

Széchenyi István Egyetem
Gépészmérnöki, Informatikai és Villamosmérnöki Kar

PIFA antenna tervezés

Galambos Endre

Villamosmérnök BSc VII. félév, infokommunikáció szakirány

Konzulens: Prukner Péter

(egyetemi tanársegéd)

Széchenyi István Egyetem

2021. Október,

Győr



Absztrakt

A dolgozat egy PIFA (planar inverted-F antenna) antenna működéséről, jellemzőiről és tervezési lépéseinek bemutatására íródott, melyben egészen az alapoktól, a Maxwell egyenletektől az antenna tervezésén át, a valós legyártott antenna méréséig bemutatom az antennát. Részletesen bemutatom az elektromágneses hullám terjedését, az antenna általános működését, majd a PIFA antenna működését, és annak kialakulását. Kitérek néhány főbb jellemzőre, ami az antenna értékeléséhez elengedhetetlen feltétel. Munkám során az Ansys HFSS szimulációs programot használtam, amely a végeselem-módszert alkalmazza. A dolgozatom fő célja, hogy bemutassak egy általam tervezett többfrekvenciás PIFA antennát, ami a GSM (Global System for Mobile Communications) 800, GSM 900 és GSM 1800-as sávokat fedi le (796MHz-842MHz, 892MHz-948MHz és 1710MHz-1820MHz). Ez egy IoT (Internet of Things) modul antennája, ami további problémákat gerjeszt. Egyrészt ez a modul egy burkolattal van ellátva, egy műanyag doboz. A doboz anyaga PA12-es műanyag, amely jelentősen módosítja az antenna rezonancia frekvenciáját, másrészt a burkolaton belül elhelyezkedik még egy nyomtatott áramkör, az antenna alatt, ami jelentősen befolyásolja az antenna nyereségét. Mivel egy IoT-s eszköz, ezért feltételezhető, hogy mindig lesz emberi tényező az antenna közelében, az emberi test relatív permittivitása átlagosan 40-60 között mozog, attól függ milyen testrész, illetve milyen fajta a sejtfelépítés. Ez utóbbi tényező is a rezonancia frekvenciáját befolyásolja az antennának.

TARTALOMJEGYZÉK

Bevezetés.....	4
1 Elméleti áttekintés	5
1.1 Maxwell egyenletek:	5
2 Elektromágneses hullám:.....	8
3 Antenna főbb jellemzői	12
3.1 Teljesítmény sűrűség	12
3.2 Antennanyereség:	12
3.3 Iránykarakterisztika	13
3.3.1 Iránykarakterisztika megjelenítése	13
4 Sík fordított-F antenna (PIFA).....	14
5 Feladat leírás	16
5.1 Referencia antenna kutatás	17
6 Antenna kialakítása	18
6.1 GSM és LTE 800, 900-as sáv együttes lefedése	19
6.1.1 Megfelelő frekvenciák lefedése	20
6.2 796MHz-842MHz-es sávra igazítás	21
6.2.1 Lehetőségek	23
6.3 796MHz-842MHz sáv lefedése	27
6.4 1710MHz-1820MHz-es sáv lefedése	28
6.4.1 Összehasonlítás a behangolt résszel	30
6.4.2 1800MHz-es sáv pontos lefedése	31
6.4.3 900MHz-es frekvencia sáv javítása	36
7 Antennanyereség.....	40
7.1 Iránykarakterisztika	40
8 antenna S11 paraméterének vizsgálata	43
9 Iránykarakterisztika mérés.....	45
9.1 Mérési módszer	46
9.2 Referencia antenna	49
9.3 Tesztelt antenna eredményének kiértékelése és összevetése szimulációs eredménnyel	50
10 Konklúziók	54
11 Irodalomjegyzék	55
12 Ábrajegyzék.....	56

BEVEZETÉS

A dolgozat egy PIFA (planar inverted-F antenna) antenna működéséről, jellemzőiről és tervezési lépéseinek bemutatására íródott, melyben egészen az alapoktól, a Maxwell egyenletektől az antenna tervezésén át, a valós legyártott antenna méréséig bemutatom az antennát. Részletesen bemutatom az elektromágneses hullám terjedését, az antenna általános működését, majd a PIFA antenna működését, és annak kialakulását. Kitérek néhány főbb jellemzőre, ami az antenna értékeléséhez elengedhetetlen feltétel. Munkám során az Ansys HFSS szimulációs programot használtam, amely a végeselem-módszert alkalmazza. A dolgozatom fő célja, hogy bemutassak egy általam tervezett többfrekvenciás PIFA antennát, ami a GSM (Global System for Mobile Communications) 800, GSM 900 és GSM 1800-as sávokat fedi le (796MHz-842MHz, 892MHz-948MHz és 1710MHz-1820MHz). Ez egy IoT (Internet of Things) modul antennája, ami további problémákat gerjeszt. Egyrészt ez a modul egy burkolattal van ellátva, egy műanyag doboz. A doboz anyaga PA12-es műanyag, amely jelentősen módosítja az antenna rezonancia frekvenciáját, másrészt a burkolaton belül elhelyezkedik még egy nyomtatott áramkör, az antenna alatt, ami jelentősen befolyásolja az antenna nyereségét. Mivel egy IoT-s eszköz, ezért feltételezhető, hogy mindig lesz emberi tényező az antenna közelében, az emberi test relatív permittivitása átlagosan 40-60 között mozog, attól függ milyen testrész, illetve milyen fajta a sejtfelépítés. Ez utóbbi tényező is a rezonancia frekvenciáját befolyásolja az antennának.

1 ELMÉLETI ÁTTEKINTÉS

1.1 Maxwell egyenletek:

James Clerk Maxwell [1831-1879] egy Newton szintű zseni volt, aki az ismert kísérleti törvényeket (Ampère-törvény, Faraday-törvény) elfogadta, és egyesítette őket Maxwell néven ismert szimmetrikus koherens egyenlethalmazzá. A Maxwell egyenletek 4 összetett egyenlethalmaz, melyek leírják az elektromágneses világot. Ezek az egyenletek leírják, hogy hogyan terjednek és hatnak egymásra az elektromos és mágneses mezők és hogyan befolyásolják őket a tárgyak. Maxwell az elsők között volt, aki megállapította, hogy az elektromágneses hullámok terjedési sebessége megegyezik a fény sebességével. Ebből arra következtetett, hogy az elektromágneses hullámok és a látható fény valójában ugyanaz. [1]

Ezek az egyenletek kulcsfontosságúak az antennák és az elektromágnesesség megértésében.

Maxwell első egyenlete – Amper törvénye:

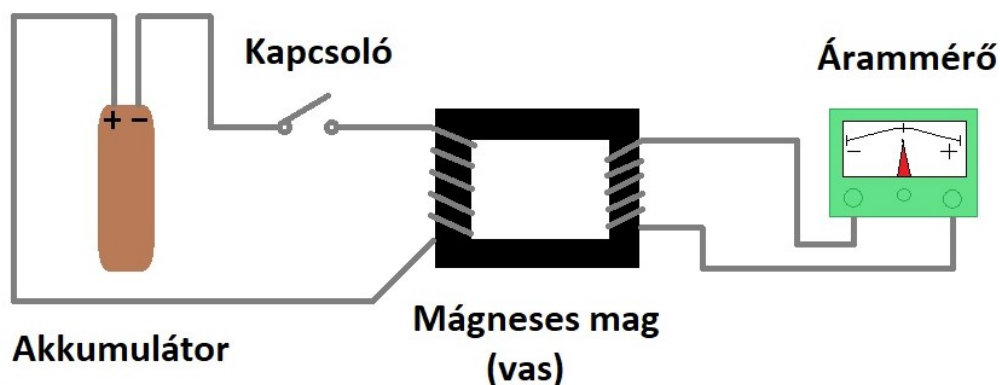
$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (1)$$

Az első egyenlet kimondja, hogy az áram mágneses mezőt hoz létre, és az időben változó fluxussűrűség is mágneses teret gerjeszt.

Maxwell második törvénye – Faraday indukciós törvénye

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2)$$

Michael Faraday 1830-as években áramkörökkel és mágnesekkel kísérletezett, melyek a Faraday-törvényekhez vezettek. Kísérletét a következő 1. ábra mutatja:



1. ábra Michael Faraday kísérlete

Maga a kísérlet egyszerű. Amikor az akkumulátort leválasztjuk, azaz a kapcsoló nyitva van akkor nincs elektromos áram a vezetékben, ezért a vasban nincs mágneses fluxus. A vas olyan, mint egy autópálya a mágneses mezőknek (nagyon könnyen átfolynak a mágneses anyagokon). Tehát a mag célja, hogy utat hozzon létre a mágneses fluxus számára.

Amikor a kapcsoló zárva van, az elektromos áram az akkumulátorhoz csatlakoztatott vezetéken belül áramlik. Amikor ez az áram folyik, létre jön közben egy hozzátartozó mágneses mező (vagy mágneses fluxus). A mágneses mag bal oldalán, ahol a huzal körbeveszi, a magban mágneses mező (mágneses fluxus) keletkezik. Ez a fluxus a mágneses mag körül alakul ki. Tehát a bal oldali vezetékes tekercs által előállított mágneses fluxus a jobb oldali vezetékes tekercsben is létre jön, amely az ampermérőhöz van csatlakoztatva.

Faraday amikor a kapcsolót lezárta, akkor az áram folyni kezdett, és az ampermérő egy irányba megugrott, de ez nagyon rövid ideig tartott és a jobb tekercsben az áram nulla lett. A kapcsoló kinyitásakor az ampermérő a másik irányba ugyanakkora kitérést mutatott, majd szintén rövid időn belül a jobb oldalon mért áram megint nullára csökkent.

Faraday rájött, hogy amikor a kapcsolót kezdetben nyitottól zártra változtatta, a mágneses magon belüli mágneses fluxus nulláról bizonyos maximális számra nőtt. Amikor a fluxus növekedett, az ellenkező oldalon indukált áram volt. Hasonlóképpen, amikor a kapcsolót kinyitotta a magban lévő mágneses fluxus az állandó értékről nullára csökkent. Ezért a magon belüli csökkenő fluxus ellenkező áramot indukált a jobb oldalon.

Tehát Maxwell második egyenlete a Faraday indukciós törvény azt mutatja meg, hogy a fluxus változás hatására áram indukálódik.

Maxwell harmadik egyenlete a Gauss -törvény:

Amely az elektromos fluxussűrűség és az elektromos töltéssűrűség szerint írható fel

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \quad (3)$$

Gauss -törvénye az elektromos mezőnek a viselkedését határozza meg az elektromos töltések körül.

Az (3) egyenletet pont formájában Gauss-törvényként ismerjük. Vagyis az (3) egyenlet a tér bármely pontján igaz. Tehát ha valahol a térben létezik elektromos töltés, akkor $\mathbf{D}$ divergenciája ezen a ponton nullától eltérő szám, Ha az adott ponton nem létezik elektromos töltés akkor a $\mathbf{D}$ divergenciája nullával lesz egyenlő.

Maxwell negyedik egyenlete - Gauss mágneses mezőkre vonatkozó törvénye:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4)$$

A (2) egyenlet kimondja, hogy a mágneses fluxussűrűség $\mathbf{B}$ eltérése egyenlő nullával. Tehát Gauss mágneses mezőkre vonatkozó törvénye szerint a fluxus vonalak zárt hurkok. Ez még a síkhullámokra is igaz, amelyeknek végtelen sugarú hurkuk van.

Az imént felsorolt négy darab Maxwell egyenleteket úgynevezett „pontformának” nevezzük, mert minden egyenlőség igaz a tér minden pontján. Azonban, ha a pontformát egy térfogatra integráljuk, akkor megkapjuk a Maxwell egyenletek integrál alakját. Létezik időharmonikus forma is, és ami számunkra fontos, a Maxwell egyenletek csak (elektromos mező) $\mathbf{E}$ -vel és (mágneses mező) $\mathbf{H}$ -val írva. Ahhoz, hogy megkapjuk ezt a formát az alábbi egyenletekre szükségünk van: [1]

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (7)$$

Ha ezeket behelyettesítjük az (1 – 4) egyenletbe, akkor a következő eredményt kapjuk:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (9)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (10)$$

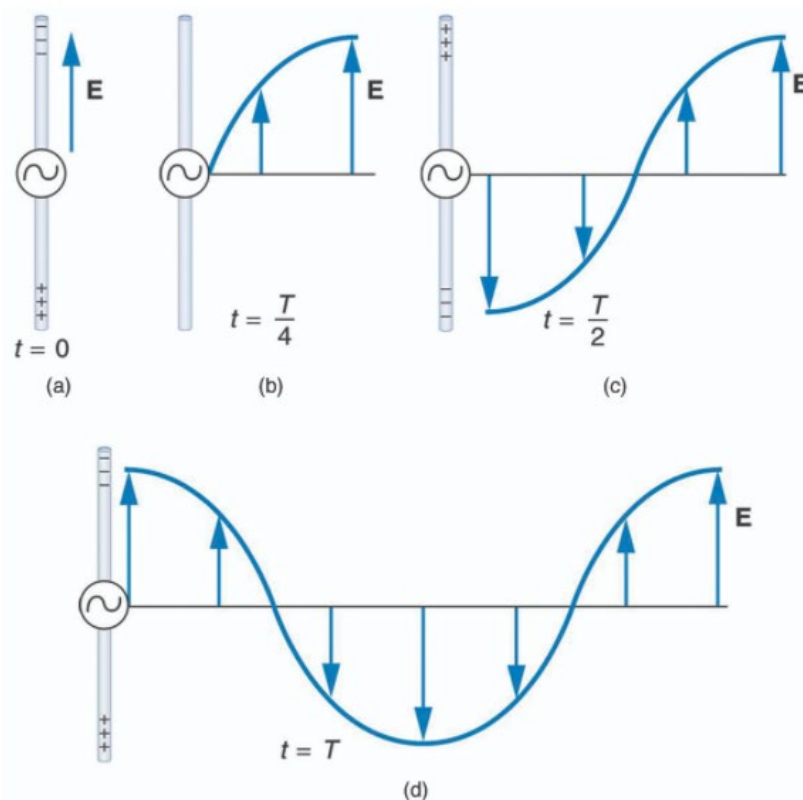
$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} \quad (11)$$

2 ELEKTROMÁGNESES HULLÁM:

A változó elektromos mezők viszonylag gyenge mágneses mezőket hoznak létre, azokat Maxwell hipotézise idején nem lehetett könnyen kimutatni. Maxwell azonban rájött, hogy az oszcilláló töltések, mint például a váltakozó áramú áramkörök, változó elektromos mezőket hoznak létre. Azt jósolta, hogy ezek a változó mezők úgy fognak terjedni, a forrásból, mint a hullámok, amelyeket a tavon egy ugráló hal generál. A Maxwell által megjósolt hullámok oszcilláló elektromos és mágneses mezőkből állnak, amiket elektromágneses hullámnak (EM hullámnak) neveznek. Az elektromágneses hullámok képesek erőt kifejteni a töltésektől nagy távolságra lévő töltésekre, és így lehetséges őket észlelni.

Maxwell kiszámolta, hogy az elektromágneses hullámok sebessége megegyezik a fénynek a sebességével.

Ahhoz, hogy megértsük az elektromágneses hullámokat figyelembe kell vennünk hogyan is keletkeznek. Amikor az áram változik, a kapcsolódó elektromos és mágneses mezők változnak, és hullámként távoznak a forrásból. Talán a legegyszerűbben elképzelhető helyzet egy hosszú egyenes huzalban lévő változó áram, amelyet a központjában lévő váltakozó áramú generátor állít elő (2. ábra).

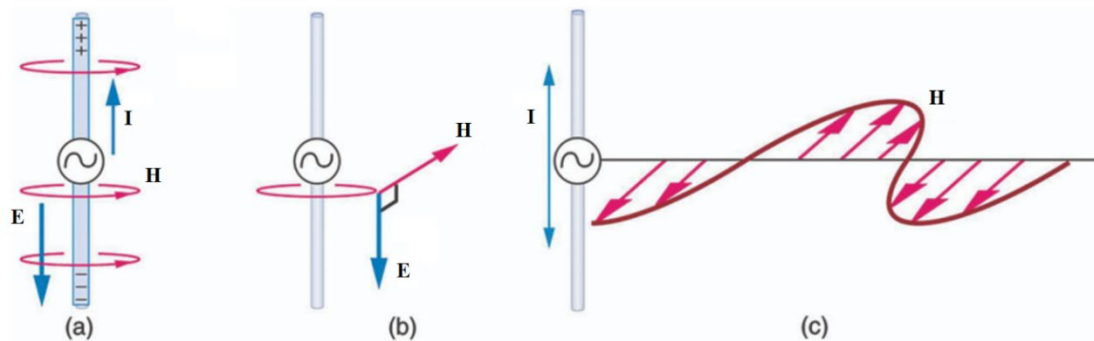


2. ábra Elektromos hullám komponens keletkezése [2]

A vezeték körülvevő elektromos mezőt E a vezetéken lévő töltéeloszlás eredményezi. Az E és a töltéeloszlás is változik, ahogy az áram változik. A változó mező fénysebességgel terjed. Van egy kapcsolódó mágneses mező H (3. ábra), amely az elektromos mezővel megegyező irányba terjed (4. ábra). Az elektromos és mágneses mezők szoros kapcsolatban állnak egymással, és elektromágneses hullámként terjednek. Ez történik a sugárzott antennákban, például a rádió- és TV -állomásokban. A 2. ábrán látható teljes ciklus közelebbi vizsgálata feltárja az antennában felfelé és lefelé ingadozó generátor által hajtott töltések és az előállított elektromos mező periodikus jellegét. A $t = 0$ időpontban van a töltés maximális szétválasztása, a negatív töltések felül és a pozitív töltések alul, ami az elektromos mező (vagy E -mező) maximális nagyságát hozza felfelé. Egy ciklus egynegyedével később nincs töltéskülönítés, és az antenna melletti mező nulla, míg a maximális E -mező (c) sebességgel eltávolodott. Amint a folyamat folytatódik, a töltéskülönítés megfordul, és a mező eléri maximális lefelé mutató értékét, visszatér a nullához, és egy teljes ciklus végén felfelé emelkedik. A kimenő hullám amplitúdója arányos a töltés maximális szétválasztásával. A hullámhossz (λ) arányos az oszcilláció periódusával és ezért a rövid hullámhosszhoz

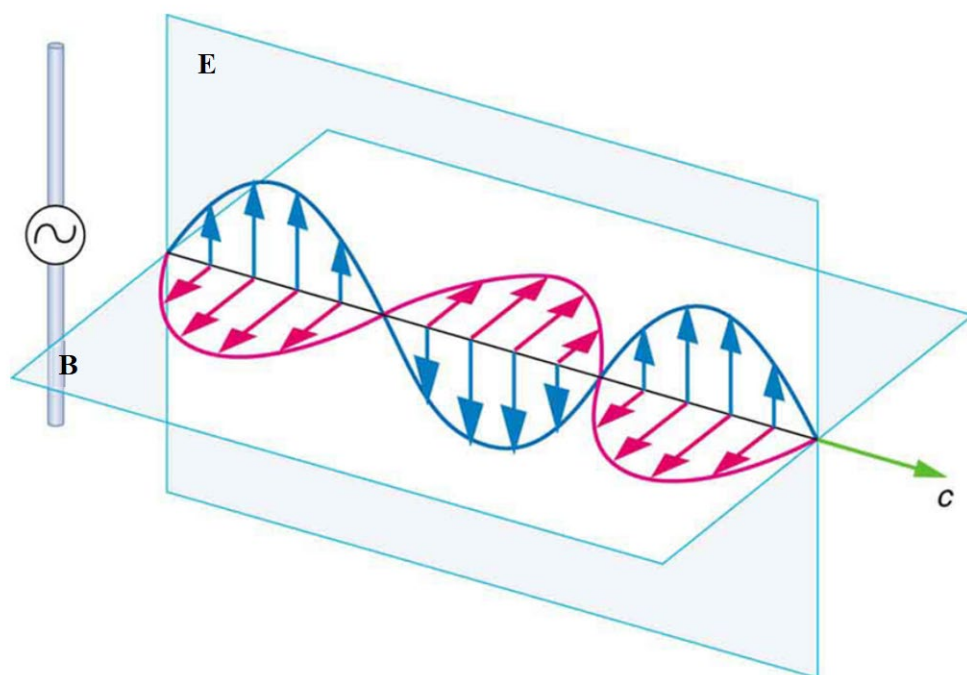
rövid periódus idő párosul, ami magas frekvenciát jelent. Tehát a hullámhossz és a frekvencia (f) fordítottan arányosak.

Az Ampere törvényét követve az antenna árama mágneses teret hoz létre, amint azt a (3. ábra) mutatja. Az E és H közötti kapcsolat az a) ábrán látható egy pillanatban. Az áram változásával a mágneses mező nagysága és iránya változik.



3. ábra Mágneses hullám komponens kialakulása [2]

A mágneses mező vonalai szintén fénysebességgel terjednek az antennától, ezzel alkotva az elektromágneses hullám másikat, amint az a 3b. ábra mutatja. A hullám mágneses része ugyanolyan periódusú és hullámhosszú, mint az elektromos rész, mivel mindkettőt ugyanaz a mozgás és a töltések szétválasztása állítja elő az antennában. Az elektromos és mágneses hullámok egyidejű terjedése a 4. ábrán látható. A hosszú, egyenes vezeték antenna által generált elektromos és mágneses mezők pontosan fázisban vannak. Az elektromos és mágneses hullámok merőlegesek egymásra minden időpillanatban. [2]



4. ábra Elektromágneses hullám [2]

3 ANTENNA FŐBB JELLEMZŐI

Az antenna egy elektromágneses hullám kibocsátására és vételére alkalmas eszköz. Az antennáknak több jellemzői is vannak, melyek meghatározzák a felhasználási területüket.

