

TDK-DOLGOZAT

PATCH ANTENNÁK

ÍRTA:

Unger Tamás István

KONZULENS:

Dr. Kolos Tibor

Széchenyi István Egyetem

Távközlési Tanszék

2014

Tartalomjegyzék

1. A patch antennák elmélete	3
1.1. Bevezetés	3
1.2. Az antennák felosztása	3
1.3. A patch antenna alapötlete	4
1.4. Működési elv	5
1.5. Sávszélesség, iránykarakterisztika	7
1.6. A bemeneti impedancia csökkentése	8
1.7. Antennarendszer impedanciaillesztése	9
1.8. Alkalmazási területek	10
2. Patch antenna tervezése	14
2.1. A tervezés lépései	14
2.2. Koaxiálisan táplált patch antenna tervezése	14
2.2.1. A sugárzó lemez paramétereinek meghatározása	15
2.2.2. Gerjesztési pont meghatározása	17
2.2.3. Antennaszimuláció	18
2.2.4. Eredmények, kiértékelés	20
2.3. Szalagtápvonallal táplált patch antenna tervezése	23
2.3.1. A negyedhullámú impedanciáttranszformátor	23
2.3.2. A szalagtápvonal paramétereinek identifikációja	24
2.3.3. Az antenna szimulációja	27
3. Összefoglalás, következtetések	31

Kivonat, kulcsszavak

Munkám a patch antennák témakörében íródott. Dolgozatom első részében bemutatom az antennatípus általános geometriai paramétereit, leggyakoribb kialakítási és megvalósítási módját, az antenna villamos paramétereinek függését a geometriai méretektől. Felvázolom a patch antennák működési elvét, áram- és feszültségeloszlását. Bemutatom az eszköz frekvenciafüggését, megemlítek néhány praktikus gyakorlati megvalósítást a bemeneti impedancia csökkentésére, továbbá két konkrét gyártó termékén keresztül számszerűen felvázolom az antenna paramétereit, megemlítve a legelterjedtebb felhasználási területeket.

Dolgozatom második felében **Agilent Genesys 2012.01** környezetben két gyakorlati példán keresztül bemutatom a patch antenna tervezését és szimulációját, paramétereinek optimalizálását az adott felhasználási területhez.

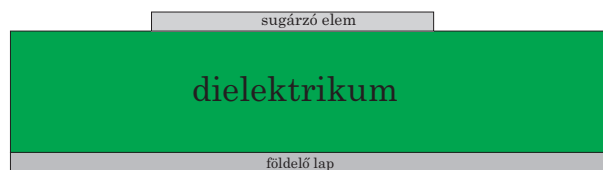
Kulcsszavak: antenna, tápvonalelmélet, integrált áramkör, antennatervezés, szimuláció

1. fejezet

A patch antennák elmélete

1.1. Bevezetés

Az antenna az elektromágneses spektrum egy tartományának sugárzására vagy vételére alkalmas eszköz. A microstrip antennák elmúlt évtizedek során mutatott rohamos fejlődésének egyik legfőbb oka, hogy számos előnnyel bírnak a klasszikus antennatípusokhoz képest: könnyebbek, kisebbek, olcsóbbak és gyártástechnológiai szempontból könnyebben előállíthatóak [1]. Működési tartományuk tipikusan az 1 GHz feletti, mikrohullámú frekvenciatartomány. Az antennatípus sematikus metszete az 1.1. ábrán látható.

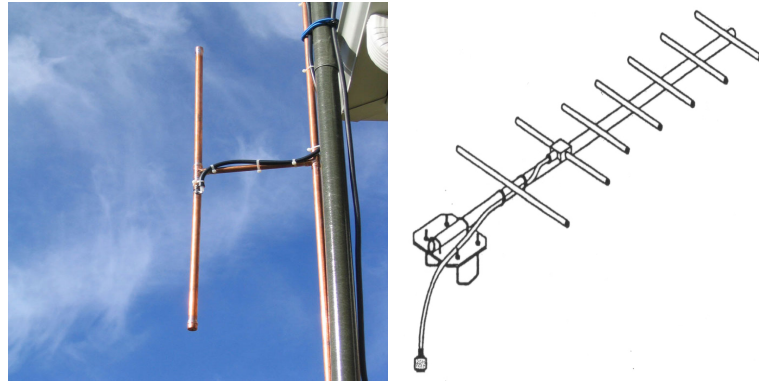


1.1. ábra. A microstrip antenna metszete

Az eszköz felépítését és gyártástechnológiáját tekintve meglehetősen hasonlít a nyomtatott áramkörti lapokra, ebből kifolyólag szokás *nyomtatott antennának* is nevezni: a sugárzó elemet egy szigetelő dielektrikumhoz ($\epsilon_r \leq 10$) kötött fémre marják rá, mely dielektrikum másik oldalán egy földelésként funkcionáló fém lap található [2]. A microstrip antennáknak sokféle változata létezik (például microstrip dipólust is lehet készíteni). A megvalósítás nem egyedülálló, de kétségtelenül a leggyakoribb típusa az értekezés témájául szolgáló patch antenna.

1.2. Az antennák felosztása

Az antennákat származtatásuk, geometriai felépítésük és felhasználási területük szerint sokféle csoportba sorolhatjuk. Az antennatechnika klasszikus, elemi, alapvető építőeleme a közepen táplált, rezonáns, félhullámú dipólus, illetve az ezzel teljesen ekvivalens, tipikusan középhullámú rádiótávközlésre alkalmazott negyedhullámú, végén táplált monopól antenna. A klasszikus antennarendszereket különböző hosszúságú, egymástól megfelelő távolságban elhelyezett dipóluselemek alkotják.



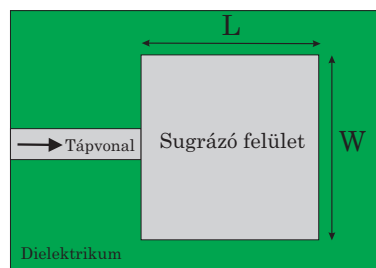
1.2. ábra. Félhullámú dipól és a a dipólus-rendszerből álló Yagi antenna

A szakma ezenkívül megkülönböztet például haladó hullámú antennákat (rombusz antenna, helix antenna), réssugárzókat (tápvonal réssugárzó) és apertúra sugárzókat is (például a horn antenna) [6]. A patch antennát meglehetősen nehéz elhelyezni ebben a rendszerben, de ahogy azt később látni fogjuk, geometriai méreteinek megválasztása, illetve a feszültség- és árameloszlás tekintetében meglepően szoros rokonságot mutat a félhullámú dipólussal, azt a nem elhanyagolható különbséget figyelembe véve, hogy patch antennát tipikusan az eszköz szélén tápláljuk meg, amely a bementi impedancia szempontjából nem túl kedvező.

1.3. A patch antenna alapötlete

A patch antenna általánosan két fémlapból és a közöttük lévő dielektrikumból áll, mely nem microstrip-típusú antennák esetében tipikusan levegő. Az egyik fémlap értelemszerűen sugárzóként funkcionál (ezt tápláljuk), a másik, általában ennél nagyobb lap pedig a földelést biztosítja. A patch antennát leggyakrabban olyan keskenysávú mikrohullámú összeköttetéseknel használják, amelyek félgömb alakú iránykarakterisztikával rendelkező antennákat igényelnek [1]. Tipikusan ilyen a földi mozgó rádiószolgálat.

Kialakításából és jól integrálhatóságából adódóan kiválóan alkalmazható több-elemű, összetett antennarendszerek felépítésére. Egy ilyen rendszer látható a 1.4. ábrán. Az antenna megtáplálása az áramköri lap felületére mart tápvonalon keresztül történik. A földelés, a sugárzó elem és a tápvonal is kiváló vezetőképességű anyagból készül, legtöbbször rézből. A struktúra és a geometriai paraméterek értelmezéséhez érdemes megvizsgálni az antennát felülnézetből is a 1.3. ábrán [3].



