány és a mért értékből számított reflexiós csillapítás a helyfüggvényében (0-10m))

A kiértékelés elején nem állt rendelkezésre a külső egyedi fejlesztésű program, így a műszer belső DTF konverziós (reflexiós tényező a hely függvényében) rutinját kellett futtatni. A rutin, mivel hullámvezetőre kalibráltunk, csak a hullámvezető paramétereit fogadja el. A műszer saját konverziós programjánál természetesen, bármilyen sebesség tényezőt és csillapítási értéket be lehet írni. A megfelelő működéshez csőtápvonal esetén, mivel a közeg levegő, a levegőben vett csoportsebesség megegyezik a fény sebességével. Ezért **(42)** kifejezés alapján a csőtápvonal **vágási frekvenciáját zérusra kell** változtatni. Azaz $f_c = 0$. Ha a céltárgy és a referencia tárgy azonos távolságra helyezkedik el a mérőantennától, akkor a csillapítási tényezőt bármekkora lehet, csak a referencia és a céltárgy esetén is azonos értéket kell alkalmazni. Viszonyítás esetén a csillapítási tényező értéke kiesik (lásd: 15. táblázat). Ennek ellenére a csillapítási tényezőt, nullára kell állítani, mert a pontos elektromos távolság meghatározása csak utólag, a mérésekből lehetséges (lásd: 6. táblázat). Ennek oka az, hogy a Luneberg reflektor **hosszirányú kiterjedéssel rendelkezik** (a megfelelő referencia tárgyaknak is hosszirányú kiterjedésük van), ráadásul dielektromos állandója eltér az egytől. Ezért a visszaverődés pontja, valahol a lencse mértani középpontja és a reflektáló hátsó oldal közt van.

Az előző fejezetek figyelembe vételével, négyszögletes ablakfüggvénnyel készültek a DTF diagrammok, a 0-10m-es tartomány kinagyításával.

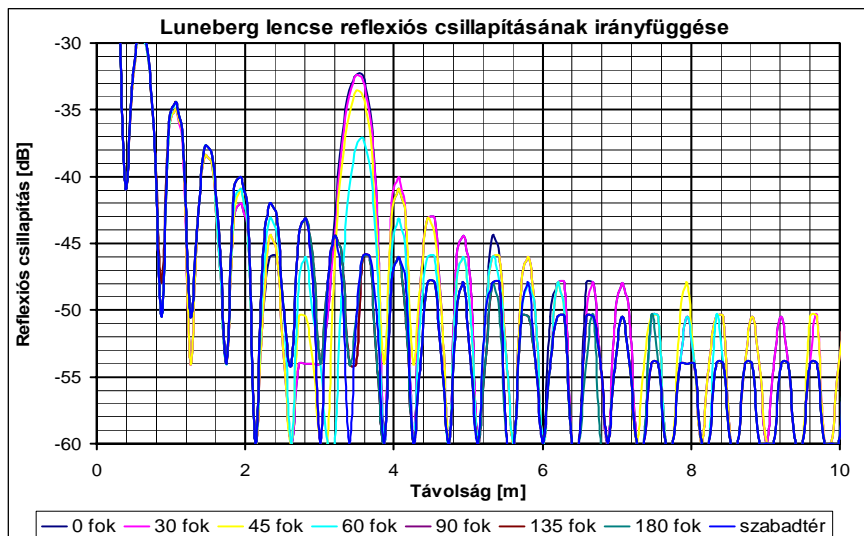
Számszerű kiértékeléseknél a (89) kifejezés alapján, a **szabadtéri terjedés** sajátosságait, és a **referencia tárgy radarkeresztmetszetét** figyelembe vevő összefüggéssel kell számolni, a FDR eljárás csillapítási tényezőjét pedig nullára kell állítani. Az összefüggés alkalmazásával a referencia tárgy és céltárgy eltérő helyzetét kompenzálni lehet. Ennek ellenére az antenna iránykarakterisztikájából adódó eltérések kiküszöbölésére, mindig célszerű azonos pozícióban elhelyezni a céltárgyat és a referencia tárgyat és külön-külön megmérni a reflexiós csillapítását.



6. táblázat: Az adott távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós csillapítása frekvencia függvényében (9-9,3 GHz tartomány) és a mért értékből számított reflexiós csillapítás a helyfüggvényében (0-10m)

A táblázat alapján látható (15. táblázat, $v_p=1$, $A=0$ dB/m), hogy a Luneberg reflektor az X-sáv 9-től 9,3 GHz-ig terjedő tartományában, szignifikánsan visszaveri a rádiófrekvenciás hullámokat.

A több-kevesebb sikerrel maximumra állított rézlemezhez képest a Luneberg reflektor, néha nagyobb reflexiós tényező értékeket, néha rosszabbakat produkált a mérés során. Azaz a lemezről visszaverődött rádiójel szintje, erősen függött a lemez függőleges és vízszintes helyzetétől, így a két céltárgy radarkeresztmetszetének összehasonlítása lehetetlen a tesztmérés alapján. A részletes mérési eredmények megtalálhatóak a mellékletben (3. számú melléklet), ahol a helyi maximumra állított markerek segítségével akár leolvashatók a Luneberg reflektor és a referencia rézlemez reflexiós tényezői.

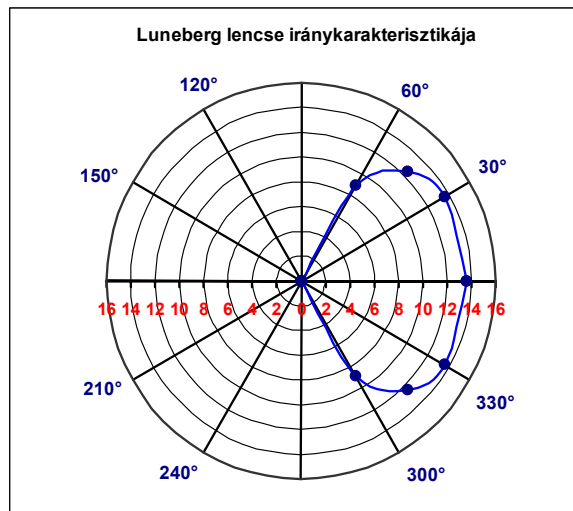


29. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítás irányfüggése a 3,7 m távolságra elhelyezett Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány)

A repülések során felmerült a kérdés, milyen oldalszöggel és magasságszöggel „látható” a Luneberg reflektorral felszerelt repülőgép. A kérdés megválaszolására a mérőantennától 3,7 m-re elhelyezett Luneberg reflektort fokozatosan elforgatva, annak iránykarakteristikája felvételre került (lásd: 29. ábra). A reflektor teljesen szimmetrikus iránykarakteristikájúnak bizonyult.

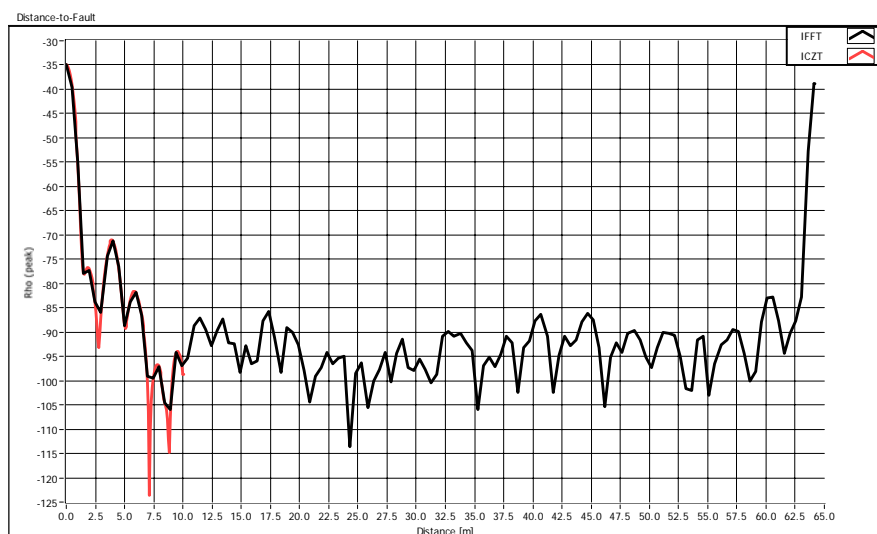
Mivel megbízható referencia adatok nem álltak rendelkezésre, ezért az ábrán látható (30. ábra) iránykarakterisztika az abszolút reflexiós csillapítás adatokból készült. Az így mért iránykarakterisztika gyakorlatilag azonos a gyártók 18 cm átmérőjű Luneberg reflektorra vonatkozó specifikációival (2. táblázat, 11. táblázat, 36. ábra). Ez a tény megerősíti, hogy a Luneberg reflektor az elvárásoknak megfelelően működik, és X-sávú. Egyedül az Emerson&Cuming mérési eredményeitől tér el az „ismeretlen” Luneberg reflektor mért iránykarakteristikája. Az Emerson&Cuming által mért iránykarakterisztika valószínűtlenül keskeny (35. ábra), ami adódhat a nyitott hullámvezetős mérési eljárásból.

Célszerű a repülőgép radarkeresztmetszet irányfüggésének ellenőrzése beépített Luneberg reflektorral.



30. ábra: Reflexiós csillapítás normalizált iránykarakterisztikája a 3,7 m távolságra elhelyezett Luneberg lencse esetén (9-9,3 GHz tartomány¹¹)

A mérés nagyobb precizitással kiértékelhető, ha az ablakfüggvények szabadon megválaszthatóak, a mérés helyszínének háttér reflexiós tényezője vektoriálisan kivonható az adott céltárgy reflexiós tényezőjének frekvencia menetéből. A pontosságot növelné, ha az időtartománybeli kapuzást alkalmaznánk a céltárgy és a referencia pozíciójára. E lehetőségek rugalmas kihasználására lett egy saját program kifejlesztve.

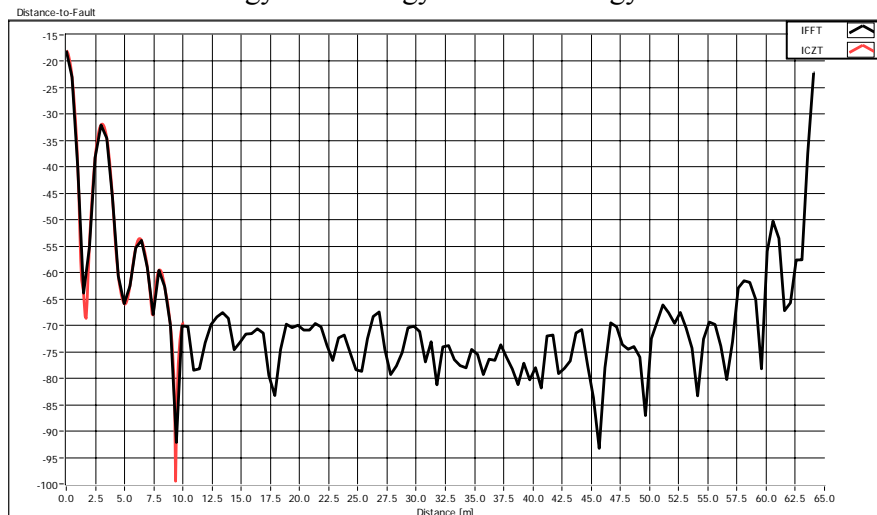


31. ábra: A mérés helyén a háttér reflexiós tényezőjének helyfüggése, jelentős reflektáló tárgyak: 0 m / -35dB; 3,953 m / -71,09 dB; 5.891 m / -81.618dB (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolph-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)

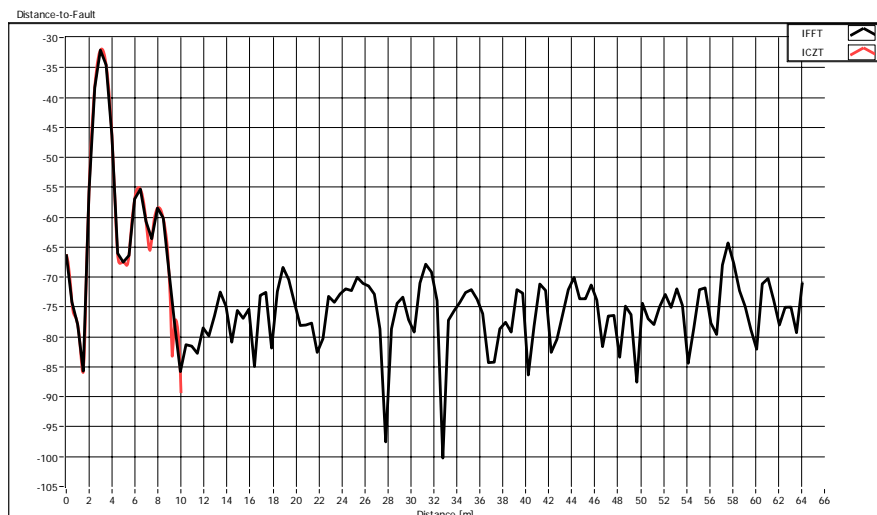
Az ábra (31. ábra), - 80 dB-es oldalsáv elnyomással rendelkező Dolph-Chebyshev ablakfüggvény alkalmazásával készült - a háttér hely függvényében számolt reflexiós