3.1 Teljesítmény sűrűség

Az antennától adott távolságban, adott kisugárzott teljesítmény mellett, a fluxussűrűség. [3] Másnéven Poynting vektornak hívják, a jele S , kiszámítását (12) egyenlet mutatja:

$$S = E \times H \quad (12)$$

Mértékegysége: $\frac{W}{m^2}$

3.2 Antennanyereség:

Egy adott irányban az antenna EM hullám kibocsátó képességnek a mérőszáma. Az antenna nyereséget egy adott irányba úgy határozzuk meg, hogy egy elméletileg létező ideális, izotróp antennához viszonyítjuk, azaz referencia szintet használunk. Így megkapjuk, hogy az adott irányba mekkora koncentrációval, milyen mértékben sugározza ki, vagy abszorbeálja az antennára adott teljesítményt. [4, 5]

Az izotróp antenna egy elméleti gömbsugárzó, azaz minden irányba azonos teljesítménnyel sugárzik.

Az antenna nyereség jele G .

$$G = \frac{S_1}{S_0} \quad (13)$$

A (14) egyenletben G az antenna nyereség, S_1 a vizsgálandó antenna által leadott teljesítmény sűrűsége adott irányba és S_0 a referencia antenna által létrehozott teljesítménysűrűsége az adott irányba.

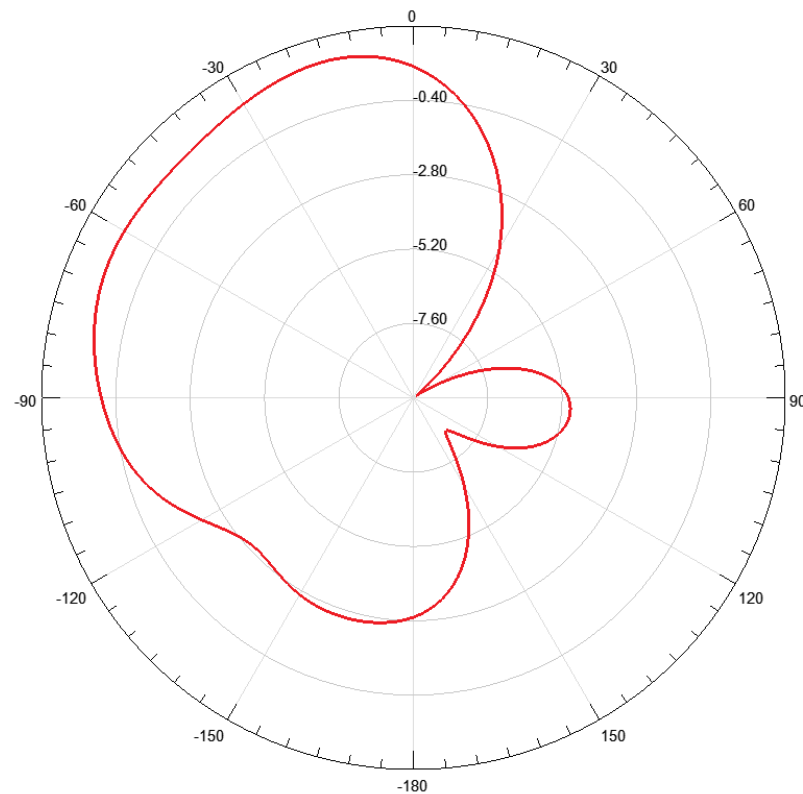
Az antenna nyeresége dimenzió mentes, hiszen az egy viszonyszám.

3.3 Iránykarakterisztika

Az igazi, valós antennák a különböző irányokba különböző erővel sugároznak. [6] „A tér bármelyik (ϑ, φ) irányába értelmezhető az antennanyereség. A $G(\vartheta, \varphi)$ függvény az antenna által létrehozott sugárzás – intenzitás térbeli eloszlását adja meg, másnéven a nyereségfüggvényét.” [7, p. 47]

3.3.1 Iránykarakterisztika megjelenítése

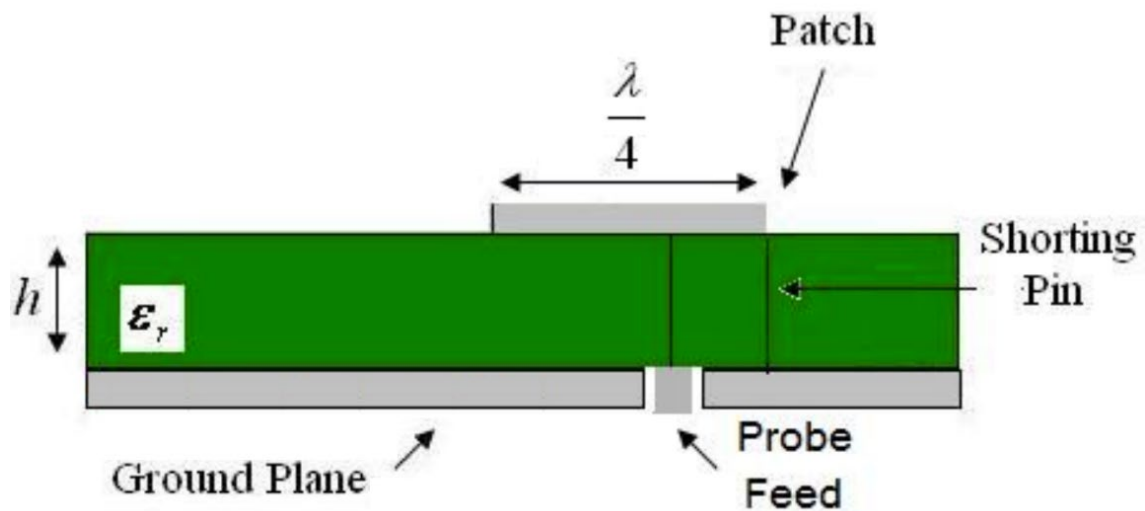
Az antenna nyereségfüggvénye egy térbeli függvény, amelyet leggyakrabban poláris koordináta rendszerben jelenítünk meg. [7]



5. ábra Példa poláris koordináta-rendszeres ábrázolásra

4 SÍK FORDÍTOTT-F ANTENNA (PIFA)

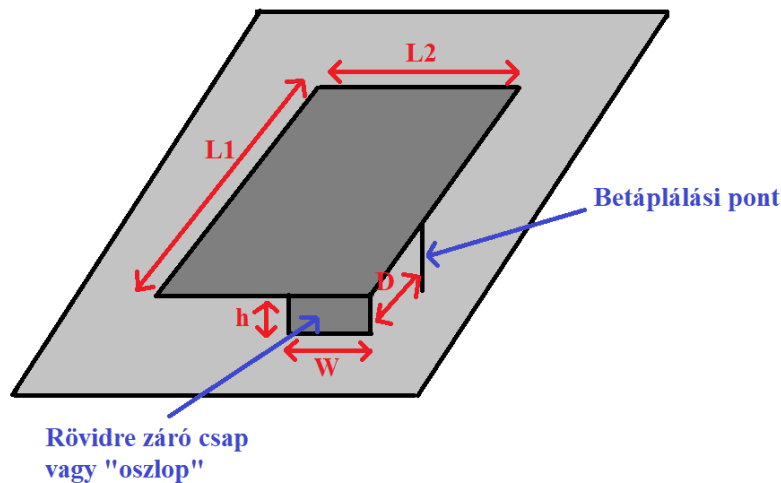
A Planar Inverted-F antennát (PIFA) egyre gyakrabban használják a mobiltelefon-piacon. Az antenna negyed hullámhosszon rezeg (ezáltal csökken a telefon szükséges helyigénye). Ez az antenna egy fordított F-re hasonlít, ami megmagyarázza a PIFA nevet. A Planar Inverted-F antenna népszerű, mert alacsony profilja és kör alakú (omnidirekcionális) iránykarakterisztikája van. A PIFA oldalnézetben látható a 6. ábrán.



6. ábra Sík fordított-F antenna (PIFA) [8]

A PIFA antenna egy egyik végén rövidre, másik végén szakadással zárt tápvonálnak tekinthető, mely rezonáns negyed hullámhosszon. A betáplálás a nyitott és a rövidre zárt vég közé kerül, és a betáplálás pozíciója szabályozza a bemeneti impedanciát.

A PIFA-kban a rövidzár lehet egy lemez, amint a 7. ábrán látható



7. ábra A Planar Inverted-F Antenna (PIFA), rövidre zárt „oszloppal”

(7. ábra) Egy $L1$ hosszúságú, $L2$ szélességű PIFA-t láthatunk. A rövidre záró csap (vagy rövidre záró „oszlop”) W szélességű, és a PIFA egyik szélénél kezdődik, ahogy a 7. ábrán látható. A betáplálási pont ugyanazon az él mentén van, mint az ábrán. A betáplálási pont D távolságra van a rövidre záró csaptól. A PIFA az alapsíktól h magasságban van. A PIFA egy dielektrikum tetején helyezkedik el, ahol a dielektrikum ϵ_r permittivitással rendelkezik.

A PIFA impedanciája a betáplálási pont és a rövidre záró tű közötti D távolsággal szabályozható. Minél közelebb van a betáplálási pont a rövidre záró csaphoz, az impedancia annál kisebb, ellenkező esetben növelhető az impedancia. A PIFA impedanciája ezzel a paraméterrel hangolható.

A PIFA rezonancia frekvenciája a W -től függ. Ha $W = L2$, akkor a rövidre záró túske a patch teljes szélességében fut. Ebben az esetben a PIFA rezonáns, ha:

$$W = L2 \rightarrow L1 = \frac{\lambda}{4} \quad (14)$$

Ha $W = 0$, azaz a rövidzár vonal szerű, akkor a PIFA a rezonáns, ha:

$$W = 0 \rightarrow L1 + L2 = \frac{\lambda}{4} \quad (15)$$

A mikroszalagos antennákban a perem menti szegélymezők okozzák a sugárzást. Tehát akkor következik be rezonancia, ha a nyitott áramkörű sugárzó éltől (7. ábrán a távoli éltől) a rövidre záró érintkezőig, $L1+L2$ azaz negyed hullámhossz a távolság.

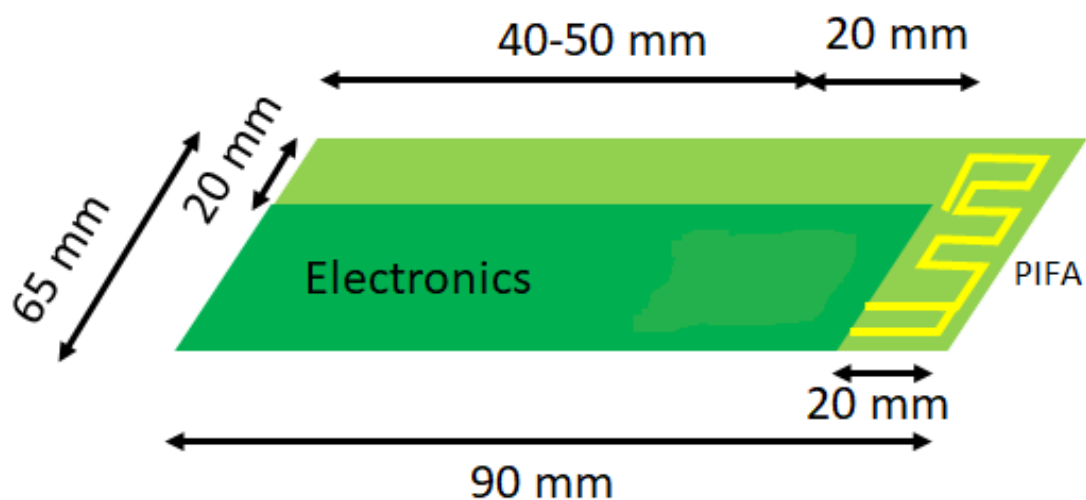
Általánosságban elmondható, hogy a PIFA rezonanciahosszát a paramétereinek függvényében közelítjük: [8]

$$L1 + L2 - W = \frac{\lambda}{4} \quad (16)$$

5 FELADAT LEÍRÁS

Szakdolgozatom témája egy GSM és LTE frekvenciasávokat lefedő antenna tervezése (pontosan 796MHz-842MHz, 892MHz-948MHz és 1710MHz-1820MHz-es sávokat). A projekt egy általános célú antenna, amelyet a Rádiófrekvenciás Vizsgáló Laboratórium saját fejlesztésű IoT platform vezeték nélküli interface-ére.

Az eszköz tervezett mérete 65 x 90 mm, az antenna számára kijelölt hely 20 x 65 mm és 20 x 70 mm. (8. ábra)



8. ábra Feladat méretei

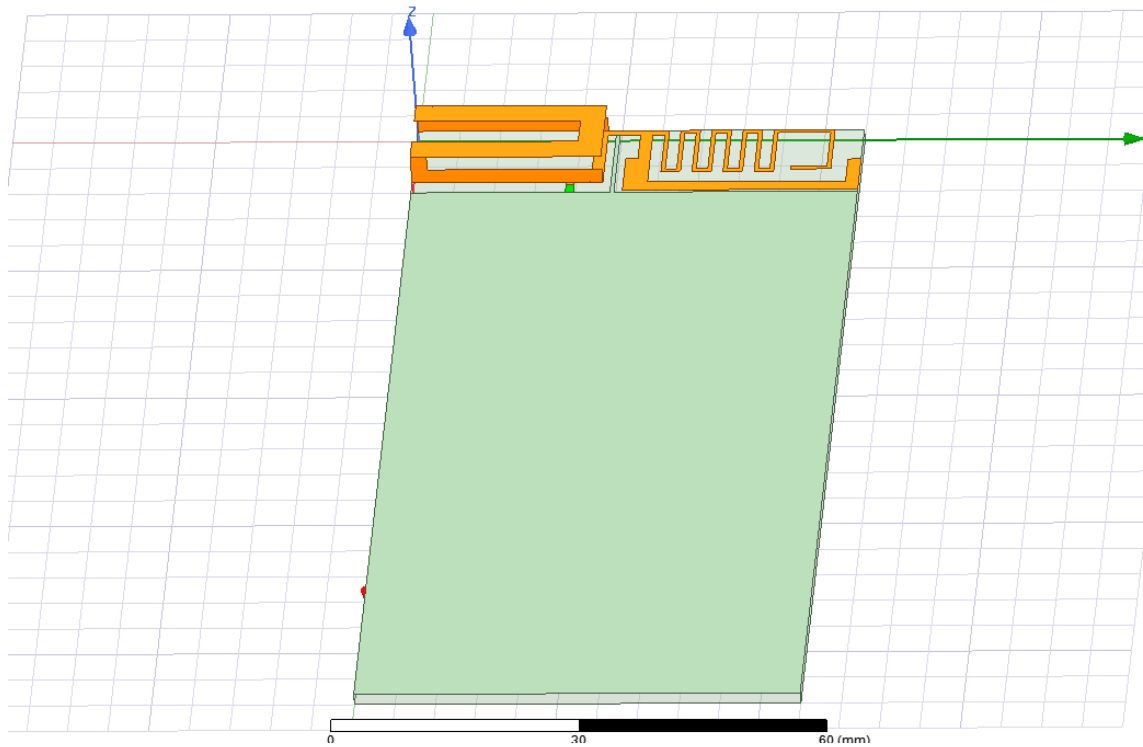
Az antenna mellett egyéb áramköri alkatrészek is el lesznek helyezve. Az antenna szintje alatt lesz még egy ugyanakkora, hasonló szabad területekkel rendelkező nyomtatott áramköri lap.

Az eszköz tokozása 3D nyomtatott műanyag, aminek az anyaga nagyban befolyásolja az antenna rezonancia frekvenciáját. A termék egy ember által hordozható alkalmazás, emiatt az emberi test közelsége, annak anyagparaméterei fontosak antenntervezés szempontjából.

Utóbbinál nehezebb a pontos anyagparamétereket figyelembe venni, mert míg egy műanyagnak, jelen esetben a PA12-es anyag permittivitása 3 és 9 között változhat, addig az emberi test permittivitása a sejtfelépítésétől függ, az értéke 0.1 és 84.4 között változhat. Attól függően milyen testrészeről van szó.

5.1 Referencia antenna kutatás

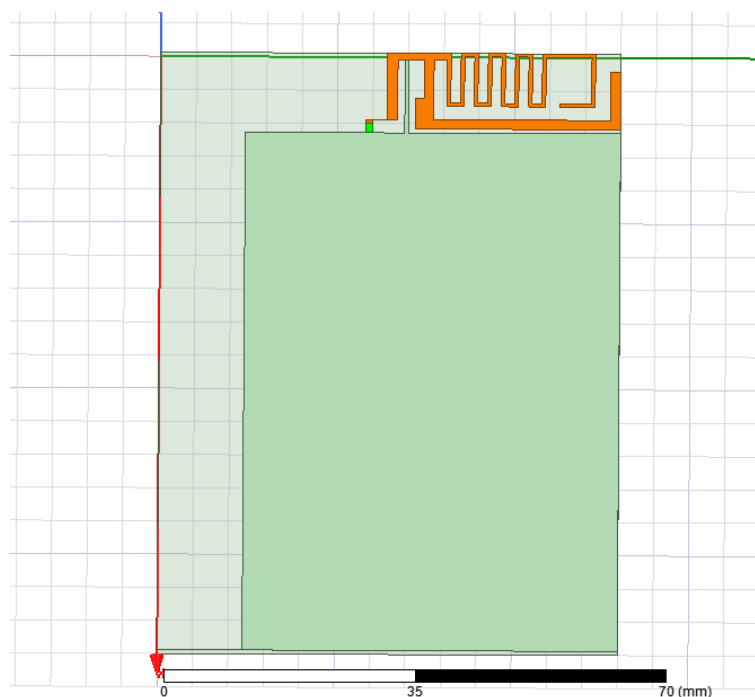
A referencia antenna keresést először irodalomkutatással kezdtem, ahol egy többsávos antennát kerestem (9. ábra). A kiválasztott, potenciális antenna egy kiinduló pontot adott, hogy hogyan fog kinézni, körülbelül mekkora helyet foglal az antenna. (Megjegyzés: LTE/GSM/UMTS sávokon működött)



9. ábra Referencia antenna [9]

6 ANTENNA KIALAKÍTÁSA

Az irodalomkutatásom eredménye a 9. ábrán látható, ami segítette az antennám kialakításának tervét. A 9. ábra bal oldalán látható hurokantenna az alkalmazás szempontjából nem megfelelő. A jobb oldalt található részét egészében felhasználtam, amely a 800MHz és 900MHz-es frekvencia tartományon lévő uplink és downlink sávokat tudja lefedni. A szubsztrát mérete 90x65x1.6 mm, anyaga FR4 epoxy, a földelő lap mérete 78x53 mm a 10. ábrán látható módon.

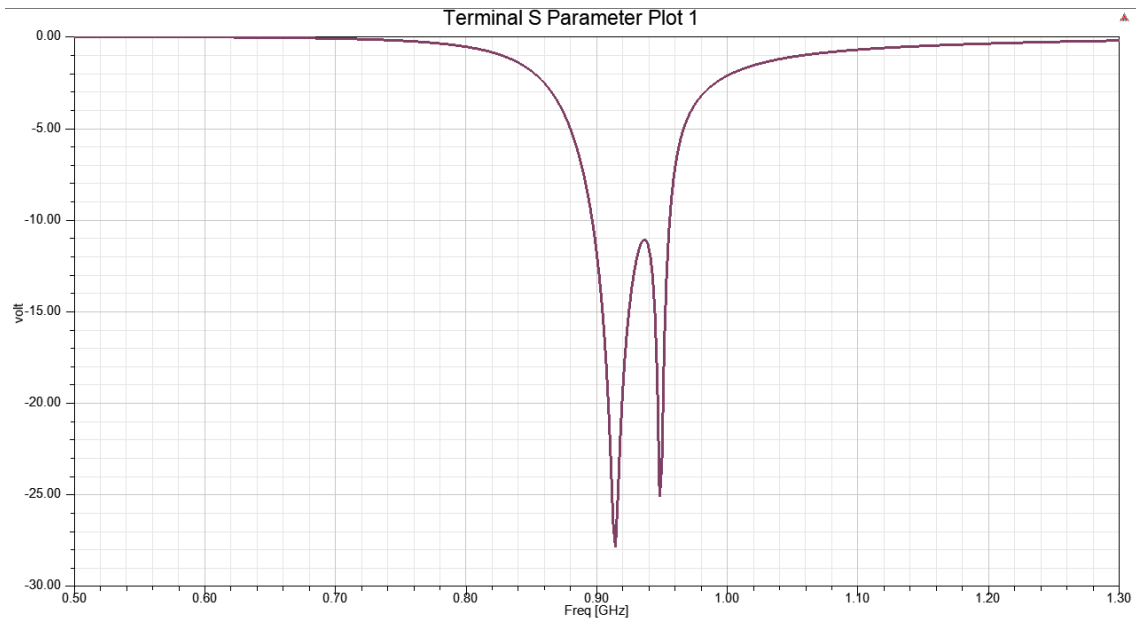


10. ábra Első modell kialakítása

Az antenna ilyen módon csupán 12 mm széles helyet igényel a megengedett maximális 20 mm-ből, de fontos szempontnak tartottam, hogy ne pazaroljam a helyet, a könnyebb elrendezhetőség végett.

