



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

ISM sávú rádiós modulok mérési alkalmazhatósága

TDK DOLGOZAT

Készítette:

Szalay Zoltán Attila
Villamosmérnöki Szak (MSc)
(2011)

Konzulensek:

Dr. Nagy Lajos
Szélessávú Hírközlés és Villamosság Tanszék

Dudás Levente
Szélessávú Hírközlés és Villamosság Tanszék

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 rászteres 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 3 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 ürege 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 ürege vizsgálendő anyagmintát helyezünk, annak hatására a rezonancia csúcs 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 HFSS 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 unite 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. The 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 to position directly or to test and also to tune 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 3 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], you 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 simulation 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	5
1.5.1 Reflexió.....	5
1.5.2 Diffrakció.....	6
1.5.3 Szóródás.....	6
1.5.4 Szabadtéri rádióösszeköttetés	7
1.5.5 Többutas terjedés	8
1.5.6 Fading	9
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	12
1.8 Antennatervezés.....	14
1.9 Mérés	17
1.9.1 Mérési pontok és eredmények	19
1.9.2 Mérések értékelése.....	21
1.10 Pozicionálás	22
1.11 Szimuláció	23
1.11.1 Modellhangolás.....	24
Értékelés.....	26

2. Roncsolás mentes anyag-paramétermérő rendszer	27
2.1 Bevezetés	27
2.2 Dielektrikumok villamos tulajdonságai	27
2.3 Mérési elvek.....	30
2.4 Mérő rendszer	31
2.4 Mérőfej paramétereinek meghatározása	32
2.4.1 Analitikus közelítés.....	32
1.4.2. Numerikus megközelítés (szimuláció).....	34
2.5 Mérőegység kapcsolási rajza	37
2.6 Layout rajza	39
2.7 A minta vastagságának hatása, az eszköz kalibrációja	42
2.8 Értékelés.....	44
Hivatkozások	I
10. Zheng, B; Bapat, R. B. (2004). "Generalized inverse $A(2)T,S$ and a rank equation". Applied Mathematics and Computation 155: 407–415.....	I
Ábrajegyzék	II
Táblázatjegyzék	III
Rövidítés jegyzék.....	III

Bevezető

Napjainkban egyre jelentősebb kérdéssé válik, hogy képesek vagyunk-e meghatározni objektumok, emberek pozícióját? Az előregedő 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 előfizetők 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, melyeknek azonban mindegyiküknek megvan a maga hiányossága.

Sok ipari folyamatban követelmény, hogy legyen egy mérő rendszer, mely meghatározza az anyagok nedvesség tartalmát. Ilyen területek a papíripar, a fóliagyártás, a textíliák feldolgozása, valamint az építő ipar. Az ilyen rendszerek gyártói megkövetelik az olcsó és lehetőség szerint nagy pontosságú érzékelőket, melyek roncsolás mentesen mérik a nedvesség tartalmát. Az ily módon begyűjtött adatok nem csak 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

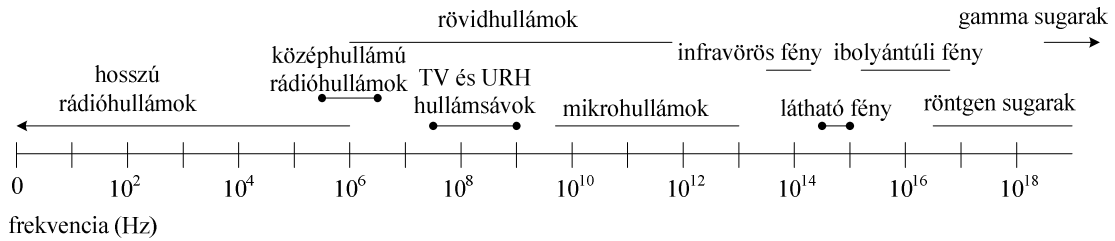
Objektumok helyzetét - egy két igen speciális alkalmazástól eltekintve - csak és kizárólag hullámok segítségével tudjuk meghatározni. Ezen belül beszélhetünk akusztikai és elektromágneses hullámokról. Véges terjedési sebességüket kihasználva a távolságmérés időmérésre vezethető vissza. A másik lehetséges megoldás a térjellemzők intenzitásának mérése. Elektromágneses hullámok esetében erre szolgál az úgynevezett vett jelerősség indikátor (RSSI – Received Signal Strength Inficator). Épületeken belüli pozíció meghatározásra koncentrálnva 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 referencia pontra.

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 tekinthetőek, melyeket a forrásmentes térre felírt Maxwell egyenletekkel írhatunk le. Ezek alakja szinuszos időfüggés és árammenetes tér esetén:

$$\text{rot}\vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E}$$

$$\text{rot}\vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}$$

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: $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \left[\frac{As}{Vm} \right]$, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \left[\frac{Vs}{Am} \right]$, 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:

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

[1]

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 egyenetlensége 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.

$$\Gamma = \frac{Er}{Ei}$$

A reflexiós tényező horizontális polarizációra:

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

A reflexiós tényező vertikális polarizációra:

$$\Gamma_v = \frac{\epsilon' \sin \vartheta - \sqrt{\epsilon' - \cos^2 \vartheta}}{\epsilon' \sin \vartheta + \sqrt{\epsilon' - \cos^2 \vartheta}}$$

Ahol az $\epsilon' = \epsilon' + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0} = \epsilon' - j60\lambda\sigma = \epsilon' - j\epsilon''$ 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:

$$\Gamma_{\text{egyenetlen}} = \rho_s * \Gamma_{\text{sí}}$$

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 bele értjük. A szabadtéri csillapítást általában [dB] -ben fejezzük ki:

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

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

$$L_F^{(dB)} = (G_T^{(dB)} + G_R^{(dB)}) - 20 \lg f - 20 \lg d + 147.6$$

A szakaszcsillapításhoz a szabadtéri csillapításon kívül további tagokat kell hozzáírunk a modell finomítása érdekében. Ilyen többletszillapítást jelent a hullámra, ha veszteséges közegen halad keresztül (NLoS), valamint az illesztetlenségből fakadó reflexiós veszteség, továbbá a polarizációs, diffrakciós csillapítás.

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

[1]

1.5.5 Többutas terjedés

Hullámok azáltal juthatnak több úton az adóból a vevőbe, hogy azok a környezet tárgyain 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

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.[2]

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 első esetén 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 környezetben 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.

$$L_T^{(dB)} = L_1^{(dB)} + 20\log r + n_f a_f^{(dB)} + n_w a_w^{(dB)}$$

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 padlót 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 közötti csillapítást implicit módon tartalmazza a terjedési együttható. Feltételezzük, hogy az alapcsillapítás megegyezik a szabadtérivel.

$$L_T^{(dB)} = 20\log f_c + 10n\log r + L_f(n_f) - 28$$

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: (1szint) 9, (2 szint) 19, (3 szint) 24, irodai környezetben 900 MHz-en. Általában nagy szintszámok esetén a terjedési veszteség túlbecsült ennél a modellenél. [3]

1.6.2 COST231 több falas modell

A címben jelzett modell alapja a Mootley – Keenan páros által publikált modell. Ők a szabadtéri 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 mérési eredményekre optimalizálni.

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

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.

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

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. [3]

1.6.3 Ericsson modell

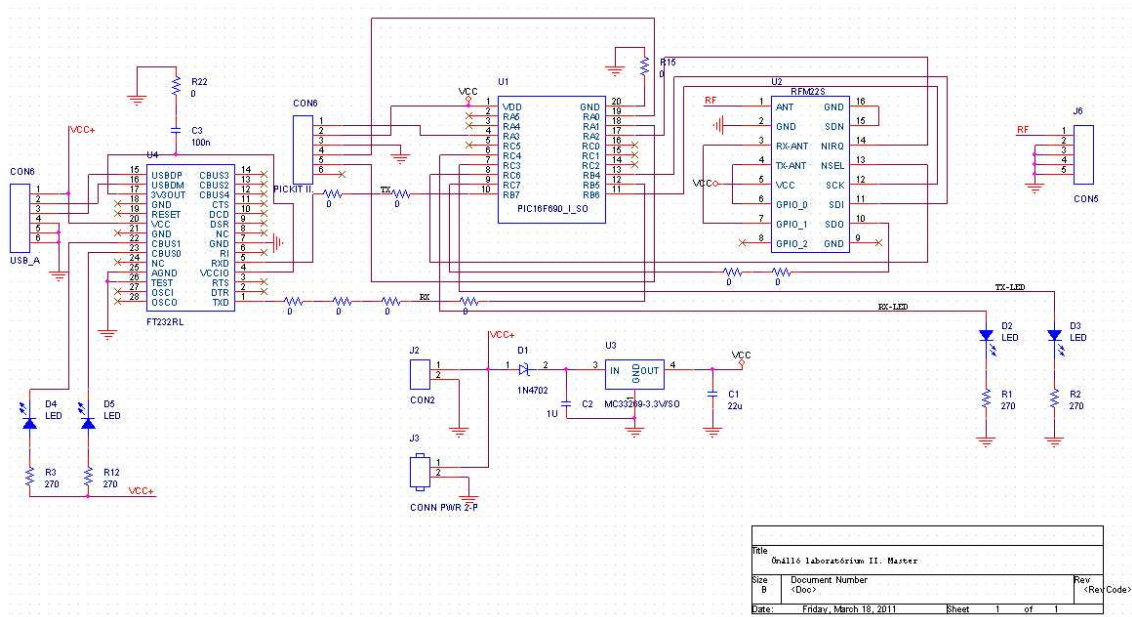
Ennél a modellnél a szakaszcillapításban jelenlévő árnyékolás egy valószínűségi változóként van figyelembe véve, mely egyenletes eloszlást követ két határ között a távolság függvényében. A terjedési együttható 2-től 12-ig növekszik a távolsággal, mely a térerősség nagyon gyors csökkenését okozza a távolság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

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

1. táblázat :(Ericsson modellhez) [3]

