



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

ISM sávú rádiós modulok mérési alkalmazhatósága

Készítette:

Szalay Zoltán Attila

Villamosmérnöki Szak

(2012)

Konzulensek:

Dr. Nagy Lajos

Szélessávú Hírközlés és Villamosság Tanszék

(Tanszékvezető)

Dudás Levente

Szélessávú Hírközlés és Villamosság Tanszék

(Tanársegéd)

Kivonat

A dolgozat az ISM sávú rádiós modulok mérési alkalmazhatóságát vizsgálja és mutatja be. Két teljesen különböző alkalmazási terület kerül bemutatásra. A használt modul az RFM22-es, mely a Silicon labs Si4432 -es transceiver chip-jén alapul. Az eszköz alapvetően kétirányú adás-vételi kommunikációra lett kifejlesztve. A működési frekvencia igen széles, 240 MHz és 930 MHz közötti tartományban folytonosan hangolható. Vételi módban -118 dBm-es átlagos érzékenységgel rendelkezik, míg adás esetén 8dBm és 17dBm között 3 dBm-es felbontással állítható a kimenő teljesítmény. Digitális RSSI-vel (Received Signal Strength Indicator) rendelkezik, mely +/- 0,5 dB felbontású a -100 dBm-től -20 dBm-ig terjedő tartományban.

A TDK dolgozat elméleti vizsgálatok után két gyakorlati területen mutatja be a modulok alkalmazását.

Az első alkalmazási terület a térerősség eloszláson alapuló beltéri helymeghatározás. A mérések során három egység három különböző frekvencián ad modulálatlan szinuszos vivő (CW) jelet a 868 MHz-es ISM sávban. Egy negyedik berendezés pedig egymás után méri az egyes csatornák jelszintjét, melyet továbbít egy PC felé. Az egyes jelszintek egy mátrixba kerülnek eltárolásra, ahol a mátrix elemei egy raszteres térképi adatbázis pontjait jelölik. Az adók ismert pozíciókban vannak elhelyezve, míg a vevővel mozgunk a beltéri környezetben, ezzel egy rádiós térképet felvéve. Az ily módon keletkezett eredményeinket közvetlenül felhasználhatjuk pozícionálásra vagy beltéri hullámterjedési modellek tesztelésére, valamint hangolására. Az általunk vizsgált hullámterjedési modell a Mootley-Keenan modell, melyet a mérési eredményekre hangoltuk. A pozícionálás átlagos hibája körülbelül 2 méterre adódik az általunk vizsgált, rádiós szempontból „nehéz” környezetnek mondható területen.

A másik vizsgált terület a modulok alkalmazhatóságával kapcsolatban az anyagparaméter-mérés. Egy koaxiális kialakítású nyitott rezonátor üregen alapuló mérőelrendezést fejlesztettünk, melyet a 700 MHz és 900 MHz közötti frekvencia-tartományban nagy felbontással szinuszosan változó térrel gerjesztve egy rezonancia görbe vehető fel. A gerjesztést egy adó üzemben lévő rádiós modul végzi, míg a kialakuló teljesítményviszonyokat egy vételre állított egység méri. Ha a mérő üregre vizsgálandó anyagmintát helyezünk, annak hatására a rezonanciacsúcs eltolódik, és az üreg jósági tényezője is módosul. Ezen változások mértéke analitikusan kifejezhető

kapcsolatban áll az anyag komplex dielektromos állandójával. Az elmélet helyességének, valamint a mérőüreg paramétereinek a meghatározásához elektromágneses tér szimulációk is készültek a HFFS szoftver segítségével.

Abstract

I investigated applicability of measurement of the ISM band radio modules in two totally different areas. The applied module is the RFM22 which based on the Si4432 transceiver chip of Silicon labs. This device has been developed to communicate in two directions thus it is capable of being a receiver and a transmitter as well. It is constantly tunable in its frequency range that is from 240 to 930 MHz. It has a -118 dBm average sensitivity in receiver mode, while in transmit mode the output power is configurable from 8 dBm to 17dBm with 3 dBm resolution. The device has Digital RSSI (Received Signal Strength Indicator), which has a +/- 0.5 dB resolution from -100 dBm to -20 dBm.

The TDK paper demonstrates two practical applications of the modules after the theoretical analyses.

The first scope is the indoor localization that based on field strength distribution. Three unites broadcast unmodulated sinusoidal signals in three different frequencies in the 868 MHz ISM band during the measurement. The fourth device scans the channels one by one and transmits the measured RSSI values to the PC. Each result is stored in a matrix, where the elements of the matrix indicate the point of a map database. The transmitters are in known positions while we are on the move whit the receiver in the indoor environment. So we obtain a radio map that we can use for positioning directly or testing and also tuning indoor wave propagation models. We investigated the Motley-Keenan model that we tuned on the measured values. The average error of the localizations was approximately 2 meters in the examined environment.

The other investigated area related to application of modules is measurement of material parameters. We developed a measurement scheme based on a coaxial designed open resonator cavity. If we induce it with a sinusoidally variable field between 700 MHz and 900 MHz, we can create a resonance curve. The induction is performed by a transmitter radio module, while the performance values are measured by a receiver module. If we put sample material to the cavity, the resonance peak will be shifted and the Q-factor will be modified as well. The scale of these changes is in analytically expressible connection with dielectric constant of material. Electromagnetic field simulations were performed with HFSS software to define parameters of the probe and to check the correctness of theory.

Tartalom

Bevezető.....	1
1. Pozicionálás és modellhangolás.....	2
1.1 Bevezetés	2
1.2 Elektromágneses hullámok	2
1.3 Hullámok leírása	3
1.4 Polarizáció	4
1.5 Terjedési módok	4
1.5.1 Reflexió.....	4
1.5.2 Diffrakció.....	5
1.5.3 Szóródás.....	6
1.5.4 Szabadtéri rádióösszeköttetés	6
1.5.5 Többutas terjedés	8
1.5.6 Fading	8
1.6 Beltéri empirikus hullámterjedési modellek (900 MHz)	9
1.6.1 Fal- és szinttényező modellek.....	9
1.6.2 COST231 több falas modell	10
1.6.3 Ericsson modell.....	11
1.7 Adó és vevő eszközök tervezése és építése	11
1.8 Antennatervezés.....	15
1.9 Mérés	19
1.9.1 Mérési pontok és eredmények	21
1.9.2 Mérések értékelése.....	25
1.10 Szimuláció	27
1.10.1 Modellhangolás.....	28
1.11 Pozicionálás	31
1.12 Értékelés.....	32

2. Roncsolás-mentes anyag-paramétermérő rendszer.....	34
2.1 Bevezetés	34
2.2 Dielektrikumok villamos tulajdonságai	34
2.3 Mérési elvek.....	37
2.4 Mérő rendszer	39
2.5 Mérőfej paramétereinek meghatározása	41
2.5.1 Analitikus közelítés.....	41
2.5.2. Numerikus megközelítés (szimuláció).....	44
2.6 Elkészített rezonátor	47
2.7 VNA mérési eredmények a rezonátorról	49
2.8 Mérőpanel	51
2.8.1 Mérőpanel nyomtatott áramköri rajza.....	54
2.8.2 Árnyékolás hatásának HFSS modellje.....	57
2.8.3 Elkészített mérőpanel.....	58
2.9 Az eszköz kalibrációja	58
2.9.1 A mérőfejek szimulációinak pontosítása	58
2.9.2 Mérőpanel kalibrációja	61
2.10 A mérőpanel vezérlő szoftvere	62
2.11 Mérési eredmények a teljes mérő rendszerrel.....	65
2.12 Értékelés.....	68
Hivatkozások	I
Ábrajegyzék	III
Táblázatjegyzék	V
Rövidítés jegyzék.....	VI

Bevezető

Napjainkban egyre jelentősebb kérdéssé válik, hogy képesek vagyunk-e meghatározni objektumok, emberek pozícióját? Az előregező európai társadalomban fokozatosan növekedik a healthcare, a telemedicina, környezettel támogatott életvitel program fejlesztése (AAL – Ambient Assisted Living) iránti igény. A különféle technológiákkal megvalósított beltéri mozgáskövetés nem csak az (AAL), de számos más alkalmazás szempontjából is igen fontos terület. Számtalan helyfüggő szolgáltatás is az előfizetőik helyzetének ismeretére épül. Az információgyűjtésben is fontos szerephez jut a pozicionálás. Erre az egyik legjobb példa, amikor egy bevásárló központban szeretnénk a látogatók vásárlási szokásait megismerni. Ehhez nyomon követhetjük a mozgásukat, majd az adatok értékelése után optimalizálhatjuk az áruk elhelyezését. A pozicionáláshoz felhasznált modellek jó kiinduló alapul szolgálhatnak az (AP – Access Point)-ok optimális elhelyezéséhez, a maximális lefedettség elérése érdekében - ezzel jelentős összegeket megtakarítva. A pozicionálás, valamint annak kapcsolódó-, és részterületei jelenleg is a kutatás középpontjában vannak. Sok versengő megoldást fejlesztettek ki világszerte, azonban mindegyiküknek megvan a maga hiányossága.

Sok ipari folyamatban követelmény, hogy legyen egy mérőrendszer, mely meghatározza az anyagok nedvességtartalmát. Ilyen területek a papíripar, a fóliagyártás, a textíliák feldolgozása, valamint az építőipar. Az ilyen rendszerek gyártói megkövetelik az olcsó és lehetőség szerint nagy pontosságú érzékelőket, melyek roncsolás-mentesen mérik a nedvességtartalmat. Az ily módon begyűjtött adatok nemcsak folyamat kontrollra lehetnek alkalmasak, hanem a minőség biztosítására is. Ezeket a követelményeket egy (RF) koaxiális rezonátoron és (RF) rádiós modulokon alapuló rendszer képes teljesíteni, amint az bemutatásra kerül. Egy (VNL – Vector Network Analyzer)-en alapuló rendszerhez képest az árkülönbség három nagyságrenddel kevesebb, de a mérési eredmények még mindig kielégítő pontosságúak lesznek.

1. Pozicionálás és modellhangolás

1.1 Bevezetés

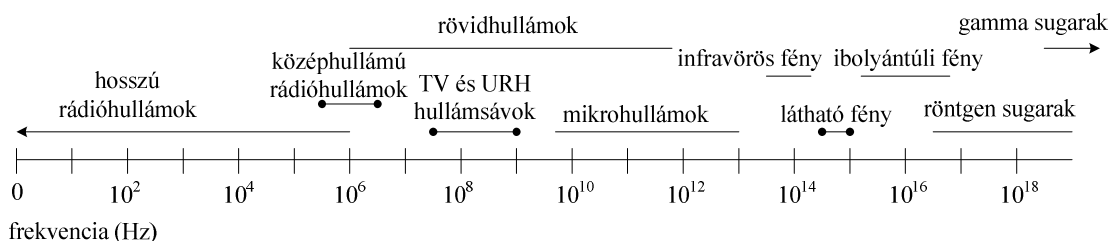
Objektumok helyzetét - egy-két igen speciális alkalmazástól eltekintve - csak és kizárólag hullámok segítségével tudjuk meghatározni. Ezen belül beszélhetünk akusztikai és elektromágneses hullámokról. Véges terjedési sebességüket kihasználva a távolságmérés időmérésre vezethető vissza. A másik lehetséges megoldás a térjellemzők intenzitásának mérése. Elektromágneses hullámok esetében erre szolgál az úgynevezett vett jelerősség indikátor (RSSI – Received Signal Strength Inficator). Épületeken belüli pozíció meghatározásra koncentrálva két módszer szerint járhatunk el, ha ismerjük az alaprajzot. Az első megközelítés szerint mérésekkel egy úgynevezett rádiós térképet vehetünk fel, míg a második esetben ezt hullámterjedési modellekkel számoljuk ki. Éppen ezért kiemelt fontosságú, hogy jó modellekkel rendelkezünk.

Térben három adott ponttól való távolság ismeretében - a legtöbb esetben - képesek vagyunk meghatározni az objektum helyzetét. Ugyanis ekkor három gömb két metszete közül az egyik adja a tényleges pozíciót. Az alkalmazások túlnyomó többségében csak az egyik metszéspont ad reális eredményt, mint például a GPS-ek esetében, így ez okból nincs szükség egy negyedik referenciapontra.

A továbbiakban áttekintem a fontosabb beltéri hullámterjedési modelleket, illetve bemutatom a segítségükkel elvégzett becsléseket, valamint mérési eredményeket.

1.2 Elektromágneses hullámok

Elektromágneses hullámok - jelen tudásunk szerint - közel zérus frekvenciától 10^{23} Hz-ig léteznek. A spektrumot sokféle módon szokták felosztani, ezek közül az egyik látható a következő ábrán:



1. ábra: Elektromágneses spektrum egy lehetséges felosztása

A gyakorlat számára igen fontosak az úgynevezett rádióhullámok, melyek mesterséges vezetés nélkül terjednek, viszonylag jó hatásfokkal kisugározhatóak és felfoghatóak. A spektrumuk körülbelül a 9 kHz – 3000 GHz tartományban helyezkedik el. [1]

1.3 Hullámok leírása

A terjedés fizikai megvalósulása során két csoportba oszthatjuk a hullámokat (térhullámok, felületi hullámok). Térhullámú terjedési mód esetén az elektromágneses hullámok a Föld felületétől elszakadva a Poynting vektor irányába terjednek. A forrásoktól távolodva ezen hullámok egyre inkább síkhullámoknak tekinthetők, melyeket a forrásmentes térre felírt Maxwell egyenletekkel írhatunk le. Ezek alakja szinuszos időfüggés és árammenetes tér esetén:

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{H} &= j\omega\epsilon\vec{E} \\ \text{rot} \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \end{aligned}$$

Ahol $\vec{E}$ az elektromos térerősség, $\vec{H}$ a mágneses térerősség, ω a hullám frekvenciájának 2π -szerese, ϵ az anyag relatív permittivitása (vákuumhoz képest), μ pedig a relatív permeabilitása.

Az egyenleteket átalakítva kapjuk a homogén Helmholtz egyenletet. Ezt megoldva azt kapjuk, hogy az elektromos és mágneses térerősség (csak x ill. y komponensük van) egymásra, illetve a terjedés irányára merőlegesek, valamint fázisban vannak. Hányadosuk adja a hullámimpedanciát:

$$\frac{E_x}{H_y} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Levegőben: $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$, így a szabad tér hullámimpedanciája 120π . (E) -vel és (H) -val az S Poynting vektor a következőképpen írható le:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

A hullám terjedési sebessége vákuumban:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 2,9979 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$$

mely adott permittivitással rendelkező anyagban a következőképpen módosul [1]:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$$

1.4 Polarizáció

Polarizáció alatt azt a görbét értjük, melyet a térerősség vektor a Poynting vektorra merőleges síkban befut. A térhullámok polarizációját síkhullámokra értelmezzük. Általános esetben a síkhullám polarizációja elliptikus, melynek speciális eseteként adódik a körös, valamint a lineáris polarizáció. A térerősség vektor forgásának irányát a hullám terjedési irányából megfigyelve definiáljuk. Beszélhetünk óramutató járása szerinti jobbforgású (CW), illetve azzal ellentétes irányú balforgású (CCW) polarizációkról. [1]

1.5 Terjedési módok

A különböző frekvenciájú, vagy - ha így jobban tetszik - hullámhosszú hullámokat más-más célokra tudjuk használni. A nagyon kis frekvenciájú hullámokat nem tudjuk kisugározni, így azok számunkra nem érdekesek. A frekvenciát változtatva a hullámok folyamatosan változtatják tulajdonságaikat, így a céljainknak megfelelő frekvencia megválasztásánál körültekintőnek kell lennünk. [1]

1.5.1 Reflexió

A reflexiót végtelen kiterjedésű, síkkal határolt, homogén térrészek között értelmezzük. A reflektált hullám amplitúdóját, fázisát, valamint polarizációját a térrészek anyaga és a felületek egyenletlensége határozza meg. Az ideális esetet

matematikailag jól kézben tarthatóan tudjuk modellezni. Tökéletesen sima és sík felszín esetén spektrális reflexió alakul ki. Ekkor, ha a beeső hullám síkhullám, akkor a visszavert hullám is az, és az energia egyetlen irányban terjed. Az ideális esetre vonatkozó Snell-Descartes törvényt általánosíthatjuk a komplex ε és μ bevezetésével. Ezzel tudjuk modellezni a veszteséges dielektrikumokat. Egy úgynevezett reflexiós tényezőt szokás definiálni, mely a reflektált és beeső hullám elektromos térerősségének amplitúdó aránya.

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i}$$

A reflexiós tényező horizontális polarizációra:

$$\Gamma_h = \frac{\sin \vartheta - \sqrt{\bar{\varepsilon} - \cos^2 \vartheta}}{\sin \vartheta + \sqrt{\bar{\varepsilon} - \cos^2 \vartheta}}$$

A reflexiós tényező vertikális polarizációra:

$$\Gamma_v = \frac{\bar{\varepsilon} \sin \vartheta - \sqrt{\bar{\varepsilon} - \cos^2 \vartheta}}{\bar{\varepsilon} \sin \vartheta + \sqrt{\bar{\varepsilon} - \cos^2 \vartheta}}$$

Ahol az $\bar{\varepsilon} = \varepsilon' + \sigma/(j\omega\varepsilon_0) = \varepsilon' - j60\lambda\sigma = \varepsilon' - j\varepsilon''$ a komplex dielektromos állandó, melyre később részletesen kitérek. [1]

1.5.2 Diffrakció

A hullámokat a szabad terjedésben sokszor tereptárgyak akadályozzák. Az akadályokat szokták késéssel, parabolikus hengerrel, vagy dielektromos ékkel modellezni. A Huygens elv kimondja, hogy a terjedő hullám frontjának minden pontja újabb elemi hullámok kiinduló pontja, így az elektromágneses hullámok ezen új forrásokból származó hullámok szuperpozíciójaként állíthatók elő. Ennek következtében az elektromágneses hullám képes behatolni az akadály mögötti árnyéktérbe. [1]

1.5.3 Szóródás

A szóródást egyenetlen felületen történő rendezetlen reflexiók összességéként modellezzük. A felület minőségét főként a Rayleigh kritérium felhasználásával szoktuk jellemezni. Ha a felület egyes pontjaiból a reflexióval származó hullámösszetevők közötti maximális fáziseltérés kisebb, mint $\pi/2$, akkor a felületet síknak tekintjük, ellenkező esetben egyenetlennek. A fáziseltérésből az úthossz-különbségekre $\lambda/4$ adódik. Egyenetlen felület esetén a felületi magasság eloszlását Gauss-eloszlással szokás modellezni, mellyel a szórási veszteség megadható. [1]

$$\rho_s = e^{-8\left(\frac{\pi\sigma\sin\delta}{\lambda}\right)^2}$$

Ahol σ a felület magasságának szórása. Az egyenetlen felületről történő szórás reflexiós tényezője:

$$\Gamma_{\text{egyenetlen}} = \rho_s \cdot \Gamma_s$$

1.5.4 Szabadtéri rádióösszeköttetés

Szabadtéri pont-pont összeköttetés esetén feltételezzük, hogy pontszerű forrásunk van, és az antenna távolterében a hullám síkhullámnak tekinthető. A rádiós hullámterjedés determinisztikus analízisét csak néhány egyszerűbb esetben tudjuk elvégezni. Legtöbbször ezen egyszerű modellek kiterjesztése szükséges további terjedési módok figyelembe vételével. Azonban ez az egyszerű analízis általában megadja az alapvető hullámterjedési mód csillapítását.

Ha az adóantenna távol helyezkedik el a föld felszínétől és minden más objektumtól, akkor azt mondhatjuk, hogy szabadtérbe sugároz. Ha ezen antenna fő sugárzási irányába - tőle (d) távolságra - egy vevőantennát helyezünk el, akkor az ott fellépő teljesítménysűrűséget a következő képlet adja:

$$S = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2}$$

Ahol a P_T az antennába betáplált teljesítmény, G_T pedig az antenna nyeresége. A fenti képlet azt írja le, hogy a kisugárzott teljesítmény a távolság növekedtével egyre nagyobb sugarú gömbhéjakon oszlik el. A vevőantennából kivehető maximális teljesítményt az A_e hatásos felület és az S teljesítménysűrűség szorzata adja. Azonban a hatásos felület kifejezhető a nyereséggel, így P_R – t a következőképpen számolhatjuk:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi}$$

Itt G_R a vevő antenna nyeresége, λ pedig az üzemi hullámhossz.

A szabadtéri rádió csatorna csillapítását a vevő oldalon kinyerhető maximális P_R teljesítmény és a P_T betáplált teljesítmény hányadosa adja. Ezt az előzőekben elmondottak alapján a következőképpen tudjuk leírni:

$$L_F = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

A képletből látszik, hogy a rádiós csatornába az antennákat - mint a szabadtér és tápvonal közötti transzformátorokat - is beleértjük. A szabadtéri csillapítást általában dB-ben fejezzük ki:

$$L_F(dB) = P_T(dBm) - P_R(dBm) = 20 \cdot \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) - (G_T(dB) + G_R(dB))$$

A mérnöki gyakorlatban az egyenletnek egy másik, praktikusabb alakját használjuk:

$$L_F(dB) = (G_T(dB) + G_R(dB)) - 20 \cdot \lg(f) - 20 \cdot \lg(d) + 147,6$$

A szakaszcsillapításhoz a szabadtéri csillapításon kívül további tagokat kell hozzáírnunk a modell finomítása érdekében. Ilyen többletcsillapítást jelent a hullámra, ha veszteséges közegen halad keresztül (NLoS – Non Line of Sight), valamint az illetetlenségből fakadó reflexiós veszteség, továbbá a polarizációs, diffrakciós csillapítás. [1]

$$L_{SZ}(dB) = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - (G_T(dB) + G_R(dB)) + L_t(dB) + L_p(dB) + L_r(dB)$$

1.5.5 Többutas terjedés

Hullámok azáltal juthatnak több úton az adóból a vevőbe, hogy azok a környezet tárgyait reflektálódnak, elhajlanak illetve szóródnak. Ezek a hullámok egymással interferálnak, egymást erősítik vagy gyengítik. A többutas terjedés gyakorlatilag tetszőleges hullámhosszon felléphet. Analitikus formában mindössze a kétutas terjedést tudjuk leírni. [2]

1.5.6 Fading

Rayleigh fadinges csatornáról beszélünk, ha az adó és a vevő között nincsen direkt útvonal, az adóból a vevőbe csak reflektált úton jut el a jel. Ilyenkor a vett térerősség sok sugár fázishelyes vektoriális eredőjeként jön létre. Mindegyik ugyanazt a jelet tartalmazza, különböző késleltetéssel, lineáris közeg esetén. A késleltetések, a sugarak száma, azok intenzitása az időben véletlenszerűen változik. Mivel a sugarak száma nagy, a centrális határeloszlás tétele (CHT) alapján egy komplex Gauss-folyamattal modellezhető zaj jelenik meg a jelen. Ismeret, hogy két független Gauss-eloszlású valószínűségi változó vektoriális összegének az eloszlása Rayleigh-eloszlást követ. Így a csatornán áthaladó jel amplitúdójának sűrűségfüggvénye a következő alakú lesz [3] [4]:

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}$$

ahol (σ) a szórás (a) pedig a csillapítás érték. A képletből látható, hogy ez egy széles „hosszú farkú” eloszlás. Ez azt jelenti, hogy kis valószínűséggel tetszőlegesen nagy csillapítás is előfordulhat. Azonban annak is véges valószínűsége van, hogy a csatorna erősít. A Rayleigh fading amplitúdójának autokorrelációs függvénye arányos a nulladrendű elsőfajú Bessel-függvénnyel. Ez azt jelenti, hogy a térben körülbelül fél hullámhossznyi távolságra lévő minták már korrelálatlannak tekinthetők.

A Rayleigh eloszlás általánosításaként kapjuk az úgynevezett Rice-eloszlást. Ebben az esetben az adó és a vevő között létezik egy időtől független közvetlen terjedési út is. Race-fading esetén az amplitúdó eloszlás sűrűségfüggvénye a következő [3] [4]:

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2+x_0^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{ax_0}{\sigma^2}\right)$$

1.6 Beltéri empirikus hullámterjedési modellek (900 MHz)

Amikor beltéri környezetben elhelyezünk egy adót, egy pikocellát hozunk létre. Az épületek belseje valószínűleg a legkevésbé „jóindulatú” környezet a többi elképzelhetővel szemben. A falak jelenléte, valamint az épületben tartózkodók mozgása miatt egy időben változó többutas terjedés alakul ki. A falak igen nagy csillapítást okozhatnak, továbbá az időbeli változás lehet igen lassú, aminek az lehet a következménye, hogy viszonylag hosszú ideig lehet nagy a csillapítás.

1.6.1 Fal- és szinttényező modellek

Alapvetően két különböző megközelítést szoktunk használni pikocellák esetén. Az elsőnél a terjedés a szakaszcsillapítással van modellezve. Ekkor a szükséges paramétereket mérésekkel határozzuk meg. Ez a megközelítés általában viszonylag nagy hibához vezet beltéri környezet esetén, az adott környezeten belül fellépő sok különböző terjedési mód miatt. Valamivel pontosabb megközelítés, mikor a szakaszcsillapítást egy fix hatványkitevővel közelítjük, csak úgy, mint a szabadtéri terjedés esetén, és ehhez adunk hozzá további csillapító tagokat.

$$L_T(dB) = L_1(dB) + 20 \cdot \lg(r) + n_f a_f(dB) + n_w a_w(dB)$$

A fenti képletben az a_w és a_f tényezők decibelben fejezik ki egy fal és egy szintelválasztó csillapítását. n_f és n_w adják meg, hogy az adó és a vevő közötti egyenes hány falat illetve szintelválasztót metsz. L_1 az adótól egy méterre fellépő csillapítás, (r) pedig az adó és vevő közti távolság.