1.3. ábra. MPA felülnézetből

Ha a sugárzó lemez betáplálási iránnyal párhuzamos geometriai mérete (hossza) L , az áramiránnyal merőleges mérete (szélessége) W és dielektrikum effektív relatív permittivitása $\varepsilon_{r_{eff}}$, akkor az antenna f_c működési középfrekvenciája az alábbi formulával becsülhető [3]:

$$f_c \approx \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_{r_{eff}}\mu_0}}, \quad (1.1)$$

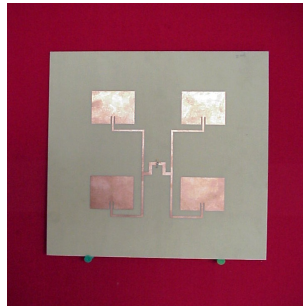
ahol $\varepsilon_{r_{eff}}$ az antenna geometriai paramétereitől és a dielektrikum valós ε_r relatív permittivitásától függő érték, amely a következő tapasztalati formulával becsülhető:

$$\varepsilon_{r_{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}}, \text{ , ha } \frac{h}{W} > 1, \quad (1.2)$$

ahol h a dielektrikum vastagsága, W pedig a következő képlettel számítható:

$$W = \frac{c}{2f_c} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}. \quad (1.3)$$

Mivel $f_c = \frac{c}{\lambda}$, ezért belátható, hogy a rezonancia feltétele, hogy a sugárzó elem L hosszúságának meg kell egyeznie a hullámhossz felével ($L = \frac{\lambda}{2}$). A W szélesség-paraméter az antenna bemeneti impedanciáját befolyásolja, de érdemi befolyással bír az antenna sáv szélességére is: nagyobb W -paraméter szélesebb működési sávot eredményez. Négyszögletes patch-antennák esetén ($L = W$) a bemeneti impedancia $Z_{be} = 300 \Omega$ körüli érték, amely megfelelően nagy szélesség esetén akár 50Ω -ra is csökkenthető. Hátránya, hogy a szélesebb sugárzóelemek értelemszerűen kevésbé helytakarékosak [3].

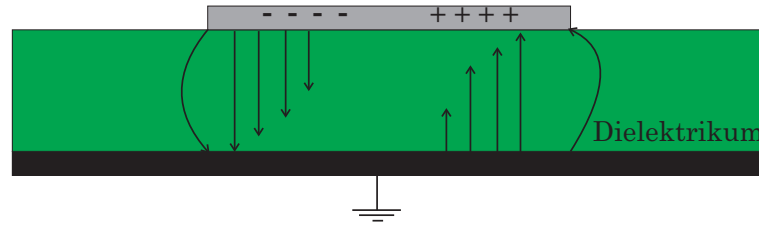


1.4. ábra. Microstrip patch antennák (MPA)

1.4. Működési elv

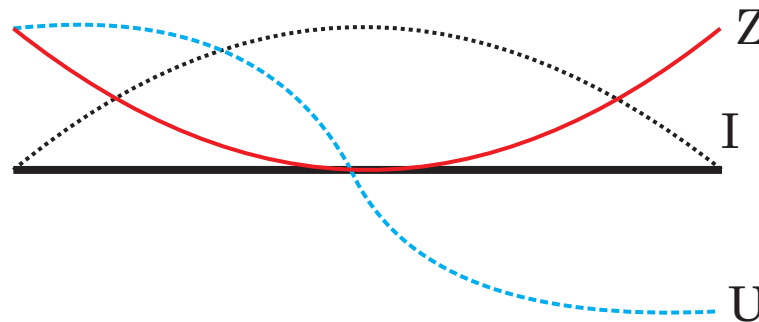
Az eszköz keresztmetszetét bemutató 1.5. ábra segít tanulmányozni és megérteni az antenna működési elvét. A működési frekvenciatartomány és az eszköz méreteiből adódóan ebben az esetben is elosztott paraméterű hálózatként kell vizsgálnunk az antennát. Ez azt jelenti, hogy a sugárzó elem teljes hosszában nem állandó nagyságú az áram és a feszültség, hanem rendelkezik hely szerinti eloszlással. Könnyen belátható, hogy az elem két széle lezárást mentes, azaz üresjárásban van, így itt áramminimum fog kialakulni (elméletileg $I = 0$). Az antenna szélén

kialakuló áramminimum magyarázatot ad arra, hogy miért rendelkezik nagy Z_{be} bemeneti impedanciával az eszköz, ha a végén kerül megtáplálásra [1].



1.5. ábra. Az elektromos térerősség alakulása

A feszültségeloszlás kialakulásához először tanulmányoznunk kell a dielektrikum-ban kialakuló $\vec{E}$ elektromos térerősségvektorok nagyságát. A matematikai levezetéseket mellőzve most fogadjuk el, hogy $\vec{E}$ nagysága az antenna szélén maximális, a közepe felé csökken (határértékben a közepén $\vec{E} = 0$), majd a lemez másik szélé felé ismételtén növekszik, csak ellenkező irányban. A Maxwell-egyenletek teljes rendszere alapján belátható, hogy a feszültség értéke a lemez szélén lesz maximális (az egyik végén $+U_{max}$, a másik végén $-U_{max}$). Ezek után az impedanciaeloszlás egy pontonkénti hányadosképzéssel kiszámítható, az eredmény az 1.6. ábrán tanulmányozható.



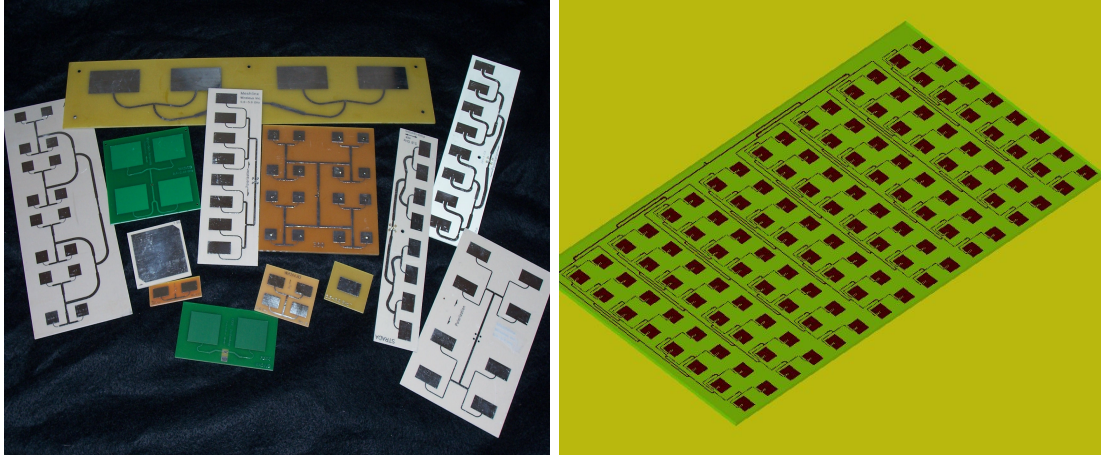
1.6. ábra. Az áram, a feszültség és az impedancia alakulása

Arról még nem esett szó, hogy ez a konstrukció hogyan képes antennaként működni és sugározni. A patch antenna felfogható egy szélsőségesen lezárt, üresjárásban hagyott ($I = 0$) tápvonalként. Ebben az esetben a reflexió tényező értéke $|\vec{\Gamma}| = 1$, ami azt is jelenti, hogy az áram és a feszültség nincsen fázisban, ahogy azt az 1.6. ábra is szemlélteti. A sugárzásért az 1.5. ábrán is bejelölt, az antenna *szegélyein* kialakuló elektromos térerősség a felelős. $\vec{E}$ a két lemez teljes hosszában csak a felületre merőleges komponenssel rendelkezik, kivéve a széleken, ott ugyanis $\vec{E}$ -nek tangenciális komponense is van, ráadásul a komponensek iránya a két szélén azonos, így ezen térerősségek fázisban összegződnek, sugárzást hozva így létre [1] [3]. Természetesen az áramok is összegződnek, de a földelésen létrejövő azonos nagyságú, de ellentétes irányú áram ezt kioltja, ami megmagyarázza, hogy a microstrip antennával ellentétben miért nem sugároz a szintén microstrip kialakítású tápvonal.