1.7 Adó és vevő eszközök tervezése és építése

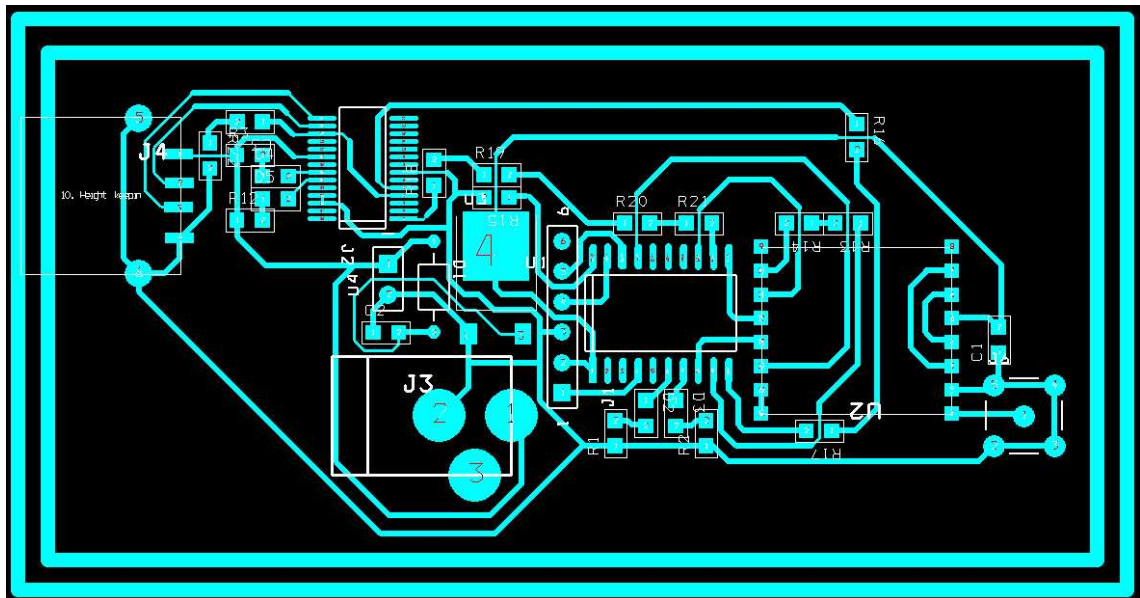
A kapcsolási rajzokat az ORCAD - Schematic nevű programmal szerkesztettük. Az adó egységek esetében egy PIC16f690 típusú mikrokontroller és egy RFM22-es jelzésű rádiós modul adja a kapcsolás magját. A kiegészítő hálózatot szolgálja a tápellátó hálózat, melyben hidegítő kondenzátorok, egyenirányító és feszültségszabályozó IC található. Ezzel az elrendezéssel az eszközök 5 és 30V között tetszőleges egyen feszültséggel 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 interfacen keresztül valósul meg. A vevő oldali eszköz az előzőekhez képest annyival módosult, hogy azon egy UART-USB illesztést megvalósító FT232RL típusú controller is megtalálható, valamint néhány kommunikációt jelző LED.



2. ábra: A vevő eszköz kapcsolási rajza

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],

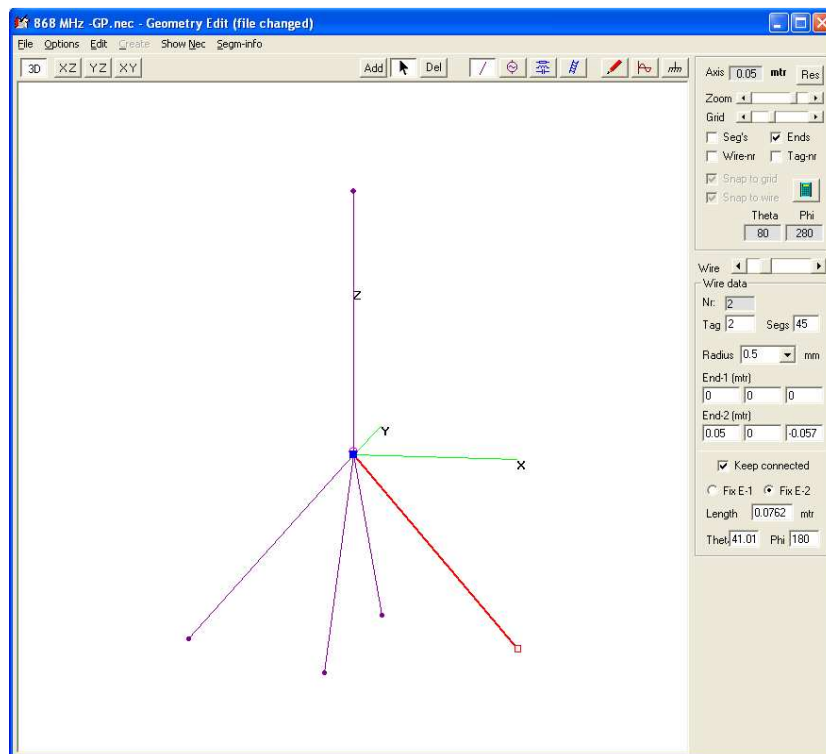
ahol alkatrészek lábaihoz kell csatlakozni, illetve $0[\Omega]$ -os „híd” ellenállások alatt kell átmenni, de a standard méret $20[\text{mil}]$. A vezetékezésnél a kanyarokat mindig több töréssel valósítottuk meg, ezzel minimalizálva a felesleges kisugárzást. Az alkatrészeket a lehető legközelebb helyeztük 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 sem az impedancia illesztetlenség miatt, ugyanis az RF IC kimeneti impedanciája $50[\Omega]$, a tápvonal impedanciáját a csíkszélesség határozza meg a később bemutatott módon (nem $50[\Omega]$), valamint az antenna talpponti impedanciáját is $50[\Omega]$ -ra terveztük. A tervezés egyrétegű felületszerelt NYÁK-ra történt, így bizonyos esetekben a vezetékek keresztezését $0[\Omega]$ –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.



3. ábra: A vevő eszköz layoutja

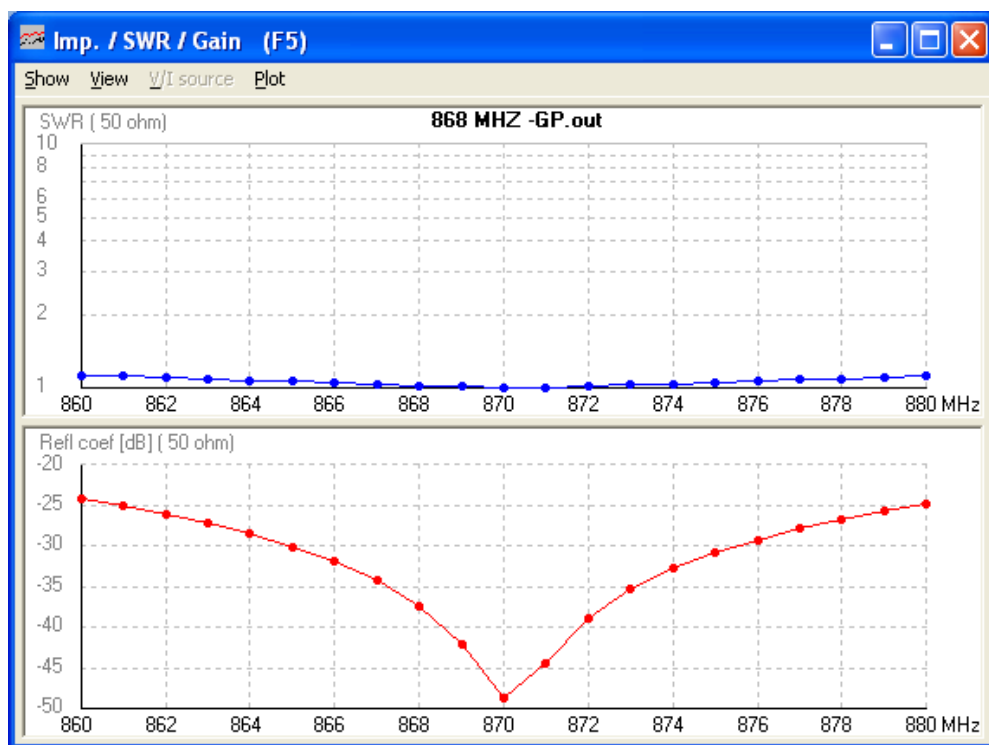
1.8 Antennatervezés

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, mely a monopól sugárzón kívül négy darab ellensúlyal is rendelkezik - melyek föld síkot reprezentálnak. Ennek az egymásra merőleges négy huzaldarab sugárzóhoz képesti szögének beállításával lehet érní, hogy az antenna talpponti impedanciája tisztán valós 50 [Ω] 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 50 [Ω] -os lezárás van, így impedanciát nem transzformál - azonban a veszteségek miatt célszerű a hosszát minimalizálni. Maga a megtervezett antenna a következő ábrán látható.



4. 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 (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).



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

Az iránykarakterisztika a szimuláció szerint teljesen „dipólszerű”, tehát a négy ellensúly jól reprezentálja földet. A horizontális 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:



6. 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 sávszélessége növekedett.