¹¹ készült Polar Plotter v1.6 EXCEL Add-in by Andy Pope

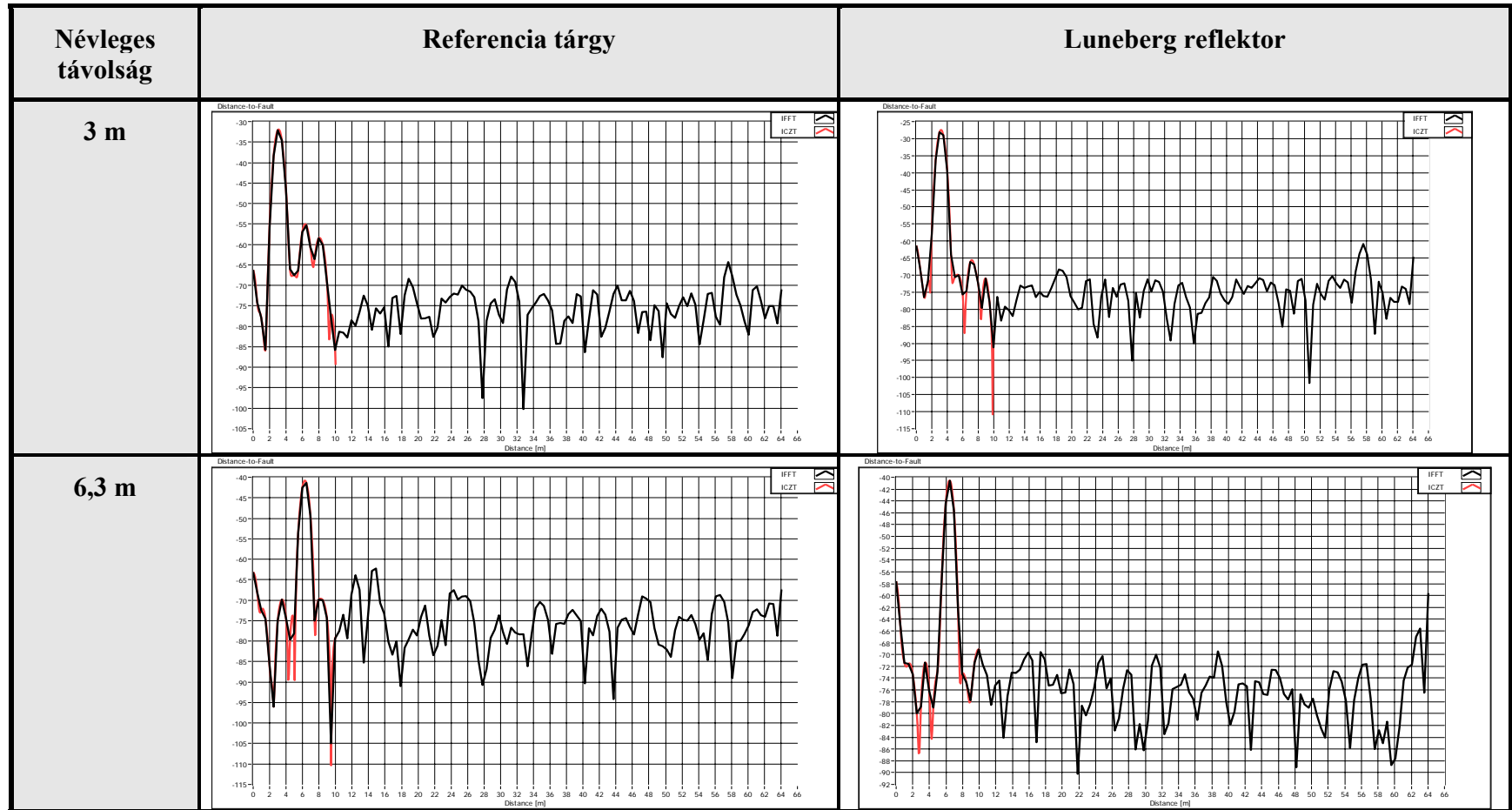
tényezőjét mutatja. Legelső reflexiós hely maga az antenna, a következő kettő talajreflexió és közeli fák vagy bokrok. Sajnos a mérés nem a legtokéletesebb helyszínen történt, de vektoriális kivonással a fals reflexiók hatása csökkenthető. Ezt bizonyítja a két ábra (32. ábra, 33. ábra) összehasonlítása. Az első ábrán (32. ábra) látszik a 0 m-nél lévő, az antenna és a hullámvezető-koax átmenet határán keletkezett reflexió, valamint a távolabbi reflexiók okozta impulzusok. Ugyanabból az adathalmazból a háttér kompenzációval számolt ábrán (33. ábra) már hiányoznak a fals reflexiós helyeknél lévő visszaverődési impulzusok. A módszer kompenzálja az azonos helyre eső háttér visszaverődés és valós céltárgy reflexió egymást kioltó vagy erősítő hatását.



32. ábra: 3m-en elhelyezett referencia tárgy reflexiós csillapításának helyfüggése, szabadtéri értékkel nem korrigált (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolph-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)



33. ábra: 3m-en elhelyezett referencia tárgy reflexiós csillapításának helyfüggése, szabadtéri értékkel korrigált (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolph-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)



7. táblázat: Referencia tárgy és Luneberg reflektor reflexiós csillapításának helyfüggése, szabadtéri értékkel korrigált (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolph-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)

A szabadon megválasztható ablakfüggvény lehetővé teszi a nagy pontosságú amplitúdó mérését a reflexióknak (Flat Top ablak). De meg kell említeni, hogy az egymás melletti impulzusoknak távol kell egymástól lennie, mert különben kevésbé szelektív tulajdonságú ablakfüggvény (Flat Top ablak) belevonja a szomszédos impulzust is az amplitúdó meghatározásba. Ezért lehetőség szerint csökkenteni kell az idegen eredetű, zavaró reflexiókat.

A táblázat alapján látható (7. táblázat), a rézlemez kétszeres terjedéssel és talaj reflexióval is zavarja a mérést (a két impulzus a fő impulzus mellett), de ennek ellenére a jellemző reflexiók értékei jól meghatározhatók (8. táblázat).

Névleges távolság	Referencia tárgy reflexiós csillapítás [dB]	Luneberg reflektor reflexiós csillapítás [dB]	RCS [dBm ²]
3 m	3,023m / -31,965 dB (-31,751 dB, Flat Top ablak)	3,178 m / -27,41 dB (-27,361 Flat Top ablak)	megbízhatatlan referencia RCS
6,3 m	6,279 m / -40,756 dB (-40,836 dB, Flat Top ablak)	6,434 m / -40,534 dB (-40,532 dB, Flat Top ablak)	megbízhatatlan referencia RCS

8. táblázat: Referencia tárgy és Luneberg reflektor reflexiós csillapításának értékei a visszaverődési helyen, szabadtéri értékkel korrigált (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolph-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)

A mérési eredmények számszerű összefoglalása található a következő táblázatban (8. táblázat), azonban - (89) kifejezés alapján - a radarkeresztmetszet értéke, szándékosan nem lett kiszámítva, a megbízhatatlan referencia tárgy miatt.

Megállapítható, hogy a tesztmérés sok érdekes eredményt hozott és hozzájárult a megfelelő mérési eljárás kidolgozásához. A mérés végleges formájának kialakításához elengedhetetlen néhány további kísérlet végzése.

Milyen módosításokkal és kiegészítésekkel lehet a mérést megbízhatóvá és kiértékelhetővé tenni!?

A mérés a jelenlegi felépítésben nem alkalmas megbízható, számszerűsíthető effektív radarkeresztmetszet mérésre, de bizonyos kiegészítésekkel és módosításokkal elfogadható eredményre juthatunk. Ezek a következők:

1. Megbízható széles oldal és magassági szögtartománnyal rendelkező, ismert radarkeresztmetszetű, referencia tárgy beszerzése. Javasolt: Lun`tech 18 cm átmérőjű Luneberg reflektor, amellyel valós körülmények közt is tesztelhető - célrepülőgéppel - a Mistral radarrendszere. Megfelelő alkalmazása esetén, bizonyítottan megfelelő radarkeresztmetszettel rendelkezik. A kidolgozott mérési eljárással számszerűsíthető az ismert és ismeretlen Luneberg reflektor radarkeresztmetszete.

2. Az alkalmazott tölcser antenna cseréje, - akár használt - gyári megfelelő paraméterekkel rendelkezőre.
3. A koax-hullámvezető átmenet és az antenna közé egy hullámvezető hangolóelemet (*waveguide stub tuner*) célszerű iktatni és annak helyes beállításával minimalizálni az antenna reflexiók csillapítását. Így a radarkeresztmetszet mérésénél, nagyobb érzékenység érhető el [123].
4. A talajreflexiók csökkentésére, - lehetőség szerint legalább - az antenna előtti szakaszt (a felszínt), rádiófrekvenciás elnyelő anyaggal burkolni kell, valamint az antennát és a céltárgyakat magasabban kell elhelyezni
5. Nyílt téren végezni a mérést.
6. A minta és a referencia tárgyat, egy polisztírol habból készült tartóra helyezni.
7. Az előbbi tartót a háttér, reflexiók csillapításának mérésébe bele kell venni.
8. Egy lézeres célzó legyártása, ami illeszkedik a csőtápvonal közepébe, így lehetővé teszi az antenna pontos ráirányítását a tárgyra.
9. Időtartománybeli kapuzás megoldása a LabVIEW demonstrációs szoftverben.
10. Referencia mérés alapján a radarkeresztmetszet automatikus számítása a szoftverben.
11. Megfelelő forgószámoly és/vagy automatizált méréssel a célrepülőgép oldalszög függvényében mért radarkeresztmetszete meghatározható (hasonlóan a 34. ábrához).

Az így összeállított mérésnek is megvannak a maga korlátai, de annak eldöntéséhez elegendő lehet, hogy a Luneberg reflektor vagy az azzal felszerelt célrepülőgép megfelel-e a vele szemben támasztott követelményeknek.

A fenti módosítások egy része anyagi befektetést, más része fejlesztést igényel. Azonban ez a pont az, amikor az akarat nem elegendő.

Összegzés

A dolgozat egy gyakorlatban felmerült probléma megoldását keresi: hogy lehet számszerűen megmérni a Mistral légvédelmi komplexum, Meteor-3 típuscsaládba tartozó, repülőkön alkalmazott radarfelület növelő Luneberg radar reflektorok, effektív radarkeresztmetszetét. A probléma az üzemeltetés során vissza-visszatér, jelentőségét mutatja, hogy az éleslövészeteken a külföldi szakértők is kifogásolták a repülőgépek elégtelen radarfelderíthetőségét.

A dolgozat az elméleti hátérén kívül, gyakorlati eredményeken keresztül mutatja be a kidolgozott mérési eljárást.

Sajnos a mérés, számszerű kiértékelését meggyújtotta a rosszul választott (kényszerűségből) referencia céltárgy, de a következők nagy biztonsággal megállapíthatóak a mérés alapján:

1. Az „ismeretlen” Luneberg reflektor az X-sáv 9-től 9,3 GHz-ig terjedő tartományában szignifikáns radarjel visszaverőként működik.
2. Az „ismeretlen” Luneberg reflektor iránykarakterisztikája megfelel a hasonló paraméterekkel rendelkező, 18cm átmérőjű, jelenleg is gyártott, ismert specifikációjú Luneberg reflektoroknak.

A mérés megfelelő módosításával számszerűen meghatározható lenne az „ismeretlen” Luneberg reflektor és/vagy a beépített reflektorral a **célrepülőgép radarkeresztmetszete**.

A dolgozat ajánlást ad a referencia tárgy megválasztására, de célszerű egy több frekvencia ponton megmért radar-keresztmetszetű Luneberg reflektor beszerzése, amellyel az összehasonlító mérésen túl, valós körülmények közt tesztelhető lenne a Mistral komplexum radarrendszere.

A méréseken túl át kell gondolni, a Luneberg reflektorok beépítési módját a célrepülőgépekbe, a **gyári szerelvények nélkül** (radom, rögzítő fül) szerelt Luneberg radar reflektor nem megfelelő radarkeresztmetszettel rendelkezhet. A jelenleg alkalmazott reflektorokhoz a beszerző nem vette meg a **gyári szerelvényeket**. Ha feltételezés a nem megfelelő beépítés miatt csökkent radar-keresztmetszetről bebizonyosodik, akkor az időközben megszűnt gyártó miatt, **új reflektorokat és hozzá tartozó szerelvényeket kell beszerezni!**

Köszönetnyilvánítás

A szerző ezúton köszönetet mond Fekete József Úrnak (Flash-IT Bt.) a mérésben nyújtott odaadó segítségért és támogatásáért, Myriam Bonnaud Hölgynek (Lun'tech) a Luneberg lencséről adott információkért és a felajánlott **tesztlencséért**, az Antenna Hungária Zrt vezetőinek és kollégáimnak a segítségért, a műszerek egy részéért, a mérőátmenetekért és a mérési helyért, a MATLAB[®] szoftver használatáért. Külön köszönet Atkári Győző őrnagy Úrnak az írásos dokumentumokért és az Aero-Target Bt.-nek (Görög György, Rábel András) az „ismeretlen” Luneberg lencséért, a LabVIEW[™] szoftver használatáért. Köszönöm feleségemnek, Koncz-Bisztricz Tímeának és fiamnak, Tamásnak a türelmet!

Irodalomjegyzék

- [1] Michael Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis, Rohde&Schwarz
- [2] Dr. Almássy György, Mikrohullámú kézikönyv, dr. Bozsóki István, 11. fejezet Rádiólokátorok, pp 915-952, Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1973
- [3] G. T. Markov, Antennák, Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1963
- [4] Dr. Istvánffy Edvin, Tápvonalak, antennák, hullámterjedés, Tankönyvkiadó, 1967
- [5] Hans-Joachim Fischer, Radartechnik, Fachbuchverlag Leipzig, 1956
- [6] Merrill I. Skolnik, Radar Handbook, Eugene F. Knott, Chapter 11, Radar Cross Section pp11.1-11.34, ISBN-13: 9780070579088, McGraw-Hill Companies (June 1970)
- [7] Knott, Eugene F.; Shaeffer, John F.; Tuley, Michael T., Radar Cross Section: Its Prediction, Measurement and Reduction (Radar Library), ISBN-13: 9780890061749, Artech House, 1985
- [8] B. Whitfield Griffith, Jr., Radio-Electronic Transmission Fundamentals, 2nd Ed., ISBN: 1884932134, Noble-SciTech, 2000
- [9] Dr. Fodor György, Elektromágneses terek, Műegyetemi Kiadó, 1993
- [10] Tóth Zoltán, Vezetéknélküli híradástechnikai mérések I, KTMF, J19-154, 1980, Győr
- [11] Philip H. Smith, Electronic Application of the Smith Chart, MCGRAW-HILL COMPANY, 1969
- [12] Norbert Hesselmann, Digitális jelfeldolgozás, Műszaki könyvkiadó, 1985
- [13] Bassem R. Mahafza, Atef Z. Elsherbeni, MATLAB Simulations for Radar Systems Design, CRC Press LLC, 2004
- [14] Hines, M.E., Sr.; Stinehelfer, H.E., Time-Domain Oscillographic Microwave Network Analysis Using Frequency-Domain Data, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 22, Issue 3, Mar 1974 Page(s): 276 - 282
- [15] Hewlett Packard, Vector Measurement of High Frequency Networks, 1990
- [16] Hewlett Packard, Scalar Seminar, Microwave scalar network measurement, 1990
- [17] Paul Wade W1GHZ (N1BWT), The W1GHZ Online Microwave Antenna Book © 1994,1995,1996,1997,1998,1999, <http://www.qsl.net/n1bwt/>
- [18] Paul Wade W1GHZ (N1BWT), The W1GHZ Online Microwave Antenna Book © 1994,1995,1996,1997,1998,1999, Chapter 2. Electromagnetic Horn Antennas - March 1998 <http://www.qsl.net/n1bwt/chap2.pdf>
- [19] Sophocles J. Orfanidis, Rutgers University, Electromagnetic Waves and Antennas, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [20] Vishal Ohri, Ozair Amin, Hiruy Gebremariam, Benjamin Dubois, Microwave Horn Antenna Design and Test System, EE198B: Senior Design Project II, San Jose State University Fall 2003, http://www.engr.sjsu.edu/rkwok/projects/horn_B.PDF
- [21] MICROWAVE ANTENNAS, Laboratory exercise 1, Measurement of radiation pattern and gain, Copyright 2004 by Per-Simon Kildal and Jian Yang, Department of Electromagnetics, Chalmers University of Technology, S-41296 Gothenburg, SWEDEN, <http://www.elmagn.chalmers.se/elmagn/antenna/courses/Lab1.pdf>
- [22] Design and Implementation of the Pillbox, Design and Implementation of the Pillbox, Antenna for SASARII, Antenna for SASARII, Sifiso Busisa Gambahaya, Cape Town, December 2005, http://www.rrsq.uct.ac.za/theses/msc_theses/sgambahaya_thesis.pdf
- [23] Chengdu AINFO Inc., TEST REPORT for JTXLNB-90-20, JTXLNB-90-20, 8.2~12.4GHz Standard Gain Horn Antenna, http://www.ainfoinc.com/en/pro_pdf/new_products/antenna/Standard%20Gain%20Horn%20Antenna/tr_JTXLNB-90-20.pdf
- [24] Marion Baggett, Tom Thomas, OBTAINING HIGH QUALITY RCS MEASUREMENTS WITH A VERY LARGE FOAM COLUMN, MI Technologies, 1125 Satellite Boulevard, Suwanee, GA 30024 USA, <http://www.mi-technologies.com/literature/A05-01.pdf>
- [25] Radio frequency anechoic chamber with improved test stand, United States Patent 7102562, <http://www.freepatentsonline.com/7102562.html>
- [26] Jeff Scott, Radar Cross Section, aerospaceweb.org, , 21 March 2004 <http://www.aerospaceweb.org/question/electronics/q0168.shtml>
- [27] Anne Lönnqvist, Alekski Tamminen, Juha Mallat, and Antti V. Räisänen, Fellow, IEEE, Monostatic Reflectivity Measurement of Radar Absorbing Materials at 310 GHz, © 2006 IEEE. Reprinted with permission from IEEE Transactions on Microwave Theory