Összegezve tehát: a patch antenna a lemezek szélén kialakuló, nem tisztán $\vec{n}$ -irányú elektromos térerősségvektorok miatt sugároz, ami az antenna mentén kialakuló feszültségeloszlásnak köszönhető. Az eddigiekből következik az is, hogy az

antenna úgynevezett "*feszültség sugárzó*", azaz a tényleges kommunikáció az elektromágneses tér $\vec{E}$ -komponensével történik, ellentétben a "*áram sugárzókkal*", amelyek $\vec{H}$ mágneses térerősség segítségével kommunikálnak (például a réssugárzók).

Itt érdemes még megjegyezni az MPA és a micrtostrip tápvezeték közötti egyik legfontosabb különbséget, a dielektrikumok relatív permittivitásának értékét. Amennyiben az a cél, hogy az eszköz sugározzon, úgy célszerű ϵ_r -t kicsire válsztani, szemben a tápvezeték-konstrukciónál, ahol a gyártás során minél nagyobb relatív ϵ_r megvalósítására törekszünk [3], így az energia döntő hányada a hordozóban terjed.



1.7. ábra. Különböző típusú MPA-k

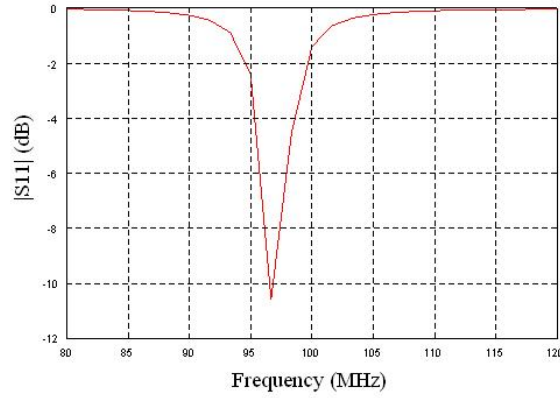
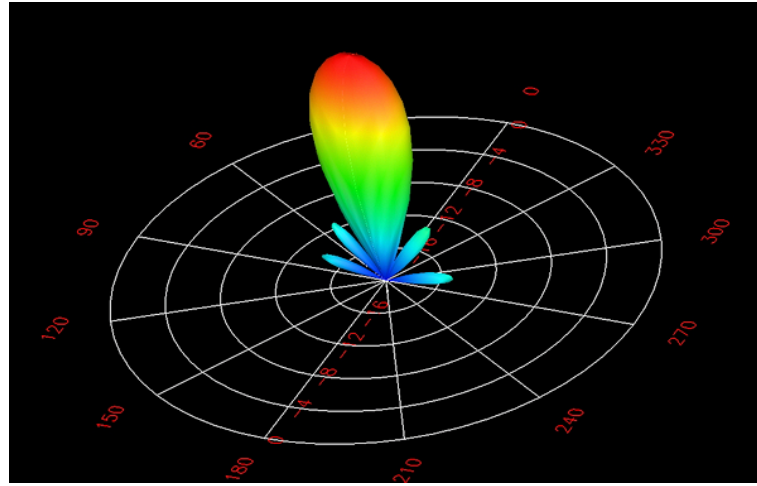
1.5. Sávszélesség, iránykarakterisztika

A sávszélesség és az iránykarakterisztika alakulását azért célszerű egyszerre tárgyalni, mert azon túl, hogy mindkettő függ a konstrukció geometriai- és anyagparamétereitől, az iránykarakterisztika alakulását jelentősen befolyásolja a működési frekvencia. Az antenna sávszélességéről ad információt az S_{11} szórési paraméter [24], amely dB -ben kifejezi az eszköz által reflektált és a haladó feszültség hullám közötti arányt. $S_{11} = 0 \text{ dB}$ esetén a teljes haladó feszültség visszaverődik, az antenna nem sugároz. Ha S_{11} értéke -10 dB , akkor például ha 3 dB feszültség szint kerül kisműködésre, és -7 dB a visszavert feszültség szint. S_{11} értéke tehát akkor jó, ha minél kisebb [4] [3]. A matematikai összefüggése és kapcsolata $\vec{\Gamma}$ reflexiós tényezővel:

$$S_{11} = 20 \lg \left(\frac{|U_{refl}|}{|U_{hal}|} \right) = 20 \lg \left(|\vec{\Gamma}| \right). \quad (1.4)$$

S_{11} frekvenciafüggését mutatja be a 1.8. ábra, melyen jól látható, hogy az antennatípus miatt keskenysávú. Az alábbi, egyébként nem túl tipikus frekvenciára, 100 MHz -re tervezett patch antenna frekvenciafüggésén észrevehetünk még egy érdekességet: a rezonancia nem a tervezés során használt frekvencián, hanem annál alacsonyabban, körülbelül 96 MHz -en alakul ki.

Az eltolódás oka a lemezszeleken kialakuló, a sugárzás forrásaként már tárgyalt elektromos térerősség, amely a lemez hosszát elektromos szempontból megváltoztatja, *megnyújtja*. A tervezési eltérés a gyakorlatban $2 - 4 \%$ körül alakul, amelyet minden esetben figyelembe kell venni.

1.8. ábra. S_{11} frekvenciafüggése [3]

1.9. ábra. MPA iránykarakterisztika [7]

Az antenna iránykarakteristikáján az eszköz által létrehozott elektromágneses sugárzás-intenzitás térbeli eloszlását értjük [6]. A szakirodalomban megszokott tárgyalási metódus alapján $\vec{E}$ rendelkezik ϑ és φ -irányú komponenssel gömbkoordináta-rendszerben, melyek az alábbi formulákkal becsülhetők [3]:

$$E_{\vartheta} = \frac{\sin\left(\frac{kW \sin\vartheta \sin\varphi}{2}\right)}{\frac{kW \sin\vartheta \sin\varphi}{2}} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin\vartheta \cos\varphi\right) \cos\varphi, \quad (1.5)$$

$$E_{\varphi} = -\frac{\sin\left(\frac{kW \sin\vartheta \sin\varphi}{2}\right)}{\frac{kW \sin\vartheta \sin\varphi}{2}} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin\vartheta \cos\varphi\right) \cos\vartheta \sin\varphi, \quad (1.6)$$

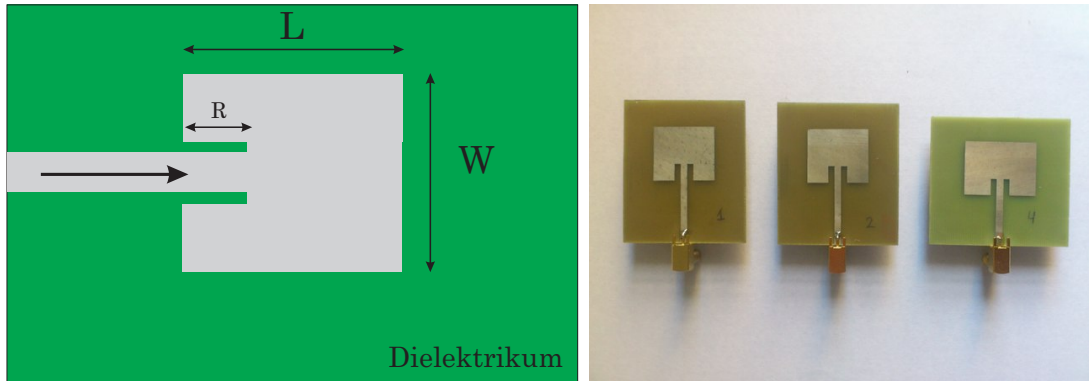
ahol k a hullámszám, értéke $\frac{2\pi}{\lambda}$. A képletek eredménye egy erősen irányított karakterisztika, amely a 1.9. ábrán tanulmányozható.

1.6. A bemeneti impedancia csökkentése

A 1.4. pontban tárgyaltak szerint a szélén táplált patch antenna bemeneti impedanciája meglehetősen nagy a széleken kialakuló áramminimum miatt. Ebből

következik, hogy Z_{be} csökkentésének egyik lehetséges módja a táplálási pont megváltoztatása. Az elv, hogy úgy kell csökkenteni a bemeneti impedanciát, hogy a táplálást az antenna szélétől a közepe felé toljuk el, ahol elvben árammaximum és feszültségminimum található [8].

