



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

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



Kisméretű antennák tulajdonságainak javítása metaanyagok segítségével

Iványi László Máté

konzulensek:

Dr. Berceli Tibor

Dr. Zólomy Attila

Süle Ádám

2023

Tartalomjegyzék

1. Elméleti háttér	4
1.1. Mikrohullámú hálózatok illesztése	4
1.1.1. Teljesítmény hullámok	4
1.1.2. Impedancia illesztés és Smith-diagram	6
1.1.3. Mikrohullámú hálózatok teljesítményviszonyai	8
1.2. Antennák általános leírása	11
1.2.1. Antennajellemzők	11
1.2.2. Az antenna terének felosztása	13
1.2.3. Antenna mérési módszerek	14
1.2.4. Antennatípusok	15
1.3. Mikrosztrip antennák	16
1.3.1. Négyzetes patch antenna	17
1.3.2. Planáris invertált-F antenna (PIFA)	19
1.3.3. Résantenna	19
1.3.4. Invertált-F antenna (IFA)	20
1.4. Metaanyagok	22
1.4.1. A metaanyagok csoportosítása	22
1.4.2. ENG metaanyagok	23
1.4.3. MNG metaanyagok	24
1.4.4. DNG metaanyagok	25
1.4.5. Nagyimpedanciás felületek	25
1.5. Antenna paraméterek javítása metaanyagok felhasználásával	26
1.5.1. Az antenna hatásfokának növelése	26
1.5.2. Az antenna méretének csökkentése	27
2. Négyzetes patch antenna tervezése	28
2.1. Tervezési megfontolások	28
2.2. A megtervezett patch antenna szimulációs eredményei	29
3. Négyzetes patch antenna méretének csökkentése metaanyag alkalmazásával	33
3.1. Metaanyag tervezése és szimulációja	33
3.2. Patch antenna méretcsökkentése gomba alakú metaanyaggal	33
3.3. Patch antenna méretcsökkentése 4 db SRR-típusú struktúrával	37
4. Összefoglalás és kitekintés	40

Kivonat

Napjaink mobil kommunikációs hálózatai (5G – 6G) és a mesterséges intelligencia rohamos fejlődésével elengedhetetlen a kis méretű, nyomtatott antennák (pl. patch antenna, invertált-F antenna) alkalmazása ezekben a rendszerekben. Az ilyen antennák egyik felhasználási területe az antenna rácsokban való alkalmazásuk, amely többek között iránymérési feladatokat lát el. Iránymérésre számos területen van szükség, mint például a radar rendszerekben, mobil hálózatokban, beltéri helymeghatározásban vagy navigációban. Az ilyen alkalmazásokban fontos követelmény a kis méret elérése. Dolgozatomban különböző metaanyagokat és azok alkalmazhatóságát vizsgálom meg az antennák környezetében a méretcsökkentés érdekében. A szimulációkat a CST Studio Suite nevű szoftverrel végzem. Munkám során a $2,4\text{GHz}$ -es frekvenciára az iparban tipikusan alkalmazott $40 \times 40\text{mm}^2$ -es méretű FR4 hordozót választottam.

A metaanyagok olyan mesterséges anyagok, melyek homogén, fém struktúrákból állnak. Az ilyen homogén struktúrát elemi cellának ("atomnak") nevezik, melynek a hullámhossz negyedénél kisebbnek kell lennie. Ezek a struktúrák lehetnek szimmetrikusak, aszimmetrikusak, izotrópok vagy anizotrópok. A speciális elektromágneses tulajdonság elérése érdekében az elemi cellák lehetnek rendezett vagy rendezetlen szerkezetben.

Dolgozatomban többek között megvizsgáltam az ún. mushroom (gomba) szerkezetű metaanyagot is. Ez egy ún. nagyimpedanciás felület, amely egy szigetelő rétegre nyomtatott vékony fém rácsból és egy fémes föld felületből áll. A két réteg között fémmel bevont furatok (viák) teremtik meg a kapcsolatot, melyeknek köszönhetően egy összefüggő fémes struktúrát kapunk. A rácsot kis méretű elemi patch-ek alkotják. A beérkező elektromágneses hullám felületi hullámként terjed tovább a felületen, ezért az anyagot a felületi impedanciájával lehet jellemezni. Ez a felület modellezhető egy párhuzamos LC rezgőkörként. A rezonancia frekvencia alatt a felület induktív és TM módusú felületi hullámot szállít, míg a rezonancia frekvencia felett a felület kapacitív és TE módusú felületi hullámot szállít. A rezonancia frekvencia környezetében, az ún. band gap frekvenciasávban (a záró sávban) a felület impedanciája sokkal nagyobb, mint a szabad tér hullámimpedanciája, és semmilyen felületi hullámot nem szállít. Ezért az ilyen felületeket EBG (Electromagnetic Band Gap) felületeknek is szokás nevezni. Ezt a felületet a nyomtatott antenna alatti rétegbe helyezve, a band gap frekvenciasávban nem fognak felületi hullámok terjedni, így növelve ezzel az antenna hatásfokát. Továbbá, amennyiben a metaanyag rezonancia frekvenciája az antenna rezonancia frekvenciája felé van hangolva, akkor csökkenthető az antenna mérete is, így érve el a kitűzött célt.

Munkám során kétfajta metaanyagot terveztem meg és szimuláltam le. Az első esetben a gomba-típusú metaanyagot alkalmaztam, míg a második esetben egy újfajta SRR-rácsot terveztem meg, ezáltal csökkentve az antenna méretét. Eredményeimet összehasonlítottam a szakirodalom eredményeivel.

Abstract

Our current mobile communication networks (5G – 6G) and the rapid development of artificial intelligence make it essential to use small, printed antennas (e.g., patch antenna, inverted-F antenna) in these systems. One of the applications of such antennas is in antenna arrays, which serve tasks such as direction finding. Direction finding is necessary in various fields, such as radar systems, mobile networks, indoor positioning, or navigation. Achieving small size is an important requirement in these applications. In my paper, I investigate different metamaterials and their applicability around antennas to achieve size reduction. I perform simulations by CST Studio Suite software. In my work, I chose a $40 \times 40 \text{mm}^2$ FR4 substrate, which is typically used in the industry, for the 2.4GHz frequency.

Metamaterials are artificial materials composed of homogeneous metallic structures. These homogeneous structures are called elementary cells ("atoms"), which must be smaller than a quarter of the wavelength. These structures can be symmetric, asymmetric, isotropic, or anisotropic. To achieve special electromagnetic properties, the elementary cells can be arranged in an ordered or disordered structure.

In my thesis, I also investigated the so-called mushroom-shaped metamaterial. This is a high-impedance surface, consisting of a thin metal grid printed on an insulating layer and a metallic ground plane. The connection between the two layers is created by metal-coated holes (vias), resulting in a continuous metallic structure. The grid is made up of small elementary patches. The incoming electromagnetic wave propagates as a surface wave on the surface, so the material can be characterized by its surface impedance. This surface can be modeled as a parallel LC resonant circuit. Below the resonance frequency, the surface is inductive and supports TM-mode surface waves, while above the resonance frequency, it is capacitive and supports TE-mode surface waves. In the vicinity of the resonance frequency, in the so-called band gap frequency range, the surface impedance is much higher than the free space wave impedance, and no surface waves are propagated. Therefore, such surfaces are also referred to as Electromagnetic Band Gap (EBG) surfaces. Placing this surface in the layer beneath the printed antenna, no surface waves will propagate in the band gap frequency range, thereby increasing the efficiency of the antenna. Furthermore, if the resonance frequency of the metamaterial is tuned towards the resonance frequency of the antenna, the size of the antenna can be reduced, thus achieving the set goal.

During my work, I designed and simulated two types of metamaterials. In the first case, I used a mushroom-type metamaterial, while in the second case, I designed a novel SRR (Split Ring Resonator) array, thereby reducing the antenna size. I compared my results with the results in the literature.

1. fejezet

Elméleti háttér

1.1. Mikrohullámú hálózatok illesztése

1.1.1. Teljesítmény hullámok

Mikrohullámú hálózatoknál a gerjesztésből kiáramló teljesítmény minél nagyobb hányadát, ideális esetben maximumát kell eljuttatni a lezáráshoz. Egy általános, generátort és lezárást tartalmazó hálózat az 1.1 ábrán látható. Vezessük be a teljesítmény hullám fogalmát, amely egyaránt alkalmazható koncentrált paraméterű és elosztott paraméterű hálózatok esetében. A lezárásnál beeső a és reflektált b teljesítmény hullámamplitúdókat az alábbiak szerint definiálhatjuk [1]:

$$a = \frac{V + Z_R I}{2\sqrt{R_R}} \quad (1.1)$$

$$b = \frac{V - Z_R^* I}{2\sqrt{R_R}} \quad (1.2)$$

ahol V és I a teljes feszültség és áram, $Z_R = R_R + jX_R$ pedig a hálózat referencia impedanciája. Ahogy az (1.1)-ből és az (1.2)-ből is látszik, az a és b teljesítmény hullámok mértékegysége \sqrt{W} . Az (1.1) és az (1.2) invertálásával megkapjuk a feszültség és az áram kifejezését:

$$V = \frac{Z_R^* a + Z_R b}{\sqrt{R_R}} \quad (1.3)$$

$$I = \frac{a - b}{\sqrt{R_R}} \quad (1.4)$$

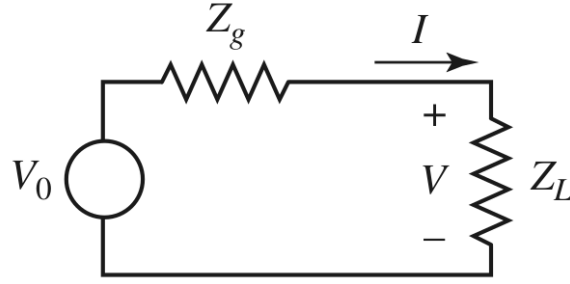
Ezek után már kifejezhetjük a lezáráshoz szállított teljesítményt is:

$$P_L = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{VI^*\} = \frac{1}{2R_R} \operatorname{Re}\{Z_R^* |a|^2 - Z_R^* ab^* + Z_R a^* b - Z_R |b|^2\} \quad (1.5)$$

amely a valósrészképzés miatt az alábbi egyenletté egyszerűsödik:

$$P_L = \frac{1}{2} |a|^2 - \frac{1}{2} |b|^2 \quad (1.6)$$

A 1.6-ból látható, hogy a lezáráson disszipált hatásos teljesítmény a beérkező és a reflektált hullámok által szállított teljesítmények különbsége. Fontos megjegyezni, hogy ez bármely Z_R referencia impedanciára igaz.



1.1. ábra. Generátort és lezárást tartalmazó hálózat [1].

Felhasználva az (1.1) – (1.2)-t, valamint a $V = Z_L I$ összefüggést, a teljesítményhullámokra vonatkoztatott reflexió tényezőt az alábbiak szerint fejezhetjük ki:

$$\Gamma_p = \frac{b}{a} = \frac{V - Z_R^* I}{V + Z_R I} = \frac{Z_L - Z_R^*}{Z_L + Z_R} \quad (1.7)$$

A lezárásra beérkező teljesítményhullám nem reflektálódik, ha $\Gamma_p = 0$. Az 1.7-ből lát-szik, hogy ez akkor teljesül, ha a referencia impedanciát a lezáró impedancia komplex konjugáltjára ($Z_R = Z_L^*$) választjuk meg. Ekkor a feszültséget (V), az áramot (I), a teljesítményhullámokat és a lezáráson disszipált hatásos teljesítményt (P_L) az alábbiak szerint fejezhetjük ki:

$$V = V_0 \frac{Z_L}{Z_L + Z_g} \quad (1.8)$$

$$I = \frac{V_0}{Z_L + Z_g} \quad (1.9)$$

$$a = V_0 \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L + Z_g} \quad (1.10)$$

$$b = 0 \quad (1.11)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |a|^2 = \frac{V_0^2}{2} \frac{R_L}{|Z_L + Z_g|^2} \quad (1.12)$$

A beeső teljesítményhullám amplitúdójához, és ezáltal a lezáráson disszipált teljesítmény maximalizálásához ki kell elégíteni a $Z_L = Z_g^*$ egyenlőséget, amelyet konjugált illesztésnek neveznek. Ekkor a lezáró impedancia teljesítménye az alábbiak szerint alakul:

$$P_L = \frac{V_0^2}{8R_L} \quad (1.13)$$

Fontos kiemelni, hogy csupán abból, hogy a reflektált teljesítményhullám amplitúdója zérus, még nem következik, hogy a lezárás teljesítménye maximális lesz, azaz nem elég a $Z_R = Z_L^*$ feltétel kielégítése. A lezáráson disszipált teljesítmény kizárólag $Z_L = Z_g^*$ esetében lesz maximális. Az illesztéssel kapcsolatban ld. az (1.1.2) alfejezetet.

1.1.2. Impedancia illesztés és Smith-diagram

Az (1.1.1)-es alfejezet alapján akkor tudunk maximális hatásos teljesítményt átvinni a generátortól a lezárás felé, ha teljesül a komplex konjugált illesztés alábbi feltétele:

$$Z_L = Z_R^* = Z_G^* \quad (1.14)$$

A gyakorlatban egy mikrohullámú hálózat referencia impedanciáját a tápvonal hullámimpedanciájára szokás választani, amely legtöbbször tisztán valós értékű (tipikusan 50 vagy 75Ω). Ebből következően a komplex konjugált illesztés az úgynevezett impedancia illesztésre egyszerűsödik le, amelyet az alábbi egyenlet fejez ki:

$$Z_L = Z_0 = Z_G \quad (1.15)$$

ahol Z_0 a tápvonal hullámimpedanciája. Az (1.15) egyenlet kielégítése háromféleképpen történhet: (1) a lezáró és gerjesztő impedancia megválasztásával, (2) a lezáró impedancia hangolásával, valamint (3) illesztő hálózat alkalmazásával. Az (1) triviális eset a legtöbb alkalmazás során nem lehetséges. A (2) lehetséges például egyes antennatípusok tervezése során (dipól, IFA, stb.). A (3) a leggyakoribb eset mikrohullámú hálózatoknál, ezért ez a következőkben részletesen tárgyalva lesz.

Az illesztettség minőségét a már korábban is említett reflexiótényező adja meg, melynek értéke tökéletes illesztés mellett zérus:

$$\Gamma = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0} \quad (1.16)$$

ahol Z_k az illeszteni kívánt impedanciát (pl. Z_L vagy Z_G) jelöli. Az illesztettség minőségét egy másik tényezővel is jellemezhetjük, a feszültség állóhullám-aránnyal, melynek jelölése az angol Voltage Standing Wave Ratio kifejezésből eredően $VSWR$ és az alábbiak szerint fejezhető ki [1]:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.17)$$

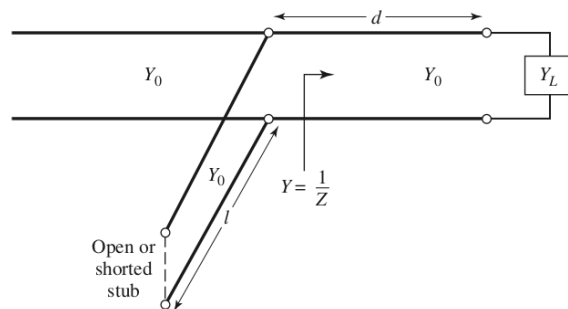
Tökéletes illesztés mellett $VSWR = 1$, valamint jó minőségűnek számít az illesztés, amennyiben a $VSWR \leq 2$.

Az illesztő hálózatok egy adott frekvencián és annak környezetében, vagy egy szélesebb frekvenciasávban illesztik a lezárást. Előbbit keskenysávú, utóbbit szélessávú illesztésnek nevezik. Ebben a dolgozatban csak a keskenysávú illesztésről lesz szó. Az illesztés során Z_k -t transzformáljuk át úgy, hogy az illesztő hálózat felől nézve a bemeneti impedancia Z_0 -lal legyen egyenlő. Az illesztőhálózat megtervezéséhez a gyakorlatban az úgynevezett Smith-diagramot szokás alkalmazni, amely az 1.2 ábrán látható. A Smith-diagram előnye, hogy bonyolult egyenletrendszerek helyett képes az illesztés grafikus megjelenítésére, valamint, hogy az impedanciákon kívül leolvasható róla a reflexiós tényező és az állóhullámárány is. Az illesztettség rögtön látszik rajta: tökéletes illesztés esetében az impedancia transzformációk után az origóba kell megérkeznünk (lásd fekete pont az 1.2 ábrán).