Hasonló megközelítéssel dolgozik az ITU-R modell, kivéve, hogy most csak az emeletek közötti csillapítás van kifejezve explicit módon. Adott emeleten lévő pontok közti csillapítást implicit módon tartalmazza a terjedési együttható. Feltételezzük, hogy az alapcsillapítás megegyezik a szabad térivel.

$$L_T(dB) = 20 \cdot \lg(f_c) + 10 \cdot n \cdot \lg(r) + L_f(n_f) - 28$$

Az (n) terjedési együttható 900 [MHz] környékén a környezettől függően, tipikusan 3,3 és 2,0 között van. A 3,3 irodai környezetre javasolt. Az $L_f(n_f)$ faktort a szintek számához szoktuk megadni: 1 szint: 9; 2 szint: 19; 3 szint: 24, irodai környezetben 900 MHz-en. Általában nagy szintszámok esetén a terjedési veszteség túlbecsült ennél a modellnél. [5]

1.6.2 COST231 több falas modell

A címben jelzett modell alapja a Mootley – Keenan páros által publikált modell. Ők a szabad téri csillapítást analitikusan számolják, majd többletcsillapításként hozzáadják az így kapott értékhez a falak általi csillapítást. Különböző faltípusokat definiálnak, és a modell azt számolja, hogy ezek közül a sugár hányat metsz. Léteznek a különböző faltípusokra frekvenciának megfelelő csillapítás-ajánlások, azonban célszerű ezeket a tagokat paraméterként kezelni, és a mérési eredményekre optimalizálni. [5]

$$L_T = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) + \sum_i n_i L_{wi}$$

Ebben az esetben (i) jelöli a faltípusok számát, (n) a metszések számát, L_w pedig a faltípus által képviselt csillapítást decibelben.

A cost231 (99') magába foglal egy lineáris veszteség komponenst - egy a falon áthaladások számával arányos tagot - valamint egy komplex kifejezést, mely a metszett szintek számát tartalmazza.

$$L_T = L_F + L_C + \sum_{i=1}^w L_{wi} n_{wi} + L_f n_f ((n_f + 2)/(n_f + 1) - b)$$

L_F a szabadtéri csillapítás az adó és a vevő közötti direkt útvonalon. A szummában lévő tagok ugyanazok, mint a Mootley – Keenan modell esetében. Az utolsó kifejezésben a szintek száma szerepel és a hozzájuk tartozó csillapítás szintenként. L_C és (b) tapasztalati úton meghatározott konstansok. A képlet utolsó tagja miatt a hozzáadott csillapítás szintenként egyre csökken. Ez a megközelítés közelebb áll a valósághoz, mintha arányossággal számolnánk. [5]

1.6.3 Ericsson modell

Ennél a modellenél a szakaszcsillapításban jelenlévő árnyékolás egy valószínűségi változóként van figyelembe véve, mely egyenletes eloszlást követ két határ között a távolság függvényében. A terjedési együttható 2-től 12-ig növekszik a távolsággal, mely a térerősség nagyon gyors csökkenését okozza a távolság növekedtével. A modell 900 MHz környékre van kialakítva. Paramétereinek eloszlása:

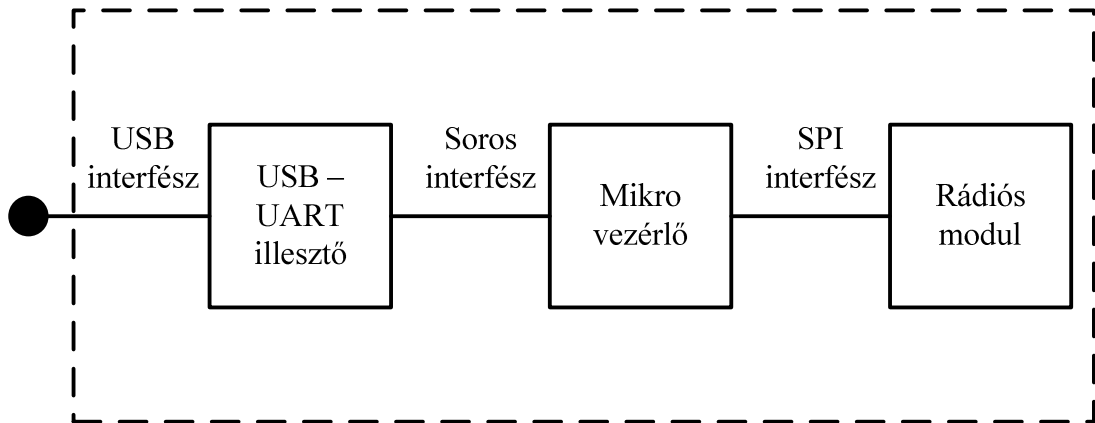
Távolság [m]	Csillapítás alsó határa [dB]	Csillapítás felső határa [dB]
$1 < r < 10$	$30 + 20 \cdot \lg(r)$	$30 + 40 \cdot \lg(r)$
$10 \leq r < 20$	$20 + 30 \cdot \lg(r)$	$40 + 30 \cdot \lg(r)$
$20 \leq r < 40$	$-19 + 60 \cdot \lg(r)$	$1 + 60 \cdot \lg(r)$
$40 \leq r$	$-115 + 120 \cdot \lg(r)$	$-95 + 120 \cdot \lg(r)$

1.1 táblázat : Ericsson modell [5]

1.7 Adó és vevő eszközök tervezése és építése

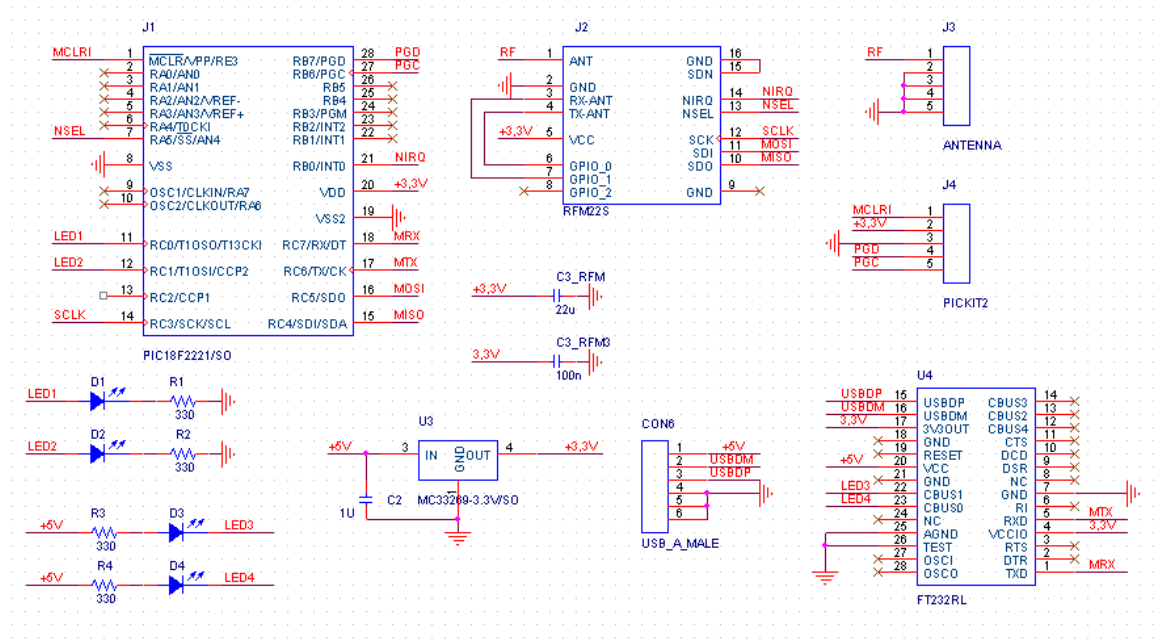
A beltéri térerősség-eloszlás méréséhez saját adó és vevő áramköröket építettünk, melyek magját az RFM22-es jelzésű rádiós modul adja. Az adó egységek esetében egy PIC16f690, míg a vevőnél egy PIC182221 típusú mikrokontroller vezérli a rádiós modult és valósítja meg a port illesztést. Az eltérő kontrollerválasztás oka, hogy aktuálisan ezek álltak a rendelkezésünkre. A vevő oldali eszköz az előzőekhez képest

annyival módosult, hogy azon egy UART-USB illesztést megvalósító FT232RL típusú controller is megtalálható. A következő ábrán látható a rendszer blokkdiagramja:



1.1. ábra: A vevő eszköz blokk diagramja

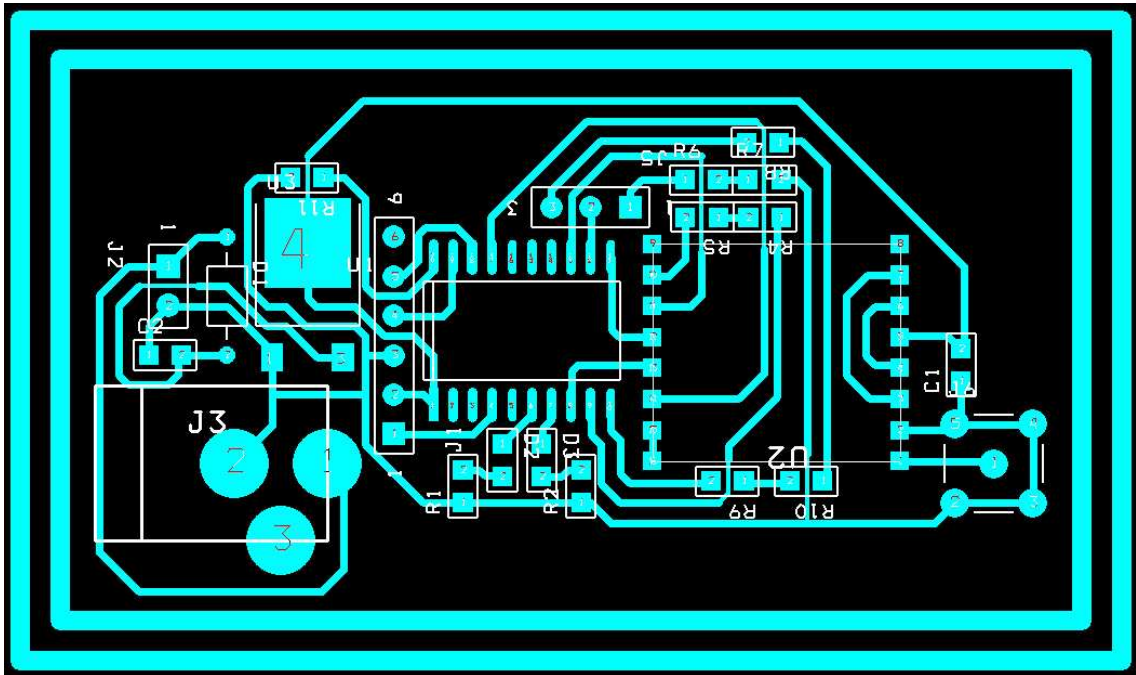
A kapcsolási rajzokat az Orcad Schematic nevű programban készítettük el. A fentebb leírt főbb blokkokon kívül néhány kiegészítő hálózat található a kapcsolásokban. Ilyen a tápellátó hálózat, melyben hidegítő kondenzátorok, egyenirányító és feszültségszabályozó IC található. Ezzel az elrendezéssel az eszközök 5 és 30V között tetszőleges egyenfeszültséggel táplálhatóak. Ezen kívül az eszközök programozása alatti debuggolást segítő, valamint működést jelző LED-ek találhatóak a kapcsolásban. A PIC és a rádiós modul közötti kommunikáció az SPI interfészen keresztül valósul meg. A vevő oldali eszköz kapcsolási rajza szerepel az alábbi ábrán:



1.2. ábra: A vevő eszköz kapcsolási rajza

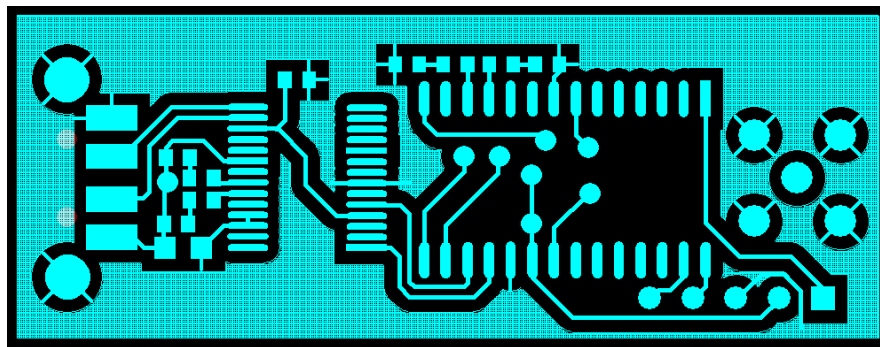
Először az adó áramköröket készítettük el, melyeknél a NYÁK rajzolat tervezése során - az áramkör kísérleti jellege miatt - fontos követelmény volt a vasalásos technikával történő gyárthatóság, mely a minimális csíkszélességre adott alsó korlátot. Ezért a legkisebb csíkszélesség a rajzolon 12 mil, ahol alkatrészek lábaihoz kell csatlakozni, illetve 0 Ω -os „híd” ellenállások alatt kell átmenni, de a standard méret 20 mil. A vezetékezésnél a kanyarokat mindig több töréssel valósítottuk meg, ezzel minimalizálva a felesleges kisugárzást. Az alkatrészeket a lehető legközelebb helyeztük egymáshoz, így módon a vezetékezés is minimális hosszúságú lett, ezzel csökkentve a NYÁK méretét, valamint a veszteségeket. Az antennát a rádiós modul RF lábához igen közel helyeztük, hogy a nagyfrekvenciás analóg jel a lehető legkevesebbet csillapodjon, és minimális zaj csatolódjon át. Ezen kívül így az antennához vezető tápvonal hossza nem összemérhető az üzemi hullámhosszal. Ennek következtében nem alakul ki számottevő reflexió az impedancia illesztetlenség miatt. Ugyanis az RF IC kimeneti impedanciája 50 Ω , valamint az antenna talpponti impedanciáját is 50 Ω -ra terveztük. Azonban a tápvonal impedanciája nem 50 Ω , mivel ehhez olyan vastag vezetékre lett volna szükség, ami nem fért el. A csíkszélesség megállapításához a HFSS szoftvert használtuk, melynek eredményeit később részletesen bemutatom. A tervezés egyrétegű felületszerelt NYÁK-ra történt, így bizonyos esetekben a vezetékek keresztezését 0 Ω -os „híd” ellenállásokkal kerültük el. A jellemző alkatrészek SMD-0806-osak. A

rajzolatokon két külső keret látható, melyre a gyártási technika miatt van szükség, ugyanis a külső keret általában megsérül ennél a módszernél.

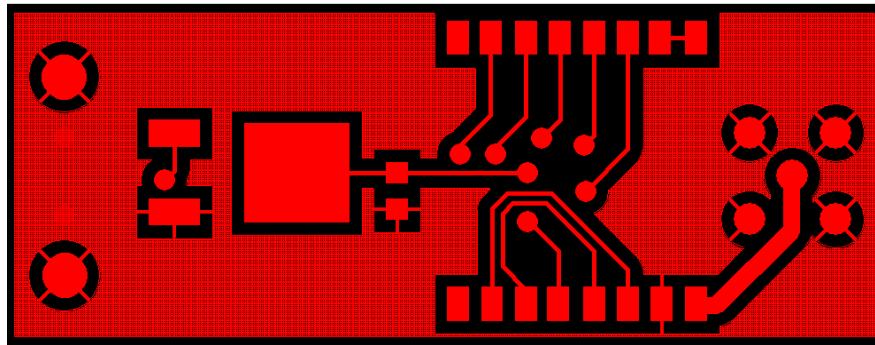


1.3. ábra: A adó eszköz layoutja

Miután meggyőződünk arról, hogy a fentebb leírt kapcsolás működőképes, a vevő egységet kétoldalas NYÁK-ra terveztük. A tervezés során törekedtünk a kis méretre, mivel ez egy mozgó vevő esetében igen hasznos. Az RF vezeték most egy földetlen coplanar struktúrából van kialakítva. Ebben az esetben az $50\ \Omega$ -os impedancia keskenyebb vezető vastagsággal elérhető volt. A szükséges méreteket a HFSS program segítségével határoztam meg. A vevő eszköz NYÁK rajzolata a következő két ábrán látható:

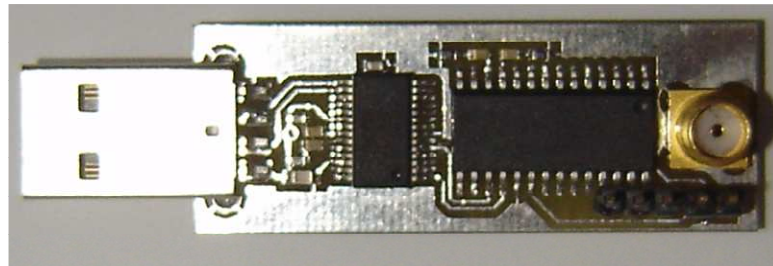


1.4. ábra: A vevő eszköz TOP oldali layoutja

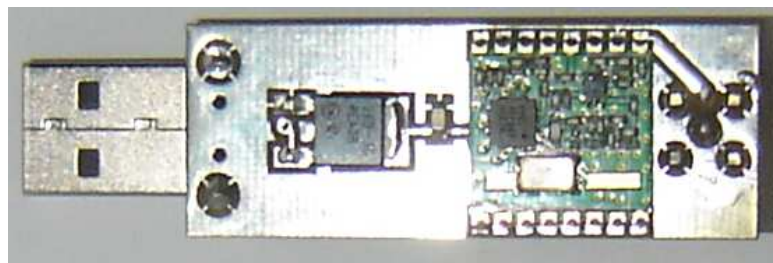


1.5. ábra: A vevő eszköz BOTTOM oldali layoutja

Az elkészített eszköz két oldalának fényképe szerepel az alábbi két ábrán:



1.6. ábra: A vevő eszköz felső oldalának fényképe

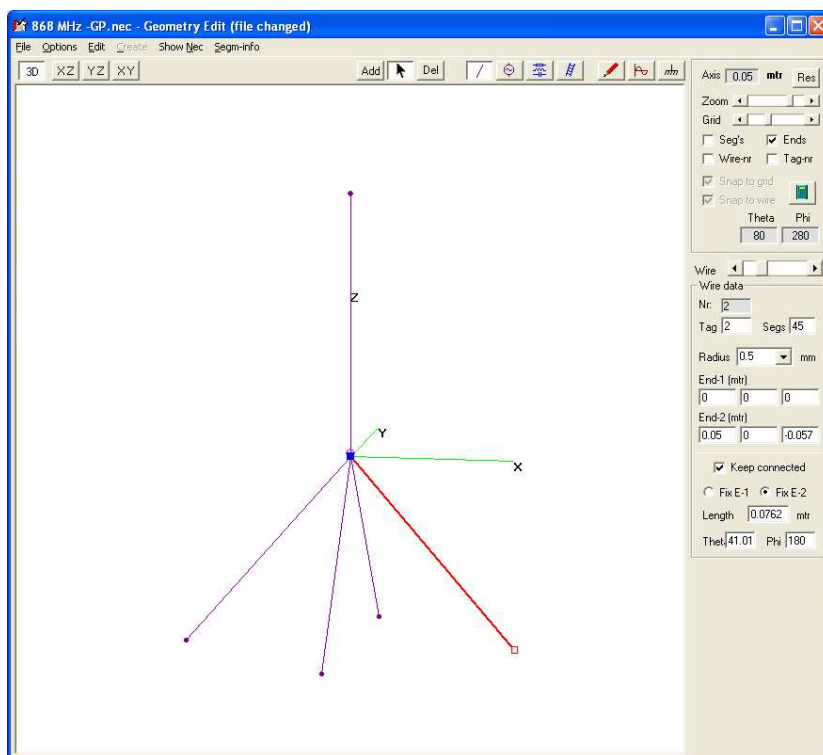


1.7. ábra: A vevő eszköz alsó oldalának fényképe

1.8 Antennatervezés

Szükséges egy antenna, mely képes transzformálni a szabadtéri hullámok és az (RF) jelek között, tehát sugároz és vesz. A rádiós modulnak egy aszimmetrikus 50 Ω -os (RF) kimenete van, ami egy aszimmetrikus antenna tervezését igényelte. A választott típus egy úgynevezett GP (Ground Plane) antenna [6], mely a monopol sugárzón kívül négy darab ellensúllyal is rendelkezik - melyek föld síkot reprezentálnak. Ennek az egymásra merőleges négy huzaldarab sugárzóhoz képesti szögének beállításával lehet

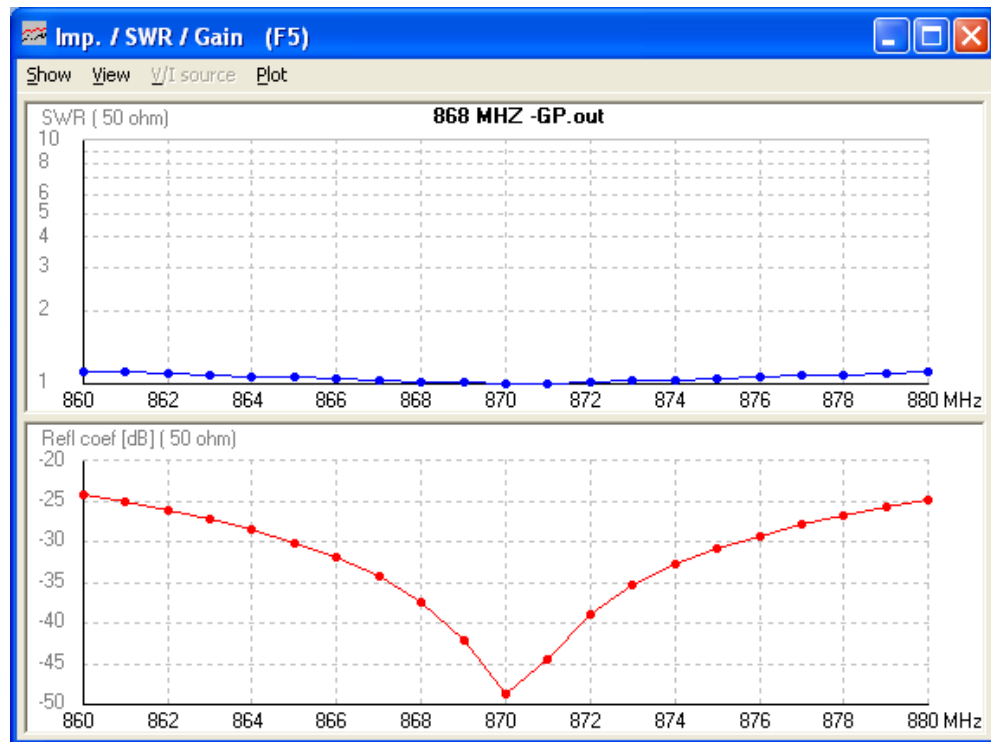
elérni, hogy az antenna talpponti impedanciája tisztán valós 50Ω legyen. A sugárzó és az ellensúlyok hosszát névlegesen a hullámhossz negyedére választottuk. Mivel a földet reprezentáló huzalok lefelé állnak, így egy eltartó szárra van szükség, hogy ne érjünk a NYÁK-hoz. Ezt egy úgynevezett Semi-Rigid koaxiális kábellel oldottuk meg, mely a merev fala miatt képes a kellő mechanikai tartást biztosítani. A hossza tetszőlegesen megválasztható - hiszen mindkét végén 50Ω -os lezárás van, így impedanciát nem transzformál - azonban a veszteségek miatt célszerű a hosszát minimalizálni. Maga a megtervezett antenna a következő ábrán látható.



1.8. ábra: GP antenna (táplálást a kék négyzet jelzi)

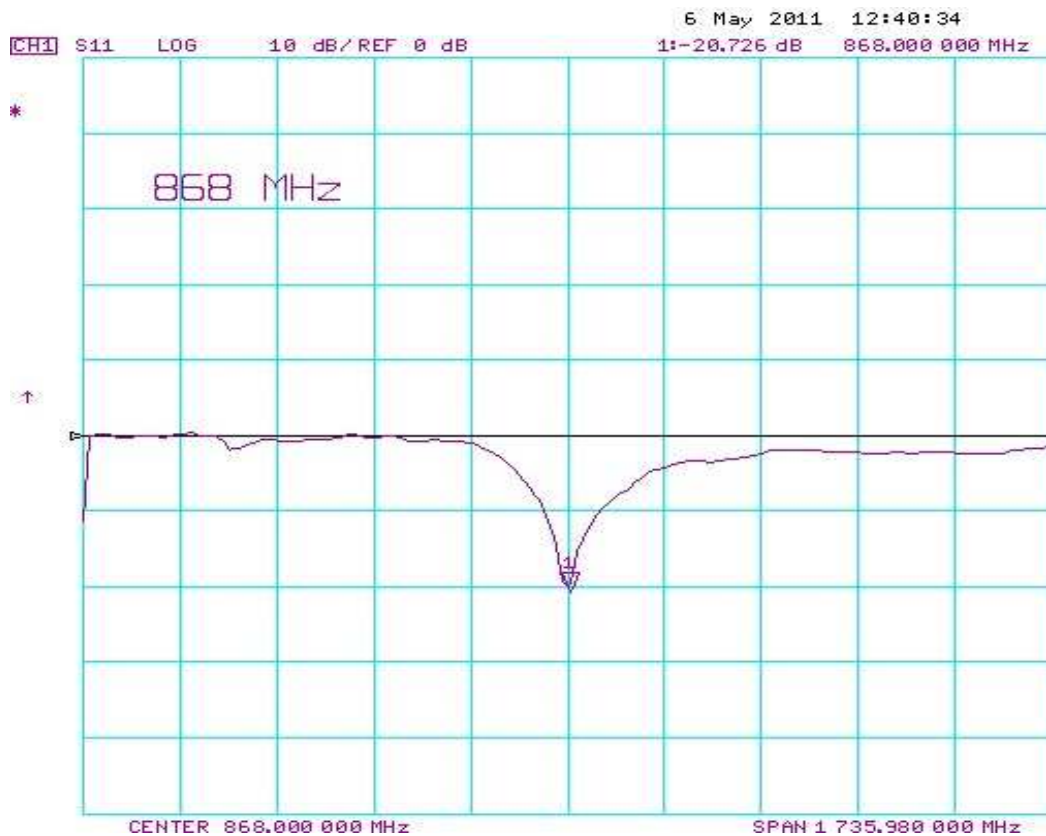
A tervezés és a szimuláció a 4NEC nevű, huzalantennák tervezésére alkalmas programmal történt. A szimulációs eredmények az 5. ábrán láthatóak. Azt láthatjuk, hogy az 50 Ω -os tisztán valós részű bemeneti impedanciát jó közelítéssel sikerült megvalósítani. Ennek megfelelően az S11 szórási paraméter (bemeneti reflexió) messze a -10 dB-es határ alatt található. A legtöbb esetben ezt a határt szoktuk ökölszabályként alkalmazni annak az eldöntésére, hogy az antenna milyen frekvenciákon mondható antennának. Ugyanerre vonatkozóan az állóhullám arány (VSWR) = 2 alatt mondjuk elfogadhatónak az antennát. A fent meghúzott határok azt jelentik, hogy az antennába

betáplált teljesítmény 90%-a kisugárzódik (a véges vezetőképességből fakadó veszteségektől eltekintünk).