A legegyszerűbb impedanciacsökkentő eljárás az úgynevezett beágyazott táplálás. Szinuszos áram- és feszültségeloszlást feltételezve tehát (1.6. ábra) a 1.10. ábrán bejelölt R-irányban haladva növekvő áramértéket és csökkenő feszültséget tapasztalunk, Z_{be} csökken.



1.10. ábra. Beágyazott táplálás megvalósítása

Z_{be} R -függése az alábbi formulával becsülhető:

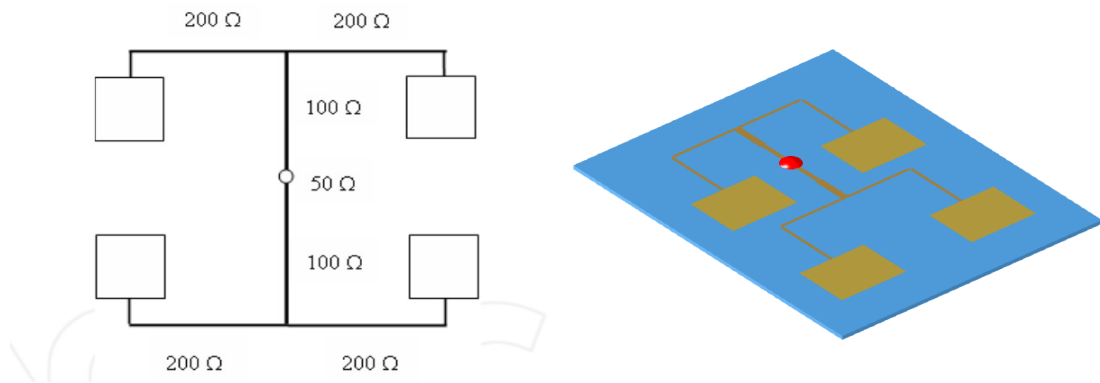
$$Z_{be}(R) = \cos^2\left(\frac{\pi R}{L}\right) Z_{be}(0). \quad (1.7)$$

A csökkenés mértékének demonstrálására érdemes megnézni egy példát [8]. Legyen például $R = \frac{L}{4}$, azaz a toljuk be a tápvonalat az antenna negyedéig. Ekkor $\cos^2\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{1}{2}$, ami azt jelenti, hogy a $\frac{1}{8}$ -mértékig beágyazott tápvonal megfelel az eredeti bemeneti impedanciát, ami igazán jelentős csökkenés [8]. Ez a megoldás igen közkedvelt a gyakorlati megvalósítás során, egy ilyen módszerrel készült MPA-rendszert mutat be a 1.10. ábra is. Nem annyira elterjedt, de létező kiviteli forma a negyedhullámú impedanciáttranszformátorral megépített MPA is, ahol a bemeneti impedancia tápvonalhoz illesztése (hangolása) a cél.

1.7. Antennarendszer impedanciaillesztése

Tételezzük fel, hogy egy 2×2 -es antennarendszert szeretnénk illeszteni az 50Ω hullámimpedanciájú tápvonalunkhoz. Az antennarendszer elemi építőeleme egy szélen táplált, $Z_{be} = 200 \Omega$ paraméterrel rendelkező MPA. A microstrip technológia lehetővé teszi a könnyű, olcsó illesztést trükkösen összekapcsolt microstrip tápvonal-rendszer segítségével [15]. A gyakorlati megoldást a 1.11. ábra mutatja.

Tipikus megoldás a microstrip tápvonalak párhuzamos kapcsolása. A külső, 50Ω -os csatlakozási pontra két 100Ω hullámimpedanciájú microstrip tápvonal csatlakozik párhuzamosan, melyekről hasonló elven két-két 200Ω -os tápvonal ágazik le.



1.11. ábra. MPA-rendszer impedanciaillesztése

Ezen tápvonalak hullámimpedanciái már megfelelően illeszkednek az elemi patch antennáinkhoz. Elvi szinten ez nem más, mint a microstrip tápvonalak fa struktúrájú összekapcsolása, mely fa azon szintjén lépnek be a patch antennák, ahol az impedancia már kellő nagyságúra növekedett az illesztettséghez. A jobb oldali ábra hasonló elvű, de más felépítésű táplálási metódust mutat. Mint ahogy már említettem, az antenna és a tápvonal közötti különbség a geometriai méreteken kívül a szigetelő közeg relatív permittivitásának értéke. Az adott Z_o hullámimpedanciájú microstrip tápvonalak tervezése összetett mérnöki feladat, melyet empirikus képletek segítenek [15]:

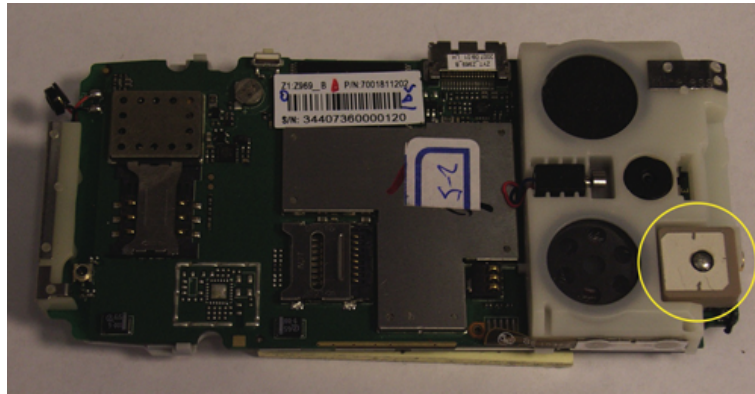
$$Z_0 = \frac{42.4 \Omega}{\sqrt{1 + \varepsilon_r}} \ln \left[1 + C_c \left\{ (C_c \cdot C_d) + \sqrt{(C_c \cdot C_d)^2 + \frac{\pi^2}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\varepsilon_r} \right)} \right\} \right], \quad (1.8)$$

ahol C_c és C_d a geometriai méretektől és a relatív permittivitástól függő konstansok: $C_c = \frac{14 + \frac{8}{\varepsilon_r}}{11}$ és $C_d = \frac{4d}{W}$. A képletekből alapján azt állíthatjuk, hogy a relatív permeabilitás és a d dielektrikumvastagság növelése jelentősen csökkenti a hullámimpedanciát, míg a tápvonal W szélessége növeli ezt az értéket.

1.8. Alkalmazási területek

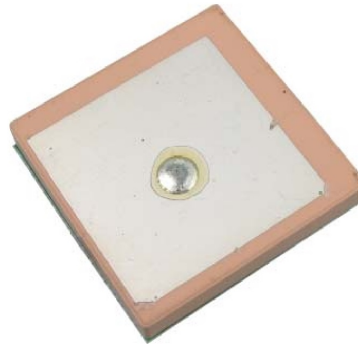
A NASA weboldalán elérhető, minden bizonnyal a kilencvenes évekből származó cikk [9] már arról értekezik, hogy az antennatípus kis méretei és praktikussága miatt kiválóan alkalmazható lenne kereskedelmi célokra is, de magas ára miatt egy ideig semmiképpen sem várható, hogy olyan széles körben elterjed a használata, mint az Amerikai Védelmi Minisztérium keretei között. A minisztérium ugyanis már a huszadik században is aktívan használta ezen microstrip antennákat a légvédelemben, rakétákon és műholdakon.

Azóta sokat változott a világ: az MPA gyártása filléressé vált, és bár a haditechnika mind a mai napig használja, az eszköz beszivárgott a mindennapjainkba. A mobiltelefonok antennája például kivétel nélkül microstrip antenna, és a fejlesztések arra irányulnak, hogy ezt az antennatípust minél jobban illesszék a negyedik generációs (LTE) mobilszolgáltatás elvárásaihoz [10].



1.12. ábra. MPA egy mobiltelefonban

Széleskörben alkalmazzák továbbá a Globális Helymeghatározó Rendszerek (GPS) eszközeiben is. Ez az alkalmazási terület egyébként szorosan összekapcsolódik a mobiltelefonokkal, hiszen napjaink okostelefonjai már GPS-eszközként is használhatók, így a mobilkommunikációs antenneleszközön túl igényelnek egy speciálisan helymeghatározási célokat szolgáló GPS-antennát is. A konkrétumok megismerése céljából érdemes tanulmányozni valamely gyártó eszközét.