Az antennánál elsődlegesen az S_{11} -es paraméterét vizsgáltam, és később az antenna nyereséget. A PIFA antenna iránykarakterisztikája nehezen befolyásolható és tervezhető, mivel a hullámhosszhoz képest kisméretű.

A GND és a szubsztrát a fent említett méretekkel rendelkezik. Az eredeti antennát elhangolta a különböző GND méret. A megoldás az elhelyezésében volt, az imént említett probléma megoldását az antenna nyomtatott áramkör szélére történő illesztése jelentette, így már újra a megfelelő frekvencia tartományon rezonált az antenna (11. ábra).

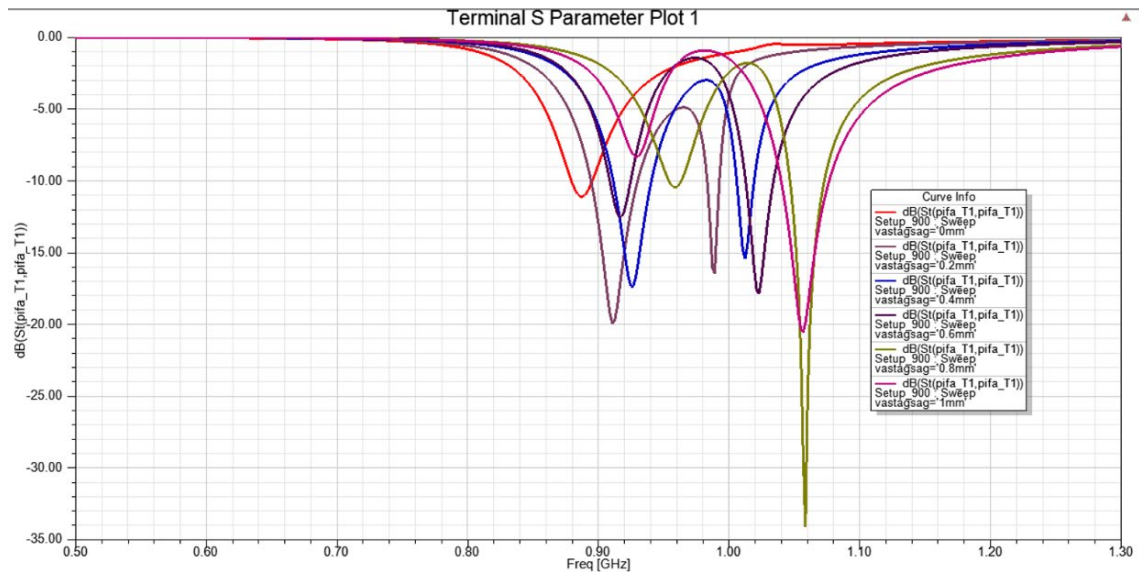


11. ábra A kiindulási antenna modell bemeneti reflexió menete

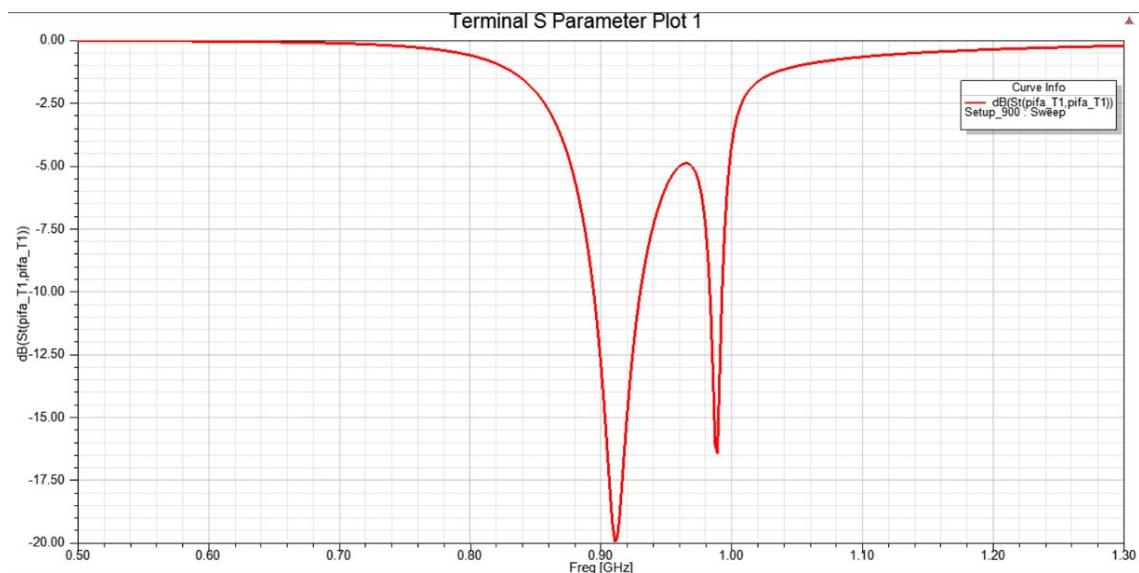
A frekvencia tartományok szorosan egymás mellett helyezkednek el, az alacsony frekvenciás tartományért a vékonyabb harmonika rész, a magasabb frekvencia tartományért pedig a vastagabb egyszerűbb kivitelű antenna rész a felelős. Látható a 11. ábrán, hogy a kiindulási geometria bár mutat kettős rezonáns viselkedést, a rezonanciafrekvenciák egyelőre nem a kívánatos frekvenciákon helyezkednek el.

6.1 GSM és LTE 800, 900-as sáv együttes lefedése

Első ötletem az volt, hogy kiszélesítem az S_{11} paraméter menetét, és így egyben fedi le a 796MHz-948MHz-es sávot. Az alsó antenna rész vastagságának változtatásával ki tudtam szélesíteni a reflexiók karakterisztikát, ami a 12. ábrán és 13. ábrán látható.



12. ábra Antenna szélesség parametrizált eredményei

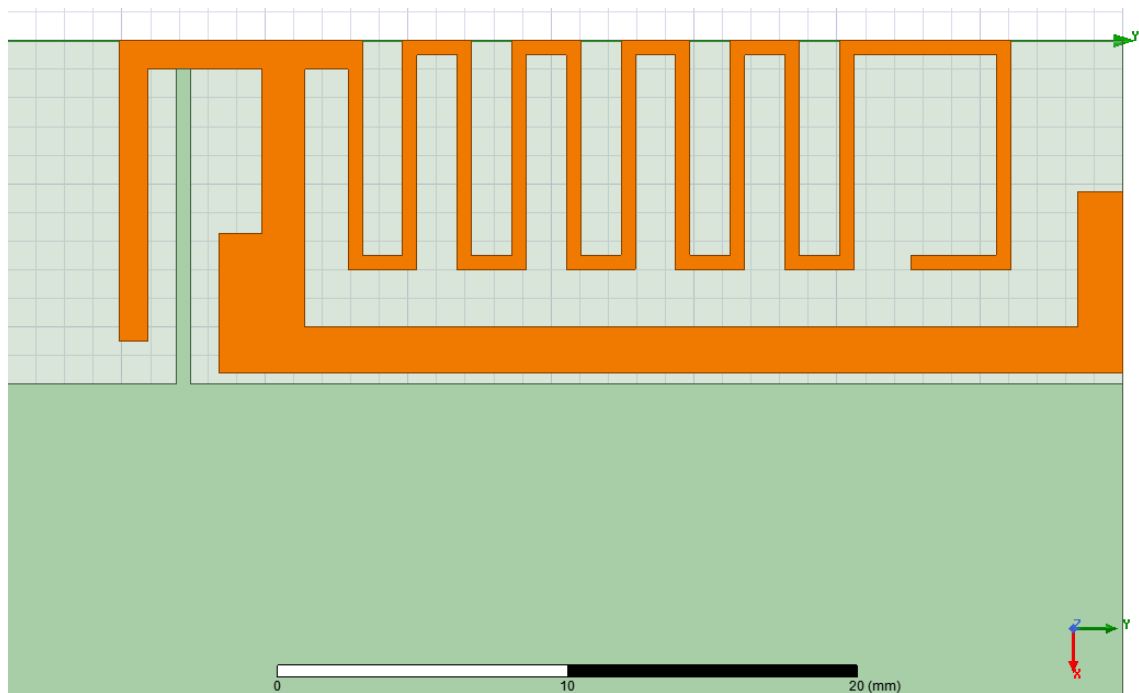


13. ábra. Választott eredmény

A 12. ábrán látható, hogy hogyan viselkedik az antenna, ha csökkentem a vastagságát. A 13. ábrán a lehetőségek közül az ideális értéket láthatjuk, 0.2 mm-t csökkentem a vastagabb alsó antenna elem szélességén, ennek hatására szinte elegendő mértékben kiszélesedik az S_{11} karakterisztika frekvencia menete. A -5dB-es szintet vettem maximálisan megengedhető értéknek.

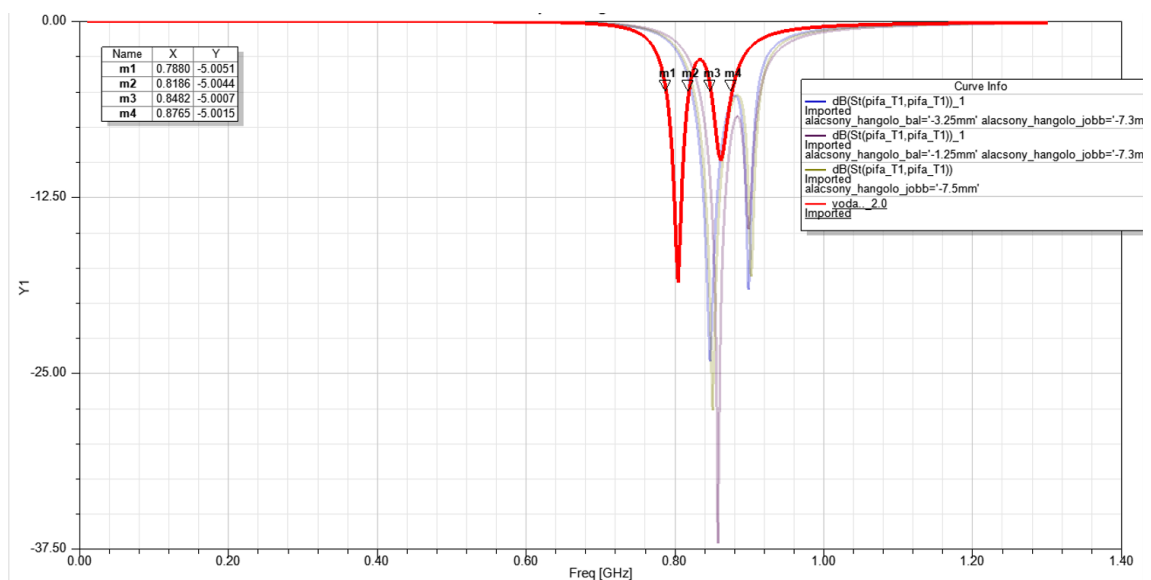
6.1.1 Megfelelő frekvenciák lefedése

Következő lépésben hangoltam az antennán, a hangolás eredményei a 14. ábrán láthatóak. A 14. ábrán, már csak a követelményeket teljesítő frekvenciamenteteket válogattam össze, a többit kihagytam.



15. ábra Fizikai kialakítás

Az imént említett eljárással a megfelelő kezdő értékre tudtam az antenna elem rezonancia frekvenciáját helyezni, viszont a követelményeknek megfelelő frekvenciatartomány csökkent körülbelül 30MHz-re. (16. ábra)



16. ábra Az új kialakítás eredménye

Körülbelül 50MHz nagyságú sáv szélességre van szükség egy LTE és GSM sáv együttes lefedéséhez. Három féle módon lehet a frekvenciatartomány szélességét növelni:

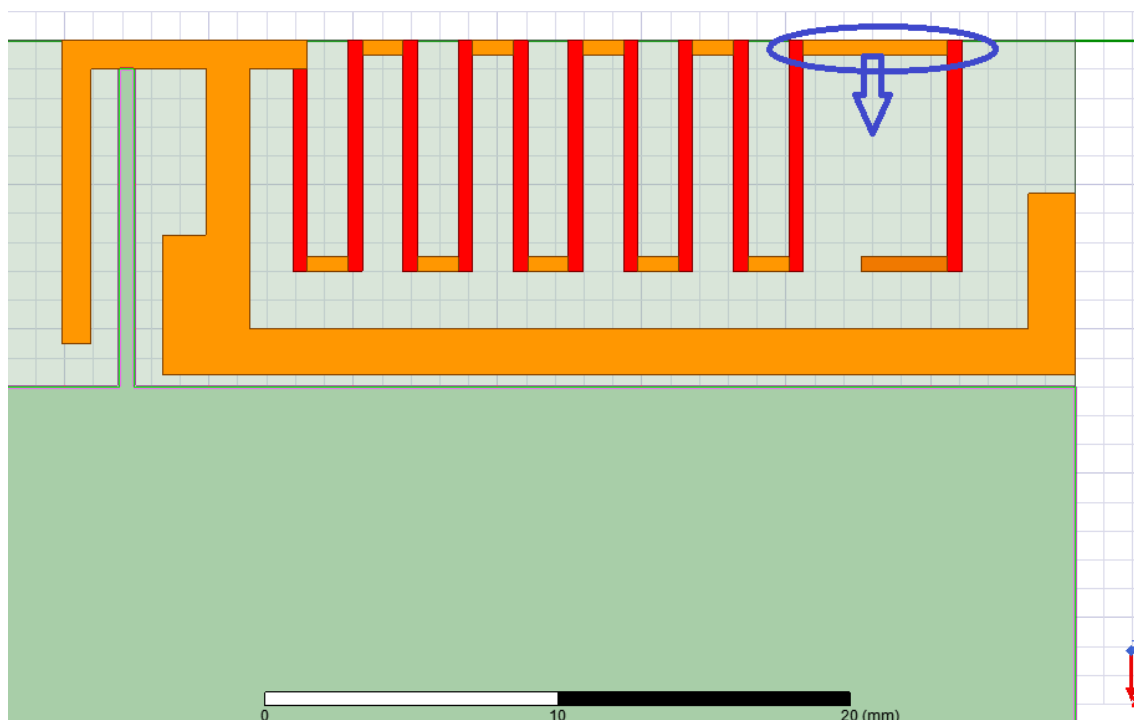
- Szubsztrát permittivitásának csökkentésével

- A harmonika elem vastagságának a növelésével
- A harmonika réseinek a növelésével

6.2.1 Lehetőségek

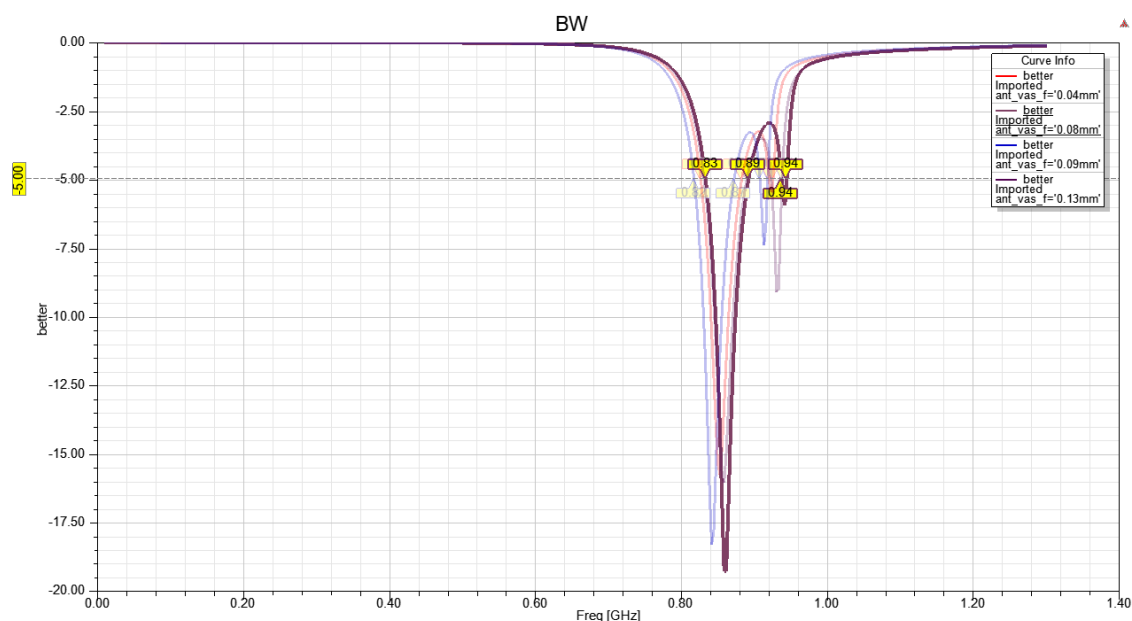
A szubsztrát permittivitása nem változtatható meg, más megoldásra van szükség.

Következő módszer során a harmonika elemek szélességének a változtatása szeretném elérni a megfelelő sáv szélességet. Fontos, hogy ha a függőleges elemek szélességét megnövelem, az ekkora elemszámnál már sokszorosára nyújtja az antennát. Tehát a szélesítéssel arányosan csökkenteni kellett az antenna hosszát.



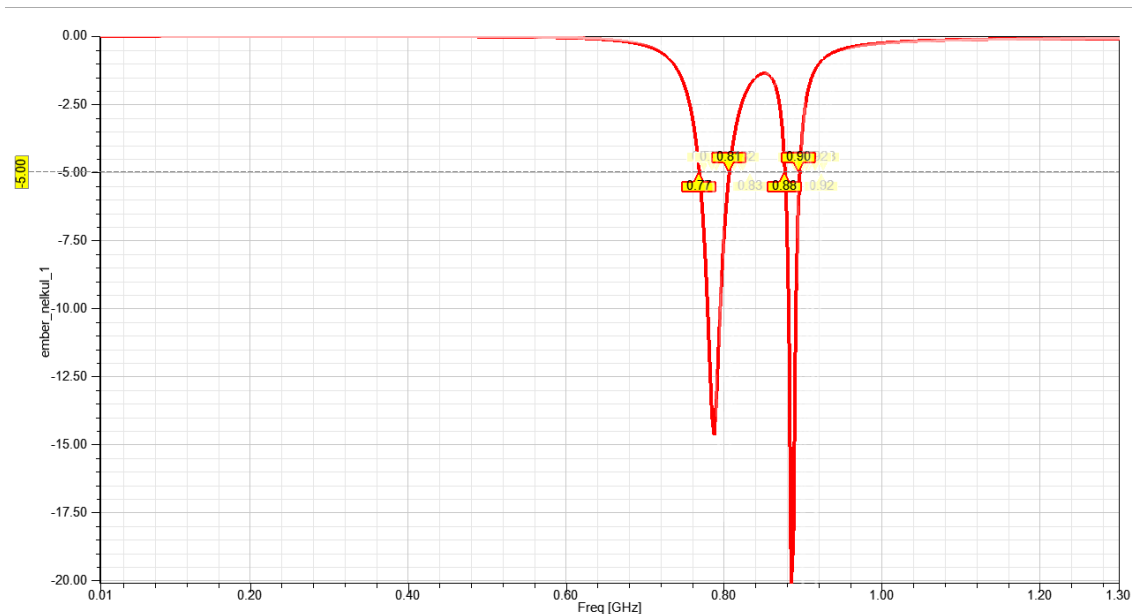
17. ábra Fizikai változás szemléltetése

A 17. ábrán piros színnel jelölt elemek, a függőleges elemek, amelyeknek megváltozik a szélessége a pozitív irányba, és kézzel bekarikázott az az elem, amellyel a kompenzálni lehet az antenna hosszának a megváltozását.



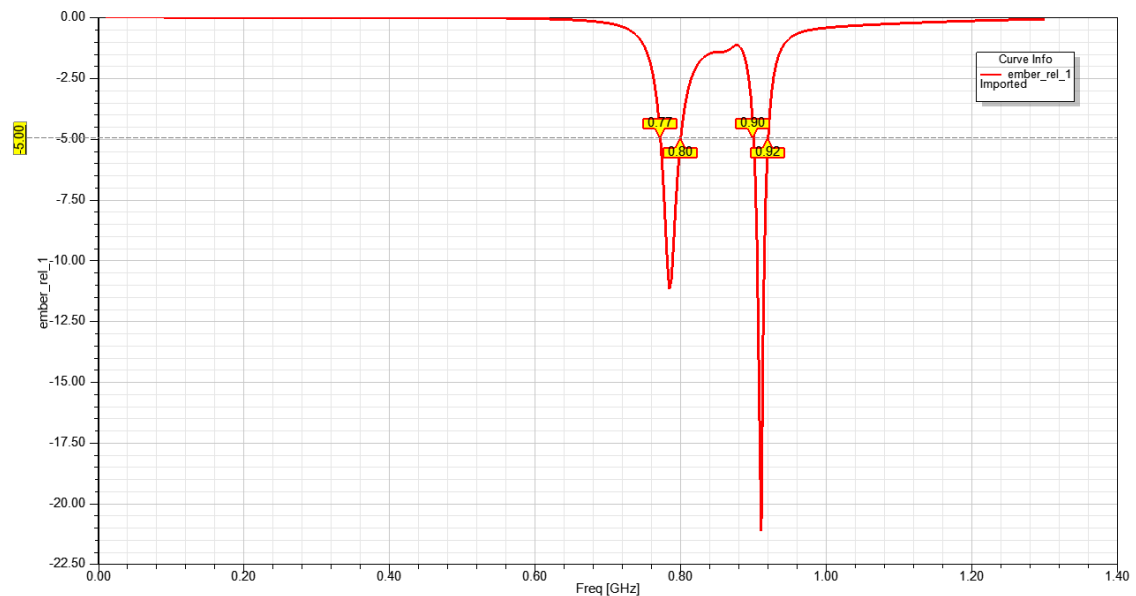
18. ábra Szélesített antenna eredménye

A 18. ábrán az antenna elem vastagságának növeléséből származó ideális, a követelményeknek megfelelő frekvenciamenetet láthatjuk. A képen is látszik, az antenna elemeket egyenként 0.08 mm-es szélesítéssel érhető el a legjobb eredmény, de ez a sávszélesség még mindig kevés, hogy az egész 800MHz-es sávot le tudjuk vele fedni. A következő lépésben a modell köré építettem a burkolatot, aminek PA12-es az anyaga és 2 mm-es a falvastagsága. Jól látszik a 19. ábrán, hogy 50MHz-cel elmozdította az antenna S_{11} frekvenciamenetét és a sáv szélességét is csökkentette, de a jobb oldali sáv szélesség mértékét növelte és kiszélesítette körülbelül 20MHz-re.



