



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Farkas Pál

**Nulla törésmutatójú metaanyag lencse
tervezése C sávú tölcserantennához**

KONZULENS

Dr. Szabó Zsolt

BUDAPEST, 2014

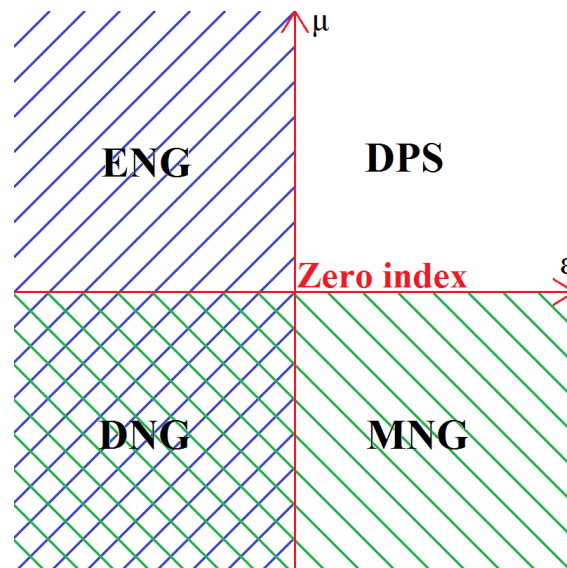
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Tartalomjegyzék

Bevezetés.....	1
Célkitűzés.....	3
1 A (közel) nulla törésmutatójú anyagok.....	4
1.1 Refrakció a nulla törésmutatójú anyagok határfelületén.....	4
1.2 Nulla törésmutatójú anyag, mint mikrohullámú lencse	6
2 Metaanyagok.....	7
2.1 Metaanyagok analitikus jellemzése ekvivalens áramkörökkel.....	7
2.1.1 Homogén féltérben terjedő síkhullám modelljei.....	8
2.1.2 Split Ring Resonator (SRR).....	9
2.1.3 Párhuzamos vezetőkből álló rács.....	11
2.2 Metaanyag paraméterek meghatározása numerikus módszerrel.....	13
3 Tölcsérantenna.....	15
3.1 A tölcsér paramétereinek meghatározása.....	15
3.2 A koaxiális kábel – csőtápvonal átmenet illesztése.....	16
4 A metaanyag lencse	19
4.1 A tervezés menete.....	19
4.2 Kitekintés és összehasonlítás: klasszikus lencsék.....	19
4.3 A választott metaanyag típus.....	20
4.4 Az FDTD megoldó.....	21
4.4.1 A CST Microwave Studio beállítási lehetőségei.....	23
4.5 Az elemi cella méretezése.....	24
4.5.1 Szimulációs beállítások és eredmények.....	24
4.6 A teljes elrendezés szimulációja.....	27
4.6.1 Genetikus algoritmus (GA).....	30
4.6.2 Szimulációs eredmények.....	32
5 Összegzés.....	34
Irodalomjegyzék.....	35
Ábrák.....	38

Bevezetés

Az anyagok és az elektromágneses tér kölcsönhatása függ az anyag kémiai összetételétől, de ebben a tekintetben még inkább meghatározó az anyag strukturáltsága. Metaanyagoknak nevezzük az olyan hullámhossz alatti struktúrákat, melyek homogén anyagként viselkednek[1]. Segítségükkel teljesen új, természetes anyagok esetén szokatlan vagy nem létező elektromágneses tulajdonságok hozhatók létre. Ilyen tulajdonságok a negatív permeabilitás (MNG), a negatív permittivitás (ENG), a negatív törésmutató (DNG) illetve a nulla törésmutató. Az ilyen anyagokban szokatlan elektromágneses jelenségek játszódhatnak le, például a DNG anyagokban a „hátrafelé haladó” hullámok terjednek[2], vagyis a fázissebesség és a Poynting vektor ellentétes irányúak.



1. ábra: Az elektromágneses anyagparaméterek felosztása

Ezeket az anyagokat a megszkott (Double Positive - DPS) anyagokkal párosítva, érdekes refrakciós jelenségek figyelhetőek meg. Például DPS – DNG anyag közeghatáron negatív refrakció figyelhető meg , a nulla törésmutatójú anyagokból kilépő hullámok pedig mindig a közeghatárra merőlegesen lépnek ki az anyagból[2]. Mágneses vezetők felhasználásával létrehozhatóak olyan reflektorok, amelyekkel beállítható a visszavert hullám fázistolása[14].

A kilencvenes évek vége óta világszerte nagyon intenzív kutatás kezdődött meg a témában. Metaanyagokat alkalmazó eszközök kerültek megvalósításra, például a speciális hullámvezetők[16], miniaturizált üregrezonátorok [27], vagy az antennáknál alkalmazható lencsék témakörökben. Az antenna lencséknél több esetben [19], [22],[28] nulla törésmutatójú metaanyagot használnak az antennakarakterisztika irányítottságának növelésére.

A dolgozatot az alábbi beosztásnak megfelelően tagolom:

Az első fejezetben ismertetem a nulla törésmutatójú és DPS anyag közeghatárán történő refrakciót, kitérve az antennáknál való alkalmazás lehetőségeire.

A második fejezetben két alapvető metaanyag típus bemutatásán keresztül vezetem be a metaanyagok jellemző felépítését és analitikus modellek felhasználásával magyarázom a diszperzív és anizotróp tulajdonságokat. Kitérek a nulla törésmutatójú tulajdonság megvalósítására is. Ez után a nem analitikus effektív anyagparaméter meghatározással foglalkozom. Bemutatom a módszer elméleti háttérét, és a numerikus módszerek alkalmazása miatt adódó korlátokat, illetve nehézségeket.

A harmadik fejezetben bemutatom a tölcsérantenna tervezését és az megtervezett antenna jellemzőit.

Az negyedik fejezetben ismertetem a megtervezett metaanyag struktúrát. Ez után leírom a lencse és az antenna teljes szimulációs elrendezését is. Ismertetem az optimalizációs eljárás során kapott legkedvezőbb elrendezést, és elemzem az lencseantenna tulajdonságait, összevetve az eredeti antenna tulajdonságaival.

Az ötödik fejezetben röviden összefoglalom és összegzem az eredményeket, kitérve a lehetséges további fejlesztési lehetőségekre.

Célkitűzés

A dolgozatban egy C sávú tölcsérantenna, és az ahhoz tartozó, mikrohullámú sávban működő metaanyag lencse tervezésével foglalkozom.

Sík felületű, nulla törésmutatójú anyagok felhasználásával több [19], [22],[28] esetben sikerült növelni a mikrohullámú lencsék nyereségét. Céлом egy olyan metaanyag struktúra létrehozása, amely az általam tervezett mikrohullámú antennával alkalmazható.

A munka során az alábbi feladatokat kell megoldani:

- 1) Specifikálni kell az antennaparamétereket.

A feladat két részre osztható: az első a megfelelő iránykarakterisztika megvalósítása, a második pedig a koaxiális kábel- csőtápvonal átmenet illesztése.

- 2) Ki kell választani, és méretezni kell a megfelelő metaanyag típust

Mivel a metaanyagok jellemzően anizotrópok, ezért olyan struktúra kell, amely egyszerűen illeszthető a tölcsérantenna térerősség eloszlásához. A metaanyagok diszperzívek, viszont a struktúra jellemző méreteinek hangolásával beállítható a kívánt üzemi frekvencia. Ez az analitikus modell és numerikus elektromágneses tér szimulációk együttes alkalmazásával oldható meg hatékonyan.

- 3) Meg kell határozni a végleges lencsegeometriát

A méretezésre rendelkezésre álló módszerek nem modellezik megfelelően a tényleges gerjesztést. Az antenna és a lencse együttes szimulációjával, optimalizáló algoritmusokat felhasználva határozom meg a struktúra végleges geometriáját.

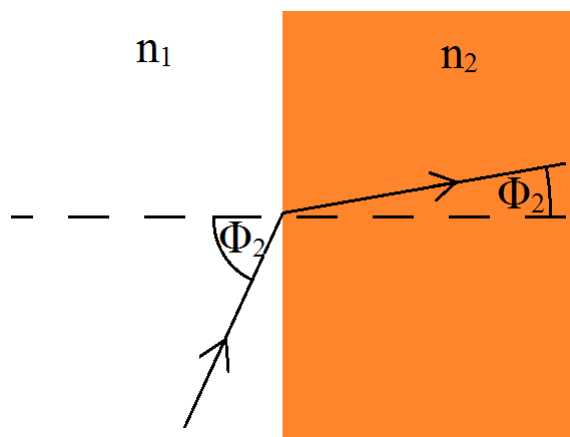
1 A (közel) nulla törésmutatójú anyagok

A metaanyag kutatások jelentős része a nulla törésmutatójú metaanyagok tulajdonságaival, viselkedésével és felhasználásával foglalkozik([12],[13]). Zielkowski 2004-es cikkében([12] analitikusan is leírja és szimulációkkal is bemutatja az $\epsilon=0$ $\mu=0$ tulajdonságú nulla törésmutatójú anyagok viselkedését elektromágneses/hullámtani szempontból. Továbbá több publikáció is készült melyben a nulla törésmutatójú metaanyagok felhasználását mutatják be. Például [21] javaslatot ad csőtápvonal diszkontinuitások reflexiómentesítésére nulla törésmutatójú metaanyagok felhasználásával, míg [19]-ben [22]-ben [29]-ben nulla törésmutatójú metaanyag lencsét alkalmaznak mikrosztríp antennák nyereségének növelésére.

1.1 Refrakció a nulla törésmutatójú anyagok határfelületén

A nulla törésmutatójú metaanyagok elektromágneses szempontból szokatlan tulajdonságokkal rendelkeznek. Az egyik az, hogy a nulla törésmutatójú anyagból kilépő hullám hullámvektora mindig merőleges a határfelületre, a másik az, hogy az anyagon belül az elektromágneses hullám terjedési irány menti fázisváltozása nulla[2].

Ezek a jelenségek megmagyarázhatóak a Descartes törvénnyel, illetve a homogén anyagban adott frekvenciára felírt diszperziós egyenlettel[1]:



2. ábra: Refrakció, $n_1 < n_2$

$$n_1 \sin(\Theta_1) = n_2 \sin(\Theta_2) \quad (1)$$

$$k = n \frac{\omega}{c} \quad (2)$$

Vizsgáljunk meg egy sík határfelületen történő refrakciót a 2. ábrának megfelelő jelölésekkel. Az első közeg legyen közel nulla törésmutatójú: $n_1=0,05$, a második pedig vákuum: $n_2=1$ Ekkor a (2) egyenlet alapján még maximális $\Theta_1=90^\circ$ beesési szög mellett $\Theta_2 = \arcsin(0.05) = 2,9^\circ$ lesz a refraktált hullám szöge. Vagyis a közel nulla törésmutatójú

közeg és a szabad tér határfelülete egy közös, a felületre merőleges irányba tereli a beeső hullámokat.

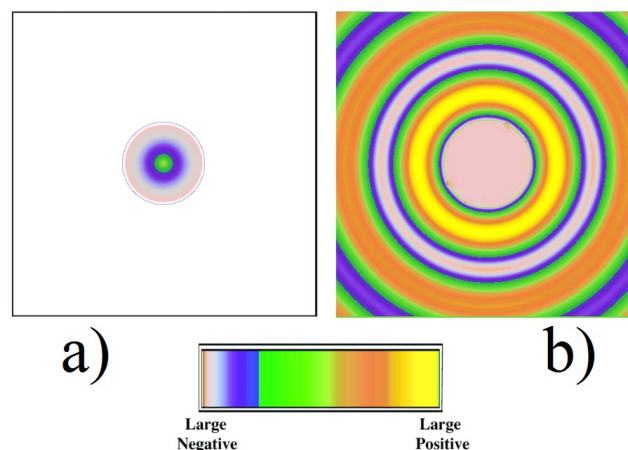
A (2) egyenletből kiolvasható, hogy a nulla törésmutatójú metaanyag hullámhossza töredéke a szabadtéri hullámhossznak. Olyan metaanyagokban, melyek mérete a terjedési irányban a szabadtéri hullámhossz nagyságrendjébe esik, azoknál a fázis terjedési irányban vett gradiense közel nulla. Tehát a metaanyagban időben változó, de térben állandó fázisú elektromos és mágneses tér lesz jelen.

Forrásmentes közegre felírható hullámegyenletből kiindulva akár $\epsilon=0$, akár $\mu=0$ esetén a hullámegyenlet Laplace egyenletre egyszerűsödik

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3) \quad \nabla^2 \mathbf{E} = 0 \quad (4)$$

Ennek megfelelően mind az \mathbf{E} mind a \mathbf{H} vektorokra vektoriális Laplace egyenletet kapunk, ami térben állandó térerősségvektorokat eredményez. Zielkowski 2004-es cikkében [12] egy, kettő és három dimenziós nulla törésmutatójú metaanyagot tartalmazó elrendezések elektromos térerősség eloszlását vizsgálja analitikusan, illetve FDTD (Finite Difference Time Domain) megoldókkal. A szerző $\epsilon = 0$ és $\mu = 0$ feltételezéssel él.

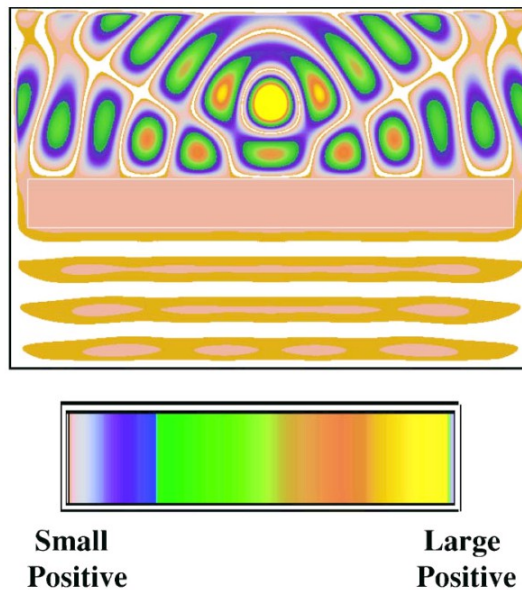
A nulla törésmutatójú közegben az elektromos és mágneses térerősség értéke állandó. Fontos, hogy ez az eredmény csak állandósult állapotra vonatkozik. Az alábbi szimulációs eredmények ezt az esetet mutatják. A 3. ábrán látható a tranziens- és állandósult állapot térerősség eloszlása közötti különbség. A 3.a ábrán látható, hogy a létrejövő tér nem állandó a nulla törésmutatójú anyagon belül sem, de a 3.b ábra szerint, amely egy jóval későbbi időpontban ábrázolja a térerősség eloszlást, látható, hogy a hengeren belül valóban állandó fázis alakul ki.