1.13. ábra. *Wellshow*[®] [11] GPS kerámia patch antenna

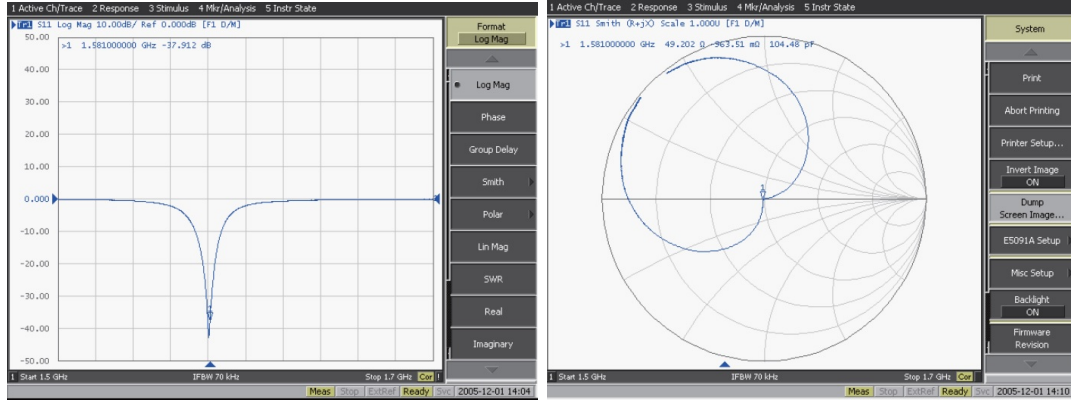
A *Wellshow*[®] antennagyártó cég weboldalán minden fontos információ elérhető az antennák paramétereivel kapcsolatban. Vizsgáljuk meg közelebbről az *AQ00153* jelölésű GPS-eszközt [12], amelyet a gyártó PDA-ba, okostelefonba és kifejezetten navigációs hardverekbe ajánl. A műszaki paramétereit a következő táblázat foglalja össze:

Középfrekvencia:	1581 ± 2 MHz
Sávszélesség (-10 dB-es S_{11} pontok között):	min. 15 MHz
VSWR*:	max. 1,5
Z_{be} :	50Ω
Geometriai méretek:	25*25*4 mm
Földelő lemez:	70*70 mm
Polarizáció:	jobbra forgó cirkuláris

*: *Voltage Standing Wave Ratio*, azaz feszültség állóhullámarány, a reflexiók tényezőiből $VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$ képlettel számítható. Számszerűen definiálja, hogy milyen

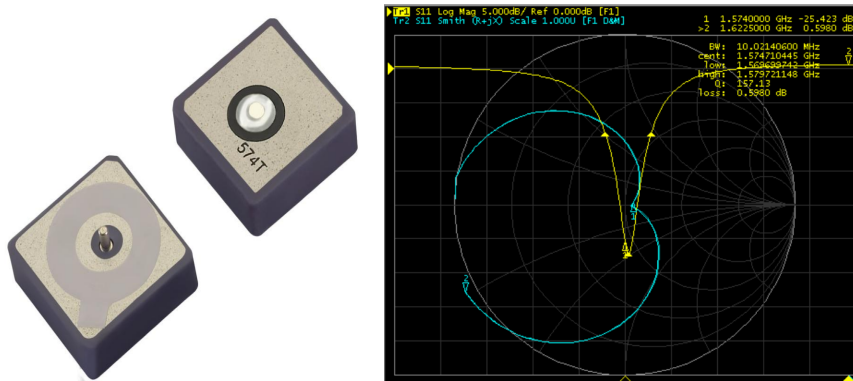
mértékben illesztett az antenna impedanciája a tápvonalhoz. A táblázatban megadott 1,5-ös értékhez 0,2-es $|\vec{\Gamma}|$ tartozik, a reflektált teljesítmény ebben az esetben 4% [13].

A gyártó által közölt mérési eredmények az 1.14. ábrán láthatóak.



1.14. ábra. S_{11} frekvenciafüggése és a Smith-diagram [12]

A piaci kínálat összehasonlítása miatt érdemes megnézni egy másik antennagyártó cég hasonló paraméterekkel rendelkező, szintén GPS-célokra gyártott patch antennáját is. Erre a célra a *Taoglas*[®] [16] antennagyártó cég *GP.1575.12.4.A.02* azonosítóval jelölt antennáját választottam, mely a 1.15. ábrán látható.



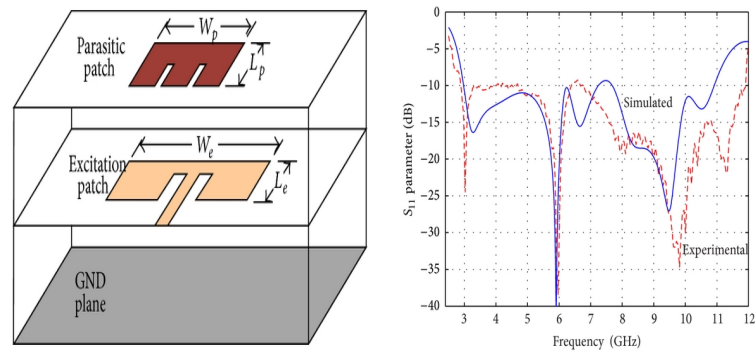
1.15. ábra. *Taoglas*[®] antenna, S_{11} frekvenciafüggése és a Smith diagram

A gyártó a katalógusban különösen fontosnak tartotta kiemelni, hogy antennája az átlagosnál kisebb geometriai méreteivel és az ebből fakadó kompaktságával tűnik ki a versenytársak termékei közül. A pontos műszaki paramétereket most is célszerű táblázatba foglalni.

Középfrekvencia:	1575 ± 3 MHz
Sávszélesség (-10 dB-es S_{11} pontok között):	min. 8 MHz
VSWR:	max. 1,5
Z_{be} :	50Ω
Geometriai méretek:	$12 \times 12 \times 4$ mm
Polarizáció:	jobbra forgó cirkuláris
Üzemi hőmérséklet:	$-40^\circ C$ és $85^\circ C$ között
Dielektrikum:	kerámia

A *Taoglas*[®] termékének adatlapja sokkal informatívabb, például tájékoztat az üzemi hőmérséklet határokról is. A két termék közötti legfontosabb eltérés (a marketingcélokból is kiemelt geometriai méretkülönbségeken túl) a sávközép értékében és a sávszélességben van, utóbbi differencia közel kétszeres. Önmagában sem a frekvenciatartománybeli, sem a geometriai tulajdonságok alapján nem dönthető el, hogy mely gyártó terméke jobb, ez elsősorban az alkalmazási területtől függ; milyen célra, milyen eszközbe kívánunk antennát vásárolni? Ha kisméretű eszközbe kívánunk GPS antennát helyezni, akkor célszerűbb a *Taoglas*[®] termékét választani, ha szélesebb sávú antennára van szükségünk, akkor a *Wellshow*[®] terméke bizonyul jobbnak.

További érdekesség, hogy a szoftver alapú rádiózás (*SDR - Software Defined Radio*) elterjedésével egy egészen új konstrukciójú, szélessávú microstrip patch antenna tűnt fel a piacon, mely [14] szerint akár a teljes 3 – 10.6 GHz közötti sávot át tudja fogni. Az antenna vázlata és frekvenciafüggése a 1.16. ábrán látható.



1.16. ábra. Parazitaelemes MPA vázlata és S_{11} frekvenciafüggése

2. fejezet

Patch antenna tervezése

Ebben a fejezetben ismertetem az **Agilent Genesys** szoftver használatát microstrip patch antennák tervezéséhez két konkrét, gyakorlati példán keresztül. Munkám során az *ITU-R* [17] által definiált 2,4 GHz – 2,5 GHz-es *ISM*-sávba terveztem *Wi-Fi*-antennát [18] eltérő típusú táplálási megvalósításokkal, mely antennák villamos paramétereit szoftveres szimuláció segítségével igyekeztem meghatározni.