1.9. ábra: Szimulált VSWR és Reflexió, (S11)

Az iránykarakterisztika a szimuláció szerint teljesen „dipólszerű”, tehát a négy ellensúly jól reprezentálja földet. A horizontális (H-síkú) iránykarakterisztika természetesen körszimmetrikus marad, ahogy ebben az alkalmazásban az szükséges is. Másképp megfogalmazva: az antenna minden azimuth szögben azonos módon ad, illetve vesz. Az elkészített antenna a szimulációban számolt 0,5 mm-es vezetősugarhoz képest vastagabb huzalból készült el, hogy a mechanikai tartása megfelelő legyen. Éppen ezért, a rövidülés jelensége miatt egy kicsit rövidebb sugárzóra volt szükség. A gyártás során a koaxiális kábel meleg ere egy vastagabb sugárzóba szélesedik ki, mely némi reflexiót jelent. A reflexió (VNA)-val történő mérésének eredménye:



1.10. ábra: Reflexió mérése VNA-val

Azt láthatjuk, hogy a szimulációhoz képest nagyobb a reflexiónk, de még így is a 868 MHz-es középfrekvencián a teljesítmény 99%-a kisugárzódik. Az antennára az alkalmazás miatt egy követelmény, hogy +/- 5 MHz-en is -10 dB alatt maradjon a reflexió. Ez jól láthatóan teljesül. A vastagabb sugárzó miatt az antenna karcsúsága csökkent, így a sávzélessége növekedett.



1.11. ábra: Az elkészült antenna

1.9 Mérés

A vett jel teljesítményét (RSSI – Received Signal Strength Indicator) méréssel szeretnénk meghatározni. A mérési koncepció szerint három adó szimultán sugároz modulálatlan szinuszos vivőket - három különböző frekvencián - és ezeket mintavételezi egymás után a vevő. A kérdés az, hogy milyen messze kell tennünk egymástól a három csatornát, hogy azok ne zavarják egymást. Ehhez először is meg kell nézni a vevő bemenetén lévő sávszűrő szélességét, mely az adatlap szerint minimálisan 2,6 kHz-re állítható. Ez a sávszélesség a -3dB-es törésponti frekvenciát jelenti. Azonban a szűrő fokszáma, vagy meredeksége nem ismert. Azt tudjuk még, hogy a mintavételi frekvencia 1,3 MHz, tehát célszerű ennél mindenképp távolabbra elhelyezni egymástól a csatornákat. Az első választás a 2 MHz-re esett, ez azonban az előzetes mérések tanulsága szerint kevésnek bizonyult. Vagyis, ha egy adó nagy teljesítménnyel adott (közel volt), egy másik pedig kicsivel (messze volt), akkor a kis jelszint miatt a nagyobb teljesítményű adó eltorzította a másik csatornában lévő kis mért értékeket. Éppen ezért a

végso választás az 5 MHz-es csatornatávolság lett. Így a három kiválasztott frekvencia a következő: 863 MHz, 868 MHz, 873 MHz. Üres csatornában továbbra is érzékelni lehet egy működő adó hatását, azonban ez nem okoz problémát, ha van jelszintünk. Ekkor ugyanis a dBm értékek logaritmikus volta miatt a nagyobb értékeknél ez a hatás hamar elfedődik. A másik megfontolandó dolog: a minimális mérési távolság egy adótól. A vevő dinamikataromány -20 és -110 dBm között van (itt lineáris az RSSI karakterisztikája). Figyelembe véve a 17 dBm-es adóteljesítményt, első közelítésként használhatjuk a szabadtéri csillapítás képletét:

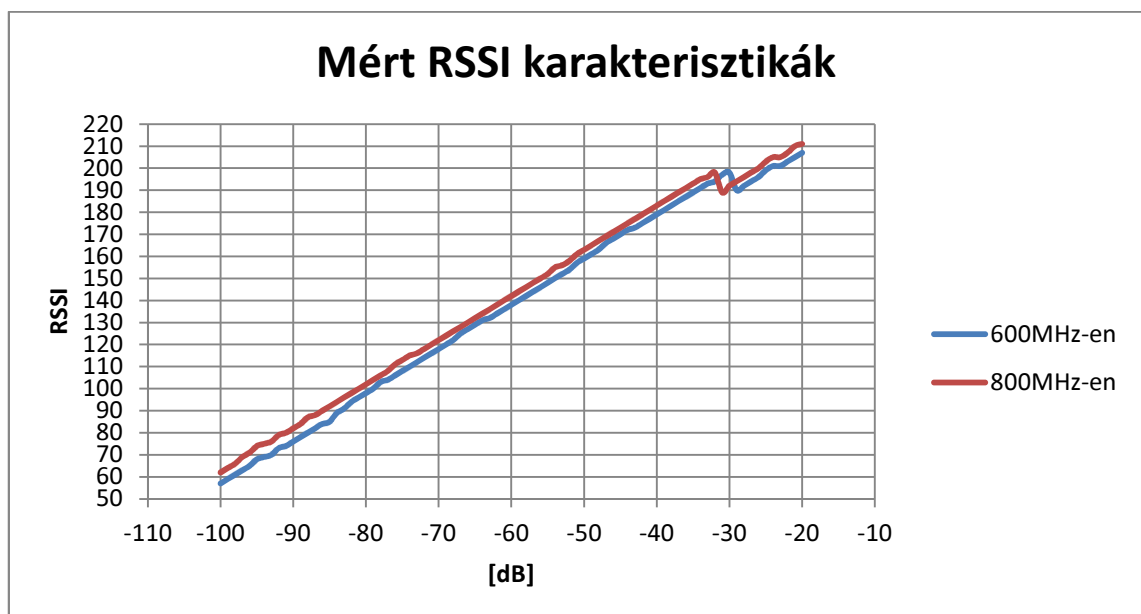
$$L_0 \approx 22 + 20 \cdot \lg\left(\frac{r}{\lambda}\right)$$

$$f = 868 \text{ MHz} \rightarrow \lambda \approx 0,35 \text{ m}$$

$$r = 2 \text{ m: } L_0 \approx 22 + 15,1 = 37,1 \text{ dB}$$

$$P_a - P_{v,\max} = 37 \text{ dB}$$

Tehát ebben a közelítésben minimálisan 2 méterre kell lennünk egy adótól, hogy a mérésünk releváns legyen. Az (RSSI) karakterisztikát a gyártó grafikusan közli, azonban mi méréssel ellenőriztük annak helyességét. Ehhez egy függvénygenerátort csatlakoztattunk az antenna helyére és a generátor kimenő teljesítményét összehasonlítottuk az RSSI értékek alapján számolttal. Az alábbi ábra a 600 és 800 MHz-en fél dB felbontással felvett RSSI karakterisztikát mutatja:



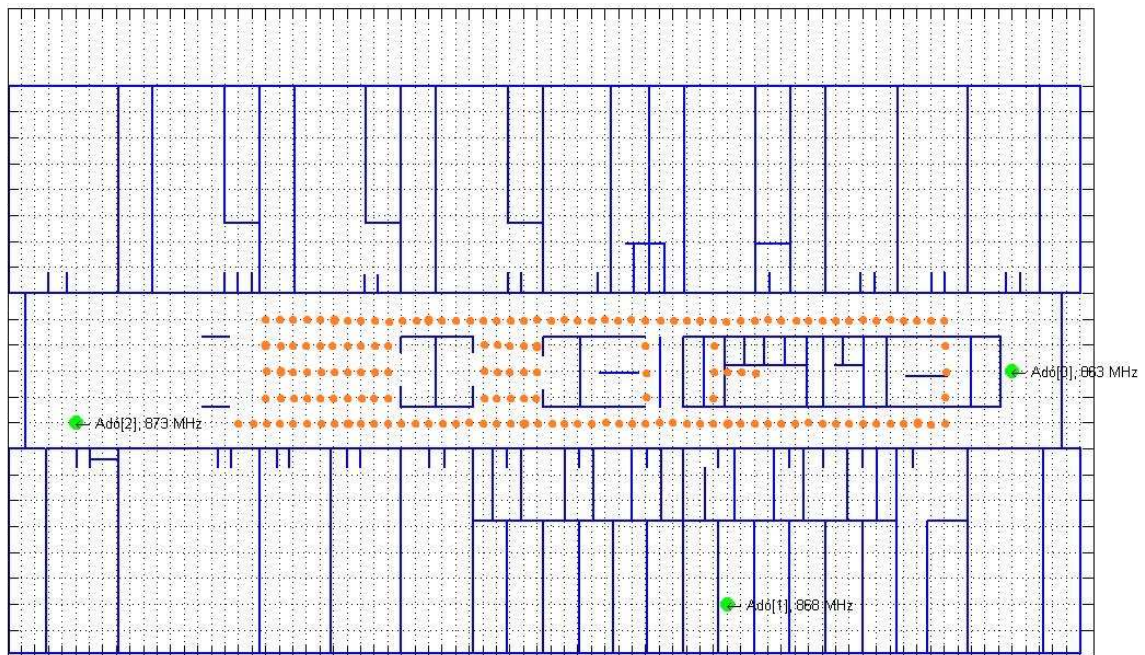
1.12. ábra: Mért RSSI karakterisztikák

A fenti ábrán jól látható, hogy a karakterisztikában van egy törés körülbelül -30 dB-nél, azon kívül viszont lineáris. Ez a töréspont elrontja a karakterisztika monotonitását, ezért ezen érték fölé nem mehet a bejövő teljesítményünk. A töréspontnak a helyzetét végig mértük a rádiós modul teljes felső sávjában (480 – 940 MHz) és azt tapasztaltuk, hogy az körülbelül állandó értéknél lép fel. A fentiek tükrében a minimális mérési távolságot 3 méterre kellett módosítanunk. A kimenő teljesítményt is ellenőriztük egy spektrum-analizátor segítségével. A mérések szerint az eszköz valóban tudja a 17 dBm kimenő teljesítményt. Mindkét mérés során természetesen kalibráltuk a mérő rendszerünket. A mérőkábel csillapításával korrigálva lettek a mért értékek.

A további feldolgozáshoz ezt a görbét analitikusan közelítettük. A mérés vezérlése és a mért értékek feldolgozása, valamint a szimulációk a MATLAB program segítségével történtek. A mérés során tíz darab mért értéket átlagolunk ki, ezzel csökkentve az időben változó zaj hatását. A különböző frekvenciákon beolvasott mintákat egy-egy mátrixba helyezzük el, a pozíciónak megfelelően. Tehát az egyes elemek pozíciója koordinátáknak van megfeleltetve. A mérések során egy kivételtől eltekintve egy méteres felbontású raszter hálót használtunk.

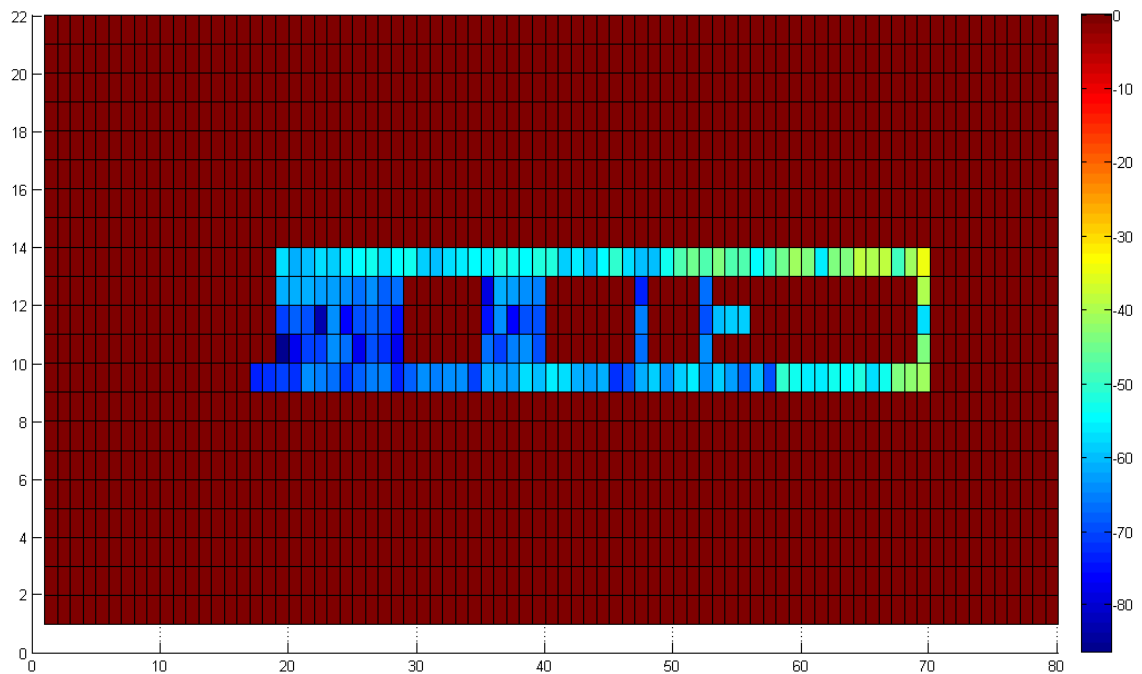
1.9.1 Mérési pontok és eredmények

Mintafelvétel több adó elrendezés esetén történt annak érdekében, hogy következtetéseket tudjunk levonni a jelszintek, a terjedési utak és pozícióbecslés pontosságáról. Az első mérés során 160 db mintát vettünk a térből, melyet a következő ábra szemléltet az adók pozíciójával együtt.

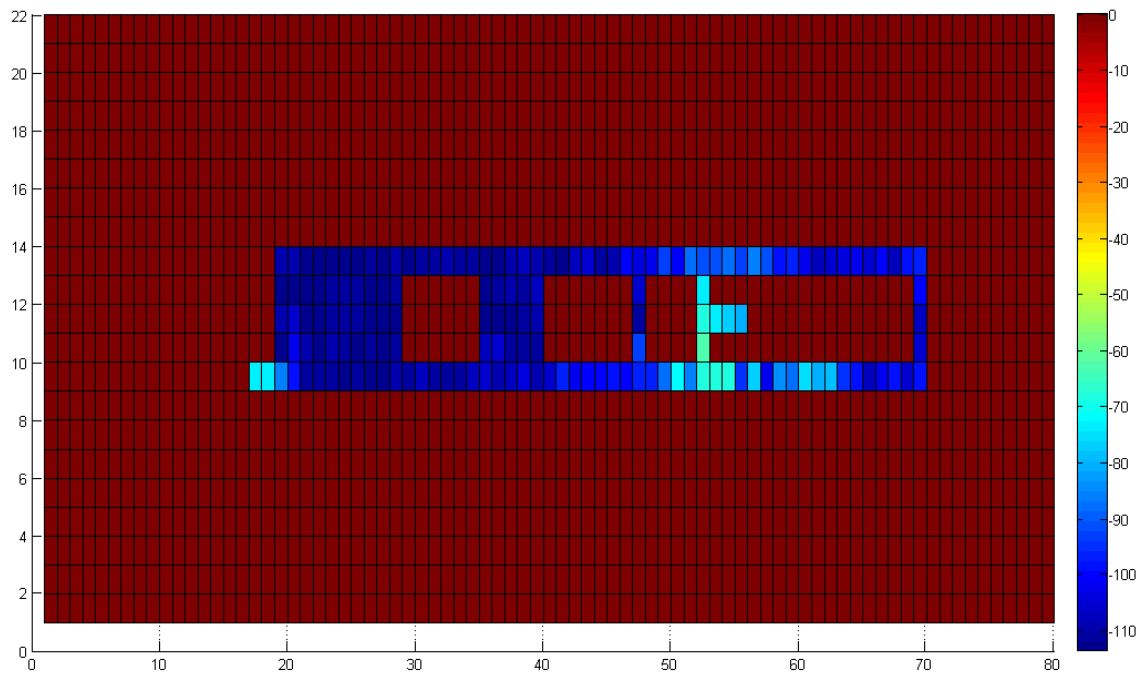


1.13. ábra: 1. mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt

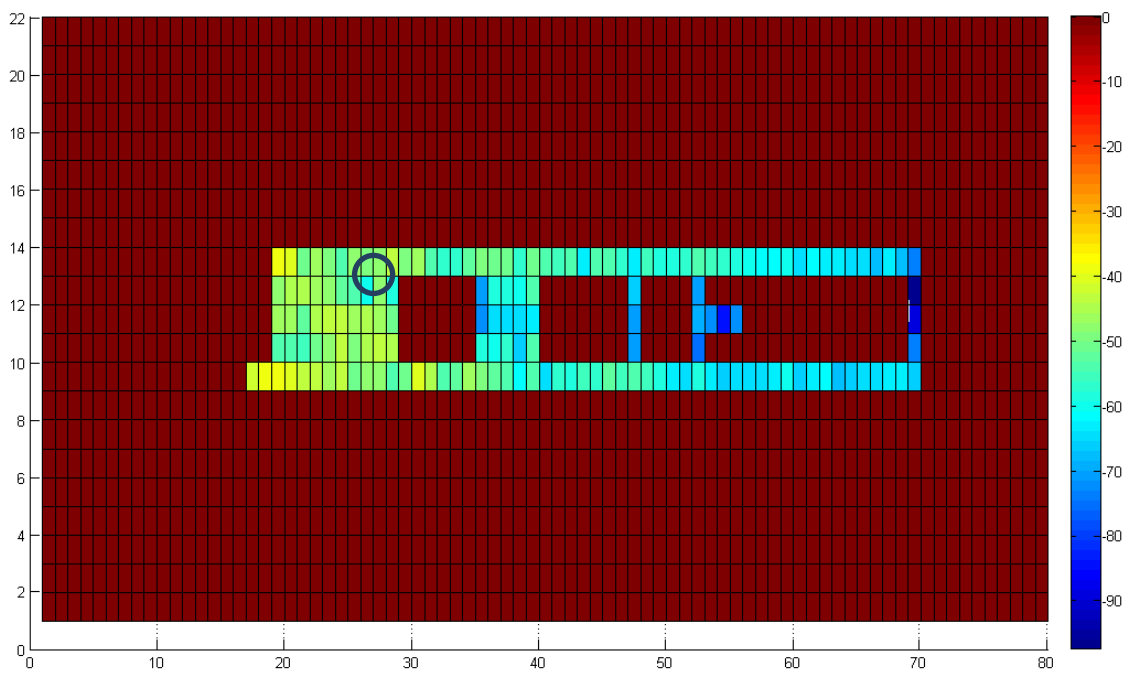
A három különböző frekvencián mért és számolt teljesítményértékeket a következő három ábrán láthatjuk:



1.14. ábra: A 863 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben



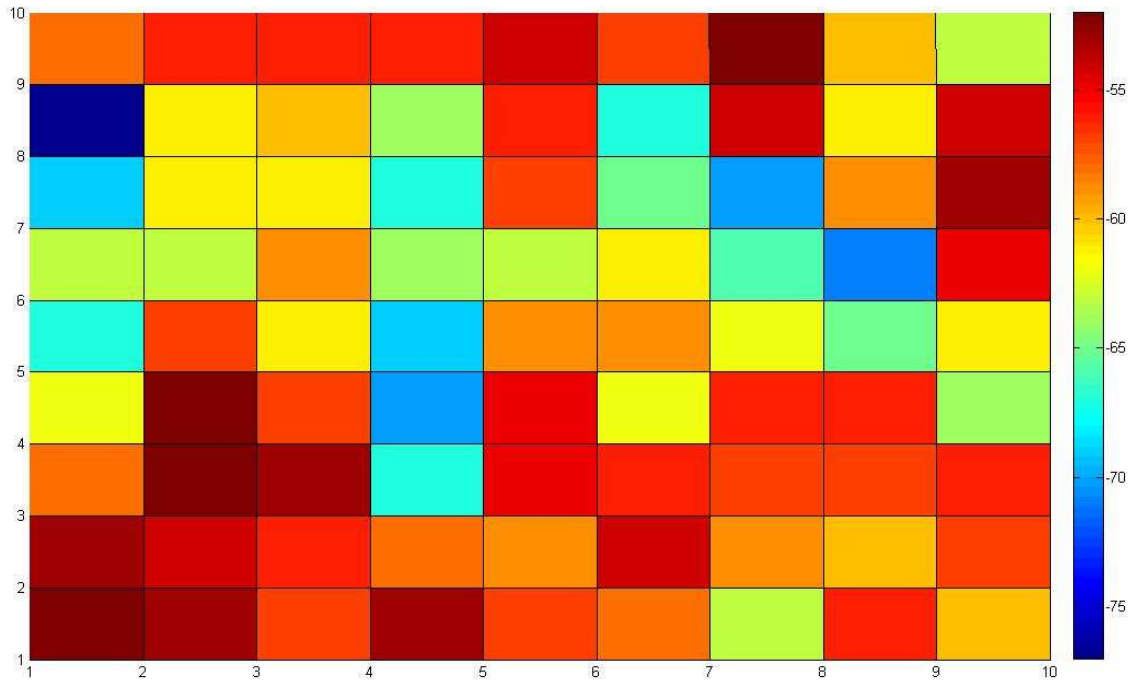
1.15. ábra: A 868 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben



1.16. ábra: A 873 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben

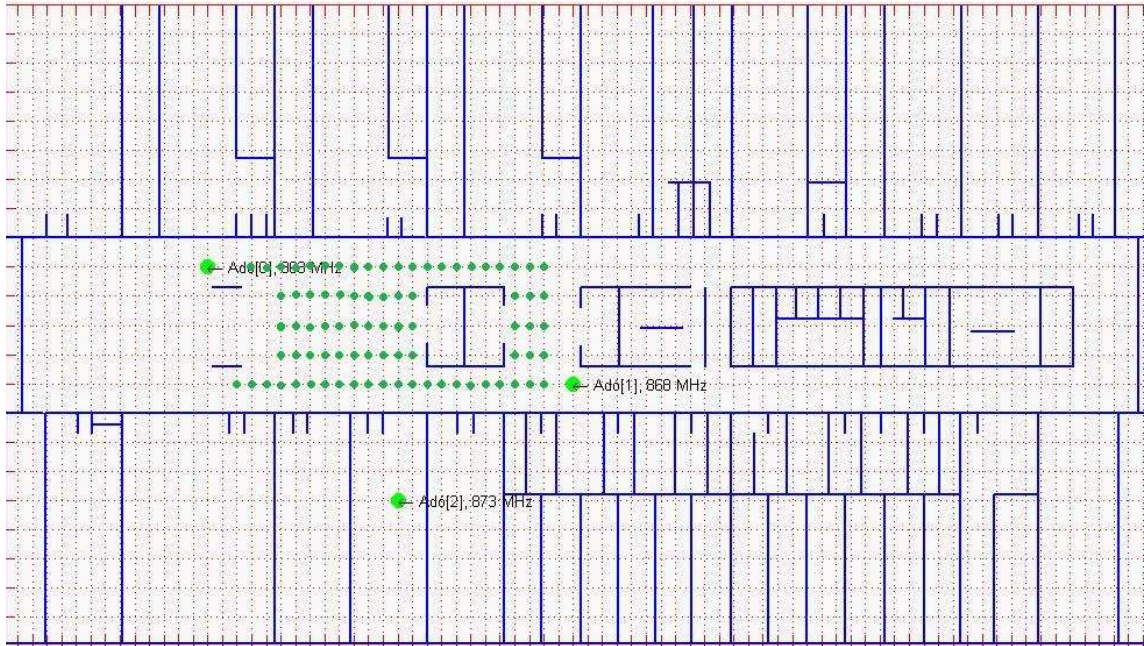
A fenti ábra bekarikázott területén, egy négyzetméteren belül 100 darab mintát vettünk a térből, itt azonban a vevő eszköz egy kézi spektrum-analizátor volt. A cél egyrészt az volt, hogy lássuk az eszközünk mérési eredményeit összevetve egy precíziós eszközzel,

másrészt, hogy a gyors fadinget megmérjük. Mivel maga a mérő személy is meghamisítaná a mérési eredményeket a jelenlétével, ezért a mérést úgy végeztük, hogy egy gurulós kocsira tettük az antennánkat és tőle három méterre álltunk a spektrum-analizátorral. A mérési eredményeket az alábbi ábra szemlélteti:

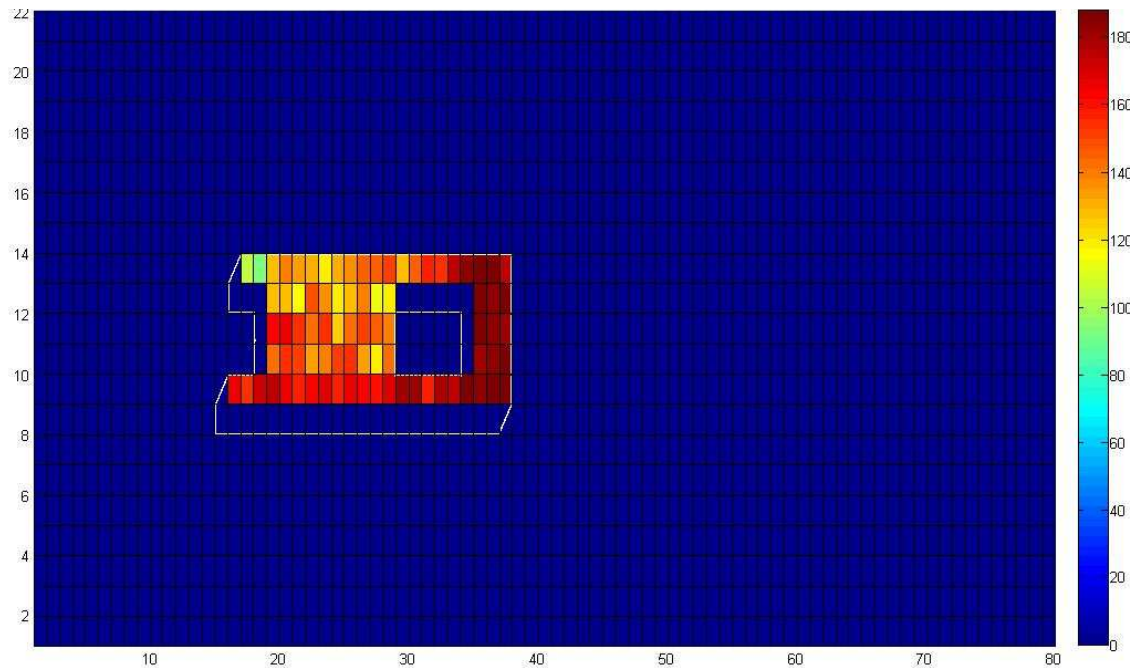


1.17. ábra: A 873 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben 1 m²-en

A második mérési elrendezésnél a három adó közelebb lett elhelyezve egymáshoz, és mintegy 54 darab mintát vettünk a térből. A mérési pontokat a következő ábra mutatja, míg a 868 MHz-en mért RSSI értékek az azt követő ábrán láthatóak.