7. ábra: Az elkészült antenna

1.9 Mérés

A vett jel teljesítményét (RSSI) méréssel szeretnénk meghatározni. A mérési koncepció szerint három adó szimultán sugároz modulálatlan szinuszos vevőket - 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 sáv szélesség 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 végső választás az 5 [MHz] -es csatorna távolság lett. Így a három kiválasztott frekvencia a következő: 863[MHz],

868[MHz], 873[MHz]. Üres csatornában, továbbra is érzékeltetni 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 dinamika tartománya -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:

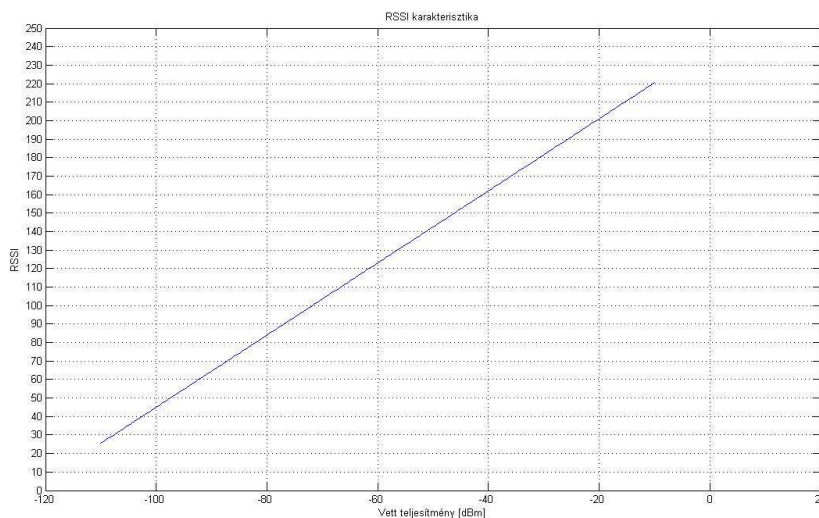
$$L_0 \approx 22 + 20 \lg(r/\lambda)$$

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

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

$$P_a - P_{v_max} = 37\text{dB}$$

Tehát ebben a közelítésben minimálisan 2 méterre kell lennünk egy adótól, hogy a mérésünk releváns legyen. Az (RSSI) karakterisztikát a gyártó grafikusan közli, ezért ezt nekünk valamilyen módon közelítenünk kell, mellyel aztán a vett teljesítményértékek számolhatóak lesznek. Csak a lineáris szakaszát készítettük el a görbének, ahol egyáltalán értelme van a méréseknek. Ez látható a következő ábrán:

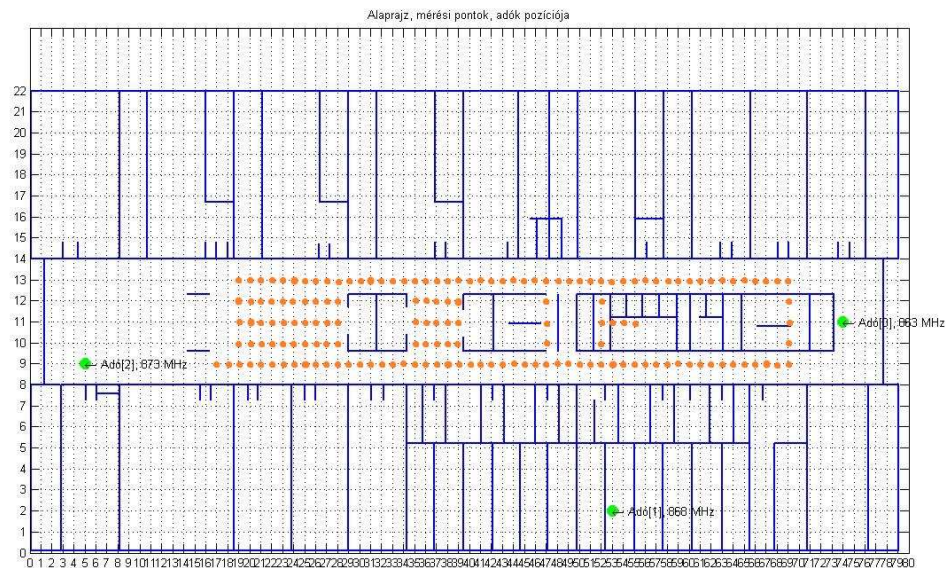


8. ábra: Közelítő RSSI karakterisztika

A görbe felvétele és a későbbi feldolgozások a MATLAB program segítségével történtek. Az egyenes egyenletébe kerülnek a beolvasott (RSSI) adatok, melyből átrendezéssel kapjuk a beérkező teljesítményértékeket. A mérés során tíz darab mért értéket átlagolunk ki, ezzel csökkentve az időben változó zaj hatását. A különböző frekvenciákon beolvasott mintákat egy-egy mátrixba helyezük el, a pozíciónak megfelelően. Tehát az egyes elemek pozíciója koordinátáknak van megfeleltetve. A mérések során egy méteres felbontású raszter hálót használtunk.

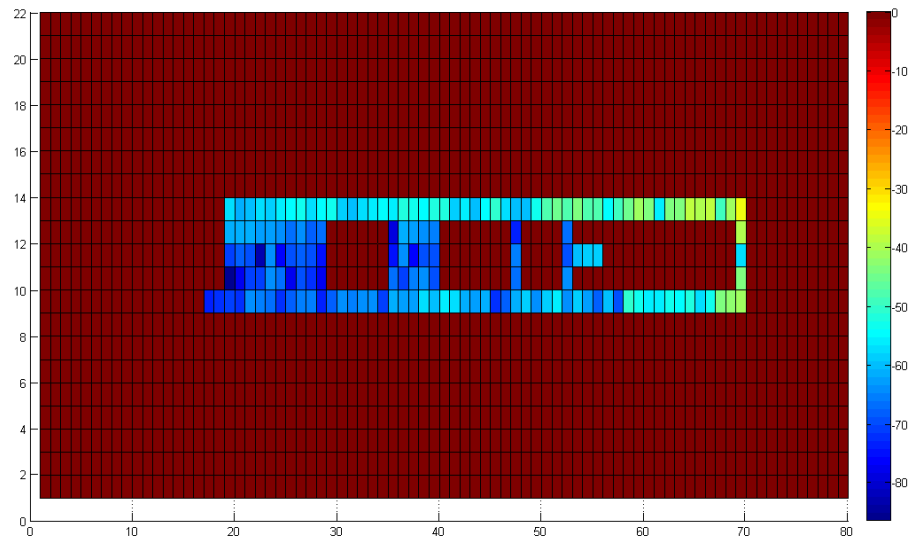
1.9.1 Mérési pontok és eredmények

Mintafelvétel 160 db mérési pontban történt, melyet a következő ábra szemléltet, az adók pozíciójával együtt.

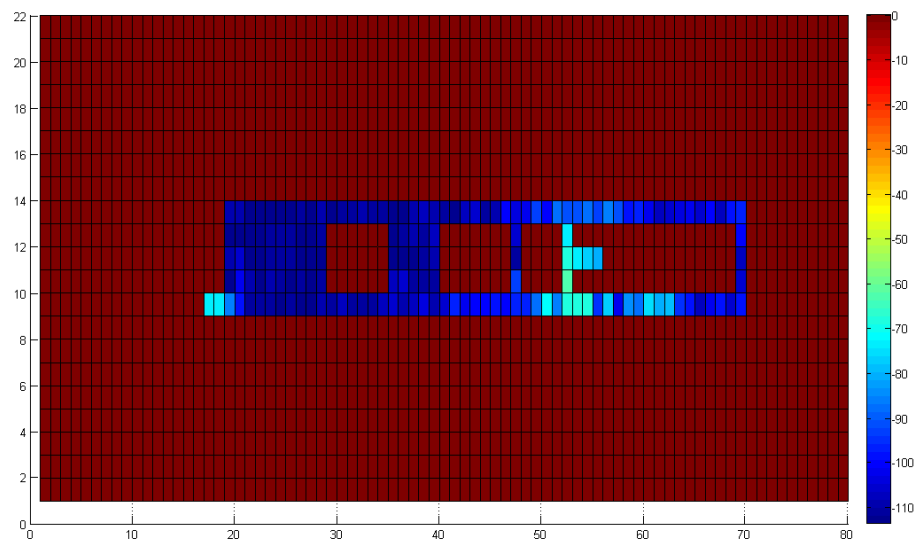


9. ábra: Mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt

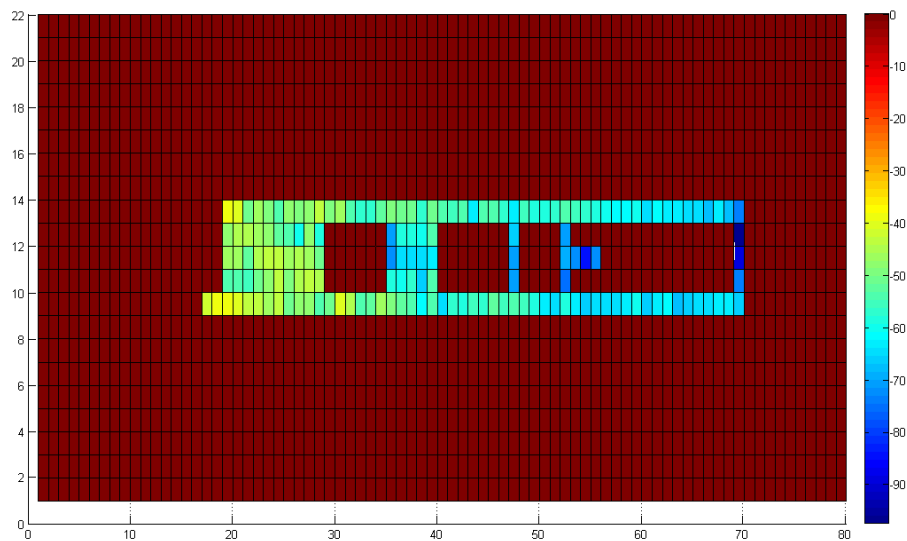
A három különböző frekvencián mért és számolt teljesítményértékeket a következő három ábrán láthatjuk:



10. ábra: A 863 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben



11. ábra: A 868 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben



12. ábra: A 873 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben

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. Az időnként megjelenő ugrások az egyébként nagyjából egyenletesen csökkenő vett teljesítményben a fadingnek köszönhetőek. A mérés során fokozottan ügyeltünk arra, hogy emberek ne tartózkodjanak a folyosókon. Amikor valaki ott tartózkodott, azt a mérést újra végeztük. Ennek ellenére, egyszerre nem láthattuk be az egész területet, így maradhattak hibás mérési eredmények. A másik érdekesség az a 868 [MHz] -es adó esetében tapasztalható. Először is az adótól távol van néhány mérési pont, ahol igen jelentős teljesítmények adódtak, ami nyilvánvalóan valamilyen másik eszköz zavaró hatásának tudható be. A másik, hogy ez az adó a folyosókra merőlegesen volt elhelyezve, egy szobában. A mérések szerint, számottevő teljesítmény a folyosókon csak az adóhoz közel tapasztalható ott, ahol ajtó van. Ebben a szűk környezetben is jelentős jelszint ingadozás van az ide-oda reflektálódó hullámok miatt. A folyosó végénél lévő nagyobb nyíl terepen, az adó hatása lényegében nem mérhető, csak a zaj látható.