19. ábra Szimulációs eredmény burkolattal

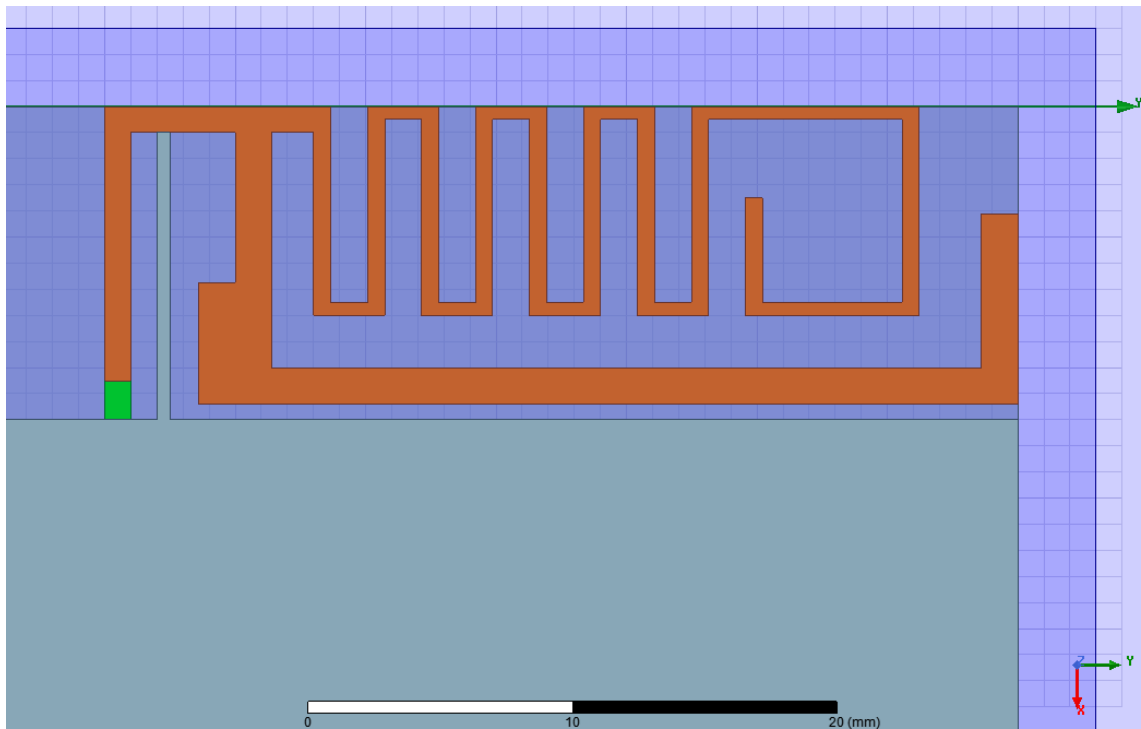
A 19. ábrán az antenna viselkedése látható, ha már a műanyag burkolat is szerepel a szimulációban. Következő alkalommal az emberi test modellje is szerepel a szimulációs modellben. Az emberi test sejtfelépítése átlagosan körülbelül, 50-es permittivitási tényezővel rendelkezik.



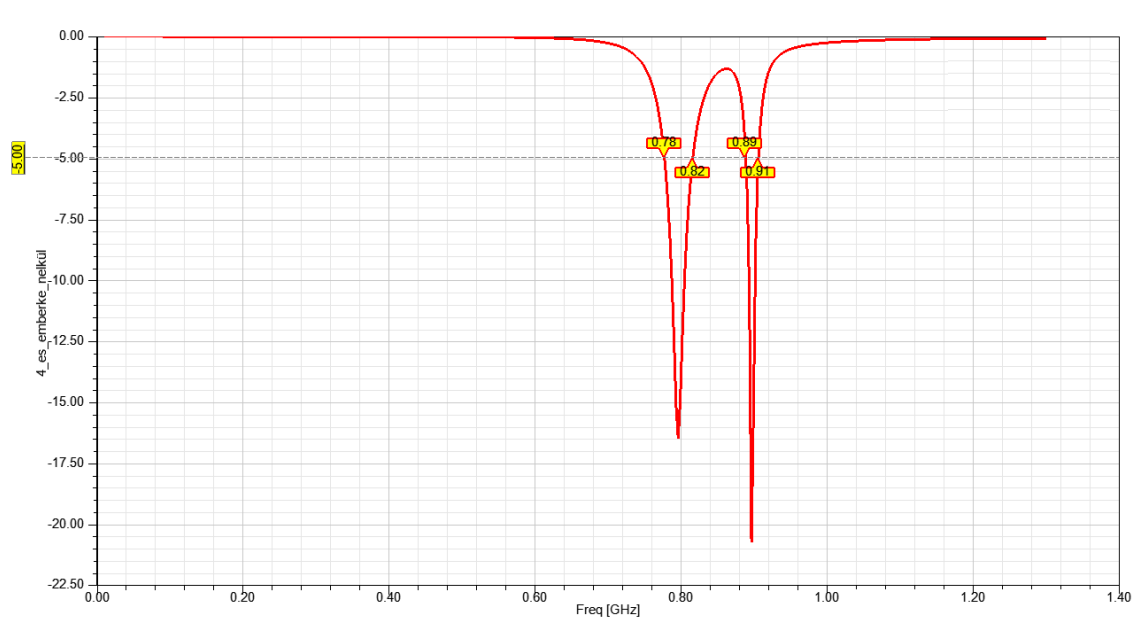
20. ábra Szimulációs eredmény emberi szövet modellel

A termék házának és az emberi szövet modelljének figyelembevételével a bemeneti reflexió a 20. ábra szerint alakul.

A burkolat jelentősen módosította az antenna rezonancia frekvenciáját, túl alacsony frekvenciára tolta át, ezért ismét hangolni kell az antennán. A 17. ábrán kézzel jelölt antenna rész csökkentésével próbáltam a megfelelő eredményt elérni, de nem lehetett elegendő mértékben lecsökkenteni az antenna elem magasságát, hogy a kívánt frekvencián rezonáns viselkedést jelezzon ezért ismét módosítani kellett az antenna kialakításán. A fentebb említett implementált harmonika elem el lett távolítva a modellből. (21. ábra)



21. ábra Visszaalakított antenna

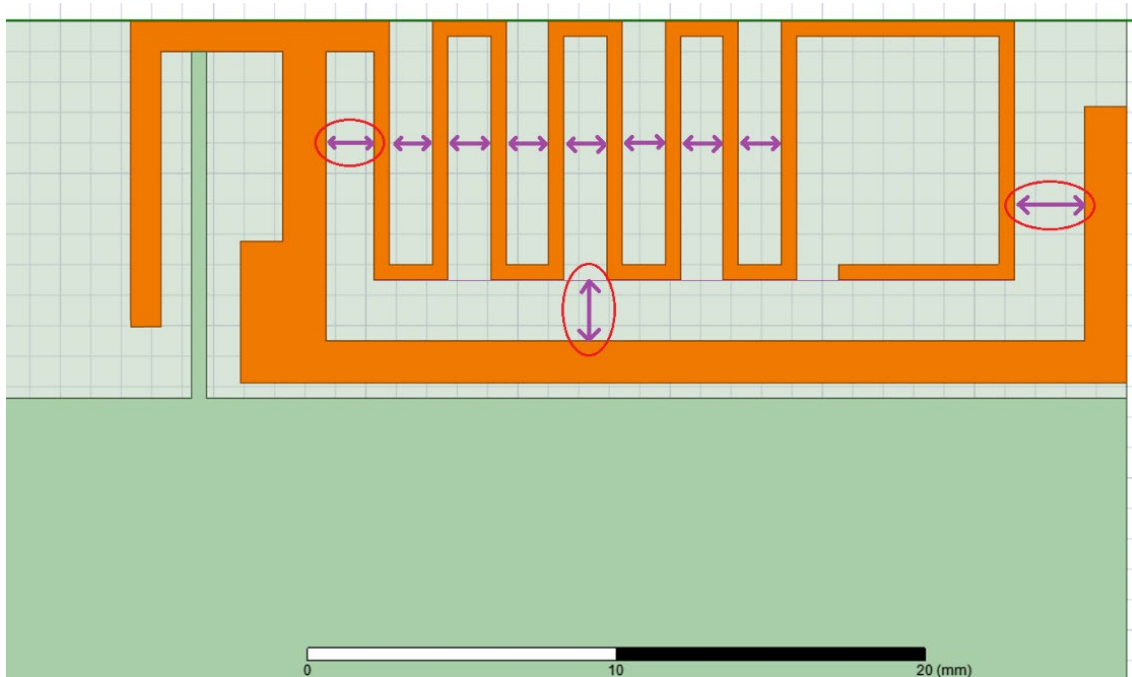


22. ábra. A visszaalakított antennához tartozó S_{11} paraméter

A 22. ábrán látható eredmény, nem tartalmazza az emberi szövet modelljét, mert túlságosan megnövekedik a szimulációs idő. A 22. ábrán látható, már körülbelül 40MHz-re kiszélesedett a sáv szélesség, de ez még mindig nem elegendő.

Továbbá az antenna elemek közötti rések nagyságának a változtatásával fogom javítani az antenna S_{11} paraméterét.

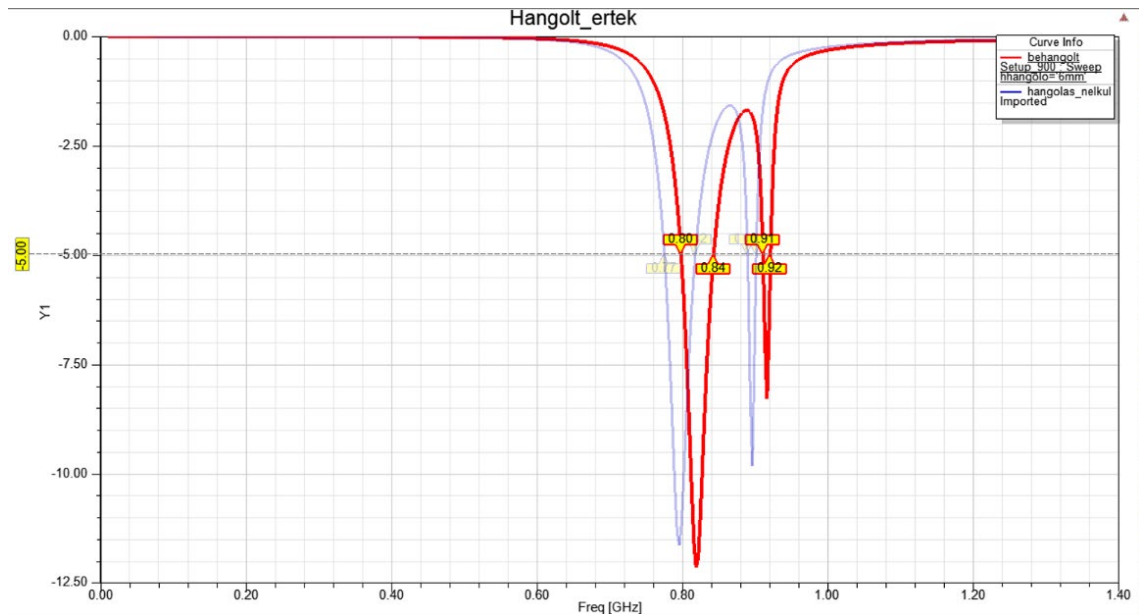
6.3 796MHz-842MHz sáv lefedése



23. ábra Antenna hézag szemléltetés

A 23. ábrán lila nyilakkal jelöltem azokat a réseket, amelyeknek a szélességét növelni kell. A harmonika elemek közötti részek növelése sem hozott jó eredményt viszont a vékony harmonika alakú antenna rész és a vastag alsó antenna rész közötti távolság növelésével kaptam meg a megfelelő eredményt. A 23. ábrán a pirossal jelölt távolságok tartása szükséges az antenna megfelelő viselkedéséhez. A két antenna elemnek fix távolságra kell elhelyezkednie egymástól, hogy a megfelelő mértékben, a megfelelő frekvenciákon rezonáns viselkedést mutassanak.

Miután megfelelő mértékben kiszélesedett a frekvenciatartomány, újra hangoltam, azaz tovább csökkentettem a rezonáló elem fizika hosszát.



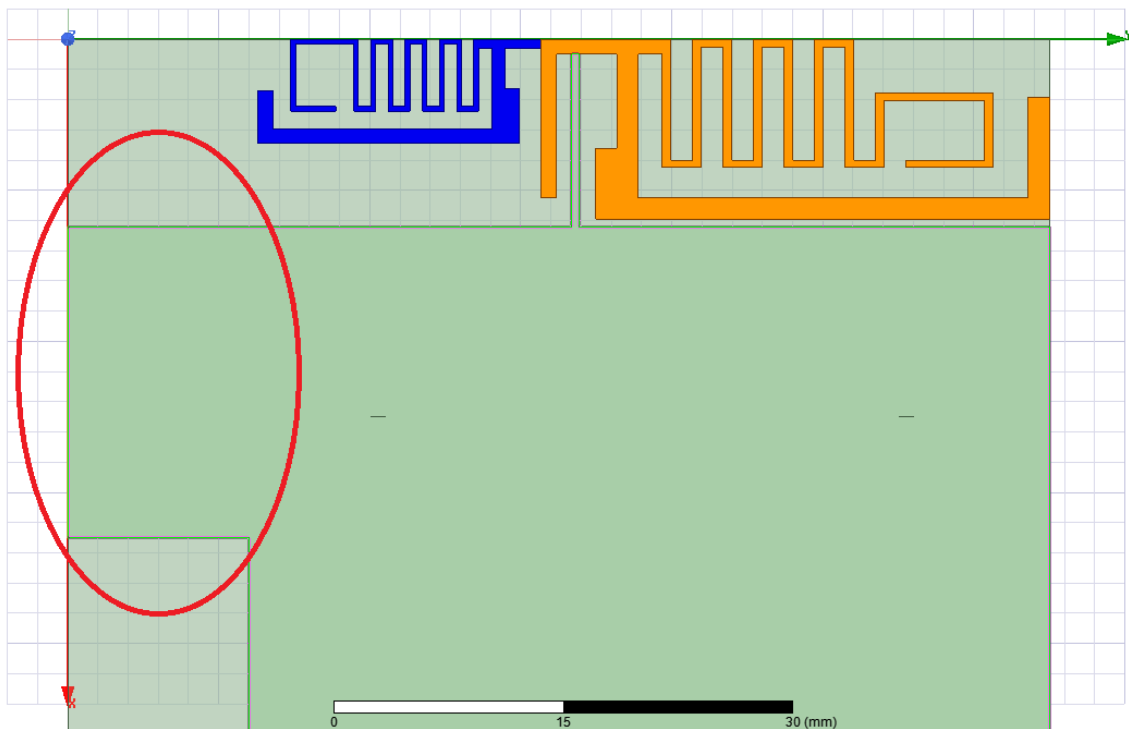
24. ábra Kész antenna S_{11} paramétere

A 24. ábrán a 800MHz-es tartományon rezonáns viselkedést mutató antenna elem, végleges kialakításához tartozó reflexió menete látható.

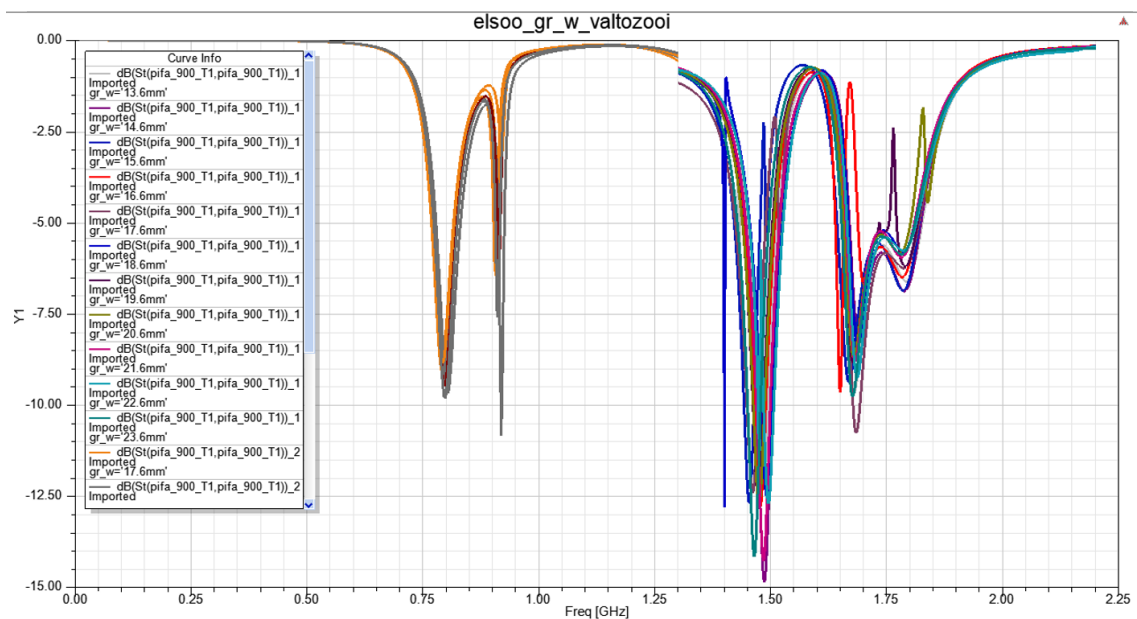
6.4 1710MHz-1820MHz-es sáv lefedése

A referencia antenna magasabb frekvenciás ága, az alkalmazás szempontjából nem praktikus mivel egy háromdimenziós hurok antennával valósította meg a felsőbb frekvenciák lefedését és a háromdimenziós hurok gyártása drága és kiáll a PCB síkjából. Ez a méretbeli korlátok miatt nem megengedhető mértékben növelné a kiterjedést. A PIFA antenna hossza arányos az antenna által lefedhető frekvenciákkal. Ebből következtettem, hogy ha az imént elkészített 800MHz frekvencián működő antennát körülbelül a felére kell csökkenteni, és ekkor az antenna rezonancia frekvenciája a duplájára növekszik.

A 25. ábrán pirossal jelöltem, és a jelölt darabnak vizsgáltam a függőleges hosszát, mekkorának kellett lennie, hogy az antenna használható legyen.



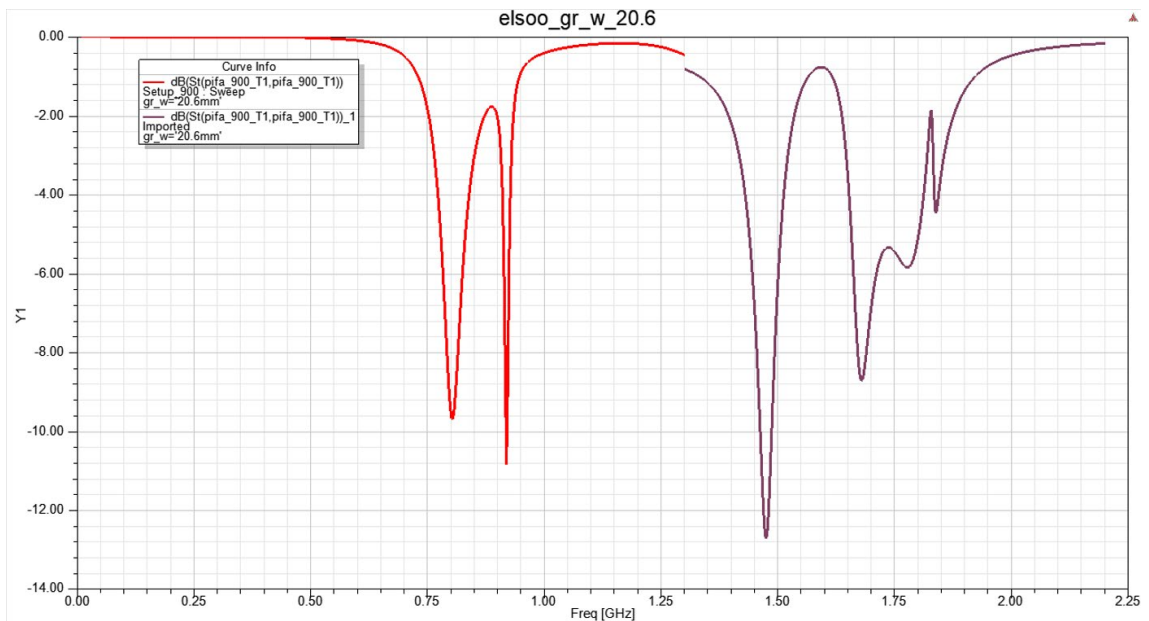
25. ábra. Ground (GND) toldalék



26. ábra GND változás hatására az antenna S11 paramétere

A 26. ábrán a GND toldalék hatására változó antenna rezonancia frekvencia menetei láthatóak. Jól látható, hogy most a 800MHz és 1800MHz-en rezonáns viselkedést mutató antenna elemek reflexió menete rajta van az ábrán, ez azért van mert figyelembe kell venni az eddigi eredményt. Ebből következik, hogy kompromisszumos megoldás választása szükséges. A továbbiakban már ezen az elven kell tovább haladni. A 27.