1.18. ábra: 2. mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt



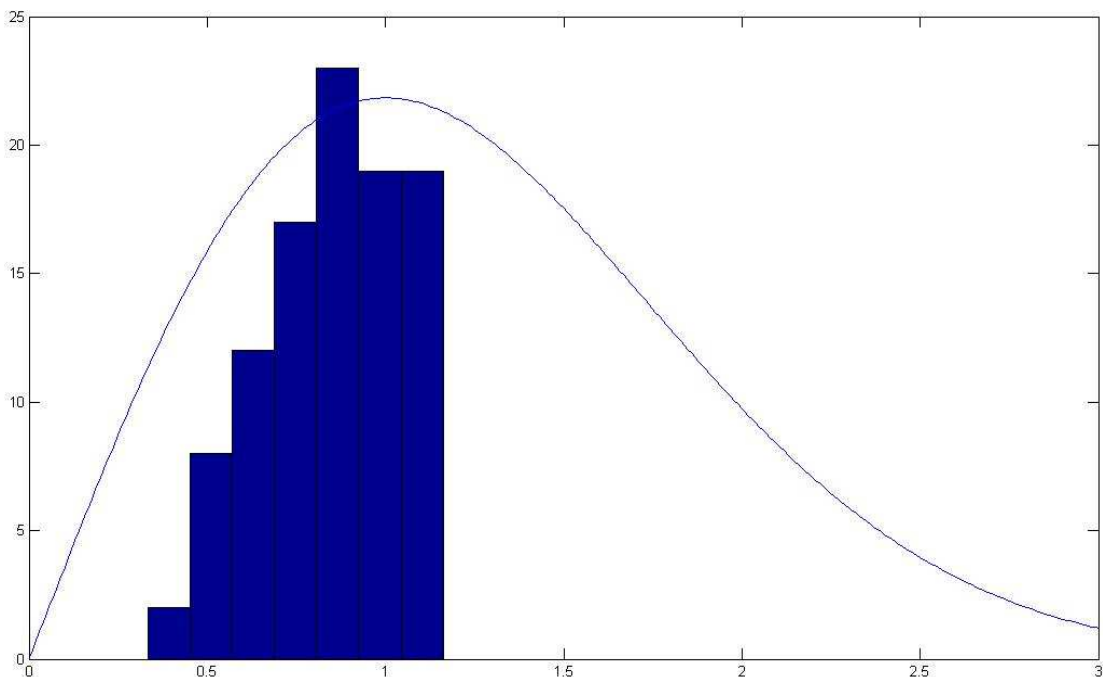
1.19. ábra: A 868 MHz-en mért RSSI értékek

1.9.2 Mérések értékelése

A mérési eredményeket kirajzoló ábrák alapján több érdekes dologra is felfigyelhetünk. Jól látszik, hogy a folyosó megvezeti a hullámot, így a térerősség ott

csak lassan csökken. A mérés során fokozottan ügyeltünk arra, hogy emberek ne tartózkodjanak a folyosókon. Amikor valaki ott tartózkodott, azt a mérést újra végeztük. Ez alól kivétel volt, amikor kifejezetten az emberek hatását szeretnénk volna vizsgálni a vett jelszintre. Ezt kétféleképpen végeztük el: az első esetben az antenna közelterében tartózkodott valaki úgy, hogy az adó és a vevő között nem volt direkt útvonal, de -50 -60 dB-es jelszint volt az ember nélkül. Ekkor körülbelül 25 dB csillapítást tapasztaltunk az antenna körül tetszőleges irányban. A másik esetben az antenna távol terében (tőle 2-3 méterre) tartózkodott egy ember, ez nagyjából 15 dB csillapítást jelentett. A fast fading mérése során mért értékekből készítettünk egy hisztogramot, melyet az elméleti Rayleigh sűrűségfüggvénnyel vetettünk össze. A dBm-ben lévő mérési eredményekről áttértünk viszonyszámra, majd ezt normáltuk a szabadtéri csillapítással. A mért értékek szórása 5,2, míg a várható érték -59 dBm. A szabadtéri csillapítással számolva -53 dBm-es jelszintet kapunk.

A 1.20 ábrán jól látható, hogy a viszonylag – statisztikai értelemben – kisszámú minta ellenére a mérési eredmények jól közelítik az elméleti görbét.



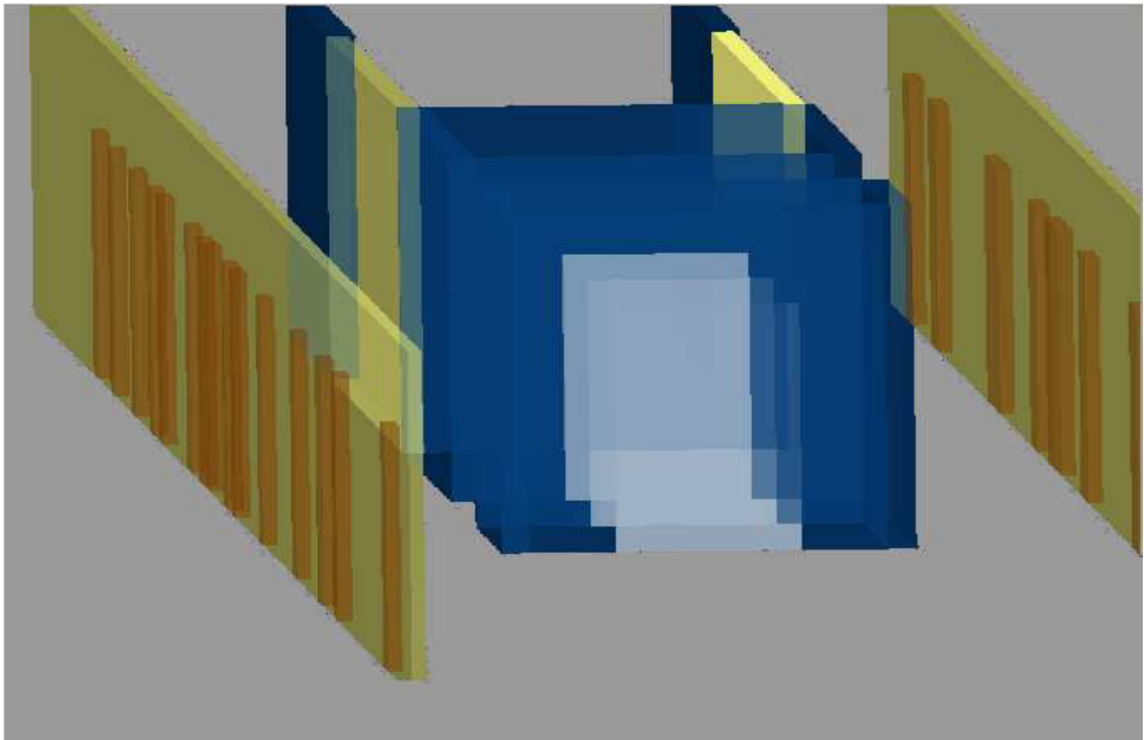
1.20. ábra: Rayleigh eloszlás sűrűség függvénye és a mért értékekből készített hisztogram

A kétféle mérési elrendezésnél kapott eredményekből azt a következtetést vontuk le, hogy a térerősség-mérésen alapuló pozicionálási technikák esetében célszerű az adókat

úgy elhelyezni, hogy a vevő minél többet láthasson közvetlenül és minél magasabb jelszinttel (természetesen a dinamika tartományán belül). Ennek oka, hogy ilyenkor a direkt út által hordozott energia lesz a domináns, és ezáltal a fading relatív hatása csökken – ez látható a Rice eloszlásnál is, mely keskenyebb, mint a Rayleigh adott paraméterek esetén.

1.10 Szimuláció

A szimulációhoz a Mootley – Keenan modellt használva azt kell megnézni, hogy két pont által meghatározott szakasz az alaprajzon szereplő falak közül hányat metsz. A 1.21 ábrán látható az alaprajz poligonokból álló közelítése. A falak a dielektromos állandójukkal vannak jellemezve. A sugár által metszett falak összeszámolásához két szakasz metszéspontját kell meghatározni. Megoldásunkban a végpontokra egy-egy egyenest fektettünk, meghatároztuk ezek metszéspontját, és megvizsgáltuk, hogy az a pontok által kijelölt szakaszokra esik-e. Ha oda esik, akkor az alaprajzot tároló file-ből kiolvassuk a fal típusát, majd egy számláló értékét megnöveljük. Ezt kell ismételgetni minden falra. Ezek után meghatározzuk az adó és a vevő közötti távolságot, majd segítségével a szabadtéri csillapítást, amit kiegészítünk a falak csillapításával.



1.21. ábra: Alaprajz poligonokból álló közelítése

Az adó teljesítmény 8 dBm, mindkét antenna nyeresége a mérések alapján $G = 0$ dB.

1.10.1 Modellhangolás

Annak érdekében, hogy a modellünk minél pontosabb legyen az adott környezetben, érdemes a falak csillapítását paraméterként kezelni és optimalizálni. A mi esetünkben a modell hiányosságai miatt időnként túl nagy csillapítás értékek adódnak. Az optimalizálást a négyzetes minimum hiba elve alapján végeztük. A teszt környezetben mintegy 7 különbözőféle faltípust különböztettünk meg. A kétféle mérési elrendezésben 160 és 54 mintát vettünk a térből, így a (w) -kre egy túldefiniált lineáris egyenletrendszer kaptunk. Az egyenletrendszer mátrixos alakja a következő:

Ebben a vektoregyenletben $\mathbf{w}$ a súlyok (kívánt csillapítás értékek) vektora, $\mathbf{A}$ az együtthatómátrix (távolságfüggő konstansok), $\mathbf{b}$ pedig a mért értékek vektora. A fenti

mátrixegyenlet egy – négyzetes hiba minimum elve szerinti – optimális megoldását kapjuk, ha az együttható mátrix pszeudoinverzével oldjuk meg. [8] [9]

$$\bar{\bar{W}} = \text{Pinv}(\bar{\bar{A}}) \cdot \bar{Y}$$

Az alábbi táblázat foglalja össze az egyes faltípusok által képviselt irodalmi, illetve optimalizálás után kapott csillapítási értékeket:

Faltípus (W_i)	Rétegvastagság [cm]	Irod. csillapítási param. [dB]	Optim. csillapítási param. [dB]
Tégla (w_1)	6	4	1,5
Tégla (w_2)	10	5,58	3,28
Tégla (w_3)	12	6,69	6,5
Tégla + Beton (w_4)	6+20+6	11,8	11,6
Tégla + Beton (w_5)	10+12+10	14,8	22,6
Beton + levegő (w_7)	15+2+15	12,47	6,23
Fa (w_8)	6	0,92	0,1

1.2. táblázat: Irodalmi és optimalizált falcsillapítások

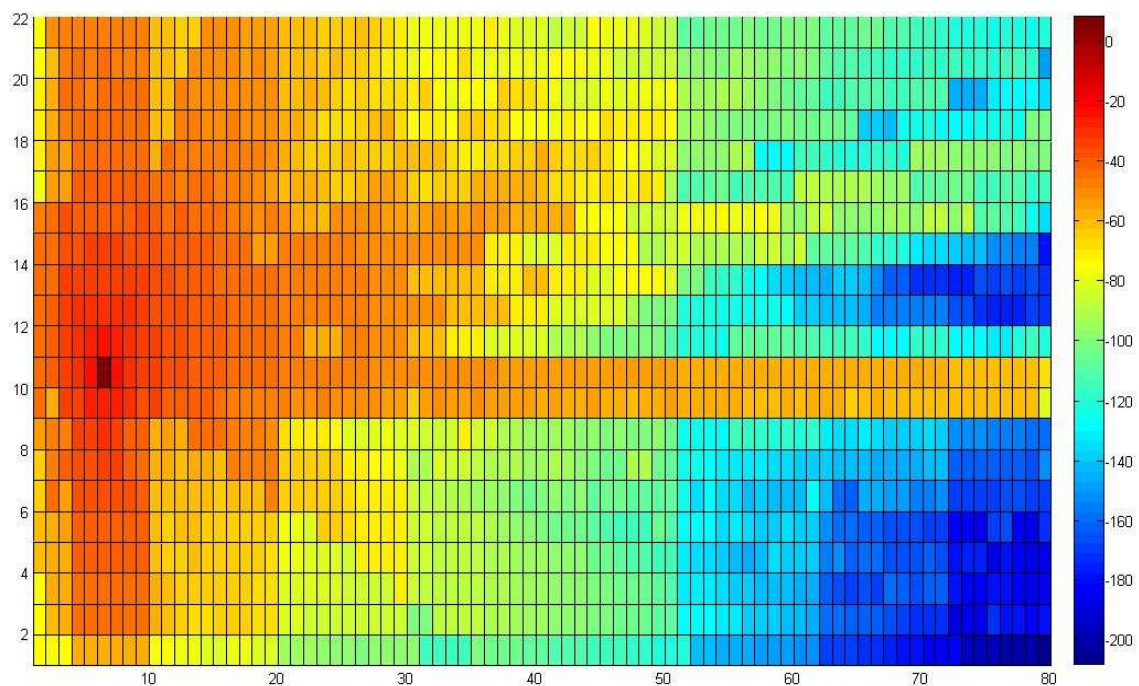
Jól látható, hogy az optimalizálás után kapott csillapítás értékek egyetlen kivételtől eltekintve kisebbek az irodalmiaknál. Tehát a csupasz modellünk túlbecsüli a szakaszcsillapítást. Továbbá az is megfigyelhető, hogy bizonyos esetekben – fizikai szemmel nézve – irreális értékek jönnek ki a csillapításra. Természetesen az optimalizált paraméterek minden adó elrendezésnél némileg el fognak térni. Bizonyos elrendezések esetén negatív „csillapítási” értékek is kijöhetnek, melyek fizikailag nem fordulhatnak elő. Azonban, ha mindössze súlyoknak tekintjük őket, akkor az optimalizált modell jobban közelít a valósághoz, mint az optimalizálás nélküli. Az ily módon számolt paraméterek természetesen csak azokon a területeken lesznek relevánsak, ahol mintát is vettünk a térből. Kérdés az, hogy vajon milyen sűrűn érdemes mintákat venni ahhoz, hogy a modell megfelelően pontos legyen, mert világos, hogy egy bizonyos mintavételi sűrűség után már nem fog javulni a modellünk. Az első mérési elrendezés 873 MHz-es adójára elkészített modellhangolás eredményeit mutatja be a következő táblázat:

	Hangolatlan	4 [m]-es felbontás	2 [m]-es felbontás	1 [m]-es felbontás
Várható érték	-32	7,2	4,5	4,4
Szórás	21	24,3	22	21,8

1.3. táblázat: Hangolatlan és különböző felbontású mintavételekre hangolt modellek eltérésének várható értéke és szórása a mért értékektől

A fenti táblázat a hangolatlan és különböző felbontású mintavételekre hangolt modellek eltérésének várható értékét és szórását mutatja a mért értékektől. Látható, hogy a várható értékünk jelentősen javult, a szórás valamelyest romlott, már 4 m-es felbontás esetén is. Általánosságban elmondható, hogy a várható érték a mérési adatok számának növelésével jelentősen javítható, azonban a szórás általában egy bizonyos érték alá nem szorítható, de valamelyest csökkenthető. A viszonylag kevés mérési adat következménye, hogy egy-egy rossz mérés (pl.: emberek mozgása) jelentősen torzítja az eredményeket.

Az optimális értékekkel végzett szimuláció látható a következő ábrán:



1.22. ábra: Optimalizált szimuláció

A fenti szimulációs ábrát és az alaprajzot összehasonlítva levonható az a következtetés, hogy a hangolt modellünk annál pontosabb lesz, minél szeparáltabb a környezet, minél

sűrűbben metsz falakat a sugár. Ennél fogva a modell kiválóan alkalmas például irodai környezetben, vagy bevásárlóközpontokban, ahol sűrűn helyezkednek el polcsorok.

1.11 Pozícionálás

A pozícionálás tesztelése során a vevővel bolyongtunk az épületben, mely a 2-es mérési elrendezésben lévő három adó jelét mérte. A pozíció becslését a négyzetes hiba minimalizálása alapján végeztük. Tehát arra a pontra döntöttünk a hálón, melynél a három frekvencián mért értékek az euklideszi norma szerint a legközelebb estek a vizsgált értékünkhöz. A számításokat elvégeztük közvetlenül a mért értékek hálóján, valamint a 4, 2, 1 méteres raszterű hálókra hangolt modellünk segítségével is. Ezeket a hálókat a mérés alapján készítettük úgy, hogy rendre csak minden negyedik, második pontot tartottunk meg a mérési értékek közül. Annak érdekében, hogy az eredmények összevethetőek legyenek, a hangolt modellek által becsült pozíciókat és csak a mérési pontoknak megfelelő 1 méteres raszterű hálón helyeztük el. A valós pozíció és a becsült közötti hibákat az alábbi táblázat mutatja:

Hiba [m]	Mért értékekkel	4 m-es raszteren hangolt modellel	2 m-es raszteren hangolt modellel	1 m-es raszteren hangolt modellel
0	14	9	12	16
1	17	8	14	15
2	10	14	12	11
3	12	12	9	8
4	2	10	8	7
5	4	5	3	3
6	1	2	2	0

1.4. táblázat: Döntések száma a mért értékek és a különböző raszterű hálókra hangolt modellek alapján

A táblázat eredményeit úgy kell értelmezni, mintha a mért minta pontok körül koncentrikus körökre döntenénk, melyek sugara méterenként növekszik. Fontos megjegyezni, hogy a 2. mérési elrendezésen dolgoztunk, és nagyjából olyan útvonalon járva, hogy mindig legyen közvetlen rálátásunk legalább egy adóra. Az 1.5 táblázat tartalmazza az egyes számítások esetén a hiba várható értékét. Láthatjuk, hogy minél

finomabb hálóra hangoljuk a modellt, annál pontosabb lesz. Érdekességképpen az egy méteres raszterű hálóra hangolt modell ennél a mérésnél egy picivel jobb eredményt adott, mintha közvetlenül a mérési eredmények alapján döntöttünk volna. Azonban azt látnunk kell, hogy a fading hatása miatt ennél jobb eredményeket nem igazán fogunk tudni elérni, még „labor” körülmények között sem. Tudjuk, hogy a Rayleigh-fading esetén a hullámhossz felénél távolabb lévő pontok már korrelálatlannak tekinthetők a fading csillapítás szempontjából. Ha domináns jelút is van, akkor Rice eloszlású lesz a fading csillapítás. A tér jellemzésére ezen a frekvencia-tartományon a minimális pontszámú mintát a fading ismeretében a mintavételi tétel kritérium adja, mely szerint körülbelül 30 cm-enként kéne mintát vennünk. Tehát az egy méteres raszterrel erősen alulmintavételezzük a teret. Azonban ennél finomabb háló felvétele szinte lehetetlen, nemcsak a nagyszámú minta miatt, hanem azért is, mert a mérő személy is befolyásolni fogja a teret.

	Mért értékekkel	4 m-es raszteren hangolt modellel	2 m-es raszteren hangolt modellel	1 m-es raszteren hangolt modellel
Várható érték	1,8	2,5	2,06	1,7

1.5. táblázat: Döntések száma a mért értékek és a különböző raszterű hálókra hangolt modellek alapján

1.12 Értékelés

A méréseink és számításaink során mindösszesen 3 adóval dolgoztunk, azonban az eredményekből látható, hogy érdemes hangolt modellekkel dolgoznunk, mert időt és pénzt lehet megspórolni. Az adók számának növelésével (itt nem az RFID típusú, nagyon sűrűn elhelyezett kis teljesítményű adók alkalmazására gondolok) a pozicionálás hibája tovább csökkenthető. A gyakorlatban a térerősség érték mérésen alapuló pozícióbecslő eljárásokat kombinálni szokták például gyorsulásérzékeléssel, vagy figyelembe vesznek korábbi mintákat (döntéseket) is pozíció meghatározásnál. Ezen kiegészítések mögött az a gondolat húzódik, hogy az ember maximálisan egy adott sebességgel mozoghat, így nem kerülhet egyik pillanatról a másikra egy nagyon távoli pontba. Összefoglalásképpen azt mondhatjuk, hogy az általunk épített – általános kommunikációs célra kifejlesztett – ISM sávú rádiós modult tartalmazó áramkörök

alkalmasak a térerősség mérésre, és ezen keresztül modellek hangolására, tesztelésére, valamint térerősség mérésen alapuló pozícionálás megvalósítására.

További tervezett vizsgálat az adók számának hatása a pozícionálás pontosságára, mely várhatóan az OTDK konferenciára elkészül.

2. Roncsolás-mentes anyag-paramétermérő rendszer

2.1 Bevezetés

Szigetelő anyagok dielektromos állandójának meghatározását több különböző elvű mérésre lehet visszavezetni. A létező metodikák közül egy szórési paraméterek mérésén alapuló technikát realizáltunk. Egy nyitott végű koaxiális kialakítású üreg rezonátort gerjesztünk egy becsatoló hurkon keresztül, illetve egy másik hurokkal szondázzuk a belül kialakult teret. Különböző frekvenciájú szinuszos hullámokat becsatolva a rezonátorba más és más értéket kapunk a két hurok közti átvitelre (S_{21} -re). A frekvencia függvényében egy rezonancia görbét vehetünk fel. Ha egy mintával lezárjuk a rezonátorunk nyitott végét, a rezonancia görbe csúcspontja eltolódik, illetve nagysága megváltozik. A változás mértékéből lehet következtetni az anyag komplex permittivitására. A gerjesztést és az átvitelmérést egy-egy RFM22-es rádiós modul végzi. Mivel az adási (gerjesztési) teljesítmény ismert, így az átvitel (S_{21}) mérést RSSI mérésre lehet visszavezetni. Ehhez szintén az általános kommunikációs célokra kifejlesztett rádiós modulokat használtuk fel. A rádiós chipék ezen nem szokványos felhasználásán keresztül egy igen pontos anyag-paramétermérő rendszert kaphatunk.

2.2 Dielektrikumok villamos tulajdonságai

A dielektrikum olyan szilárd, folyékony vagy gáznemű anyag, amely villamos szigetelőként viselkedik. Egy anyagot szigetelőnek tekintünk, ha fajlagos ellenállása $10^8 \Omega\text{m}$ -nél nagyobb. Ideális szigetelő anyagokban a töltéshordozók nem képesek elmozdulni. A villamos permittivitás vagy abszolút dielektromos állandó a szigetelő közegekre (a vákuumra és szigetelő anyagokra), más néven dielektrikumokra jellemző állandó. A permittivitást az anyag azon képessége határozza meg, hogy az mennyire képes polarizálódni a tér hatására, és így csökkenteni a teljes elektromos teret az anyagon belül. A villamos tér adott pontjában uralkodó villamos eltolás (D) és villamos térerősség (E) közötti arányossági tényező a dielektromos állandó, amely a teret abban a pontban kitöltő közegre jellemző mennyiség.

$$\frac{D}{E} = \varepsilon$$

A villamos permittivitás a tér valamely pontjában a vákuum permittivitásának és a teret az adott pontban kitöltő anyag vákuuméhoz viszonyított, relatív permittivitásának szorzata. Az anyagra jellemző permittivitás az összefüggés szerint tehát a villamos tér anyagtól független, illetve a teret kitöltő anyagtól függő jellemzője közötti kapcsolatot határozza meg.

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 = (1 + \chi) \varepsilon_0$$

ahol $\varepsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12}$ As/Vm a vákuum permittivitása, illetve a χ a szuszceptibilitás, amely azt mutatja meg, hogy milyen könnyen polarizálja a dielektrikumot az elektromos tér. A polarizáció azt jelenti, hogy az anyagon belüli már létező, vagy a külső tér hatására kialakuló dipólusok beállnak a tér irányába. A beálláshoz energia szükséges, melyet az anyag a külső térből vesz, mely később hővé alakul. Az (ε) egy skalár. Ha a közeg anizotróp, akkor a permittivitás másodrendű tenzor. Általában a permittivitás nem egy állandó, mivel változhat a közeg helyzetétől, a frekvenciától, a légnedvességtől, a hőmérséklettől és más paraméterektől. Egy nemlineáris közegben a permittivitás függ az elektromos térerősségtől, a frekvencia függvényében felvehet valós vagy komplex értéket. A szuszceptibilitás egy arányossági konstans (ami tenzor is lehet). A P az indukált dielektromos polarizációs sűrűség:

$$P = \varepsilon_0 \chi E$$

Ahol ε_0 a vákuum elektromos szuszceptibilitása. Egy közeg szuszceptibilitása úgy viszonyul a relatív permittivitáshoz, mint:

$$\chi = \varepsilon_r - 1$$

Így a villamos eltolás a következőképpen fejezhető ki:

$$D = \varepsilon_0 E + P = \varepsilon_0 (1 + \chi) E = \varepsilon_r \varepsilon_0 E$$

Általában az anyagok nem azonnal polarizálódnak külső tér hatására. Időtartományban a villamos tér előző állapotának és az időfüggő szuszceptibilitásnak $\chi(t)$ konvolúciója adja a polarizációs sűrűséget.

$$P(t) = \varepsilon_0 \cdot \int_{-\infty}^t \chi(t - \tau) E(\tau) d\tau$$

Az azonnali válasz megfelel a Dirac delta szuszceptibilitás függvénynek. Egy lineáris rendszerben kényelmesebb a Fourier-transzformáció, és a kapcsolatot a frekvencia függvényében vizsgálni. A konvolúció elmélete szerint az integrál egy egyszerű szorzattá válik:

$$P(\omega) = \varepsilon_0 \chi(\omega) E(\omega)$$

A szuszceptibilitás ezen frekvenciafüggése vezet a permeabilitás frekvenciafüggésére. Ugyanezen frekvenciafüggés mutatja, hogy az anyag polarizációja nem azonnali válasz a tér hatására. A válasz mindig kauzális (a felépülő tér hatására) fáziskéséssel. Ezért a permittivitást kezelhetjük az alkalmazott tér frekvenciájának komplex függvényeként (mivel a komplex számok figyelembe veszik a nagyságrendet és a fázist). A permittivitás definíciója így:

$$D_0 e^{-j\omega t} = \bar{\varepsilon} E_0 e^{-j\omega t}$$

ahol (j) az imaginárius egység, $j^2 = -1$.