A Smith-diagram egy, a reflexiós tényezőhöz rendelt komplex számsíkból, valamint konstans valós részű, és konstans képzetes részű impedancia és admittancia körökből áll. A Smith-diagram minden pontjához tehát hozzárendelhető egy reflexiós tényező és egy impedancia/admittancia érték. Az impedancia és admittancia értékek normálva vannak a referencia impedanciával, illetve a referencia admittanciával ($Y_0 = 1/Z_0$). A Smith-

szükséges kapacitás vagy induktivitás alkalmazása az illesztés során. A leggyakoribb a rövidrezárt vagy szakadással lezárt párhuzamos, illetve soros illesztő csonkok. Ezek közül legtöbbször a rövidre zárt párhuzamos csonkot szokás alkalmazni, mivel ebben az esetben sugároz a legkisebb mértékben az illesztő csonk, ezért a továbbiakban ennek a részletesebb kifejtése következik.

Ideális távvezeték mentén a reflexió tényező abszolút értéke nem, csak a fázisa változik, ezért a távvezeték az impedanciát a Smith-diagramon a konstans abszolút értékű Γ körökön transzformálja. Egy $\lambda/2$ hosszúságú távvezeték mentén a fázis 2π -t változik, ami egy teljes kört jelent a Smith-diagramon. A rövidzárból szakadásba való transzformáció tehát egy $\lambda/4$ -es tápvonallal lehetséges. A Smith-diagram külső köréről leolvasható, hogy a generátortól a lezárás felé haladva, adott fázisváltozáshoz mekkora távvezeték hossz tartozik a hullámhossz függvényében. A rövidre zárt párhuzamos csonkos illesztés elrendezése a 1.3 ábrán látható.



1.3. ábra. Párhuzamos csonkos illesztés

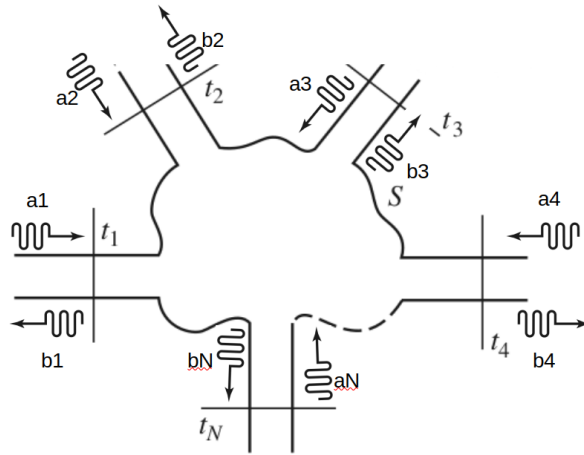
A méretezés során meg kell határozni a párhuzamos csonk és a lezáró impedancia között levő távvezeték hosszát (d) és a párhuzamos csonk hosszát (l). Az illesztés során a cél az, hogy a párhuzamos csonk szuszceptanciájával kompenzáljuk a d hosszú távvezeték felől benézve látott bemenő admittancia reaktáns tagját, így eredőben egy tisztán valós admittanciát kapva. A Smith-diagramon a Γ_L -től a generátor felé addig kell haladni a megfelelő konstans Γ körön, amíg nem metsszük az egységnyi konstans rezisztív kört. Az így kapott admittancia ponthoz tartozó távvezeték hossz leolvasható a Smith-diagram széléről. Ezzel megkaptuk d értékét. Ezek után a rövidzárási pont felől indulva a generátor felé kell haladnunk az egységnyi értékű Γ körön, amíg el nem érjük a kompenzáláshoz szükséges admittancia pontot, ahonnan már leolvasható lesz a párhuzamos csonk hossza (l). Mivel a Γ_L -hez tartozó konstans értékű kör két helyen is metszi az egységnyi konstans rezisztív kört, ezért az illesztésnek két megoldása lesz mind d -re, mind l -re nézve.

1.1.3. Mikrohullámú hálózatok teljesítményviszonyai

Mikrohullámú hálózatok teljesítményviszonyainak leírására egyik alkalmas mód a szórás paraméterek, rövidített nevükön S -paraméterek alkalmazása. Az 1.4 ábrán egy mikrohullámú N -port látható, amely reprezentálhat egy mikrohullámú eszközt (pl. tápvonalat, keverőt, cirkulátort, stb.) vagy egy lineáris, invariáns mikrohullámú hálózatot is. A szórás leírás onnan kapta a nevét, hogy amennyiben az egyik porton teljesítményt adunk be, az az összes port felé szóródni fog, beleértve az adó portot is. Az N -portot egyetlen, az S -paraméterekből alkotott szórás mátrixszal (\underline{S}) jellemezhetjük, amely minden két port között megadja a szóródás mértékét [1]. Mivel minden port lehet adó és vevő port is egyszerre, ezért ez összesen $N \times N$ kombinációt jelent, tehát az \underline{S} mátrix $N \times N$ méretű.

A szórási leírás szerint az N -port minden portján definiálhatunk egy referencia síkot, és azokon az (1.1.1) alfejezetben ismertetett beeső teljesítmény hullámokat (a) és reflektált teljesítmény hullámokat (b). Az \underline{S} -mátrix a portok szerint vektorba rendezett beeső teljesítményhullám-vektor ($\underline{a} = (a_1, a_2, \dots, a_N)$) és reflektált teljesítményhullám-vektor ($\underline{b} = (b_1, b_2, \dots, b_N)$) között teremti meg a kapcsolatot, amely az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$\underline{b} = \underline{S} \underline{a} \quad (1.18)$$



1.4. ábra. Mikrohullámú N -port [1].

Az S -mátrix S_{ij} elemét, ahol $i \neq j$, a j . és az i . port közötti átviteli tényezőnek nevezik, amely megadja a j . portból továbbított és az i . porton beeső teljesítmény hullámok arányát azzal a feltétellel, hogy j . portot kivéve a többi porton beeső teljesítményhullám értéke nulla, azaz minden porton biztosított a reflexiómentes lezárás:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j} \quad (1.19)$$

Az S_{ii} paramétert reflexió tényezőnek nevezik:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (1.20)$$

Minden porton értelmezhetünk egy, a portba befele mutató és egy, a portból kifelé, a port lezárása fele mutató reflexió tényezőt, melyeket az i . portra nézve rendre az (1.21) és (1.22) egyenletek szerint írhatunk fel:

$$\Gamma_i = \frac{Z_{be,i} - Z_{R,i}^*}{Z_{be,i} + Z_{R,i}^*} \quad (1.21)$$

$$\Gamma_{L,i} = \frac{Z_{L,i} - Z_{R,i}^*}{Z_{L,i} + Z_{R,i}^*} \quad (1.22)$$

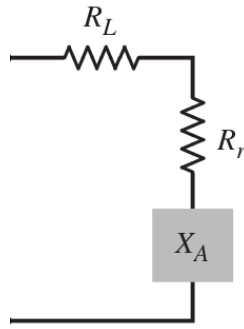
ahol $Z_{be,i}$ a hálózat bemenő impedanciája az i . port felől nézve, valamint $Z_{L,i}$ és $Z_{R,i}$ rendre az i . port lezáró impedanciája és referencia impedanciája. Az elmélet szerint $Z_{R,i}$ akár különböző lehet minden i -re, a gyakorlatban azonban, ahogy az már említésre került az

(1.1.2) alfejezetben is, a $Z_{R,i}$ -t a tápvonal hullámimpedanciájára (Z_0) szokás választani. Annak érdekében, hogy minden portra teljesüljön a reflexiómentes illesztés, az (1.21 - 1.22) egyenleteknek minden i -re nullát kell adniuk.

1.2. Antennák általános leírása

Antennának nevezzük az olyan áramköri elemeket, amelyek rádiójelek adására, illetve vételére képesek. Az előbbi esetben adó antennáról beszélünk, amely a vezetett elektromágneses hullámokat sugárzott elektromágneses hullámokká alakítja, míg az utóbbinál vevő antennáról beszélünk, amely a sugárzott elektromágneses hullámokat alakítja át vezetett elektromágneses hullámokká [3].

Az antenna általános áramköri modellje az 1.5. ábrán látható. Az antenna egy komplex impedanciával helyettesíthető, ahol R_v a vezetési és dielektromos veszteségeket reprezentálja, míg az R_s sugárzási ellenállás és az X_a antenna reaktancia az antenna és a szabad tér közti energiatranszformációt reprezentálja. Az antenna a hálózati impedancia (tipikusan 50Ω) és a szabad tér hullámimpedanciája (377Ω) közötti impedancia-transzformátorként is felfogható.



1.5. ábra. Antenna általános modellje [3].

1.2.1. Antennajellemzők

Egy megtervezett antenna fizikai tulajdonságait, műszaki paramétereit összefoglalóan antennajellemzőknek nevezzük. A legfontosabb antennajellemzők az irányhatás, a nyereség, a sugárzási hatásfok, az iránykarakterisztika, a bemeneti impedancia, a reflexiós tényező, a reflexiós veszteség (*return loss* RL), az állóhullámarány, az impedancia sávszélesség és a jósági tényező.

Az antennák adási irányú sugárzása, illetve vétel irányú érzékenysége nem egyenletes a tér minden irányában, tehát van egy irányítottságuk, amelyet az antenna iránykarakterisztikája fejez ki. Az antenna amplitúdó iránykarakterisztikáját az (1.23) egyenlet szerint lehet felírni:

$$F(\vartheta, \varphi) = \frac{E(\vartheta, \varphi)}{\max_{\vartheta, \varphi}(E(\vartheta, \varphi))} \quad (1.23)$$

ahol a számlálóban a távolférfi térférfi r sugár melletti értéke, a nevezőben pedig annak ϑ és φ szerinti maximuma látható. Az antenna teljesítmény iránykarakterisztikáját az alábbiak szerint fejezhetjük ki:

$$F^2(\vartheta, \varphi) = \frac{S(\vartheta, \varphi)}{\max_{\vartheta, \varphi}(S(\vartheta, \varphi))} \quad (1.24)$$

ahol a számlálóban az antenna által kisugárzott teljesítménysűrűség, a nevezőben pedig annak irány szerinti maximuma látható, amelyre a továbbiakban az S_{max} jelölést alkalmazzuk. Azt az antennát, melynek kisugárzott teljesítménysűrűsége a tér minden irányában azonos, izotróp antennának nevezzük. Az izotróp antenna egy hipotetikus pontsugárzó, azonban modellje jól alkalmazható az antennák elméletében, mint például az irányhatás és a nyereség kifejezésében is.

Az irányhatás megadja, hogy az antenna hányszor nagyobb teljesítménysűrűséget hoz létre főirányban a vele azonos teljesítményt kisugárzó izotróp antennához képest. Az irányhatás az (1.25) szerint fejezhető ki,

$$D = \frac{S_{max}}{S_0} \quad (1.25)$$

ahol S_0 az izotróp antenna által kisugárzott teljesítménysűrűség. Az egyenlet nevezőjét kibontva az irányhatásra az 1.26 egyenlet adódik,

$$D = \frac{S_{max}}{\frac{P_s}{4\pi r^2}} \quad (1.26)$$

ahol P_s az antenna által kisugárzott teljesítmény.

Az antenna nyeresége megadja, hogy az antenna hányszor nagyobb teljesítménysűrűséget hoz létre főirányban a vele azonos bemenő teljesítményű izotróp antennához képest. A nyereség tehát az alábbiak szerint fejezhető ki:

$$G = \frac{S_{max}}{\frac{P_{be}}{4\pi r^2}} \quad (1.27)$$

ahol P_s az antennába betáplált teljesítmény. Mind az irányhatást, mind a nyereséget decibelben szokás kifejezni.

Az antenna bemeneti impedanciája a portjain mérhető impedanciát jelenti, amely az 1.5 ábrán is látható impedanciák komplex eredője:

$$Z_{be} = R_{be} + jX_{be} = (R_v + R_s) + jX_a \quad (1.28)$$

Az antenna reflexiós együtthatója egy dimenzió nélküli komplex szám, amelyet az 1.29 egyenlet szerint lehet kifejezni:

$$\Gamma = \frac{Z_{be} - Z_0}{Z_{be} + Z_0} \quad (1.29)$$

ahol Z_0 az antennát tápláló tápvonal hullámimpedanciája. Tökéletesen illesztett antenna esetében $Z_{be} = Z_0$, azaz $\Gamma = 0$.

A „return loss” (RL) a negatív előjellel vett reflexiós tényező abszolút értékét adja meg decibelben:

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (1.30)$$

Egy passzív antenna esetében a reflexiós veszteség (RL) értéke nem lehet negatív.

Az antenna hatásfoka három részből áll [3]: a reflexiós hatásfokból (η_r), amely a tápvonal és az antenna illesztettségének hatásfoka, a vezetési hatásfokból (η_v) és a dielektromos hatásfokból (η_d). Az antenna hatásfokát e három tényező szorzata adja meg:

$$\eta = \eta_r \eta_v \eta_d \quad (1.31)$$

A reflexiós hatások kifejezhető a reflexiós tényezővel is:

$$\eta_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (1.32)$$

A vezetési és dielektromos hatások egymástól nehezen szétválaszthatóak, szorzatuk pedig megadja az antenna sugárzási hatásfokát:

$$\eta_s = \eta_v \eta_d \quad (1.33)$$

A sugárzási hatások nem veszi tehát figyelembe az antenna illesztettségét, csak az antenna sugárzási és bemenő teljesítménye közti kapcsolatot:

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_{be}} = \frac{R_s}{R_s + R_v} \quad (1.34)$$

Az (1.26) és (1.27) egyenletek alapján belátható, hogy a sugárzási hatások megkapható a nyereség és az irányhatás hányadosaként is:

$$\eta_s = \frac{G}{D} \quad (1.35)$$

A fentiek alapján az ún. realizált nyereség, amely figyelembe veszi az antenna illesztettségéből adódó veszteségeket is, az alábbiak szerint definiálható:

$$G_r = \eta_r G = \eta D \quad (1.36)$$

Az impedancia sávszélesség (Δf) az a frekvencia átfogás, amelyen belül az RL értéke nem csökken XdB alá. X értéke tervezéstől függően változhat, a leggyakoribb értékek a 3, 6 és 10dB-es impedancia sávszélességek.

Az antenna jósági tényezője vagy Q-faktora egy dimenzió nélküli szám, amely az antenna által gerjesztett térben tárolt energia 2π -szerese és a periodikusan elsugárzott, illetve eldisszipált energiák arányát fejezi ki. Kisméretű rezonáns antennák esetében a Q-faktor az 1.37 egyenlettel adható meg:

$$Q = \frac{X_{be}}{R_{be}} \approx \frac{f_0}{\Delta f} \quad (1.37)$$

ahol f_0 a rezonancia frekvencia és Δf a 6dB-es impedancia sávszélesség.

1.2.2. Az antenna terének felosztása

Az antenna által keltett szabad térben terjedő elektromágneses hullámok az antennától mért távolsággal változó tulajdonságokkal bírnak. Ennek megfelelően az antennától mért távolság függvényében három térrészt különböztethetünk meg, amelyek között fokozatos az átmenet [3].

Az antennához legközelebb lévő térrész a reaktív közeltér, amelyre jellemző, hogy az elektromágneses energia reaktív (nem terjedő vagy elenyésző) és terjedő komponensét is tartalmazza. A reaktív energia a távolsággal rohamosan csökken és nem jut el a távöltérbe. A reaktív közeltér az antennától néhány hullámhossznyi távolsáig terjed ki. A második térrész a sugárzó közeltér, az ún. Fresnel-régió. Ebben a térrészben az antennától különböző távolságokban az átlagos energiasűrűség közel állandó marad, azonban lokális energia fluktuációk figyelhetők meg. Az antennától legtávolabb eső térrész a távöltér, más néven Fraunhofer-régió. A távöltérben az iránykarakterisztika már nem változik a távolsággal, az antenna által kisugárzott teljesítmény pedig a távolság négyzetével fordítottan

arányos. A távotér a közelettértől a végtelenig tart.