1.10 Pozicionálás

A pozicionálás tesztelése két méteres raszterű hálón történt. Ezt úgy kaptuk, hogy a korábban egy méteres raszterrel felvett mérési eredmények közül minden másodikat elhagytuk. Ezzel meg tudtuk vizsgálni, ha egy elhagyott értéket beolvasok (mérnénk), akkor hova becsülnénk a pozíciót. Magát a becslést a legkisebb négyzetes eltérés módszerével végeztük. Tehát arra a pontra döntöttünk a hálón, melynél a három frekvencián mért értékek négyzetes értelemben a legközelebb estek a vizsgált értékünkhöz. Ezzel az eljárással a következő eredményeket kaptuk:

	Közvetlen szomszédra dönt (1m)	Döntés 2 méterre	Döntés 3 méterre	Döntés 4 méterre	Döntés 5 méterre	Döntés 6 méterre
darab	19	10	11	1	4	1

2. táblázat: Döntések száma

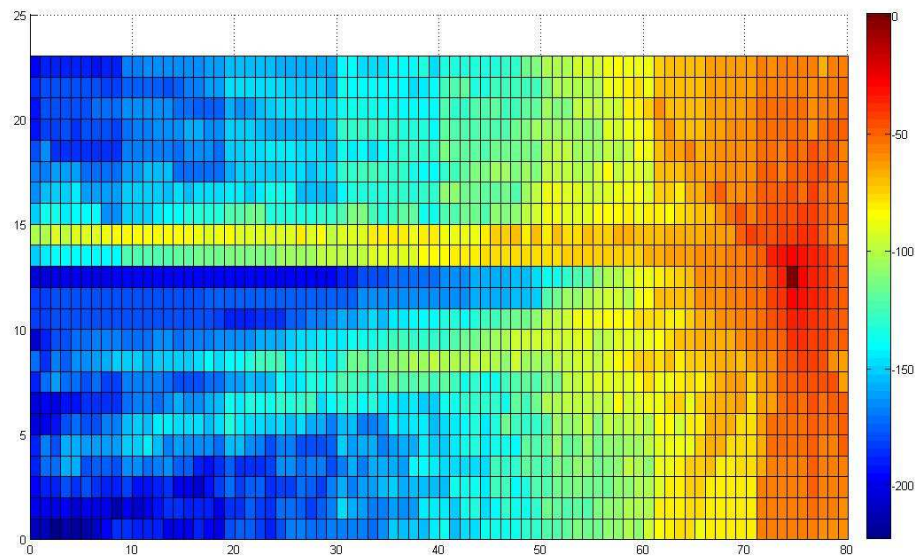
A táblázat oszlopait úgy kell értelmezni, hogy két koordináta eltérés közül a nagyobbat veszi figyelembe. Jól látható, hogy az esetek döntő többségében a legközelebbi, vagy az egyel távolabbi raszterpontra döntünk. A nagyobb eltérések a háló durvaságával magyarázhatóak. Tudjuk, ha az adó és a vevő között nincs domináns jelút, akkor a fading eloszlása Rayleigh lesz. Azt is tudjuk, hogy a hullámhossz felénél távolabb lévő pontok már korrelálatlanak 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 a 2 méteres raszterrel, erősen alulmintavételezzük a teret.

Az eredmények alkalmasabbak bonyolultabb modellek hangolására is. Ilyen lehet, amikor a döntésünkben nem csak az adott mért értéket vesszük figyelembe, hanem a korábbiakat is (becsült pozíciókkal együtt). Ennek a módszernek a létjogosultságát az adja, hogy egyik pillanatról a másikra, nem tudunk nagyon távolra kerülni a korábbi pozícionktól.

1.11 Szimuláció

A szimulációhoz a 863 [MHz] -es adót választottam. A Mootley – Keenan modellt használva azt kell megnézni, hogy két pont által meghatározott szakasz az alaprajzon szereplő falak közül hányat metsz el? Ehhez két szakasz metszéspontját kell meghatározni. Megoldásunkban a végpontokra egy-egy egyenest fektettünk, meghatározzuk ezek metszéspontját, és megvizsgáljuk, 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 ismételtetni minden falra. Ezek után meghatározzuk az adó és a vevő közötti távolságot, majd segítségével a szabadtéri csillapítást, amit kiegészítünk a falak csillapításával.

Az adó teljesítmény 17 [dBm], mindkét antenna nyeresége a mérések alapján $G = 0$ [dB]. A vevő pozícióját méteres raszterű hálón változtatva kapunk egy vett jel teljesítmény térképet, melyet a következő ábrán lehet látni:



13. ábra: Szimulált teljesítmény értékek

A képen a skála szerint a vörös szín jelöli a magasabb értékeket, míg a kék az alacsonyabbakat. Jól látszik az adó helyzete (legvörösebb pont), valamint a mérési környezet alaprajza is enyhén kirajzolódik. A falak csillapításához az irodalmi értékeket használtuk fel.

A szimulált és a mért eredményeket kivonva egymásból, egy abszolút hibát kapunk. Az előforduló hiba értékeket hisztogramon ábrázolva harang alakú görbe adódik. Ezt közelítettük egy Gauss eloszlás sűrűség függvényével, melynek paraméterei: $\mu = -50.3387$ (várhatóérték), $\sigma = 23.4431$ (szórás). [] Jól látszik, mivel a modell nem veszi számításba a reflexiót és a szórást, így erősen túlbecsüli a csillapítást. Ha az adót egy terembe helyeztük volna el, akkor a modell jobban közelítette volna a valóságot, hiszen ekkor a reflexió hatása jelentősen csökkent volna.

1.11.1 Modellhangolás

Annak érdekében, hogy a modellünk pontosabb legyen, az adott környezetben érdemes a falak csillapítását paraméterként kezelni és optimalizálni. A mi esetünkben a modell hiányosságai miatt extrém csillapítás értékek adódnak. Az optimalizálást a négyzetes minimum hiba elve alapján végeztük. Mivel egy a (w)-kre vonatkoztatott túldefiniált egyenletrendszerünk van, így ennek az optimális megoldását kapjuk, ha az együttható mátrix pszeudoinverzével oldjuk meg az egyenletrendszert [10].

$$\mathbf{W} = \hat{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{Y}$$

Ebben a vektoregyenletben a \mathbf{W} a súlyok vektora, $\hat{\mathbf{A}}^{-1}$ az együtthatómátrix \mathbf{Y} pedig a mért értékek vektora.

A számolt értékek a következők (ami nem szerepel a táblázatban az nulla, nem volt metszés):

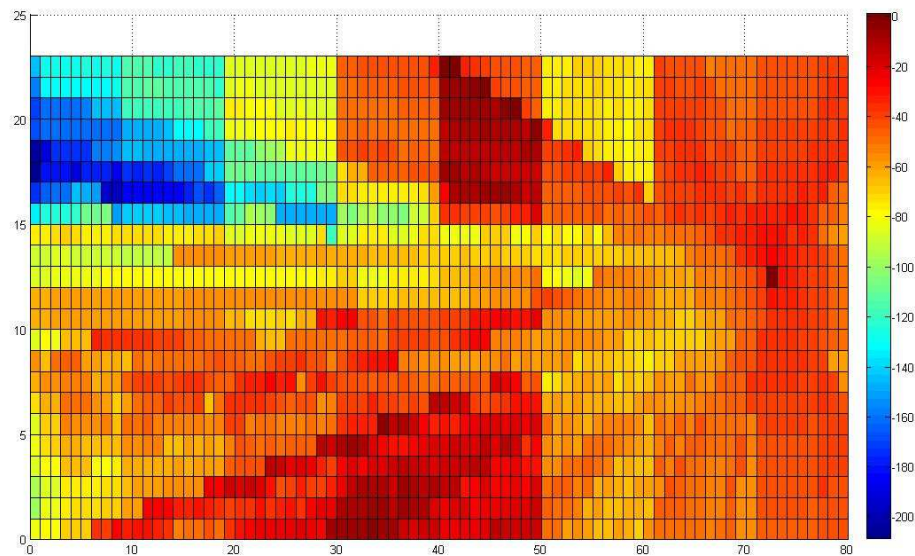
	w2	w4	w5	w8	w9	w11	w14
irodalmi	5.5800	11.8000	14.8000	6.5600	8.0000	12.4700	0.9200
optimalizált	-3.2794	11.5948	33,6437	7.2734	-13.6711	-30.2350	-3.3326

3. táblázat: Irodalmi és optimalizált falcsillapítások

Az optimalizálás után kapott csillapítás értékek, fizikailag nem fordulhatnak elő, azonban, ha mindössze súlyoknak tekintjük őket, akkor a modell közelít a valósághoz. Az így kapott csillapítás értékekkel számolt várható érték és szórási paraméterek:

$$\mu = 5.3697, \sigma = 32.0282$$

A várható értékünk jelentősen javult, a szórás valamelyest romlott. A várható érték a mérési adatok számának növelésével tovább javítható, azonban a szórás általában egy bizonyos érték alá nem szorítható, de valamelyest csökkenthető. A kevés mérési adat másik következménye, hogy egy-egy rossz mérés (pl.: emberek mozgása) jelentősen torzítja az eredményeket. Az optimális értékekkel végzett szimuláció látható a következő ábrán:



14. ábra: Optimalizált szimuláció

Természetesen a szimulált értékeknek csak azokban a helységekben van értelmük, amelyekben méréseket végeztünk, a többiben irreleváns értékeket kapunk.