A közeg statikus elektromos térre történő válasza a permittivitás alacsony-frekvenciás határértéke, melyet dielektromos állandónak nevezünk.

$$\bar{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega) = |\varepsilon| e^{j\delta}$$

A gyakorlatban keskeny frekvenciasávban vizsgálják a permittivitást és ezért itt frekvencia függetlennek tekinthető. Egy adott frekvencián a ($\bar{\varepsilon}$) imaginárius része vezet az abszorpciós veszteséghez, ha pozitív, és erősítéshez, ha negatív. Még általánosabban, az anizotróp dielektromos tenzor sajátérték imaginárius részét kell figyelembe venni. A

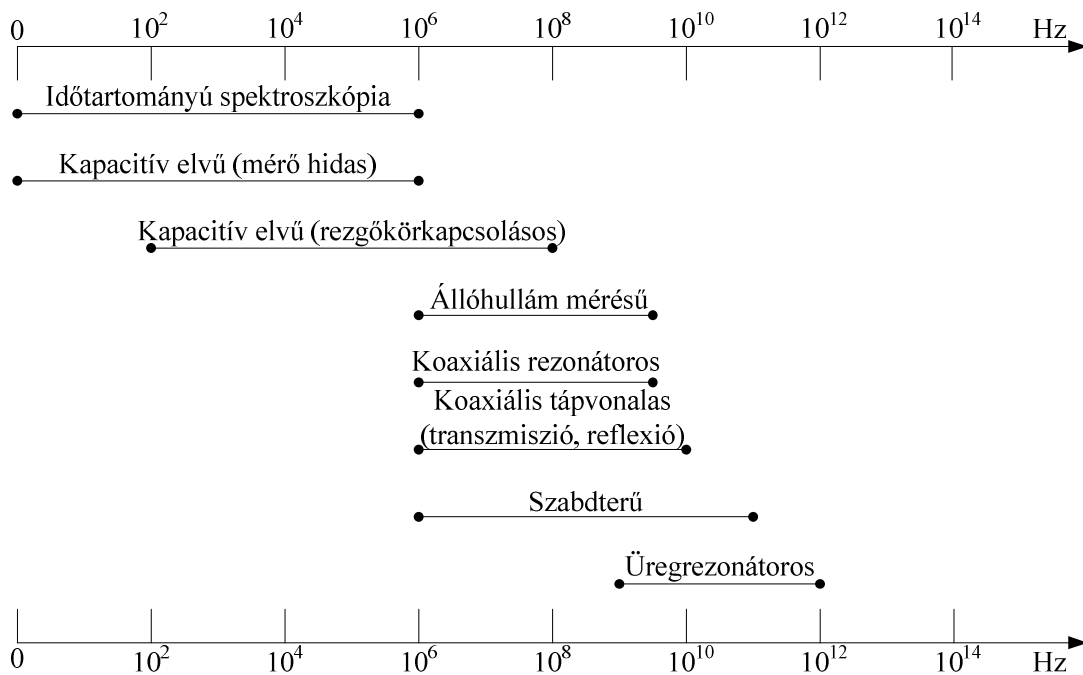
(D) dielektromos eltolás és az (E) erőter által bezárt szöget nevezzük veszteségi szögnek, vagy dielektromos veszteségi tényezőnek.

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

A gyakorlatban ezt a mennyiséget használjuk az anyagok veszteségének jellemzésére. A nagy veszteségű anyagok gátolják az elektromágneses hullámok terjedését. [10][11]

2.3 Mérési elvek

A dielektromos állandó illetve permittivitás mérhető elektrosztatikus, illetve váltakozó áramú módszerekkel (2.1. ábra). Először néhány sztatikus elektromos téren alapuló eljárást mutatok be.



2.1. ábra: Mérési módszerek a frekvencia tartományban

A Coulomb törvényén alapuló módszer a töltések erőhatásának mérésén alapszik, amely erőhatás a teret kitöltő anyagtól, vagyis annak dielektromos állandójától

függ. Ekkor a kondenzátor fegyverzetei közé helyezett, ellipszoid alakú próbatest elmozdulásának mértékéből számítják a villamos permittivitást.

A kapacitásmérésen alapuló mérés során kondenzátort töltenek fel ismert feszültségre, majd annak töltését galvanométerrel meghatározzák. A kondenzátor méreteinek ismeretében a kapacitás értékéből számítják a villamos permittivitást. Az állandó (U) feszültségre töltött kondenzátor töltése a levegővel (vákuummal) kitöltött esetben mérhető Q_0 -hoz képest a vizsgált szigetelő anyaggal kitöltve $Q = \epsilon_r Q_0$ értékre változik. A relatív permittivitás így a mért kapacitások hányadosával egyezik meg:

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} = \frac{\frac{Q}{U}}{\frac{Q_0}{U}}$$

Mint azt fentebb megjegyeztem permittivitás mérhető nem elektrosztatikus módszerekkel is. Az egyik ilyen metodika az elektromágneses haladó hullámok hullámhossza és mágneses permeabilitása segítségével dolgozik. Drude módszere szerint az elektromágneses hullámok hullámhosszát a vizsgált szigetelőanyaggal kitöltött térben elhelyezett drótpár (Lecher-drótpár) mentén mérik meg, így ha a szigetelőanyag relatív mágneses permeabilitása 1 értékű, akkor ugyanazon frekvenciájú elektromágneses hullám hullámhosszainak aránya a vizsgált anyagban, illetve levegőben megegyezik az anyag dielektromos állandójának gyökének reciprokával:

$$\frac{\lambda_\epsilon}{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$$

Amelyből a keresett permittivitás:

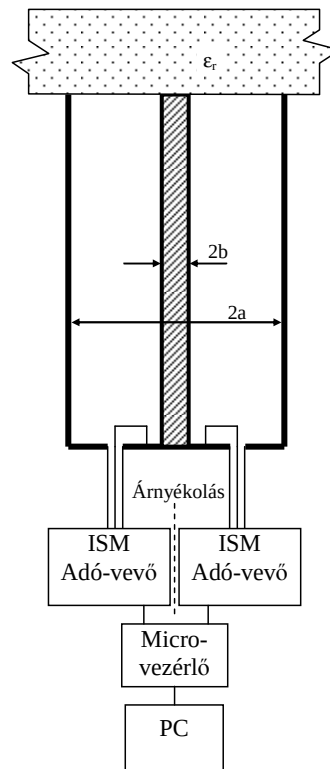
$$\epsilon = \left(\frac{\lambda}{\lambda_\epsilon} \right)^2$$

A nagyfrekvenciás mérési módszereket alapvetően nemrezonáns és rezonáns mérésekre oszthatjuk. Nemrezonáns módszerekkel az adott mintáról egy általános képet kaphatunk rendszerint nagy frekvencia-tartományban, míg a rezonáns módszerek

pontosabb eredményt adnak, viszont csak egy vagy több diszkrét frekvencián kapjuk meg a keresett paramétereket. Az alkalmazott metodikák elektromágneses hullámjelenségek mérésén alapulnak, úgymint rezonancia frekvencia, transzmisszió, reflexió vagy hullámhossz. A rezonancia frekvencia mérésén alapuló eljárás nagy pontosságot és érzékenységet biztosít. Az általunk fejlesztett mérőrendszer is ezen az elven mér. A mérési elvének részletes tárgyalását a következő fejezetekben mutatom be. [10] [11] [12] [13] [16]

2.4 Mérő rendszer

A mérőrendszer tervezése és analizálása a HFFS szimulátor szoftver segítségével történt. A rendszer egyik fő eleme a nyitott végű koaxiális kialakítású rezonátor, melynek rezonanciafrekvenciáját és bemeneti impedanciáját először analitikus módon határoztuk meg. A be- és kicsatoló hurkok méretét, pozícióját, valamint a külső és belső vezetők méretét optimalizáltuk a maximális érzékenységre a $\text{Re}\{\bar{\epsilon}\} = 2 \dots 15$, $\text{Im}\{\bar{\epsilon}\} = 0.1 \dots 0.7$ tartományon. Összesen két rezonáns mérőfejet terveztünk meg és készítettünk el azért, hogy különböző mélységig lássunk az anyagokba. A másik fő részegység a két adóvevő modul, mely az RF részét alkotja a mérőegységnek. A vezérlő funkciót egy PIC16F690-es mikrokontroller látja el. Az ő feladata léptetni a mérőfrekvenciát-, illetve olvasni a vett térerősség értékeket. A mért adatok továbbításra kerülnek egy PC felé egy soros UART-USB interfészen keresztül. Szemben a VNA alapú mérőrendszerekkel, ez az egység az $|S_{21}|$ szórási paramétert a terheletlen koaxiális rezonátor 780MHz-es rezonancia frekvenciája körül méri. A rezonancia frekvenciából, valamint az üreg jósági tényezőjének változásából következtetünk a mért minta komplex dielektromos állandójára. A rendszer vázlata a következő ábrán látható:



2.2. ábra: Koaxiális rezonátor a mérőegységgel ($a = 10[\text{mm}]$, $b = 2[\text{mm}]$)

A dielektromos paraméter számítása a következők szerint történik:

1. Készíték egy frekvenciasöpést a 480– 900 MHz-es tartományban.
2. Az S_{21} görbe maximumhelyének megkeresésével megállapítom a rezonátor rezonancia frekvenciáját.
3. Megbecsülöm a $\text{Re}\{\epsilon\}$ -t a rezonancia frekvencia figyelembevételével a rezonátor analitikus modellje alapján.
4. Meghatározom a rezonátor jósági tényezőjét a csúcsértékből és a rezonátor S_{21} szórési paraméterének 3dB-es sávszélességből.
5. Az analitikus modell alapján tisztán látszik, hogy az $\text{Im}\{\epsilon\}$ meghatározható a $\text{Re}\{\epsilon\}$ ismeretében.

2.5 Mérőfej paramétereinek meghatározása

2.5.1 Analitikus közelítés

Egy nyitott végű koaxiális kialakítású üregrezonátort modellezhetünk távvezetéknek. Általános esetben egy tetszőleges terhelő impedanciával lezárt ideális távvezeték bemeneti impedanciája következő képlettel számítható [14]:

$$Z_{be}(l) = Z_0 \frac{\bar{Z}_2 + j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + j \cdot \bar{Z}_2 \cdot \operatorname{tg}(\beta l)}$$

ahol, (l) a távvezeték hosszát, $\bar{Z}_2$ a tetszőleges komplex impedanciát, Z_0 pedig a tápvonal hullámimpedanciáját jelöli. Egy ideális koaxiális kialakítású távvezeték Z_0 hullámellenállása szintén kifejezhető analitikusan az (a), (b) paramétereivel - ahol az (a) a külső vezető, (b) pedig a belső vezető sugara - a következő képlet szerint [14]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot 120 \cdot \ln\left(\frac{a}{b}\right)$$

Ha a/λ és $b/\lambda \ll 1$, akkor a légtöltésű adott villamos permittivitású anyaggal lezárt koaxiális tápvonal terhelő admittanciája a Marcuvitz által meghatározott egyenletekkel számítható [16]:

$$G_1 \approx \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cdot 2}{3} \cdot \frac{1}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \cdot \left[\frac{\pi^2 \cdot (r_1^2 - r_2^2)}{\lambda^2} \right]^2$$

$$B_1 \approx \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cdot 8 \cdot (r_1 + r_2)}{\lambda \cdot \ln \frac{r_2}{r_1}} \left[E\left(\frac{2\sqrt{r_1 \cdot r_2}}{r_1 + r_2}\right) - 1 \right]$$

Ahol (G) a konduktancia (B) pedig a szuszceptancia. Az a $Y = G + jB$ admittancia az Z impedancia reciproka, a mértékegysége pedig siemens [S]. Az $E(\cdot)$ a teljes másodfajú elliptikus integrál.



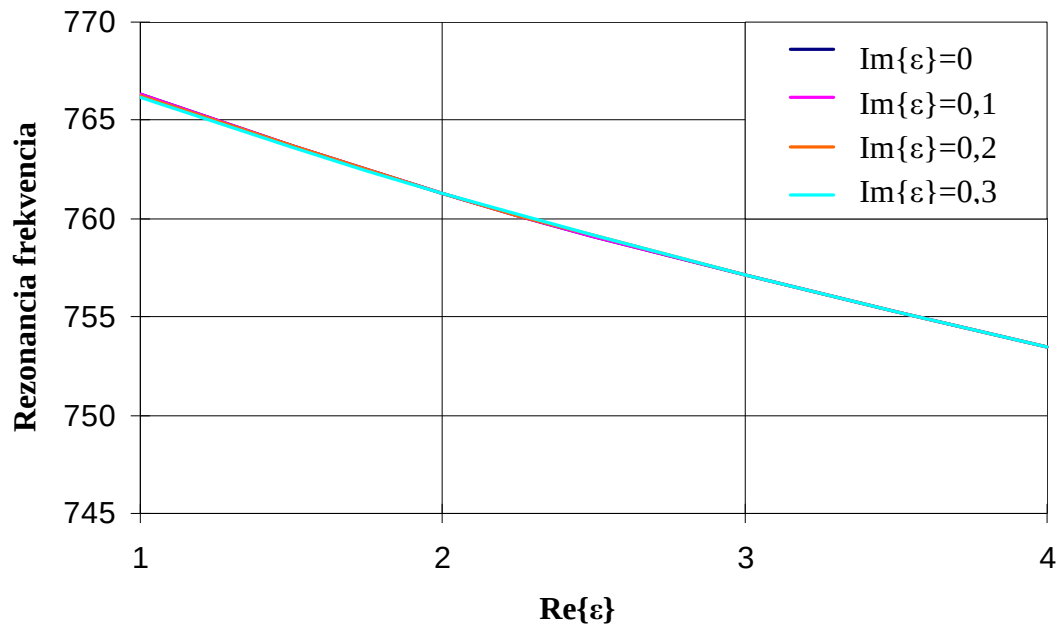
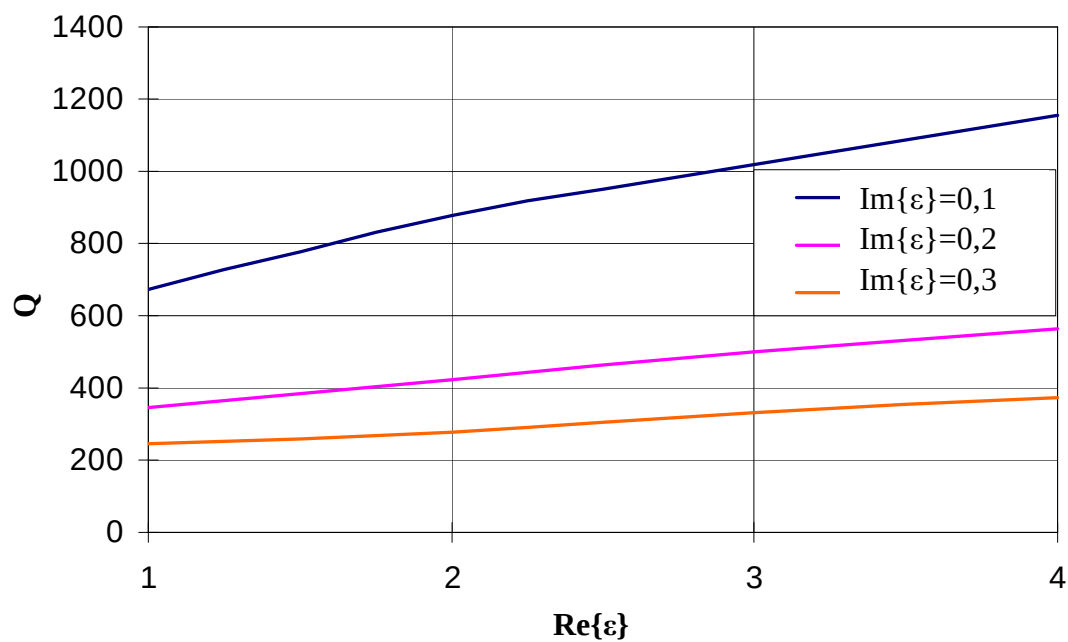
2.3. ábra: Adott komplex permittivitású mintával terhelt koaxiális rezonátor távvezeték modellje

Rezonanciára azért van szükség, mert így egyetlen paraméter (S_{21}) több frekvencián való megmérésén keresztül két paramétert kaphatunk meg (komplex permittivitás valós és képzetes része). Egy negyed hullámhosszú egyik végén rövidre zárt, másik végén szakadással lezárt távvezeték soros rezgőkörként viselkedik. Általános lezárás esetén a rezonancia feltétele:

$$Z_1 + Z_{be} = 0$$

Az egyik végén rövidre zárt, a másik végén mintával terhelt rezonátor esetén, a $Z_1 = 0$ (ahogy az a 2.3 ábrán is látható), így Z_{be} -nek is nullának kell lennie, mely a fentebb bemutatott képletek segítségével számítható. [15]

A fentebbi egyenletek alapján kifejezhető a rezonanciafrekvencia, illetve a „soros rezgőkör” jósági tényezője. Ehhez azt a frekvenciát kell megkeresni, ahol a bemeneti impedancia képzetes része nullává válik. A terhelő minta komplex permittivitásának függvényében ábrázolja egy $l = 90$ mm hosszú koaxiális rezonátor rezonanciafrekvenciát és a jósági tényezőt a következő két diagram:

2.4. ábra: Rezonancia frekvencia változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve2.5. ábra: A (Q) jósági tényező változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve

A fenti két ábrán jól látszik az egy-egyértelmű kapcsolat a komplex dielektromos állandó és a rezonancia frekvencia, jósági tényező paraméterek között. A görbék monotonok mindkét paraméter tekintetében, így a rezonancia frekvencia és (Q) faktor ismeretében egyértelműen megadható a minta komplex dielektromos állandója.

Különösen fontos, hogy a rezonanciacsúcs csak a dielektromos állandó valós részétől függ. Így a rezonanciafrekvencia ismeretében azonnal megadható a komplex permittivitás valós része. Ezt követően a valósrész és a jósági tényező ismeretének birtokában a dielektromos állandó képzetes része is számolhatóvá válik.

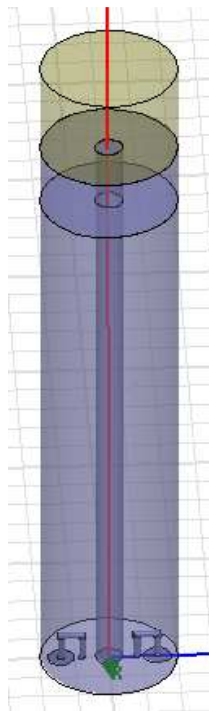
Kérdés, hogy ezt a rezonátort, hogy lehet meg táplálni, illetve a belül kialakuló teret szondázni. A szakadással lezárt tápvonal végénél a feszültségnek maximuma, az áramnak pedig minimuma van, illetve a rövidre zárt bemenetnél az áramnak van maximuma és a feszültségnek minimuma. Ezt lefordítva a térelmélet nyelvére: a bemeneten a mágneses, míg a lezárásnál az elektromos térerősség maximális. Az ideális koaxiális tápvonalban úgynevezett TEM módusú tér alakul ki. Mind az elektromos, mind pedig a mágneses térnek csak a vezető tengelyére merőleges síkban van összetevője. Az elektromos tér sugaras szerkezetű, míg a mágneses erővonalak koncentrikusan helyezkednek el a belső és a külső vezető között. A jó hatásfokú be- és kicsatoláshoz a maximális térerősségű síkokban kell gerjesztetni a rendszert. Ahol a mágneses mezőnek maximuma van, ott mágneses csatolást kell megvalósítani. Figyelembe véve, hogy a rezonátort a nyitott végén szeretnénk terhelni, így mágneses csatolás mellett döntöttünk, mely a tápláló koaxiális vezeték „meleg eréből” kialakított hurokkal valósítható meg. A koaxiális hurok megegyezik egy mágneses dipóllal. A tápláló koaxiális hurok síkjának a mágneses térre merőlegesen kell állnia.

A szondázó hurkot érdemes tengelyszimmetrikusan elhelyezni a gerjesztőhöz képest, melynek okát később részletezem. A két hurok méretét és helyzetét úgy kell megválasztani, hogy a csatolás elég nagy legyen a megfelelő gerjesztéshez és méréshez, de jelenlétükkel a hurkok ne perturbálják túlságosan a teret. [16]

2.5.2. Numerikus megközelítés (szimuláció)

A végleges geometriát az HFSS szimulátor program segítségével határoztuk meg. Ez a program az úgynevezett véges elem módszer (FEM) segítségével oldja meg közvetlenül a Maxwell egyenleteket egy adott zárt térfogaton belül. Megvizsgáltuk a különböző paraméterek változtatásának a hatását a rezonanciacsúcs élességére, valamint magasságára vonatkozóan. Ezek a paraméterek a középvezető sugara, a külső vezető sugara, a tápvonal hossza, illetve a be- és kicsatoló hurkok mérete, valamint a vezetők sugarai voltak. Szimulációkat készítettünk arra vonatkozólag is, hogy miként

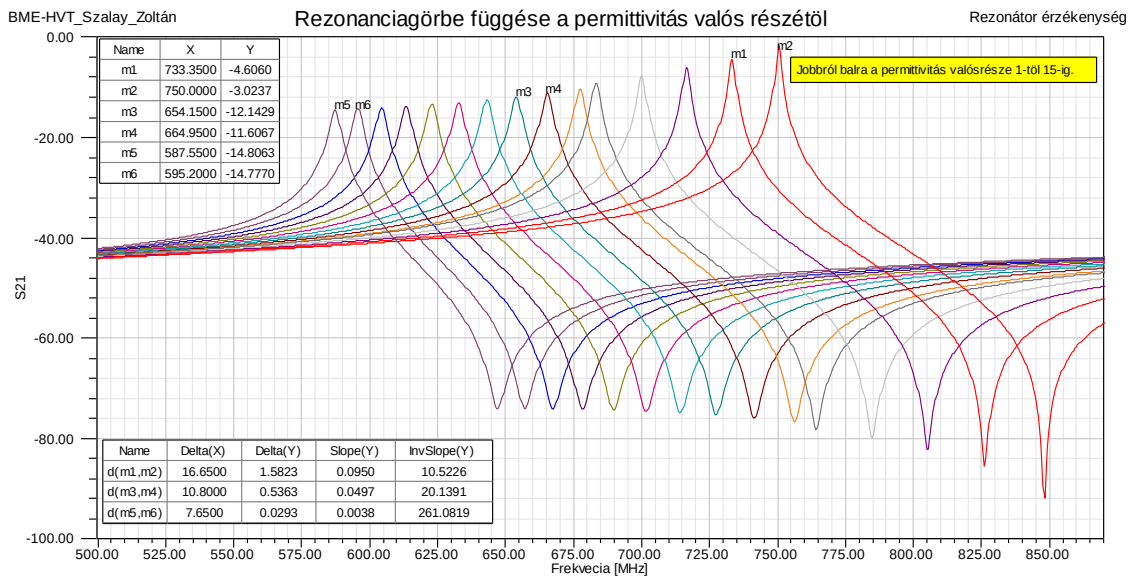
befolyásolja az eszközünk érzékenységét - a minta permeabilitásának változására vonatkozóan - ha a középvezető nem ér hozzá a mintához. Ekkor azt tapasztaltuk, hogy az (ϵ) változásának érzékenysége jelentősen csökkent. A szimulációk során az is kiderült, az eszköz érzékenységét legjelentősebb mértékben befolyásoló tényező a középvezető sugara, melyet minél vékonyabbra választunk, annál érzékenyebb lesz az eszközünk a permittivitás megváltozására. Természetesen nem lehet nullára sem csökkenteni a sugarát, mert akkor nem alakulna ki TEM módusú tér, és nagyok lennének a veszteségek. Ezért olyan vastagságot kellett választanunk, ahol az érzékenység jó, és a vezető is stabil mechanikailag. Külön vizsgálat tárgyát képezte a minta vastagságának hatása a mérési eredményekre, illetve, hogy a rezonátor milyen mértékben „lát” bele az anyagba. Annak érdekében, hogy ne csak a felületét, illetve egy szűkebb tartományt lássunk az anyagból, megvizsgáltuk a rezonátor végének szűkítésének, illetve tágításának a lehetőségét. Azt tapasztaltuk az irodalomban leírtakkal szemben, hogy érdemes kinyitni a rezonátor végét, mert ekkor megnövekszik a „látótávolság”. Ugyan a veszteségek is nőnek valamelyest, de található kompromisszumos pont, ahol még mindkét paraméter megfelelő a számunkra. Éppen ezért két különböző mérőfejet is elkészítettünk a különböző vastagságú minták méréséhez. A kezdeti szimulációs vizsgálatokat az alábbi ábrán látható modell segítségével végeztük:



2.6. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje

A gyakorlati megvalósíthatóságot szem előtt tartva a rezonátor nyitott végéhez közel egy távtartó szigetelő anyagot is szimuláltunk, mely a középvezető mechanikai stabilitását segíti.

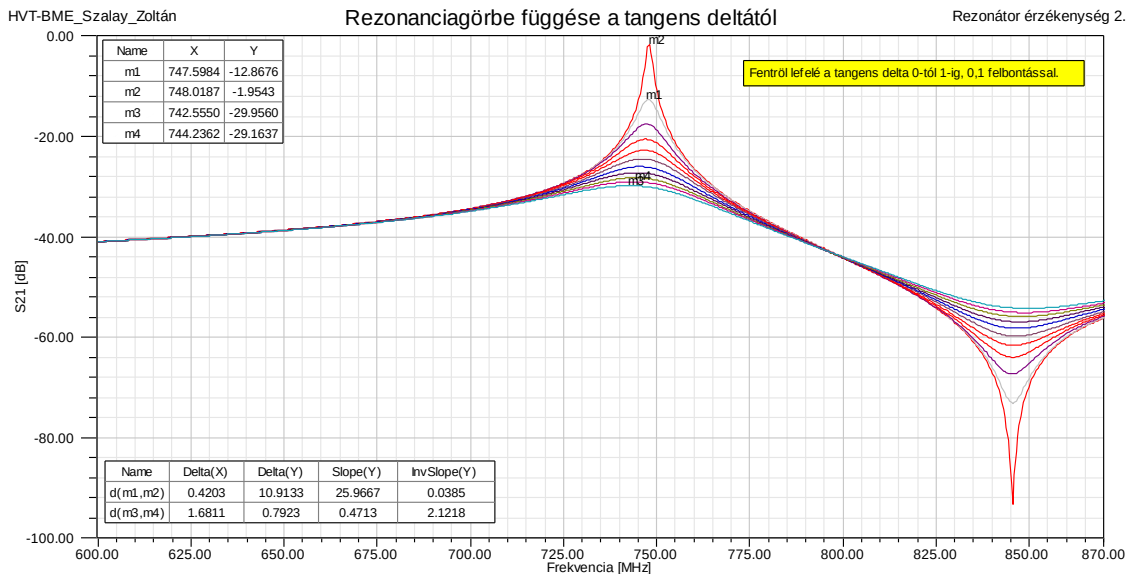
A fentebb említett paraméterek figyelembevételével történő optimalizálás után az elrendezés a mérendő anyag permittivitásának változására igen érzékenyvé vált. A rezonanciagörbe valósrésztől való függését ábrázolja a 2.7 grafikon. 1-től 15-ig változtattuk a dielektromos állandót egyes lépésközzel, mely értékeknek jobbról balra haladva felelnek meg az egyes görbék.