A közelettér és a távotér határának megállapítására többféle közelítés is létezik. Az egyik leggyakrabban alkalmazott közelítés szerint a távotér annál, az antenna közepétől mért radiális távolságnál kezdődik, melynél az antenna közepétől és szélétől mért úthosszkülönbség már kisebb, mint a radiális távolság $1/16$ -od része. Ekkor a két jel már közel azonos fázisú, ami az úgynevezett Rayleigh-kritérium. A fentiek alapján a közelettér és távotér határát az alábbiak szerint lehet kifejezni:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.38)$$

ahol D az antenna legnagyobb kiterjedése. Kisméretű antennák ($D < \lambda/2$) esetében azonban a fenti kifejezés nem alkalmazható, mivel annak eredménye kisebb lenne, mint $\lambda/2$. A gyakorlatban a távotér legalább két-három hullámhossz távolságban kell mérni az antennától. Egy további definíció szerint a távotér ott kezdődik, ahova egy vezető objektumot elhelyezve az már nem befolyásolja sem az antenna iránykarakterisztikát, sem a bemeneti impedanciáját.

1.2.3. Antenna mérési módszerek

Közeletéri mérési eljárások

A közeletéri mérés során a mérendő antenna, angolul AUT (antenna under test) térerősség eloszlását határozzuk meg egy ismert iránykarakterisztikájú, kalibrált mérőantenna, angolul *probe* segítségével, egy előre kiválasztott felületen. A három leggyakrabban alkalmazott felület a sík, a henger és a gömb. A térerősség eloszlást a távotérben a közeletérben megmért amplitúdó- és fáziseloszlások után egy transzformáció (például analitikus Fourier-transzformáció) segítségével kaphatjuk meg. A transzformáció bonyolultsága a síkfelülettől a hengerfelületen át a gömbfelületig nő [3].

A síkfelületi közeletéri módszerben általában derékszögű x-y koordináta-rendszert szokás alkalmazni. A maximális közeletéri mintavételi távolság $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$, ahol λ a hullámhossz. A mérés során a mérendő antenna helyzete állandó, miközben a mérőantennát a sík minden pontjába elmozgatja a pozicionáló rendszer. Tehát minden mérési pontban más lesz a kalibrált mérőantenna főnyalábjának orientációja a mérendő antennához képest, amely korrekció szükségességét vonja maga után. Ennek a módszernek az előnye a közeletérből távotérbe való transzformációnak a matematikai egyszerűsége. A síkbeli transzformáció során alkalmazható a számítási kapacitásban hatékony FFT algoritmus. A síkbeli közeletéri mérés hátránya, hogy a távotéri eredményeket csak egy korlátolt szögtartományon belül tudjuk meghatározni. Ha a síkfelület végtelen kiterjedésű lenne, akkor is csak egy félgömbön lehetne kiszámolni a távotéri térerősség eloszlást.

A hengerfelületi közeletéri mérés során polárkoordináta-rendszert szokás alkalmazni. A maximális mintavételi távolságok $\Delta\varphi = \frac{\lambda}{2(a+\lambda)}$, és $\Delta z = \lambda/2$, ahol „ a ” a lehető legkisebb henger sugara. A mérés során a mérendő antenna azimutális helyzete változatlan, miközben egy lineáris pozicionáló végigmozgatja a mérőantennát a hengerfelület rácspontjaiban vertikális irányban. Miután a mérőantenna végigért a teljes vertikális hosszon, az antenna forgató elforgatja a mérendő antennát a következő szöghelyzetre. A síkfelületi méréshez hasonlóan a mérőantenna és a mérendő antenna orientációja folyamatosan változik, ahogy a mérőantenna vertikális helyzete változik, ezért a síkfelületi módszerhez hasonlóan korrekció szükséges.

A gömbfelületi közeletéri mérés esetében gömbi koordináta-rendszer alkalmazható. A maximális mintavételi távolságok $\Delta\theta = \Delta\varphi = \frac{\lambda}{2(a+\lambda)}$. A mérés során a mérendő anten-

na és a mérőantenna helyzete rögzített. Az antenna pozícionáló minden elevációs szög mellett végigforgatja azimút irányban a mérendő antennát, amelynek köszönhetően egy gömbfelületen kapjuk meg a mérési eredményeket. Ennek a módszernek az előnye, hogy nem szükséges főnyaláb korrekció, mivel a mérendő antenna és a mérőantenna egymáshoz viszonyított helyzete a mérés során végig állandó. Továbbá ezzel a módszerrel lehet a legteljesebb távotéri mezőképet megkapni a közeltéri mérési eredmények alapján. Legfőbb hátránya a transzformáció bonyolultsága, amely jelentősen megnövelheti a számítási időt a síkbeli és a hengerfelületi transzformációkhoz képest [4].

Távotéri antenna mérés

Az antenna sugárzási tulajdonságainak meghatározására alkalmazott leggyakoribb módszer a közvetlen távotéri iránykarakterisztika mérés. A méréshez a hagyományos gömbi koordináta-rendszert szokás alkalmazni, amelyben a tér bármely pontja leírható egy origótól mért távolsággal r , a z -tengelytől mért elevációs szöggel ($0 \leq \vartheta \leq \pi$) és az x -tengelytől mért azimút szöggel ($0 \leq \varphi \leq 2\pi$). Az interferenciák és többutas terjedés elkerülése érdekében a mérést egy árnyékolt, reflexiómentesített kamrában szokás végezni. A teszt antenna egy, a tőle adott r távolságban levő kalibrált mérőantenna jelét veszi. A mérőantennával szemben támasztott legfontosabb igény, hogy nagy sávzélességgel rendelkezzen, valamint, hogy nagy legyen az irányítottsága. A logperiodikus antennát főként az előbbi, míg a tölcserantennát főként az utóbbi tulajdonság miatt gyakran alkalmazzák mérőantennának. Megjegyezzük, hogy reciprok antennák esetében (amely a legtöbb gyakorlatban alkalmazott antennára igaz) az adó és a vevő szerepe felcserélhető a mérés során. Mivel a két antenna közti távolság a mérés teljes idejében állandó, ezért a mért iránykarakterisztika független változói a ϑ és a φ lesznek. A teljes 3-dimenziós iránykarakterisztikát akkor kapnánk meg, ha megmérnénk minden lehetséges ϑ érték mellett minden φ értéket. Ez azonban időigényes lenne, és nincs is feltétlenül szükség rá.

A 3-dimenziós karakterisztika helyett a 2-dimenziós iránydiagramokat szokás megmérni, melyek a ϑ és a φ egyikének rögzítésével, míg másikának változtatásával érhetőek el. Ez legalább 6 mérést jelent: a mérendő antennát egymás után 3 egymásra ortogonális síkban, a mérőantennát pedig először függőleges, majd vízszintes polarizáció szerint kell elhelyezni. A méréshez szükséges egy antennaforgató, valamint egy olyan műszer, amely az antenna forgatásával egyidőben leméri és adott esetben megjeleníti a képernyőjén az iránydiagramot. Az iránydiagramot az adatok lementése után hagyományos lineáris diagramon vagy polárdiagramon szokás ábrázolni, melyek közül utóbbi szemléletesebb képet ad a távotéri sugárzás eloszlásáról.

Az ún. Satimo kamra segítségével gyors és pontos antenna iránykarakterisztika és nyereség méréseket lehet végezni. Az elrendezés lényege, hogy egyetlen egy mérőantenna helyett a mérendő antennát körbevéve, egymástól azonos távolságban 15-25 mérőantennát alkalmaznak. Ezzel a módszerrel a mérendő antennát elég 180° -ban körbeforgatni, valamint szükség esetén a mérőantennákat is körbe lehet forgatni, hogy a teljes 3D-s tér-erősség képet megkapjuk. A LYNwave [4] fejlesztésével 11 frekvenciapontban kb. 1 perc alatt megkaphatjuk a 3D-s iránykarakterisztikákat.

1.2.4. Antennatípusok

Az antennákat alakjuk és az alapvető működési mechanizmusuk szerint több csoportba oszthatjuk. Ezek alapján megkülönböztetünk huzalantennákat, apertúra antennákat, mikrosztrip antennákat és antenna sorokat [3]. Huzalantennának nevezzük az olyan antennákat, amelyek keresztmetszeti mérete nagyságrendekkel kisebb hosszbeli méretüknél.

Alakjuk változatos lehet, mint például egyenes (dipól), spirális vagy hurok. A hurokannak nem feltétlenül kör alakúak, felvehetnek téglalap, rombusz, ellipszis vagy egyéb alakot is.

Apertúra antennáknak az olyan antennákat nevezzük, amelyek távolféri térerősség eloszlását az antenna aperúráján létrejövő térerősség eloszlás gerjeszti. Ide tartoznak a tölcserantennák, a reflektorantennák és a lencseantennák. A tölcserantennák folyamatos átmenetet biztosítanak a tápvonalak és a szabad tér között. A leggyakoribb tölcserantennák a kúpos tölcserék, az E-, illetve H-síkú szektorális tölcserék és a piramidális tölcserék. A paraboloid reflektorantennák két részből állnak: egy primersugárzóból, amely leggyakrabban egy tölcserantenna, valamint egy reflektorként funkcionáló forgásparaboloidból. Ha a primersugárzót a reflektor fókuszába helyezzük, akkor az antenna apertúráján síkhullám fog kilépni. A Cassegrain antennánál az egyenletesebb megvilágítás érdekében egy segédreflektort is alkalmaznak. További reflektor antennák a síkreflektorok, illetve a sarokreflektorok. A lencseantennákat vétel irányban a bejövő hullámok fókuszálására, adás irányban pedig síkhullám előállítására alkalmazzák. Dielektromos lencsákat gyakran alkalmaznak tölcserantennák apertúrájában.

A mikrosztrip antennák napjaink egyik dinamikusan fejlődő antenna típusa. Egy földelt hordozóra felvitt vékony fém rétegből ("patch") áll. Maga a "patch" többféle kialakítású lehet, mint például négyszögletes "patch", kör alakú "patch", "PIFA" ("Planar Inverted-F Antenna"), "IFA" ("Inverted-F Antenna"), "slot" antenna. A mikrosztrip antennák előnye kis helyigényük, könnyű megvalósításuk és integrálhatóságuk más áramkört elemekkel. A mikrosztrip antennákról részletesebben az ... alfejezetben lesz szó.

Antennasorról beszélünk, amikor a fentebb említett antenna típusokból egy meghatározott geometriai elrendezést alakítunk ki, és megfelelő táplálással egy eredő iránykarakterisztikát hozunk létre. A leggyakoribb elrendezések a sor, illetve a rács, de a kívánt iránykarakterisztikához ezektől eltérő elrendezés is megvalósítható. A leggyakoribb táplálási módok az egyenletes amplitúdójú, a háromszög- és binomiális eloszlású, valamint a Csebisev-szintézissel kapott eloszlások. Az egyes antennaelemek fázisainak változtatásával iránymérést is meg tudunk valósítani. A leggyakoribb, irányméréshez alkalmazható algoritmusok a Bartlett, a Capon és a MUSIC.

1.3. Mikrosztrip antennák

A mikrosztrip (vagy más néven mikroszalagos) antennák egy vékony ($t \ll \lambda_0$) fém szalagból (patch) állnak, amely egy föld lemez fölött alacsony magasságban ($h \ll \lambda_0$) helyezkedik el. A két fém réteg között általában kis permittivitású szigetelőanyag hordozó helyezkedik el. A mikrosztrip antennákat alacsony profilú antennáknak is szokás nevezni, ami azt jelenti, hogy a hullámhosszhoz képest kicsi a kiterjedésük. A kialakítása olyan, hogy a sugárzási karakterisztika maximuma normális legyen a sugárzó elemre, a patch-re [3].

A mikrosztrip antennát egyszerűen patch antennának is szokás nevezni. A sugárzó patch alakja többféle is lehet, mint például négyzet, téglalap, kör, ellipszis, háromszög vagy gyűrű. Az antenna hordozója többféle lehet, melyek relatív permittivitása pedig általában a $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ között mozog. Az antenna teljesítménye szempontjából az alacsonyabb permittivitású és vastagabb hordozók megfelelőek, mivel ezek jobb hatásfokot, nagyobb sáv szélességet biztosítanak, a nagyobb méret rovására. Más mikrohullámú áramkört elemek azonban a nagy permittivitású és vékony hordozót igénylik a sugárzás minimalizálása érdekében. Mivel a mikrosztrip antennák gyakran integrálva vannak ezekkel az áramkört elemekkel, ezért sokszor kompromisszumot kell kötni az antenna teljesítménye

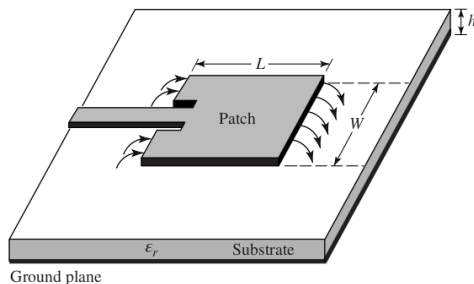
valamint a méret és az áramkörtervezés között.

Mikrosztrip antennák táplálására többféle konfiguráció is létezik, melyek közül a négy legnépszerűbb a mikroszalagos, a koaxiális, az apertúra csatolásos és a közelségi (proximity) effektuson alapuló táplálás. A mikroszalagos táplálás esetén egy, a patch szélességénél lényegesen kisebb vezető vonallal történik a táplálás. Előnye egyszerűségében és a könnyű illeszthetőségében rejlik. Utóbbit a csatlakozási pozícióval lehet szabályozni. Hátránya azonban, hogy a hordozó vastagságának növekedtével a felületi hullámok és a parazita sugárzások is nőnek, amelyek tipikusan 2–5% körüli értékre korlátozzák az elérhető sáv szélességet. A koaxiális táplálás során a koaxiális kábel belső vezetője a sugárzó patch-hez, míg a külső vezetője a föld síkhoz van csatlakoztatva. A koaxiális táplálás gyártása és illesztése szintén egyszerű, valamint a parazita sugárzások is elhanyagolhatóak. Azonban ez a megoldás is keskeny sáv szélességgel rendelkezik. Mind a mikroszalagos, mind a koaxiális kábeles megoldások aszimmetrikus táplálást biztosítanak, ami kereszt-polarizációs sugárzáshoz vezet. Erre a problémára ad megoldást az apertúra csatolásos táplálás. Az elrendezés két dielektrikumból és egy köztük levő fém földből áll. Az alsó dielektrikumon levő mikrosztrip vonal energiája a föld lemezen levő résen keresztül csatolódik a felső dielektrikumon levő patch-be. Az alsó dielektrikum tipikusan nagy dielektromos állandójú, míg a felső dielektrikum vastagabb és kisebb dielektromos állandóval rendelkezik. Ez az elrendezés lehetővé teszi a sugárzó patch és a táplálás egymástól független optimalizálását. Az illesztéskor figyelembe kell venni a hordozó villamos paramétereit, a tápláló vonal szélességét, valamint a rés méretét és pozícióját.

A mikrosztrip antennákat többféleképpen is lehet modellezni, mint például a távvezeték-moddellel, az üregmodellel vagy a teljes hullámtani modellel. A távvezeték-modell a legegyszerűbb közül, amellyel szemléletes képet kaphatunk a fizikai működésről. Hátránya azonban, hogy kevésbé pontos a többi modellhez képest. A távvezeték modellnél az üregmodell egy pontosabb, de bonyolultabb modell, amely azonban biztosítja a csatolások modellezési lehetőségét is. A legpontosabb modellezést a teljes hullámtani modell biztosítja. Hátránya, hogy túlságosan komplex, valamint, hogy kisebb rálátást ad az antenna fizikai működésére.

1.3.1. Négyszögletes patch antenna

A négyszögletes patch antenna messze a legszélesebb körben alkalmazott konfiguráció. Általános elrendezése a 1.6 ábrán látható. Mivel a patch hossza (L) és széle (W) mentén is véges kiterjedésű, ezért a széleken szórt elektromos tér jelenik meg, amelyet *fringing* effektusnak neveznek. A patch sugárzása lényegében ennek a hatásnak köszönhető. A fringing effektus a patch méretétől és a dielektrikum magasságától függ.



1.6. ábra. Négyszögletes patch antenna [3].