- and Techniques, vol. 54, no. 9, pp. 3486-3491, Sept. 2006.,
<http://lib.tkk.fi/Diss/2006/isbn9512283654/article7.pdf>
- [28] Hiroshi SHIRAI(1), and Yoshinori HIRAMATSU(2), RECONSTRUCTION OF CYLINDRICAL METAL TARGETS USING THEIR FREQUENCY AND TIME DOMAIN RCS VALUES,
[http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/B03.4\(0506\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/B03.4(0506).pdf)
- [29] Tatiana Mora Kuplich, Temporal, spectral and polarisation characteristics of the SAR backscatter from regenerating tropical forests, Chapter 2, Radar fundamentals,
<http://www.dsr.inpe.br/dsr/tmk/cap2.pdf>
- [30] M'ujdat C. etin and Aaron D. Lanterman, Region-Enhanced Passive Radar Imaging,
http://ssg.mit.edu/group/mcetin/publications/cetin_IEE_RSN05.pdf
- [31] Clemens Icheln, Characterisation of RF Radiation Properties of Small Equipment, This thesis was submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Licentiate in Technology,
http://grouper.ieee.org/groups/emc/emc/ieee_emcs_-_sdcem/GTEM/Contributions/Characteristics%20of%20RF%20Radiation%20-%20Icheln.pdf
- [32] Clemens Icheln, 'Licentiate in Technology' from TKK, doctoral thesis, Methods for measuring RF radiation properties of small antennas,
<http://lib.tkk.fi/Diss/2001/isbn9512256886/isbn9512256886.pdf>
- [33] Micah Li PhD, RCS Computation, Reduction and Stealth Design, FLOMERICS,
<http://www.flomerics.com/microstripes/applications/rcs/computation.pdf>
- [34] Stephen Clay, Nokia R&D UK, Improving the Correlation between OATS, RE Anechoic Room and GTEM Radiated Emissions Measurements for Directional Radiators at Frequencies between approximately 150MHz and 10GHz,
http://grouper.ieee.org/groups/emc/emc/ieee_emcs_-_sdcem/GTEM/Contributions/Improving%20Correlation%20-%20S%20Clay%20-%20iel_cgi-10.pdf
- [35] Spacecraft Systems and Operations Lab (SSOL) at Iowa State University, The radar transmission equation for monostatic radar,
<http://cosmos.ssol.iastate.edu/somora/2002/FaIl/MonostaticEquationsF02.doc>
- [36] Gavin J Poupart, Wind Farms Impact On Radar Aviation Interests - Final Report FES W/14/00614/00/REP DTI PUB URN 03/1294, September 2003, Contractor QinetiQ,
http://www3.dti.gov.uk/renewables/renew_w1400614.htm
- [37] Christian Wolff, Radar Principles, The Radar Equation,
http://www.radartutorial.eu/01.basics/rb13_en.html
- [38] Microwaves101, Radar cross-section physics, Updated March 9, 2005,
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/absorbingradar2.cfm>
- [39] Jim Corenman, Chuck Hawley, Dick Honey and Stan Honey, Radar Reflectors,
http://www.ussailing.org/safety/Studies/radar_reflector_test.htm#INDEX
- [40] Alex Foessel-Bunting, Radar Sensor Model for Three-Dimensional Map Building, The Robotics Institute, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA 15213 USA
http://www.cs.cmu.edu/~afoessel/publications/radar_sensor_model.spie2000.pdf
- [41] NIST Radio-Frequency Fields Group, Metrology for Radar Cross Section Systems, NIST Electromagnetics Division 325 Broadway Boulder, CO 80305-3328,
<http://www.boulder.nist.gov/div818/81802/MetrologyForRadarCrossSectSys/index.html>
- [42] NIST Radio-Frequency Fields Group, Metrology for Radar Cross Section Systems, NIST Electromagnetics Division 325 Broadway Boulder, CO 80305-3328,
<http://www.boulder.nist.gov/div818/81802/2004/MetrologyForRadarCrossSectSys/index.html>
- [43] Navy Electronic Warfare Handbook, RADAR CROSS SECTION (RCS),
<http://jacquesricher.com/EWhdbk/rcs.pdf>
- [44] Sputnik Inc, White Paper, RF Propagation Basics, April 2004 2004 Sputnik, Inc.,
http://www.sputnik.com/docs/rf_propagation_basics.pdf
- [45] SailGB, Tri-Lens Radar Reflectors,
http://www.sailgb.com/p/trilens_radar_reflectors/
- [46] Mirabel Cerqueira Rezende, In'acio Malmonge Martin, Roselena Faez Divis'ao de Materiais/Instituto de Aeron'utica e Espac,o/Centro T'ecnico Aeroespacial, Marcelo Alexandre Souza Miacci, Evandro Lu'is Nohara Instituto Tecnol'ogico de Aeron'utica, Departamento de F'isica, Radar Cross Section Measurements (8-12

- GHz) of Magnetic and Dielectric Microwave Absorbing Thin Sheets,
http://www.sbfisica.org.br/rfai/Vol15/Num1/v15_24.pdf
- [47] NATO OTAN, Chapter 19A – RADAR CROSS SECTION, RTO-AG-300-V14,
<http://ftp.rta.nato.int/public/PubFullText/RTO/AG/RTO-AG-300-V14/AG-300-V14-19A.pdf>
- [48] Jukka Ruoskanen, Radar Clutter, Challenge for Radar Signal Processing Methods,
http://ursi2004.vtt.fi/ursi2004_ruoskanen.pdf
- [49] Microwaves101, Waveguide mathematics,
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidemath.cfm>
- [50] Anritsu, Site Master™ S810D/S820D, Cable and Antenna Analyzer, 25 MHz to 20 GHz, User's Guide,
<http://www.eu.anritsu.com/files/10680-00001.pdf>
- [51] Anritsu, Reflectometer Measurements – Revisited, Application Note,
http://www.anritsu.co.jp/products/pdf_e/11410-00214.pdf
- [52] Anritsu, Site Master™ S810C/S820C, Microwave Transmission Line and Antenna Analyzer, 3.3 GHz to 10.5 GHz/3.3 GHz to 20 GHz,
<http://www.us.anritsu.com/downloads/files/11410-00226.pdf>
- [53] Anritsu, Site Master™, Cell Master™, VNA Master™, Distance To Fault, Application Note,
<http://www.eu.anritsu.com/files/11410-00373.pdf>
- [54] Anritsu, Distance To Fault, APPLICATION NOTE, Site Master™, Cell Master™, VNA Master™,
http://www.anritsu.co.jp/Products/pdf_e/11410-00373.pdf
- [55] dr. Lénárt Ferenc, BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, TTMER31: FMCW radar elven megvalósított RF kábel vizsgálatok,
<http://alpha.tmit.bme.hu/meresek/df.doc>
- [56] dr. Lénárt Ferenc, BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, Segédlet a TÁPVONALAK-1 méréshez,
http://www.mht.bme.hu/~lenart/Vill_3006/Ta p-1.pdf
- [57] IEEE EMC Society Standards Committees, Test Object Electrical Size and its Implication on Pattern Sampling,
[http://www.sbfisica.org.br/rfai/Vol15/Num1/v15_24.pdf](http://grouper.ieee.org/groups/emc/emc/ieee_emcs_-_sdcom/GTEM/Contributions/Electrical%20Size%20Note%20-%20P%20Wilson%20-%200030214.doc)
- [58] Melissa Bailey and Tom D. Milster, Verification of FDTD using Scattering of a Gold Sphere,
<http://www.opt-sci.arizona.edu/ODSCsponsors/02-01-31Semi-AnnualReport/O%20-%20Bailey%20-%20Appendix%20L.pdf>
- [59] Navy Electronic Warfare Handbook, TWO-WAY RADAR EQUATION (MONOSTATIC) (4-4),
<http://jacquesricher.com/EWhdbk/2waymon.pdf>
- [60] Navy Electronic Warfare Handbook, One-Way Radar Equation / RF Propagation (4-3),
<http://jacquesricher.com/EWhdbk/one-way.PDF>
- [61] Navy Electronic Warfare Handbook, Alternate Two-Way Radar Equation (4-5),
<http://jacquesricher.com/EWhdbk/alt2-way.pdf>
- [62] Navy Electronic Warfare Handbook, Two-Way Radar Equation (Bistatic) (4-6),
<http://jacquesricher.com/EWhdbk/2waybi.pdf>
- [63] Professor PDL Williams, Civil Marine Radar, Chapter 4, Target characteristics, Radar Cross Section, RCS, and their variability.
<http://www.iee.org/oncomms/pn/radar/0.04%20Chap%204%20-%20RCS.pdf>
- [64] Report of the 21st Session of the IALA RNAV Committee, Sept. 14-17, 2004, Executive Summary, 3.2 RADIO AIDS TO NAVIGATION,
http://idearoom.com/dgps_mov/doc/09_RN AV21.doc
- [65] ESA, EARTHNET Online. Earth Observation, The radar equation,
http://earth.esa.int/applications/data_util/SARDOCS/spaceborne/Radar_Courses/Radar_Course_III/radar_equation.htm
- [66] Richard Fitzpatrick, Antenna directivity and effective area, PHY387K, Advanced Classical Electromagnetism,
<http://farside.ph.utexas.edu/teaching/jk1/lectures/node83.html>
- [67] Richard Fitzpatrick, Rayleigh scattering, PHY387K, Advanced Classical Electromagnetism,
<http://farside.ph.utexas.edu/teaching/jk1/lectures/node86.html>
- [68] Wikipedia, Corner reflector,
<http://en.wikipedia.org/wiki/Image:Corner-reflector.svg>

- [69] Brooks E. Martner, Kurt A. Clark, and Bruce W. Bartram, Radar Calibration Using a Trihedral Corner Reflector, NOAA Environmental Technology Laboratory Boulder, Colorado, USA, <http://www.etl.noaa.gov/~bmartner/articles/seattle.trihedral.calib.cor.pdf>
- [70] Microwaves101, Corner reflectors, <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/cornerreflector.cfm>
- [71] University of Wyoming Microwave Atmospheric Remote Sensing Mobile Laboratory (MARSF), Wyoming Cloud Radar (WCR), WCR EXTERNAL CALIBRATION USING TRIHEDRAL CORNER REFLECTOR, <http://www.atmos.uwyo.edu/wcr/newwcrpage/techinfo/calib.cr.pdf>
- [72] M. Bergada, S. M. Sekelsky, and L. Li, University of Massachusetts at Amherst Amherst, Massachusetts, External Calibration of Millimeter-Wave Atmospheric Radar Systems Using Corner Reflectors and Spheres, http://www.arm.gov/publications/proceedings/conf11/extended_abs/bergada_m.pdf
- [73] Brooks E. Martner, Kurt A. Clark, and Bruce W. Bartram, NOAA Environmental Technology Laboratory Boulder, Colorado, USA, Radar Calibration Using a Trihedral Corner Reflector, <http://www.etl.noaa.gov/~bmartner/articles/seattle.trihedral.calib.cor.pdf>
- [74] Freepatentsonline, United States Patent 4724436, Depolarizing radar corner reflector, <http://www.freepatentsonline.com/4724436.html>
- [75] Donald M. Ugsan, Kiyoshi Honda, Genya Saito, Assessment of Small Passive Corner Reflectors for Geometric Correction of RADARSAT Fine Mode Data, <http://www.crisp.nus.edu.sg/~acrs2001/pdf/163ugsan.pdf>
- [76] Motoyuki SATO, Koichi IRIBE, D. ANARSAIKHAN, Center for Northeast Asian Studies, Tohoku University, POLARIMETRIC SAR CALIBRATION VALIDATION FOR ALOS/PALSAR IN MONGOLIA, http://earth.esa.int/workshops/polinsar2007/papers/110_sato.pdf
- [77] D. Klugmann, R. Stephan, Calibration of radar profilers by a rotating corner reflector, Proceedings of ERAD (2004): 327–329 c Copernicus GmbH 2004, http://www.copernicus.org/erad/2004/online/ERAD04_P_327.pdf
- [78] Wikipedia, Radar cross section, http://en.wikipedia.org/wiki/Radar_cross_section
- [79] Bearings Kft., „csapágygolyó szabványos méretsorozat elérhetősége”, http://www.bearings.hu/termekek/exceldata/meretsor_tablázat.xls
- [80] Agilent, Near-field vs Far-field, http://www.home.agilent.com/upload/cmcc_upload/All/NSI-near-far.pdf
- [81] Agilent, Antenna Measurement Theory, http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=ref&cname=AGILENT_EDITORIAL&ckey=423961&lc=eng&cc=CL
- [82] Agilent, Agilent’s New PNA Receiver Reduces Antenna/RCS Measurement Test Times, White Paper, http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=ref&cname=AGILENT_EDITORIAL&ckey=579522&lc=cht&cc=TW
- [83] Agilent, Time Domain Analysis Using a Network Analyzer, Application Note 1287-12, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5723EN.pdf>
- [84] MathPages, Phase, Group, and Signal Velocity, <http://www.mathpages.com/home/kmath210/kmath210.htm>
- [85] Doug Moore, Jason W. Gallo, Three Simple Antenna Tests, Agilent Technologies RF Communications Group, Mar 1, 2000, http://telephonyonline.com/wireless/mag/wireless_three_simple_antenna/
- [86] Jean Jaques Perret, Aeroflex, Installation and Maintenance of Cellular Base Stations with the 2397 and 2399A Spectrum Analyzer, <http://www.aeroflex.com/products/gentest/spccanalyzers/appnotes/909.pdf>
- [87] MAURY MICROWAVE CORPORATION, VERIFYING THE PERFORMANCE OF VECTOR NETWORK ANALYZERS, 21 Nov 1997, <http://maurymw.com/support/pdfs/5C-026.pdf>
- [88] Anritsu, Yuenie Lau, Understanding the Distance-to-Fault Measurement Data, <http://rfm.zftp.com/aw/reference/df-y1.pdf>
- [89] Sam Shearman, National Instruments, Zero Padding Does Not Buy Spectral Resolution, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4880>
- [90] Václav Matz, CHIRP Z-TRANSFORM – theory and application,