3. ábra: Vákuumba helyezett, a középpontban a felületre merőleges árammal gerjesztet nulla törésmutatójú henger elektromos térerősség eloszlása tranziens a) és állandósult állapotban b) . Utóbbi esetben hengeren belül a fázis állandó.

1.2 Nulla törésmutatójú anyag, mint mikrohullámú lencse

A nulla törésmutatójú anyagok azon tulajdonsága, hogy a belőlük kilépő hullámok merőlegesek a határfelületre, lehetőséget nyújt nulla törésmutatójú mikrohullámú lencsék létrehozására. Ezek olyan sík felületű lencsék, melyek normálisa a főiránnyal párhuzamos. Az alábbi ábrán egy pontforrással megvilágított kétdimenziós elrendezés állandósult állapotbeli térerősség eloszlása látható, melyben a középső téglalap anyagjellemzői $\epsilon = 0$ és $\mu = 0$.



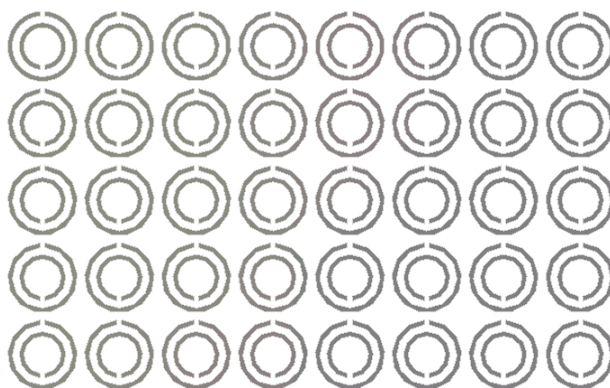
4. ábra: Pontforrással gerjesztett kétdimenziós metaanyag tömb reflexiója és transzmissziója állandósult állapotban. Az ábra az elektromos térerősség eloszlást ábrázolja

Jól látszik, hogy a metaanyag tömb a beeső divergáló hullámokat síkhullámmá alakítja. Azonban látszik az is, hogy ezen elrendezés esetén jelentős mértékű reflexió is tapasztalható, melyet konkrét alkalmazás esetén mindenképpen csökkenteni kell.

Összegezve tehát a nulla törésmutatójú anyagok speciális törési tulajdonsága miatt lehetőség van sík felületű, nulla törésmutatójú metaanyag lencsék készítésére. Azonban szükséges a reflexió csökkentése, ahhoz hogy a lencse megfelelő paraméterekkel rendelkezzen. Ehhez a permittivitást és a permeabilitást úgy kell beállítani, hogy az üzemi frekvenciasávban, $\mu_r \ll 1$ és $\epsilon_r \simeq \mu_r$ ekkor ugyanis $n \simeq 0$ és $Z \simeq 1$. Ezen túlmenően az antenna üzemi frekvenciáját és az antenna helyzetét is illeszteni kell a lencse üzemi frekvenciájához, illetve helyzetéhez, ugyanis a metaanyagok jellemzően diszperzív és anizotróp közegek.

2 Metaanyagok

A metaanyagok olyan hullámhossz alatti fém-vezető struktúrák melyek homogén anyagként viselkednek. A megfelelően megtervezett periodikus, elemi cellák ismétlésével fölépített metaanyaggal létrehozhatóak az előző fejezetben tárgyalt különleges elektromágneses anyagjellemzők, mint a negatív permittivitás, a negatív permeabilitás, illetve a nulla törésmutató. Igaz hogy egyes alkalmazások esetén használt struktúrák szigorú értelemben nem periodikusak. Egy példa látható az 5. ábrán , mely egy kétdimenziós, Split Ring Resonatorokból (SRR) álló metaanyagot ábrázol:



5. ábra: Split Ring Resonatorokból álló kétdimenziós metaanyag

A SRR struktúrával a mágneses permeabilitás állítható be, az elektromos permittivitás a szigetelőbe ágyazott, egymástól állandó a távolságra lévő r_0 sugarú párhuzamos vezetőrudakból álló struktúra esetén befolyásolható. Ezzel a két alaptípussal előállítható a negatív mágneses permeabilitás, illetve a negatív elektromos permittivitás és nulla törésmutató is ([15]). A struktúrák kombinált alkalmazásával DNG anyag hozható létre. Ezen struktúrák diszperzívek, és ahogy a szimmetriai tulajdonságaiból látszik, anizotrópok. Ezért a különböző sávú alkalmazásokhoz általában módosítani kell a metaanyag geometriáját.

2.1 Metaanyagok analitikus jellemzése ekvivalens áramkörökkel

Az anyagparaméterek meghatározására léteznek analitikus modellek, pontos kiszámításukhoz azonban elektromágneses szimulációs szoftvereket szoktak használni. Viszont az analitikus modellek megértése szemléletformáló hatású és a struktúra méretezést is felgyorsítják, mert ezek a modellek feltárják a kapcsolatot a metaanyag geometriai jellemzői, és az elektromágneses anyagjellemzők között. Az alábbiakban bemutatom a tápvonalelméletre visszavezethető kétkapú modellt, és két alapvető metaanyag típus elektromágneses tulajdonságait.

2.1.1 Homogén feltérben terjedő síkhullám modelljei

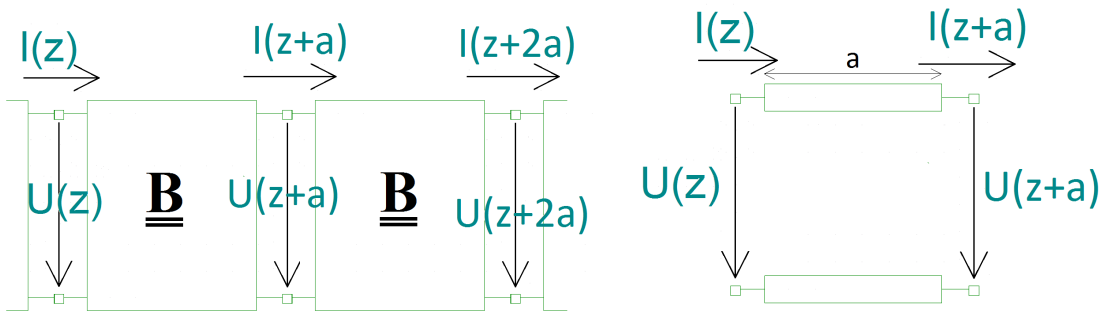
Homogén érben terjedő állandósult állapotú síkhullám leírható a tápvonal modellel az $(U, I, C, G, L, R) \leftrightarrow (E, H, \epsilon, \sigma, \mu, 0)$ megfeleltetéssel. Ekkor definiálhatunk egy terjedési tényezőt $\gamma = \alpha + j * k = \sqrt{((R + j \omega L)(G + j \omega C))}$. Veszteségmentes esetben ekkor a feszültség-, és az árameloszlás végtelen hosszú távvezeték (végtelen félteret) feltételezve veszteségmentes esetben az alábbi módon írható fel.

$$U(z) = U_0^+ * e^{-jkz} \quad (5)$$

$$I(z) = I_0^+ * e^{-jkz} \quad (6)$$

A tápvonalra tekinthetünk egymással sorba kapcsolt, a hosszúságú tápvonalszakaszként, melyeket mint egyforma kétpólusokat kezelhetjük. Ezek mindegyike ugyanazzal a lánc karakterisztikával írható le, mely veszteségmentes esetben az alábbi lesz 8:

$$\begin{bmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} \quad (7) \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-jka} & 0 \\ 0 & e^{-jka} \end{bmatrix} \quad (8)$$



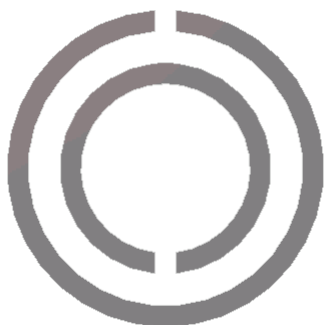
7. ábra: Végtelen hosszú tápvonal, mint sorba kapcsolt 6. ábra: Az a hosszúságú tápvonalszakasz. a hosszúságú tápvonalszakaszok lánc

b_{11} -et és b_{22} -t összeadva a (9) egyenletet kapjuk („diszperziós egyenlet”). Ezt felhasználva általánosabb megállapítások tehetők. Tetszőleges közegben akkor terjed síkhullám, a láncmátrixa együtthatóira a (9). egyenlet teljesül. Ez frekvenciafüggő b_{11} és b_{22} értékek esetén érdekes: mivel (9) bal oldala korlátos, ezért lehetséges hogy csak bizonyos frekvenciákon teljesül az egyenlőség. Csak ezeken a frekvenciákon van hullámterjedés ($a \ll \lambda$ esetén $\cos(ka)$ Taylor sora első két tagjával közelíthető)[1].

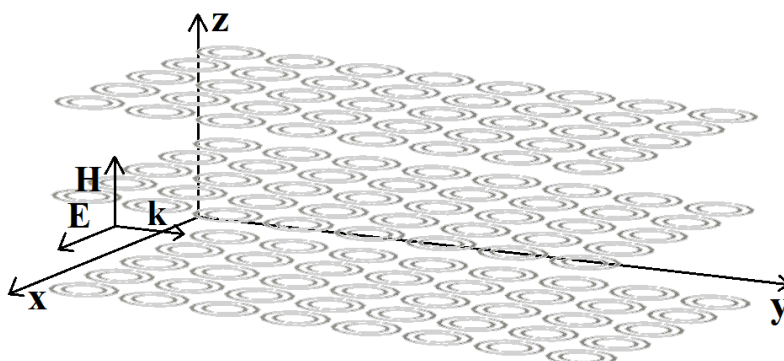
$$2 * \cos(ka) = b_{11} + b_{22} \quad (9)$$

Metaanyagok esetén ez a szemlélet jól hasznosítható. Kezeljük a szigetelő közeget a hosszúságú, sorba kapcsolt kétkapuként, ahol a megegyezik a metaanyag térbeli periódushosszával. A metaanyagok elemi cellája a hullámhosszhoz képest kicsi, ezért koncentrált paraméterű helyettesítőképpel jellemezhető, mely elektromos vagy mágneses csatolásban van a egy kétkapuvál. Így egy új kétkaput kapunk, melynek együtthatóit meghatározva kifejezhető a metaanyagra vonatkozó diszperziós egyenlet.

2.1.2 Split Ring Resonator (SRR)



8. ábra: egy SRR cella



9. ábra: SRR-ekből álló metaanyag. Izotróp közeg, a leírt tulajdonságok az itt jelzett polarizáció esetén érvényesek.

A SRR olyan metaanyag mely mágneses permeabilitása egy bizonyos frekvenciatartományon negatív. A szakirodalomban többféle kétdimenziós és háromdimenziós SRR leírása is megtalálható ([23], [24],[25]). A 8. ábrán egy kétdimenziós SRR elemi cellája látható. A 9. ábra egy SRR-ekből álló metaanyagot ábrázol, jelölve a megfelelő polarizációjú síkhullám térerősségvektorait is. Fontos hogy a struktúra mágneses permeabilitása anizotróp. A továbbiakban a 9. ábrának megfelelő gerjesztést és geometriát feltételezek és a $\mu_r = \mu_r^{zz}$ jelölést használom.

A hullámhossznál kisebb méret miatt a SRR koncentrált paraméterű helyettesítőképpel modellezhető. Ez egy párhuzamos LC tag. Itt L az átlagos (r_0) sugarú hurok öninduktivitása és $C = C_0/4$ ahol C_0 a koncentrikus hurok teljes kapacitását jelöli. A helyettesítőkép-elemek értékének kiszámítása [20] ad módszert.

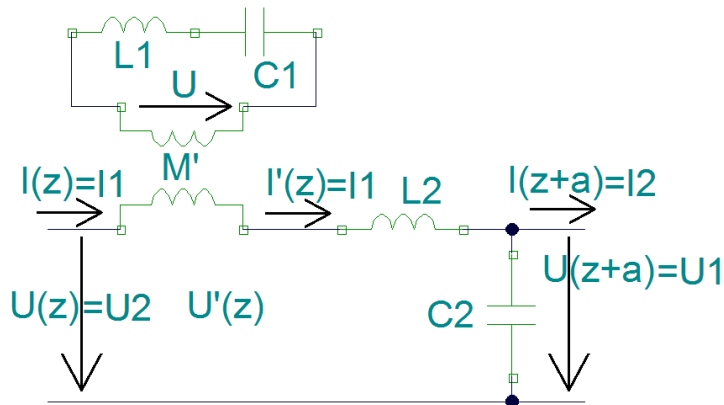
A SRR-ből álló metaanyag diszperziós egyenlete és mágneses permeabilitásának frekvenciafüggése leírható a kétkapu modellel. Vegyük a 9. ábrának megfelelő elrendezést és síkhullámot. [1] alapján az SRR elemi cella egy soros LC tagként vehető figyelembe, amely egy kölcsönös induktivitáson keresztül kapcsolódik az a hosszúságú tápvonalszakaszhoz (10. ábra). A kölcsönös induktivitás értéke az egymenes hurokban H_1 mágneses térerősség hatására indukált feszültség képletéből nyerhető:

$$U = j\omega M' I_1; \quad U = j\omega\mu_0\pi r_0^2 H_1; \quad H_1 = I_1/a; \quad M' = \frac{\mu_0\pi r_0^2}{a}$$

A helyettesítőkép alapján felírható az SRR elemi cella lánckarakterisztikája [1], melyet a tápvonalszakasz láncmátrixával besorozva megkapjuk a teljes közeget leíró láncmátrixot, amelyből a következő diszperziós egyenlet adódik:

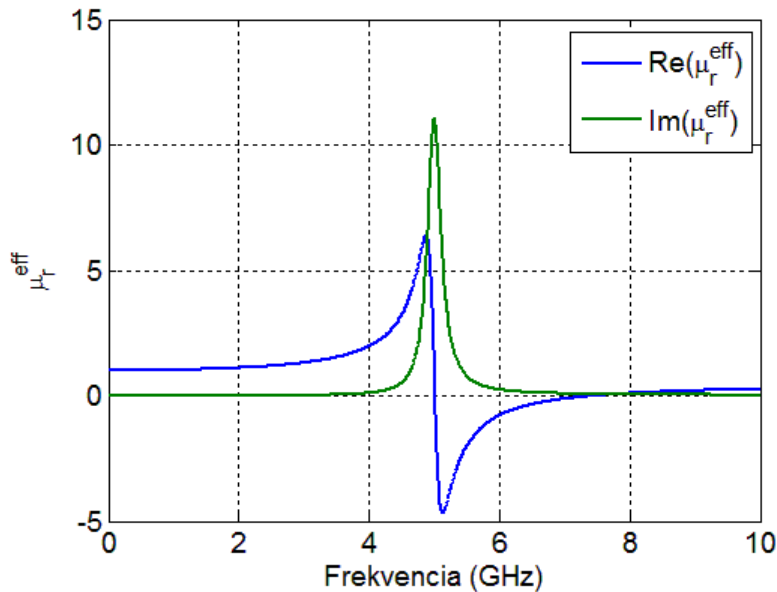
$$4 \sin^2\left(\frac{ka}{2}\right) = (1 - q^2) \frac{\omega^2}{\omega_l^2} \frac{\omega^2 - \omega_q^2}{\omega^2 - \omega_0^2}; \quad (10)$$

$$\text{ahol } q^2 = \frac{M'^2}{L_1 L_2}; \quad \omega_t^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \quad \text{és} \quad \omega_q^2 = \frac{\omega_0^2}{1 - q^2} \quad (11)$$



10. ábra: Az SRR-okból álló metaanyag elemi cellával megegyező hosszúságú szakaszának helyettesítőképe

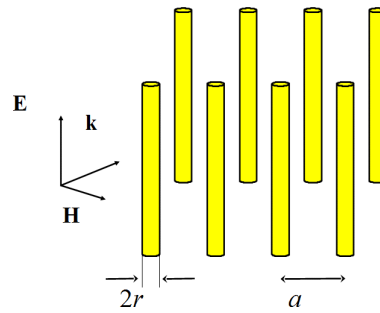
A (10) egyenlet bal oldalának korlátossága miatt csak azon ω -ra létezik megoldás melyre az egyenlet jobb oldalán lévő kifejezés értéke a $[0, 4]$ értéktartományba esik. Ha viszont folytonos közelítéssel élünk, akkor $\sin(ka) = ka$ adódik, melyből $k = \omega \sqrt{\mu_r} / c$ behelyettesítésével megkapjuk a frekvenciafüggő relatív mágneses permeabilitást.



11. ábra: A SRR-okból álló metaanyag effektív mágneses permeabilitása rezonancia környezetében

Folytonos közelítéssel élve a (10) diszperziós egyenletnek a teljes frekvencia tartományon van létező megoldása. A permeabilitás valós része az $[\omega_0, \omega_p]$ tartományon negatív.

2.1.3 Párhuzamos vezetőkből álló rács



12. ábra: Párhuzamos vezetőhengerekből álló metaanyag és a megfelelő polarizáció

A tárgyalt metaanyagra a fémeknél használt Drude modell alkalmazható, mely az elektronok mozgását csillapított oszcillátorral modellezi[3].

Állandósult állapotú, szinuszos F [N] gerjesztést feltételezve az elektron mozgását a következő differenciálegyenlet írja le:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{dx}{dt} = F \quad \text{melyből } F = q \cdot E \text{ és } J = n \cdot q \cdot v \text{ felhasználásával kifejezhető a}$$

vezető vezetőképessége, és komplex permittivitása.

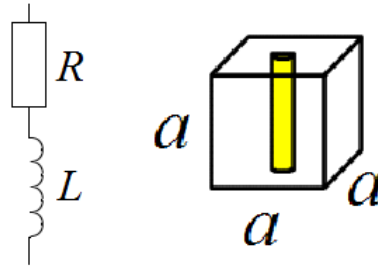
$$\sigma = \frac{\eta q^2 \tau}{m} \frac{1}{1 + i\tau\omega}$$

$$\epsilon_r(\omega) = 1 + \frac{\omega_p^2}{-\omega^2 + \Gamma j\omega}$$

$$\omega_p = \frac{nq^2}{m}$$

A fenti egyenletekben η az elektron sűrűség, τ : az elektronok átlagos relaxációs ideje, q : az elektron töltése, m az elektron tömege, $\Gamma = 1/(m \cdot \tau)$. Az ω_p pedig az anyagra jellemző, úgynevezett plazma frekvencia. Az $\omega \ll \omega_p$ esetben az anyag vezetőként, $\omega \gg \omega_p$ esetén pedig dielektrikumként viselkedik, míg $\omega \approx \omega_p$ esetén $\epsilon_{\text{eff}} \approx 0$, ezen a tartományon nulla törésmutató tulajdonságokat mutat. Valódi fémek esetén ω_p a látható tartományban van, de a 12. ábrán látható elrendezés alkalmazásával a töltéssűrűség csökkenthető, mely révén a ω_p a mikrohullámú tartományba helyezhető át. Ez r sugarú, párhuzamos, egymástól $(a-r)$ távolságra lévő hengeres vezetőkből áll, melyek egy négyzetrács sarokpontjaiban állnak. Itt az r/a aránnyal kontrollálható a plazma frekvencia.

Hasonló eredményre jutunk, ha ugyanilyen gerjesztés esetén felírjuk az elemi cella átlagos áramsűrűségét, feltéve, hogy a vezető szakasz egy soros RL taggal modellezhető (az R a vezető veszteségét, míg L a töltéshordozók tehetetlenségéből adódó önindukciót az úgynevezett kinetikus önindukciót jelképezi.



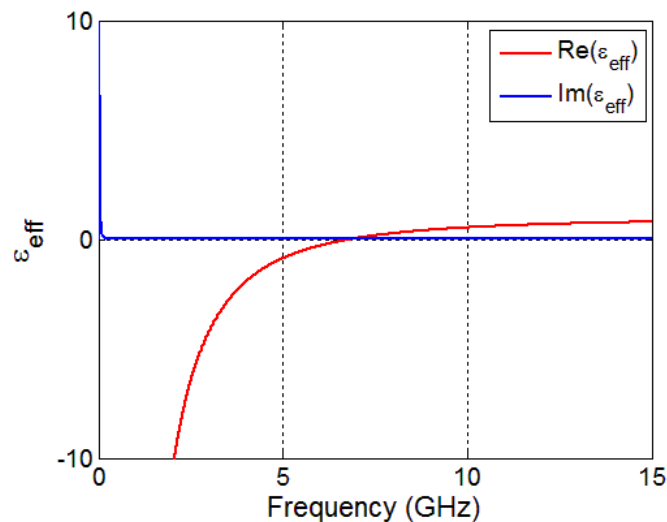
13. ábra: A párhuzamos vezető rúd struktúra elemi cellája

A két leírás paramétereit ekvivalensek és az alábbi képletek szerint átszámíthatóak egymásba.

$$R_w = \frac{a}{\pi r_w^2 \sigma_0}; \quad (12)$$

$$L_w = \frac{\mu_0 a}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2a}{r_w}\right) - \frac{3}{4} \right] \quad (13)$$

Az 14. ábrán látható hogy az ω_p plazmafrekvencián a törésmutató valós része nulla lesz. Ennek következményeként az $n = \sqrt{(\mu_r \epsilon_r)}$ törésmutató is nulla. Ez struktúra tehát a fejezetben leírt nulla törésmutatójú anyag egy realizációját adja. A nulla törésmutatójú tulajdonság $\mu_r = 0$ mágneses permeabilitással is elérhető. Az adott esetben választott választott megoldás függ az alkalmazott gerjesztéstől és magától az alkalmazástól.



14. ábra: Az 11mm rácsállandójú 0.5mm sugarú párhuzamos vezető rudakból ($\sigma = 5,8e7$ S/m) álló metaanyag effektív permittivitása

2.2 Metaanyag paraméterek meghatározása numerikus módszerrel

A metaanyagok diszperziója miatt az alkalmazás szempontjából alapvető fontosságú az effektív anyagjellemzők frekvenciamentének beállítása. Ehhez ismerni kell az elektromágneses anyagjellemzők a geometriai paramétereiktől való függését. Az analitikus modellek alapján számolt $\epsilon(\omega)$ és $\mu(\omega)$ értékek pontossága korlátos, főleg összetett elemi cellák esetén. De léteznek számítási módszerek, melyekkel numerikus szimulációs eredményeket felhasználva meghatározhatóak az anyagparaméterek, illetve azok változása a geometria kis mértékű módosítása esetén is.

Az effektív anyagparaméterek alkalmazása feltételezi, hogy az elemi cella mérete elhanyagolható a hullámhosszhoz képest. Ezt felhasználva a metaanyagok effektív anyagjellemzői meghatározhatóak a homogén anyagok esetén alkalmazott módszerrel.

Vegyünk egy ismert közegben lévő d vastagságú homogén réteget $n = n' + j\kappa$ törésmutatóval és Z relatív hullámimpedanciával (melyet a környezet hullámimpedanciával normálunk). Ekkor a transzmissziós és reflexiós tényezők az alábbi módon fejezhető ki

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2nk_0d})}{1 - R_{01}^2(e^{i2nk_0d})} \quad S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)e^{ink_0d}}{1 - R_{01}^2e^{i2nk_0d}} \quad (14)$$

Ez alapján a törésmutató és a hullámimpedancia az alábbi egyenlettel írható fel:

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11}^2)^2 - S_2^2}{(1 - S_{11}^2)^2 - S_2^2}} \quad (15) \quad e^{ink_0d} = X \pm \sqrt{1 - X^2} \quad (16)$$

$$\text{ahol } X = \frac{1}{2S_{21}}(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (17)$$

$$n' = \frac{1}{k_0d} \left[\Im \left\{ \ln(e^{ink_0d}) \right\} + 2 \right] \quad (18) \quad \kappa = \frac{-1}{k_0d} \Re \left\{ \ln(e^{ink_0d}) \right\} \quad (19)$$

A szórési paraméterek mérésekkel, vagy térszimulációs szoftverekkel (például CST Micro Wave Studio) meghatározhatóak, tehát a 15-19 egyenletek alapján a gyakorlatban is meghatározhatóak az anyagjellemzők. Ezen egyenletek alapján S_{11} , S_{21} és d ismeretében κ és z egyértelműen kiszámítható, felhasználva a passzív anyagokra vonatkozó alábbi kritériumokat:

$$z' \geq 0 \quad \kappa \geq 0$$

n' re viszont több lehetséges megoldás adódik. n' pontos meghatározására a szakirodalom több lehetséges módszert is javasol: [17] –a hullámhosszhoz képest vékony rétegekre ad megoldást, [26] egy iteratív megoldást ad vastagabb rétegek esetén, míg [18] a Kramers-Krönig integrált felhasználva határozza meg az optimális megoldást. Én a három közül az utolsó módszert alkalmaztam, mivel ez nagyobb anyagvastagság mellett, és a teljes frekvencia tartományon eredményt ad.

A Kramers-Kronig integrál kapcsolatot teremt egy analitikus függvény valós és képzetes része között([18]). κ ismeretében tehát kifejezhető a n' is a Kramers-Krönig reláció alkalmazásával

$$n^{KK}(\omega') = 1 + \frac{2}{\pi} P \left\{ \int_0^{\infty} \frac{\omega \kappa(\omega)}{\omega^2 - \omega'^2} d\omega \right\} \quad (20)$$

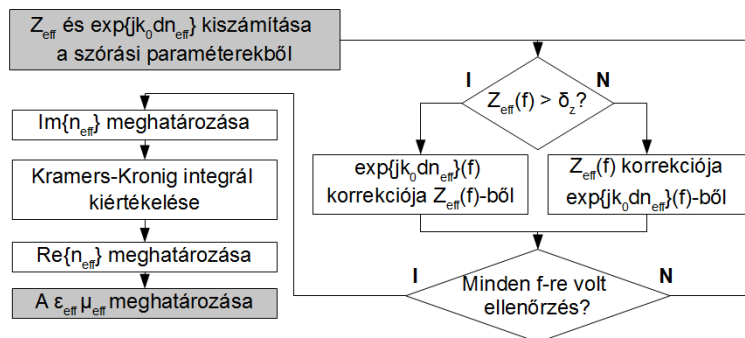
Gyakorlatban sem a szórási paraméterek, így a törésmutató képzetes része sem áll rendelkezésre a teljes frekvencia tartományon, de elegendő n' megfelelő nagyságú tartományon ismert, akkor n^{KK} alapján kiválasztható (13) egyenlet megfelelő megoldása [18].

Metaanyag vizsgálatoknál nem triviális a határfelületek és d_{eff} megválasztása. A határfelületeket úgy kell megválasztani, hogy a visszavert hullámot síkhullámnak tekinthessük, vagyis a fém struktúrában folyó áramok közelterének elhanyagolhatónak kell lennie a választott határfelületeken kívül. [26] iteratív megoldást javasol a határfelületek kiválasztására, mely a szórási paraméterek változása alapján határozza meg a határfelületek helyzetét. Metaanyagoknál továbbá a Kramers-Krönig reláció pontossága is korlátos, mivel az integrálási tartomány nem választható tetszőlegesen nagyra. Ugyanis egy frekvencia határ felett az anyag már nem tekinthető homogénnek.

Az itt vázolt eljárás numerikus számítási eredményekből indul ki. Kis S_{11} és S_{21} értékek esetén (15) és (19) független alkalmazása hibás anyagjellemzőkre vezethet. A törésmutató paraméterérzékenysége kicsi S_{21} értékeknél kritikus, míg a hullámimpedancia kis S_{11} értékekre érzékeny [26]. Ez előjelhibát is okozhat a κ'' és z értékében ami perturbációhoz az $\epsilon(f)$ $\mu(f)$ effektív anyagparaméterekben. Ennek kiküszöbölésére a (15) és (16) egyenletekből levezethető (21) összefüggést használja fel:

$$e^{ink_0 d} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11} \frac{z-1}{z+1}} \quad (21)$$

A (15) és (17) egyenletekből meghatározott z és κ értékeket alapul véve $z(f) > \delta_z$ esetén a $\kappa(f)$ -t a (21) összefüggésből határozza meg, míg $z < \delta_z$ esetben κ -ból határozza meg z értékét ugyanezen összefüggés alapján. Összegzéskén a 15. ábrán vázolom az effektív anyagparaméterek meghatározásának folyamatábráját.