A $\lambda/2$ patch antenna szélein az áramsűrűség zérus, míg a feszültség maximális. Ez annak köszönhető, hogy a szembe levő széleken létrejött fringing mező fázisban adódnak össze, míg az áramok kioltódnak a földön létrejött ellentétes irányú áramok miatt. Emiatt a patch antennát feszültség sugárzóknak is nevezik, ellentétben például a dipól antennával, ami áram sugárzó. Más megközelítéssel élve, a patch ideális esetben modellezhető egy nyitott végű távvezetékkel is. A patch elején és végén az áram nulla, míg közepén maximális. Mivel a reflexiós tényező $+1$, ezért a feszültség az árammal ellenfázisban van: a széleken a feszültség maximális, a szélektől negyed hullámhossznyira, a patch közepén pedig a feszültség zérus.

A fringing effektusnak köszönhetően továbbá nemcsak a dielektrikumban, hanem a levegőben is kialakul az elektromágneses mező, ezért a patch elektromos mérete megnő a fizikai méretéhez képest. Továbbá bevezethetünk egy effektív dielektromos (ϵ_{reff}) állandót, amely azt a dielektrikumot írja le, amely teljes egészében körbeveszi a patch-et úgy, hogy az így létrejött elektromágneses mező megegyezik az eredetileg létrejött mezővel. Ezt az állandót az alábbiak szerint fejezhetjük ki:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (1.39)$$

A megnövekedett elektromos méretet az úgynevezett effektív hosszal tudjuk leírni:

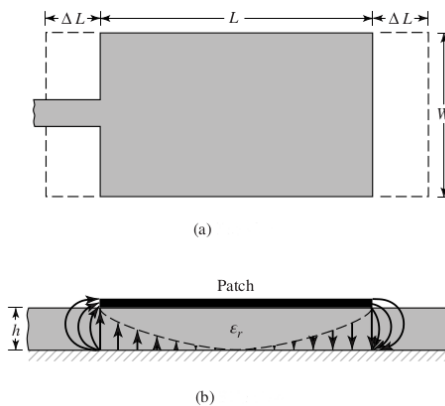
$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (1.40)$$

ahol ΔL az egyik oldal növekedési mértéke, amelyet az alábbi közelítéssel adhatunk meg:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (1.41)$$

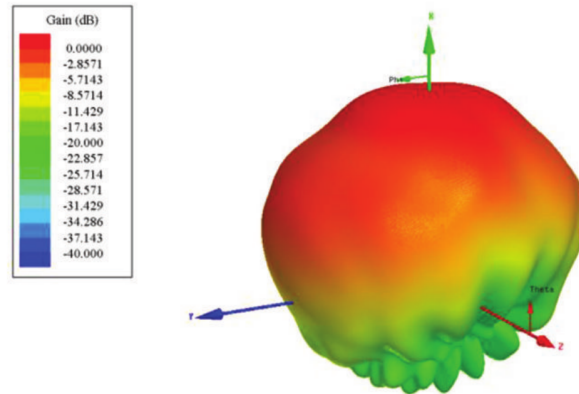
A térerősségképet, a fringing hatást és az effektív hossznövekedést az 1.7 ábra szemlélteti. A fenti hatásokat figyelembe véve meghatározhatjuk a domináns (TM_{010}) módus rezonancia frekvenciáját:

$$f_r = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (1.42)$$



1.7. ábra. Fringing-effektus patch antennánál: a) hossznövekedés (felülnézet); b) elektromos tér és fringing-effektus (oldalnézet) [3].

A patch antenna fő sugárzási iránya felfele mutat. A négyszögletes patch antenna 3D-s normalizált nyereség karakterisztikája az 1.8 ábrán látható:



1.8. ábra. Négyszögletes patch antenna 3D-s normalizált nyereség karakterisztikája [3].

1.3.2. Planáris invertált-F antenna (PIFA)

A PIFA (ld. 1.9 ábra) szintén egy népszerű nyomtatott antenna a mobilkommunikációs rendszerekben. Nevét onnan kapta, hogy oldalnézetből egy lefele néző F beűre hasonlít [3].

A PIFA egy $\lambda/4$ patch antennára hasonlít, amelyet az egyik végén rövidre zártak. Az előző alfejezetben ismertetett $\lambda/2$ patch antenna esetében a patch közepén a feszültség zérus, míg az áram maximális volt, ami modellezhető egy rövidre zárt tápvonallal. Következésképpen a $\lambda/4$ PIFA-n hasonló alakú áramok és feszültségek jönnek létre, mint a $\lambda/2$ patch antennán, tehát sugárzásra is képes. A PIFA hátránya a patch antennával szemben, hogy a méretcsökkentés miatt kisebb a sávszélessége és a nyeresége.

A PIFA méretezéséhez szükséges egyenletek az alábbiak:

$$L + W - w_s = \frac{\lambda}{4} + h \quad (1.43)$$

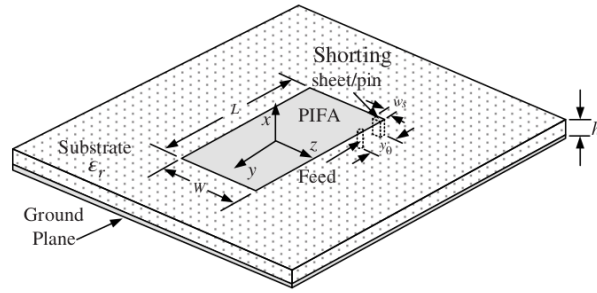
ahol w_s a rövidre záró vonal szélessége. A rezonancia frekvenciát a következő egyenlettel lehet kifejezni:

$$f = \frac{1}{4(L + W - w_s - h)\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0}\epsilon_0} \quad (1.44)$$

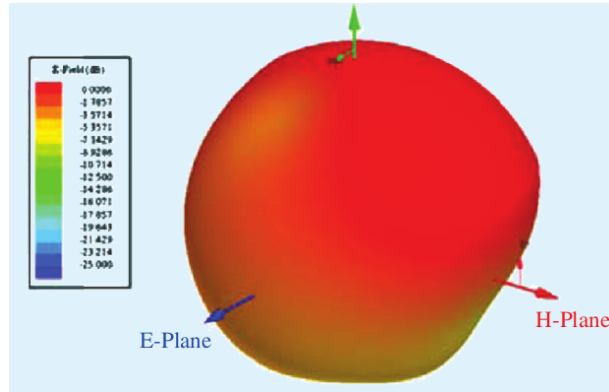
A PIFA 3D-s normalizált sugárzási karakterisztikája az (1.10) ábrán látható:

1.3.3. Résantenna

A résantenna (ld. 1.11 ábra) egy olyan sugárzó, amely egy hordozón levő földlemezből és egy abból kivágott résből áll. A rés hossza tipikusan a hullámhossz felével egyezik meg ($L \approx \lambda/2$), míg a szélessége a hullámhossznál egy vagy két nagyságrenddel kisebb méretű ($W \leq (0,05 - 0,1)\lambda$). A feszültség a rés közepén éri el maximumát, míg a széleken nulla értékűvé válik. Ezzel ellentétben az áram a rés közepén nulla értékű, a széleken

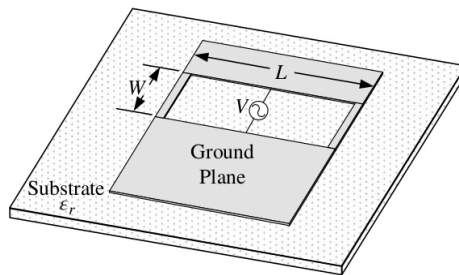


1.9. ábra. PIFA (planáris invertált-F antenna) [3].



1.10. ábra. PIFA 3D-s normalizált sugárzási karakterisztikája [3].

pedig negatív, illetve pozitív maximum értékeket vesz fel. Ezek alapján a rés közepe egy szakadásnak látszik. Amennyiben az antennát félbevágjuk, hogy fizikailag is egy szakadással zárjuk le azt az egyik oldalán, egy invertált-F antennát (IFA) kapunk, amelyet a következő alfejezetben mutatunk be. A betáplálást a rés széléhez olyan távolságban kell elhelyezni, hogy az antenna bemenő impedanciája illesztve legyen a betápláláshoz.

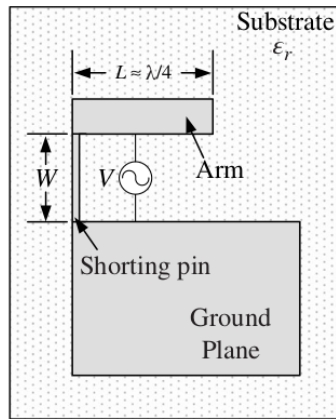


1.11. ábra. Résantenna [3].

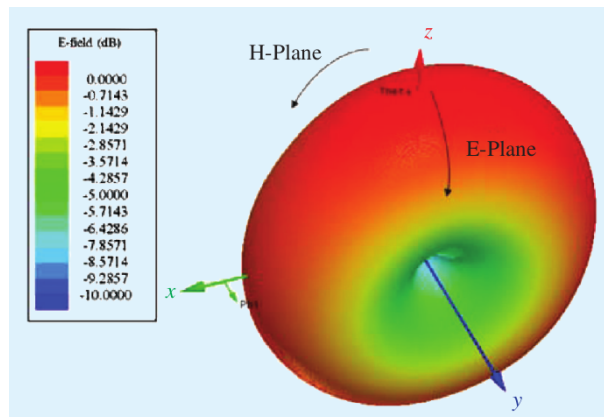
1.3.4. Invertált-F antenna (IFA)

Az IFA (ld. 1.12 ábra) egy $\lambda/4$ hosszúságú sugárzó elemből (monopól) áll, amely egyik végén, szakadással van lezárva, a másik végét pedig egy rövidre záró csonk köti össze a föld lemezzel. A betáplálással együtt az IFA egy fordított F-betűre hasonlít, ahonnan a nevét is kapta. A betáplálás a rövidre záró csonkkal egy induktivitást képez, míg a $\lambda/4$ -es tápvonal szakadással lezárt vége egy kondenzátorral írható le, ezért az IFA bemeneti

impedanciája egy párhuzamos RLC taggal is modellezhető. Az induktív kört úgy kell méretezni, hogy a rezonancia frekvencián az induktivitás és a kapacitás kioltásák egymást, és, hogy az antenna illesztve legyen a gerjesztéshez. Az IFA 3D-s normalizált sugárzási karakterisztikája az (1.13) ábrán látható.



1.12. ábra. IFA (invertált F-antenna) [3].

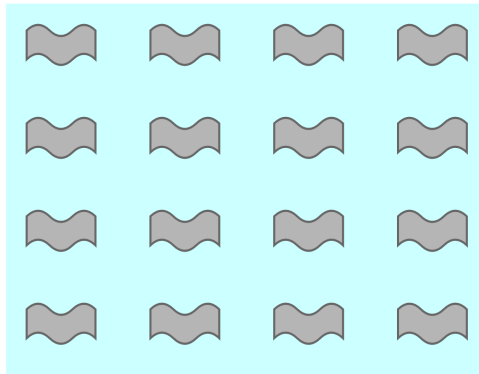


1.13. ábra. IFA 3D-s normalizált sugárzási karakterisztikája [3].

1.4. Metaanyagok

A metaanyag kifejezést az *anyag* és a görög *meta* szó alkotja, mely utóbbi jelentése *valamin túli*, azaz a metaanyag a természetes anyagon túli mesterségesen előállított anyagot jelenti. A metaanyagok olyan elektromágneses tulajdonságokkal bírnak, amelyekkel a jelenleg a természetben megtalálható anyagok nem, ezért ezeket számos nagyfrekvenciás alkalmazásban hasznosítják, mint például szűrőkben, érzékelőkben és antennákban [5].

A metaanyagok olyan mesterséges anyagok, melyek homogén, fém struktúrákból állnak. Az ilyen homogén struktúrát elemi cellának ("atomnak") nevezik, melynek a hullámhossz negyedénél kisebbnek kell lennie [6]. Ezek a struktúrák lehetnek szimmetrikusak, aszimmetrikusak, izotrópok vagy anizotrópok. A speciális elektromágneses tulajdonság elérése érdekében az elemi cellák lehetnek rendezett vagy rendezetlen szerkezetben. A metaanyagok általános felépítését az 1.14 ábra szemlélteti:

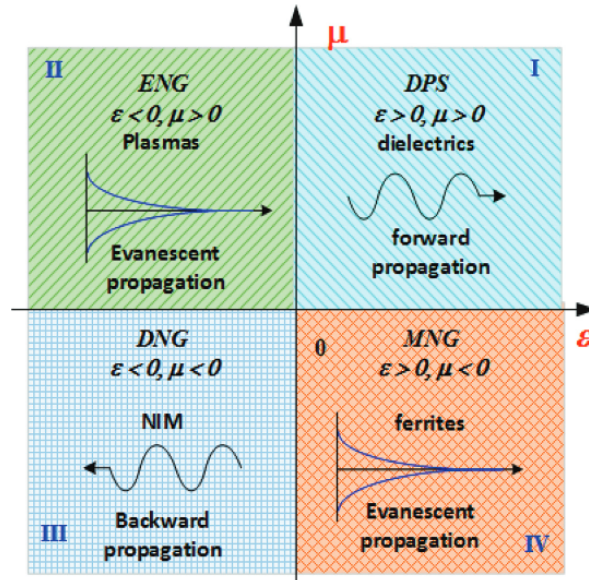


1.14. ábra. Metaanyagok általános felépítése [5] alapján.

1.4.1. A metaanyagok csoportosítása

Ahogy az korábban már említésre került, a metaanyag strukturális kialakításától függően különböző speciális elektromágneses tulajdonságú mesterséges anyagokat tudunk létrehozni. Ezek a tulajdonságok az anyagjellemzőkkel vannak szoros kapcsolatban. A metaanyagokkal olyan értékű permittivitás (ϵ) és permeabilitás (μ) értékeket tudunk létrehozni, amelyeket a természetes anyagokkal nem. A metaanyagokat e két anyagjellemző mentén lehet csoportosítani, amelyet az 1.15 ábra szemléltet.

A diagram első negyedében (I) az olyan anyagok szerepelnek, amelyekben mind az ϵ , mind a μ pozitív értékű. Az ilyen közeget DPS (*double positive*) közegnek nevezik. Ilyen anyagok például a dielektrikumok, amelyek megtalálhatók a természetben is. Jellemzőjük, hogy az elektromágneses hullámok képesek terjedni bennük. A második negyedben (II) az ϵ negatív, míg a μ pozitív értékű, ezért az ilyen tulajdonsággal rendelkező közeget ENG (*epsilon negative*) közegnek nevezik. Ilyen közeg például a plazma. A harmadik negyedben (III) mind a ϵ , mind a μ negatív értékű. Az ilyen közeget DNG (*double negative*) közegnek nevezik. Ilyen anyag nem található meg a természetben, csak mesterségesen lehet előállítani. A negyedik negyedben (IV) az ϵ pozitív, míg a μ negatív értékű, ezért az ilyen közeget MNG (μ -negative) közegnek nevezik. Ilyen anyagok például a ferritek. Az elektromágneses hullámok az (I)-es és a (III)-as jelzésű közegekben képesek terjedni, míg a (II)-es és (IV)-es jelzésű közegekben nem terjedő hullámok találhatóak meg.



1.15. ábra. Metaanyagok csoportosítása az ε és a μ előjele alapján [6].

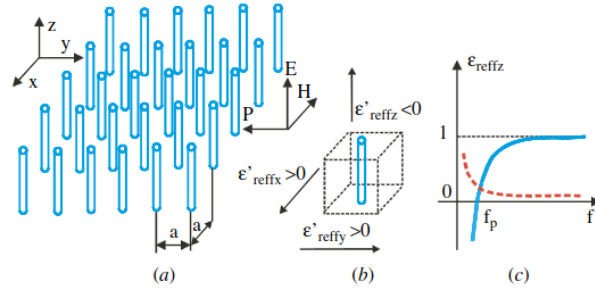
1.4.2. ENG metaanyagok

ENG metaanyag kialakítható vékony, párhuzamos vezető huzalok rácsba rendezésével, amely felületéresztő tulajdonsággal bír a beérkező síkhullám felé [5]. Az elrendezés a 1.16 ábrán látható. A huzalok anyaga lehet réz, alumínium, ezüst vagy arany.