- <http://www.vaclavmatz.com/download/CHIRP%20Z.pdf>
- [91] National Instruments, Chirp Z Transform (Not in Base Package), LabVIEW 8.2 Help, http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361B-01/lvanls/chirp_z_transform/
- [92] National Instruments, Inverse Chirp Z Transform (Not in Base Package), http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361B-01/lvanls/inv_chirpz_trans/
- [93] Timoty P. Bielek, Error Analysis of the Chirp-z Transform When Implemented Using Waveform Synthesizers and FFTs, <http://www.osti.gov/energycitations/servlets/purl/6297820-imbxOn/6297820.PDF>
- [94] Uwe Meyer-Bäse, Hariharan Natarajan, Andrew G. Dempster, Fast Discrete Fourier Transform Computations Using the Reduced Adder Graph Technique, Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing Volume 2007, Article ID 67360, 8 pages doi:10.1155/2007/67360, <http://www.hindawi.com/GetPDF.aspx?doi=10.1155/2007/67360>
- [95] National Instruments, Difficulty with Real FFT/Inverse Real FFT Operations When Array Length Is Not a Power of 2 (2^N), <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/22C74DE753B872E7862565E80077239C>
- [96] Conexions, Choosing the Best FFT Algorithm, <http://cnx.org/content/m12060/latest/>
- [97] Bluestein's FFT algorithm, From Wikipedia, the free encyclopedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Bluestein's_FFT_algorithm
- [98] Mintavételes rendszerek, http://mazzola.iit.uni-miskolc.hu/DATA/segedletek/tetelek/telekom/mintav_0214.doc
- [99] Anritsu, Time Domain for Vector Network Analyzers, Application Note, <http://www.eu.anritsu.com/files/11410-00206.pdf>
- [100] Anritsu, Time Domain for Vector Network Analyzers, Application Note, <http://www.eu.anritsu.com/files/TimeDomainAN.pdf>
- [101] Agilent, Time Domain Analysis Using a Network Analyzer, Application Note 1287-12, http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=ref&cname=AGILENT_EDITORIAL&ckey=923465&lc=fr&cc=BE
- [102] “Consorzio interuniversitario per le Applicazioni di Supercalcolo Per Università e Ricerca – CASPUR”, Matlab Signal Processing Toolbox, czt Chirp z-transform, http://www.caspur.it/risorse/softappl/doc/matlab_help/toolbox/signal/czt.html
- [103] National Instruments, LabVIEW™, Analysis Concepts, March 2004 Edition
- [104] National Instruments, LabVIEW™ 7.1 Help, Inverse FFT (Not in Base Package)
- [105] Lee Harle, Microwave Micromachined Cavity Filters, PhD dissertation, Appendix C, The Z- and Chirp-Z Transforms <http://www.eecs.umich.edu/RADLAB/html/NEWDISS/Harle.pdf>
- [106] J Davis, Y Huang, SG Millard, JH Bungey, Determination of dielectric properties of insitu concrete at radar frequencies, <http://www.ndt.net/article/ndtce03/papers/v078/v078.htm>
- [107] Prof. Dr. J. Vokurka (March Microwave), Dr. Albert Gleißner (Rohde & Schwarz), Antenna Measurements, RCS Measurements and Measurements on Pulsed Signals with Vector Network Analyzers R&S ZVM, R&S ZVK, application note, Rohde&Schwarz, [http://www.rohde-schwarz.com/www/downcent.nsf/ANFileByANNNoForInternet/95C92F360122C68BC1256F0B0028C147/\\$file/1EZ52_0E.pdf](http://www.rohde-schwarz.com/www/downcent.nsf/ANFileByANNNoForInternet/95C92F360122C68BC1256F0B0028C147/$file/1EZ52_0E.pdf)
- [108] Jason Agron, S. Prasad Gogineni, One-Dimensional Inverse Scattering: Reconstruction of Permittivity Profiles for Stratified Dielectric Media, http://www.ittc.ku.edu/publications/documents/Agron2003_27640-04.pdf
- [109] Time Domain, Agilent, PNA WebHelp, <http://na.tm.agilent.com/pna/help/PNAWebHelp/Time/TimeDomain.htm#TransformDialog>
- [110] V.A. Mikhnev, Institute of Applied Physics, National Academy of Sciences, Minsk, Belarus, Microwave Reconstruction Approach for Stepped-Frequency Radar, <http://www.ndt.net/article/wcndt00/papers/idn354/idn354.htm>
- [111] Fawwaz Ulaby, Electrical Engineering and Computer Science (EECS) Department, Electromagnetics I & II lab homepage, EECS 330, Lab Exercise 4: Fault Location Measurements, http://www.eecs.umich.edu/emag/labmanual/EECS230_LE4.pdf
- [112] Emerson & Cuming Microwave Products, Tools for Engineers, Inc.,

- http://www.eccosorb.com/pages/85/Tools%20for%20Engineers?tap_jsc_ts=1182424845541
- [113] Lun`tech, LUNEBERG REFLECTORS MONOSTATIC RECTILINEAR POLARIZATION, [http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_11_D\[Fiche_technique_MPR\]_gb.pdf](http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_11_D[Fiche_technique_MPR]_gb.pdf)
- [114] Lun`tech, LUNEBERG REFLECTORS MONOSTATIC CIRCULAR POLARIZATION, [http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_17_C\[Fiche_technique_MPC\]_gb.pdf](http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_17_C[Fiche_technique_MPC]_gb.pdf)
- [115] Lun`tech, LUNEBERG REFLECTORS BISTATIC RECTILINEAR POLARIZATION, [http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_13_E\[Fiche_technique_BPR\]_gb.pdf](http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_13_E[Fiche_technique_BPR]_gb.pdf)
- [116] Lun`tech, LUNEBERG REFLECTORS MONOSTATIC EQUATORIAL RECTILINEAR POLARIZATION, [http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_15_C\[Fiche_technique_EPR\]_gb.pdf](http://www.luneberg.com/en/pdf/F7.2_15_C[Fiche_technique_EPR]_gb.pdf)
- [117] National Instruments, Spectral Leakage, http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361B-01/lvanlsconcepts/spectral_leakage/
- [118] Maxim, APPLICATION NOTE 1040, Coherent Sampling vs. Window Sampling, http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/1040
- [119] Analog Device, DISTORTION MEASUREMENTS, http://www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/36902495568568Section8.pdf
- [120] RF Cafe, Waveguide Chart, http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide_chart.htm
- [121] Emerson & Cuming, ECCOLENS® Luneberg lence iránykarakterisztikája, <http://www.eccosorb.com/technotes/lens.asp>
- [122] Mayurakshi Equipments Pvt Ltd, uneberg Lens 7.0 inches, <http://www.mayurakshi.net/pictures/9001.jpg>
- [123] Anechoic Chamber Measurement Improvement, G. Cottard Antem, Y. Arien, Emerson & Cuming, Application Note, Reprinted with permission of MICROWAVE JOURNAL® from the March 2006 issue, ©2006 Horizon House Publications, Inc., <http://www.eccostock.com/file/248/3m47-emerson-cuming1.pdf>
- [124] Bassem Mahafza, MATLAB Simulations for Radar Systems Design, MATLAB Central, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/loadFile.do?objectId=3948&objectType=FILE>
- [125] Lun`tech, Luneberg lens, Shapes, Spherical lens, http://www.luneberg.com/en/navig/formes_p_rincipe.php4
- [126] Wikipedia, Luneberg lens, http://en.wikipedia.org/wiki/Luneberg_lens
- [127] Prof. Stuart Tewksbury, Luneberg Lens, Opportunities for Innovation in RF/Wireless Communications, http://stewks.ece.stevens-tech.edu/luneberg_dir/Report2_apr99/
- [128] Katsuyuki IMAI, Takao NAKAGAWA, Hiroyuki HASHIGUCHI, Development of Tropospheric Wind Profiler Radar with Luneberg Lens Antenna (WPR LQ-7), http://www.sei.co.jp/tr_e/pdf/energy/64-06.pdf
- [129] Stuart K. Tewksbury, Frank Boesch, Luneberg Lens: Initial Comments, http://stewks.ece.stevens-tech.edu/luneberg_dir/Report2_apr99/luneberg-apr99.pdf
- [130] S. S. Vinogradov, P. D. Smith, J. S. Kot and N. Nikolic, Radar Cross-Section Studies Of Spherical Lens Reflectors, Progress In Electromagnetics Research, PIER 72, 325–337, 2007, <http://ceta.mit.edu/pier/pier72/20.07031206.VSK.Nikolic.pdf>
- [131] Charles S. Liang, Donald A. Streater, Jian-Ming Jin, Eric Dunn, Timothy Rozendal, A Quantative Study of Luneberg-Lens Reflectors, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 47, No. 2, April 2005, <http://www.paritycomputing.com/jpdfs/ieee/aps/apm/2005047/02apr/0030lian.pdf>
- [132] BUOYAGE SYSTEMS AUSTRALIA Pty Ltd, TriLens Radar Reflectors, <http://www.buoys.com.au/trilens.html>
- [133] PMA208, Arial Targets & Decoys, Navy Aerial Targets and Decoys., BQM-74E CHUKAR, http://www.navair.navy.mil/pma208/index.cfm?fuseaction=controller.target_view&target_id=49&type=target
- [134] PMA208, Arial Targets & Decoys, Navy Aerial Targets and Decoys., Corner Reflector, http://www.navair.navy.mil/pma208/?fuseaction=controller.target_view&target_id=48&type=taas
- [135] Lun`tech, Reflector Applications, http://www.luneberg.com/en/navig/appli_reflec.php4

- [136] Lun`tech, Antennas, Application,
http://www.luneberg.com/en/navig/exemples_ant.php4
- [137] SPACE:COM, Giant Radio 'Eyeball'
Readied for Mega-Telescope,
http://www.space.com/business/technology/technology/radio_eyeball_010706.html
- [138] Luneberg Lens Antenna System For
HDTV Transmission, IBC2005 Conference
Publication,
http://www.nhk.or.jp/digital/en/technical/pdf/01_3_3.pdf
- [139] Report by QinetiQ: "Performance
Investigation of Marine Radar Reflectors on
the Market",
http://www.maib.gov.uk/cms_resources/Radar%20reflectors%20report.pdf
- [140] M. Bergada, S. M. Sekelsky, L. Li,
External Calibration of Millimeter-Wave
Atmospheric Radar Systems Using Corner
Reflectors and Spheres, Eleventh ARM
Science Team Meeting Proceedings, Atlanta,
Georgia, March 19-23, 2001,
http://www.arm.gov/publications/proceedings/conf11/extended_abs/bergada_m.pdf
- [141] Koncz Miklós Tamás (ZMNE),
Célrepülőgépek Nemzetközi
Összehasonlítása, Hadmérnök,
robothadviselés 6. Tudományos szakmai
konferencia, 2006. november 22. Különszám,
http://zrinyi.zmne.hu/hadmernok/kulonszamo/robothadviseles6/koncz_rw6.html
- [142] The University of Queensland School of
Information Technology and Electrical
Engineering Semester 1, 2007, COMS4104-
Microwave Subsystems & Antennas, Radar
Cross Section,
<http://www.itee.uq.edu.au/~coms4104/Additio%20nal%20Lecture%20Notes/Radar%20Cross%20Section.pdf>
- [143] Lun`tech, Microwave Measurement In
Anechoic Chamber,
http://www.luneberg.com/en/pdf/F49_8E.pdf

Mellékletek

1. számú melléklet: A METEOR-3 célanyagra vonatkozó vélemények:

Francia MBDA mérnökök jelentéséből:

Target configuration:

The target used for mistral firings was the Meteor 3 new generation, equipped with GPS navigation system.

Each target was fitted with one infrared flare (burning time: two minutes) and laser tape reflector.

The radar signature was enforced by a Lundberg lens (band X not confirmed).

The flight profile was memorized before take-off with the flare ignition point.

The target flights were corrects for the pattern and the flares ignition, but the radar signature

was too weak to provide a good tracking of the MCP.

Francia-katonai szemlélők jelentéséből:

NEGATIVE POINTS:

Targets optical visibility: The Meteor III target will be appropriated to Mistral Live firing when equipped with smoke device. In France our Fox Target is twice as big as the Meteor III and it is equipped with smoke devices so that Mistral launcher crew is able to see it as well as a real plane can be seen. All difficulties encountered by the gunners during target acquisition were due to this lack of optical visibility.

Platoon firing coordination: The MCP has not been used for each mistral firing. Mistral launchers autonomous firing is not the normal firing mode.

Magyar TACEVAL ellenőrök javaslata IGLÁRA vonatkozóan:

A **METEOR-1** célanyag a helyi tapasztalatok figyelembevételével teljes mértékben alkalmas az éleslövészeti feladatok végrehajtására, ám az ideális repülési pálya alkalmazása esetén (merőlegesen a partvonalra, a nyílt tenger irányába repülés) nagy valószínűséggel számolni kell a célanyag elvesztésével közvetlen rakéta találat nélkül is (METEOR vezérlés elvesztése a távolság miatt).

A **METEOR-3** célanyagot és annak repülési pályáját a MISTRAL alegység részére készítették elő. Az IGLA alegységek korlátozottan voltak képesek azok vizuális felismerésére. A rakéták nem fogták stabilan a célt, mivel az infra fáklyák begyűjtása nagy távolságon, 5000m-en történt meg és körülbelül 4000m-en aludt ki (az IGLA rakéta megsemmisítési zónájának távoli határa 4500m). Az IGLA eszközök alkalmazása esetén a célanyagok részére más repülési pályát célszerű tervezni, mely jobban megfelel a fegyverrendszer alkalmazási követelményeinek.

Veszprém, 2005.07.05.

Atkári Győző őrnagy
MH LEP TO.
GBAD TACEVAL főtitzt

2. számú melléklet: Segédletek:

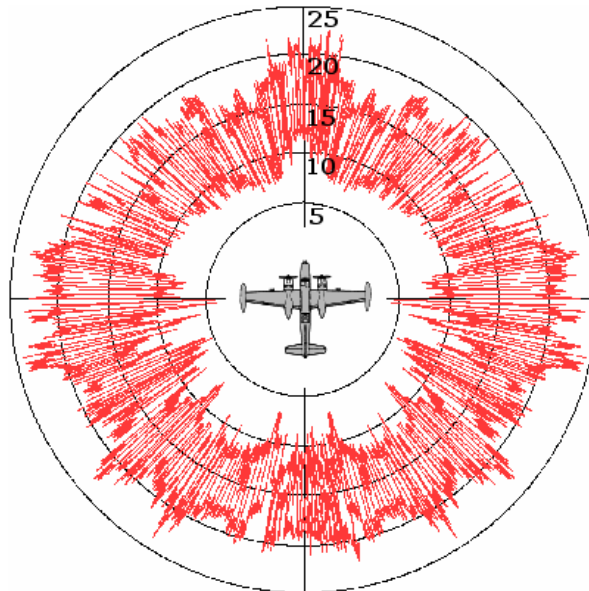
Sáv	Frekvencia GHz	Hullámhossz mm
HF	.003-.03	10000-100000
VHF	.03-.3	1000-10000
UHF	.3-1	300-1000
L	1-2	150-300
S	2-4	75-150
C	4-8	37.5-75
X	8-12	25-37.5
Ku	12-18	17.5-25
K	18-27	11-17.5
Ka	27-40	7.5-11
Millimeter	40-300	1-7.5

9. táblázat: Radar frekvencia sávok kiosztása [112]

Repülőgép	RCS [dBsm]	RCS [m ²]
F-15 Eagle	+26	400
F-4 Phantom II	+20	100
B-52 Stratofortress	+20	100
Su-27	+12	15
B-1A	+10	10
F-16 Fighting Falcon	+7	5
B-1B Lancer	0	1
F-18E/F Super Hornet	0	1
Rafale	0	1
Typhoon	-3	0.5
AGM-86 ALCM	-6	0.25
BGM-109 Tomahawk	-13	0.05

Repülőgép	RCS [dBsm]	RCS [m ²]
SR-71 Blackbird	-18	0.015
F-22 Raptor	-22	0.0065
F-117 Nighthawk	-25	0.003
B-2 Spirit	-28	0.0015
AGM-129 ACM	-30	0.001
Boeing Bird of Prey	-70	0.0000001

10. táblázat: Különféle repülőgépek radar keresztmetszetének összehasonlítása (X-sáv) [26]