15. ábra: Az effektív anyagparaméterek meghatározásának folyamatábrája

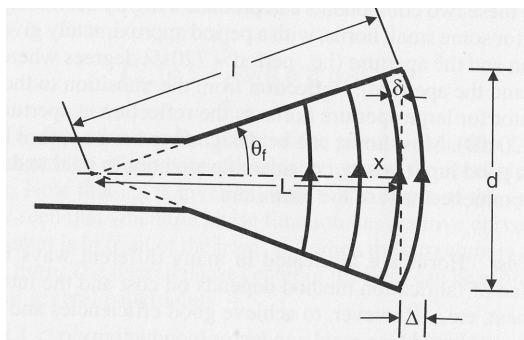
3 Tölcsérantenna tervezése

Az antenna specifikációt főként az határozta meg, hogy fel lehessen használni tanszéken készülő Stepped Frequency Continuous Wave radar tesztjéhez (SFCW radar). Ehhez 1.5 GHz-es sávszélesség szükséges a 3 – 6 GHz-es sávban. Irányított antennára van szükség, ezért mindkét síkban kiszélesedő, úgynevezett piramidális tölcsérantennára van szükség.

3.1 A tölcsér paramétereinek meghatározása

A tölcsérantennák apertúra antennák, karakterisztikájuk és nyereségük az apertúra menti térerősség eloszlásból számítható. Az apertúra rendszerint a tölcsér „szájának” síkja (a csonka gúla alapja).

Az apertúra menti térerősség eloszlás abszolút értékben a gerjesztő csőtápvonal térerősség eloszlásával közelíthető, melyhez figyelembe kell venni egy apertúra menti fázishibát, ami a különböző terjedési úthosszokból adódik[8]. Alapmódosú gerjesztés esetén a piramidális tölcsérantenna térerősség eloszlása a 17. ábrának felel meg (az ábrán jelölt nevezetes síkok az E sík (y-z sík) és a H sík(x-z) sík). Piramidális tölcsér esetén a tölcsérben közelítőleg gömbhullámok terjednek, ez alapján fázishiba($\Theta(x)$) az apertúra minden pontjában kiszámítható. Így megadható az apertúra menti maximális fáziseltérés is az egyes síkokban(Δ)



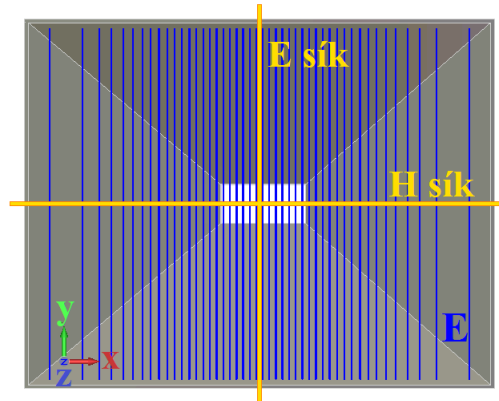
16. ábra: Az ábrán a tölcsérben kialakuló hullámfrontok síkmetszete látható. A fázishiba ok a hullámfrontok görbülete.

$$\theta(x) = -k * \delta(x)$$

$$\delta(x) = \sqrt{L^2 + x^2} - L \approx \frac{x^2}{2L}$$

$$\Delta = \frac{1}{2} \tan\left(\frac{\Theta_f}{2}\right) = 2l * \sin^2\left(\frac{\Theta_f}{2}\right) \approx \frac{d^2}{8L}$$

(a közelítő formula $\Theta_f < 35^\circ$ -ig alkalmazható)



17. ábra: A térerősség eloszlás az apertúrán.

$$\text{abs}(\mathbf{E}) = \text{abs}(E_y) \sim \cos(y/A * \pi)$$

Az apertúra menti maximális fáziseltérésnek létezik optimuma, mely esetén az antenna nyeresége maximális[9]. Ezek az E és H sík esetén különböző értékek ($\Delta E=90^\circ$, $\Delta H=135^\circ$) Az ilyen fáziseltéréssel rendelkező piramidális tölcseréket optimális tölcserantennának nevezik. A gerjesztő csőtápvonal oldalhosszai, az üzemi frekvencia és az előírt nyereség ismeretében az optimális tölcser hossza és az apertúra szélessége, illetve magassága kiszámítható[9].

Az antennát úgy specifikáltam, hogy 4.75 GHz-en legyen 19dB nyereségű optimális tölcserantenna. A gerjesztő csőtápvonal mérete a WR187 szabványos méret(1. táblázat). Ekkor az alapmódus határfrekvenciája 3,15 GHz, a második módus határfrekvenciája 6,76 GHz. Így teljesül a specifikált 1,5 GHz-es sáv szélesség, és a nincs diszperzió a tápvonalon.

Név	a_0 [mm]	b_0 [mm]	$f_{\text{cutoff}} (= f_{\text{TE}_{10}})$ [GHz]	$f_{\text{TE}_{01}}$ [GHz]
WR187	47,55	22,15	3,15	6,76

1. Táblázat: A csőtápvonal jellemzői

Az optimális fáziseltérés létezésének következménye, hogy a nyereség növeléshez az apertúra méretét és a hosszát is növelni kell. A jelenlegivel megegyező üzemi frekvencián működő 20, illetve 21 dB-es optimális tölcserék méretei rendre: 284 mm, 223 mm, 355 mm illetve 318 mm, 251 mm, 455 mm. Tehát nagy előírt nyereség esetén a jelentős méretnövekedés elkerülése végett érdemes alternatív módszereket alkalmazni az irányítottság növelése érdekében.

3.2 A koaxiális kábel – csőtápvonal átmenet illesztése

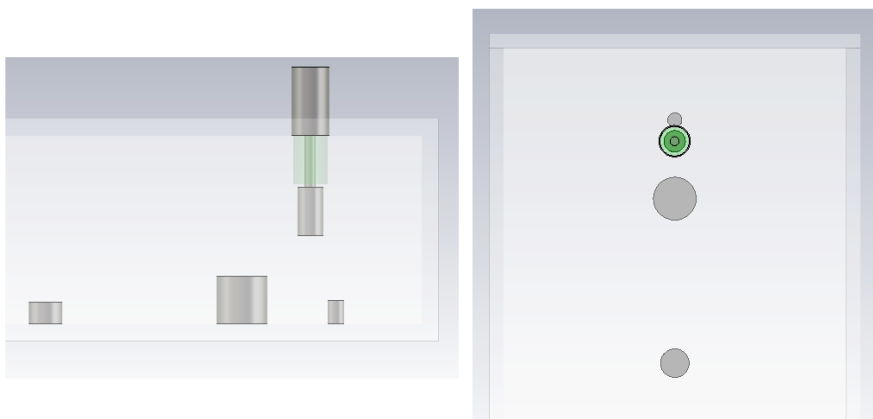
A csőtápvonal gerjesztésére két elterjedt megoldás létezik: egy H síkú áramhurokkal (vezetőhurokkal) gerjesztik a csőtápvonalat, vagy egy a H síkra merőleges az egyik H síkú oldalról benyúló kis monopól elemmel [10]. Az utóbbi megoldást választottam, mert készen kaphatóak olyan hosszú, benyúló végű SMA aljzatok melyekkel ez megvalósítható.

A becsatolásnál illesztés szükséges különben nagyon megnő a reflexiós tényező. Ez megvalósítható a csőtápvonalba helyezett megfelelő pozíciójú és méretű diszkontinuitásokkal

(például a betápláláshoz hasonló benyúló vezető hengerekkel, a terjedési irányra merőleges, vagy azzal párhuzamos vezető lapok) [11].

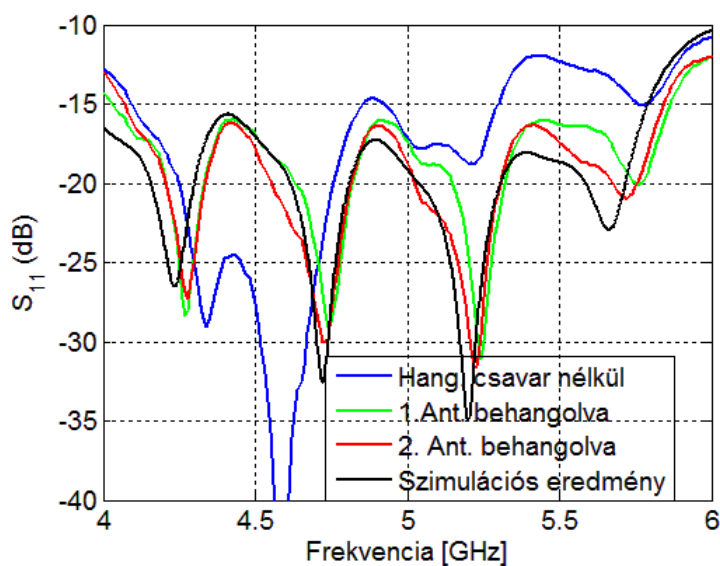
Vezető hengereket alkalmaztam, mert ezek könnyen megvalósíthatóak megfelelő méretű csavarokkal és így egyben hangolható is lesz az illesztés. A gerjesztő monopól méretét, illetve a hangoló csavarok pozícióját és méretét FDTD szimulációkkal határoztam meg. A szimulációban az antenna reflexióját elhanyagoltam (ez megtehető, mert a tölcsérantenna reflexiója kicsi, kisebb mint -20 dB). Az így kapott hangolócsavar elrendezést utólag. Már az antennát is figyelembe véve módosítottam.

A kapott paraméterek az 2. táblázatban láthatóak, az illesztés a 18. ábrán látható.



18. ábra: A koaxiális kábel, csőtápvonal átmenet

Az elrendezés $4,2-5,7$ GHz -es sávon egy $S_{11} \leq -15$ dB-es illesztést valósít meg. A bemutatott antenna elkészült, és a reflexió tényezőt megmértem, ez a szimulációs eredményekkel együtt a 19. ábrán láthatóak .Elmondható, hogy a szimulációs és a mérési eredmények jól egyeznek.



19. ábra: Az antenna reflexió tényezője, szimuláció és mérés.

	Jelölés	Érték [mm]
az apertúra belső magassága	A	254
az apertúra belső szélessége	B	199
a csőtápvonal belső magassága	a0	48
a csőtápvonal belső szélessége	b0	22
tölcsér (csonka gúla) magassága	h	277
a csőtápvonal hossza	wl	200
a csavarok és a gerjesztés távolsága a csőtápvonal végétől	dFeed	13
	dStub1	10
	dStub2	21
	dStub3	44
a csavarok és a gerjesztés magassága	hFeed	6
	hStub1	2,8
	hStub2	5,6
	hStub3	2,9
	hConnector	6
a csavarok és a gerjesztés sugara	rFeed	1,5
	rStub1	1
	rStub2	3
	rStub3	2
koaxiális kábel belső erének sugara	rCoaxCond	0,5135
koaxiális kábel szigetelőjének sugara	rCoaxIns	2,15
koaxiális kábel ármékolásának sugara	rCoaxShield	2,0575
koaxiális kábel hossza (a porttól a csőtápvonalig)	coaxYmax	8
a koaxiális kábel relatív permittivitása		1,9873

2. Táblázat: A tölcsérantenna adatai

4 A metaanyag lencse

4.1 A tervezés menete

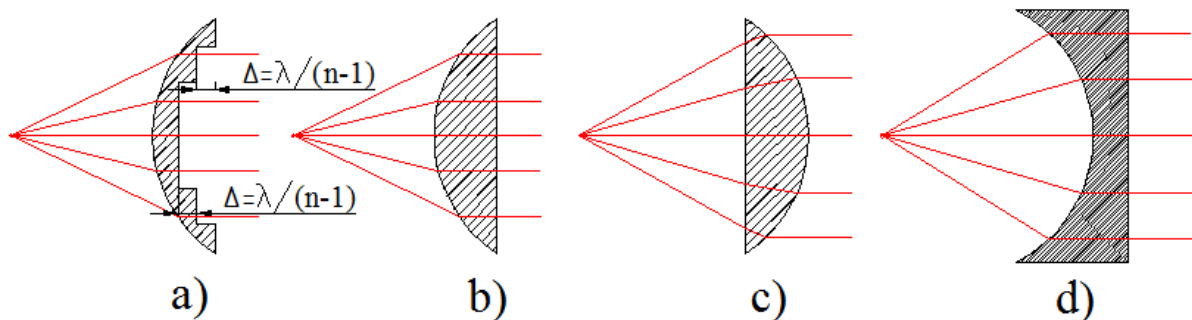
A kutatás célja egy nulla törésmutatójú metaanyag lencse tervezése egy C sávú piramidális tölcserantennához. A tervezés lépései a következők:

- 1) a megfelelő metaanyag típus kiválasztása az antennában lévő térerősség elrendezésnek megfelelően
- 2) Metaanyag behangolása az üzemi frekvenciára. Síkhullám gerjesztést feltételezve határozzuk meg az elemi cella geometriáját. Az itt kapott paramétereket használjuk a továbbiakban kiindulási értékeként.
- 3) A lencse végleges geometriájának meghatározása teljes elrendezés (antenna és metaanyag) szimulációjával. Várhatóan inhomogén elemi cellával / rácsállandóval érhető el a legjobb eredmény. Ezt optimalizáló algoritmusok felhasználásával határozom meg.

4.2 Kitekintés és összehasonlítás: klasszikus lencsék

A mikrohullámú lencsék alkalmazásának célja az antenna irányítottságának növelése. A lencse úgy refraktálja az elektromágneses hullámot, hogy a lencse külső felületéről (az apertúráról) kilépő hullámok hullámvektora párhuzamos, a főirányba néz, továbbá, hogy az apertúra mentén a fáziseltérés nulla. A klasszikus lencsék geometriáját jellemzi a keresztmetszetük, melyből vonalforrás esetén eltolással, pontforrás esetén pedig a szimmetriatengely körüli forgatással származtatható a lencse három dimenziós alakja.