A rács határfrekvenciája (f_p) alatt nincsen terjedés és a beérkező elektromágneses hullám totális reflexiót szenved el. Ez a működés hasonló az elektromágneses hullámok terjedéséhez plazmában, ezért a határfrekvenciát plazma frekvenciának is szokás nevezni. Amennyiben a rácsállandó (a) nagyságrendekkel kisebb, mint a hullámhossz ($a \ll \lambda$), akkor a vékony vezető huzalokból álló rács egy plazma-szerű anyagnak tekinthető, amely az 1.45 egyenlettel kifejezhető relatív permittivitással írható le:

$$\varepsilon_{\text{reff},z} = \varepsilon'_{\text{reff},z} - j\varepsilon''_{\text{reff},z} = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 - j\gamma f} \quad (1.45)$$

ahonnan jól látszik a fentebb leírt felületéresztő jelleg. Az $\varepsilon_{\text{reff},z}$ a z-irányú effektív relatív permittivitást, a f az elektromágneses hullám frekvenciáját, míg a γ a veszteségeket jelöli. A plazma frekvenciája függ a rácsállandótól, valamint a vezető sugarától. A transzverzális (x és y irányú) relatív permittivitások mindig pozitívak, vékony vezető esetében pedig körülbelül megegyeznek a vákuumbeli esettel ($\varepsilon_{\text{reff},x} \approx 1, \varepsilon_{\text{reff},y} \approx 1$).



1.16. ábra. (a) Vékony vezető huzalokból kialakított rács, ahol a a rácsállandó. (b) Elemi cella. (c) A rács z -irányú effektív relatív permittivitása: folytonos vonal, valós rész; szaggatott vonal, képzetes rész [5].

1.4.3. MNG metaanyagok

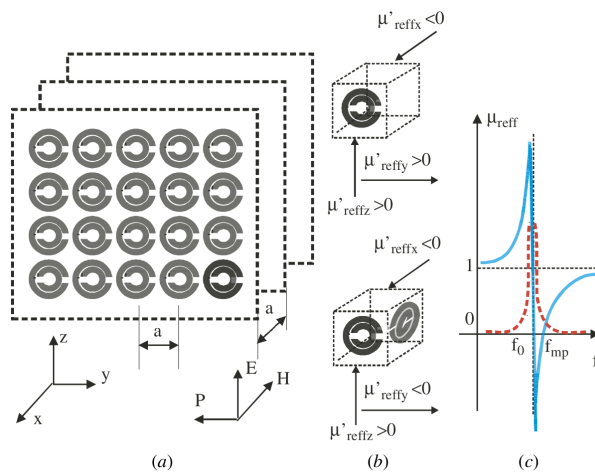
A legnépszerűbb MNG metaanyag a gyűrűs rezonátor SRR (split ring resonator). Az SRR egy elemi cellája két, egymástól d távolságra levő koncentrikus fém négyszögletes vagy kör alakú gyűrűből áll [5]. A gyűrűkön egymástól 180° -ra, egy-egy rés található. A külső és belső gyűrű közti rés egy kapacitásként, míg maguk a gyűrűk induktivitásként viselkednek. Egy elemi cella tehát egy LC rezonáns körrel modellezhető.

Az MNG metaanyagok effektív permeabilitása az alábbiak szerint írható fel:

$$\mu_{eff} = \mu'_{eff} - j\mu''_{eff} = 1 - \frac{f_{mp}^2 - f_0^2}{f^2 - f_0^2 - j\gamma f} \quad (1.46)$$

A képletben az f az elektromágneses hullám frekvenciája, az f_{mp} a mágneses plazma frekvenciája, ahol veszteségmentes esetben $\mu_{eff} = 0$, az f_0 az SRR rezonancia frekvenciája és a γ a veszteségeket reprezentálja.

Az SRR-ből alkotott metaanyag struktúra és rács 1.46 egyenletben leírt effektív permeabilitásának frekvenciafüggése az 1.17 ábrán látható:



1.17. ábra. (a) 2D-s SRR rácsból kialakított metaanyag. (b) felül: a 2D-s rács elemi cellája; alul: a 3D-s rács elemi cellája. (c) A 2D-s rács effektív permeabilitásának frekvenciafüggése [5].

Amennyiben egy elemi cella egy SRR-t tartalmaz (1.17 / b felső ábra), akkor a rá merőlegesen beeső hullámok által indukált áramok előidézik a negatív permeabilitást, azonban a vele párhuzamosan beeső hullámok nem. Ennek a problémának a megoldására ad lehetőséget a két, egymásra ortogonális SRR alkalmazása egy elemi cellában (1.17 / b alsó ábra), ami azonban már egy 3D-s metaanyag struktúrát eredményez.

1.4.4. DNG metaanyagok

A vékony vezetőkből (ENG) és az SRR-ekből kialakított rácsok kombinálásával DNG metaanyag készíthető [5]. Egy ilyen rácsszerkezet kialakítható dielektrikumra nyomtatott planáris SRR-ekből és a körjük helyezett fém rudakból. Az effektív permittivitás és az effektív permeabilitás az alábbiak szerint fejezhetőek ki:

$$\varepsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_{ep}^2 - \omega_{e0}^2}{\omega^2 - \omega_{e0}^2 + j\omega\gamma_c} \quad (1.47)$$

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{mo}^2 + j\omega\Gamma} \quad (1.48)$$

1.4.5. Nagyimpedanciás felületek

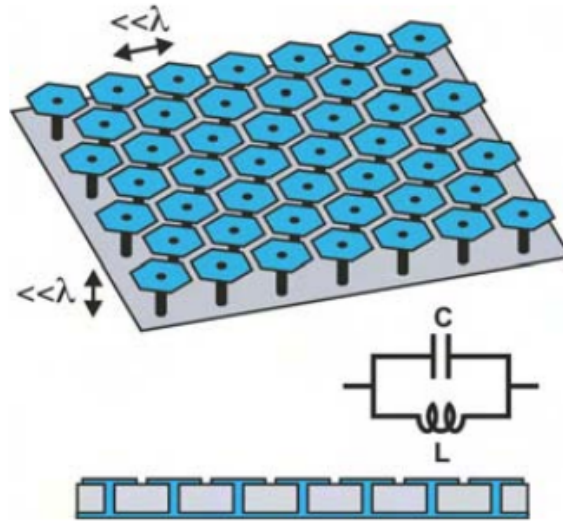
Nagyimpedanciás felületeknek az olyan felületeket nevezzük, amelyek nagy felületi impedanciát (Z_s) mutatnak a beérkező és a felületen továbbterjedő elektromágneses hullám felé. Az ún. *mushroom* (gomba) szerkezetű nagyimpedanciás felület egy szigetelő rétegre nyomtatott vékony fém rácsból és egy fémes föld felületből áll [5], [7]. A két réteg között fémmel bevont furatok (viák) teremtik meg a kapcsolatot, melyeknek köszönhetően egy összefüggő fémes struktúrát kapunk. A rácsot kis méretű elemi patch-ek alkotják, melyek mérete és a rácsállandó mérete nagyságrenddel kisebb a hullámhossznál. Ekkor a beérkező elektromágneses hullám felületi hullámként terjed tovább a felületen, ezért az anyagot a felületi impedanciájával lehet jellemezni. A kialakult mező a szomszédos patch-ek között kapacitásként modellezhető, amelyet patch-kapacitásnak neveznek (C). A szomszédos patch-ek között levő viák és a föld felület az oszcilláló áram számára vezető utat biztosítanak, amelyet egy patch-induktivitásként modellezhetünk (L). Az elrendezés az 1.18 ábrán látható. A fent leírt struktúra modellezhető egy párhuzamos LC rezgőkörként, amely adott frekvencián meghatározza a felület elektromágneses viselkedését. Így a felületi impedanciát az 1.49 egyenlettel kaphatjuk meg:

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (1.49)$$

Az LC kör rezonancia frekvenciáját az 1.50 egyenlet adja meg:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.50)$$

A rezonancia frekvencia alatt a felület induktív és TM módusú felületi hullámot szállít, míg a rezonancia frekvencia felett a felület kapacitív és TE módusú felületi hullámot szállít. A rezonancia frekvencia környezetében, az úgynevezett *band gap* frekvenciasávban a felület impedanciája sokkal nagyobb, mint a szabad tér hullámimpedanciája, és semmilyen felületi hullámot nem szállít. Ezért az ilyen felületeket *EBG* (*Electromagnetic Band Gap*) felületeknek is szokás nevezni.



1.18. ábra. Nagyimpedanciás felület: felülnézet, helyettesítő kép és oldalnézet [5].

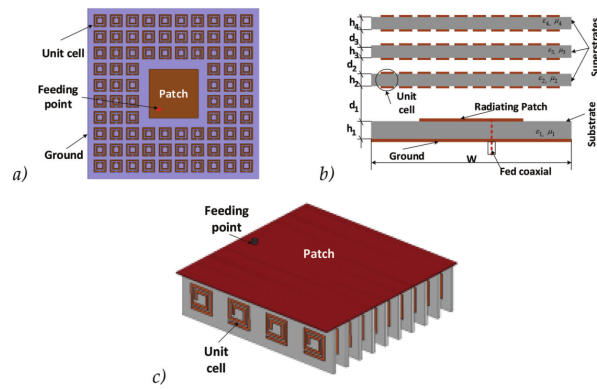
A nagyimpedanciás felületek továbbá különleges reflexiós tulajdonságokkal bírnak. Abban a frekvenciatartományban, ahol nagy a felületi impedancia, a mágneses térerősség tangenciális komponense még nagy elektromágneses tér jelenlétében is közel nulla értékű. Az ilyen, a természetben meg nem található anyagokat a PEC (perfect electrical conductor) analógia alapján, ahol az elektromos térerősség tangenciális komponense nulla (pl. fém vezető felületek), PMC (perfect magnetic conductor) anyagoknak nevezik. Ezért a 1.18 ábrán látható struktúrát mesterséges mágneses vezetőnek is szokták nevezni.

1.5. Antenna paraméterek javítása metaanyagok felhasználásával

1.5.1. Az antenna hatásfokának növelése

Az 1.4.5 alfejezetben ismertetett nagyimpedanciás felület mikrosztríp antennák melletti alkalmazása képes növelni az antenna hatásfokát [8], [9], [10]. A nagyimpedanciás felület PMC peremfeltételének köszönhetően újfajta mesterséges földként képest funkcionálni a kisméretű mikrosztríp antennák számára [5]. A hagyományos fém (PEC) földfelületek alkalmazása során a beeső hullámok 180° -os reflexiós fázistolást szenvednek el, amely azt eredményezi, hogy a föld felületen létrejött tüköráramok kioltják az antenna áramát, amely jelentősen csökkenti a sugárzási hatásfokot. A mesterséges föld felületek esetében azonban a rezonancia frekvencia környékén a tüköráram és az antenna árama közel fázisban vannak. A konstruktív interferencia pedig hatásfok növekedést eredményez a nagyimpedanciás felület nélküli antennához képest.

Egy másik mód az antenna hatásfokának növelésére, az antenna elemi cellákkal (pl. SRR) való rácsszerű körbevétele [11], [12]. Az elemi cellák a hordozó mindkét oldalán lehetnek, méretüket és számukat pedig a rezonancia frekvenciának megfelelően kell beállítani. Továbbá létre lehet hozni újabb dielektromos rétegeket. Ebben az esetben a metaanyag struktúrák más dielektrikumon helyezkednek el, mint az antenna. Az elemi cellák az egyes rétegek mindkét oldalán elhelyezkedhetnek. Az antenna lezárása metaanyag struktúrával szintén növeli az antenna hatásfokát. A fent említett megoldásokat az alábbi ábra foglalja össze:



1.19. ábra. Antenna hatásfokának növelése metaanyag struktúrákkal: a) patch antenna körbevétele elemi cellákkal; b) többrétegű dielektrikumon elhelyezett elemi cellák; c) antenna lezárása metaanyagokkal.

1.5.2. Az antenna méretének csökkentése

A mikrosztríp antennák méretének csökkentésére többféle lehetőség is létezik, mint például magas permittivitású dielektrikumok vagy rövidre záró vonalak alkalmazása, rések, bevágások készítése vagy fraktál típusú antennák készítése. Ezek a megoldások (pl. az előbbi példa) azonban sokszor költségesek. Az antennák méretének csökkentése metaanyagok felhasználásával is lehetséges [13]. Ezekben az alkalmazásokban a cél az, hogy a rezonancia frekvenciát csökkentsük, anélkül, hogy nagy mértékben romolnának az antennatulajdonosságok. A rezonancia frekvencia csökkentése történhet gomba-szerkezetű metaanyagokkal, vagy nagy ($\mu \gg 1$) permeabilitású metaanyagok, úgynevezett mágneses dielektrikumként való alkalmazásával is. Mikrosztríp antennát (pl. patch) lezáró SRR elem szintén képes csökkenteni az antenna rezonanciafrekvenciáját. A méretcsökkentés további lehetőségeiről a későbbi alfejezetekben lesz szó, melyek során két saját tervezésű metaanyagos antenna struktúrát is bemutatok.

2. fejezet

Négyszögletes patch antenna tervezése

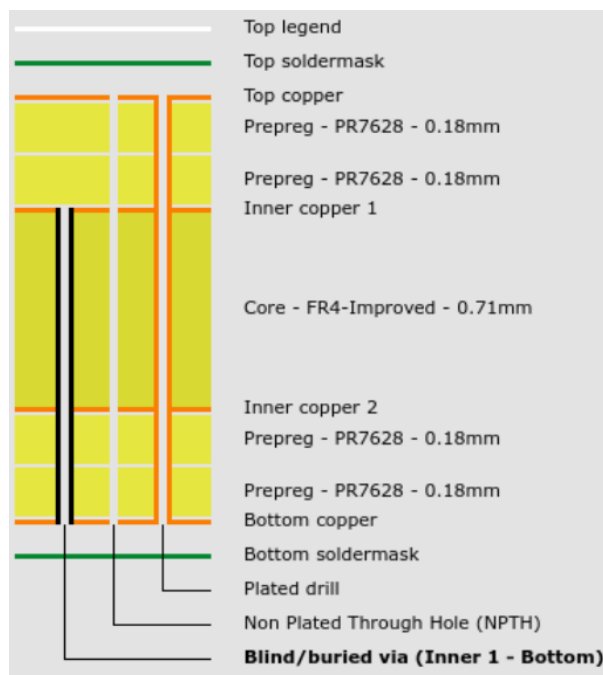
2.1. Tervezési megfontolások

A $2,4GHz$ -es ISM sáv sávközepe $2,44GHz$ -en, alsó és felső határai körülbelül $2,4GHz$ -en, illetve $2,84GHz$ -en találhatóak. Az elméleti összefoglalóban írtak alapján $2,44GHz$ -es rezonancia frekvencia mellett a patch mérete $38 \times 30mm$ környékén lenne. Azonban a cirkuláris polarizáció elérése érdekében (amely számos alkalmazás szempontjából szükséges, mint például a kettős polarizációjú antenna rácsok esetében) fontos szempont, hogy a patch téglalap helyett négyzet alakú legyen. Ezen felül a négyzetes patch antenna mérete kisebb, mint a téglalap alakúé: körülbelül $30 \times 30mm$ esetében rezonál az antenna $2,44GHz$ -en.

A hordozó kiválasztásakor figyelembe kell venni az alkalmazott frekvenciát. Alacsonyabb frekvenciákon ($5 - 10GHz$)-ig az FR-4 hordozó alkalmazása célszerű az alacsony ára miatt. Magasabb frekvenciákon azonban ($5 - 10GHz$) felett érdemesebb speciális rádiófrekvenciás hordozókat választani (pl. Rogers). A $2,4GHz$ -es frekvenciasávban az FR-4-es hordozó még alkalmazható, ezért ezt a hordozót választottam. A többféle betáplálási mód közül a coaxiálisat választottam a gyorsabb hangolási idő és a relatív olcsó megvalósítása miatt. A sugárzási hatások és nyereség szempontjából a föld mérete és a hordozó vastagsága kritikus paraméterek. A nagy föld méret csökkenti a hátrasugárzást (növeli az előre-hátra viszonyt), továbbá a vastagabb hordozó nemcsak a nyereséget, hanem az impedancia sáv szélességet is növeli. Azonban a sorozatgyártáskor olcsóságuk miatt előnyösebbek a minél kisebb méretű hordozók.