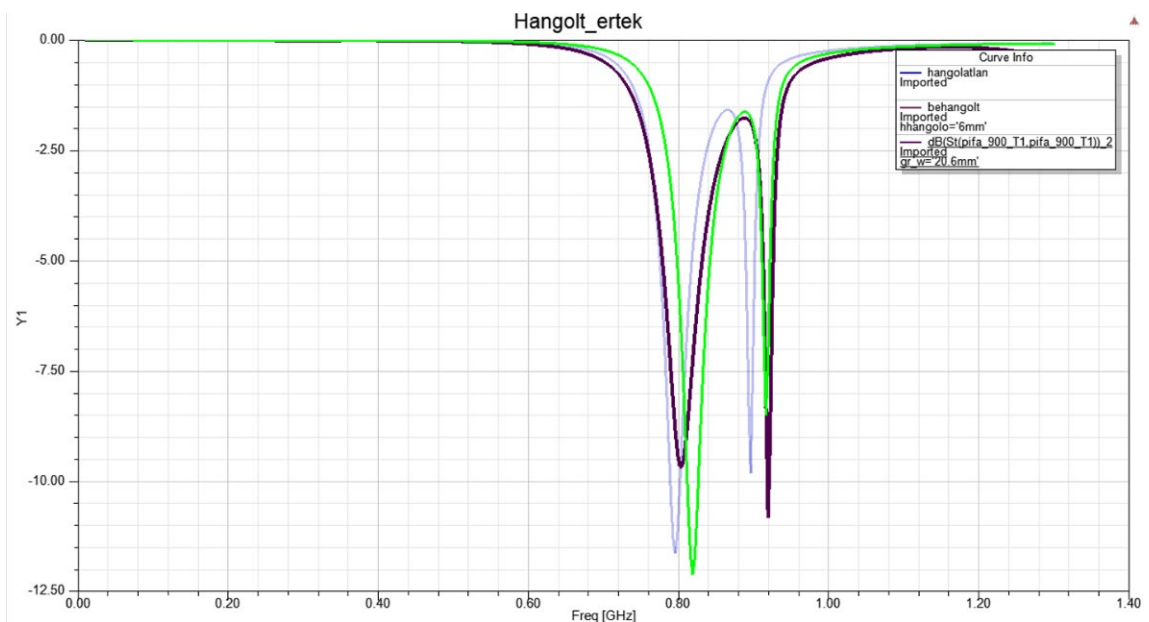
ábrán, a két antenna szempontjából az ideális hangolási méretekhez tartozó frekvencia menetek láthatóak.



27. ábra GND ideális nagyságához tartozó eredmény

Látható a 27. ábrán, hogy 1,8 GHz körül van egy magas ugrás a reflexiós karakterisztikában, ott valószínűleg valami kis hiba történt a számítások közben, és azért torzította el az S_{11} frekvencia menetet.

6.4.1 Összehasonlítás a behangolt résszel

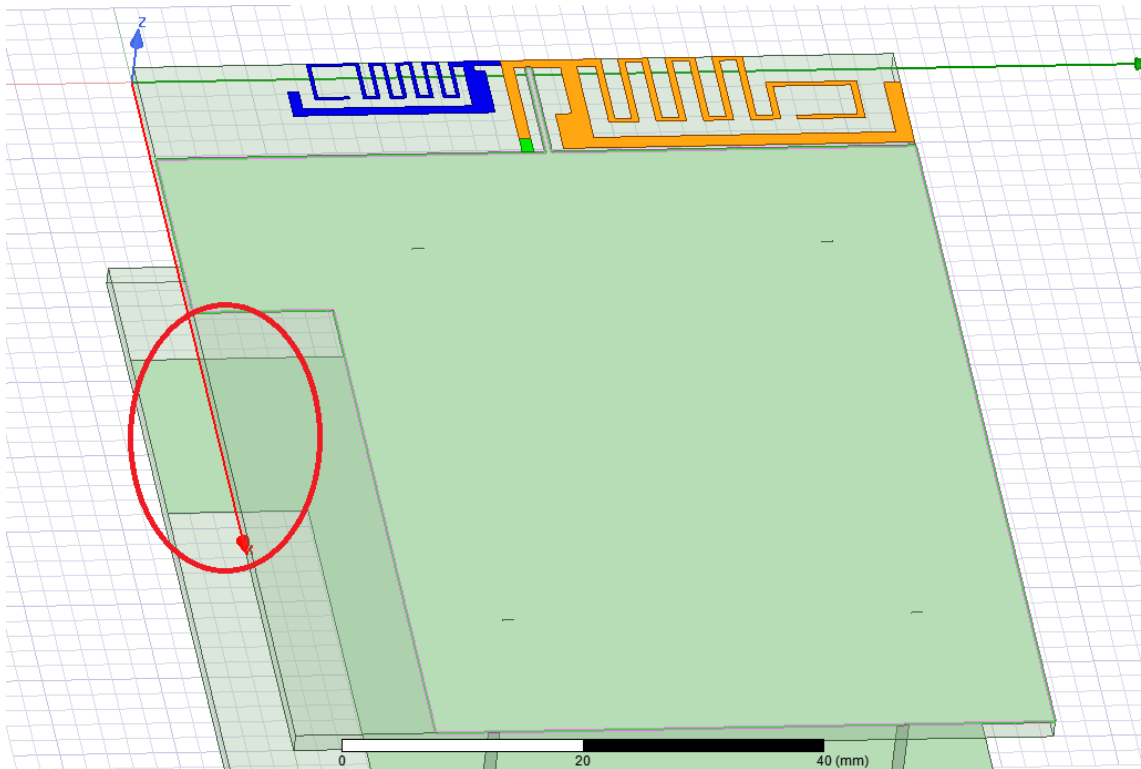


28. ábra S_{11} paraméterek összehasonlítása

A 28. ábrán a 800MHz-es frekvencián egy összehasonlítás látható, zöld színnel az előzőekben 796MHz-842MHz sávra elkészített antenna, önállóan. Fekete színnel jelölt frekvenciamenet pedig a 800MHz és 1800MHz-re készített antennák együttese és az előbb kiválasztott GND toldalék. Látható, hogy a hozzáadott ground terület miatt nagy mértékben javult a sáv szélesség.

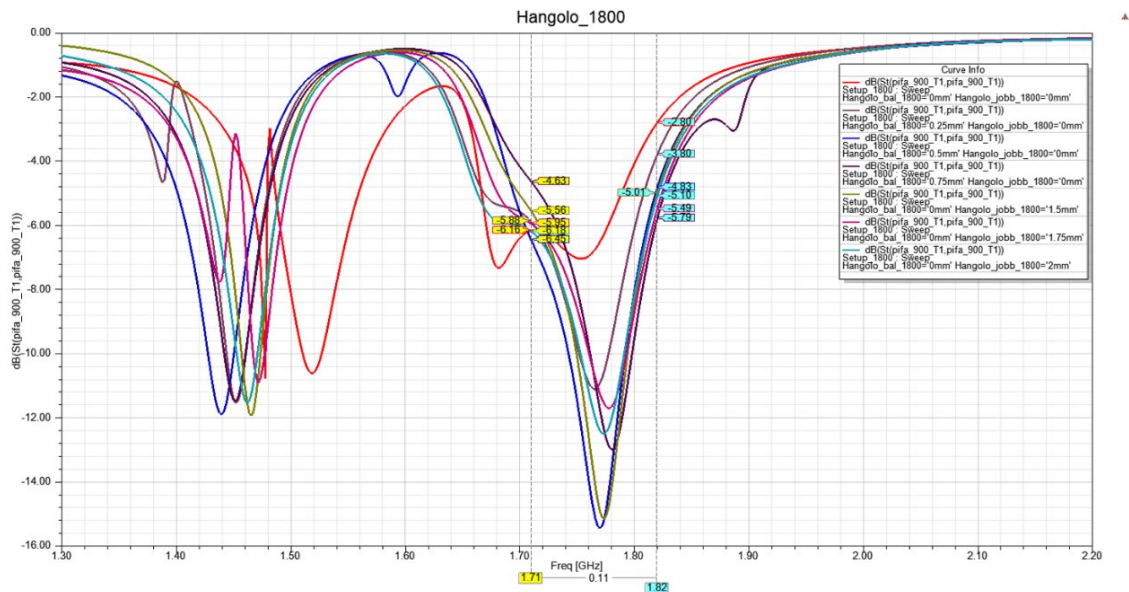
6.4.2 1800MHz-es sáv pontos lefedése

Ebben a részben az 1710MHz-1820MHz-es frekvenciatartományra fogom hangolni a 29. ábrán kék színnel jelölt antenna elemet. Először a felső rétegen hozzáadott GND toldalékot, az alsó rétegen is hozzá kellett adni. A fizikai megvalósítás a 29. ábrán látható, pirossal jelölt a GND toldalék.

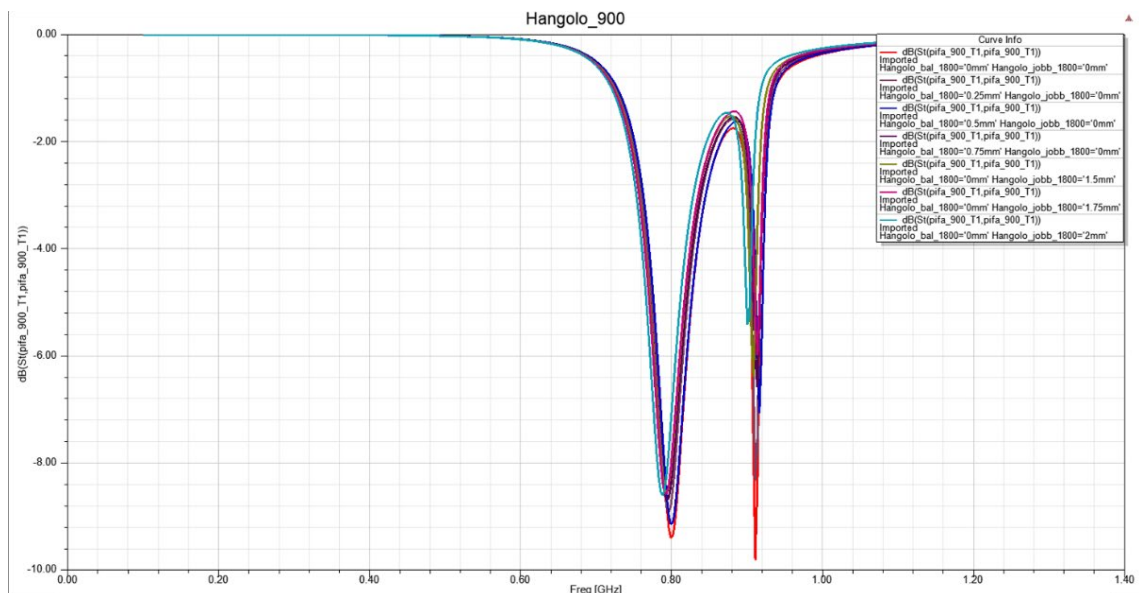


29. ábra Szimmetrikus kialakítás

Az antenna elem hosszát oly mértékben kell változtatni, hogy a kívánt frekvencián rezonáns viselkedést mutasson, ehhez az antenna elemek hangolása szükséges. A 30. ábrán látható a hangolás eredménye.

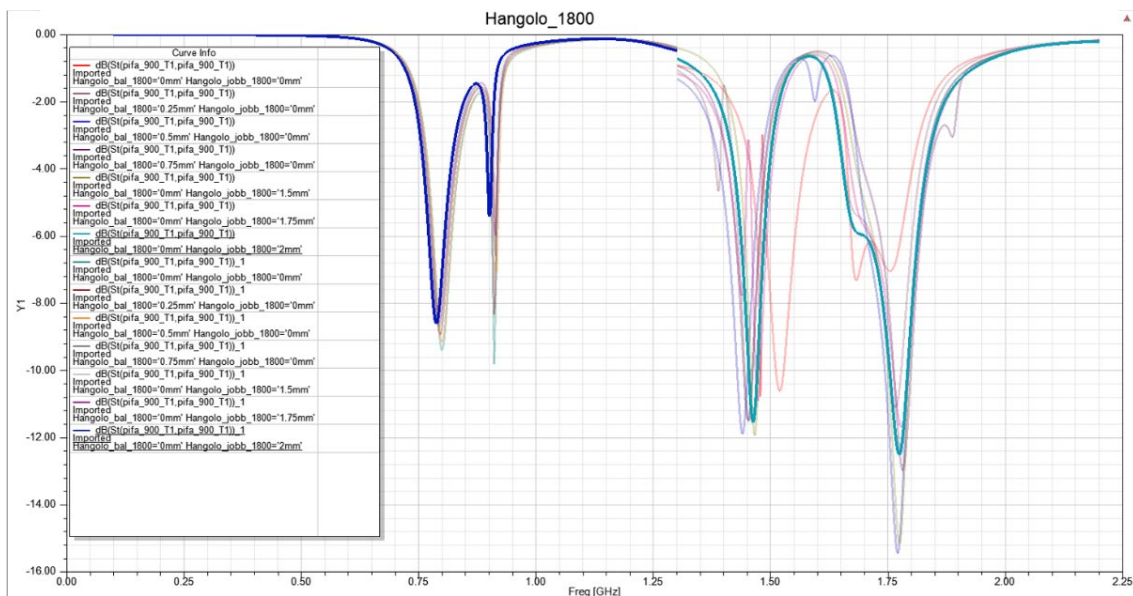


30. ábra 1800MHz-es sávon rezonáló antenna hangolása



31. ábra 800MHz-es tartomány

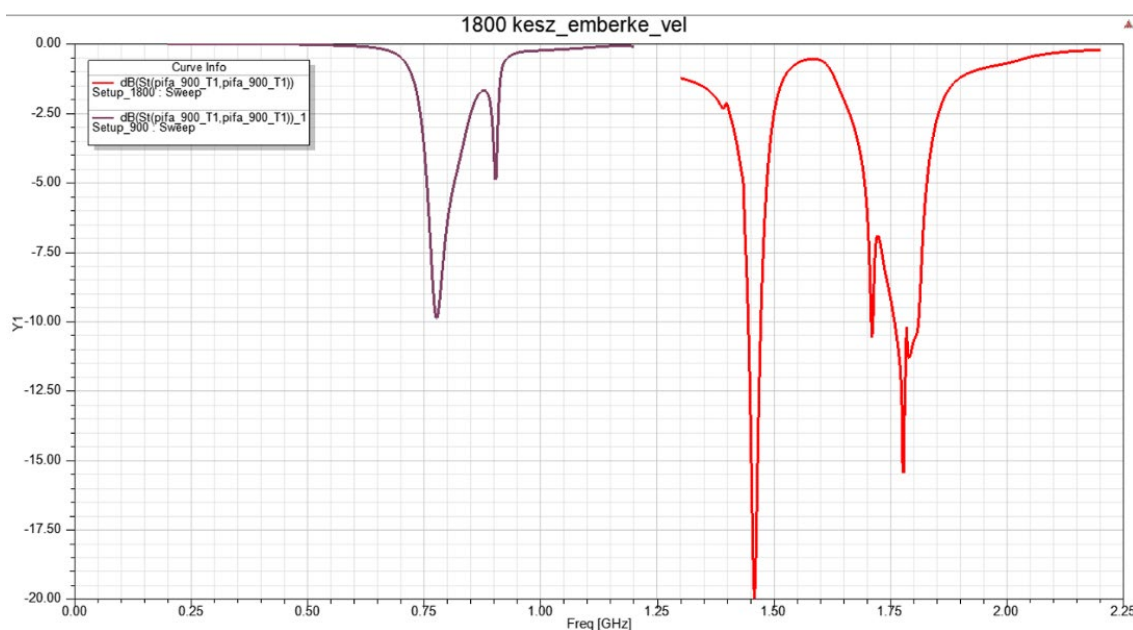
Az 30. ábrán és a 31. ábrán látható a hangolás eredménye, jól látszik a 31. ábrán, hogy ez a hangolás nem befolyásolja nagy mértékben a 800MHz-es tartományt. Ebből következik, hogy olyan értéket lehet választani, ami a 900MHz-es frekvenciatartománynak kedvezőbb.



32. ábra 800MHz és 1800MHz-es antennák S11 paraméter értékei

A 32. ábrán a megfelelő frekvenciamenetek láthatóak.

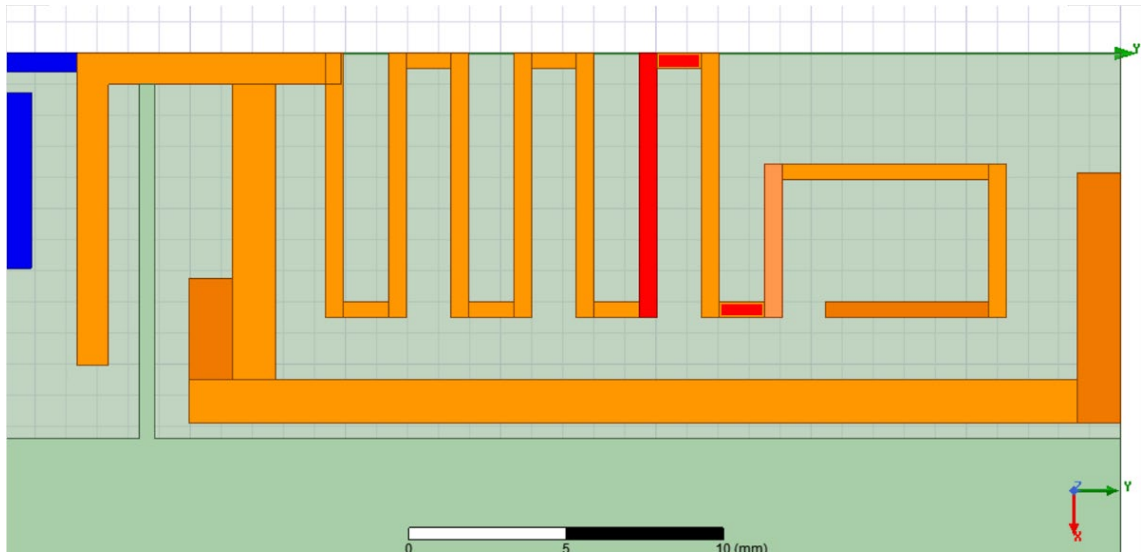
Az emberi test modellel kell még egy szimulációt készíteni, amennyiben az antenna a megfelelő frekvenciákon rezonáns viselkedést mutat, az 1800MHz-es sávban elkészült az antenna.



33. ábra Emberi modell hatására a 800MHz és 1800MHz-en működő antenna S11 paramétere

A 33. ábrán az emberi szövet modelle is szerepelt a szimulációban, látható, hogy a 800MHz-es sávban az antenna szélesebb frekvencia tartományon mutat rezonáns viselkedést, de túl alacsony frekvencia tartományon, ezt korrigálni kellett. Az 1800MHz-es tartományon az antenna a kívánt frekvencia tartományon rezonál.

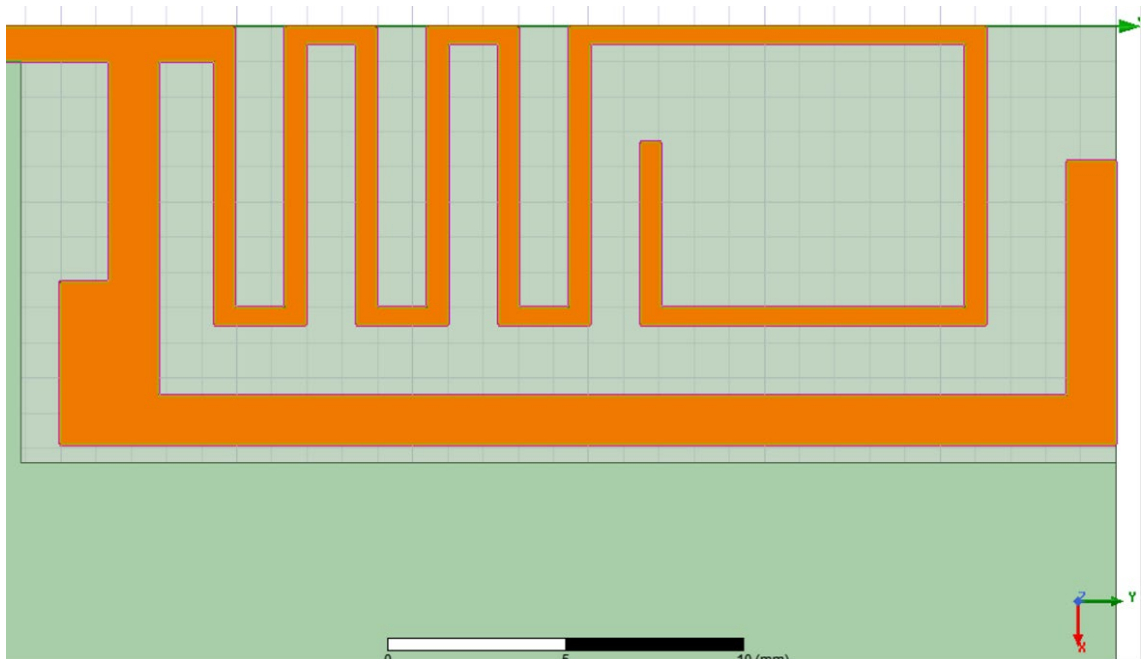
Az imént említett 800MHz-es frekvencia tartomány hangolása következik. Az antenna hangoló eleme nem engedte meg a kívánt antenna méretet, ezért ismét át kellett alakítani az antennát.