Homogén törésmutató esetén a lencsék csoportosíthatóak a törésmutató szerint: $n > 1$ („konvex” lencsék 20/a,b,c ábra), $0 \neq n < 1$ („konvex” lencsék, 20/d ábra). A lencsék tovább csoportosíthatóak a refraktáló felületek száma szerint: egy (20/a,b,d ábra), vagy két (20/c) refraktáló felület lehetséges. A geometria bonyolultabb, ha méret-, illetve tömegcsökkentő megoldásokat használnak (20/a). Változó törésmutatójú közeggel sík lencsék is létrehozhatóak.



20. ábra: Lencsekeresztmetszetek különböző törésmutató: a),b): $n > 1$, c): $n > 1$ két refraktáló felület; d): $n < 1$

$n > 1$ lencsék anyaga valamilyen dielektrikum. Elterjedt a poliszitirén alkalmazása, léteznek üveg és kerámia lencsék is, de kompozitot is használnak, például titánium dioxid-dielektrikum kompozitokat. $n < 1$ lencsék egyik típusa a fémlemez lencse, amely a terjedési iránnyal (a főiránnyal) párhuzamos vezető lapokból áll, illetve léteznek fém- dielektrikum kompozit lencsék[5]

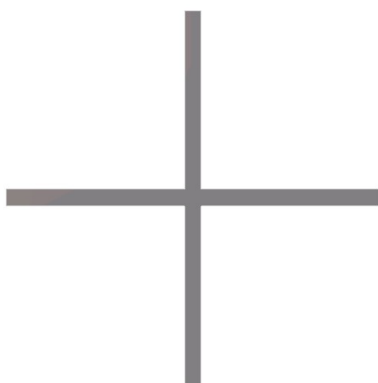
Ezen lencsék sáv szélessége az apertúra menti megengedett maximális fáziseltéréstől függ ez általában $\pi/8$. Ebből a sáv szélesség frekvenciafüggetlen anyagjellemzők esetén (jellemzően $n > 1$) a geometriából kiszámítható, diszperzív anyagok esetén (jellemzően $n < 1$) a így kapott értéknél kisebb. Előbbi esetben a sáv szélesség: $BW = 25/N$ [%], ahol N a zónák száma (20/a ábra).

A mikrohullámú lencsék veszteségeinek három fő oka: abszorpció, az elsugárzási veszteség és a reflexió. Az abszorpció csökkenthető vékonyabb lencse illetve kisebb veszteségű anyag felhasználásával. Az elsugárzási veszteség csökkentésére közelebb kell tenni a lencsét a primer sugárzóhoz, tölcserantenna esetén a akár antenna szájába. Ebben az esetben viszont gondoskodni kell a reflexió csökkentéséről, ellenkező esetben a reflexió tényező megnő. A lencse illesztésére több különböző módszer létezik: bevonat készítése, vagy strukturált határfelület kialakítása; ezek közös jellemzője azonban, hogy az optimális reflexiómentesítő réteg függ egyrészt a polarizációtól, másrészt a hullám beesési szögétől is ([5]).

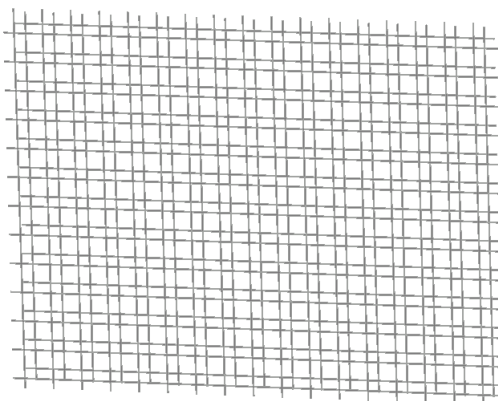
Összehasonlítva a klasszikus lencsékkel, a metaanyag lencsék előnye lehet az egyszerű kivitel. Egyrészt, mert a metaanyag lencsék sík lencsék, másrészt mert egyszerű nyomtatott huzalozású lemez technológiával is elkészíthetőek. Általános esetben előny továbbá hogy a metaanyag lencsét az antenna közelterébe is elhelyezhetjük (tölcserantennánál viszont ez nem addicionális előny, mert a tölcserben közelítőleg henger-, illetve göbhullámfrontok alakulnak ki. A metaanyag lencse terjedési irányú mérete lehet akár a szabadtéri hullámhossznál kisebb is lehet. Ennek, illetve a könnyű lencse közegnek folyománya, hogy keskeny és könnyű lencsék hozhatóak létre a nulla törésmutatójú anyag törési tulajdonságait kihasználva.

4.3 A választott metaanyag típus

A nulla törésmutatójú tulajdonság megvalósítására az üzemi frekvencián $\epsilon \approx 0$ tulajdonságú, egyszerű Fishnet struktúrát választottam. A választott metaanyag elemi cellájának képe az alábbi ábrán látható.



22. ábra: Fishnet elemi cella



21. ábra: Két rétegű Fishnet struktúra

Az elemi cella paramétere:

- 1) a : rácsállandó minden állandó érték, síkonként, illetve vertikális és horizontális irányba is ugyanaz
- 2) w : a vezető sáv szélessége
- 3) h : a rétegek távolsága – a fém rétegek közti távolságot jelzi, a hordozó vastagságtól függetlenül
- 4) d : rétegvastagság
- 5) a hordozó szubsztrát típusa (permittivitás, veszteségi tényező, rétegvastagság)
- 6) a távtartó hab közegjellemzői

Az elektromos permittivitás frekvenciafüggése hasonló a 2.1.3. fejezetben bemutatott párhuzamos vezető rudak modell permittivitásának frekvenciafüggéséhez – ahogy ezt a két struktúra hasonlósága indokolja. Továbbá a választott struktúra permittivitásának frekvenciamenete becsülhető a 12.ábrán látható helyettesítőképpel, ahol a koncentrált paraméterek értékei a (12) és (13) képlettel adhatók meg az $r_w = w/4$ helyettesítéssel. A horizontális vezetősávok miatt a permittivitás a megfelelő frekvenciájú, horizontálisan polarizált síkhullámokra is nulla.

A tölcsérben terjedő gömbhullám az apertúrán közelítőleg vertikálisan polarizáltnak tekinthető (17. ábra). Tehát a vertikális rácsvonalak alkalmazása a lencsében alapvető fontosságú. A horizontális vezetősávok szerepe másodlagos, de megfelelő beállításuk javíthat a karakterisztikán, tekintve, hogy az elektromos térerősségnek van horizontálisan polarizált komponense.

A választott struktúra nyomtatott huzalozású lemez technológiával legyártható. A sík lencseprofil kialakításához csak a rétegek párhuzamosságát kell biztosítani. Horizontális és vertikális síkú gerjesztésre is működő SRR metaanyag esetén ez bonyolultabb.

4.4 Az FDTD megoldó

A Finite Difference Time Domain (FDTD) numerikus térszámítási módszer a Maxwell egyenletek időtartománybeli megoldását valósítja meg. A módszert 1966-ban Yee [30] mutatta be, akkor a memóriaigénye miatt a módszer gyakorlatban nem volt alkalmazható, manapság viszont több, kereskedelmi forgalomban kapható térszimulációs szoftver része. A módszer előnye, hogy tranziens viselkedést is vizsgálhatunk vele, illetve az, hogy szimulált elrendezés szélessávú jellemzői egy futással meghatározhatóak.

Az FDTD a Maxwell egyenletek időbeli és térbeli parciális deriváltjait diszkrétizálja. Az így adódó, a diszkrétizált tér pontjaiban felírható differenciaegyenletek iteratívan megoldhatók. Lineáris izotróp közeget feltételezve adott peremfeltételek és kezdeti térerősség eloszlás mellett a az elektromágneses tér az 1. és 2. Maxwell egyenletből (22,23) kiszámítható, ekkor az FDTD megoldóban elég ezek diszkrétizált alakjával számolni.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (22) \quad \left(\quad \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (23) \right)$$

A szimulációs térfogat téglatest alakú cellákra van felosztva, melyen a térerősség komponensek értékei a 23. ábra szerinti elrendezésben vannak nyilvántartva.

Erre az elrendezésre a H_x és E_x minden komponense az az (i,j,k) pontban az n , illetve \tilde{n} időpillanatban az alábbi, (24) és (25) egyenletekhez hasonlóan számítható ki [4]. A 23. ábrából és a (24) egyenletből kiderül, hogy az $E_x(i,j,k)$ komponens a szomszédos \mathbf{H} komponenseinek korábbi értékeiből adódik. Látható, hogy az egyes térerősség komponensek a cella különböző pontjaiban vannak megadva. Az időbeli nyilvántartásban is van egy ofszet: az elektromos térerősséget a $t = \Delta t, 2\Delta t, 3\Delta t, \dots$ pillanatokra, a mágneses térerősséget pedig a $t = \Delta t/2, 3\Delta t/2, 5\Delta t/2, \dots$ pillanatokra számítja ki az algoritmus („leap-frog computation”).

$$H_x^n(i, j, k) = H_x^{\tilde{n}-1}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu_0} \left(\frac{1}{\Delta z} [E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k)] - \frac{1}{\Delta y} [E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k)] \right) \quad (24)$$

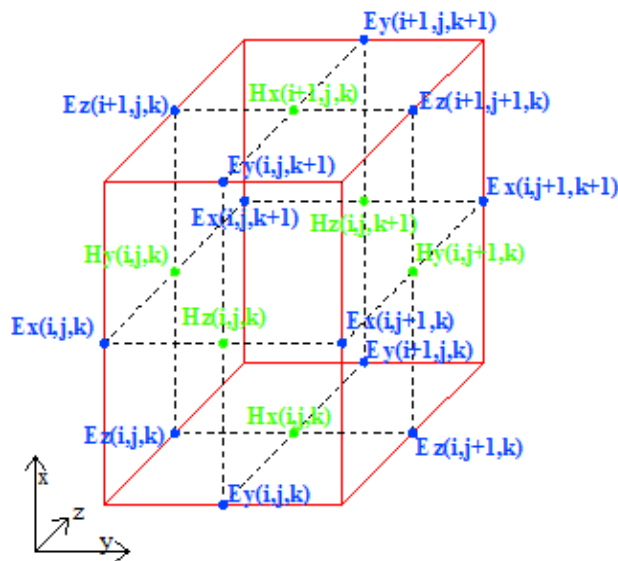
$$E_x^n(i, j, k) = \frac{2\epsilon - \sigma \Delta t}{2\epsilon + \sigma \Delta t} E_x^{\tilde{n}-1}(i, j, k) + \frac{2\Delta t}{2\epsilon + \sigma \Delta t} \left(\frac{1}{\Delta y} [H_z^{\tilde{n}}(i, j, k) - H_z^{\tilde{n}}(i, j-1, k)] - \frac{1}{\Delta z} [H_y^{\tilde{n}}(i, j, k) - H_y^{\tilde{n}}(i, j, k-1)] \right) \quad (25)$$

Az időbeli és térbeli felbontás között összefüggés van, ezt Courant -féle stabilitási kritérium adja meg (26). Egyenlőség esetén ez garantálja a megoldás stabilitását, de a

megfelelő pontosságot nem. Ennek következménye, hogy az elvégzendő műveletek száma a háló felbontás növelésekor annak negyedik hatványával arányos.

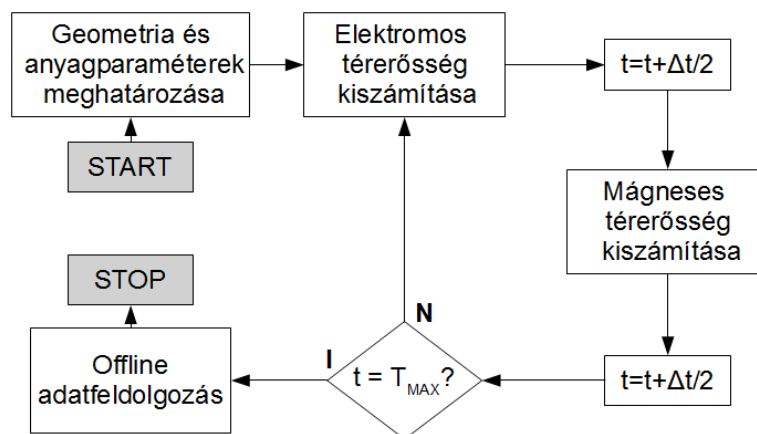
$$c \Delta t = \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (26)$$

A térbeli felbontás továbbá függ a vizsgált frekvenciatartomány minimális hullámhosszától. Elméletileg elegendő tér minden irányára vonatkozó $\lambda/2$ felbontás, de gyakorlatban általában szükséges a $\lambda/10$ -es felbontás. Tehát a felső határfrekvenciát növelésével is annak negyedik hatványával nő az elvégzendő műveletek száma, jelentősen megnövelve a szimulációhoz szükséges időt.



23. ábra: A FDTD háló egy cellája. Az FDTD hálón az egyes térerősség komponensek a cella különböző pontjaihoz vannak hozzárendelve.

A szórési paramétereket vagy az adott síkban vizsgált térerősség eloszlás értékét a megoldó a szimuláció végén offline módon határozza meg megfelelő pontok eltárolt térerősségértékei alapján. Távoltéri jellemzők (karakterisztika, radarkeresztmetszet) számítására is lehetőség van, ezek meghatározása online adat feldolgozás keretében is történhet. Az számítási algoritmust a 25. ábra szemlélteti.



24. ábra: A FDTD numerikus térszimulációs algoritmus blokkdiagramja

4.4.1 A CST Microwave Studio beállítási lehetőségei

A kereskedelmi forgalomban kapható CST Microwave Studioba [32] be van építve egy FDTD megoldó. A bemutatott szimulációs eredményeket ezzel számoltam ki. A szoftverben az alábbi háló-, és megoldóbeállításokat használtam.

Az FDTD megoldó leállási feltételei (többféleképpen megadható):

- 1) a szimulációs idő maximálásával – ezt mindig nagyra (a gerjesztő jel hosszának 2000-szerese) állítottam, hogy mindig a második leállási feltétel érvényesüljön.
- 2) a megoldás pontosságának beállításával (accuracy): a szimuláció akkor áll le amikor a számítási tartományban lévő energia és a maximális energia aránya az itt meghatározott értéknél kisebb lesz.