A hordozó paramétereinek kiválasztásakor az *Eurocircuits* által felkínált lehetőségek közül választottam. Honlapukon [14] széles kínálatból lehet kiválasztani a PCB felépítését és különböző paramétereit, melyek közül a lehető legolcsóbbat választottam. Az egyszerű patch antenna és a metaanyag antennák pontos összehasonlításának érdekében mindegyik antennát ugyanolyan méretű hordozóra tervezem. Ezért fontos volt, hogy olyan vastagságú hordozót válasszak ki, amelyen négyrétegű felépítés is megvalósítható, ugyanis erre szükség van a metaanyag antennák esetében. Ilyen vastagságból csak kettő olyan, amelyért nem kell felárat fizetni: $1,00mm$, illetve $1,55mm$. E kettő közül az utóbbit választottam, a jobb antenna tulajdonságok elérése érdekében. A fentiek alapján a 2.1. ábrán látható PCB felépítést választottam ki. A 4-rétegű hordozó felépítése 2 prepreg, egy mag, majd ismét 2 prepreg rétegből áll. Egy prepreg réteg vastagsága $0,18mm$, a mag vastagsága $0,71mm$, a vezetékezés vastagsága pedig $0,018mm$. A további paraméterek beállításakor is figyeltem arra, hogy a lehető legolcsóbb legyen a gyártás. Így a minimális vonalszélességnek $0,125mm$ -t, a via és a 2. fém réteg közti minimális távolságnak $0,25mm$ -t, a via körüli fémezés sugarát pedig $0,125mm$ -t választottam ki. Az antennákat

$40 \times 40\text{mm}$ méretű PCB-re tervezem, amely relatív permittivitása $\varepsilon_1 = 4,25$, veszteségi tényezője pedig $0,017$.



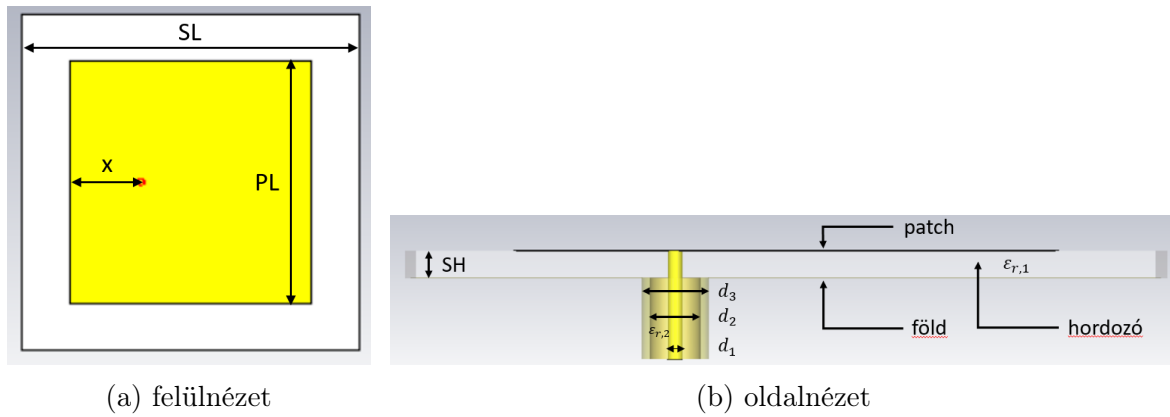
2.1. ábra. A kiválasztott PCB felépítése [14].

A patch antenna tervezéséhez a mikrohullámú és antenna technikában széles körben elterjedt CST Studio szoftvert alkalmaztam. A szoftver grafikus felületén a tervező számára lehetőség nyílik az egyes komponensek létrehozására, azok egymáshoz viszonyított pozíciójának és orientációjának, valamint anyagparamétereinek megadására. A szoftver több megoldót is tartalmaz, amelyek közül az időtartománybeli megoldót alkalmaztam az antenna tervezésekor, amely az FTDT módszert alkalmazza. Ennek az előnye, hogy pontos eredményt szolgáltat, ami azonban a szimulációs idő rovására megy. Az antenna hangolását a szoftverrel egyszerűen meg lehet valósítani az antenna közepétől mért betáplálási távolság változtatásával. A szoftver továbbá ki tudja számolni, hogy milyen paraméterekkel kell rendelkeznie a koaxiális kábelnek. Az 50Ω -ra hangolt kábel paraméterei az alábbiak lettek: $d_1 = 0,8\text{mm}$ (belső vezető átmérője), $d_2 = 2,68\text{mm}$ (teflon szigetelő anyag átmérője), $d_3 = 3,6\text{mm}$ (külső vezető átmérője), a teflon relatív permittivitása $\varepsilon_2 = 2,4$, veszteségi tényezője pedig $0,003$.

A szimulációs vizsgálatok után célom, hogy legyártassam és bemérjem az elkészült antennákat. A gyártási szórásokat figyelembevéve három rezonanciafrekvenciára terveztem meg a legyártani kívánt antennákat: a sávközépre, azaz $2,44\text{GHz}$ -re, illetve attól pozitív és negatív irányban egyaránt $25 - 25\text{MHz}$ -re, azaz $2,415\text{MHz}$ -re, illetve $2,465\text{MHz}$ -re.

2.2. A megtervezett patch antenna szimulációs eredményei

A megtervezett patch antenna felépítése a 2.2. ábrán látható. A három frekvenciára megtervezett antenna paramétereit a 2.1 táblázat foglalja össze.

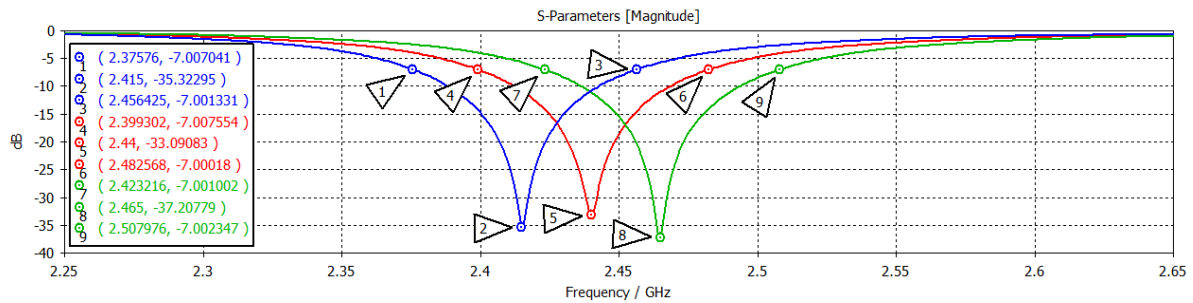


2.2. ábra. A megtervezett patch antenna felépítése.

	$f = 2,415GHz$	$f = 2,44GHz$	$f = 2,465GHz$
PL [mm]	29,06	28,76	28,46
x [mm]	8,63	8,48	8,33

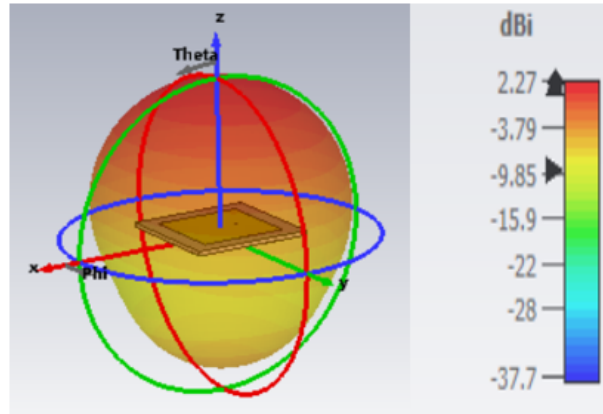
2.1. táblázat. A három megtervezett patch antenna paramétere.

A három antenna S_{11} paramétere a 2.3 ábrán láthatók. Az ábráról leolvasható, hogy a $2,415GHz$ -re, $2,44GHz$ -re, illetve $2,465GHz$ -re megtervezett antennák $-7dB$ -es impedancia sávzélességei rendre $80,7MHz$, $83,3MHz$ és $84,8MHz$ lettek.



2.3. ábra. A három megtervezett patch antenna S_{11} paramétere.

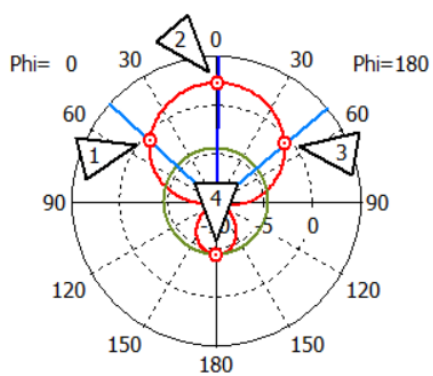
A 2.4. ábrán az antenna 3D-s nyereség karakterisztikája látható. Megfigyelhető, hogy nemcsak felfelé, és a földlemez síkjában sugároz, hanem lefelé is. Ennek oka, hogy a patch méretéhez képest relatív kicsi ($40 \times 40mm$) a földlemez. A nyereség a főirányban $2,27dB$, a sugárzási hatásfok pedig $46,8\%$ lett. A teljes hatásfok $42,9\%$, ami azt jelenti, hogy az illesztetlenségből adódó veszteség nem volt jelentős. A 2.5. ábrán az antenna három fő síkjában szimulált 2D-s nyereség karakterisztikák láthatók, mind horizontális, mind vertikális polarizációban.



2.4. ábra. 2,44GHz-re tervezett patch antenna 3D-s nyereség-karakterisztikája.

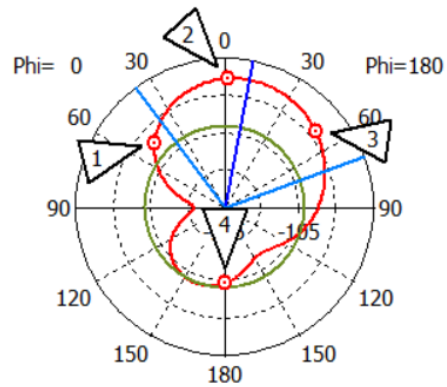
		2D-s metszet					
		$\varphi = 0^\circ$		$\varphi = 90^\circ$		$\vartheta = 90^\circ$	
polarizáció		H	V	H	V	H	V
1.	szög [fok]	47.67	47.67	51.16	51.16	90.01	90.01
1.	nyereség [dB]	-0.76	-102.27	-0.75	-34.84	-5.81	-33.31
2.	szög [fok]	1.01	1.01	0.01	0.01	0.03	0.03
2.	nyereség [dB]	2.25	-97.77	2.25	-97.63	-7.33	-108.73
3.	szög [fok]	50.00	50.00	51.17	51.17	270.04	270.04
3.	nyereség [dB]	-0.76	-99.11	-0.76	-34.85	-5.81	-33.28
4.	szög [fok]	179.91	179.91	179.99	179.99	180.04	180.04
4.	nyereség [dB]	-4.52	-104.83	-4.52	-104.35	-6.65	-100.18

2.2. táblázat. A 2.5. ábrán bejelölt pontok nyereség- és szögértékei.



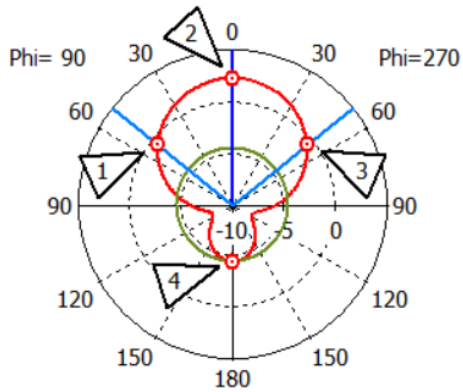
Theta / deg vs. dBi

(a) Horizontális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



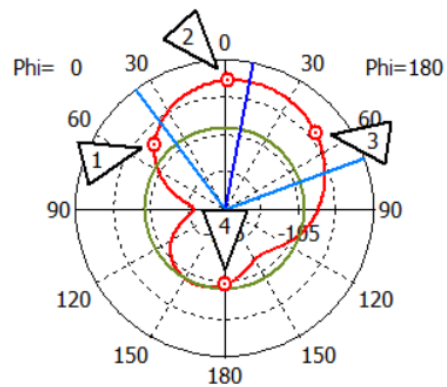
Theta / deg vs. dBi

(b) Vertikális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



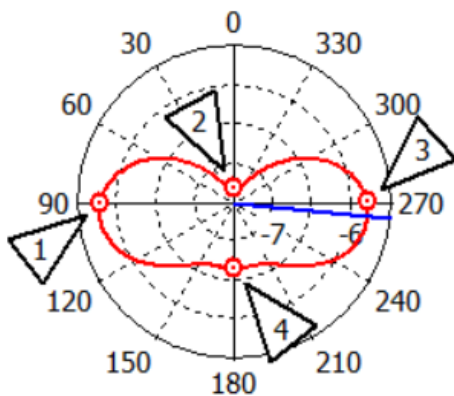
Theta / deg vs. dBi

(c) Horizontális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



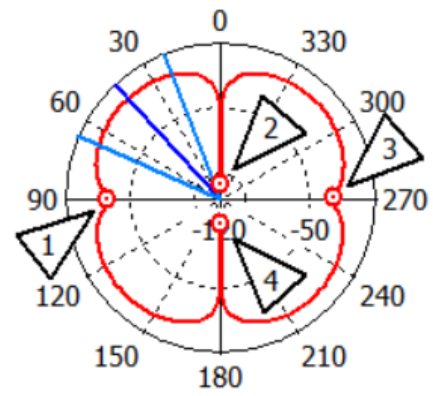
Theta / deg vs. dBi

(d) Vertikális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



Phi / deg vs. dBi

(e) Horizontális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$



Phi / deg vs. dBi

(f) Vertikális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$

2.5. ábra. A $2,44\text{GHz}$ -re megtervezett antenna három fő síkjában szimulált 2D-s nyereség-karakterisztikák.

3. fejezet

Négyszögletes patch antenna méretének csökkentése metaanyag alkalmazásával

3.1. Metaanyag tervezése és szimulációja

Ahogy az az elméleti összefoglalóban is szerepelt, metaanyag alkalmazásával lehetőség nyílik mikrosztríp antennák méretének csökkentésére. Mivel alacsonyabb frekvenciához nagyobb antenna tartozik, ezért az antenna méretének csökkentése egyenértékű azzal, hogy állandó antenna oldalhosszúság mellett csökkentjük a rezonancia frekvenciát. Alacsonyabb rezonancia frekvenciát pedig úgy tudunk elérni, hogy vagy a relatív permittivitást, vagy a relatív permeabilitást növeljük, amely a $f = 1/\sqrt{\lambda\mu\varepsilon}$ egyenletből is jól látszik.

A szakirodalomban többféle metaanyaggal dolgoztak már annak érdekében, hogy csökkentsék a patch antenna méretét. Voltak olyan kutatások, amelyben különféle egyedi struktúrákat (például valamilyen SRR-alapú struktúrákat) dolgoztak ki a szerzők [15], [16], [17], [18], [19].

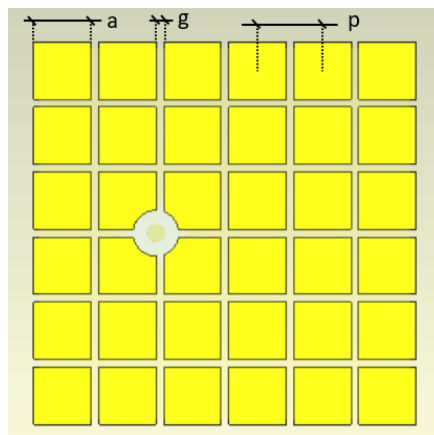
Az egyik legjobb módszernek a gomba alakú metaanyag patch antenna alá helyezése bizonyult [20]. Ekkor nem elegendő azonban a metaanyagot önmagában vizsgálni, hiszen kölcsönhatásba lép a sugárzó antenna elemmel is, amely [21]-ben került modellezésre. Fontos megjegyezni, hogy annál hatékonyabb lesz a méretcsökkentés, minél közelebb van a metaanyag vezető rétege a patch-hez, és minél messzebb van a földtől. Ekkor ugyanis megnő mind a struktúra effektív permittivitása, mind a viákon záruló induktív hurok. A költséghatékonyságot szem előtt tartva azonban a gomba alakú metaanyag alkalmazása nem előnyös, ugyanis a zsákviák miatt közel 10-szeresébe is kerülhet a panel, a zsákvia nélküli esethez képest.