Értékelés

Összefoglalásként azt mondhatjuk, hogy az általunk használt modell alkalmas lehet például egy bevásárló központban. Ugyanis ott nagy terek vannak, a reflexió mértéke sokkal csekélyebb lehet, mint most. További vizsgálatokat igényel, hogy különböző típusú helységekből, hány méréssel kaphatunk az alkalmazások számára megfelelően pontos értékeket.

A jövőben szeretnénk a modellt finomítani, a többi terjedési mód figyelembevételével (reflexió, szórás). Azok a modellek, melyek ezt tudják a sugárkövetésen alapulnak. A számítási igényük nagyobb, mint az általunk is használt egyszerű empirikus, félempirikus modelleknek, azonban a ma elérhető számítási kapacitások mellett egy ilyen számítás is viszonylag rövid idő alatt elvégezhető.

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. Vizsgálat tárgyát képezi a minta vastagságának hatása is, illetve az eszköz kalibrációja.

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 [Ωm]-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 $\varepsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12} \left[\frac{As}{Vm} \right]$ 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.

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

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:

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

a j az imaginárius egység, $j^2 = -1$.

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

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

A gyakorlatban keskeny frekvenciasávban vizsgálják a permittivitást és ezért itt frekvencia függetlennek tekinthető. Egy adott frekvencián a ε'' 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. [4][8]

2.3 Mérési elvek

A dielektromos állandó illetve permittivitás mérhető elektrosztatikus illetve váltakozóáramú módszerekkel. Először néhány sztatikus elektromos téren alapuló eljárást mutatok be.

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 $Q = \varepsilon_r Q_0$ értékre változik. A relatív permittivitás így a mért kapacitások hányadosával egyezik meg:

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

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:

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

Amelyből a keresett permittivitás:

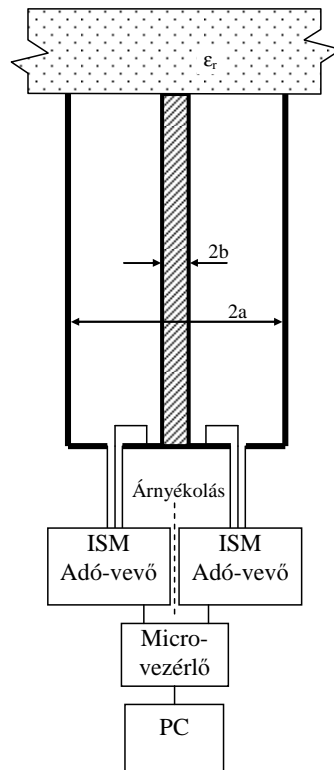
$$\varepsilon = \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\varepsilon}}\right)^2$$

Ezen kívül léteznek álló hullámokon alapuló módszerek is. Ilyen elven működnek a különböző rezonátorokkal megvalósított mérések. Az általunk fejlesztett mérő rendszer is ezen az elven mér. [4][5][6][7]

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 rezonanciafrekvenciája és bemeneti impedanciája először analitikus módon határoztunk meg. A be és kicsatoló hurkok méretét, pozícióját, valamint a külső és belső vezetők méretét optimalizáltuk a maximális érzékenységre a $\text{Re}\{\varepsilon\} = 2 \dots 6$, $\text{Im}\{\varepsilon\} = 0.1 \dots 0.7$ tartományon. 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 tértősség értékeket. A mért adatok továbbításra kerülnek egy PC felé egy soros UART-USB interfacen keresztül. Szemben a VNA alapú mérő rendszerekkel, ez az egység az $|S_{21}|$ szórási paramétert a terheletlen koaxiális rezonátor 780MHz-es rezonancia frekvenciája körül méri. A rezonancia frekvencia, valamint az üreg jósági tényezőjének

változásából következtetünk a mért minta komplex dielektromos állandójára. A rendszer vázlatát a következő ábrán látható:



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

2.4 Mérőfej paramétereinek meghatározása

2.4.1 Analitikus közelítés

Egy nyitott végű koaxiális kialakítású üregrezonátort modellezhetünk távvezetéknek. Általános esetben egy tetszőleges terhelő impedanciával lezárt ideális távvezeték bemeneti impedanciája következő képlettel számítható [8]:

$$Z_{\text{be}}(l) = Z_0 \frac{\bar{Z}_2 + jZ_0 \operatorname{tg} \beta l}{Z_0 + j\bar{Z}_2 \operatorname{tg} \beta l}$$

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 [8]:

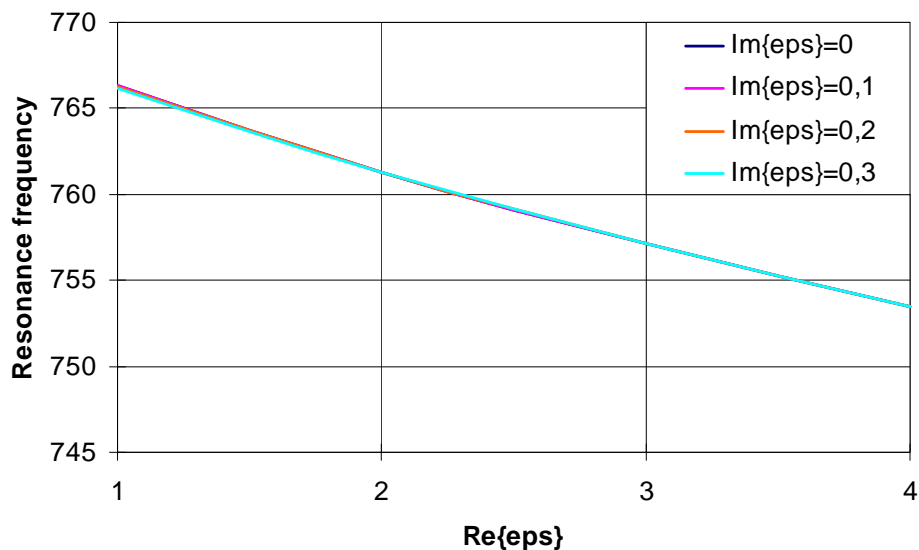
$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} 120 \ln \frac{a}{b}$$

Ha a/λ és $b/\lambda \ll 1$, akkor a légtöltésű adott villamos permittivitású anyaggal lezárt koaxiális tápvonal bemeneti admittanciája a Marcuvitz által meghatározott egyenletekkel számítható [5]:

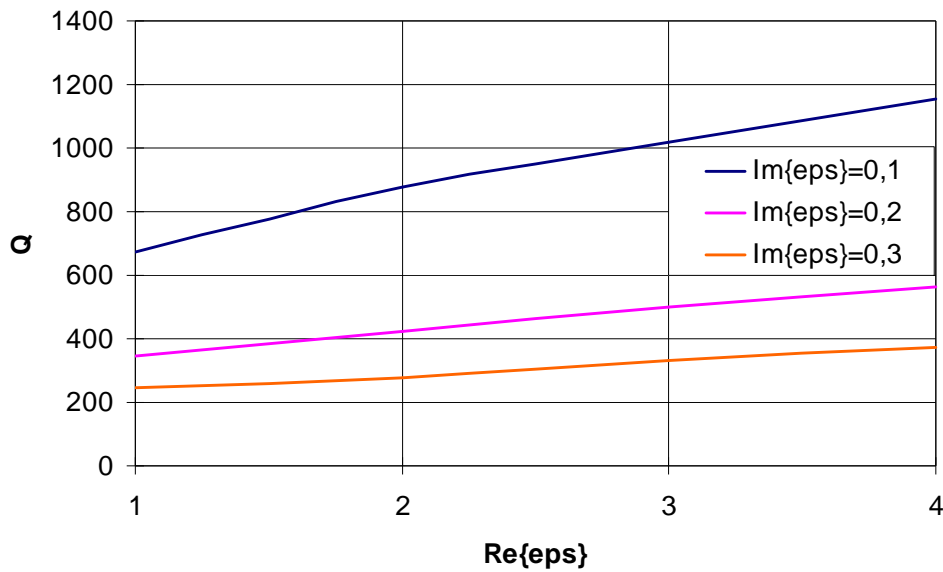
$$G_1 \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_r} 2}{3} \frac{1}{\ln \frac{a}{b}} \left[\frac{\pi^2 (b^2 - a^2)}{\lambda^2} \right]$$

$$B_1 \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_r} 8(a+b)}{\lambda \ln \frac{a}{b}} \left[E \left(\frac{2\sqrt{ab}}{a+b} \right) - 1 \right]$$

Ahol (G) a konduktancia (B) pedig a szuszceptancia. Az a $Y = G + jB$ admittancia az Z impedancia reciproka, a mértékegysége pedig siemens [S]. A fenti két egyenlet segítségével kifejezhető a rezonanciafrekvencia illetve a „párhuzamos rezgőkör” jósági tényezője. A komplex ε_r függvényében ezek menete látható a következő két ábrán:



15. ábra: Rezonancia frekvencia változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve

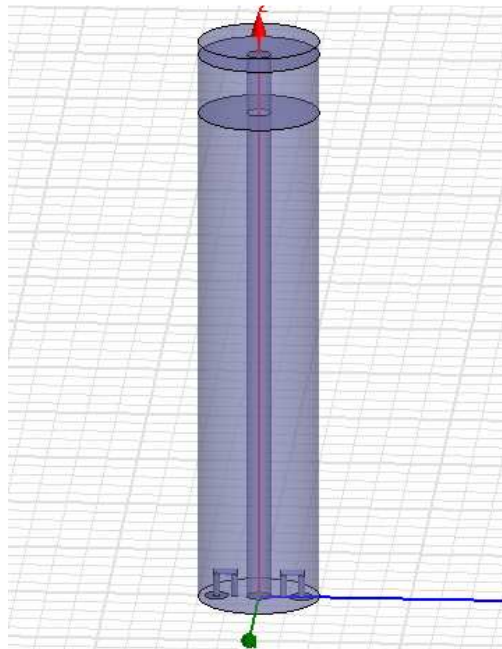


16. ábra: A Q jósági tényező változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve

1.4.2. Numerikus megközelítés (szimuláció)

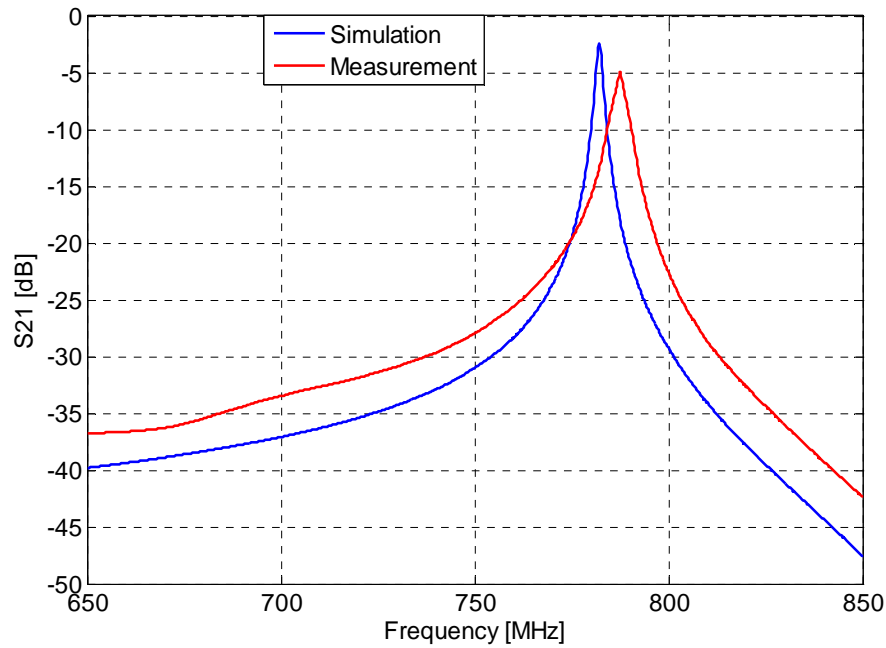
A végleges geometriát az HFSS szimulátor program segítségével határoztuk meg. Ez a program az úgynevezett véges elem módszer (FEM) segítségével oldja meg közvetlenül a Maxwell egyenleteket, egy adott zárt térfogaton belül. Megvizsgáltuk a különböző paraméterek változtatásának a hatását a rezonancia csúcs 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 drasztikusan csökkent. A szimulációk során az is kiderült, hogy a komplex permeabilitás valós és képzetes részének pontos mérése egymásnak ellentmondó követelményeket támaszt az eszközünk paramétereivel szemben. A legjelentősebb befolyásoló tényező a középvezető sugara, melyet minél vékonyabbra választunk, annál érzékenyebb lesz az eszközünk a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ megváltozására.

Ezzel egyidejűleg viszont a veszteségeket nem fogjuk tudni megfelelő pontossággal mérni. A középvezető sugarának növelése épp az ellenkező módon befolyásolja paraméterek mérhetőségét. A megvalósításnál azt a megoldást választottuk, hogy két különböző paraméter mérésére optimalizáltunk egy-egy eszközt. A dielektromos állandó valós részének mérésére optimalizált rezonátor kialakítása látható a következő ábrán:



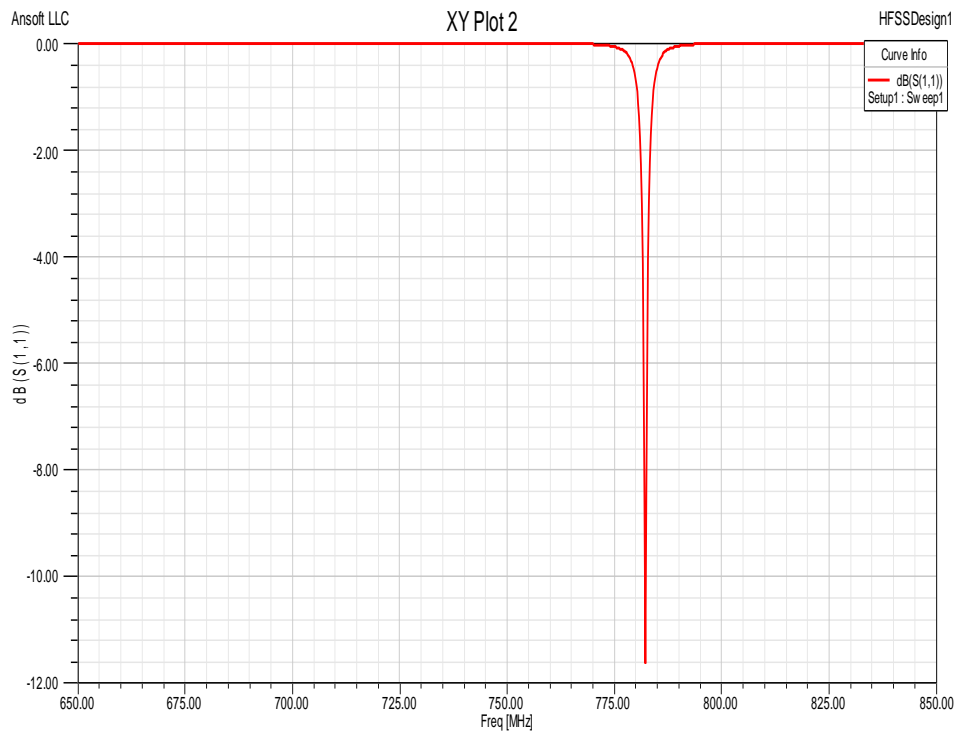
17. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje

A gyakorlati megvalósíthatóságot szem előtt tartva, a rezonátor nyitott végéhez közel egy távtartó szigetelő anyagot is szimuláltunk, mely a középvezető mechanikai stabilitását segíti. Az (S21) szórási paraméter szimulált és mért értékét ét mutatja be a következő ábra:



17. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje

A következő ábra a bemeneti reflexió szimulációját mutatja be, $50[\Omega]$ -os port impedancia esetén:



17. ábra: Szimulált reflexió a bemeneten a frekvencia függvényében

A rezonanciagörbe csúcspontja a komplex dielektromos állandó valós részének egy tizednyi változása esetén körülbelül 3[MHz]-el tolódik el. A $\text{Re}\{\varepsilon\} = 2 - 5$ tartományon készítettünk szimulációkat, miszerint ezen belül a változás közel lineáris. Az elkészült eszközt mutatja be a következő ábra:



18. ábra: Az elkészített eszköz

2.5 Mérőegység kapcsolási rajza

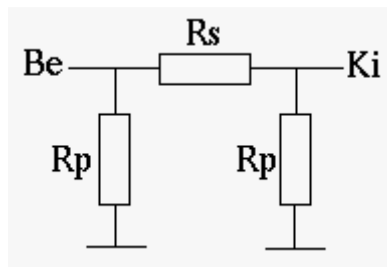
A mérőegység két RFM22-es rádiós modulból, egy PIC16F690-es mikrokontrollerből, és egy MCP2200-as Soros-USB illesztő kontrollerből áll. A két rádiós modult a lehető legjobban izolálni kell, hogy ne zavarja egymást a két egység. Ennek érdekében az adó és vevő eszközt viszonylag távol helyeztük el egymástól, valamint árnyékolással láttuk el. A korábbi szimulációk során láttuk, hogy a rezonátor bementénél igen nagy reflexiók léphetnek fel, hiszen a bementi impedancia közel nulla, a végén rövidre zárt tápvonal miatt (becsatoló hurok). Ez a reflektált hullám az adóban kárt tud tenni, ezért ez ellen védekeznünk kellett. Ezen kívül az adó minimális kimenő teljesítménye 8 [dBm], míg a vevő -20 [dBm]-es bemenő teljesítmény esetén telítésbe kerül (RSSI) karakterisztikája kikerül a lineáris tartományból). Figyelembe véve a szimulált és mért (S_{21}) értékeket a rezonancia görbe tetejénél a vevőnk levágna. Ezt a két problémát egy 20 dB-es csillapítóval oldottuk meg adó oldalon. Csillapítóként egy

PI –tagot méreteztünk, melynek a ki és bemeneti impedanciája is $50 [\Omega]$. A méretezést a következő képletek szerint végeztük:

$$K = e^{(10 \frac{A}{20})}$$

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

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



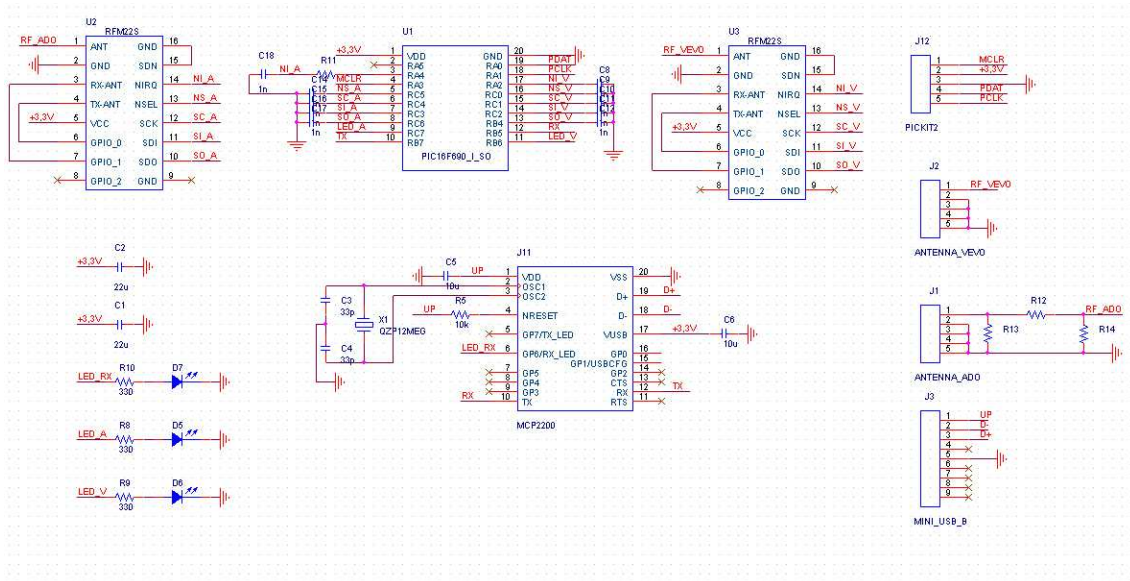
19. ábra: A csillapító PI-tag

Ahol (A) a kívánt csillapítás értéke [dB]-ben, Z_0 pedig a hullámimpedanciánk. A számított értékek: $R_p \approx 61 [\Omega]$, $R_s \approx 247 [\Omega]$.