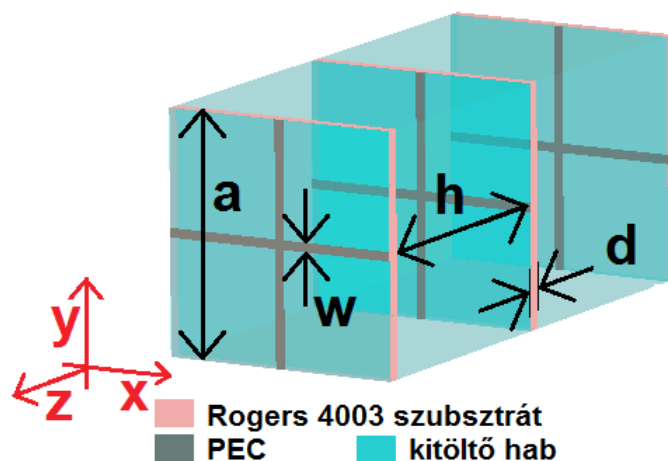
A CST FDTD megoldójához téglatest elemi cellákból álló(hexahedral) vonalakat használ. A háló finomságát az alábbi paraméterekkel állíthatjuk be:

- 1) *Lines per wavelength (LPW)* : megadja a az egy hullámhosszra jutó vonalak minimális számát. A három koordináta irányra vonatkozik.
- 2) *Lower mesh limit (LML)* : a maximális cellaméretet határozza meg a számítási tartomány legkisebb felületi átmérőjének függvényében
- 3) *Mesh line ratio limit(MLRL)*: meghatározza a legnagyobb és a legkisebb cellaméret arányát.

4.5 Az elemi cella méretezése

A tervezés célja egy 5,2 GHz sávközépi frekvenciájú, metaanyag lencse paramétereinek meghatározása, illetve tulajdonságainak vizsgálata.

A szimuláció tárgya minden esetben egy elemi cella vizsgálata. Az elrendezést a 25. ábra mutatja. Kettő, illetve három rétegű lencsék szimulációjára került sor. A lencsék közötti tér kitöltése 1,08 relatív dielektromos állandójú közeg. Külön szimulációban lett megvizsgálva a Rogers 4003-as hordozók hatása. A cellasíkok a z tengelyre merőlegesek. Peremfeltételek az x tengelyre merőleges felületeken a $H_t=0$ (PMC – tökéletes mágneses vezető), az y tengelyre merőleges felületeken $E_t=0$ (PEC – tökéletes elektromos vezető) lett előírva („paralell plate waveguide” peremfeltételek). Az elrendezés és a gerjesztés szimmetriája miatt a szimulációs térfogat mérete negyedére csökkenthető az x - z síkon $E_t=0$ míg az y - z síkon $H_t=0$ peremfeltétel előírásával. A gerjesztés z irányba haladó, x tengellyel párhuzamosan polarizált síkhullám. Ez a bemenő porton az 1. módusú gerjesztés engedélyezésével állítható be. A z tengelyre merőleges két port lett a gerjesztés, illetve a nyelő.



25. ábra: Három rétegű elemi cella

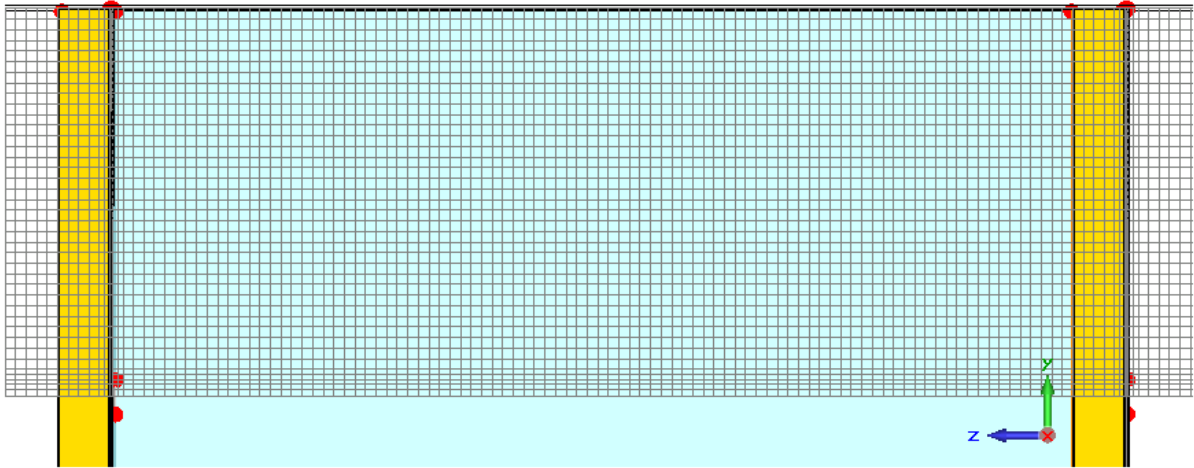
4.5.1 Szimulációs beállítások és eredmények

A vizsgált frekvencia tartomány 0 – 15 GHz, így a 14. ábrán összefoglalt effektív anyagparaméter meghatározási módszer alkalmazható. A 28-32. ábrákon látható eredményeket az Accuracy = -60 dB, LPW = 20, LML=60, MLRL=10 beállítások mellett kaptam. Az szimuláció eredményeként adott effektív szórási paramétereket (S_{11} , S_{21}) MATLAB-ban dolgoztam fel, a 15. folyamatábrának megfelelően határoztam meg az effektív anyagparamétereket. (z algoritmust a [18] ban megjelölt linken elérhető).

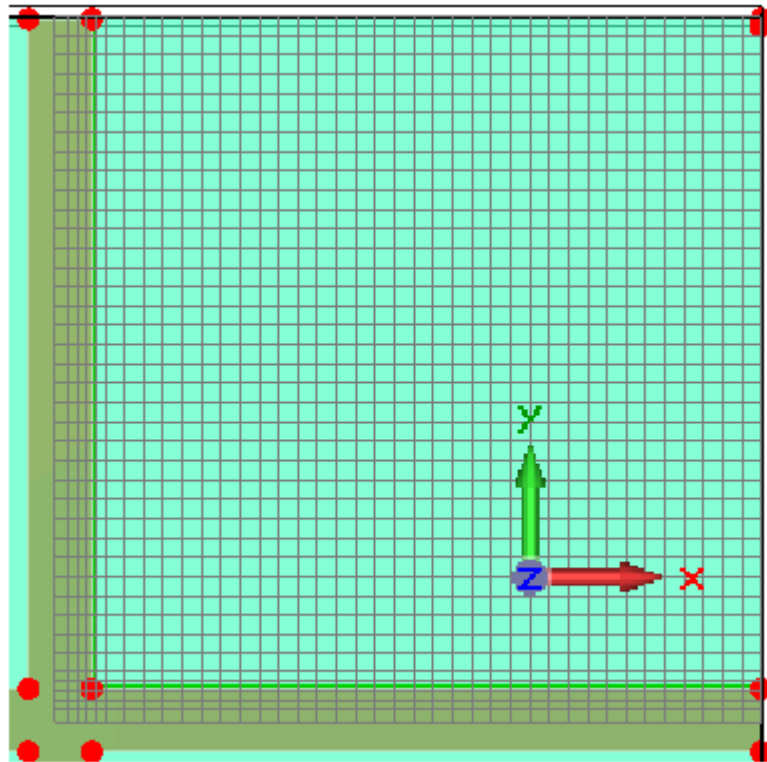
Kettő-, és háromrétegű elemi cellát vizsgáltam, illetve Rogers 4003 szubsztrát nélkül is meghatároztam az effektív anyagparamétereket. A paraméterértékek a 3. táblázatban láthatóak:

	3 réteg	2 réteg
a [mm]	11,5	12,8
w [mm]	15,7	17,5
h [mm]	0,54	0,6
d [mm]	0,05	0,05

3. Táblázat: Az elemi cella paramétereinek értéke kettő-, és háromrétegű elrendezés esetén

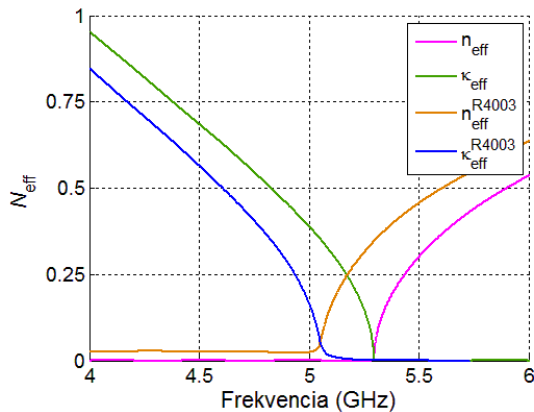


26. ábra: A háló kétrétegű metaanyag estén – oldalnézet. Az ábrán nem látszik a teljes szimulációs térfogat, csak a metaanyagok (szürke: fémzés sárga: Rogers 4003-as hordozó, kék: távtartó)

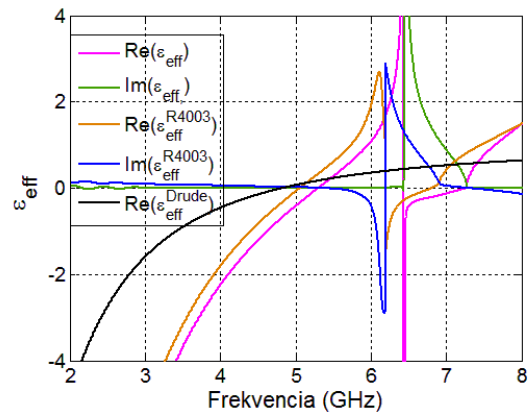


27. ábra: A kétrétegű metaanyag hálójának előlnézete. A szimmetriát kihasználva elég az elrendezés negyedét behálózni

A 28. és 29. ábra a Rogers 4003 szubsztrát effektív paraméterekre gyakorolt hatását szemlélteti. A szubsztrát 0,2 GHz-el elhangolja a nulla törésmutatójú frekvenciát. Ez nem elhanyagolható, figyelembe véve a törésmutató valós részének meredek emelkedését.



28. ábra: A Rogers4003 szubsztráttal, illetve az a nélkül szimulált (veszteségmentes) háromrétegű metaanyag lencse effektív komplex törésmutatója

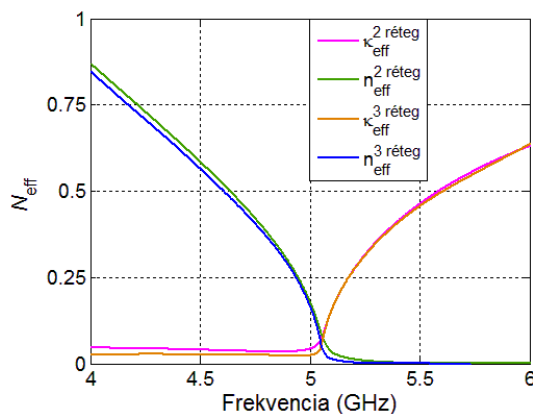


29. ábra: A Rogers4003 szubsztráttal, illetve az a nélkül szimulált (veszteségmentes) háromrétegű metaanyag lencse effektív permittivitása

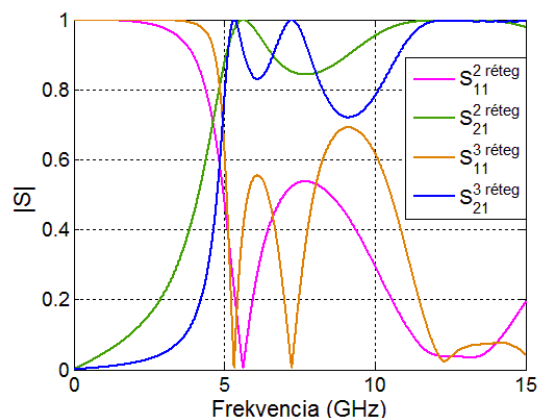
A kettő és három rétegű elemi cellák effektív anyagparaméterei és szórási paraméterei az 28. és 29. ábrákon láthatóak. A törésmutató értéke mindkét esetben hasonló, de a szórási paraméterek két réteg esetén kicsit kedvezőbbek. Az anyag üzemi frekvenciatartománya 4. táblázatban lévő megfontolások alapján az 5- 5,6 GHz-es sáv. A kedvezőbb transzmissziós tulajdonságok miatt a lencse és az antenna együttes szimulációját kétrétegű lencsével végeztem el.

Rogers 4003 szubsztrátos lencse sávszélessége	
Előírások	Üzemi frekvencia tartomány [GHz]
$S_{21} < 0,8$ (= -2 dB)	$4,8 < f$
$n_{\text{eff}} < 0,5$ & $\kappa_{\text{eff}} < 0,2$	$4,98 < f < 5,6$

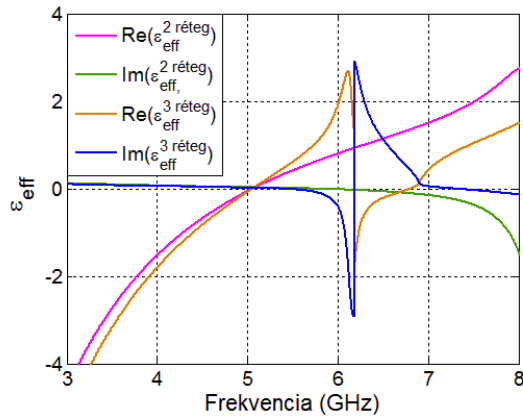
4. Táblázat: A kétrétegű metaanyag üzemi frekvenciatartománya



30. ábra: A két- és háromrétegű metaanyag lencse effektív komplex törésmutatója



31. ábra: A két- és háromrétegű metaanyag lencsék transzmissziós és reflexiós tényezői



32. ábra: A két- és háromrétegű metaanyag lencsék transzmissziós és reflexiós tényezői

4.6 A teljes elrendezés szimulációja

A geometria bevitelekor először az antenna majd a metaanyag lencse geometriáját határoztam meg. A tölcser oldalait a megfelelő meredekségű és helyzetű síkok egyenletével adtam meg., mely A , B , a_0 , b_0 és h (3. táblázat) paraméterekből kiszámítható. Az optimalizáció során lépésenként változik a geometria. A rácsvonalak koordinátáit úgy kellett megadni, hogy semmilyen rácsállandó esetén ne adódjon érvénytelen rácspozíció. Ezért egy makrót írtam ami: meghatározza az aktuális paraméterek alapján a rácsvonalak pozícióját, és létrehozza az antennát és a lencsét. Ezt a makrót a program minden optimalizációs iteráció elején meghívja, így frissítve az elrendezést.