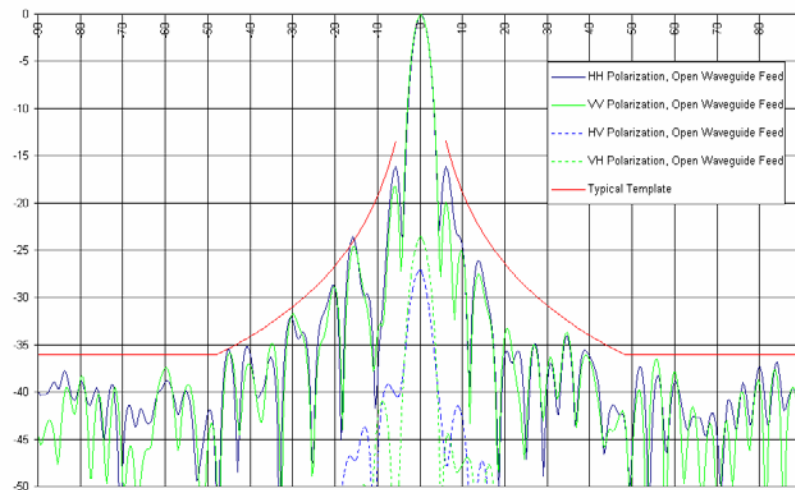


34. ábra: Tipikus RCS diagram (B-26 Invader)[78]

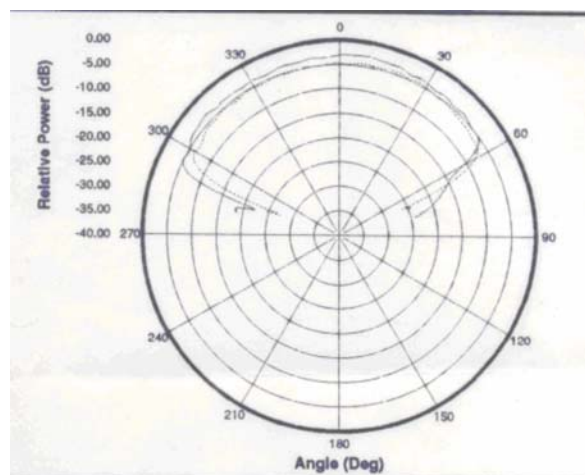
Típus	Frekvencia sáv	Mérési frekvencia	Minimális radar keresztmetszet			Átmérő (rögzítés nélkül)		Tömeg (rögzítés nélkül)
			m ²			Inch	cm	kg
			GHz	tengelynél	Fokra a tengelytől			
SMR07	S	3,3	0,6	±50°	0,4	7,0	18	1,3
XMR03	X	9,375	0,2	±40°	0,15	2,9	7	0,1
XMR04	X	9,375	0,65	±40°	0,4	3,9	10	0,25
XMR05	X	9,375	1,2	±50°	0,9	4,9	12	0,4
XMR07	X	9,375	5,5	±50°	4	7,0	18	1,3
XMR08.5	X	9,375	9	±50°	8	8,5	22	2,6

Típus	Frekvencia sáv	Mérési frekvencia GHz	Minimális radar keresztmetszet			Átmérő (rögzítés nélkül)		Tömeg (rögzítés nélkül) kg
			m ²			Inch	cm	
			tengelynél	Fokra a tengelytől				
XMR09	X	9,375	15	±50°	12	9,2	23	2,9
XMR10	X	9,375	21	±50°	17	10,0	25	3,8
XMR12.5	X	9,375	45	±50°	35	12,5	32	7,5
XMR18	X	9,375	100	±50°	50	17,5	44	20
XMR24	X	9,375	250	±50°	200	24,0	61	50
KMR08.5	Ku	14	12	±50°	10	8,5	22	2,6
KMR09	Ku	14	15	±50°	12	9,2	23	2,9

11. táblázat: Lun`tech gyártmányú rectilineáris monosztatikus Luneberg lencsék paramétereinek összehasonlítása [113]



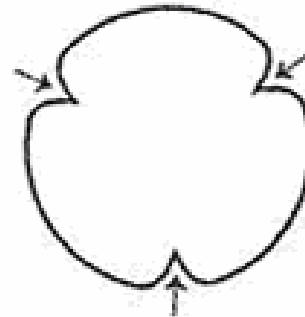
35. ábra: Emerson & Cuming Luneberg lencse iránykarakterisztikája [121]



36. ábra: Mayurakshi Equipments Pvt Ltd 18cm átmérőjű rektilineáris Luneberg lencséjének iránykarakterisztikája [122]



2. kép: British Aerospace 18cm átmérőjű Luneberg lencséjének alkalmazása az Aero-Target Bt. gyártmányú Ugkly Duckling és a Meteor-3R típusú TUAV-n



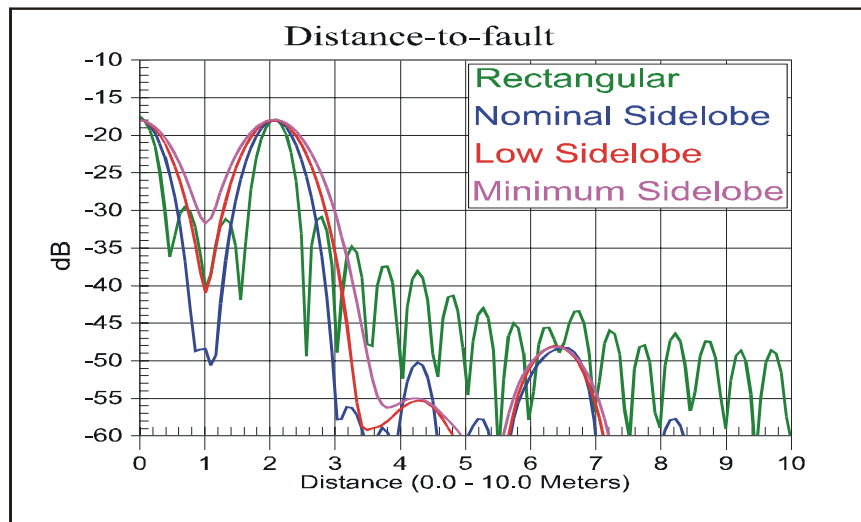
3. kép: TriLens, három Luneberg lencséből álló radarreflektor alkalmazása hajókon (árbocra rögzítve) [132]



4. kép: Luneberg antenna hálózattól álló rádióteleszkóp terve Ausztráliában (számítógépes grafika, [137])

Ablakfüggvény	- 3 dB fő nyalábszélesség [bin]	- 6 dB fő nyalábszélesség [bin]	Maximális oldalnyaláb szint [dB]	Oldalnyaláb csillapítás [dB / dekád]	Maximális amplitúdó hiba [dB]
Uniform (none)	0.88	1.21	-13	20	3.92
Hanning	1.44	2.00	-32	60	1.42
Hamming	1.30	1.81	-43	20	1.75
Blackman-Harris	1.62	2.27	-71	20	1.13
Exact Blackman	1.61	2.25	-67	20	1.15
Blackman	1.64	2.30	-58	60	1.10
Flat Top	2.94	3.56	-44	20	<0.01

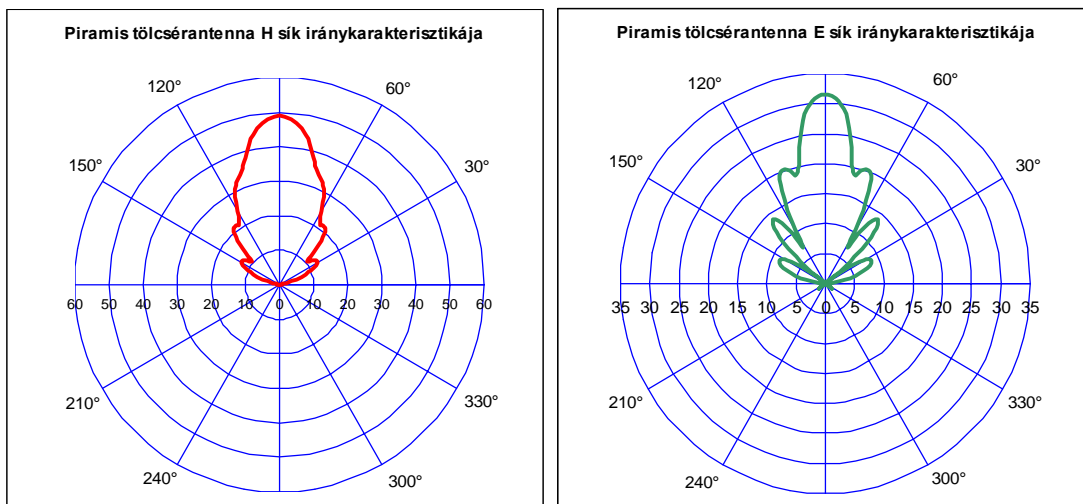
12. táblázat: Ablakfüggvények összehasonlítása [103]



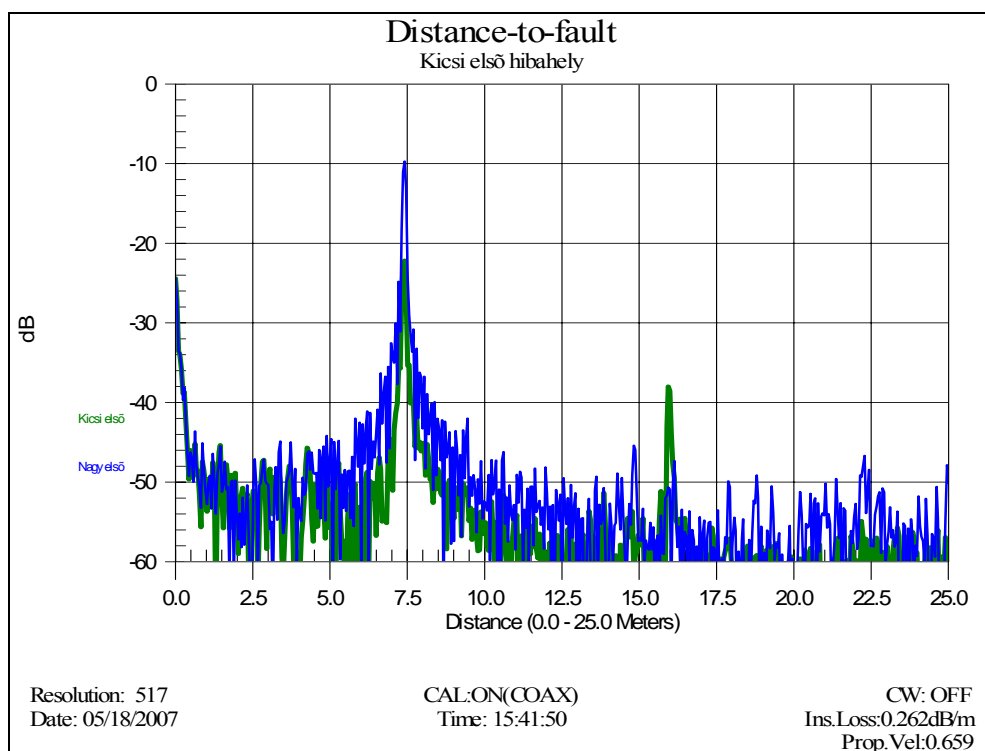
37. ábra: A frekvencia – reflexiók tényező tartományban alkalmazott ablakfüggvény hatása az időtartománybeli (hossztartománybeli) jelalakra, szelektivitásra (2 m távolságra elhelyezett referencia tárgy, 0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, készült: Anritsu, Handheld Software Tools)

Elnevezés (a)=aluminium, (b)=bronz				$f_L - f_U$ [GHz]	f_{Cutoff} [GHz]	Belső szélesség [in/mm]	Belső magasság [in/mm]
WR	U.S. Mil. — /U	British Mil.	IEC				
WR90	RG52 (b) RG67 (a)	WG16	R100	8,2 - 12,4	6,56	0,900 / 23,04	0,400 / 10,24

13. táblázat: WR-90 csőtápvonal adatai [120]



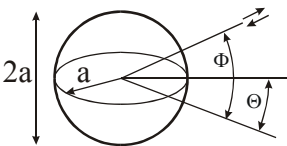
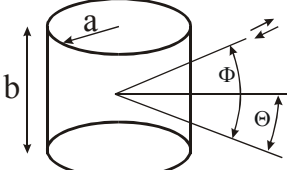
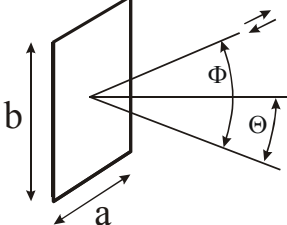
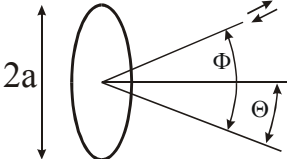
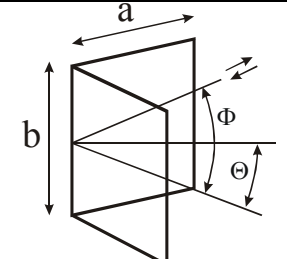
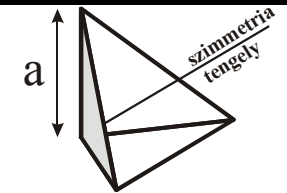
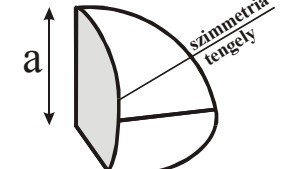
38. ábra: Alkalmazott piramis tölcserantenna számított iránykarakterisztikája (9,15 GHz)^{12, 13}

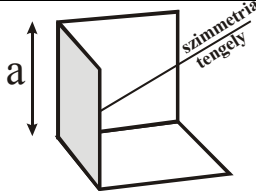


39. ábra: Nagy reflexió tényezőjű első hibahely elfedi a második hibahelyet (Ha növekszik az első hibahely reflexió tényezőjének nagysága, akkor a következő változatlan hibahelyet kisebbnek méri a műszer)

¹² Antenna Design Associates, Inc, PCAAD 2.1, <http://www.antennadesignassociates.com/PCAAD21.ZIP>

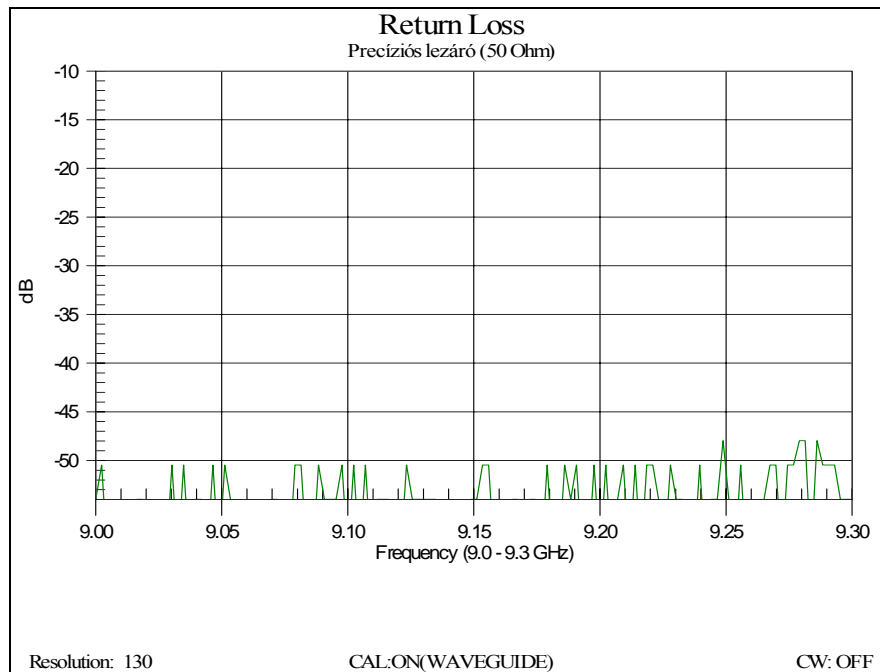
¹³ Polar Plotter v1.6 EXCEL Add-in by Andy Pope