2.7. ábra: Rezonancia görbe függése a permittivitás valós részétől

A markerek jelzik a lépésközt, melyek szerint a görbesereg bal szélén is 7,6 MHz-es eltolódást jelent egy egységnyi változás a permittivitás valós részében. Tehát a dielektromos állandó növekedésével a rezonanciacsúcs a kisebb frekvenciák irányába tolódik el, valamint megfigyelhető, hogy a csúcsok egymáshoz közelednek, illetve a nagyságuk csökken.

A veszteség növelésével is csökken a rezonanciafrekvencia és a jósági tényező is, azonban az arányok épp fordítottak. Tehát a görbék csúcsának értéke jelentősen változik (legalábbis, amíg a veszteségek nem túlságosan nagyok), míg helyzete csak csekély mértékben (2.8 ábra).



2.8. ábra: Rezonancia függése a tangens deltától

A 2.8 grafikon esetében a $\tan(\delta)$ -át 0-tól 1-ig növeltük 0,1 felbontással, és a markerek segítségével látható, hogy körülbelül 0,7 értékig lehet jó felbontással elkülöníteni a görbékét, utána besűrűsödnek.

2.6 Elkészített rezonátor

A szimulációk során meghatározott méreteknak megfelelően alakítottuk ki a koaxiális mérőfejet. A külsővezetőt egy vörösréz vízcsőből, míg a középvezetőt egy szintén vörösréz rúdból készítettük el. Utóbbinak a végére menetet vágunk, és egy rugós állító csavarral láttuk el, hogy a hossza állítható legyen. A rezonátor bemenetén lévő rövidzárat egy esztergált sárgaréz lapból valósítottuk meg. Ennek kialakítása olyan, hogy a rézcsőbe préselhető legyen, illetve furatokkal van ellátva a belsővezető rögzítéséhez és a csatoló hurkok kiképzéséhez. A gerjesztő és szondázó antennákat semi-rigid koaxiális tápvonalak belső eréből realizáltuk, míg másik végükre SMA csatlakozókat helyeztünk el. A merev vezetékekre azért volt szükség, mert ők tartják a mérőfejet. A hosszuk körülbelül az üzemi hullámhossz tizede, így feszültség- és árameloszlásuk konstansnak tekinthető. Ennek azért van jelentősége, mert így nem viselkednek távvezetékkeként, tehát nem transzformálnak impedanciát.

A szenzor méretei:

- Rezonátor külső hossza: 100 mm
- Rezonátor belső hossza: 97 mm

- Külső vezető külső átmérője: 20 mm
- Külső vezető falvastagsága: 1 mm
- Belső vezető átmérője: 4 mm
- Csatoló hurkok szélessége: 3 mm
- Csatoló hurkok magassága: 4 mm
- Csatoló hurkok vezetékének átmérője: 0,5 mm
- Csatoló hurkok lekerekítési sugara: 1 mm
- Csatoló hurkok elhelyezkedése: szimmetrikusan, a két vezető között.
- Semi-rigid koaxiális kábel külső átmérője: 2 mm
- Semi-rigid koaxiális kábel hullámimpedanciája: 50 Ω

Az elkészült eszköz fényképei a következő két ábrán láthatóak:



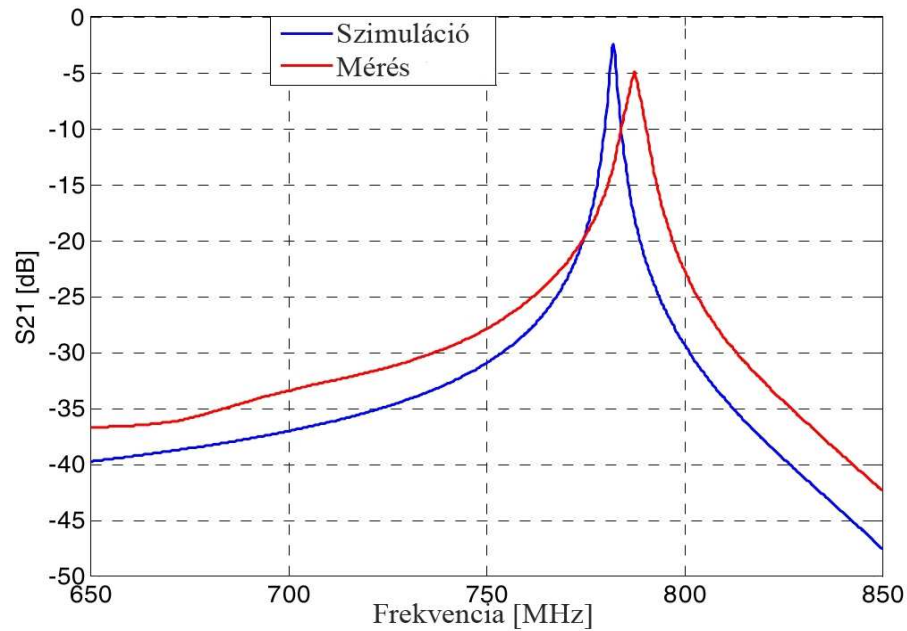
2.9. ábra: Megvalósított koaxiális rezonátor



2.10. ábra: Kész mérőfej, méretre hajlított semi-rigid koaxiális kábelekkal

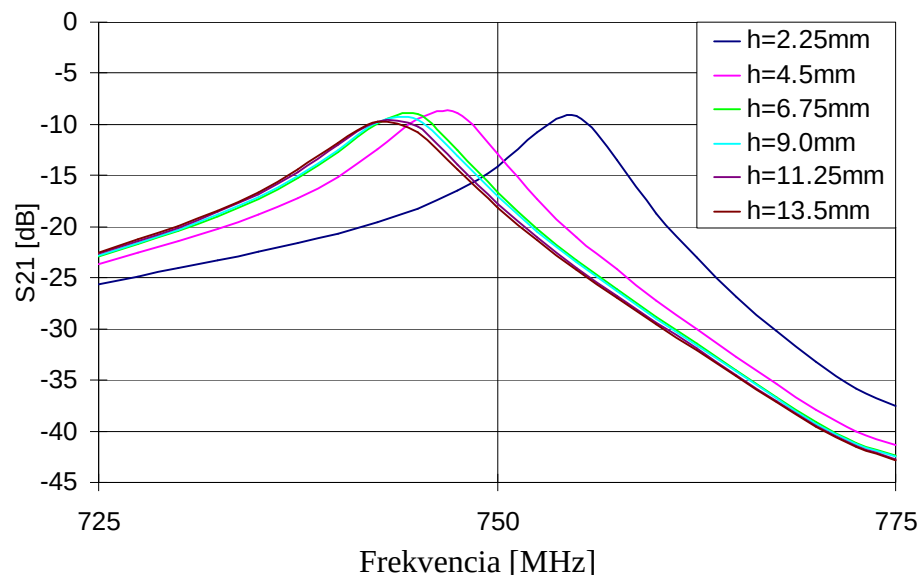
2.7 VNA mérési eredmények a rezonátorról

Az elkészült mérőfej frekvenciafüggő átvitelét VNA segítségével vizsgáltuk. A mérés során csupán a skalár analizátor funkciót használtuk ki, hiszen csak az $|S_{21}|$ –re volt szükségünk. A terheletlen (2.11 ábra) és a mintával lezárt (2.12 ábra) rezonátor rezonanciagörbéit is felvettük. A második esetben FR4-es szubsztrát vastagságának és az átvitelnek a kapcsolatát is megvizsgáltuk 2,25 mm-es lépésekben. A mérési és a szimulációs eredmények jó egyezést mutatnak, azonban később a modellt finomítottuk a minél tökéletesebb egyezés miatt.



2.11. ábra: Szimulált és mért rezonanciafrekvenciája a terheletlen mérőfejnek

A fenti ábra szerint a szimulált és mért értékek eltérése körülbelül egy százalék. Jól látszik, hogy a rezonanciacsúcs eltolódása mellett, a szimulációnál a sáv szélesség is valamelyest kisebb a méréshez képest.

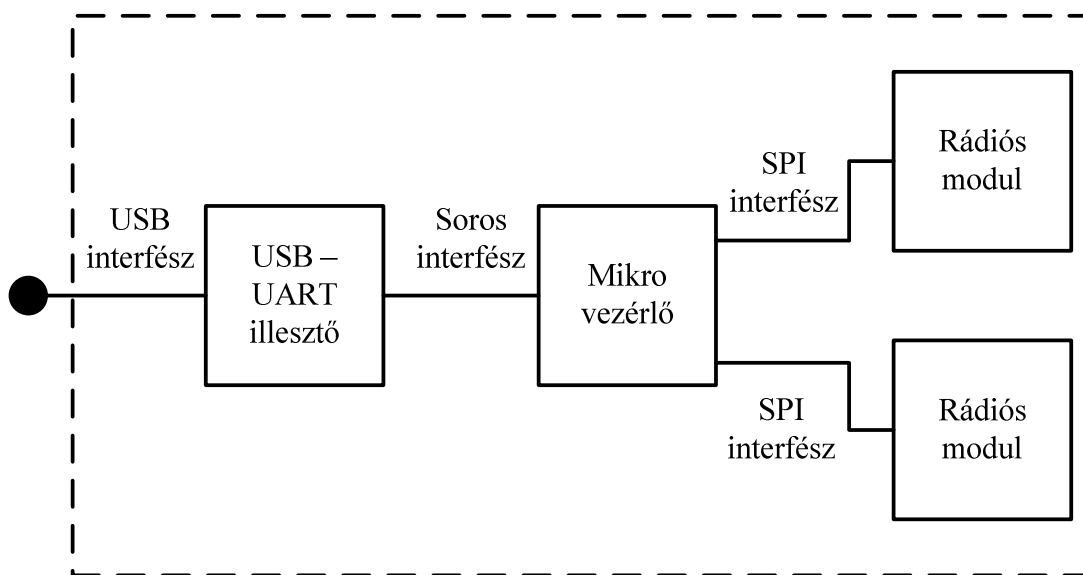


2.12. ábra: A rezonanciafrekvencia FR4-es minta vastagságától való függésének mérési eredménye

A 2.12 diagramon szereplő mérés szerint körülbelül 10 mm az a távolság, amíg az eszköz érzékeli az anyag jelenlétét. A mérési és a szimulált értékek ebben az esetben is jó egyezést mutatnak.

2.8 Mérőpanel

A mérőegység kapcsolási rajzát az Orcad program segítségével készítettük el, melynek főbb egységei a két RFM22-es rádiós modul, egy PIC16F690-es mikrovezérlő, és egy MCP2200-as Soros-USB illesztő controller. Ezeken kívül táp- és jelvezeték szűrő kondenzátorokat, állapotjelző LED-eket, egy ellenállásokból álló csillapító pi tagot, valamint mini-USB és SMA csatlakozókat tartalmaz az áramkör. Az egység tápellátását az USB interfészen keresztül valósítottuk meg. A rendszer blokkvázlata az alábbi ábrán látható:



2.13. ábra: A mérőrendszer blokkdiagramja

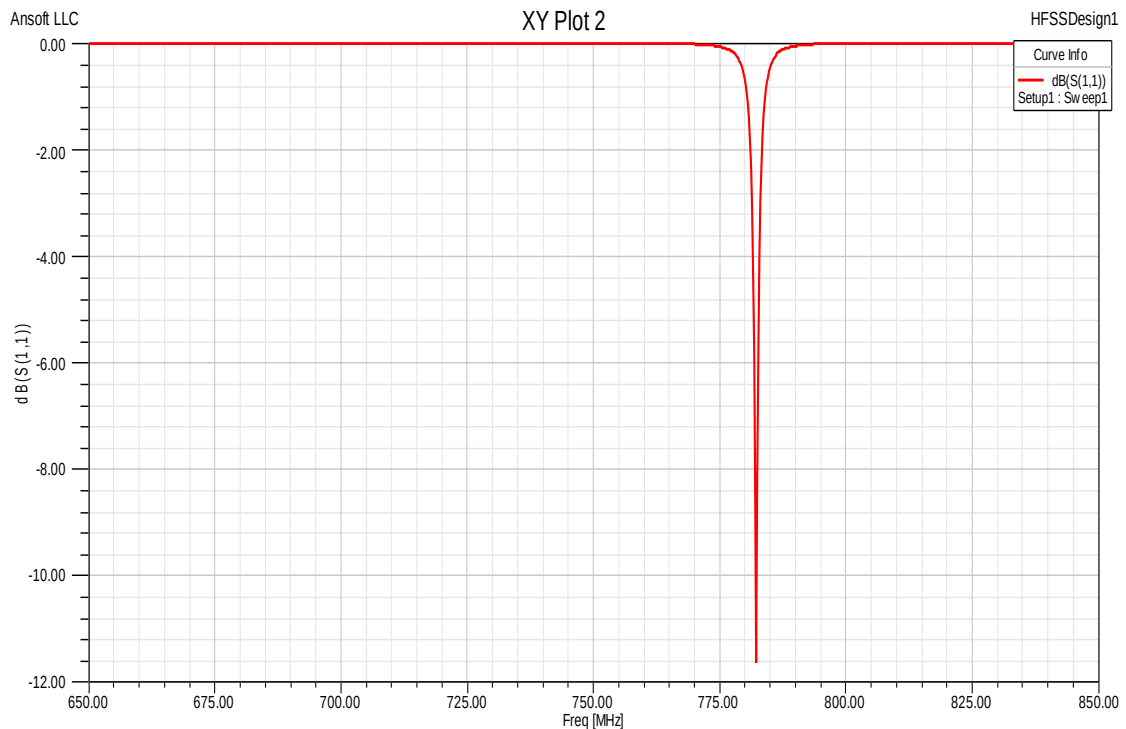
A rádiós modulokra maximálisan 3,3 V tápfeszültség kerülhet, ezért az ő energiaellátásukat az MCP2200-as 3,3 V-os kimenetén keresztül oldottuk meg. A két RF egységet a lehető legjobban izolálni kell, hogy ne zavarják egymást. A mikrovezérlő az adóvevő berendezésekkel a szabványos SPI buszon kommunikál. Ezt azonban nem a controller beépített interfészével valósítottuk meg, mert akkor a rádiós modulokat sorban fel kellett volna fűznünk a buszra. Ennek a megoldásnak az lett volna a hátránya,

hogy a két eszköz szeparálásához viszonylag hosszú jelvezetékekre lett volna szükség, melyek jelentős zajt szedhettek volna össze. Ezen kívül a két modul közvetlen összehuzalozása szintén nem lett volna szerencsés izolációs szempontból. Ehelyett a vezérlő két oldalán lévő általános célú portok felhasználásával alakítottunk ki két külön SPI buszt, mellyel a fentebb leírt hatásokat csökkentettük. A jelvezetékeken megjelenő zajok csillapításához aluláteresztő szűrőkondenzátorokkal láttuk el őket. A vezérlőjelek sebessége maximum 1 Mbps lehet. A kapacitások értékét az alábbi képlet szerint úgy választottuk meg, hogy a szűrő az 1 MHz-es négyszögjel első néhány felharmonikusát kis csillapítással átengedje, míg a rádiós modulok üzemi frekvenciájának megfelelő jeleket erősen csillapítsa.

$$\bar{Z}_c = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}$$

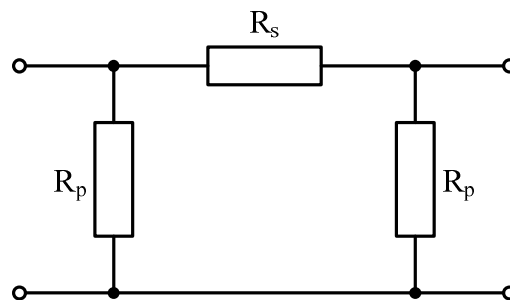
A fenti képletben a (C) a kondenzátor kapacitása, (ω) a szinuszos jel körfrekvenciája, ($\bar{Z}_c$) pedig a komplex impedancia, melynek most az abszolút értéke lényeges. A fentiek figyelembevételével a választott kapacitás értéke: 33 pF. Amennyiben a párhuzamos hidegítő kondenzátorok túl nagy csillapítást jelentettek volna a hasznos jelre, a kommunikációt és ezzel a mérés sebességét szoftveresen lassítanunk kellett volna. Azonban az áramkör élesztésekor kiderült, hogy erre nincsen szükség.

A koaxiális rezonátor gerjesztésének leírásánál már említettem, hogy a mágneses csatoló hurkokat rövidzárként valósítottuk meg. Azonban ez azt jelenti, hogy a rezonanciafrekvencia szűk környezetén kívül majdnem teljes reflexió lép fel a rezonátor bemeneténél. Ennek mértékét szimulációval határoztuk meg (2.14 ábra).



2.14. ábra: Szimulált reflexió a rezonátor bemenetén 50 Ω -os tápvonalat feltételezve

A reflektálódott hullám az adóba visszajutva tönkretelheti azt, ezért ez ellen védekezni kell. Ezen kívül az adó legkisebb kimenő teljesítménye 8 dBm, míg a vevő -20 dBm-es bemenő teljesítmény esetén telítésbe kerül. Az utóbbi problémán kívül az első szakaszban bemutatott töréspontját az RSSI karakterisztikának is kezelni kellett. A vevő oldalon a bemenő jelszint nem érheti el a törést, mert akkor megszűnik az egy-egyértelmű kapcsolat az RSSI és a vett teljesítmény között. A fent bemutatott problémákat egy adó oldali 30 dB-es csillapítóval oldottuk meg. Ehhez egy szimmetrikus pi-tagot alkalmaztunk, melynek a ki-és bemeneti impedanciája is 50 Ω (2.15 ábra).



2.15. ábra: A csillapító pi-tag

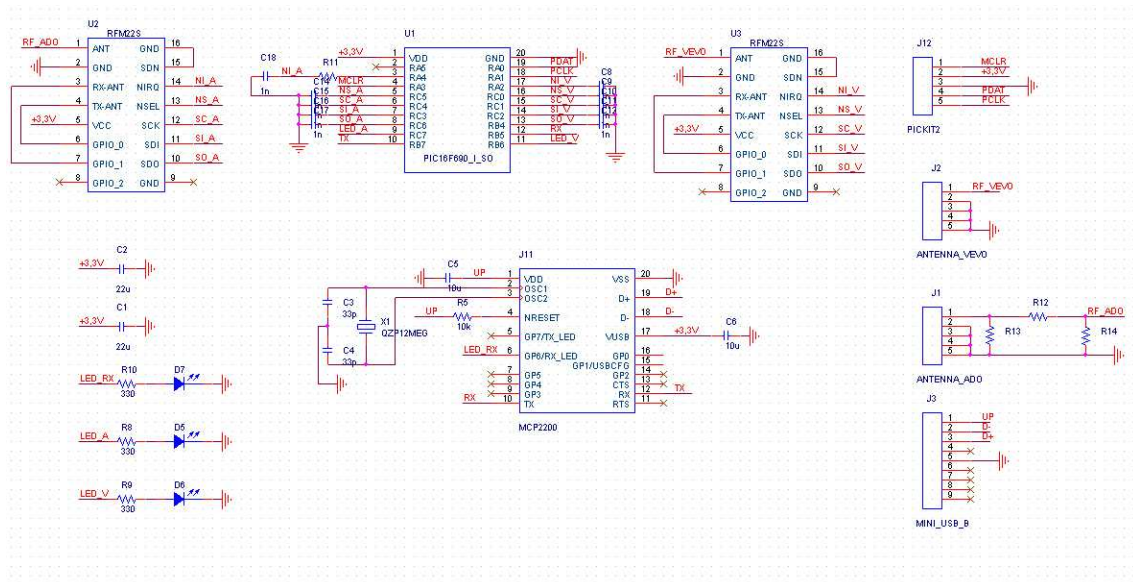
A méretezést a következő képletek szerint végeztük:

$$K = e^{\left(10 \cdot \frac{A}{Z_0}\right)}$$

$$R_p = Z_0 \cdot \frac{K + 1}{K - 1}$$

$$R_s = Z_0 \cdot \frac{K^2 - 1}{2 \cdot K}$$

Ahol (A) a kívánt csillapítás értéke dB-ben, (Z_0) pedig a hullámimpedancia. A számított értékek: $R_p \approx 53 \Omega$, $R_s \approx 789 \Omega$. Az elkészült kapcsolási rajz az alábbi ábrán látható:



2.16. ábra: Anyag-paramétermérő kapcsolási rajza

2.8.1 Mérőpanel nyomtatott áramköri rajza

A nyomtatott áramköri rajz elkészítésekor szintén az ORCAD programot használtuk. Kétrétegű nyákra terveztük, ahol a felső oldalon találhatóak az alkatrészek, illetve a vezetékek, míg az alsó tiszta földfém, csak a két SMA csatlakozó van rajta. A két rádiós modult a hordozó lap két szélén helyeztük el, ezzel biztosítva a térbeli szeparációt. Az ellenállásokat és kapacitásokat indukciószegény felületszerelt

alkatrészekből realizáltuk. A csillapító pi-tag megvalósításánál a lehető legközelebb helyeztük egymáshoz az ellenállásokat, hogy minél inkább koncentrált elemnek lehessen tekinteni. A táp- és jelvezeték szűrőkondenzátorokat szorosan az adott áramköri lábakhoz tettük, hogy a vezetékdarab induktív hatását minimalizáljuk. Az RF jelvezetékek hosszát a lehető legrövidebbre szabtuk, mely kettős célt szolgál. Egyrészt minél rövidebb a jel útja, annál kevesebbet csillapodik, másrészt így a vezető nem viselkedik távvezetéként. Figyelembe véve a legkisebb üzemi hullámhosszat a vezeték mentén az áram- és feszültségeloszlás konstansnak tekinthető.

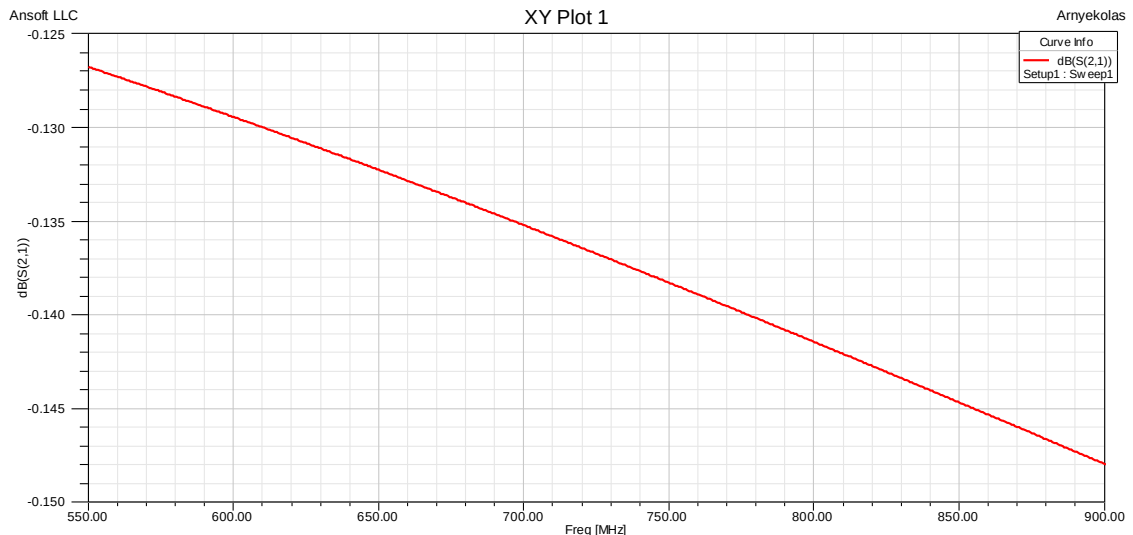
A rádiós modul kimeneti impedanciája és az SMA csatlakozó is 50Ω (ezért méreteztük a pi-tagot is 50Ω -os be- ill. kimeneti impedanciára). Azt, hogy az RF vezeték is 50Ω -os legyen, a szélességével lehet beállítani. Microstrip tápvonalon egy úgynevezett kvázi TEM módusú hullám terjed, melynek a hullámimpedanciáját a következő közelítő összefüggésekkel tudjuk analitikusan kiszámítani [17]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot d}{W} + \frac{W}{4 \cdot d}\right) \quad Ha: \frac{W}{d} \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{W}{d} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{W}{d} + 1,44\right)\right]} \quad Ha: \frac{W}{d} \geq 1$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{d}{W}}}$$

Ahol (W) a csíkszélesség, (d) a hordozó vastagsága, (ε_r) pedig a relatív dielektromos állandója a szubsztrátnak. A fenti képleteket egy 1,55 mm vastag FR4-es hordozóra alkalmazva - melynél $\varepsilon_r = 4,4 - 7,6$ mm-es vonalszélesség adódik. Ezt azonban a modul és az SMA csatlakozó méretei miatt nem lehetett megvalósítani. Szimulációt készítettünk egy $\lambda/10$ hosszú, 1 mm széles mikroszalag vezeték átviteléről, ha mindkét vége 50Ω -mal van lezárva. Az eredmények tanúsága szerint a betáplált teljesítmény nagy része átjut a vezeték egyik végéről a másikra (2.17 ábra), ezért ezt a szélességet valósítottuk meg.