Az áramkört kétrétegű nyákra terveztük, így az árnyékolást meg kellett szakítanunk a vezérlővezetékek számára. Annak érdekében, hogy ezeken a vezetékeken minimális zavaró nagyfrekvenciás jel juthasson a vevőnk bemenetére, hidegítő kondenzátorokat használunk. A vezérlő vezetékeken maximálisan 1 [MHz]-es négyszögjel jelenhet meg. A kondenzátorokat úgy méreteztük, hogy a négyszögjel első néhány felharmónikusát kis csillapítással átengedje, míg az 500 [MHz] feletti frekvenciákat már kellőképp csillapítsa. A választott érték a 33 [pF] a kondenzátor impedancia képlete alapján:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$$

A (C) a kondenzátor kapacitása, (ω) pedig a szinuszos jel körfrekvenciája. A fentieket figyelembevéve a kapcsolási rajz a következőképpen néz ki:



20. ábra: Anyag-paramétermérő kapcsolási rajza

2.6 Layout rajza

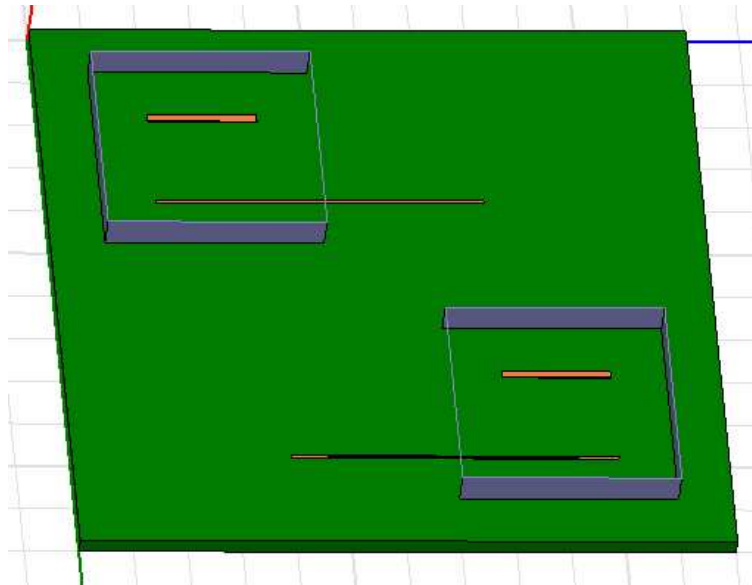
A rádiós modul kimeneti impedanciája és az SMA csatlakozó is $50 [\Omega]$ (ezért méreteztük a Pi-tagot $50[\Omega]$ -os be ill. kimeneti impedanciára). Ha azt szeretnénk, hogy az RF modul kimenet és az SMA csatlakozó közötti tápvonal szakasz is $50[\Omega]$ -s legyen, akkor azt a vezeték szélességével tudjuk beállítani. Az általunk megvalósított struktúrát – amikor a hordozó egyik fel teljesen fémezett a másik felén viszont vezetékek vannak – microstrip struktúrának nevezzük. Ekkor a tápvonalon egy úgynevezett kvázi TEM modulusú hullám terjed, melynek a hullámimpedanciáját a következő közelítő összefüggésekkel tudjuk analitikusan kiszámítani [9]:

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

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

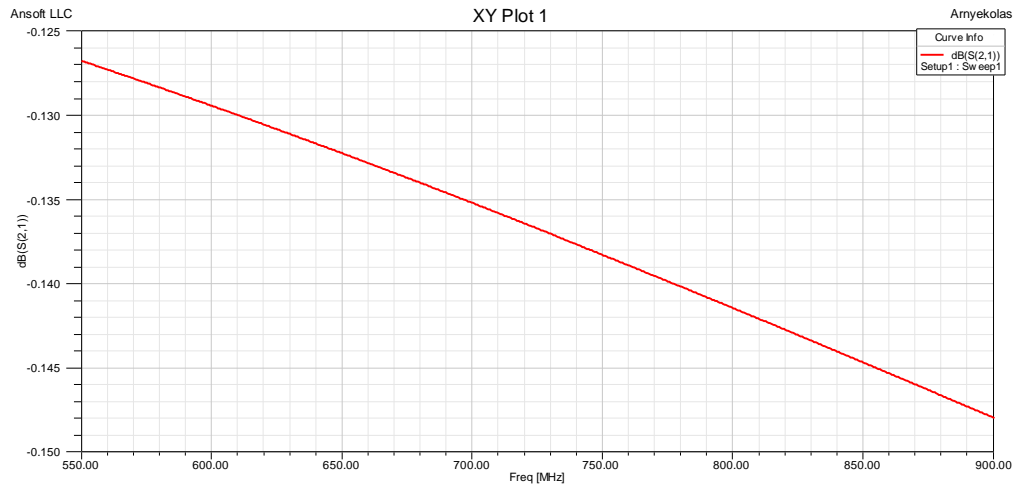
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}}$$

Ahol (W) a csíkszélesség, (d) a hordozó vastagsága, ε_r pedig a relatív dielektromos állandója a szubsztrátnak. Az FR4 -es hordozónk vastagsága 1,55 [mm] a dielektromos állandója körülbelül 4,3 így nagyságrendileg 300 [mil] széles vezetőre lenne szükség, melyet nem tudunk megvalósítani. Azonban a szimulációkat készítettünk, hogy mi történik akkor, ha a vezeték nem 50 [Ω] -os de kellően rövid ($l \ll \lambda$). Azt is megvizsgáltuk, hogy mekkora a két vezetéken terjedő jel között az áthallás, ha nem használunk, illetve használunk árnyékolást. A második esetben az izolációnk nagyságrendileg 35 [dB]-el nagyobbra adódott. A szimulációs elrendezés:



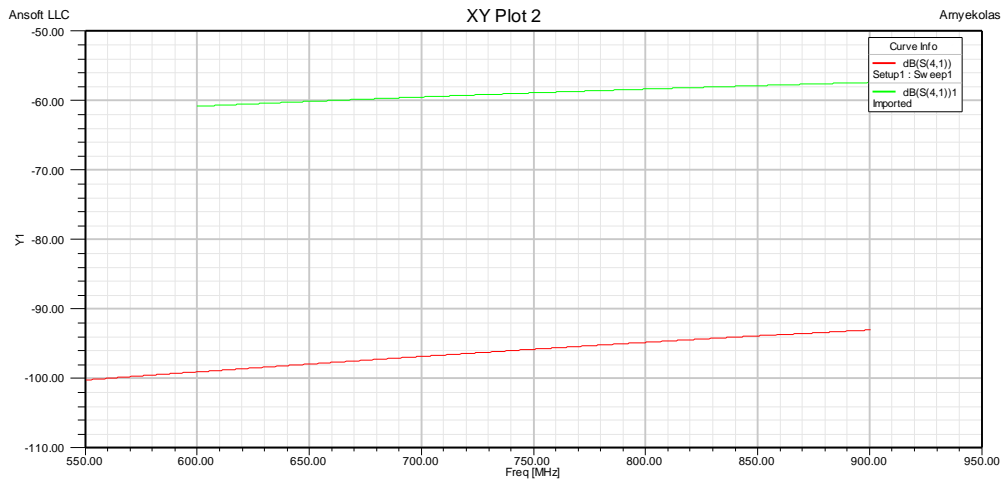
21. ábra: Izoláció és átvitel szimulációs elrendezés

A hullámhosszhoz mérten rövid tápvezeték átvitele - 50 [Ω]-os portokkal lezárva – látható a következő ábrán:



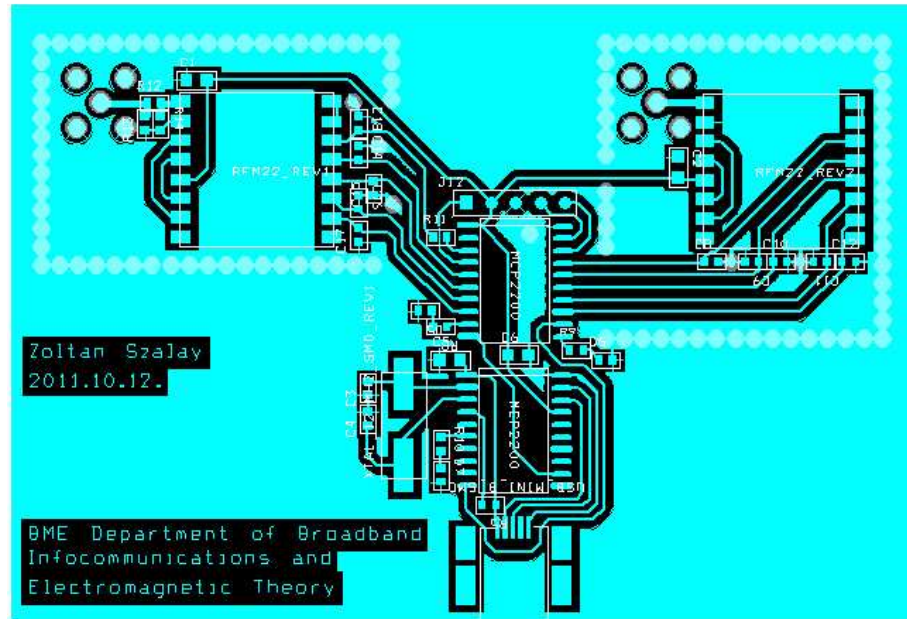
22. ábra: Átvitel (S21)