Típus	Méretek	Maximális σ feltétel	Elforgatás hatása a σ értékére	
			Θ	Φ
Gömb		$\pi a^2 \approx 3,14a^2$ $\frac{2\pi r}{\lambda} > 10$	360°	360°
Henger		$\frac{2\pi ab^2}{\lambda} \approx 6,28 \frac{ab^2}{\lambda}$ $\frac{4\pi a}{\lambda} > 1$	360°	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{b}$
Négyszögletes lemez		$\frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \approx 12,56 \frac{a^2 b^2}{\lambda^2}$ $\frac{2\pi a}{\lambda} > 1$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{a}$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{b}$
Kerek lemez		$\frac{4\pi^3 a^4}{\lambda^2} \approx 123,8 \frac{a^4}{\lambda^2}$ $\frac{4\pi a}{\lambda} > 1$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{2a}$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{2a}$
Dihedral derékszögű sarokreflektor		$\frac{8\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \approx 25,12 \frac{a^2 b^2}{\lambda^2}$ $\lambda < a$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 15^\circ$ $0,1\sigma \rightarrow$ $\pm 32^\circ$	$0,5\sigma \rightarrow$ $\pm 13^\circ \frac{\lambda}{a}$
Háromszög trihedral sarokreflektor		$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \approx 4,19 \frac{a^4}{\lambda^2}$ $\lambda < a$	$0,5\sigma \rightarrow$ félkúpszög: 40°	
Lekerekített trihedral		$15,6 \frac{a^4}{\lambda^2}$ $\lambda < a$	$0,5\sigma \rightarrow$ félkúpszög: 32°	

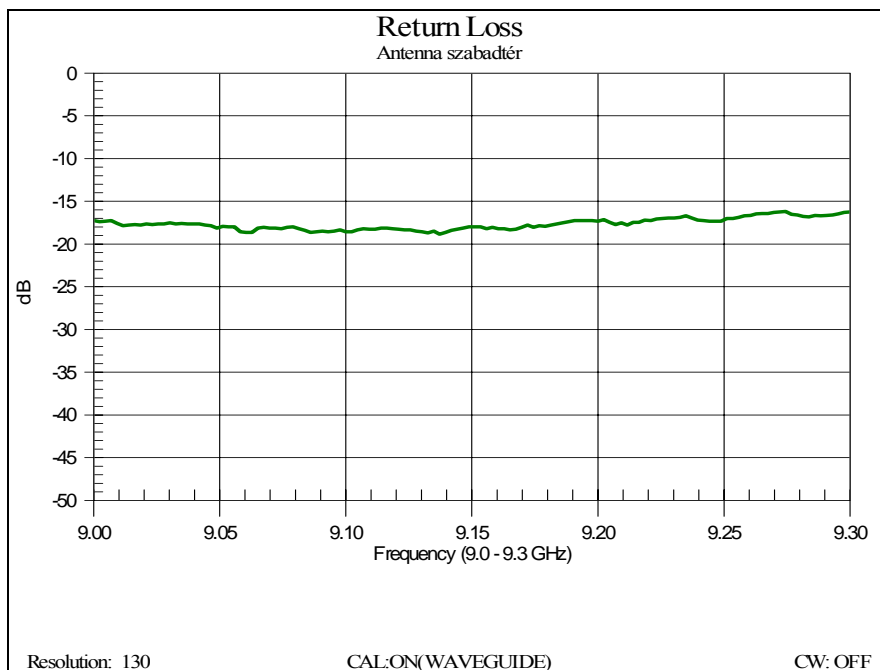
Típus	Méretek	Maximális σ feltétel	Elforgatás hatása a σ értékére	
			Θ	Φ
Négyzetes trihedral		$\frac{12\pi a^4}{\lambda^2} \approx 37,8 \frac{a^4}{\lambda^2}$ $\lambda < a$	$0,5\sigma \rightarrow$ félkúpszög: 23°	

14. táblázat: Geometria testek és szögvisszaverők optikai tartománybeli elméleti radarkeresztmetszete (ideális visszaverő felülettel rendelkező anyag)([7], [26], [39], [142])

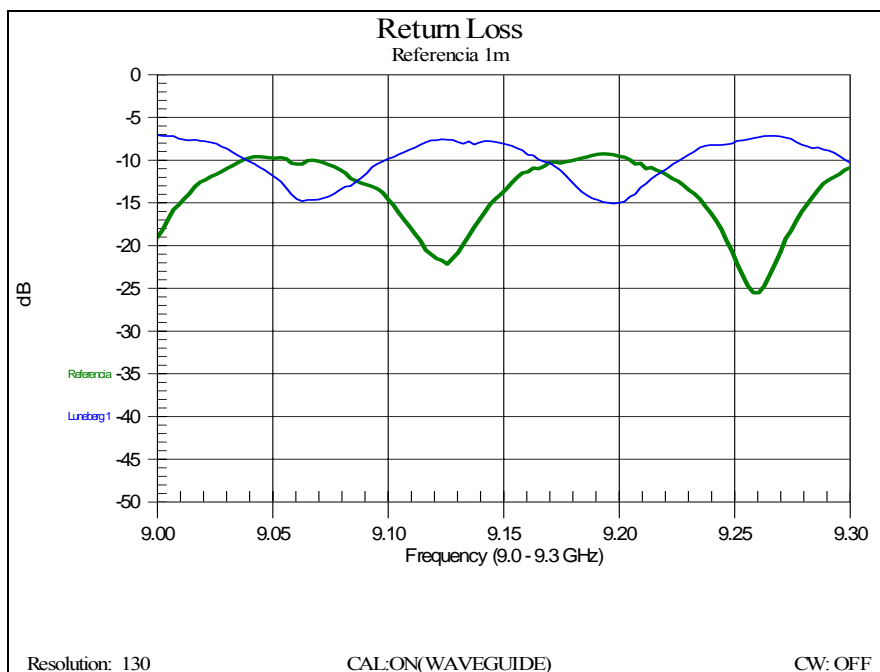
3. számú melléklet: Részletes mérési eredmények



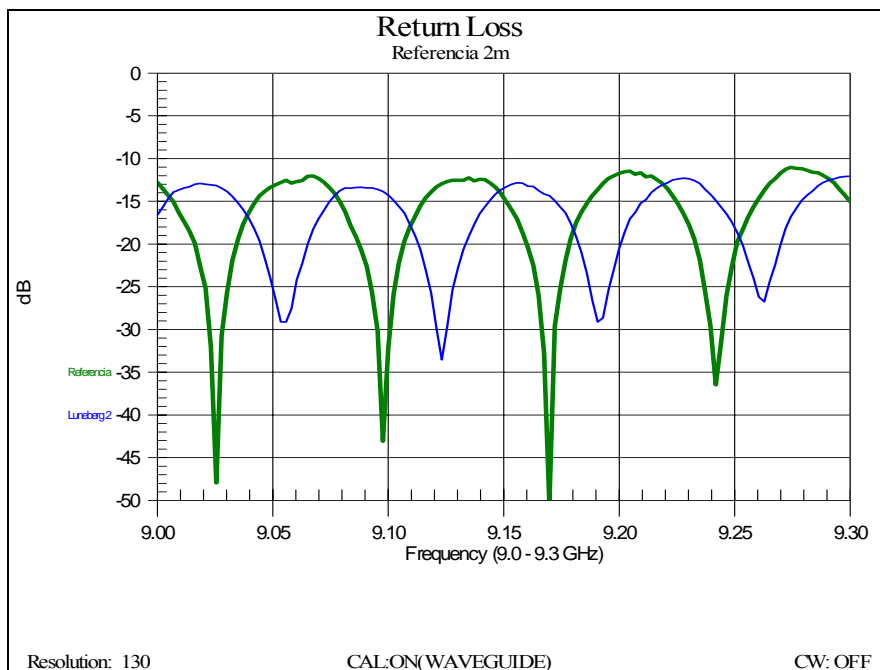
40. ábra: Precíziós lezáró reflexió csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



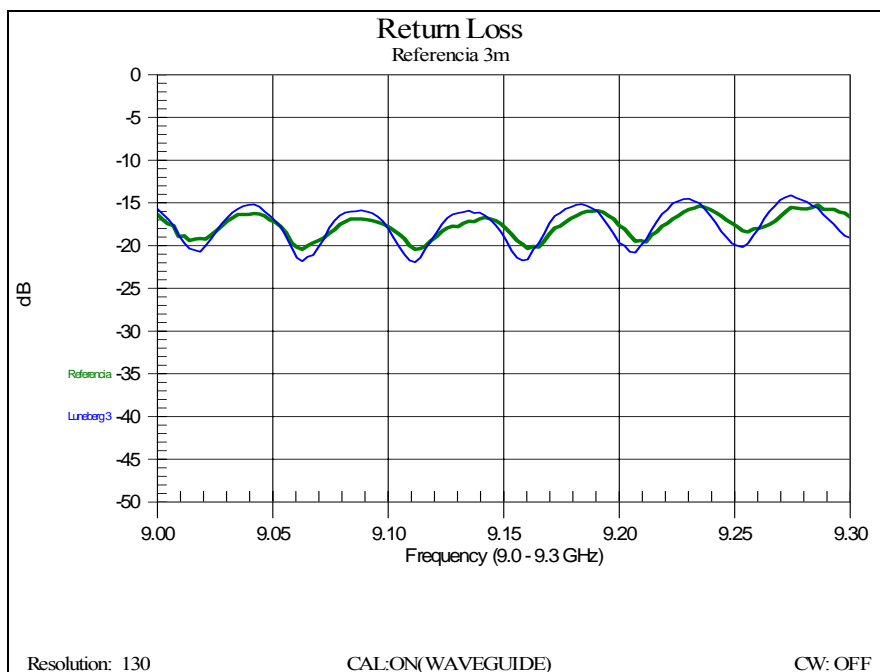
41. ábra: A szabadterbe irányított tölcser antenna (ég) reflexiós csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



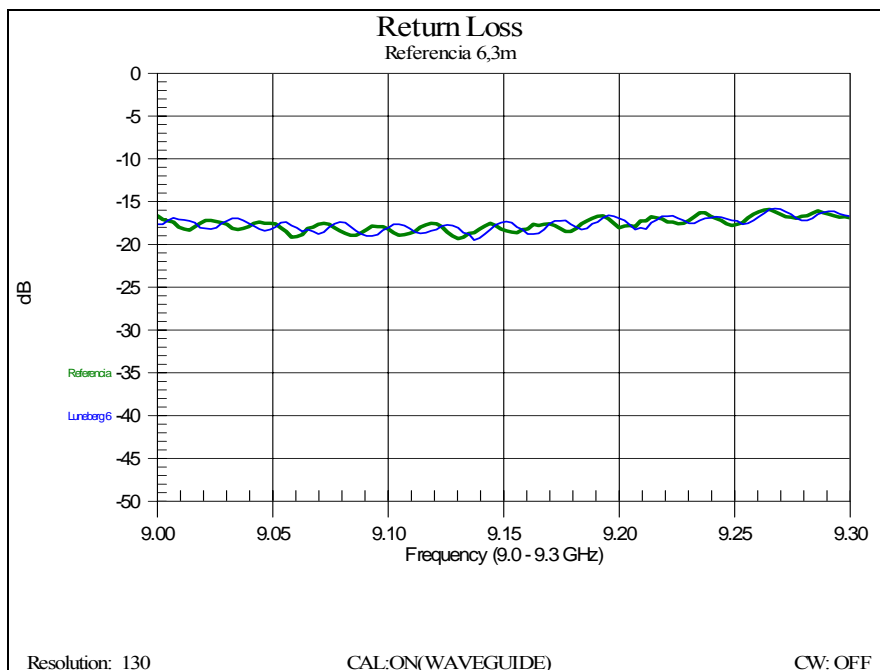
42. ábra: Az 1 m távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



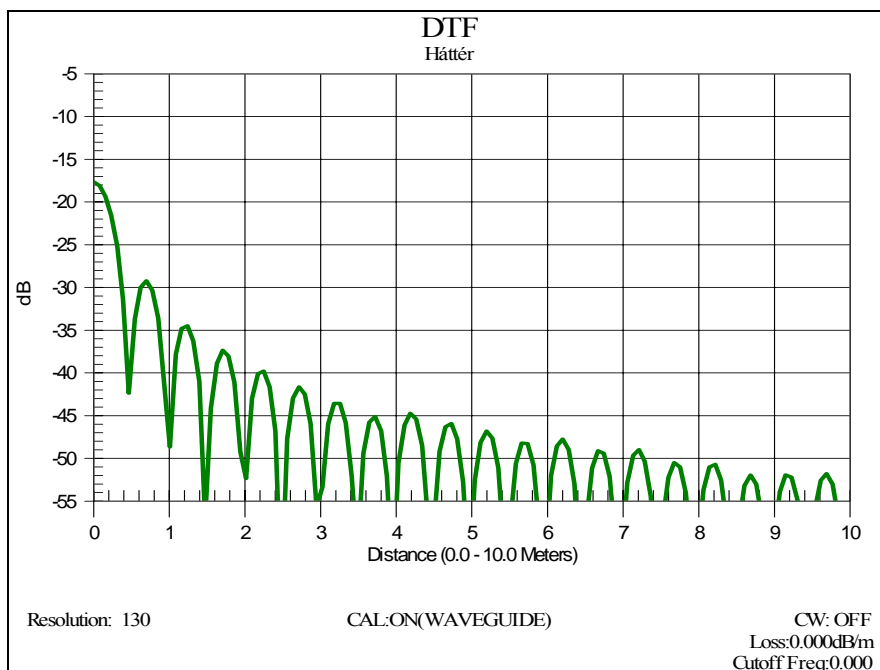
43. ábra: A 2 m távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



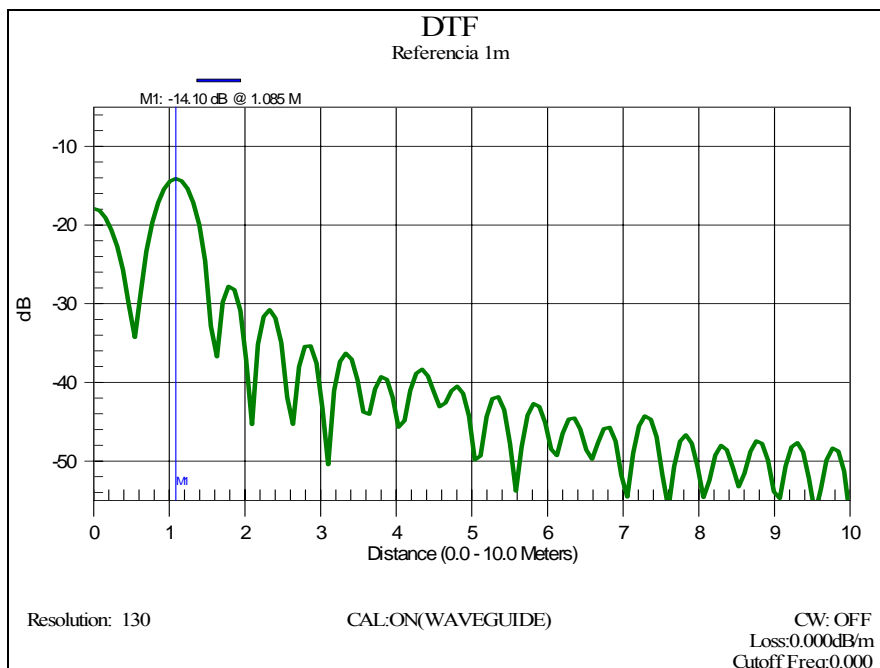
44. ábra: A 3 m távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