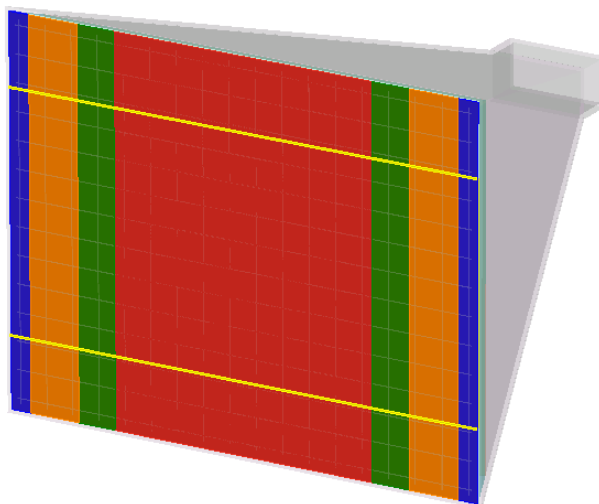
A szimulációknak nem veszem figyelembe a csőtápvonal koaxiális kábel átmenetet, mert ez nagyon megnöveli a szimulációs időt. Ezért a későbbiekben a most kapott eredményeket ennek megfelelően ellenőrizni kell.

Kétféle elrendezést vizsgáltam, mindkét esetben a rácsállandót/rácsállandókat optimalizáltam:

- 1) homogén rácsállandó esetén határoztam meg a végleges geometriát
- 2) Az lencse belső oldalát, vertikális, illetve horizontális sávokra (zónákra) osztottam fel. A felosztás szimmetrikus az antenna szimmetriasíkjaira. Egy horizontális sávon belül a horizontális rácsállandó, míg egy vertikális sávon belül a vertikális rácsállandó értéke fix. Különböző sávok megfelelő értékei különbözhetnek, kivéve, ha a két sáv szimmetrikus egymásra. Így az elrendezés továbbra is szimmetrikus marad az antenna szimmetriasíkjaira, vagyis elegendő a teljes térfogat negyedét behálózni. Zónahatárra eső elemi cella rácsállandója (a) a következő:

$$a = \begin{cases} a_n & \text{ha } \frac{l_n}{a_n} > \frac{l_{n+1}}{a_{n+1}} \\ a_{n+1} & \text{egyébként} \end{cases} \quad (27)$$

a_k : a k . zóna rácsállandója
 l_k : a cella k . zónába eső szakasza a_k rácsállandó alkalmazása esetén



33. ábra: a zónák elhelyezkedése az apertúrán

Az megadott elrendezés a 33 ábrán látható. A lencse belső oldalán 2*3 darab vertikális, és 2*2 darab horizontális zónát definiáltam. A H síkban a tölcser jobban kiszélesedik, ezért az apertúrán kétszeresével több vertikális zóna van.

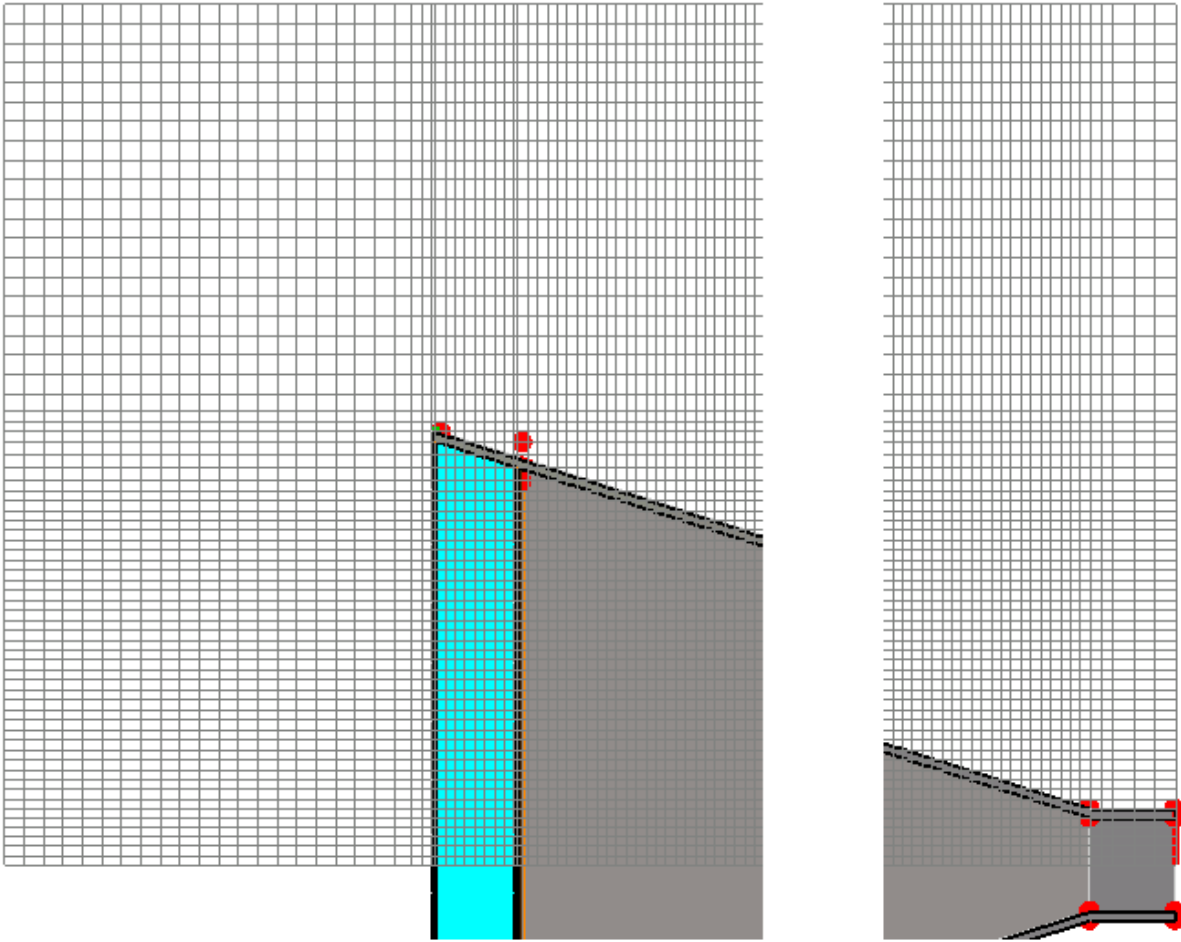
Mivel az antenna távolférfé tulajdonságait vizsgálom, ezért minden peremen PML peremfeltételt írtam elő. A szimulációs tartomány határa és az antenna közötti minimális távolságok a értéke a tartomány hátsó oldalának kivételével a legnagyobb hullámhossz többszöröse (5. táblázat). Mivel a lencse szimmetrikus, az x-z síkban az $E_t = 0$ (PEC) az y-z síkban a $H_t = 0$ (PMC) feltételek írhatók elő. A zónahatárok szimuláció további, az 3. és 3. táblázatokban nem szereplő paraméterei a 5. táblázatban.

A megoldót, a hálót és a frekvencia tartományt úgy állítottam be, hogy elegendően pontos megoldás, de minél rövidebb futási idő adódjon. Ezeket a beállításokat iteratív módon határoztam meg. Azokat a legkisebb számítási igényű beállításokat kerestem, melyek esetén a szimulációs eredmények csak kevéssé térnek el a pontosabb modellek esetén kapott eredményektől.

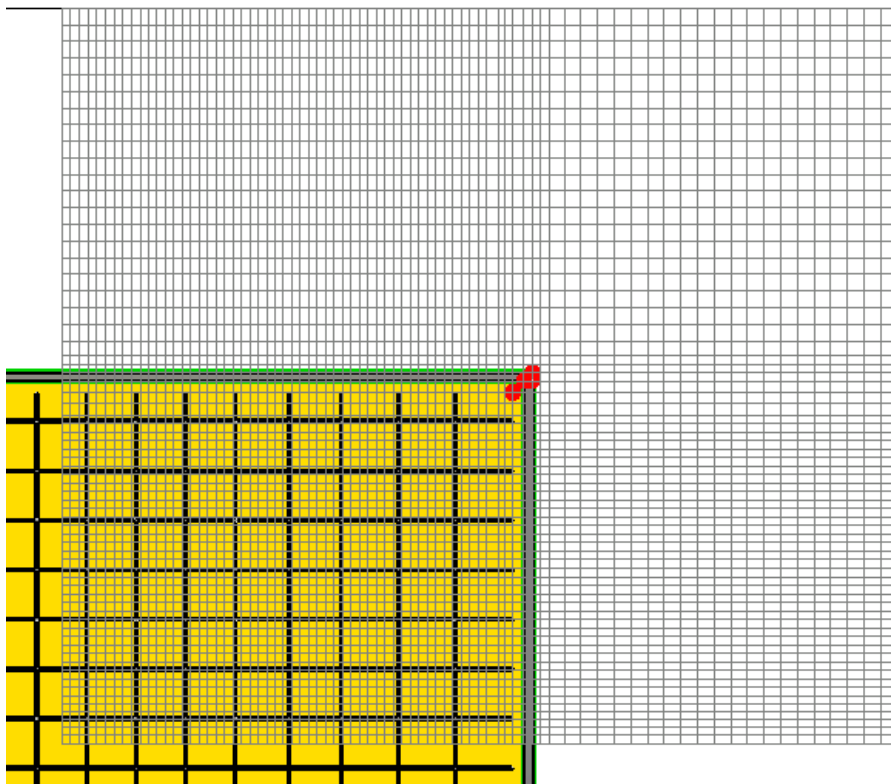
Fix és nem fix rácsállandó esetén egyaránt az alábbi beállításokat használtam:

- 1) a frekvenciatartomány [3.5-6.5] GHz
- 2) hálóbeállítások $LPW = 10$, $LML = 15$, $MLRL = 10$. Az optimalizációkor használt háló a elől-, és oldalnézete a 35. és 36. ábrán látható.
- 3) a leállási feltétel (accuracy) -30 dB

A cél az antenna irányítottságának javítása. A lencse növeli az antenna nyereségét, viszont addicionális reflexiók, illetve abszorpciós veszteséget okoz. Ezért az optimalizáció célfüggvénye az úgynevezett *Realized Gain* (G_R) volt, ami az alábbi képlettel definiálható: $G_R = G * (1 - S_{11}^2)$ ahol G az antenna nyeresége.



34. ábra: Az optimalizációhoz használt háló y-z síkú oldalnézete (az áráról egy köztes rész helyhiány ki van vágva)



35. ábra: A optimalizáció során használt háló előlnézete. A szimmetria miatt elég az teljes térfogat negyedét behálózni

A 4. táblázat alapján a 1,5 GHz-es lencse sávszélesség irreális elvárás. Ezért az 5 – 5,5 GHz-es sávon vett nyereségnövelés volt a cél.

1. vertikális zóna határa [mm]	70
2. vertikális zóna határa [mm]	90
3. vertikális zóna határa [mm]	116
1. horizontális zóna határa [mm]	62
2. horizontális zóna határa [mm]	90
Az antenna és a szimulációs tartomány széle közötti távolság x, y és z+ irányban [mm]	100
Az antenna és a szimulációs tartomány széle közötti távolság z- irányban (hátrafelé)[mm]	0
A tölcsér belső oldalának és a rácsvonalak végének távolsága [mm]	3

5. Táblázat: Az optimalizációs elrendezés új(2. táblázatban nem szereplő) paraméterei

A két elrendezésnél különböző optimalizációs algoritmusokat használtam. Fix rácsállandó esetén a Trust Region Framework alkalmaztam. Az algoritmus a kiindulási elem környékén („trust region”) egy lokális modellt alkot amely alapján megkeresi az optimumot. Ez után összeveti a várt és a kapott javulást. Az egyezés mértékének függvényében: a): folytatja az első lépéstől az új elemet alapul véve, vagy b) módosítja a modellt, illetve szűkíti annak érvényességi tartományát [31]. Ez az algoritmus megfelelő, mivel csak két paramétert (a rácsállandót, és a rétegek távolságát) optimalizáltam és előzetesen beállítottam az elemi cella kiindulási méreteit.

Több rácsállandó esetén sok optimalizálandó paraméter volt, továbbá nem állt rendelkezésre semmilyen, az ideális apertúra menti rácsállandó változásra vonatkozó előzetes adat. Ezért itt a genetikussal optimalizáltam. Ennél az algoritmusnál ugyanis a lokális optimumok nem korlátozzák az optimalizációt. Az algoritmus működését az alábbi fejezet foglalja össze.

4.6.1 Optimalizálás genetikussal

A genetikussal (GA)[7] egy olyan egy robusztus optimalizációs megoldás, amely a természetes kiválasztódást modellezi. John Holland és kollégái fejlesztették ki, 1975-ben publikálták először. A fejlesztés céljuk kettős volt: matematikai úton leírni a természetes kiválasztást és egy olyan optimalizációs eljárást kifejleszteni, amely megtartja a természetes folyamatok előnyös tulajdonságait. A GA fontos jellemzője robusztussága – a paraméter térre nézve nem feltételez semmilyen speciális tulajdonságot – és az, hogy nem csak lokális optimumok meghatározására alkalmas. Nem garantált azonban, hogy az algoritmus megtalálja az optimális megoldást.

A genetikussal eltér a klasszikus optimalizációs módszerektől, főbb tulajdonságai az alábbiak:

- 1) egy paraméter vektor helyett paramétervektorok csoportjából (populáció) indul ki
- 2) nem a nyers paramétereken dolgozik, hanem azokból egy kódolási lépést beiktatva képzett véges értékészletű sztringgel
- 3) az egyes paramétervektorok minőségének megítélésakor fitnessfüggvényt (object function) alkalmaz
- 4) az algoritmusban bizonyos döntések nem determinisztikusak, hanem valószínűségi jellegűek

Az algoritmus az aktuális populáció (generáció) elemeiből a paraméter értékek keverésével új generációt képez, úgy hogy a sikeresebb/fittebb paramétervektorok paraméter értékei nagyobb eséllyel öröklődnek. Az algoritmus ezt ismételve újabb és újabb generációkat képez – melyek nagy valószínűséggel a sikeres ősök leszármazottaiból állnak (leállási feltételként például az iterációk száma korlátozható). A folytonos értékészletű paraméterek optimalizálásához diszkrétizálni kell az értékészletet, hogy kölcsönösen egyértelműen leképezhető legyen a véges értékészletű sztringre (2. pont). Fontos hangsúlyozni, hogy az eljárás a valószínűségi döntések alkalmazása nem azonos a véletlenszerű kereséssel.