2.1. A tervezés lépései

Az antennát úgy célszerű megtervezni, hogy az a használt 100 MHz szélessű sáv sávközepén rendelkezzen a legjobb villamos paraméterekkel, a tervezés során tehát $f_0 = 2450$ MHz frekvenciára szükséges meghatározni a geometriai paramétereket. Az első lépés minden esetben a geometriai méretek és a dielektrikum paramétereinek meghatározása. A gyakorlatban természetesen előfordulhat, hogy csak egy adott típusú és méretű dielektrikum áll rendelkezésre, így ebben a tekintetben nincsen mozgástér a tervezés során, csupán a dielektrikum vastagsága, a lemez vastagsága és méretei használhatóak, mint szabad paraméter.

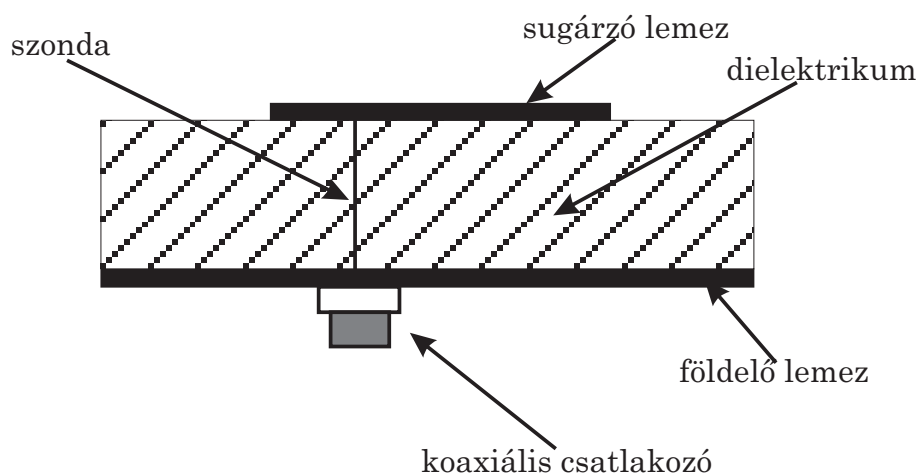
Az empirikus képletek alapján meghatározott geometriai paraméterek hatását a villamos paraméterekre fontos és célszerű szimulációval ellenőrizni, hiszen ez garantálja, hogy biztosan megfelelő, az adott alkalmazáshoz illeszkedő antenna kerül majd legyártásra. Dolgozatomban két példát is mutatok az antenna tervezésére és kivitelezésére, melyek lényegét tekintve csak a megtáplálási módjukban térnek el egymástól.

2.2. Koaxiálisan táplált patch antenna tervezése

A koaxiálisan megtáplált patch antenna sematikus felépítését a 2.1. ábra mutatja. Az elv lényege, hogy a sugárzó lemez egy koaxiális tápvonal belső vezetőjével kerül megtáplálásra, amely vezető a dielektrikumon keresztül csatlakozik a lemezhez, míg a külső vezető a földelő lemezhez csatlakozik. Mivel a tápvonal ebben az elrendezésben gyakorlatilag szondaként viselkedik, ezért ezt a típusú táplálási módszert *szondával táplálásnak* is nevezi a szakirodalom [19].

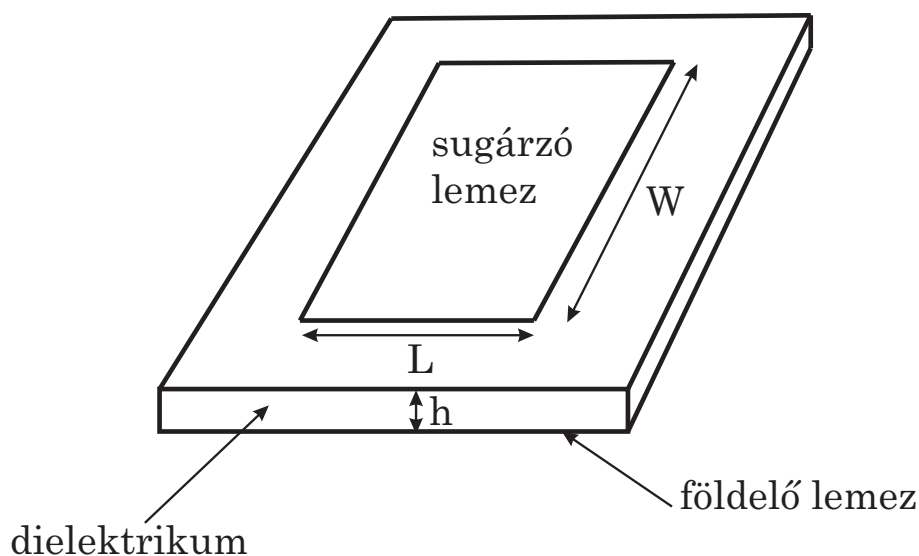
Ez a megtáplálási módszer kedvező, hiszen a gyakorlatban az antennák megtáplálása széles körben koaxiális tápvonalak segítségével történik, mely kábelek hul-

lámimpedanciája gyári adat, valamint vesztségmentes, illetve kis veszteségű esetben frekvenciafüggetlen, így a microstrip patch antenna hullámimpedanciája viszonylag könnyen illeszthető az antennatápvonalhoz.



2.1. ábra. Szondás megtáplálás

A geometriai paraméterek megértését segíti a 2.2. ábra. Látható, hogy a tervezés során W , L és h adatok állnak rendelkezésünkre, melyek megválasztásával az antenna az adott feladathoz illeszthető.



2.2. ábra. MPA háromdimenzióban

2.2.1. A sugárzó lemez paramétereinek meghatározása

A tervezés során abból indultam ki, hogy a megrendelő kikötötte, hogy milyen dielektrikummal dolgozzak, hiszen ebből a típusból már berendelt egy nagyobb mennyiséget olcsón Kínából. Ez a dielektrikum $\varepsilon_r = 2,33$ relatív permittivitással és $h = 3,18$ mm vastagsággal rendelkezik. A többi paramétert tehát ezen kötött adatok mellett szükséges meghatározni.

A középfrekvenciához tartozó λ_0 szabadtéri hullámhossz:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{2450 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}} = 0,21144 \text{ m.} \quad (2.1)$$

A sugárzó lemez széle és a dielektrikum közötti diszkontinuitás miatt a sugárzó lemez geometriai L hosszparamétere nem fog megegyezni a villamos hosszúsággal (L_{eff}), hiszen a lemez ebben az esetben felfogható egy kapacitással lezárt tápvonalnak, amely kapacitás *meghosszabbítja* a tápvonalat ΔL -el. A villamos hossz [20]:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{2 \cdot 2450 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \sqrt{2,33}} = 40,109 \text{ mm.} \quad (2.2)$$

Az effektív relatív permeabilitás:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{r_{eff}} &= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{L}}} = \\ &= \frac{2,33 + 1}{2} + \frac{2,33 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{3,18 \text{ mm}}{40,109 \text{ mm}}}} = 2,141. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Értéke minden esetben

$$1 < \varepsilon_{r_{eff}} < \varepsilon_r, \quad (2.4)$$

mert a sugárzó lemez által létrehozott elektromágneses tér részben a dielektrikum-ban, részben a levegőben alakul ki [21]. A villamos megnyúlás [22]:

$$\begin{aligned} \Delta L &= 0,412h \frac{(\varepsilon_{r_{eff}} + 0,3)(\frac{L}{h} + 0,262)}{(\varepsilon_{r_{eff}} - 0,258)(\frac{L}{h} + 0,813)} = \\ &= 0,412 \cdot 3,18 \text{ mm} \frac{(2,141 + 0,3)(\frac{40,109 \text{ mm}}{3,18 \text{ mm}} + 0,262)}{(2,141 - 0,258)(\frac{40,109 \text{ mm}}{3,18 \text{ mm}} + 0,813)} = 1,63 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Mivel a lemez mindkét oldalán egyformán diszkontinuitás lép fel, ezért a geometriai hossz a

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = 40,109 \text{ mm} - 2 \cdot 1,63 \text{ mm} = 36,849 \text{ mm} \quad (2.6)$$

forumával számítható. Négyzetleges sugárzó lemezzel dolgozva $W = L$, így minden geometriai paraméter ismert. Az antennán kialakuló hullámhossz:

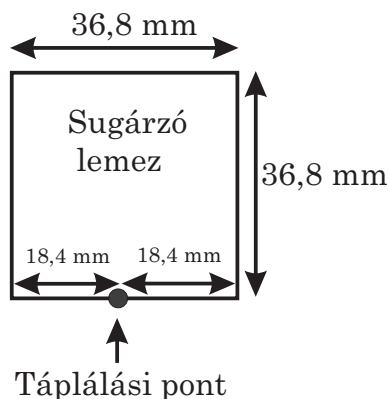
$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{r_{eff}}}} = \frac{0,21144 \text{ m}}{\sqrt{2,141}} = 0,08367 \text{ m.} \quad (2.7)$$

A paraméterek összefoglalva:

$$\begin{aligned} W &= 36,8 \text{ mm}, \quad L = 36,8 \text{ mm}, \quad h = 3,16 \text{ mm}, \\ \varepsilon_r &= 2,33, \quad \varepsilon_{r_{eff}} = 2,141, \quad \Delta L = 1,63 \text{ mm}, \\ \lambda_0 &= 0,21144 \text{ m}, \quad \lambda = 0,08367 \text{ m.} \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.2.2. Gerjesztési pont meghatározása

A microstrip patch antennát alapesetben a sugárzó lemez szélén, a 2.3. ábrán jelölt pontban kellene megtáplálni, ami a gyakorlatban problémát jelent, hiszen az ebben a pontban mért karakterisztikus impedancia csak igen kivételes esetekben fogja illeszkedni az antennatápvonalhoz. Ebben a konkrét példában $Z_0 = 50 \Omega$ hullámimpedanciájú, veszteségmentes koaxiális tápvonallal szeretnénk megtáplálni az antennát, ezért első közelítésben azt kell megvizsgálni, hogy az antenna szélén mekkora impedancia mérhető, és az illeszkedik-e a tápvonalhoz.



2.3. ábra. Szélén táplált MPA

A széleken mérhető impedancia meghatározására számtalan, webes felülettel működő program nyújt lehetőséget, melyek a meghatározott geometriai paraméterekből kiszámítják az antenna bemeneti impedanciáját. Az általam használt program eredménye látható a 2.4. ábrán [23].

Microstrip Patch Antenna Calculator

Substrate Parameters

Dielectric Constant (ϵ_r): 2.33

Dielectric Height (h): 3.18 mm

Physical Parameters

Length (L): 36.8 mm

Width (W): 36.8 mm

Resonant Frequency

f_r : 2.56566852164 GHz

Input Impedance (Edge): 227.158137159 Ohm

2.4. ábra. Impedancia meghatározása

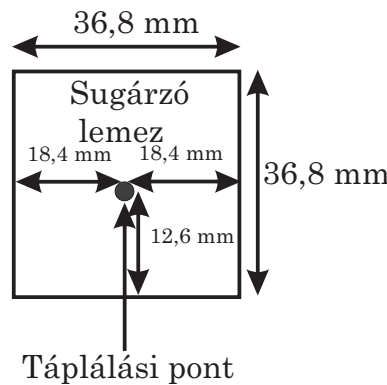
Látható, hogy $Z_0 = 227 \Omega$, ami azt jelenti, hogy ezen a ponton nem táplálhatjuk meg az antennát a koaxiális tápvonallal. Keresni kell tehát egy olyan pontot az

antenna sugárzó felületén, ahol $Z_{be} \approx 50 \Omega$. Fontos megjegyezni, hogy a számítások során használt képletek csak közelítik a valóságot, ugyanis az antennának komplex bemeneti impedanciája lesz (jó esetben elhanyagolhatóan kicsi képzetes résszel). (1.7) alapján meghatározható, hogy mennyivel kell beljebb tolni a táplálási pontot, hogy annak bemeneti impedanciája jó közelítéssel illeszkedjen a koaxiális tápvonalat:

$$Z_{be} = Z_0 \cos^2 \left(\frac{\pi x}{L} \right) \rightarrow 50 \Omega = 227 \Omega \cos^2 \left(\frac{\pi x}{36,8 \text{ mm}} \right). \quad (2.9)$$

Az egyenletet átrendezve adódik a 2.5. ábrán jelölt x távolság:

$$x = \frac{36,8 \text{ mm} \cdot \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{50 \Omega}{227 \Omega}} \right)}{\pi} = 12,6 \text{ mm}. \quad (2.10)$$



2.5. ábra. A szonda helye felülnézetből

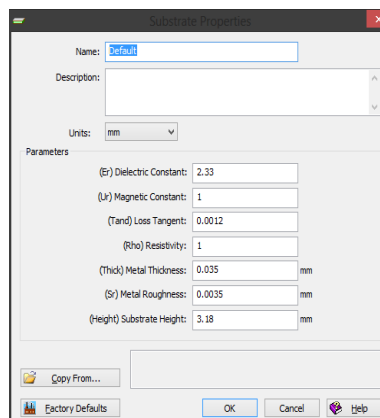
2.2.3. Antennaszimuláció

Az alábbiakban bemutatom a patch antenna szimulációjának menetét Agilent Genesys környezetben. A szimuláció lépései felsorolásszerűen:

1. A használt dielektrikum definiálása:

A párbeszédablakot alaposabban megvizsgálva látható, hogy a dielektrikum megadásánál kell definiálni a vezető lemez vastagságát, melyről ezidáig még nem ejtettem szót. Ideális esetben ez a lemez infinitezimálisan vékony, a gyakorlatban természetesen szükséges valamekkora vastagságot definiálni. Ez ebben az esetben $t = 0,035 \text{ mm}$;

2. Geometriai elrendezés megrajzolása. Ezt a **Genesys Layout editor**-ban lehet megtenni. Elsőként definiálni kell, hogy a layout-rétegek közül melyeket kívánjuk használni, valamint azt is meg kell mondani, hogy milyen típusú anyagparamétereket kívánunk használni. Ezt mutatja a 2.7. ábra;
3. A geometria berajzolása. Ebben a konkrét esetben ez igen egyszerű, hiszen mindösszesen egy $36,8 \text{ mm} \times 36,8 \text{ mm}$ -es négyzetre van szükség a fém rétegen, valamint ugyanitt az előzőekben tárgyalt pozícióba egy *EM port*-ot kell

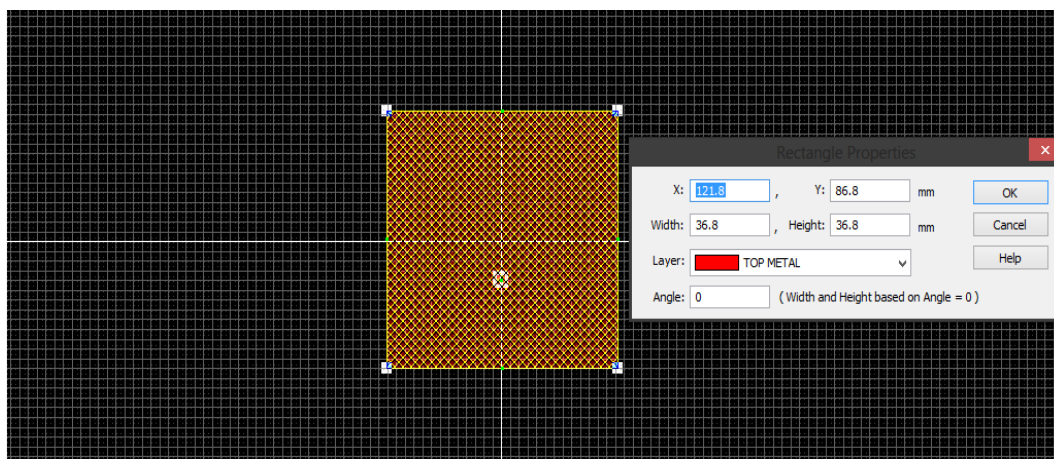


2.6. ábra. Dielektrikum paramétereinek megadása

Name	#	Color	Layer Type	Hide	On Bottom (Mirrored)	Plot	Etch Factor	Use	Use Layer Mesh Density	Mesh Density	Precedence	Use Layer TL Mesh	A
Top Cover			Cover										
Air Above			Air					☒					
TOP METAL	1		Metal	☐	☐	☒	0	☒	☐	30	0	☐	
SUBSTRATE	2		Substrate	☐	☐	☐		☒					
Air Below			Air					☐					
Bottom Cover			Cover										