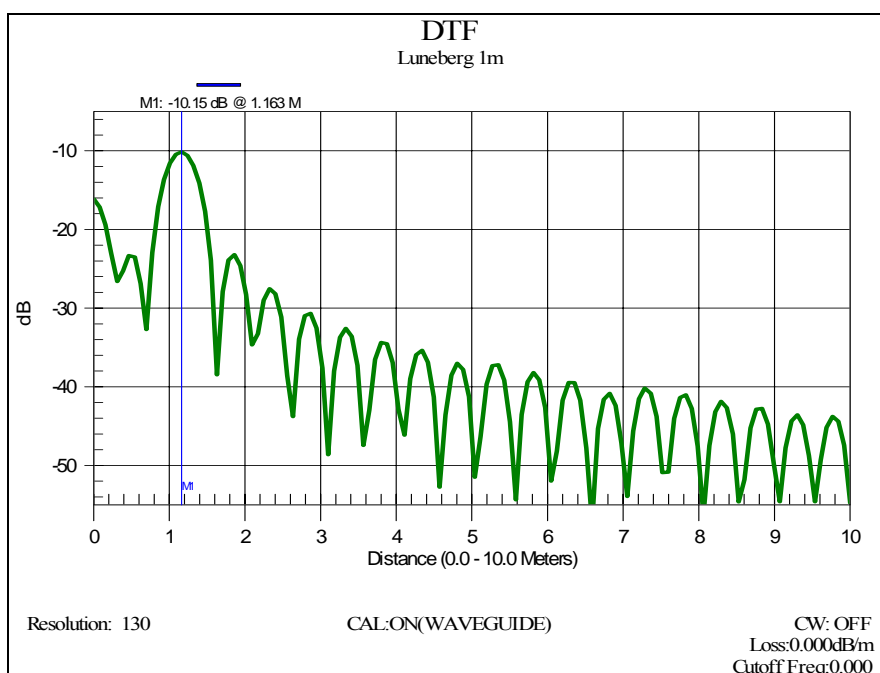
4. ábra: A 6,3 m távolságon elhelyezett referencia tárgy és a Luneberg lencse reflexiós csillapítása (9-9,3 GHz tartomány)



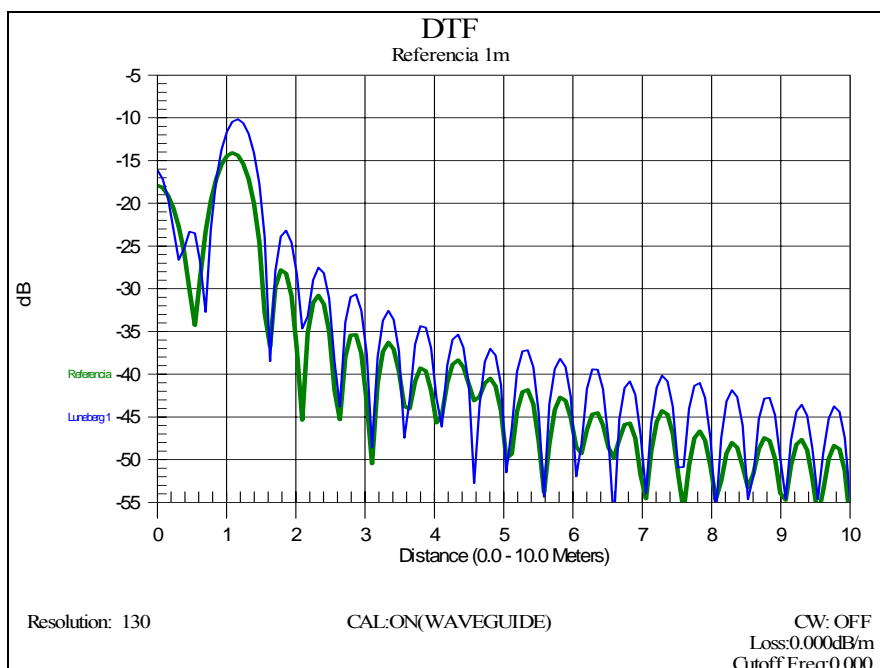
45. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a céltárgyak nélküli térbe irányított tölsér antennának (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



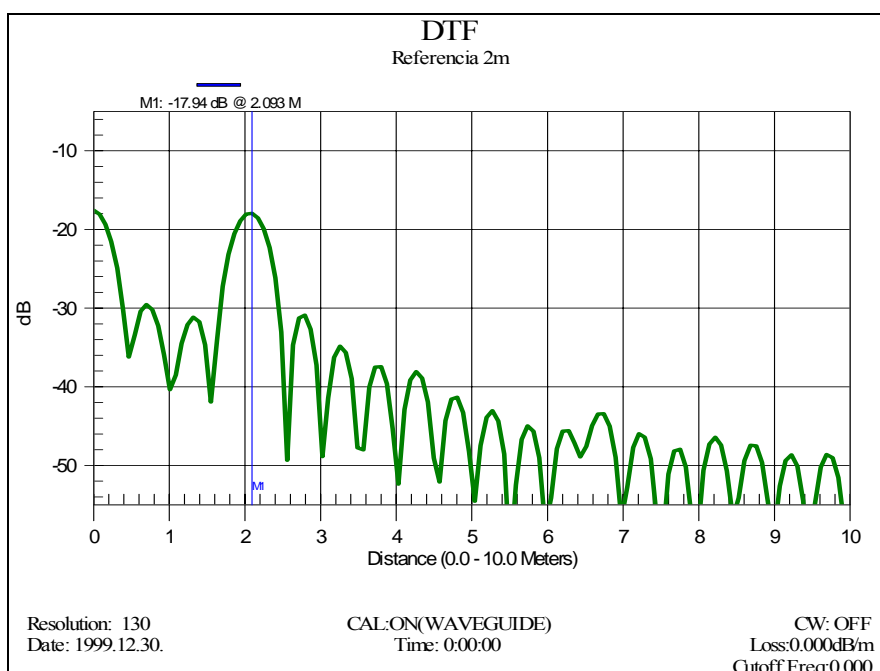
46. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása az 1 m távolságra elhelyezett referencia tárgyának (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



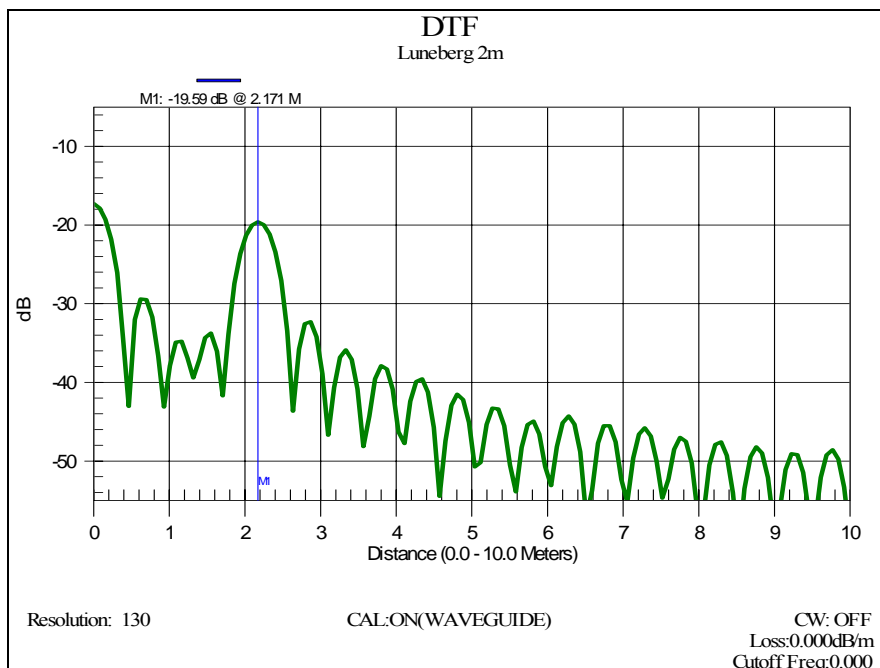
47. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása az 1 m távolságra elhelyezett Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



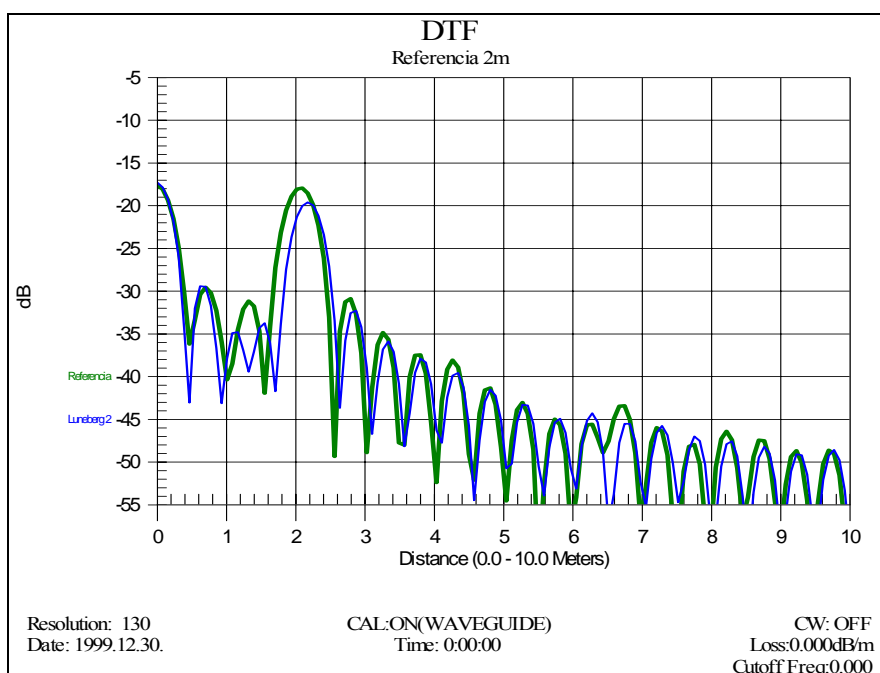
48. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása az 1 m távolságra elhelyezett (külön-külön mért értékek) referencia tárgyának és a Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



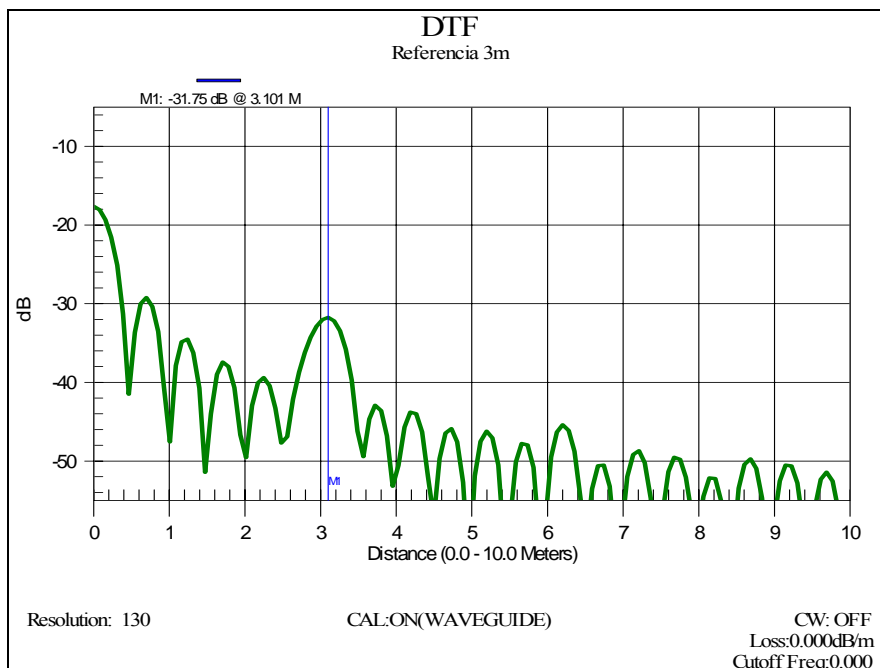
49. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a 2 m távolságra elhelyezett referencia tárgyának (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



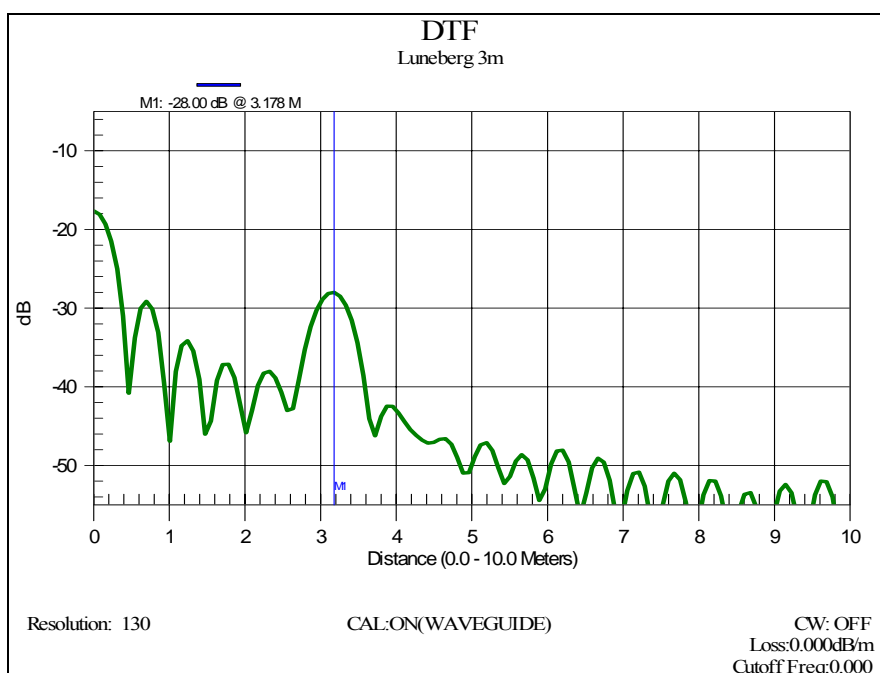
50. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a 2 m távolságra elhelyezett Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



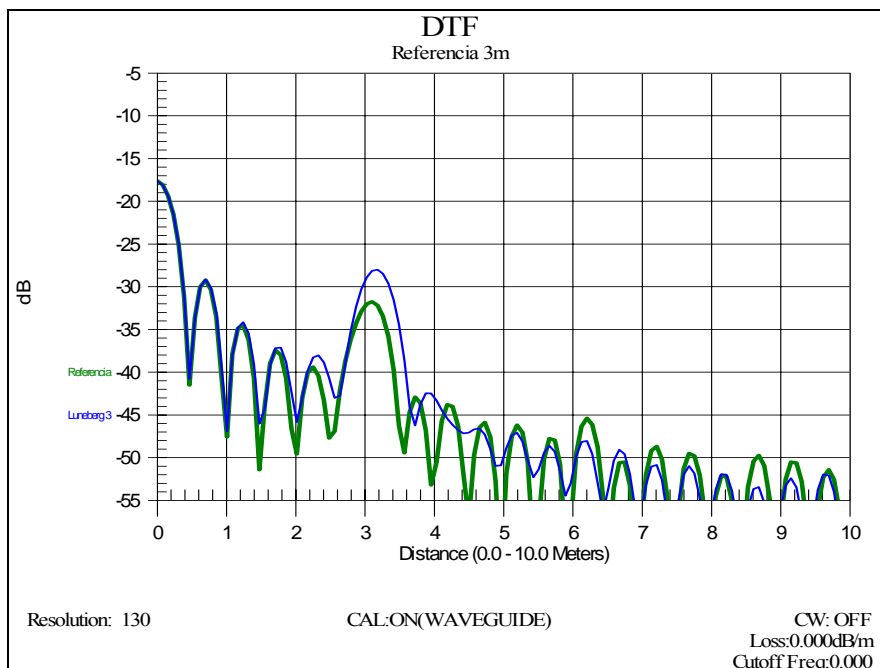
51. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a 2 m távolságra elhelyezett (külön-külön mért értékek) referencia tárgyának és a Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