Az új generáció képzésének fő lépései az alábbiak:

1) Szelekció (Reproduction)

A szülők vagyis azon paramétervektorok kiválasztása, amelyekből a következő generáció elemeit képezzük. A nagyobb fitness értékű elemeket nagyobb valószínűséggel választjuk ki.

2) Keresztezés (Crossover)

Az új generáció elemeinek képzése a kiválasztott vektorokból alkotott párok véletlenszerűen kiválasztott paraméterei értékének megcserélésével

3) Mutáció (Mutation)

Új elemek képzése a szülőkből az egyes paraméter értékek véletlenszerű megváltoztatásával

A fenti lépéseket egy inicializáció előzi meg, ami meghatározza a paramétervektorok lehetséges értékét, az első generáció paramétervektorait, megadja a célfüggvényt és a leállási feltételt.

A CST Microwave Studioba beépített optimalizációs eljárások célfüggvénye azonos módon, a szimulációs eredményekből kiszámítható jellemző mennyiségekre („Result Template”) előírt kritériumokkal állítható be.

A CST Microwave Studioba beépített genetikus algoritmusban beállítható:

- 1) az iterációk maximális száma
- 2) olyan célfüggvény érték, mely elérése esetén az optimalizáció leáll
- 3) kiválasztható a populáció számossága
- 4) az első generáció meghatározásának stratégiája
- 5) a mutáció valószínűsége – megadja, hogy hasonló szülők esetén mekkora a mutáció valószínűsége

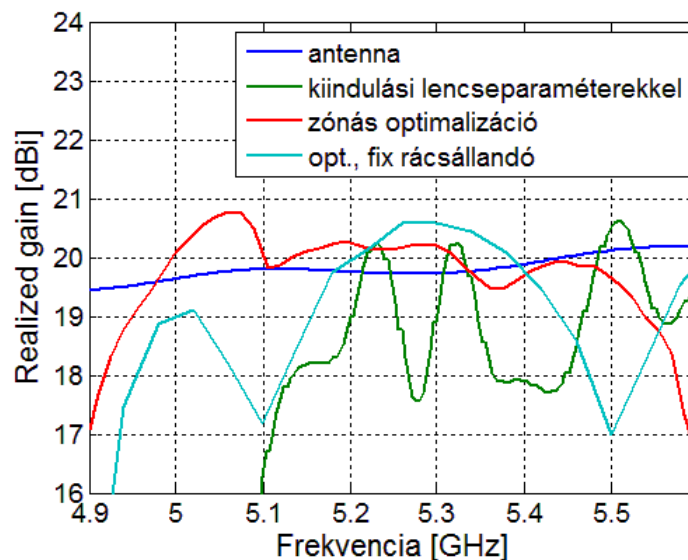
4.6.2 Szimulációs eredmények

A homogén rácsállandós eredménye: $a = 13,74$ rácsállandó és $h = 19,25$ mm rétegtávolság. A zónás optimalizálás esetén adódó legjobb paraméterértékeket a 5. táblázat tartalmazza. Az elért nyereségek és reflexiók tényezők a 36. és 37. ábrákon láthatóak. Ezeken összevethetőek az antenna eredeti tulajdonságai különböző geometriájú lencsék alkalmazása esetén adódó tulajdonságokkal.

1. vertikális zóna rácsállandója [mm]	14,47
2. vertikális zóna rácsállandója [mm]	12,83
3. vertikális zóna rácsállandója [mm]	12,61
4. vertikális zóna rácsállandója [mm]	14,25
1. horizontális zóna rácsállandója [mm]	14,98
1. horizontális zóna rácsállandója [mm]	14,75
Rétegtávolság [mm]	12,93

6. Táblázat: A zónás optimalizálással kiadódó paraméterértékek

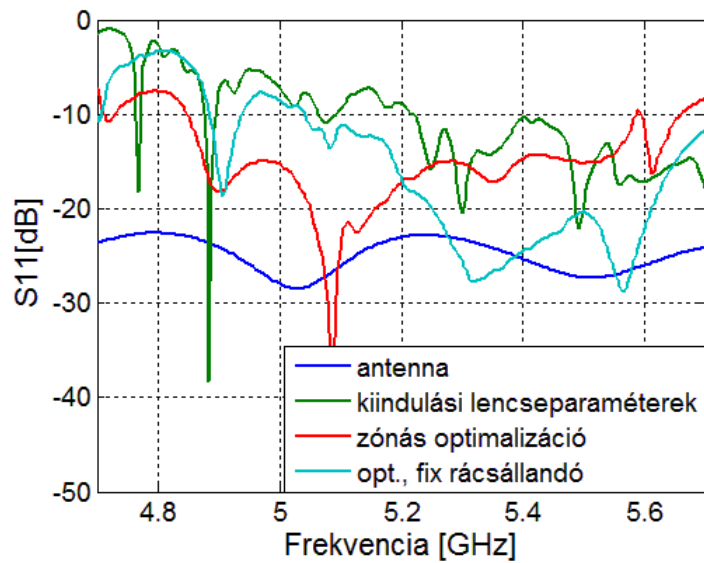
A metanyag lencse nagyon megnövelte az antenna reflexiókat. A 1. -10 dB-es reflexiók tényezőjét az optimalizált elrendezésekkel sikerült -15 illetve -20dB alá csökkenteni, de csak a 4.9-5.4 GHz-es, illetve az 5.2 – 5.6 GHz-es sávban. Ennek megfelelően az optimalizált elrendezésekkel nagyobb összefüggő sávokon nőtt a nyereség.



36. ábra: Realized gain a lencse nélküli és a különböző típusú lencsék esetén

A zónás optimalizálásnál a 0-1 dB nyereség növekedést sikerült elérni a 4,95-5,35 GHz-es sávban. A fix rácsállandójú lencse üzemi működési frekvenciatartománya kisebb, 5,2-5,4 GHz, viszont átlagosan nagyobb. A jelenlegi esetben az inhomogén rácsállandó nem adott egyértelműen jobb eredményt.

Tehát a nulla törésmutatójú metaanyag lencse működését igazolódott, azonban az itt bemutatott lencse geometriákat módosítani kell ahhoz, hogy a gyakorlatban jól használhatóak legyenek.



37. ábra: A lencse nélküli és a különböző lencsék esetén adódó reflexió tényező

Elmondható tehát, hogy a metaanyag lencse működik, de ahhoz, hogy valóban használható legyen, meg javítani kell a lencse tulajdonságain.

5 Összegzés

A dolgozat elkészítése során megismerkedtem a metaanyagok működésével és felépítésével. Bemutattam a nulla törésmutatójú metaanyagok különleges refrakciós tulajdonságait, melyek lehetővé teszik sík lencsék készítését. A metaanyag alaptípusok bemutatása után ismertettem az effektív anyagparaméterek meghatározására szolgáló eljárásokat. Ezekkel, az elektromágneses térszimulációs programok eredményeit felhasználva, meghatározhatjuk az egyes struktúrák elektromágneses tulajdonságait.

A dolgozat célja egy C sávú tölcsérantenna és egy hozzá tartozó nulla törésmutatójú metaanyag lencse tervezése. Elsőként meghatároztam a tölcsér méreteit és a koaxiális kábelcsőtápvonal illesztést. Ez után a bemutatott eljárást felhasználva az üzemi frekvenciára méreteztem a kiválasztott metaanyagot, majd ebből kiindulva optimalizációval határoztam meg a lencse végleges geometriáját. Az eddigi szimulációk segítségével legjobb esetben 0,5 – 1 dB -es nyereségnövekedést értem el az 5-5,5 GHz-es sávon. A kapott eredmény alátámasztja a nulla törésmutatójú anyag lencseként való alkalmazását, azonban a jelenlegi elrendezés sávszélessége, és az általa elért nyereségnövekedés elmarad a klasszikus lencsék megfelelő jellemzőitől. A lencseantenna további optimalizálása jelenleg is folyamatban van.

A metaanyagok vizsgálata jelenleg is egy intenzíven kutatott terület. Több publikáció foglalkozik különböző típusú nulla törésmutatójú lencsék létrehozásával, de ezen kívül sok más metaanyag alkalmazást (pl: üregrezonátorok, tápvonalak) is publikálnak. Ezeket a megoldásokat érdemes figyelemmel kísérni, mert a most még újszerű kutatási eredmények a következő öt- tíz évben az elterjedt gyakorlati alkalmazások részévé válhatnak.

Irodalomjegyzék

- [1] L. Solymar and E. Shamonina.: *Waves in Metamaterials*; Oxford, University Press, 2009.
- [2] Nader Engheta, Richard W. Ziolkowski: *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*; Wiley-IEEE Press, October 2006
- [3] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, Eds.: *Negative-Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*; Wiley, New York, 2005.
- [4] Levent Sevegi: *Complex Electromagnetic Problems and Numerical Simulation Approaches*; Wiley-IEEE Press, 2003
- [5] Samuel Silver, *Microwave Antenna Theory and Design*, Mc Graw-Hill Book Company, New York-Toronto-London, 1949.
- [6] K. Hameyer, R Belmas: *Numerical Modelling and Design of Electrical Machines and Devices*; WIT Press Southampton Boston, 1999
- [7] David E. Goldberg: *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*; Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1989
- [8] Lee, K. F.. - Chichester [etc.]: *Principles of antenna theory*; Wiley, 1984.
- [9] John L. Volakis: *Antenna engineering handbook. - 4. ed*; McGraw-Hill, cop. 2007
- [10] David M. Pozar: *Microwave Engineering*; John Wiley & Sons Inc. 1998
- [11] S.R. Pennrock, P. R. Seperd: *Mikrohullámú technika*; Marktech kiadó, Budapest, 2006
- [12] R. W. Ziolkowski: *Propagation in and scattering from a matched metamaterial having a zero index of refraction*; Phys. Rev. E, vol. 70, 046608, Oct. 2004.
- [13] M. Silveirinha and N. Engheta: *Design of matched zero-index metamaterials using nonmagnetic inclusions in epsilon-near-zero media*; Phy. Rev. B, vol. 75, February, 2007, Art. ID 075119.
- [14] A. Erentok, P. Luljak, and R. W. Ziolkowski: *Antenna performance near a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor*; IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, pp. 160–172, Jan. 2005.
- [15] D. R. Smith,* Willie J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz: *Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity*; Physical Review Letters Vol. 84. Nr 18. 2000. május
- [16] A. Al' u, and N. Engheta: *Guided modes in a waveguide filled with a pair of single-negative (SNG), double-negative (DNG), and/or double-positive (DPS) layers*; IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-52, no. 1, pp. 199–210, Jan. 2004.

- [17] Kalvach Arnold, Szabó Zsolt: *Metaanyagok Homogenizálása Transzmissziós és Reflexiós Adatokból*; Mesterpróba konferencia, Budapest, 2014.június.
http://www.mesterproba.hu/files//kiadvany_2014_N_1.pdf, pp.27-30; 11-12
- [18] Z. Szabó, G.-H. Park, R. Hedge, and E.-P.-Li: *A unique extraction of metamaterial parameters based on Kramers-ronig relationship*; IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 58, no.10, pp2046-2653, Oct. 2010.
- [19] Dongying Li, Szabó Zsolt, Xianming Qing, Er-Ping-Li, and Zhi Ning Chen: *A High Gain Antenna Wit an Optimized Metamaterial Inspired Substrate*; IEEE Transactions on Antennas and Propagaion, vol. 60, no. 12, pp: 6018-6022, Dec. 2012
- [20] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina: *Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design—Theory and experiment*; IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no. 10, pp. 2572–2581, Oct. 2003.
- [21] Silveirinha, M. and Engheta, N.: *Design of matched zero-index metamaterials using nonmagnetic inclusions in epsilon-near-zero media*; Phys. Rev. B, 75, 075119–1–10., 2007
- [22] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis: *Novel Meta-Surfaces for the Design of Broadband Highly Directive Antennas*; 8 th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials 2014 ,Copenhagen, Denmark, 25-30 August 2014
- [23] Juan Domingo Baena et al. : *Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines*; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 4, April 2005
- [24] Gay-Balmaz, P. and Martin, O. J. F.: *Efficient isotropic magnetic resonators.*; Appl. Phys. Lett., 81, 939–941., 2002
- [25] R. Liu, A. Degrión, J.J. Mock and D.R. Smith,: *Negative index material composed of electric and magnetic resonators*; Appl. Phys. Lett., vol. 90, no. 26, June 2007, Art. ID 263504.
- [26] Xudong Chen, Tomasz M. Grzegorzcyk, Bae-Ian Wu, Joe Pacheco, Jr., and Jin Au Kong: *Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials*; Physical Review E 70, 016608, 2004
- [27] F.-Y. Meng, Q.Wu, Y. Liang, K. Zhang, and Le-Wei Li: *Design, Fabrication, and Testing of Three-Dimensional Miniaturized Rectangular Cavity Resonator Based on Metamaterial*; IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 45, NO. 10, OCTOBER 2009
- [28] Q.Wu , P.Pan, F.-Y. Meng L.-W. Li, J. Wu: *A novel flat lens horn antenna designed based on zero refraction principle of metamaterials*; Applied Physics A 87, pp. 151-156, 2007
- [29] H. Zhou, et al.: *A novel high-directivity microstrip patch antenna based on zero-index metamaterial*; IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett., vol. 8, no. 6, pp. 538-541, 2009.

- [30] K. S. Yee: *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media*; IEEE Trans. Antenna Propagat. , vol. AP-14, pp. 302–307, May 1966.
- [31] Ya-xiang Yuan: *A review of trust region algorithms for optimization*;
- [32] www.cst.com

Felhasznált ábrák jegyzéke

3- ábra: [12]. forrás

4. ábra : [12]. forrás

15. ábra : [9]. forrás