A következő alfejezetekben kétféle struktúrákat mutatok be, amelyeket a CST Studio Suite szimulációs programban terveztem meg. Az első egy gomba alakú metaanyag, míg a másik egy költséghatékony megoldás, mely során négy darab SRR-t helyeztem a patch antenna alatti rétegbe.

3.2. Patch antenna méretcsökkentése gomba alakú metaanyaggal

A megtervezett metaanyag struktúra a 3.1 ábrán látható. A kedvezőbb eredmény elérése érdekében figyelni kellett arra, hogy elegendően sok elemi cellát helyezzek el a rácsban. Így egy 6×6 -os rácsot terveztem meg, ellentétben <https://sci-hub.se/https://doi.org/10.1049/iet->

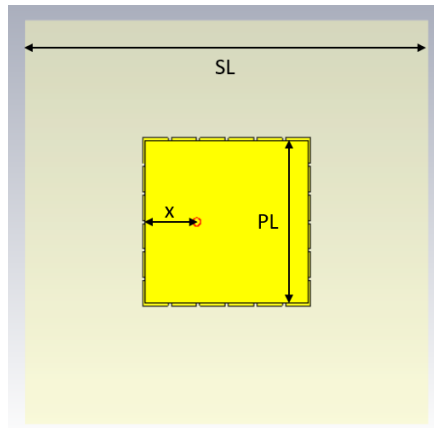
map.2017.1120 cikkkel, ahol csak 4×4 -es rácsot alkalmaztak. A metaanyag paraméterek az alábbiak lettek a tervezés után: $a = 2,5mm$, $g = 0,33mm$, $p = 2,83mm$. Így a metaanyag teljes mérete $16,65 \times 16,65 \times 1,11mm^3$. A 3.2 ábrán a metaanyaggal csökkentett méretű patch antenna felépítése látható. A 2.1 ábra alapján a zsákvia a 4. és a 2. réteget köti össze, azaz $h_1 = 0,71mm$, $h_2 = 0,36mm$. A viák átmérője $d_4 = 0,8mm$ volt. A föld mérete a korábban megtervezett patch antennával megegyezően $40 \times 40mm$, a patch méretét $16,14mm \times 16,14mm$ -re sikerült lecsökkenteni. A metaanyag antenna S_{11} paramétere a 3.3 ábrán látható. A hangolás eredményeképp a betáp $5,07mm$ -re van az antenna szélétől. Ezt az antennát nem fogom legyártatni, mivel közel 10-szeres árban van a zsákvia nélküli PCB-hez képest, ezért nem szükséges három különböző frekvenciára behangolni az antennát. A $-7dB$ -es impedancia sáv szélesség $67,92MHz$ lett. A körülbelül $15MHz$ sáv szélesség csökkenés az egyszerű patch antennához képest ezen a frekvencia sávon elfogadható érték.



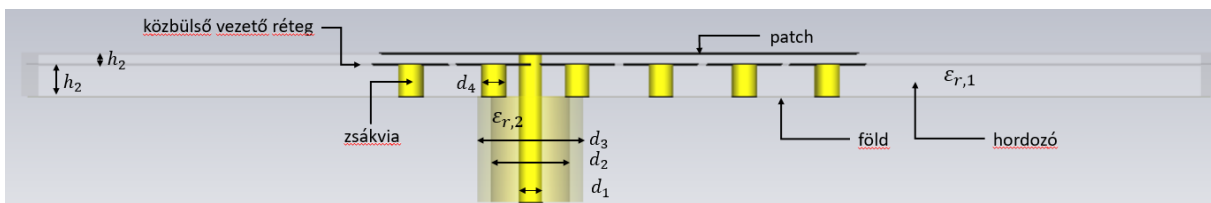
3.1. ábra. A megtervezett gomba-alakú metaanyag felülnézeti képe.

		2D-s metszet					
		$\varphi = 0^\circ$		$\varphi = 90^\circ$		$\vartheta = 90^\circ$	
polarizáció		H	V	H	V	H	V
1.	szög [fok]	51.08	51.08	53.87	53.87	90.00	90.00
1.	nyereség [dB]	-3.28	-88.53	-3.27	-44.91	-7.31	-43.57
2.	szög [fok]	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
2.	nyereség [dB]	-0.28	-85.67	-0.28	-85.67	-9.18	-92.98
3.	szög [fok]	52.17	52.17	54.03	54.03	270.00	270.00
3.	nyereség [dB]	-3.29	-88.32	-3.28	-44.96	-7.31	-43.61
4.	szög [fok]	180.00	180.00	180.00	180.00	180.00	180.00
4.	nyereség [dB]	-6.01	-91.42	-6.01	-91.42	-8.90	-43.61

3.1. táblázat. A 3.4. ábrán bejelölt pontok nyereség és szög értékei.

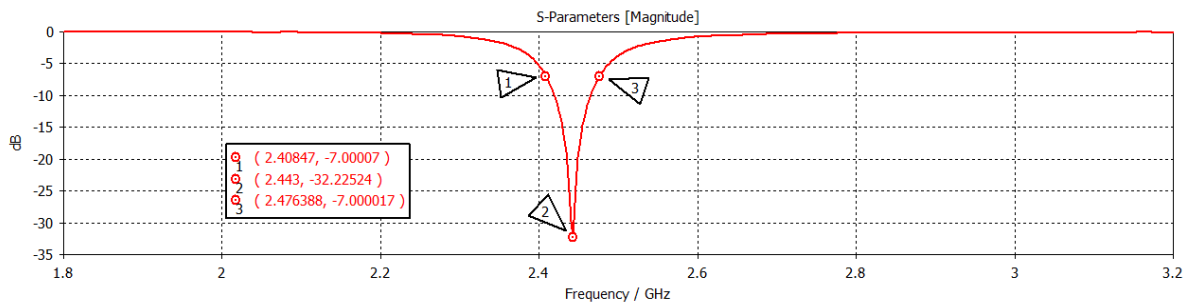


(a) felülnézet

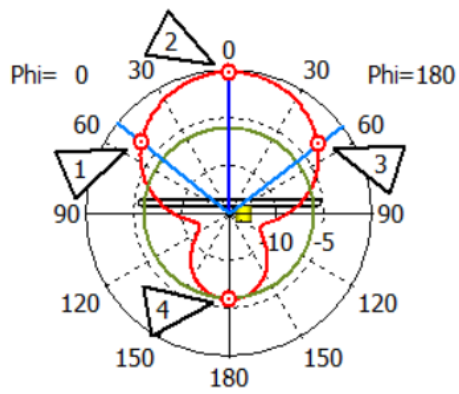


(b) oldalnézet

3.2. ábra. A megtervezett gomba-alakú metaanyag patch antenna felépítése.

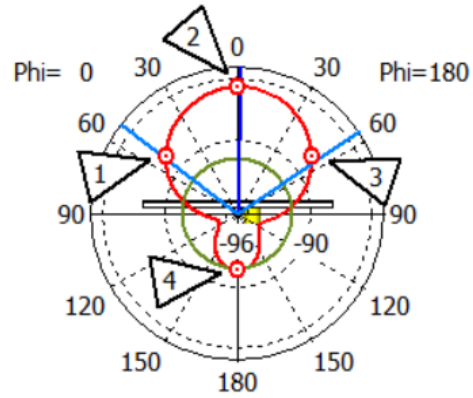


3.3. ábra. A megtervezett gomba-alakú metaanyag antenna S_{11} paramétere.



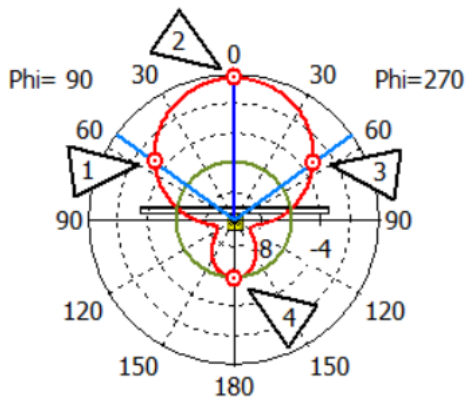
Theta / deg vs. dBi

(a) Horizontális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



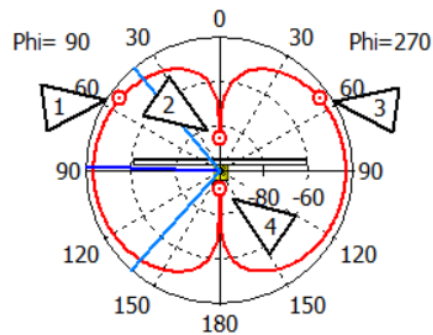
Theta / deg vs. dBi

(b) Vertikális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



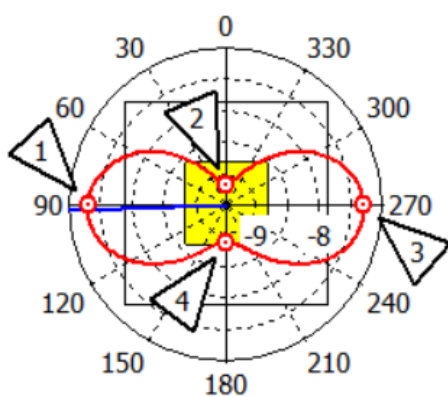
Theta / deg vs. dBi

(c) Horizontális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



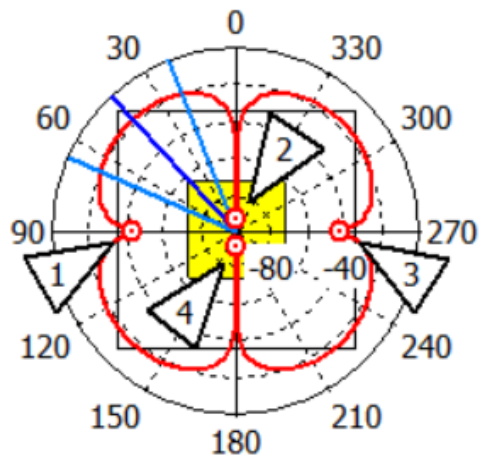
Theta / deg vs. dBi

(d) Vertikális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



Phi / deg vs. dBi

(e) Horizontális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$



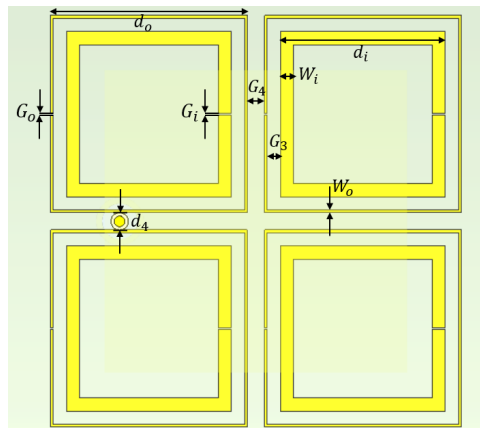
Phi / deg vs. dBi

(f) Vertikális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$

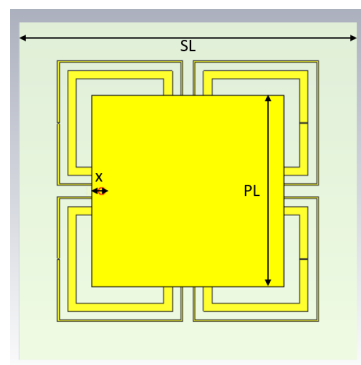
3.4. ábra. A 2,44GHz-re megtervezett gomba-alakú metaanyag antenna három fő síkjában szimulált 2D-s nyereség karakterisztikák.

3.3. Patch antenna méretcsökkentése 4 db SRR-típusú struktúrával

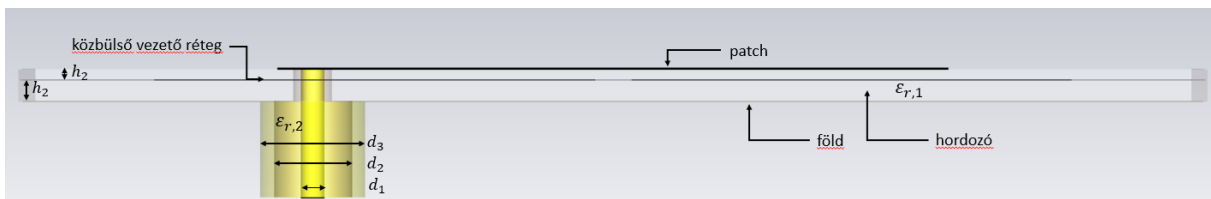
A megtervezett, új struktúrában a 4 db elemi cella egy 2×2 -es SRR mátrixot alkot a patch alatti vezető rétegben, amely a PCB második rétegét jelenti. Az SRR mátrixban az induktivitást a gyűrűk, míg a kapacitást a gyűrűkön levő rések, a belső és külső gyűrűk közti kapacitív csatolás, valamint az elemi cellák közti kapacitív csatolás valósítja meg. A struktúra felépítése a 3.5. ábrán látható. A rezonancia frekvenciára legnagyobb hatással a d_0 és a G_3 paraméterek voltak, mivel ezek lényegesen befolyásolják a struktúra induktivitását, illetve kapacitását. Célom az volt a tervezés során, hogy az antenna mellett a 2×2 -es rács mérete is minél kisebb legyen, s ennek megfelelően hangoltam a többi paramétert is. Az SRR-rácscsal méretcsökkentett antenna felépítése a 3.6. ábrán látható. A tervezés során $22,7 \times 22,7 \text{ mm}^2$ -re sikerült levinni a patch antenna méretét.



3.5. ábra. A 2×2 -es SRR struktúra felülnézetből.



(a) felülnézet



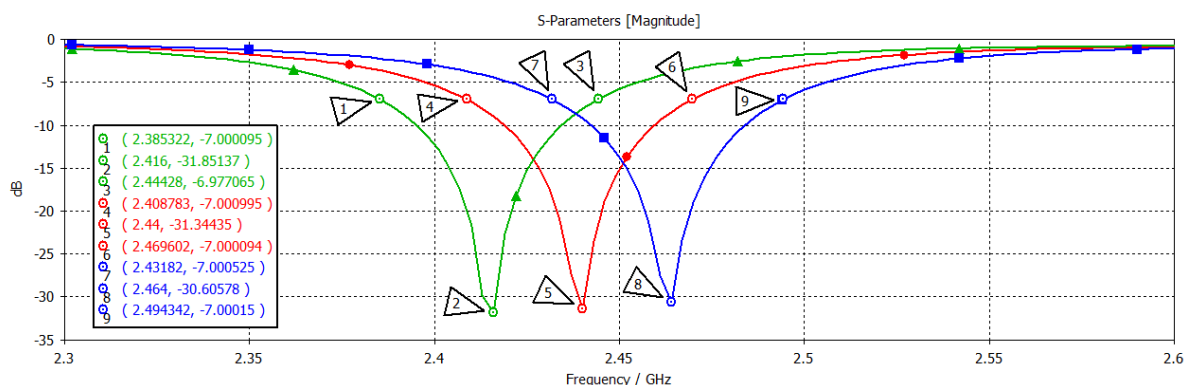
(b) oldalnézet

3.6. ábra. A megtervezett 2×2 -es SRR-rácscsal méretcsökkentett patch antenna felépítése.

A $2,415GHz$ -re, $2,44GHz$ -re, illetve $2,465GHz$ -re behangolt, méretcsökkentett antennák megegyező paraméterei az alábbiak: $G_4 = 1,29mm$, $G_3 = 1mm$, $G_i = 0,1mm$, $G_o = 0,1mm$, $PL = 22,7mm$, $h_1 = 0,36mm$, $h_2 = 0,71mm$, $W_{ti} = 1mm$, $W_{to} = 0,2mm$, $d_4 = 1,3mm$. Az egymástól eltérő paramétereket a 3.2 táblázat foglalja össze. A három frekvenciára behangolt antenna S_{11} paraméterei a 3.7 ábrán láthatók. A $-7dB$ -es impedancia sávszélesség a rezonancia frekvenciák növekvő sorrendjében rendre $58,96MHz$, $60,82MHz$, illetve $62,52MHz$. A $2,44GHz$ -en szimulált 2D-s nyereség karakterisztikák a ... ábrán láthatók, míg a diagramokon bejelölt értékeket a 3.3 táblázat foglalja össze.