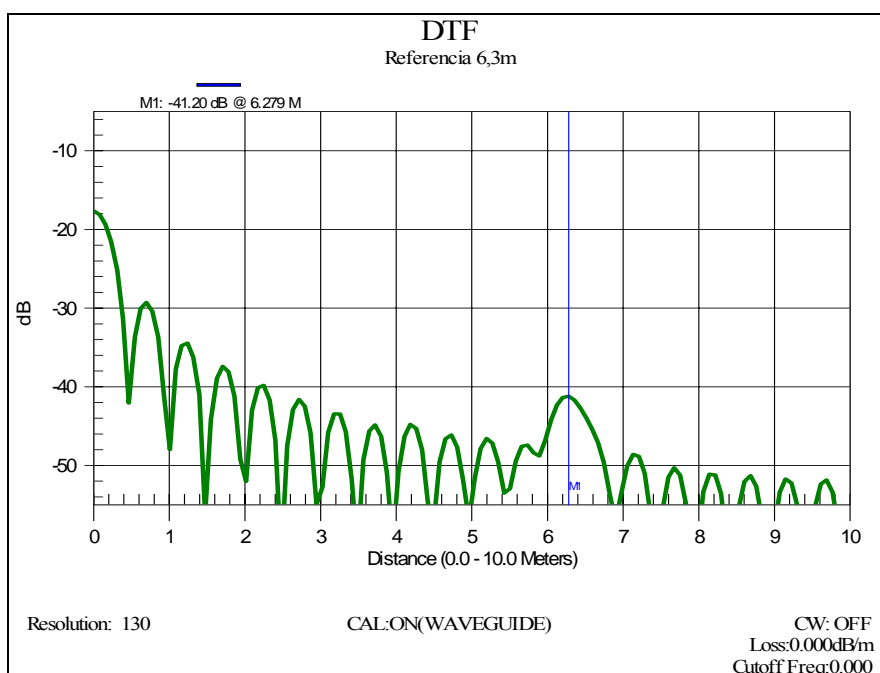
52. ábra: A távolság függvényében számított reflexió csillapítása a 3 m távolságra elhelyezett referencia tárgyának (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



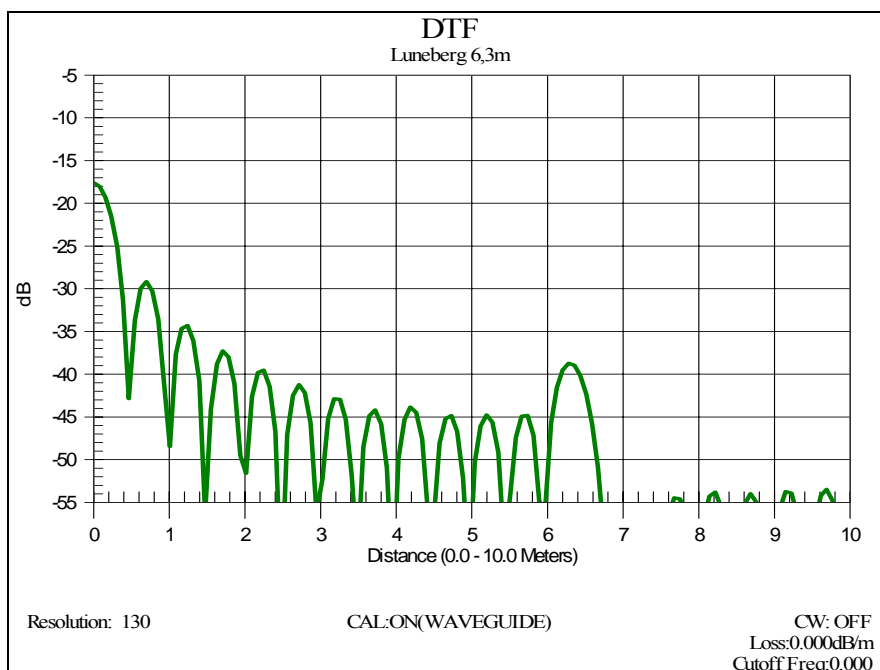
53. ábra: A távolság függvényében számított reflexió csillapítása a 3 m távolságra elhelyezett Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



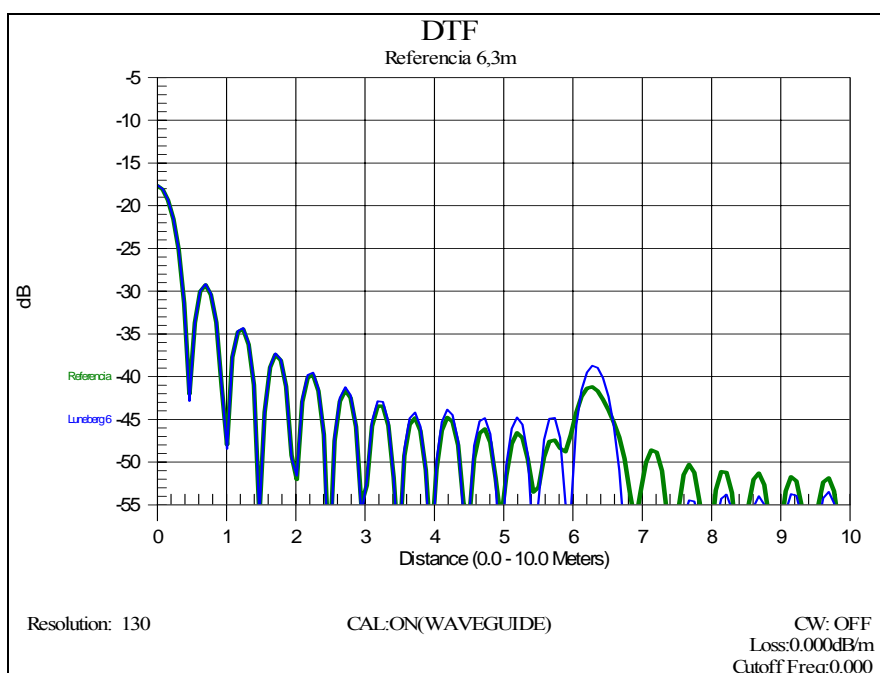
54. ábra: A távolság függvényében számított reflexió csillapítása a 3 m távolságra elhelyezett (külön-külön mért értékek) referencia tárgyának és a Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



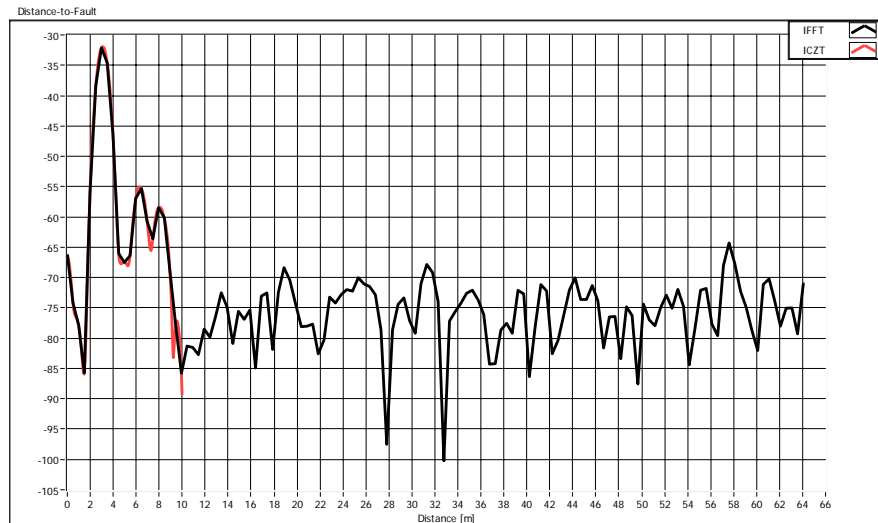
55. ábra: A távolság függvényében számított reflexió csillapítása a 6,3 m távolságra elhelyezett referencia tárgyának (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



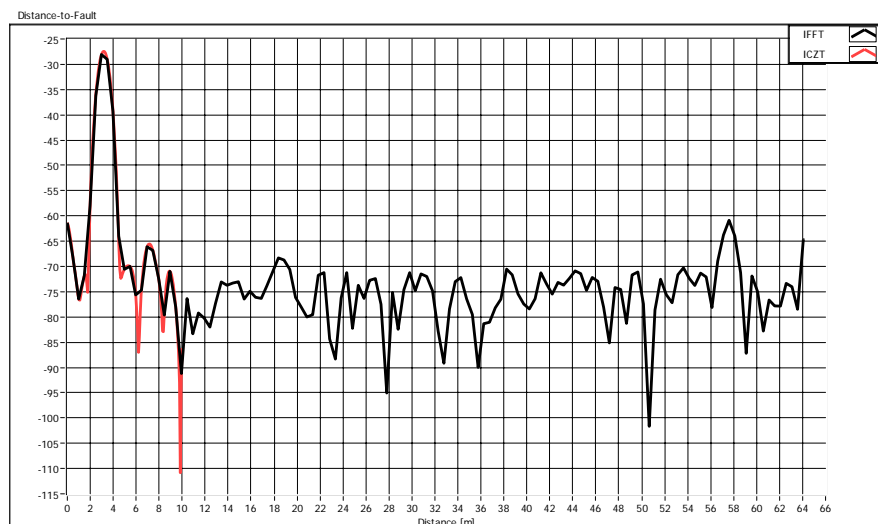
56. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a 3 m távolságra elhelyezett Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



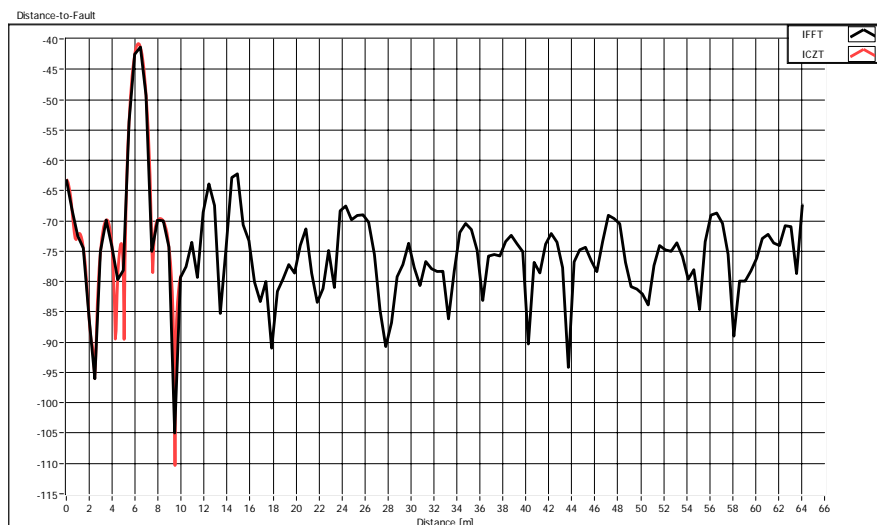
57. ábra: A távolság függvényében számított reflexiós csillapítása a 6,3 m távolságra elhelyezett (külön-külön mért értékek) referencia tárgyának és a Luneberg lencsének (0-10m és 9-9,3 GHz tartomány, téglalap ablakfüggvény)



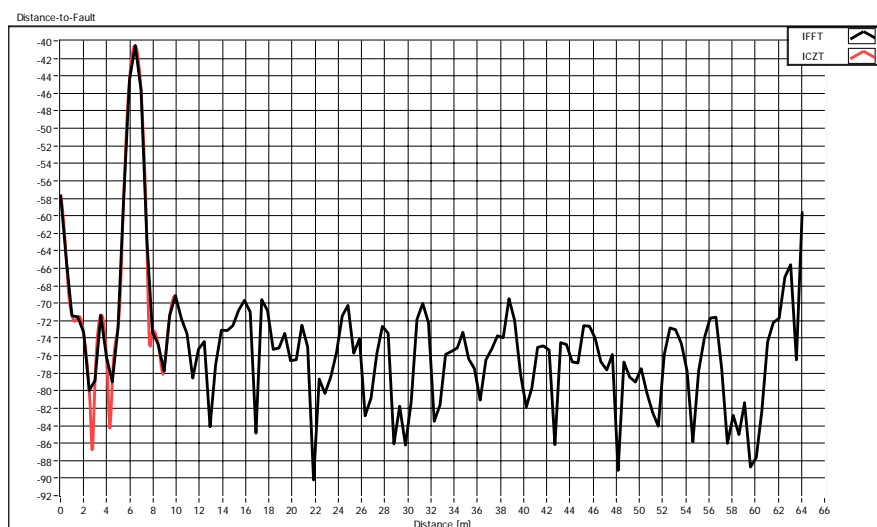
58. ábra: 3,0 m-en elhelyezett referencia tárgy reflexiós csillapításának helyfüggése, első reflexió értéke: 3,023m / -31,965 dB (-31,751 dB, Flat Top ablak) (szabadtéri értékkel korrigált) (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolp-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)



59. ábra: 3,0 m-en elhelyezett Luneberg lencse reflexiós csillapításának helyfüggése, első reflexió értéke: 3,178 m / -27,41 dB (-27,361 Flat Top ablak) (szabadtéri értékkel korrigált) (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolp-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)



60. ábra: 6,3 m-en elhelyezett referencia tárgy reflexió csillapításának helyfüggése, első reflexió értéke: 6,279 m / -40,756 dB (-40,836 dB, Flat Top ablak) (szabadtéri értékkel korrigált) (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolp-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)



61. ábra: 6,3 m-en elhelyezett Luneberg lencse reflexió csillapításának helyfüggése, első reflexió értéke: 6,434 m / -40,534 dB (-40,532 dB, Flat Top ablak) (szabadtéri értékkel korrigált) (0-64,064 m IFFT, 0-10 m ICZT és 9-9,3 GHz frekvenciatartomány, Dolp-Chebyshev ablak, 80 dB oldalsáv elnyomás)

	Csillapítás A=2dB/m	Csillapítás A=0,1dB/m
Luneberg lencse	<p>Distance-to-fault Luneberg 6.3m</p> <p>Resolution: 130 CAL:ON(WAVEGUIDE) CW: OFF Loss:2.000dB/m Cutoff Freq:0.000</p>	<p>Distance-to-fault Luneberg 6.3m</p> <p>Resolution: 130 CAL:ON(WAVEGUIDE) CW: OFF Loss:0.100dB/m Cutoff Freq:0.000</p>
Referencia tárgy	<p>Return Loss Referencia 6.3m</p> <p>Resolution: 130 CAL:ON(WAVEGUIDE) CW: OFF Loss:2.000dB/m Cutoff Freq:0.000</p>	<p>Distance-to-fault Referencia 6.3m</p> <p>Resolution: 130 CAL:ON(WAVEGUIDE) CW: OFF Loss:0.100dB/m Cutoff Freq:0.000</p>
A hibahely RL értékének referencia tárgyhoz viszonyított értéke	$-13,61\text{dB} - -16,08\text{dB} = 2.47\text{dB}$	$-37,47\text{dB} - -39,94\text{dB} = 2.47\text{dB}$

15. táblázat: A hibahely RL értékének referencia tárgyhoz viszonyított értékének függetlensége, különböző csillapítási értékeknél (9-9,3 GHz tartomány, 6,3m-en elhelyezett céltárgyak esetén)