Látható, hogy a teljesítmény jelentős része átjut az egyik portból a másikba. A következő ábra az izoláció szimulációs eredményeit ábrázolja árnyékolás nélküli, illetve árnyékolás esetén:



22. ábra: Árnyékolás (piros: árnyékolás, zöld: nem árnyékolás)

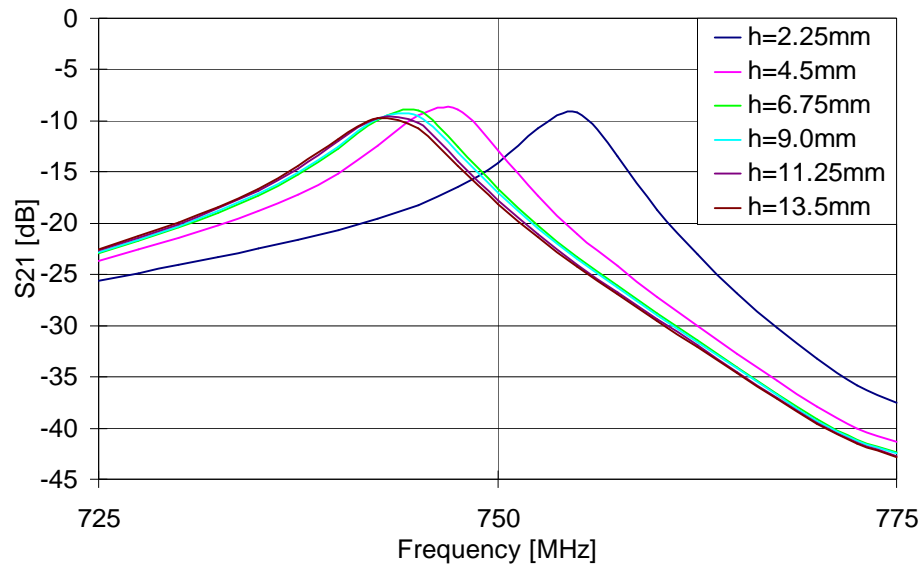
Az analitikus számításokat és szimulációkat figyelembe véve a következő nyák rajzolatot készítettük el:



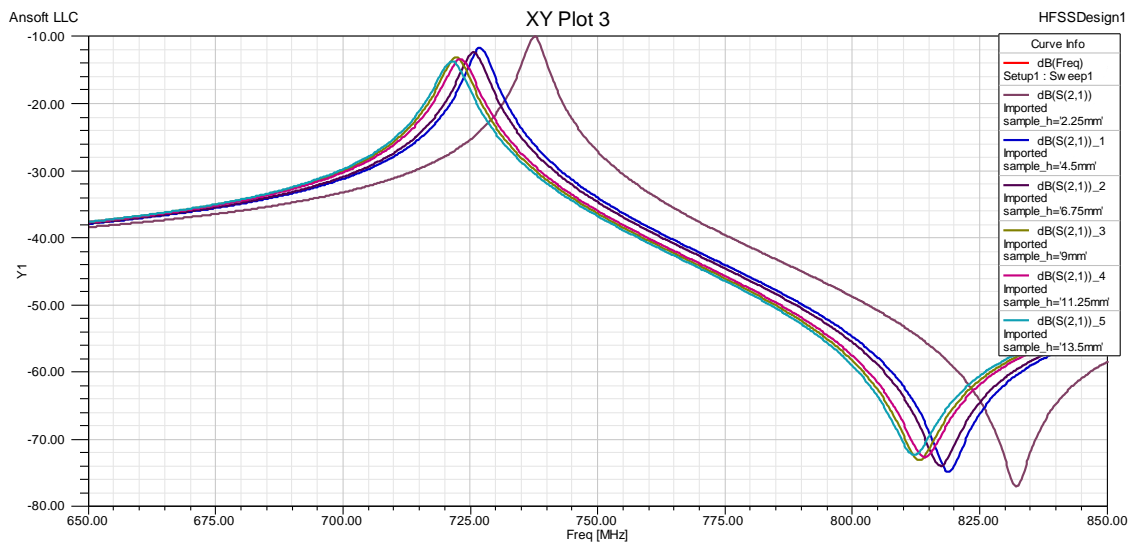
23. ábra: NYÁK rajzolat

2.7 A minta vastagságának hatása, az eszköz kalibrációja

A mérendő minta vastagságának változása erősen befolyásolja a rezonancia csúcs pozícióját. Ezt a jelenséget az effektív permittivitás segítségével tudjuk értelmezni, mely a levegő és a minta dielektromos állandójának valamiféle súlyozott összege. A mérések és a szimuláció szerint is egy adott vastagság után, már nem befolyásolja a görbénk csúcsának elhelyezkedését. A méréseket és a szimulációt is 6[db], 2,55[mm] vastag FR4-es hordozóval végeztük, melyeket sorba egymásra helyeztünk. A mérések és a szimuláció jól összevágnek.



24. ábra: Rezonancia görbe függése a minta vastagságától (mérés: VNL-el)



25. ábra: Rezonancia görbe függése a minta vastagságától (szimuláció)

2.8 Értékelés

Az általunk fejlesztett eszköz nagy érzékenységgel rendelkezik a dielektromos állandó valós részének változására. A jövőben szeretnénk elkészíteni egy, a veszteségek mérésre optimalizált eszközt is. Ily módon képesek leszünk olcsón és nagy pontossággal meghatározni egy anyag komplex dielektromos állandóját egy. A műszer kalibrációja folyamatban van, melyet a TDK konferencián mutatok be. A kalibráció során ismert anyagparaméterű mintasorozattal elvégzett kalibrációs görbéket veszünk fel a $f_{\text{rezonancia}}=f_1(\text{Re}\{\varepsilon\},\text{Im}\{\varepsilon\})$, $Q=f_2(\text{Re}\{\varepsilon\},\text{Im}\{\varepsilon\})$ függvények meghatározására. A függvények egy-egyértelműségének vizsgálata és igazolása széles anyagparaméter tartományban ugyancsak fontos további feladat a mérés alkalmazhatóságához. Utolsó lépésként az anyagparaméterek és fizikai jellemzők közötti kapcsolat vizsgálata és meghatározása teszi gyakorlatban alkalmazható mérőműszerré az összeállítást. Ilyen fontos kapcsolat fal nedvességtartalmának és permittivitásnak a kapcsolata. Mivel a permittivitás jól indikálja egy anyag víz tartalmát, így ez az eszköz képes lesz például megmondani, hogy az építkezéseken a beton vagy vakolat mennyire száradt ki. Ezzel egy olcsó minőségellenőrző eszközt szolgáltatva az építőipar és más iparágak számára.

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. Simon R. Saunders, Alejandro Aragón Zavala: Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. no. 2, 283-328 (2007).
4. 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).
5. Nathan Marcuvitz, "Waveguide Handbook," IEEE Electromagnetic Waves Series, Peter Peregrinus, 1986
6. Duncan James Barker , "Evaluation of Microwave Microscopy for Dielectric Characterisation," PhD Dissertation, University of Birmingham, 2010.
7. 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,
8. Dr.Fodor György: Elektromágneses terek. H. n.: Műegyetemi Kiadó. 1993.
9. Pozar, David M.: Microwave Engineering, Addison-Wesley Publishing Company,1993.
10. Zheng, B; Bapat, R. B. (2004). "Generalized inverse $A(2)T,S$ and a rank equation". Applied Mathematics and Computation 155: 407–415.

Ábrajegyzék

1. ábra: Elektromágneses spektrum egy lehetséges felosztása	3
2. ábra: A vevő eszköz kapcsolási rajza	12
3. ábra: A vevő eszköz layoutja	13
4. ábra: GP antenna (táplálást a kék négyzet jelzi)	14
5. ábra: Szimulált VSWR és Reflexió, (S11).....	15
6. ábra: Reflexió mérése VNA-val	16
7. ábra: Az elkészült antenna	17
8. ábra: Közelítő RSSI karakterisztika.....	18
9. ábra: Mérési pontok az alaprajzon, az adók pozíciójával együtt	19
10. ábra: A 863 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben	20
11. ábra: A 868 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben	20
12. ábra: A 873 [MHz] -en mért teljesítmény értékek [dBm] -ben	21
13. ábra: Szimulált teljesítmény értékek.....	23
14. ábra: Optimalizált szimuláció	25
14. ábra: Koaxiális rezonátor a mérőegységgel (a = 10[mm], b = 2[mm])	32
15. ábra: Rezonancia frekvencia változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve	33
16. ábra: A Q jósági tényező változása a $\text{Re}\{\varepsilon\}$ függvényében, $\text{Im}\{\varepsilon\}$ -al paraméterezve	34
17. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje	35
17. ábra: A mintával terhelt rezonátor modellje	36
17. ábra: Szimulált reflexió a bemeneten a frekvencia függvényében	36
18. ábra: Az elkészített eszköz.....	37
19. ábra: A csillapító PI-tag	38
20. ábra: Anyag-paramétermérő kapcsolási rajza.....	39
21. ábra: Izoláció és átvitel szimulációs elrendezés	40
22. ábra: Átvitel (S21)	41
22. ábra: Árnyékolás (piros: árnyékolt, zöld: nem árnyékolt)	41
23. ábra: NYÁK rajzolat	42
24. ábra: Rezonancia görbe függése a minta vastagságától (mérés: VNL-el).....	43
25. ábra: Rezonancia görbe függése a minta vastagságától (szimuláció).....	43

Táblázatjegyzék

1. táblázat :(Ericsson modellhez) [3]	11
2. táblázat: Döntések száma.....	22
3. táblázat: Irodalmi és optimalizált falcsillapítások	24

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