34. ábra Antenna átalakítás előtt

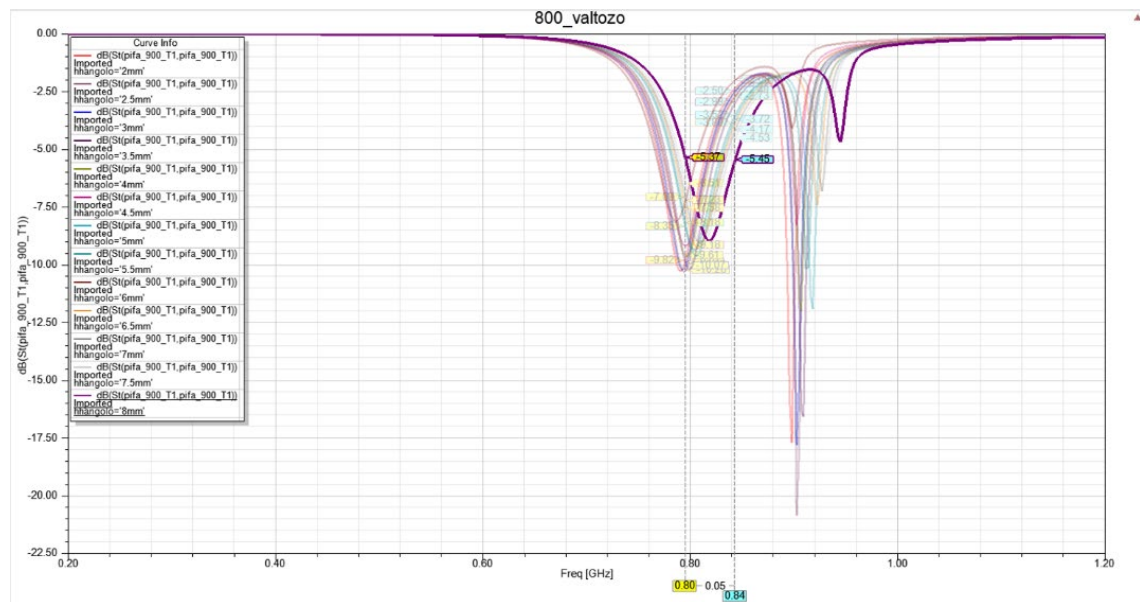
A 34. ábrán piros színnel jelölt elemek, amelyeket el kell távolítani az antennából. Az átalakítás során figyelembe kell venni, a 23. ábrán pirossal jelölt hézagokat, hogy az antenna a megfelelő frekvencián rezonáljon.

Az eddig a pontig elvégzett tervezési procedúra során kialakított antenna struktúra a 35. ábrán láthatjuk.



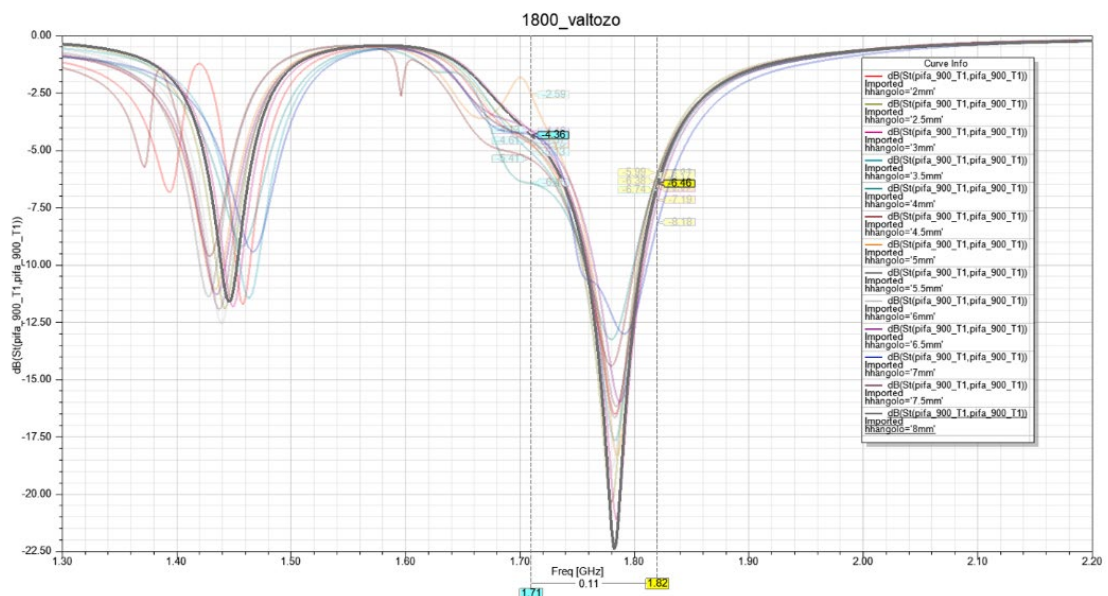
35. ábra Antenna átalakítás után

Az elvégzett átalakítás után további finom hangolás szükséges az antenna megfelelő rezonancia frekvencia tartományának kialakításához.



36. ábra Hangolt antenna S_{11} paramétere

A 36. ábrán látható a 800MHz-es tartományon rezonáns viselkedést mutató antenna S_{11} paramétere. Látható a hangolás hatására, az antenna a megfelelő frekvencia tartományon rezonál.



37. ábra 1800MHz-en rezonáló antenna S_{11} paramétere

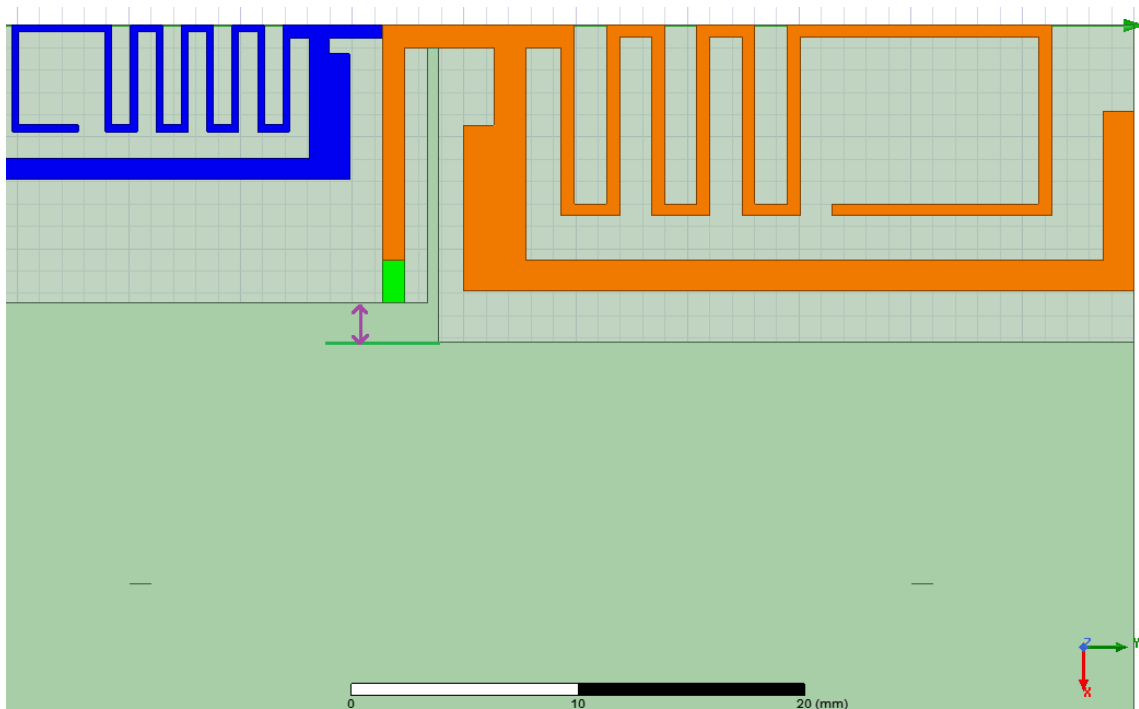
A 37. ábrán a 800MHz-es tartományon rezonáló antenna befolyásoló hatását láthatjuk az 1800MHz-es tartományban. Látható, hogy a reflexiós karakterisztika a

kritériumoknak megfelelő frekvencia tartományon helyezkedik el, így elkészült az 1800MHz-es tartományt lefedő antenna.

6.4.3 900MHz-es frekvencia sáv javítása

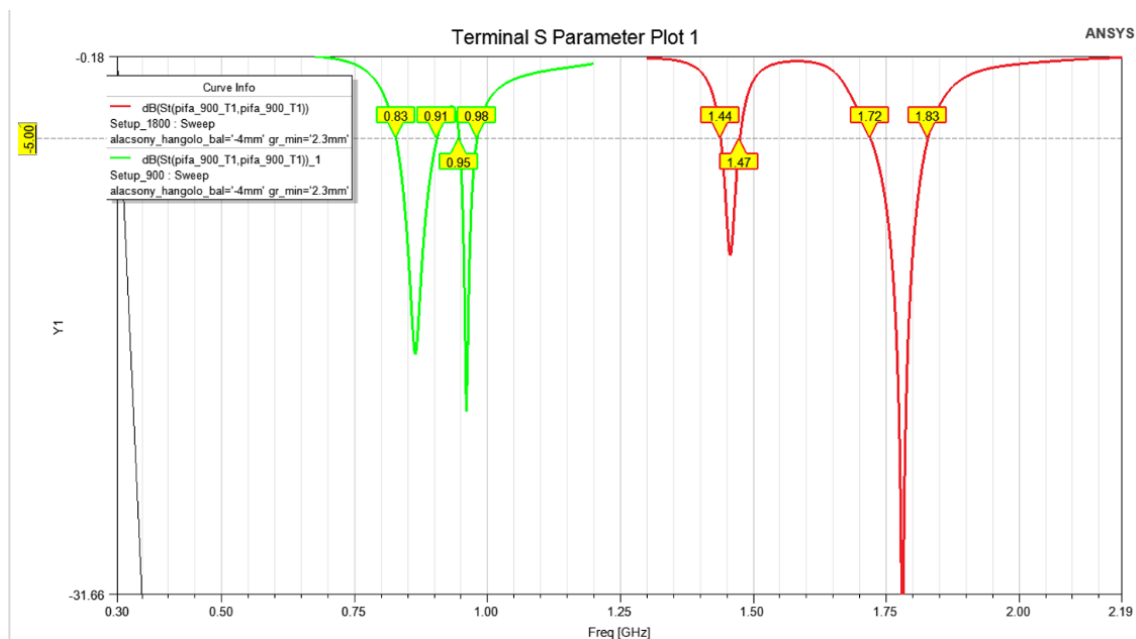
Végül a 900MHz-es tartományon lévő sáv szélesség javítása következik, ez maradt utoljára. Már az eddigiekben is láthattuk a 900MHz-es frekvencia sáv túl keskeny volt és a rossz frekvencia tartományon rezonált az antenna.

A megoldása ennek a problémának az antenna és a GND közötti rés növelésében volt.



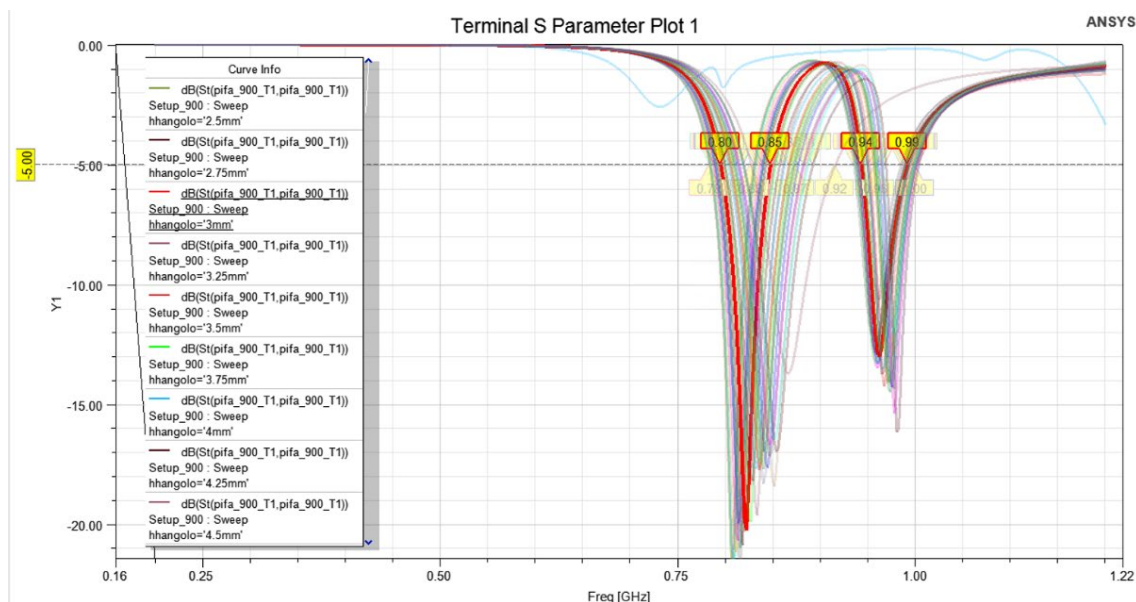
38. ábra GND és antenna közötti rés növelés

(38. ábra) Nyíllal jelölt távolságot kell tartani az antennától, ezzel biztosítva, hogy az antenna ezen eleme is a kívánt frekvencia tartományon megfelelően rezonáljon.



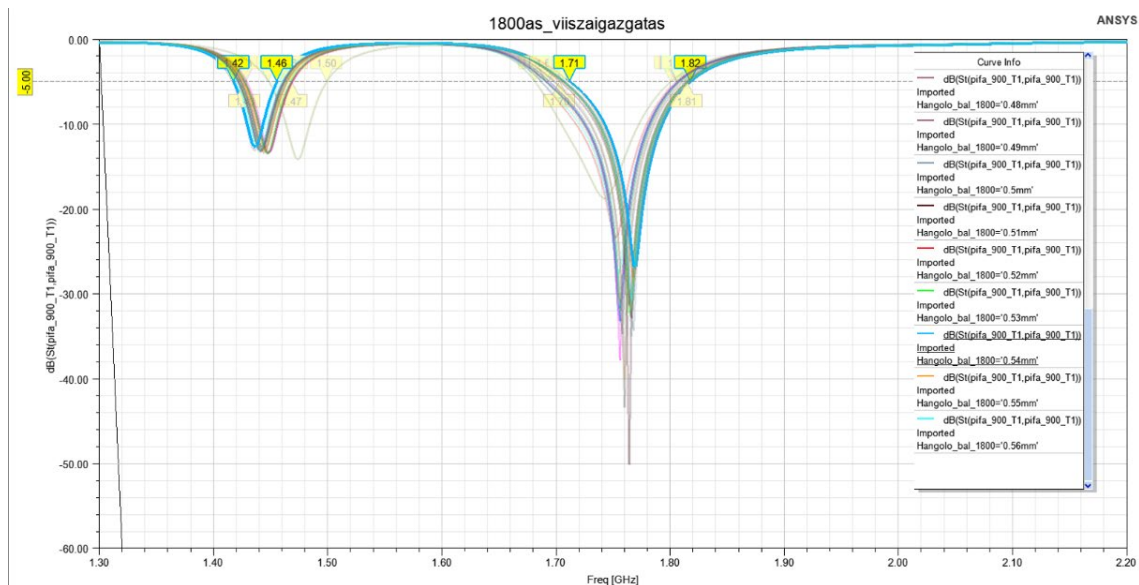
39. ábra Antenna reflexiók karakterisztikája

A 39. ábrán GND és antenna elem közötti rés növelésének hatására kialakuló antenna S_{11} paramétere látható. A 800MHz-es és 1800MHz-es tartományon túl magas frekvencia tartományon rezonál az antenna, előbb ezek hangolása következik, majd a 900MHz-es frekvencia tartományon rezonáns viselkedést mutató antenna elem rezonancia frekvencia tartományának javítása.



40. ábra 800MHz-es tartomány frekvencia mente

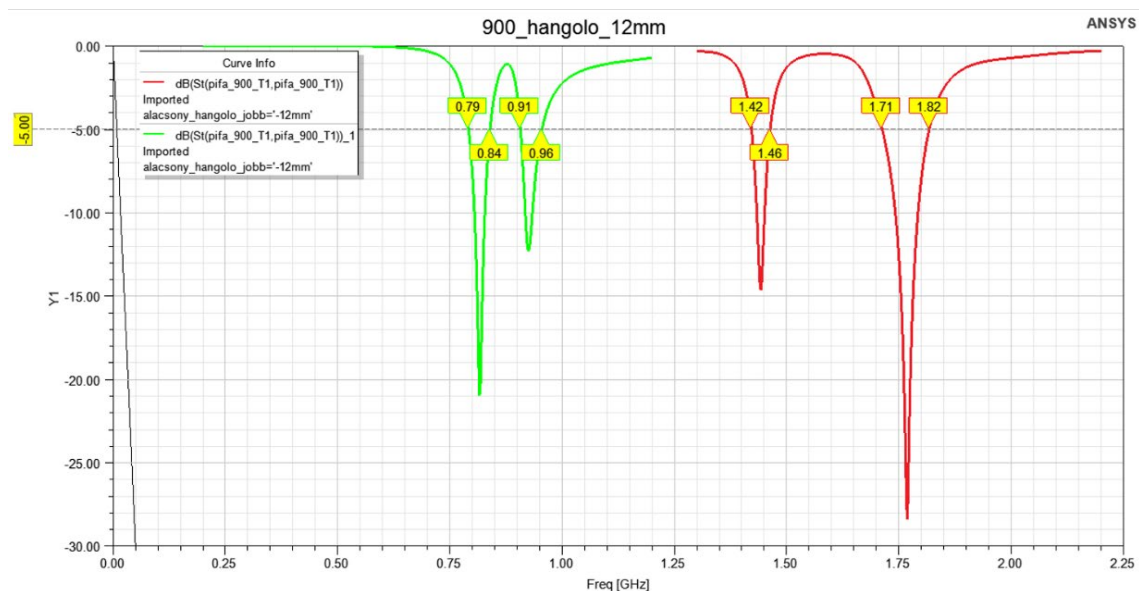
A 40. ábrán látszik, hogy a hangolás nem csak a 800MHz-es tartományra van hatással, hanem a 900MHz-es tartományon rezonáló antenna is kedvezőbb viselkedést mutat. A következő 41. ábrán az 1800MHz-en lévő antenna hangolt sáv szélességét láthatjuk.



41. ábra 1800MHz-es tartományon rezonáló antenna S_{11} paramétere

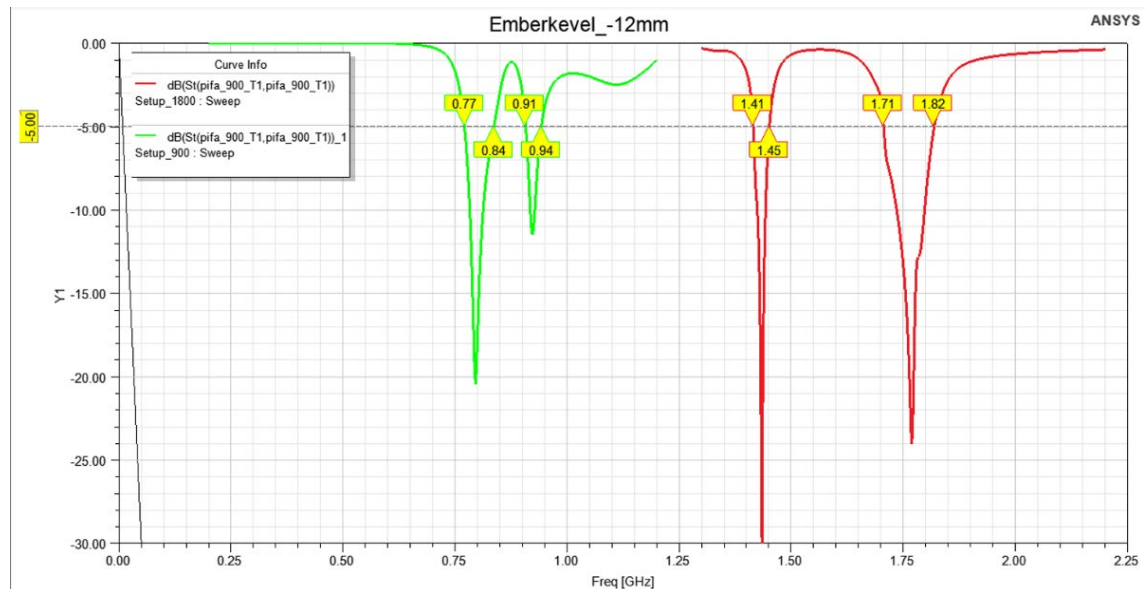
A 41. ábrán látható a hangolás eredménye, látható, hogy a megfelelő frekvencia tartományon rezonál az antenna. Ezen a ponton mindegyik antenna elem a megfelelő frekvencia tartományon rezonál, következhet a 900MHz-es frekvencia sávot lefedő antenna hangolása.