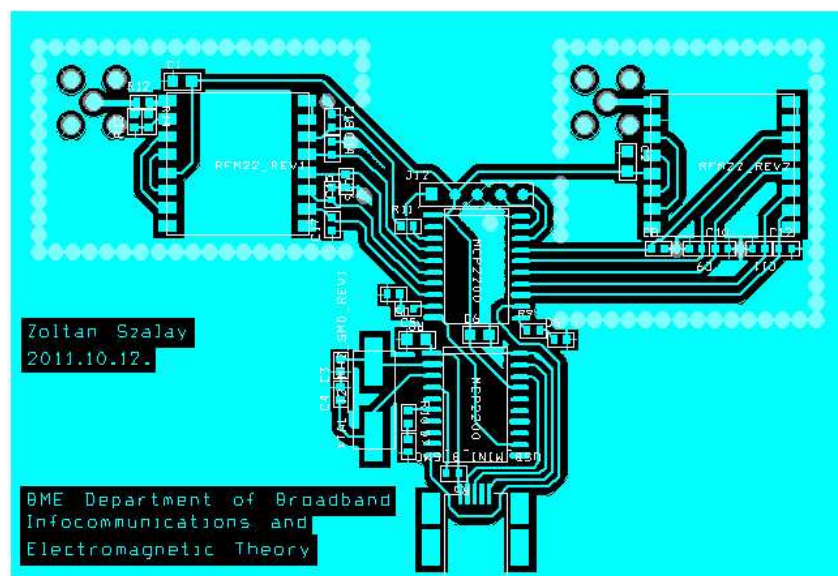


2.17. ábra: Rövid ($l \ll \lambda$) 1 mm széles vezeték átvitele 50 Ω –os lezárások esetén

Az RF jelutat törés nélkül alakítottuk ki, hogy az elsugárzott teljesítmény elenyésző legyen.

A két rádiós modul köré árnyékoló dobozokat terveztünk, ezzel csökkentve a köztük lévő áthallást. A nagy csillapítás eléréséhez igen fontos a jó földkapcsolat. Éppen ezért sűrű via sor veszi körül az adóvevő egységeket a tervezett dobozok körvonala mentén.

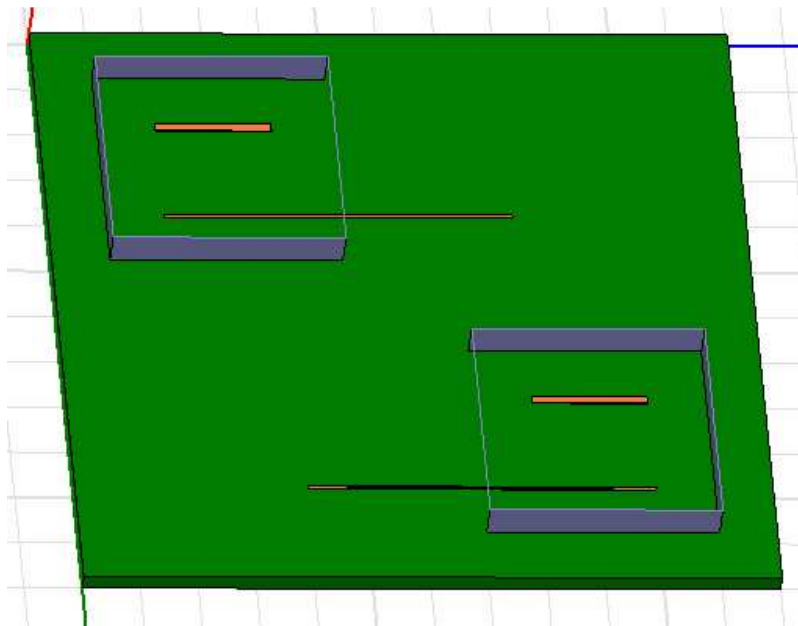
Az USB adatvezetékek hossza ugyan elég rövid a csatlakozó és az MCP2200-ás mikrovezérlő között, ennek ellenére figyeltünk a párhuzamosságukra, hogy a differenciális jelvezetés jótékony hatásai érvényesülhessenek. A fentebb leírtak szerint megtervezett nyomtatott áramköri rajzolat a következő ábrán látható:



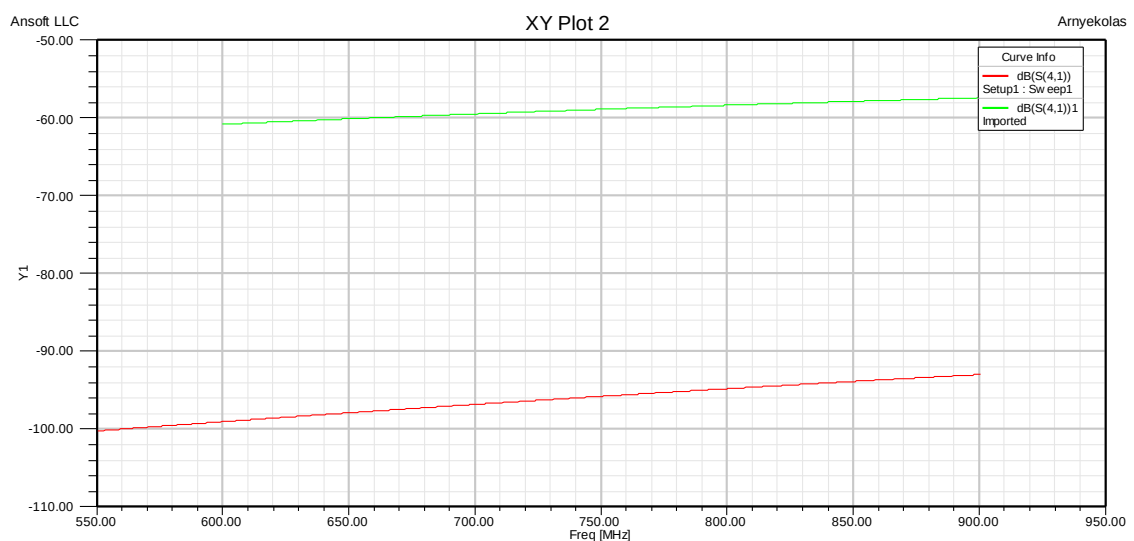
2.18. ábra: Nyomtatott áramköri rajz képe

2.8.2 Árnyékolás hatásának HFSS modellje

A megnyitott dobozok árnyékoló hatását a HFSS szoftver segítségével szimuláltuk. A fémeket tökéletes vezetőként vettük figyelembe, így a rajtuk keresztül jutó elektromágneses hullámok hatását nem modelleztük. A szimulációs összeállítás a 2.19 ábrán látható. Illesztett vezetékdarabok közt számítottuk az átvitelt. Az eredményeket a 2.20 grafikon mutatja be, mely szerint az árnyékoló doboz körülbelül 35 dB csillapítást jelent.



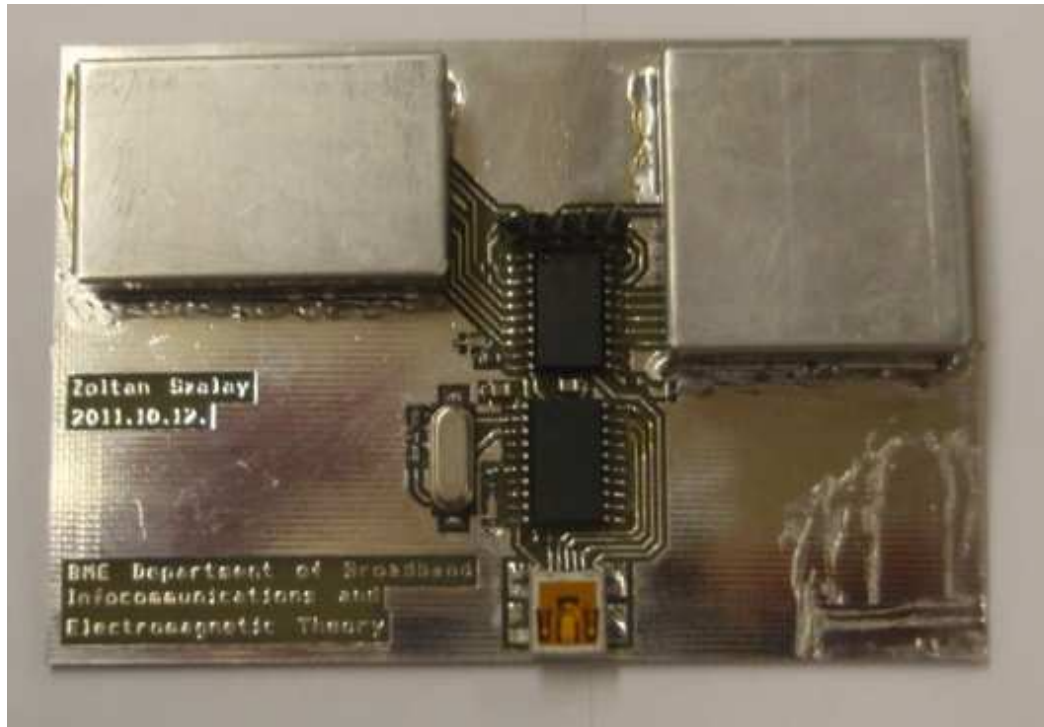
2.19. ábra: Izoláció és átvitel szimulációs elrendezés



2.20. ábra: Árnyékolás hatásának szimulációja (piros: árnyékolt, zöld: árnyékolatlan)

2.8.3 Elkészített mérőpanel

A mérőpanelt 1,55 mm vastag FR4-es hordozón valósítottuk meg. A 35 μm vastag rézet tűzi ón fedi. Az alkatrészek beültetését kézi forrasztópákával végeztük. A kész áramkör fényképe az alábbi ábrán látható:



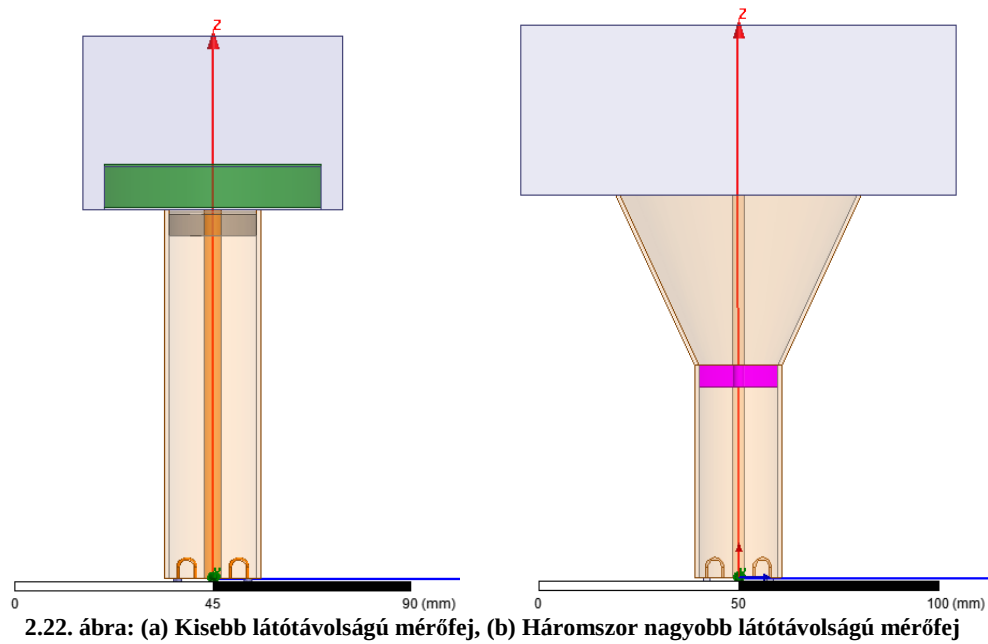
2.21. ábra: Elkészített mérőpanel fényképe

2.9 Az eszköz kalibrációja

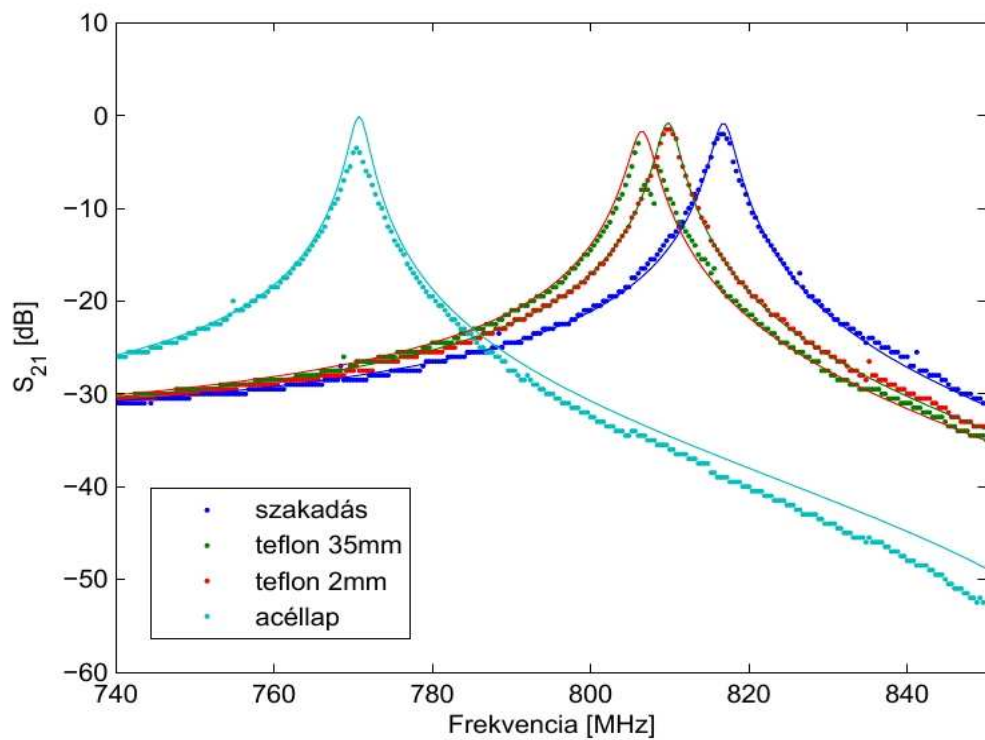
2.9.1 A mérőfejek szimulációinak pontosítása

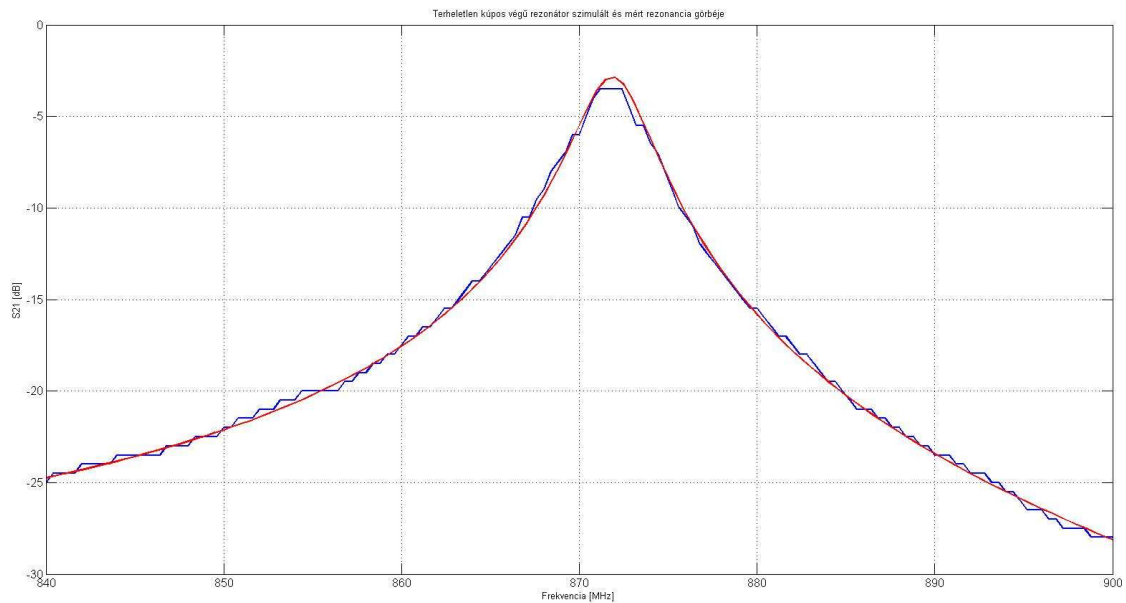
A fentiekben megmutattam, hogy a mérés és a szimulált értékek 1%-os hibán belül megegyeznek. Azonban szeretnénk volna, ha még jobb egyezést kapunk, mert akkor a szimulátort közvetlenül fel tudjuk használni a dielektromos állandó meghatározására a rezonanciagörbe alapján. Ezért a modellünket finomítottuk. Figyelembe vettük a véges vastagságokat és vezetőképességeket. A modellt pontosan a legyártott eszköz méreteire állítottuk be. Ezek közül a legfontosabb a be- és kicsatoló hurkok mérete, illetve hajlítási sugara. Ugyanis ez az a paraméter, mely a kezdeti szimulációs elrendezésben a legjobban eltért a megvalósítottól. A hurkok méretének és sugarának a helyes

beállításával sikerül a sáv szélességet a megfelelő mértékűre beállítani. A 2.22 diagram mutatja a kétféle rezonátorfej pontosított modelljét.



Az alábbi két ábrán a mért és a pontosított modellek által számított rezonanciagörbék láthatóak:





2.24. ábra: kúpos végű mérőfejjel mért görbék és szimulált rezonanciagörbék összevetése (kék a mért, piros a szimulált)

A fenti két ábrán látható, hogy a szimulált és mért görbék szinte teljesen együttlutnak. A 2.23 diagramon az is látszik, hogy nem csak terheletlen esetben, de különböző minták és mintavastagságok esetén is igen jók a szimulált eredmények. Ennek igen nagy jelentősége van abban, hogy a mért értékekből nagy pontossággal ki tudjuk számítani a dielektromos állandóját a mintának.

A következő ábrán a kúpos rezonátor fényképe látható. A nyitott vég egy tömör sárgaréz hengerből lett kiesztergálva.



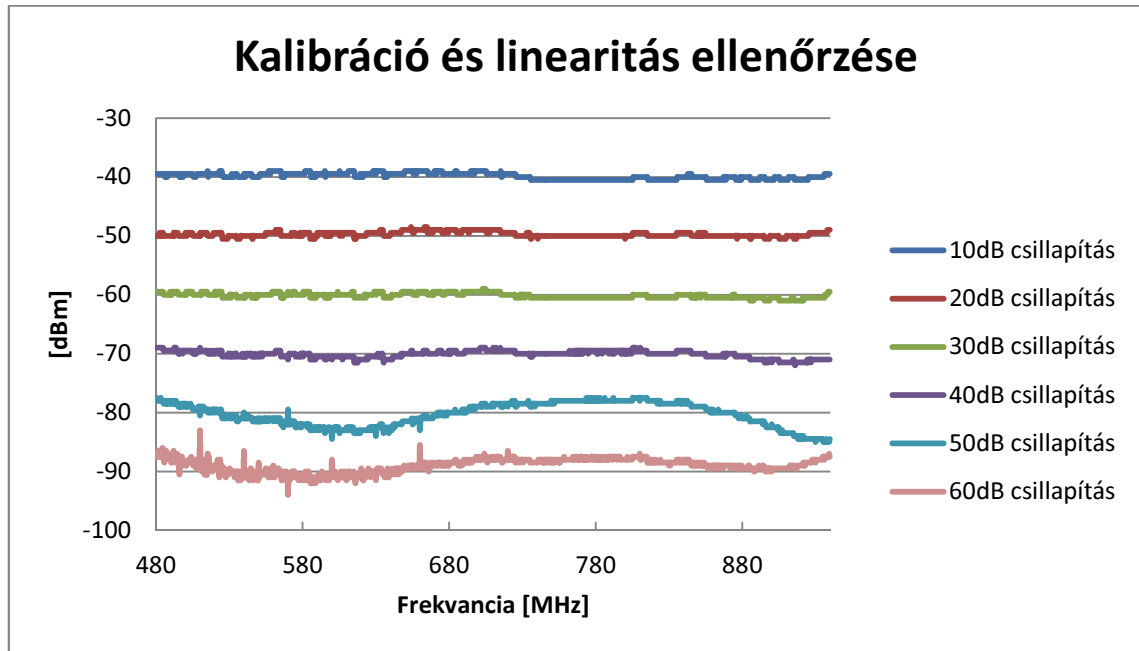
2.25. ábra: kúpos végű mérőfej fényképe

2.9.2 Mérőpanel kalibrációja

Az elkészített és felprogramozott mérőpanelon különböző kalibrációs méréseket végeztünk. Az RSSI karakterisztikában lévő törésponttól már az első fejezetben írtam. Ezen kívül egy spektrum-analizátor segítségével megvizsgáltuk az adó oldalból kijövő teljesítmény frekvenciamenetét 10 MHz felbontással.

Ezt követően megvizsgáltuk a vevő mérési eredményeit. Figyelembe véve az RSSI karakterisztika töréspontjának helyzetét -40 dBm-es bemenő jelszintet alkalmaztunk, mert így biztosan nem kellett tartanunk a törés zavaró hatásától.

Mivel az adó és a vevő közötti átvitelt szeretnénk mérni, ismerni kell a kimenő teljesítményt, illetve a vevő mérési hibáját egy adott frekvencián. A fenti két mérés alapján mindkettő adott. Az RSSI karakterisztika linearitása miatt a vevő mérési hibája nem függ a beérkező jelszinttől, csak a frekvenciától. Ennek köszönhetően mind az adó, mind a vevő oldalon kompenzációs értékeket tudtunk meghatározni, melyeket a két mért görbéhez adva azok konstanssá váltak. A vevő oldalon ezekhez az értékekhez egy további állandót adtunk, mely a görbét -40 dBm szintre mozgatta. A két oldalon kapott kalibrációs számokat összeadtuk, és a MATLAB-ban megírt vezérlő szoftverbe ültettük. A kalibráció helyességét egy változtatható csillapító segítségével ellenőriztük, melynek megfelelő működését előzetesen ellenőriztük. Az adót és a vevőt összekötöttük, és mértük az átvitelt miközben a csillapítást 10 dB-es lépésekben változtattuk, és a kezdeti értékét (10 dB) úgy állítottuk be, hogy biztosan a karakterisztika töréspontja alatt maradjunk. A mérési eredmények a következő ábrán láthatóak:



2.26. ábra: Kalibráció és linearitás ellenőrzés eredménye

A fenti diagramon jól látható, hogy a kalibráció hatására frekvenciában konstans átvitelt sikerült létrehozni, valamint az RSSI karakterisztika is jó közelítéssel lineáris a teljes tartományon. Az alsó két görbe hullámosságában a zajnak komoly szerepe van, hiszen itt már igen kis jelszintek vannak.

Az eszköz teljes kalibrációjához hozzátartozik, hogy egy 30 dBm-nek megfelelő további eltolást kell az eredményekhez hozzáadni. Erre azért van szükség, mert a kimenő teljesítmény nem 0 dBm, de ha $|S_{21}|$ -et szeretnénk közvetlen mérési eredményként látni, akkor arra van szükségünk.

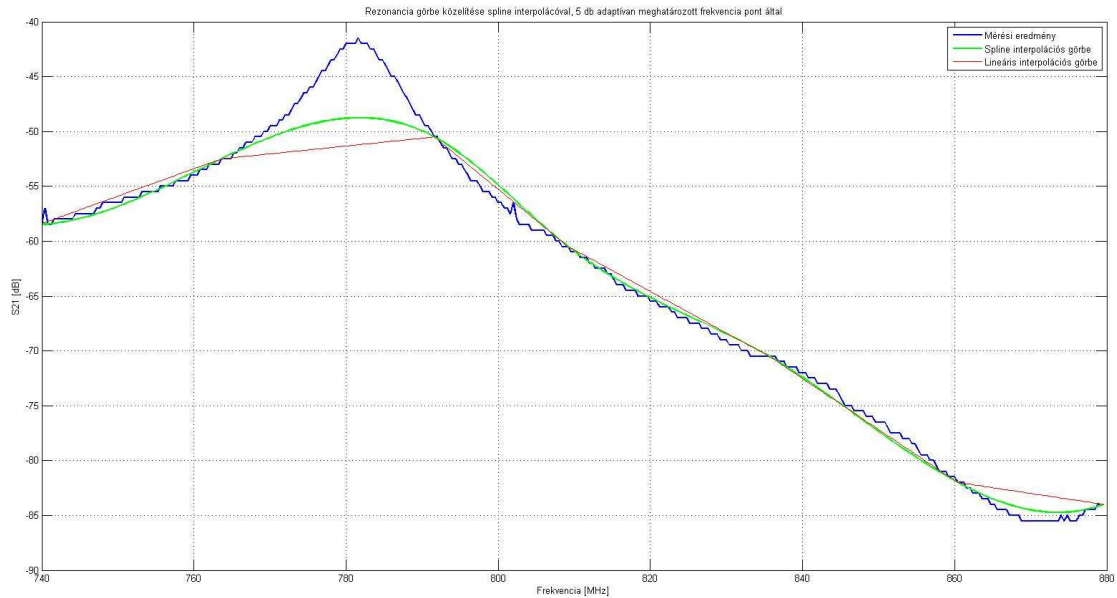
2.10 A mérőpanel vezérlő szoftvere

A mérőpanel PIC16f690 típusú mikrovezérlőjének a szoftverét C nyelven írtam, és a Microchip honlapján található Hi-tech C fordítóval fordítottam. Ahogy azt korábban már leírtam, a kontroller feladata a rádiós modulok vezérlése, az adatgyűjtés az SPI interfészen keresztül. A külvilággal a soros buszon keresztül tartja a kapcsolatot. Itt kerülnek továbbításra a mért RSSI értékek, illetve ezen keresztül utasítja PC a kontrollert, hogy mely frekvenciákon történjen mérés. A PC oldalon a soros port kommunikációt egy MATLAB-ban megírt program vezérli.