	$f = 2,415GHz$	$f = 2,44GHz$	$f = 2,465GHz$
d_o [mm]	14,97	14,8	14,64
x [mm]	1	1,1	1,25

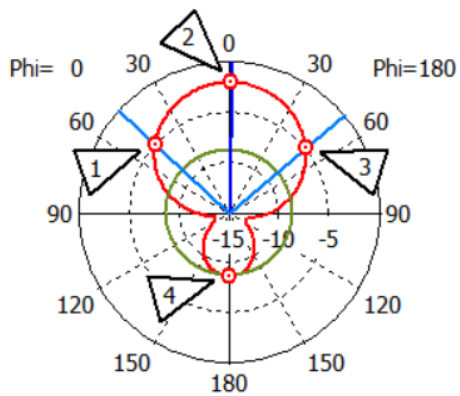
3.2. táblázat. A három megtervezett, 2×2 -es SRR ráccsal méretcsökkentett patch antenna paraméterei.



3.7. ábra. Az SRR-ráccsal méretcsökkentett patch antennák S_{11} paraméterei.

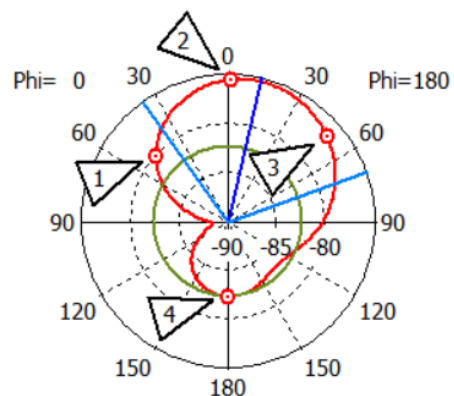
		2D-s metszet					
		$\varphi = 0^\circ$		$\varphi = 90^\circ$		$\vartheta = 90^\circ$	
polarizáció		H	V	H	V	H	V
1.	szög [fok]	47.57	47.57	51.51	51.51	90	90
1.	nyereség [dB]	-5.04	-80.14	-5.05	-37.81	-9.91	-36.46
2.	szög [fok]	0.99	0.99	0.00	0.00	0.00	0.00
2.	nyereség [dB]	-2.05	-75.58	-2.05	-75.61	-11.58	-87.93
3.	szög [fok]	49.72	49.72	51.57	51.57	270.00	270.00
3.	nyereség [dB]	-5.05	-76.75	-5.05	-37.85	-9.91	-36.47
4.	szög [fok]	180.00	180.00	179.98	179.98	180.00	180.00
4.	nyereség [dB]	-8.70	-82.37	-8.70	-82.07	-11.03	-80.37

3.3. táblázat. A 3.8 ábrán bejelölt pontok nyereség- és szögértékei.



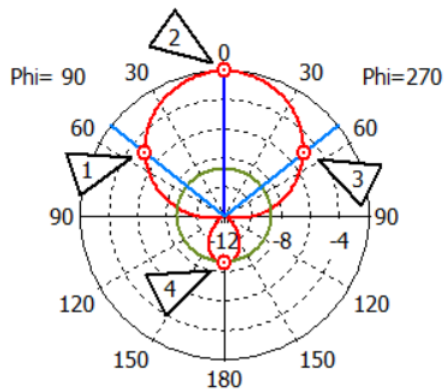
Theta / deg vs. dBi

(a) Horizontális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



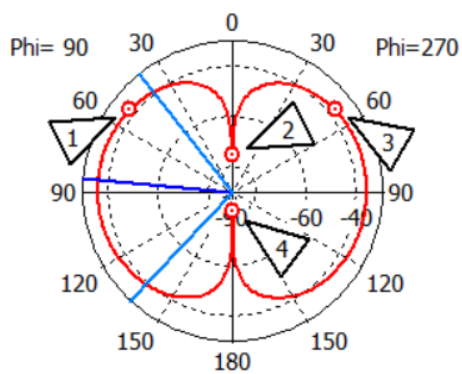
Theta / deg vs. dBi

(b) Vertikális polarizáció, $\varphi = 0^\circ$



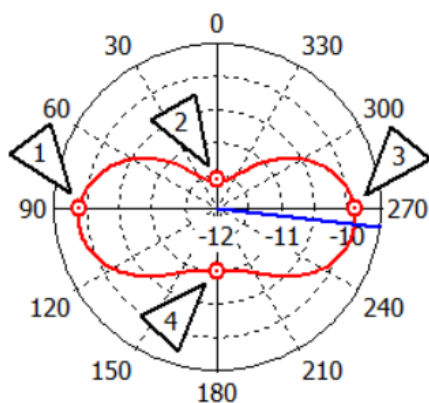
Theta / deg vs. dBi

(c) Horizontális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



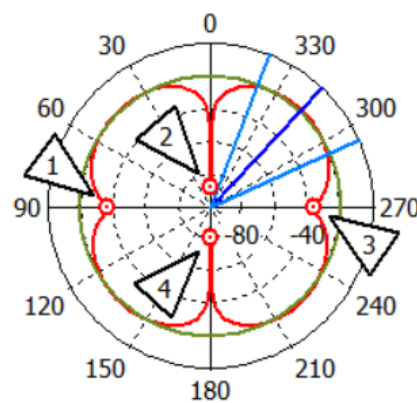
Theta / deg vs. dBi

(d) Vertikális polarizáció, $\varphi = 90^\circ$



Phi / deg vs. dBi

(e) Horizontális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$



Phi / deg vs. dBi

(f) Vertikális polarizáció, $\vartheta = 90^\circ$

3.8. ábra. A $2,44\text{GHz}$ -re megtervezett SRR-rácscsal méretcsökkentett antenna három fő síkjában szimulált 2D-s nyereség-karakterisztikák.

4. fejezet

Összefoglalás és kitekintés

Dolgozatomban kétféle megoldást adtam patch antennák méretének csökkentésére metaanyagok felhasználásával. Az első módszerben egy gomba-alakú, 6×6 -os rácsot helyeztem el a patch alá, amellyel az eredeti patch területének 33,5%-ára csökkentettem a patch méretét. A második esetben egy újfajta költséghatékony megoldást adtam, amely során a patch alá egy 2×2 -es SRR rácsot helyeztem el. Ekkor a patch az eredeti területének 62,3%-ára csökkent le. A teljes nyereség a főirányban az eredeti, a gomba-alakú metaanyagos, illetve az SRR-rácsos antenna esetében rendre $2,27dBi$, $-0,28dBi$, illetve $-2,04dBi$ voltak. A 4.1. táblázat a szakirodalomban leírt eredményekkel hasonlítja össze az általam bemutatott két megoldás eredményeit. A továbbiakban célom, hogy legyártassam és bemérjem az eredeti patch és az SRR-rácsos patch antennákat, amelyek után össze tudom hasonlítani a szimulációs és a mérési eredményeket. Amennyiben elkészül az antenna, és a mérésekkel is készen vagyok, az előadáson be fogom mutatni a mérési eredményeket is.

A téma egyik továbbfejlesztési iránya a méretcsökkentett antenna megvizsgálása antenna mátrixban. Egy másik továbbfejlesztési lehetőség, hogy a méretcsökkentés mellett megvizsgálom többsávós antennák tervezését is, metaanyagok felhasználásával.

	f_0 [GHz]	vastagság [λ_0]	méret [$\lambda_0 \times \lambda_0$]	BW [MHz]	BW [%]	nyereség [dBi]
[22]	0.615	0.023	0.068×0.094	–	2.11	–3.4
[23]	2.406	0.024	0.099×0.153	–	1.04	–2.02
[24]	3.494	0.087	0.245×0.257	76	2.2	7
[25]	2.4	0.024	0.16×0.16	35	1.46	2.45
[26]	2.45	0.026	0.13×0.13	170	6.9	–2
[27]	3.5	0.018	0.23×0.23	132	3.7	>4.6
[28]	3.3	0.034	0.25×0.143	100	3.1	0.79
[29]	2.62	0.031	0.087×0.192	–	1.6	3.9
[30]	2.35	0.009	0.125×0.172	21	0.89	1.34
[31]	0.85	0.0035	0.105×0.156	6	0.71	2
[32]	2.4	0.052	0.076×0.102	25	1.04	2.1
[21]	1.93	0.029	0.18×0.18	40	2.1	5.7
saját/1	2.44	0.0145	0.131×0.131	46	1.89	–0.28
saját/2	2.44	0.0145	0.185×0.185	41	1.68	–2.04

4.1. táblázat. Méretcsökkentési eredményeim összehasonlítása a szakirodalommal.

Irodalomjegyzék

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2011, pp. 63-72, 174-188, 228-241.
- [2] William Kelsey, *Online Smith Chart Tool*. (2021). Accessed: Nov. 2, 2023. [Online]. Available: https://www.will-kelsey.com/smith_chart.
- [3] C. A Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2016, pp. 1-7, 31-33, 60-80, 783-800, 837-845, 981-1003.
- [4] LYNwave, *What Does a Multi-Probe OTA/Passive Satimo Testing Chamber System Use For?*. (2022). Accessed: Nov. 2, 2023. [Online]. Available: <https://lynwave.com/what-does-a-multi-probe-ota-passive-satimo-chamber-system-use-for/>
- [5] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons – IEEE Press, 2006, pp. 5-9, 87-91, 287-302, 313-315.
- [6] W. J. Jan Krzysztofik and T. N. Cao, “Metamaterials in Application to Improve Antenna Parameters,” in *Metamaterials and Metasurfaces*, J. Canet-Ferrer, Ed. London: IntechOpen, 2019, Chapter 3. doi: 10.5772/intechopen.80636
- [7] T. A. Elwi, M. M. Hamed, Z. Abbas, M. A. Elwi “On the Performance of the 2D Planar Metamaterial Structure,” *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, no. 9, pp. 846-850, Sept. 2014, doi: 10.1016/j.aeue.2014.03.013.
- [8] H. Kang and S. O. Park, “Mushroom Meta-Material Based Substrate Integrated Waveguide Cavity Backed Slot Antenna with Broadband and Reduced Back Radiation,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 14, pp. 1598-1603, Nov. 2016, doi: 10.1049/iet-map.2016.0056.
- [9] Y. Cao, Y. Zhang, Y. Cai, J. Zhang and Z. Qian, “Wideband and High Gain Patch Antenna Loaded With Mushroom-type Metamaterial,” in *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Chengdu, China, 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563766.
- [10] C. Neo and Y. H. Lee, “Patch Antenna Enhancement Using a Mushroom-like EBG Structures,” in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, FL, USA, 2013, pp. 614-615, doi: 10.1109/APS.2013.6710967.
- [11] S. S. Al-Bawri *et al.*, “Metamaterial Cell-Based Superstrate towards Bandwidth and Gain Enhancement of Quad-Band CPW-Fed Antenna for Wireless Applications,” *Sensors*, vol. 20, no. 2, p. 457, Jan. 2020, doi: 10.3390/s20020457.

- [12] W. Cao, W. Ma, W. Peng and Z. N. Chen, "Bandwidth-Enhanced Electrically Large Microstrip Antenna Loaded With SRR Structures," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 576-580, April 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2896384.
- [13] Y. Dong and T. Itoh, "Metamaterial-Based Antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2271-2285, July 2012, doi: 10.1109/JPROC.2012.2187631.
- [14] Eurocircuits, *PCB Configurator*. (2023) Accessed: Oct. 30, 2023. [Online]. Available: <https://be.eurocircuits.com/shop/assembly/configurator.aspx?sessionid=01a50d77-cf2c-47de-abc8-6601ae57b593&lang=en&quantity=2&service=pcbproto&deliveryTerm=3&layers=2&dimY=80&dimX=100>
- [15] W. Liu, Z. N. Chen and X. Qing, "Low-Profile Broadband Antennas Using Metamaterial-Mushroom Structures (Invited)," in *2015 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics*, Hong Kong, China, 2015, pp. 33-34, doi: 10.1109/COMPEM.2015.7052545.
- [16] R. O. Ouedraogo, E. J. Rothwell, A. R. Diaz, K. Fuchi and A. Temme, "Miniaturization of Patch Antennas Using a Metamaterial-Inspired Technique," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2175-2182, May 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2189699.
- [17] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Design and Characterization of Miniaturized Patch Antennas Loaded With Complementary Split-Ring Resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 772-785, Feb. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173120.
- [18] D. H. Abdulzahra, F. Alnahwi, A. S. Abdullah, Y. I. A. Al-Yasir, and R. A. Abd-Alhameed, "A Miniaturized Triple-Band Antenna Based on Square Split Ring for IoT Applications," *Electronics*, vol. 11, no. 18, p. 2818, Sep. 2022, doi: 10.3390/electronics11182818.
- [19] H. H. Al-Khaylani, T. A. Elwi, A. A. Ibrahim, "A Novel Miniaturized Reconfigurable Microstrip Antenna Based Printed Metamaterial Circuitries for 5G Applications," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 120, pp. 1-10, May 2022, doi: 10.2528/PIERC22021503.
- [20] W. Liu, Z. N. Chen and X. Qing, "Metamaterial-Based Low-Profile Broadband Mushroom Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1165-1172, March 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2293788.
- [21] X. Xu and J. Wei, "Miniaturisation Design of Patch Antenna Using a Low-Profile Mushroom Type Meta-Substrate Tailored With High Permittivity," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 7, pp. 1216-1221. June 2018, doi: 10.1049/iet-map.2017.1120.
- [22] L. Yousefi and O. M. Ramahi, "Miniaturised Antennas Using Artificial Magnetic Materials With Fractal Hilbert Inclusions," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 12, pp. 816-817, 2010, doi: 10.1049/el.2010.0658.

- [23] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, “Design and Characterization of Miniaturized Patch Antennas Loaded With Complimentary Split Ring Resonator,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 772–785, Feb. 2012, doi: 10.1109/TAP.2011.2173120.
- [24] X. M. Yang *et al.*, “Increasing the Bandwidth of Microstrip Patch Antenna by Loading Compact Artificial Magneto-Dielectrics,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 2, pp. 373–378, Feb. 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2096388.
- [25] T. Cai, G. M. Wang and J. G. Liang, “Analysis and Design of Novel 2-D Transmission-Line Metamaterial and Its Application to Compact Dual-Band Antenna,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 555–558, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2312313.
- [26] M. W. K. Lee, K. W. Leung and Y. L. Chow, “Dual Polarization Slotted Miniature Wideband Patch Antenna,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, pp. 353–357, Jan. 2015, doi: 10.1109/TAP.2014.2363683.
- [27] T. Cai, G.-M. Wang, X.-F. Zhang, Y.-W. Wang, B.-F. Zong and H.-X. Xu, “Compact Microstrip Antenna with Enhanced Bandwidth by Loading Magneto-Electro-Dielectric Planar Waveguided Metamaterials”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2306–2311, May 2015, , doi: 10.1109/TAP.2015.2405081.
- [28] J. Zhu and G. V. Eleftheriades, “A Compact Transmission-Line Metamaterial Antenna With Extended Bandwidth,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 295–298, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2008.2010722.
- [29] M. Yang, Z. N. Chen, P. Y. Lau, X. Qing and X. Yin, “Miniaturized Patch Antenna with Grounded Strips,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 2, pp. 843–848, Feb. 2015, doi: 10.1109/TAP.2014.2382668.
- [30] S. Kumar and D. K. Vishwakarma, “Miniaturisation of Microstrip Patch Antenna Using an Artificial Planar Magneto-Dielectric Meta-Substrate,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 11, pp. 1235–1241, Aug. 2016, doi: 10.1049/iet-map.2016.0044.
- [31] J. Zaid, M. Farahani and T. A. Denidni, “Magneto-Dielectric Substrate-Based Microstrip Antenna for RFID Applications,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 10, pp. 1389–1392, July 2017, doi: 10.1049/iet-map.2016.0931.
- [32] D. E. Brocker, Z. H. Jiang, M. D. Gregory and D. H. Werner, “Miniaturized Dual-Band Folded Patch Antenna With Independent Band Control Utilizing an Interdigitated Slot Loading”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 1, pp. 380–384, Jan. 2017, doi: 10.1109/TAP.2016.2627025.