A 42. ábrán már a behangolt antenna elem reflexiók karakterisztikája látható. A hangolás során a 900MHz-en működő antenna hangolása nem volt hatással a többi antenna elem rezonancia frekvenciaértékére.



42. ábra Behangolt antenna S_{11} paramétere

A 800MHz és 1800MHz-es tartományon rezonáló antenna elemek pontosan lefedik a kívánt frekvencia tartományt. A 900MHz-en elhelyezkedő sáv szélessége 10MHz-cel keskenyebb, mint a kívánt tartomány szélessége.



43. ábra Emberi szövet modell hatására alakuló S_{11} paraméter

A 43. ábrán behangolt 900MHz-es frekvencia tartományban rezonáló antenna és az emberi szövet modell hatására kialakuló reflexiók karakterisztika látható. Látható, a 800MHz-es tartomány sáv szélessége kiszélesedett, de körülbelül ugyanennyivel a 900MHz-es tartomány sáv szélessége lecsökkent. Az 1800MHz-es tartományon rezonáló antenna rezonancia frekvencia tartománya változatlan maradt. Az antenna hangolása ezzel el is készült.

Az antenna modell képes mind a három (796MHz-842MHz, 892MHz-948MHz, 1710MHz-1820MHz) frekvenciatartományban rezonáns viselkedést mutatni a megfelelő mértékben, így készen áll a gyártásra.

7 ANTENNANYERESÉG

Az antennanyereség több frekvencián volt vizsgálva, az eredményeket az alábbi táblázat foglalja össze:

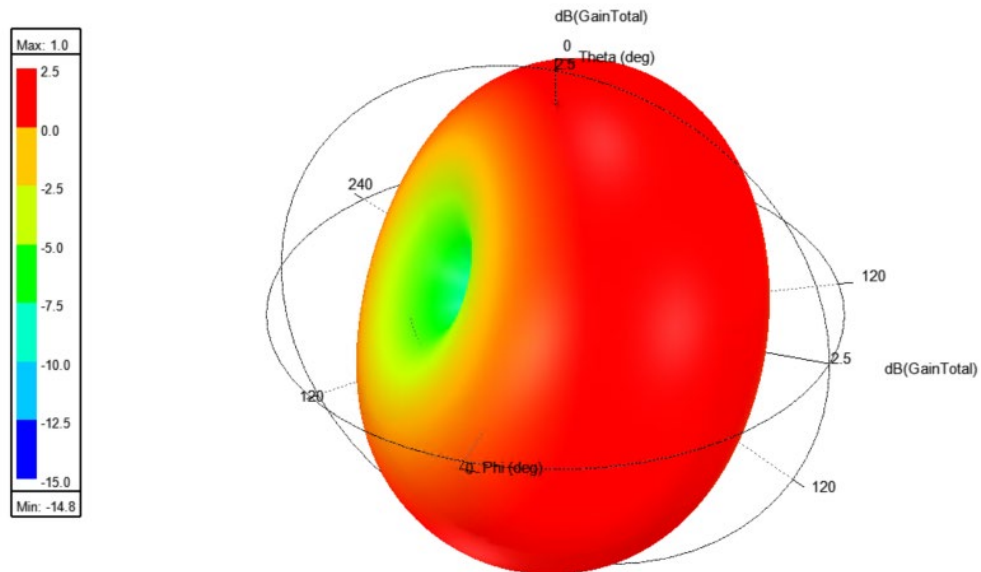
Frekvencia	Antennanyereség
800 MHz	1.2543
840 MHz	0.9057
900 MHz	0.4088
940 MHz	1.1519
1720 MHz	2.3618
1800 MHz	2.3441

1. Táblázat Antennanyereség frekvencia szerinti eloszlása

Az értékek elegendően magasnak számítanak. Egy átlagos mobiltelefonban az antennanyereség -2 és -3 érték körül van, ha ezt vesszük referencia értéknek, akkor nagyon jónak számít az elkészült antenna.

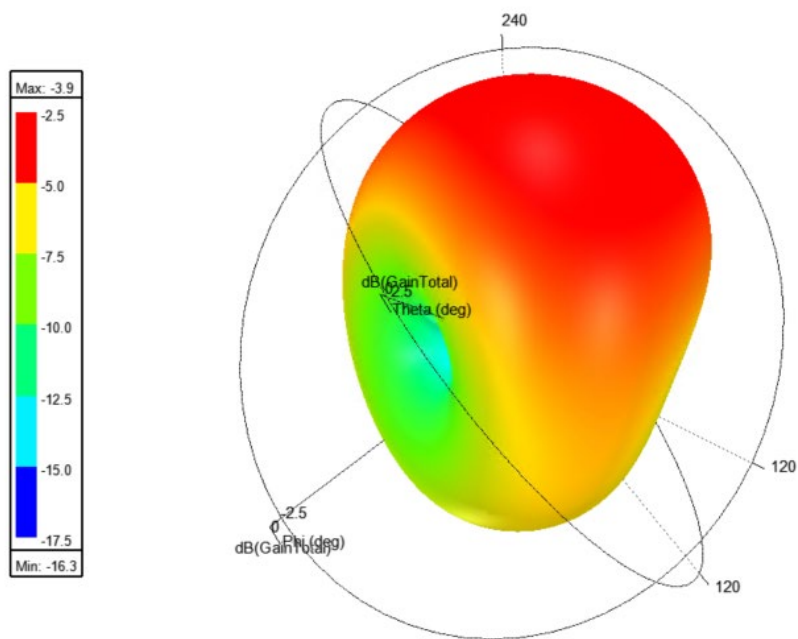
7.1 Iránykarakterisztika

A nyomtatott áramkörü kis antennák, különösen a PIFA antennánál nem lehet az iránykarakterisztikát jelentősen befolyásolni. Az ilyen kis méretű antennák omnidirekcionális karakterisztikával rendelkeznek. Az omnidirekcionális karakterisztika jól kivehető a 44. ábrán 800MHz-es tartományon rezonáló antenna karakterisztikán.

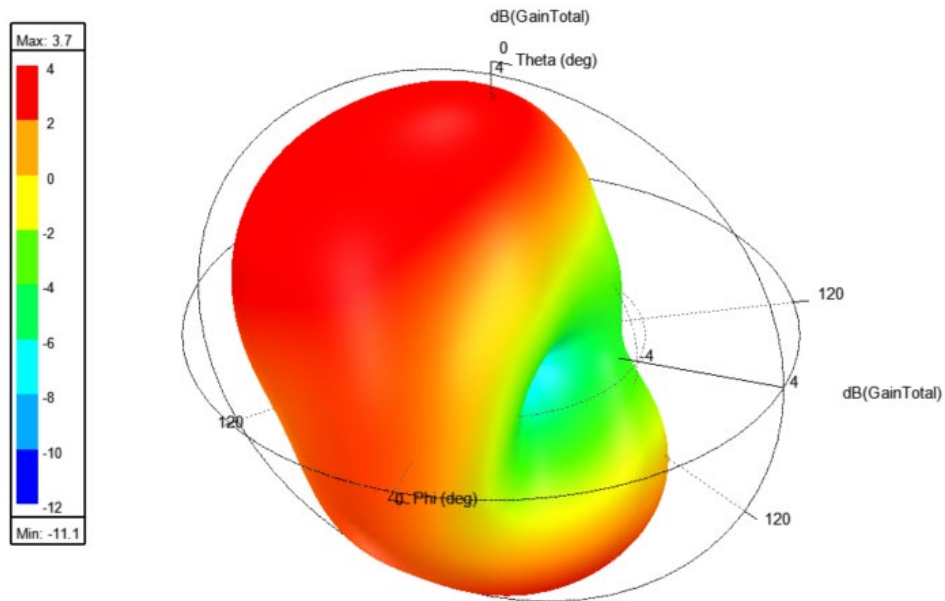


44. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 800MHz-en

Természetesen az iránykarakterisztika a frekvencia változásával eltérő lehet, amint a 45. ábrán és 46. ábrán is látható.



45. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 900MHz-en



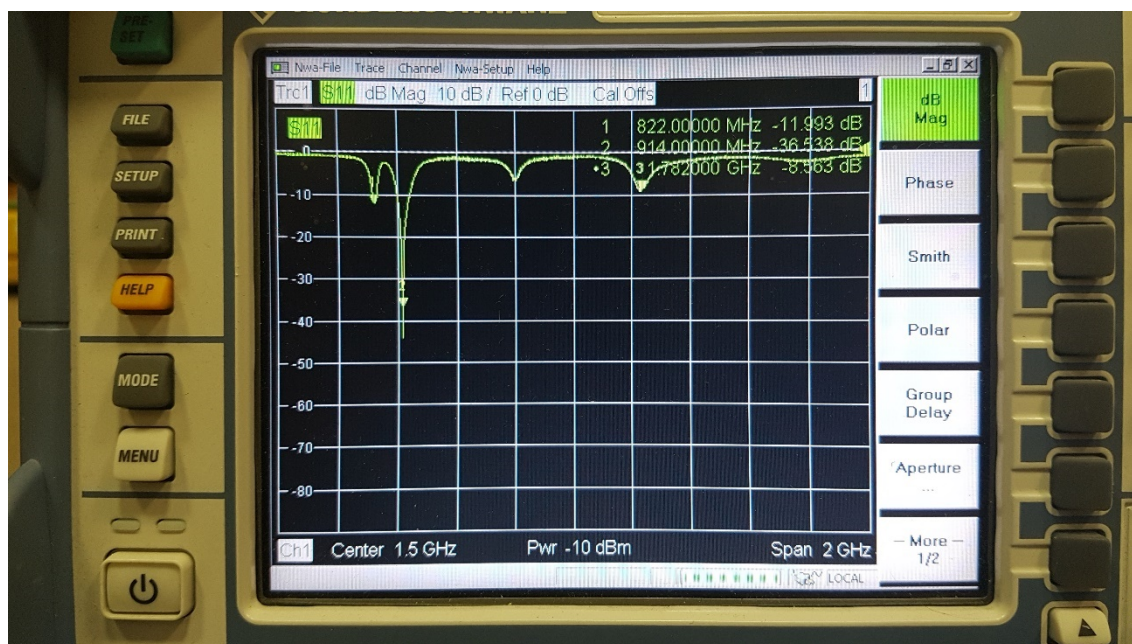
46. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 1800MHz-en

8 ANTENNA S₁₁ PARAMÉTERÉNEK VIZSGÁLATA

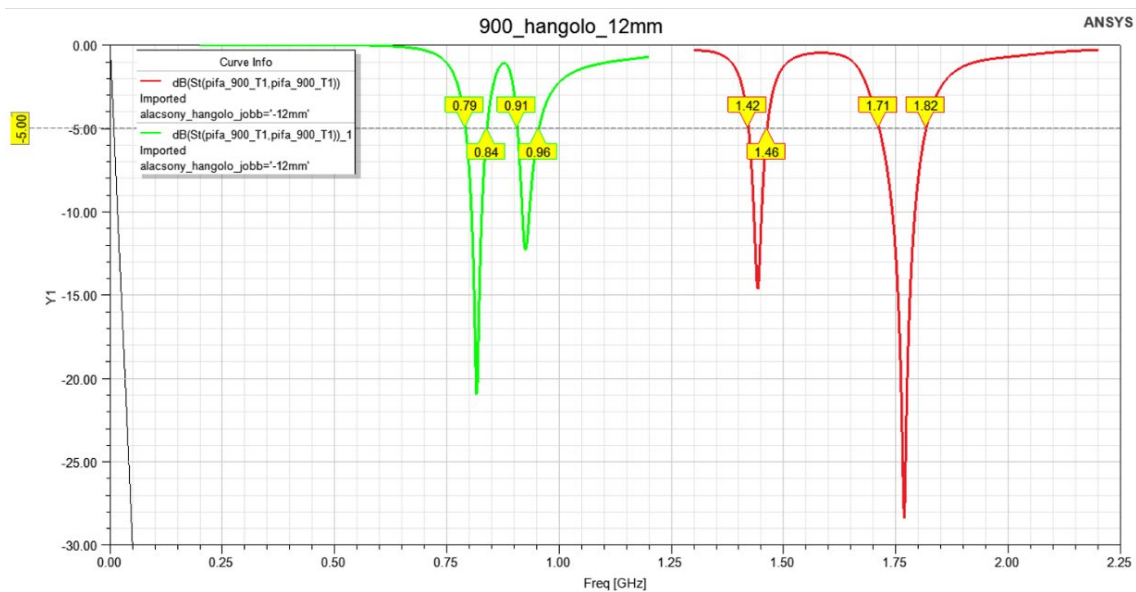
Az S₁₁ paraméter szerinti mérést a valóságos, legyártott antennán egy reflexió mentes, Fully Anechoic Chamber (FAC) mérőkamrában valósítottam meg. A mérést Rohde&Schwarz hálózatanalizátor segítségével végeztem. A kalibráció után a 47. ábrán látható eredményt mértem. Három marker van a képen, mindegyik marker az adott frekvencia tartomány legmélyebb pontján helyezkedik el. Az értékek az alábbi táblázatban vannak összefoglalva.

Frekvencia tartomány [MHz]	Marker	Marker által jelölt frekvencia [MHz]	S ₁₁ érték [dB]
796 - 842	1	822	-11.993
892 – 948	2	914	-36.538
1710 – 1820	3	1782	-8.563

2. táblázat Mérés kiértékelése



47. ábra Legyártott antenna S₁₁ paraméter mérési eredménye

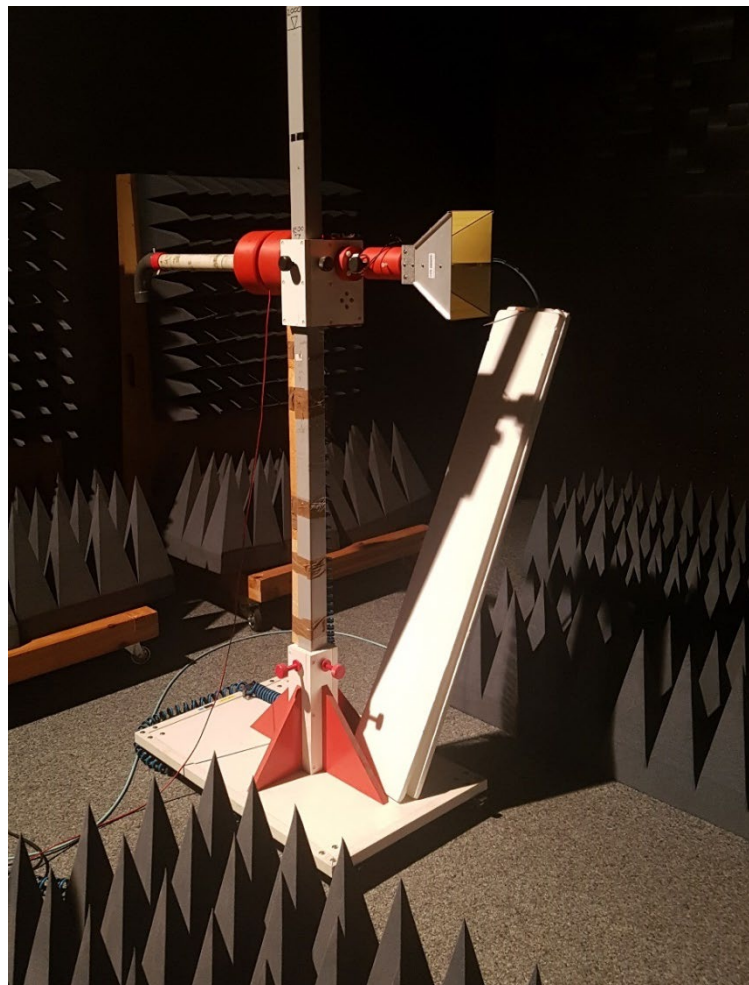


42. ábra Behangolt antenna S_{11} paramétere

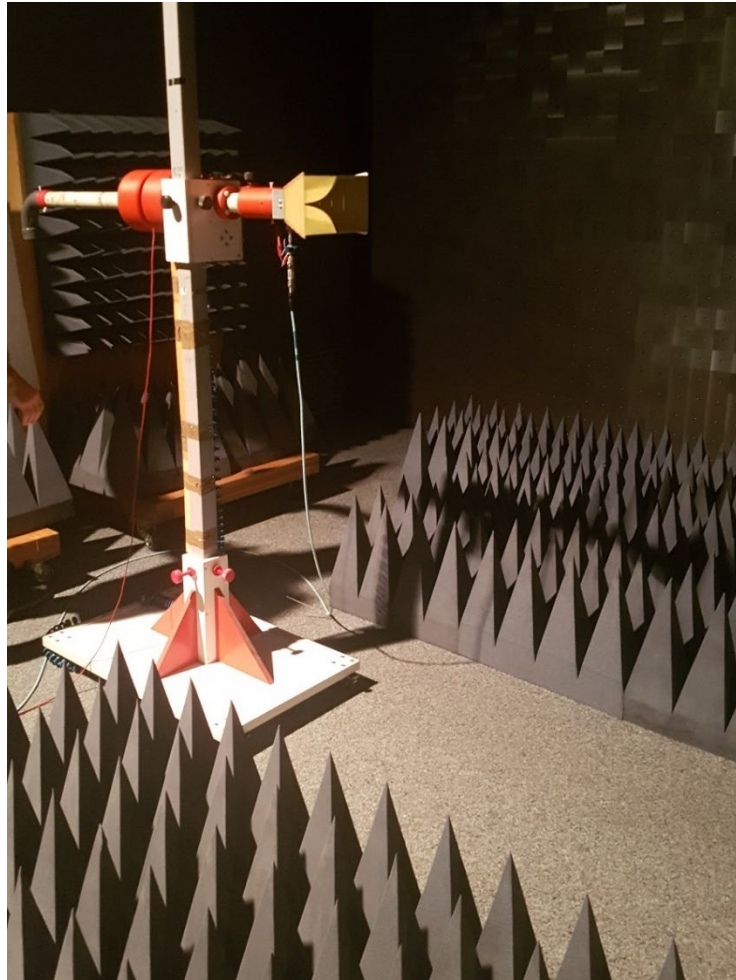
Láthatóak a 42. ábrán és 47. ábrán a szimulált és mért eredmény közötti különbségek, melyeknek az oka a modellezési paraméterek bizonytalansága.

9 IRÁNYKARAKTERISZTIKA MÉRÉS

Az iránykarakterisztika mérése is a reflexiómentes (FAC) kamrában történt. A mérés során a legyártott antenna egy forgatható padló segítségével forogott teljesen körbe, a saját tengelye körül. Közben a vevőantenna folyamatosan vette az antenna által kisugárzott jel teljesítményét, egy spektrumanalizátor (SPA) pedig feldolgozta. A vevőantenna polarizációjának meg kell egyeznie az adóantennának a polarizációjával. A mérés horizontális (48. ábra) és vertikális (49. ábra) vevőantenna polarizációval történt, így kaphatunk valós képet az antennánk sugárzási karakterisztikájáról.