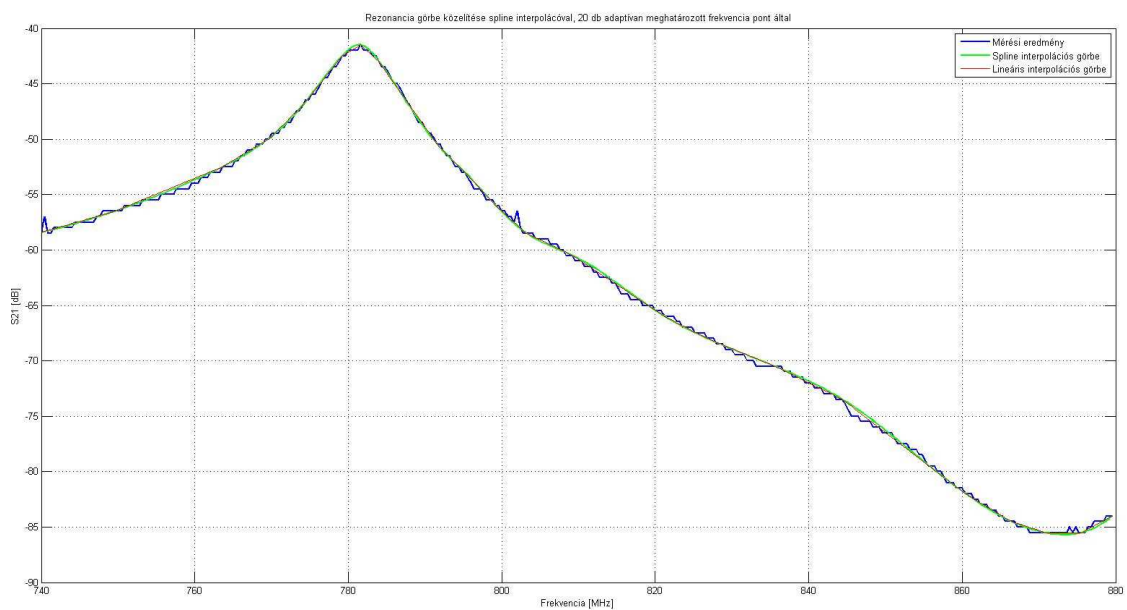
A mikrovezérlő írja a rádiós modulok regisztereit, illetve az RSSI értéket is regiszterből olvassa ki. Az RF egységeket úgy kell felforprogramozni, mintha adatkommunikációra használnánk őket, csak nem teszünk rá moduláló tartalmat, így egy szinuszos CW jel lesz a kimeneten. A ki- és bemeneti sávszűrőt a minimális 2,6 kHz-es sáv szélességre állítottuk be, hogy minél kevesebb zaj kerüljön a vevőbe. A frekvenciahangolás megvalósítása szintén három regiszter írását jelenti modulonként. Két léptetés között az adatlap ajánlásnak megfelelő időt várok ($200\ \mu\text{s}$), hogy mindkét egység a megfelelő frekvenciára kerüljön és az RSSI értéke stabil legyen.

Egy frekvenciasöpprés megvalósítása – a mikrovezérlő 4MHz-es órajele és 128kbps-s soros porti adatsebesség mellett – 480 MHz-től 920 MHz-ig 0,4 MHz-es lépésközzel közel fél percig tartana (1150 db minta). Ennél nagyobb lépésközt nem lenne érdemes választani, mert akkor túl ritkák lennének a minták. Ennél jóval nagyobb felbontású mérésnek sincs értelme, mert akkor egyrészt a mérési idő is jelentősen növekedne, másrészt nem kapnánk pontosabb eredményeket. Annak érdekében, hogy a mérési időt csökkentjük, egy adaptív frekvencia mintavételezést valósítottunk meg.

Az algoritmus a MATLAB-ban fut, mert itt kész függvények segítettek a munkánkat. Kiindulásképpen három frekvencián végzünk mérést, a tartomány két szélén, illetve közepén. Erre a három pontra egy lineáris és egy köbös spline interpolációt készítünk. A spline interpoláció előírja az interpoláló polinomok deriváltjainak a folytonosságát. Egy köbös spline esetében egy elsőrendűen sima interpoláló görbét kapunk. Ennek az interpolációnak az egyik jellegzetessége, hogy ahol az eredeti függvényben hirtelen változások vannak, ott túllövése lesz. Éppen ezért oda érdemes új frekvenciapontot felvenni, ahol a lineáris és spline interpoláció eltérése maximális, hiszen itt valószínűleg gyorsan változik a függvény (a maximális eltérést minimalizáljuk). Az így kapott új mintával eggyel bővül a minták száma, amikre újra elvégezzük az interpolációkat. Az algoritmus addig fut, míg egy általunk előre meghatározott érték alá nem csökken a két interpoláló függvény eltérésének maximuma. Az algoritmus hatékonyságát szemlélteti a következő két ábra:



2.27. ábra: Rezonanciagörbe közelítése spline interpolációval, 5 db adaptívan meghatározott frekvencia pont által



2.28. ábra: Rezonanciagörbe közelítése spline interpolációval, 20 db adaptívan meghatározott frekvencia pont által

Az ábrák alapján jól látható, hogy az algoritmus igen gyorsan konvergál. Ha figyelembe vesszük, hogy a rádiós modulok RSSI felbontása miatt 0,5 dB kvantálási zajt viszünk a mérésbe, és még ehhez adódnak hozzá a külső zajok, akkor az interpoláció tulajdonképpen a segítségünkre van a dielektromos állandó számításánál a mérési

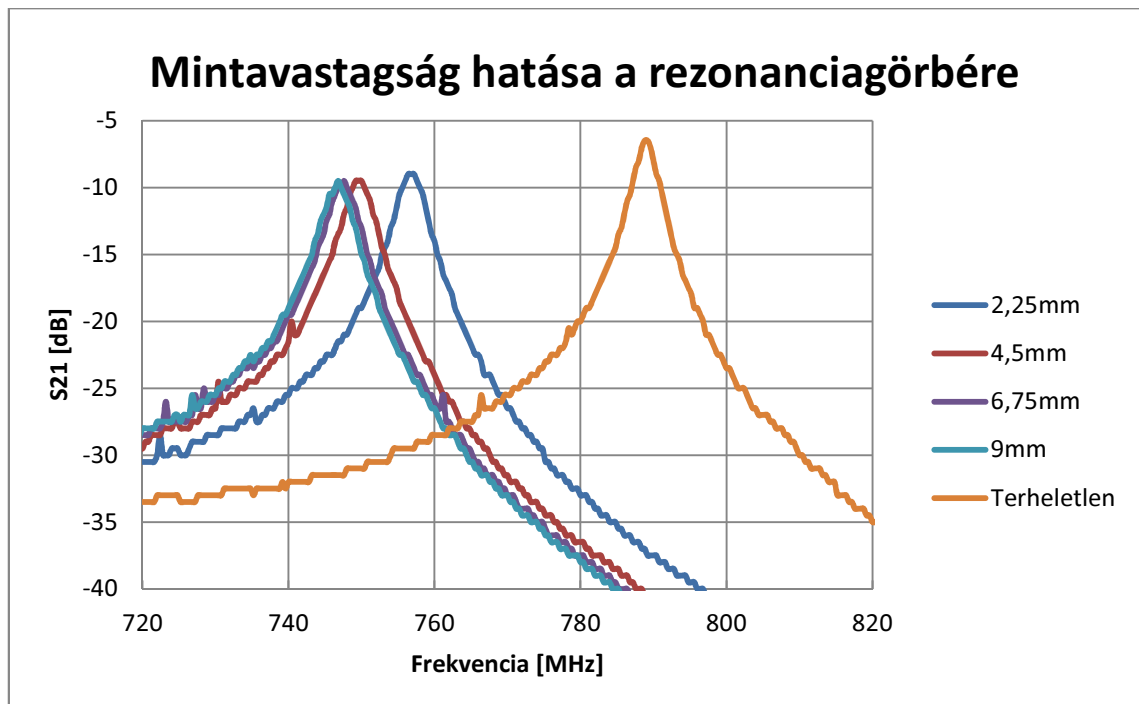
eredményekből. Ugyanis az interpolációval egy simítást hajtunk végre, mely csökkenti a zaj hatását.

Szintén a MATLAB program végzi az RSSI értékek konvertálását teljesítménnyé (dBm). A beolvasott adatok átváltása azonnal megtörténik és kijelzésre kerül egy grafikonon. Az átszámításhoz az RSSI karakterisztikát a következő képlettel közelítettük:

$$p^{dBm} = \frac{(RSSI - 245)}{2}$$

2.11 Mérési eredmények a teljes mérő rendszerrel

Az elkészült és kalibrált mérőrendszerrel dielektromos állandó és nedvességtartalom méréseket végeztünk. A rezonanciagörbék felvétele után meghatároztuk a minta komplex permittivitását analitikusan és a szimulátor segítségével is. A dielektromos állandó mérését egybekötöttük a mintavastagság átviteli görbére gyakorolt hatásának vizsgálatával. A mérést 2,25 mm vastag FR4-es hordozó lapokkal végeztük. A mért eredményeket az alábbi grafikon szemlélteti:



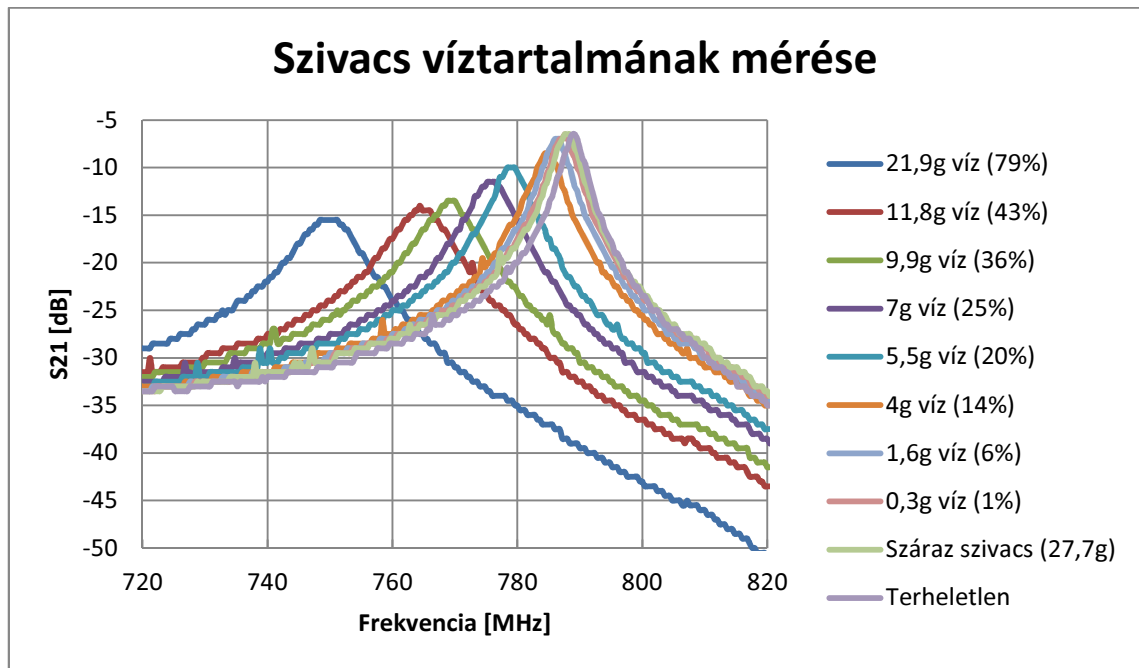
2.29. ábra: Mintavastagság és a rezonanciagörbe közti kapcsolat mérési eredménye a kisebb látótávolságú rezonátor esetén

A mérési eredményekből analitikusan csak kisebb látótávolságú rezonátor esetén határoztuk meg az anyag dielektromos állandóját és veszteségét. A permittivitás valós részét a már fentebb ismertetett Marcuvitz által közölt képletek segítségével végeztük. Ehhez azt az átviteli függvényt használtuk, mely lényegében már a végtelen kiterjedésű mintához tartozik. A jósági tényezőt az alábbi képlet szerint számítottuk [16] [18]:

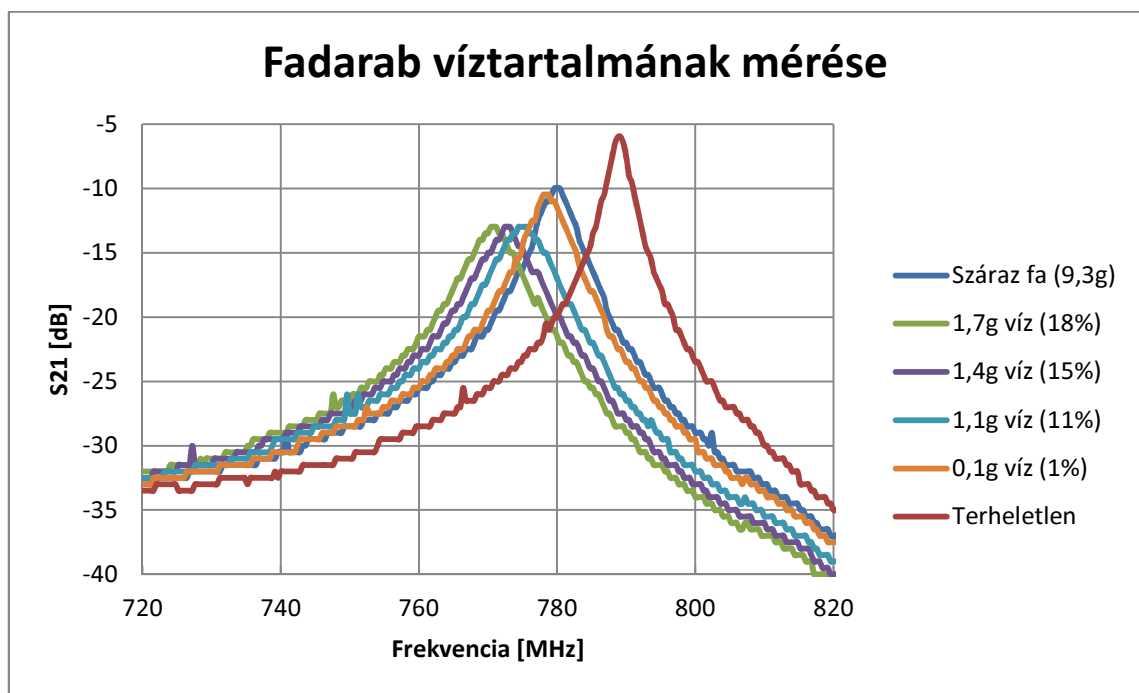
$$Q_l = Q_0 \cdot (1 - |S_{21n, f_l}|)$$

ahol Q_0 a terheletlen rezonátor jósági tényezője, $|S_{21n, f_l}|$ pedig a mintával terhelt esetben jelentkező maximális átviteli érték, az $|S_{21, f_0}|$ -al normalizálva. Ez a fajta számítás csak akkor ad elfogadható eredményt, ha feltételezhető, hogy a két becsatoló hurok és az üreg falai között kicsi a csatolás. Amint azt fentebb leírtam, ennek teljesülését a hurkok elhelyezkedésének és méretének optimalizálásával biztosítottuk. Az adatlapi értékek alapján az FR4-es anyag dielektromos állandója: 4,4, veszteségi tényezője pedig: 0,02. Az analitikus modellt felhasználva 4,1 és 0,05 értékeket kaptunk ugyanezen paraméterekre. Az eltérések leginkább a modell pontatlanságából adódnak. A szimulációval azonban az adatlapi értékeket kaptuk vissza. Ezt úgy végeztük, hogy létrehoztunk egy szimulált adatbázist, melyben különböző komplex permittivitású anyagokat szimuláltunk. Az így kapott görbéket pedig a mért eredményre illesztettük. Azt az anyagparamétert tekintettük megoldásnak, melynél a szimulált és mért rezonanciagörbék közti eltérések négyzetes összege minimális volt.

A méréseket anyagok víztartalmának és a rezonanciagörbe kapcsolatának a meghatározásával folytattuk. Elsőként egy szivaccsal dolgoztunk, melynek szárazon (27,7 g) és nedvesen a tömegét egy 0,1 g pontosságú mérleggel mértük. A szivacs száradása során folyamatosan vizsgáltuk a rezonátor átvitelének a változását. A rezonanciagörbék és a víztartalom kapcsolatát a 2.30 diagram görbeserege mutatja be. A mérések tanúsága szerint az egy tömegszázalék víztartalom változás is kimutatható az eszközzel. A másik vizsgálati minta egy fadarab volt, melyen az előbbivel megegyező méréseket végeztünk (2.31 ábra). Ebben az esetben is az egy tömegszázalékos víztartalom csökkenés indikálható volt.



2.30. ábra: Szivacs víztartalmának mérési eredményei



2.31. ábra: Fa mintadarab víztartalmának mérési eredményei

A kúpos végű mérőfejjel elvégzett mérések szerint, a minta komplex permittivitásának relatív megváltozására hasonlóan érzékeny, mint a kisebb látótávolságú párja. Az anyagokba (veszteségtől függően) viszont 1 cm helyett 3 cm-re lát bele.

2.12 Értékelés

Az általunk fejlesztett eszköz nem csak a minta dielektromos állandójának relatív megváltozására igen érzékeny, de az abszolút mérések pontossága is kiváló. A mérőfejek kialakításából és tulajdonságaiból fakadóan nagyobb kiterjedésű síkfelületű minták mérésére alkalmas.

Egy anyag nedvességtartalmának már egy tömegszázalékos változása is biztosan kimutatható. A mérőrendszer alkalmas ipari alkalmazásokban való felhasználása, mivel igen pontos és nem utolsó sorban olcsó. Az eszköz nem csak minőségellenőrzési, de folyamatszabályozásbeli feladatok ellátására is használható.

Kommunikációra kifejlesztett rádiós modulok ilyen típusú felhasználására még nem találtunk példát, de jelen dolgozat tanulsága szerint hatékonyan alkalmazhatóak mérési folyamatok során.

Mivel a permittivitás jól indikálja egy anyag víztartalmát, további fontos feladat az anyag nedvességtartalmának és permittivitásának a kapcsolatát meghatározni [19]. Ez várhatóan az OTDK konferencia időpontjáig elkészül.

A mérő panelokat (a NYÁK készítés kivételével), a vezérlőszoftvereket, a szimulációkat, illetve méréseket magam készítettem, konzulensem tanácsai és segítségével alapján.

Hivatkozások

1. Nagy Lajos: Távközlő hálózatok és informatikai szolgáltatások: Hullámtan, BME (2006).
2. Frigyes István: Távközlő hálózatok és informatikai szolgáltatások: A rádió csatorna jellemzői, BME (2006)
3. Dr. Pap László & Dr. Imre Sándor (2007): A mobil hírközlés alapjai. Budapest: BME Híradástechnikai Tanszék.
4. P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," IEEE Trans. Commun. Sys., vol. CS-11, no. 4, Dec. 1963, pp. 360–93.
5. Simon R. Saunders, Alejandro Aragón Zavala: Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. no. 2, 283-328 (2007).
6. Nathan Marcuvitz, "Waveguide Handbook," IEEE Electromagnetic Waves Series, Peter Peregrinus, 1986
7. D. Greenwood and L. Hanzo, "Characterisation of Mobile Radio Channels," Mobile Radio Communications, by R. Steele, Ed., Ch. 2, London: Pentech Press, 1994.
8. Zheng, B; Bapat, R. B. (2004). "Generalized inverse $A(2)T,S$ and a rank equation". Applied Mathematics and Computation 155: 407–415.
9. J. B. Andersen, T. S. Rappaport, S. Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels," IEEE Commun. Mag., vol. 33, no. 1, Jan. 1995, pp. 42–49.

10. Göllei Attila: Veszteséges közeggel töltött mikrohullámú tápvonalak energetikai és hőmérsékleti viszonyainak vizsgálata és gyakorlati alkalmazásai, doktori (Ph.d) értekezés. Veszprém, 2011, oldalak: 33-49.
11. Gillay Zoltán: Dielektromos nedvességmérők kalibráció átvitelét befolyásoló tényezők, doktori (Ph.d) értekezés. Budapest, 2010, oldalak: 15-22.
12. Jerzy K.: Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. Measurement Science and Technology. April 2006, pages R55-R70
13. Duncan James Barker , "Evaluation of Microwave Microscopy for Dielectric Characterisation," PhD Dissertation, University of Birmingham, 2010.
14. Dr.Fodor György: Elektromágneses terek. H. n.: Műegyetemi Kiadó. 1993.
15. Simonyi Károly: Elméleti villamosságtan. Budapest, Tankönyvkiadó, 1990.
16. L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan: Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization. 228-230 (2004).
17. Pozar, David M.: Microwave Engineering, Addison-Wesley Publishing Company,1993.
18. Jiuqing Liu , "Resonator Sensor for Moisture Content Measurement," Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on , vol.1, no., pp.4982-4985,
19. C. Thajudeen, A. Hoorfar, and F. Ahmad, Measured Complex Permittivity of Walls with Different Hidration Levels and The Effect on Power

Estimation of TWRI Target, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 30, 177{199, 2011

20. Hope RF, RFM22 ISM adóvevő modul leírása, <http://www.hoperf.com/upload/rf/RFM22.PDF> (2011. okt.)

21. Ansys, HFSS leírása, <http://www.scribd.com/doc/17748492/Hfss-Full-Book> (2011, szept.)

22. Microchip, PIC16f690 leírása, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41262E.pdf>

23. Microchip, Hi-tech C fordító leírása, http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/manual_PICC_983.pdf (2011, nov.)

24. Mathworks, MATLAB leírása, <http://www.mathworks.com/products/matlab/> (2011, nov.)

Ábrajegyzék

1. ábra: Elektromágneses spektrum egy lehetséges felosztása	2
1.1. ábra: A vevő eszköz blokk diagramja.....	12
1.2. ábra: A vevő eszköz kapcsolási rajza	13
1.3. ábra: A adó eszköz layoutja	14
1.4. ábra: A vevő eszköz TOP oldali layoutja	14
1.5. ábra: A vevő eszköz BOTTOM oldali layoutja	15
1.6. ábra: A vevő eszköz felső oldalának fényképe	15
1.7. ábra: A vevő eszköz alsó oldalának fényképe	15
1.8. ábra: GP antenna (táplálást a kék négyzet jelzi)	16
1.9. ábra: Szimulált VSWR és Reflexió, (S11).....	17
1.10. ábra: Reflexió mérése VNA-val	18

1.11. ábra: Az elkészült antenna	19
1.12. ábra: Mért RSSI karakterisztikák.....	20
1.13. ábra: 1. mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt.....	22
1.14. ábra: A 863 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben.....	22
1.15. ábra: A 868 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben.....	23
1.16. ábra: A 873 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben.....	23
1.17. ábra: A 873 MHz-en mért teljesítmény értékek dBm-ben 1 m ² -en	24
1.18. ábra: 2. mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt.....	25
1.19. ábra: A 868 MHz-en mért RSSI értékek.....	25
1.20. ábra: Rayleigh eloszlás sűrűség függvénye és a mért értékekből készített hisztogram.....	26
1.21. ábra: Alaprajz poligonokból álló közelítése	28
1.22. ábra: Optimalizált szimuláció	30
2.1. ábra: Mérési módszerek a frekvencia tartományban	37
2.2. ábra: Koaxiális rezonátor a mérőegységgel (a = 10[mm], b = 2[mm])	40
2.3. ábra: Adott komplex permittivitású mintával terhelt koaxiális rezonátor távvezeték modellje	42
2.4. ábra: Rezonancia frekvencia változása a $\text{Re}\{\epsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\epsilon\}$ -al paraméterezve	43
2.5. ábra: A (Q) jósági tényező változása a $\text{Re}\{\epsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\epsilon\}$ -al paraméterezve	43
2.6. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje	45
2.7. ábra: Rezonancia görbe függése a permittivitás valósrészétől	46
2.8. ábra: Rezonancia függése a tangens deltától	47
2.9. ábra: Megvalósított koaxiális rezonátor.....	48
2.10. ábra: Kész mérőfej, méretre hajlított semi-rigid koaxiális kábelekkel	49
2.11. ábra: Szimulált és mért rezonanciafrekvenciája a terheletlen mérőfejnek	50
2.12. ábra: A rezonanciafrekvencia FR4-es minta vastagságától való függésének mérési eredménye	50
2.13. ábra: A mérőrendszer blokkdiagramja.....	51
2.14. ábra: Szimulált reflexió a rezonátor bemenetén 50 Ω –os tápvonalat feltételezve	53
2.15. ábra: A csillapító pi-tag.....	53
2.16. ábra: Anyag-paramétermérő kapcsolási rajza.....	54
2.17. ábra: Rövid ($l < \lambda$) 1 mm széles vezeték átvitele 50 Ω –os lezárások esetén	56

2.18. ábra: Nyomtatott áramköri rajz képe	56
2.19. ábra: Izoláció és átvitel szimulációs elrendezés	57
2.20. ábra: Árnyékolás hatásának szimulációja (piros: árnyékolt, zöld: árnyékolatlan)	57
2.21. ábra: Elkészített mérőpanel fényképe	58
2.22. ábra: (a) Kisebb látótávolságú mérőfej, (b) Háromszor nagyobb látótávolságú mérőfej	59
2.23. ábra: Kisebb látótávolságú mérőfejjel mért görbék és szimulált görbék összevetése	59
2.24. ábra: kúpos végű mérőfejjel mért görbék és szimulált rezonanciagörbék összevetése (kék a mért, piros a szimulált).....	60
2.25. ábra: kúpos végű mérőfej fényképe	60
2.26. ábra: Kalibráció és linearitás ellenőrzés eredménye.....	62
2.27. ábra: Rezonanciagörbe közelítése spline interpolációval, 5 db adaptívan meghatározott frekvencia pont által.....	64
2.28. ábra: Rezonanciagörbe közelítése spline interpolációval, 20 db adaptívan meghatározott frekvencia pont által.....	64
2.29. ábra: Mintavastagság és a rezonanciagörbe közti kapcsolat mérési eredménye a kisebb látótávolságú rezonátor esetén.....	65
2.30. ábra: Szivacs víztartalmának mérési eredményei	67
2.31. ábra: Fa mintadarab víztartalmának mérési eredményei	67

Táblázatjegyzék

1.1 táblázat : Ericsson modell [5]	11
1.2. táblázat: Irodalmi és optimalizált falcsillapítások	29
1.3. táblázat: Hangolatlan és különböző felbontású mintavételekre hangolt modellek eltérésének várható értéke és szórása a mért értékektől	30
1.4. táblázat: Döntések száma a mért értékek és a különböző raszterű hálókra hangolt modellek alapján	31
1.5. táblázat: Döntések száma a mért értékek és a különböző raszterű hálókra hangolt modellek alapján	32

Rövidítés jegyzék

AAL – Ambient Assisted Living

AP – Access Point

CW – Continuous Wave

CW – Clockwise

CCW – Counterclockwise

CHT – Centrális Határelosztás Tétel

ISM – Industrial Scientific Medical

GP – Ground Plane

RF – Radio Frequency

RSSI – Received Signal Strength Indicator

NLoS – Non Line of Sight

VNL – Vector Network Analyzer

VSWR – Voltage Standing Wave Ratio