48. ábra Horizontális polarizációs méréshez

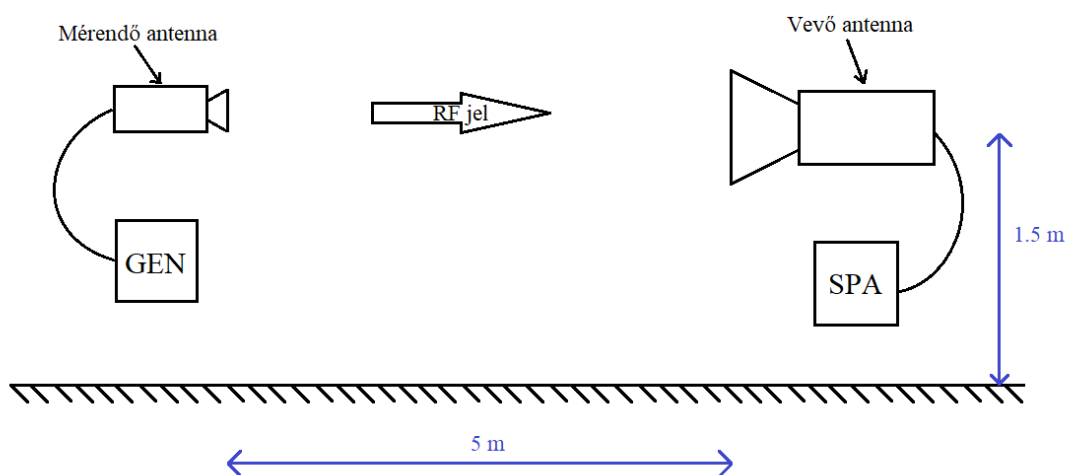


49. ábra Vertikális polarizációs méréshez

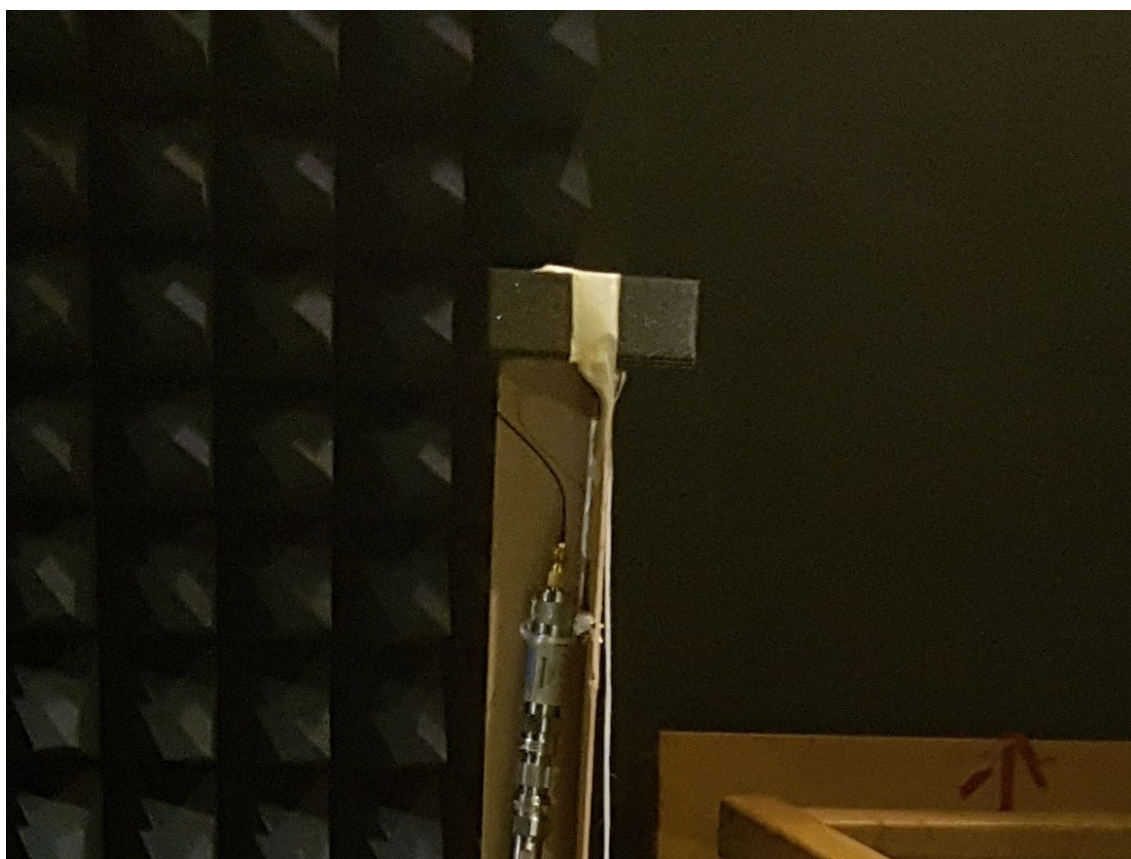
9.1 Mérési módszer

A mérés a reflexió mentes mérőkamrában történt. A mérő és a mérendő antennák 1500 mm magasan helyezkedtek el a földtől, és 5000 mm távolság volt a két antenna között (50. ábra). A forgatható padló segítségével 360 fokban 2 fokos lépés közökkel készült a mérés.

Több frekvencián, három metszetben készült mérés, X (51. ábra), Y (52. ábra) és Z (53. ábra) pozícióban.



50. ábra Mérési módszer kamrában



51. ábra Mérendő antenna „X” pozíciója



52. ábra Mérendő antenna „Y” pozíciója



53. ábra Mérendő antenna „Z” pozíciója

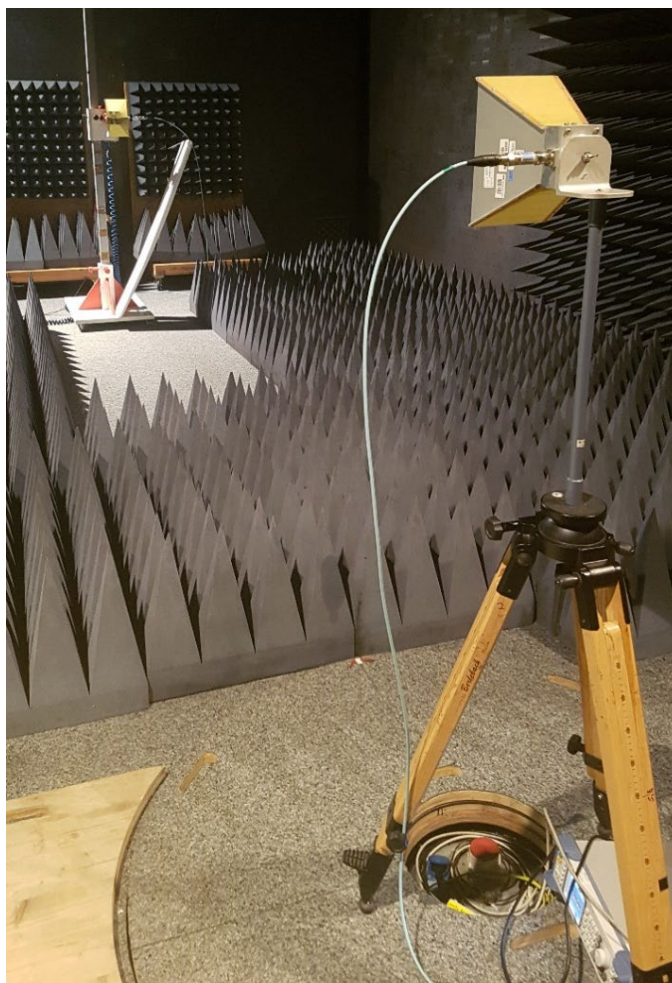
9.2 Referencia antenna

A vizsgált antenna nyereségét, úgy lehet meghatározni, hogy készíteni kell mérést egy ismert antennanyereségű antennával, ezt az antennát hívják referencia antennának. Amennyiben ismert a referencia antenna nyeresége, és a vizsgálati pontban mért teljesítmény nagysága, akkor ki lehet számolni a vizsgált antenna nyereségét.

A referencia antennával is el kell végezni a vertikális (54. ábra) és horizontális (55. ábra) polarizációjú mérést. Pontosan ugyanabban a mérési összeállításban, ahogy a (50. ábra) mérendő antennánkat vizsgáltuk.



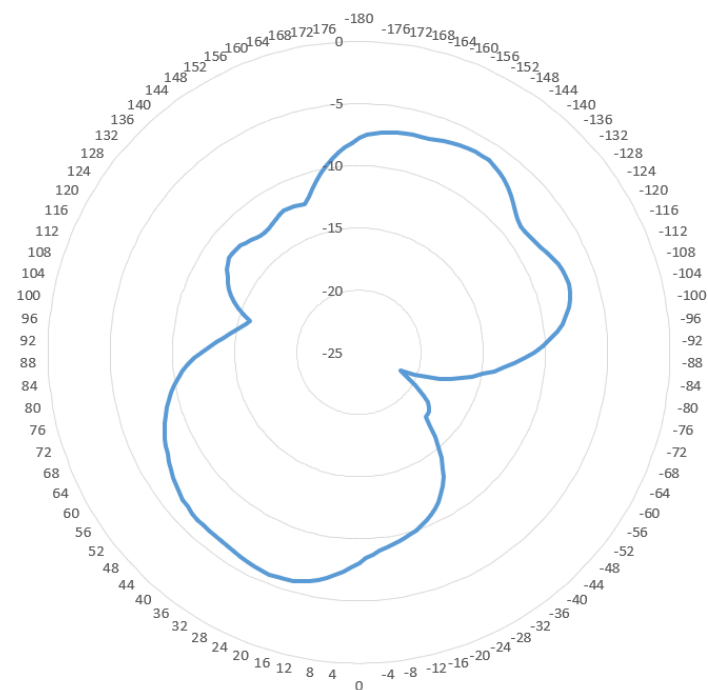
54. ábra Vertikális polarizációjú referencia mérés



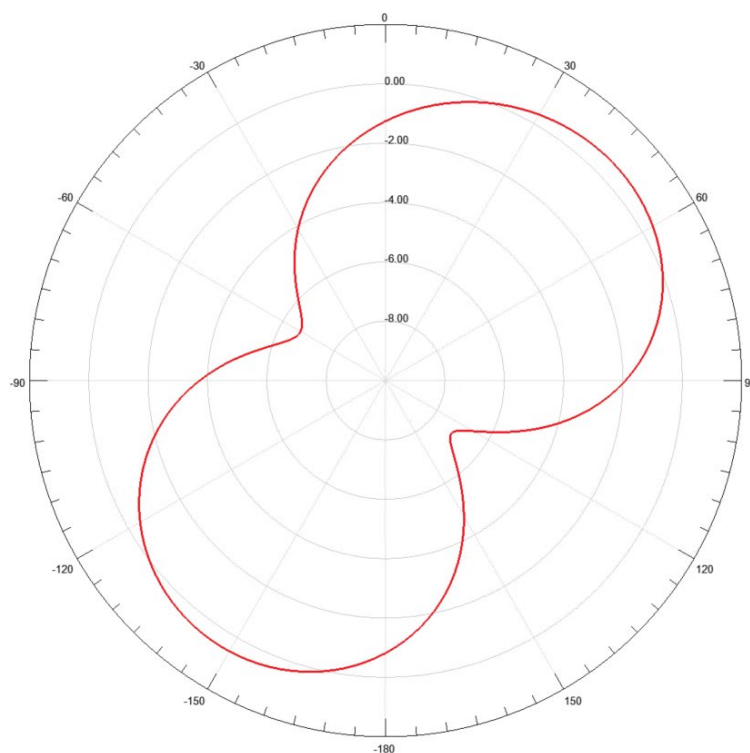
55. ábra Horizontális polarizációjú referencia mérés

9.3 Tesztelt antenna eredményének kiértékelése és összevetése szimulációs eredménnyel

A reflexió mentes kamrában mért eredményeket Excel segítségével értékeltem ki. A kiértékelt eredmények és a szimulációs program által előállított eredmények lentebb láthatók. Az 56. ábrán és 57. ábrán 800MHz-en, X pozíciójú mérést mutatja. Látható a két ábra közel azonosnak néz ki, de a szimulációs program által előállított iránykarakterisztikán más a nyereség skálázás intervalluma, mint a valós, mért értékek által mutatott iránykarakterisztikán.



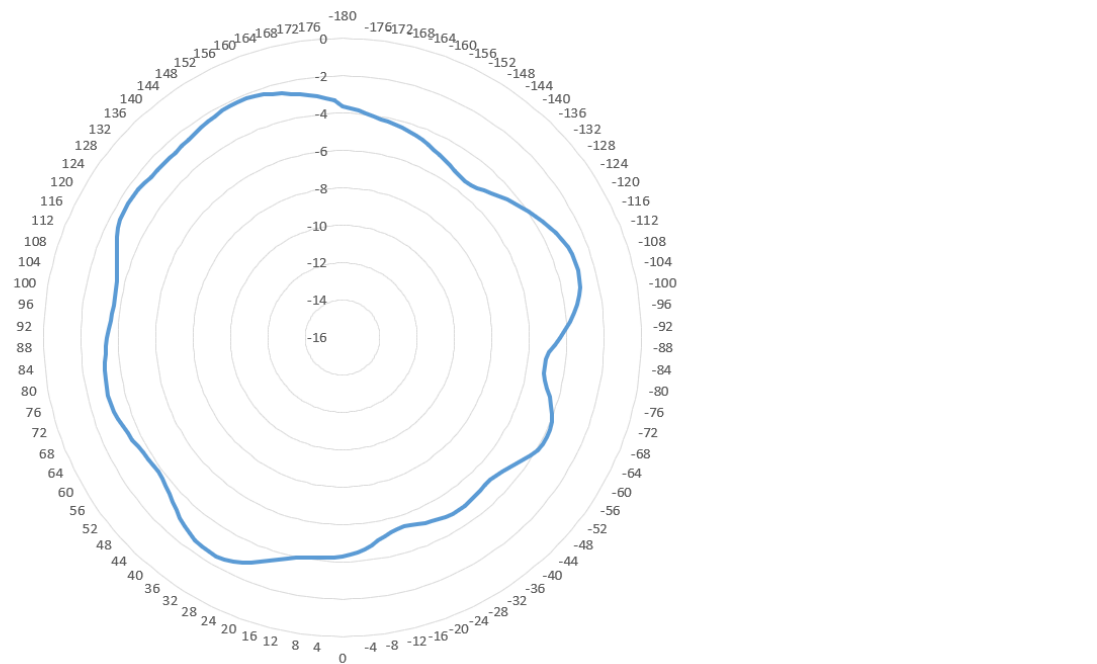
56. ábra Valós mérési eredmény „X” pozícióban



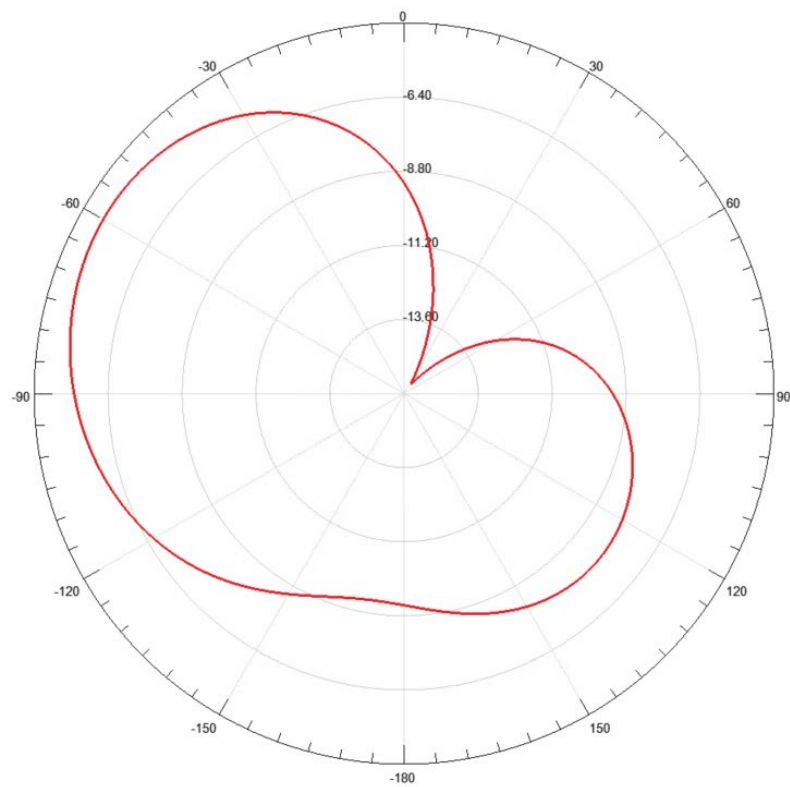
57. ábra Szimulációs eredmény „X” pozícióban

Az 58. ábrán és 59. ábrán az 1800MHz-en mért „Z” pozíciójú mérési és szimulációs eredmények láthatóak. Látható a két eredmény között a különbség, az eltérés oka lehet az anyagparaméterek bizonytalansága, a mérési környezet és a szimulációs környezet beállítása közötti különbség. A gyártott anyagok inhomogén anyageloszlásából

következő változó permittivitás tényezők miatt, különbözik a valós, mért iránykarakterisztika a szimulációs eredménytől.



58. ábra Valós mérési eredmény „Z” pozícióban



59. ábra Szimulációs eredmény „Z” pozícióban

Mindazonáltal a legyártott antenna kifogástalanul működött, annak segítségével az eszköz kiválóan tud kommunikálni a mobil frekvenciákon.

10 KONKLÚZIÓK

Dolgozatom a nyomtatott áramköri antenna tervezés témakörében íródott, melyben széleskörű bemutatást kívántam nyújtani az elektromágneses hullám terjedésébe, a PIFA antennák tervezési lépéseibe, illetve az antenna iránykarakterisztikájának a mérésébe.

Dolgozatomban részletekbe menően ismertettem az Maxwell néven ismert szimmetrikus koherens egyenlet halmazát, amely leírja az elektromágneses világot. Ezek után az antennára jellemző főbb paramétereket ismertettem. Később részletesen bemutattam PIFA antenna felépítését és működését.

Elméleti alapok bemutatása után bemutattam az önálló munkámat. Először az IoT-s eszköz peremfeltételeit mutattam be, majd az antenna fizikai méret korlátját és helyét az modulon. Majd részletesen tárgyaltam a több sávú PIFA antenna tervezésének, majd hangolási lépéseit. Ezután az a szimulációs programban elkészült antenna nyereségét és háromdimenziós iránykarakterisztikáját illusztráltam. Azt követően a valóságban legyártott antenna iránykarakterisztika mérését és kiértékelését ismertettem. Ezt követően pedig a szimulációs program által előállított iránykarakterisztikát és a valós, reflexió mentes kamrában mért iránykarakterisztikának az összehasonlítását szemléltettem, amely jól szemléltette, hogy gyártás során mekkora mértékben romlik az antenna nyeresége. Mindazonáltal a gyakorlati tesztek eredményei az elvárt, jó működést támasztották alá.

11 IRODALOMJEGYZÉK

- [1] J. A. Stratton, Electromagnetic Theory, Hoboken, New Jersey.: John Wiley & Sons, Inc, 2007.
- [2] OpenStax College, „Lumen Physics,” [Online]. Available: <https://courses.lumenlearning.com/physics/chapter/24-2-production-of-electromagnetic-waves/>. [Hozzáférés dátuma: 18. 10. 2021.].
- [3] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, Amherst: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [4] D. Poljak és M. Cvetkovic, Human Interaction with Electromagnetic Fields, St. Louis, Missouri: Academic Press, 2019.
- [5] F. Mazda, Telecommunications Engineer's Reference Book, Oxford: Butterworth-Heinemann, 1993.
- [6] A. Bensky, Shor Range Wireless Communication, Third Edition, 2019.
- [7] J. Honfy, HULLÁMTERJEDÉS ÉS ANTENNÁK I., Győr, 2003.
- [8] „Antenna Theory,” [Online]. Available: <https://www.antenna-theory.com/antennas/patches/pifa.php>.
- [9] J. T. J. B. B. M. a. J. C. Youngtaek Hong, „Hindawi,” [Online]. Available: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2014/548160/>. [Hozzáférés dátuma: 10. 08. 2021.].
- [10] T. A. Milligan, Modern Antenna Design, Second Edition, Hoboken, New Jersey: A John Wiley & Sons, Inc, 2005.

12 ÁBRAJEGYZÉK

1. ábra Michael Faraday kísérlete	6
2. ábra Elektromos hullám komponens keletkezése [2]	9
3. ábra Mágneses hullám komponens kialakulása [2]	10
4. ábra Elektromágneses hullám [2]	11
5. ábra Példa poláris koordináta-rendszeres ábrázolásra	13
6. ábra Sík fordított-F antenna (PIFA) [8]	14
7. ábra A Planar Inverted-F Antenna (PIFA), rövide zart „oszloppal”	15
8. ábra Feladat méretei.....	16
9. ábra Referencia antenna [9]	17
10. ábra Első modell kialakítása	18
11. ábra A kiindulási antenna modell bemeneti reflexió menete	19
12. ábra Antenna szélesség parametrizált eredményei	20
13. ábra. Választott eredmény.....	20
14. ábra A követelményeknek megfelelő frekvencia menetek	21
15. ábra Fizikai kialakítás	22
16. ábra Az új kialakítás eredménye	22
17. ábra Fizikai változás szemléltetése	23
18. ábra Szélesített antenna eredménye	24
19. ábra Szimulációs eredmény burkolattal.....	24
20. ábra Szimulációs eredmény emberi szövet modellel.....	25
21. ábra Visszaalakított antenna	26
22. ábra. A visszaalakított antennához tartozó S11 paraméter	26
23. ábra Antenna hézag szemléltetés	27
24. ábra Kész antenna S11 paramétere	28
25. ábra. Ground (GND) toldalék	29
26. ábra GND változás hatására az antenna S11 paramétere.....	29
27. ábra GND ideális nagyságához tartozó eredmény	30
28. ábra S ₁₁ paraméterek összehasonlítása	30
29. ábra Szimmetrikus kialakítás	31
30. ábra 1800MHz-es sávon rezonáló antenna hangolása	32
31. ábra 800MHz-es tartomány	32

32. ábra 800MHz és 1800MHz-es antennák S_{11} paraméter értékei.....	33
33. ábra Emberi modell hatására a 800MHz és 1800MHz-en működő antenna S_{11} paramétere.....	33
34. ábra Antenna átalakítás előtt.....	34
35. ábra Antenna átalakítás után.....	34
36. ábra Hangolt antenna S_{11} paramétere.....	35
37. ábra 1800MHz-en rezonáló antenna S_{11} paramétere	35
38. ábra GND és antenna közötti rés növelés	36
39. ábra Antenna reflexiók karakterisztikája.....	37
40. ábra 800MHz-es tartomány frekvencia mente.....	37
41. ábra 1800MHz-es tartományon rezonáló antenna S_{11} paramétere	38
42. ábra Behangolt antenna S_{11} paramétere	38
43. ábra Emberi szövet modell hatására alakuló S_{11} paraméter.....	39
44. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 800MHz-en	41
45. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 900MHz-en	41
46. ábra 3D-s Iránykarakterisztika 1800MHz-en	42
47. ábra Legyártott antenna S_{11} paraméter mérési eredménye	43
48. ábra Horizontális polarizációs méréshez	45
49. ábra Vertikális polarizációs méréshez	46
50. ábra Mérési módszer kamrában	47
51. ábra Mérendő antenna „X” pozíciója.....	47
52. ábra Mérendő antenna „Y” pozíciója.....	48
53. ábra Mérendő antenna „Z” pozíciója.....	48
54. ábra Vertikális polarizációjú referencia mérés	49
55. ábra Horizontális polarizációjú referencia mérés	50
56. ábra Valós mérési eredmény „X” pozícióban.....	51
57. ábra Szimulációs eredmény „X” pozícióban	51
58. ábra Valós mérési eredmény „Z” pozícióban	52
59. ábra Szimulációs eredmény „Z” pozícióban.....	52