2.7. ábra. Layout rétegek megadása

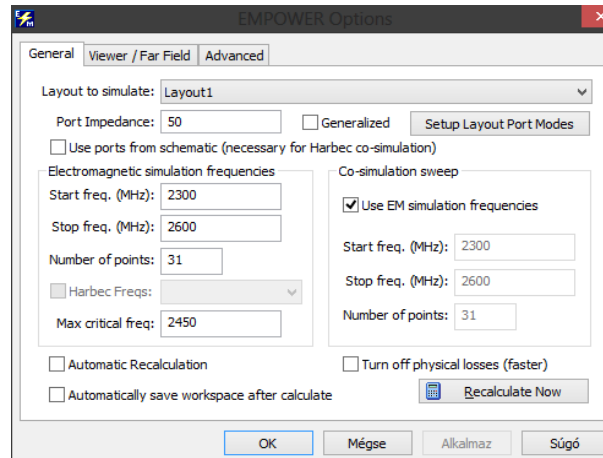
elhelyezni. A portnak adható szélesség és magasság (kétdimenzióban), ideális esetben hagyható infinitezimálisan kicsin, én 2,8 mm*2,8 mm méretűre választottam. A berajzolt geometriát a 2.8. ábra mutatja;



2.8. ábra. A berajzolt geometria

4. *Empower Analysis* paramétereinek beállítása. Első közelítésben célszerű a távoltér-analízis nélkül futtatni a szimulációt, ebben az esetben csak a fontosabb antennaparaméterek kerülnek kiszámításra. A paraméterek beállítása során a legfontosabb momentum a vizsgált frekvenciasáv kiválasztása (2300 MHz - 2600 MHz), valamint a megfelelő mennyiségű diszkrét szimulációs frek-

venciapont felvétele. A 31 lineáris osztással felvett pont elegendőnek bizonyult;



2.9. ábra. *Empower Analysis* paramétereinek beállítása

5. A szimuláció lefuttatása.

2.2.4. Eredmények, kiértékelés

Az antenna S_{11} -paraméterének és állóhullámarányának frekvenciafüggése a 2.10. ábrán tanulmányozható. A szórási paraméter [24]:

$$S_{11} = 20 \lg \left(|\vec{\Gamma}| \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{|U_{refl}|}{|U_{hal}|} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{Z - 50 \Omega}{Z + 50 \Omega} \right), \quad (2.11)$$

ahol U_{refl} és U_{hal} a táplálási pontban mért reflektált és haladó feszültség-hullám, valamint Z a patch antenna impedanciája a betáplálási pontban.

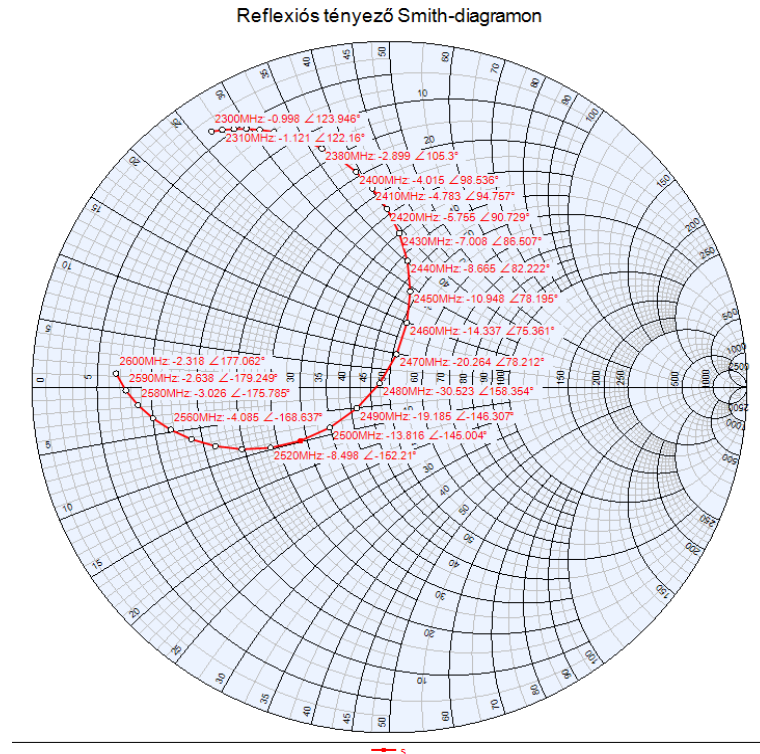


2.10. ábra. A reflexió tényező és az állóhullámarány frekvenciafüggése

A függvényt megvizsgálva látható, hogy miként alakul a frekvenciatartományban az antenna impedanciájának frekvenciafüggése miatt kialakuló illesztetlenség. A reflexiós tényező értéke $f = 2400$ MHz-en $-4,015$ dB, míg a használt sáv másik szélén, $f = 2500$ MHz-en $-13,816$ dB. Előbbi azt jelenti, hogy a haladó hullám feszültségének több, mint fele (63%-a) reflektálódik, míg utóbbi esetben csak az ötöde (20%-a). A megtervezett antenna sávközépen (2450 MHz-en) $-10,948$ dB értékű reflexiós tényezővel rendelkezik, ami azt jelenti, hogy a haladó hullám körülbelül negyede reflektálódik az antennáról, ami gyakorlati szempontból jónak számít. A szimuláció alapján látható, hogy az antenna középfrekvenciája $f = 2480$ MHz-re esik, itt $\Gamma = -30,523$ dB. Az állóhullámarány [24]

$$r = \frac{1 + |\vec{\Gamma}|}{1 - |\vec{\Gamma}|} \quad (2.12)$$

alakban szintén az illesztettség frekvenciafüggését mutatja meg (fizikai szempontból viszont azt, hogy mekkora a tápvonalon kialakuló maximális és minimális feszültség-amplitúdó hányadosa). Ideális, illesztett állapotban az értéke 1, ami azt is jelenti, hogy nem alakul ki reflektált hullám a tápvonalon. Középfrekvencián szimulált értéke $r = 1,791$, ami kiválónak mondható (rezonancia esetén $r \approx 1$, ez már az ideális állapot). A 2.11. ábra $\vec{\Gamma}$ frekvenciafüggését mutatja Smith-diagramon.

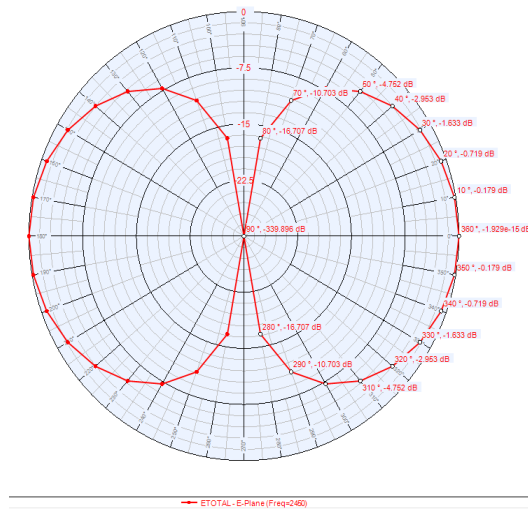


2.11. ábra. $\vec{\Gamma}$ frekvenciafüggése Smith-diagramon

Mivel a reflexiós tényező általános esetben komplex vektor, ezért a Smith-diagramon történő vizsgálódás sokkal szemléletesebb és informatívabb. A diagramról leolvasható, hogy az antenna a rezonanciafrekvenciánál kisebb frekvenciák esetén a táplálási pontban induktív jellegű impedanciát képvisel, ugyanis ezen frekvenciákon a $\vec{\Gamma}$ -vektor fázisszöge pozitív, emiatt a vektor a diagram $\text{Im}\{\vec{Z}\} = 0$ -tengelye felé

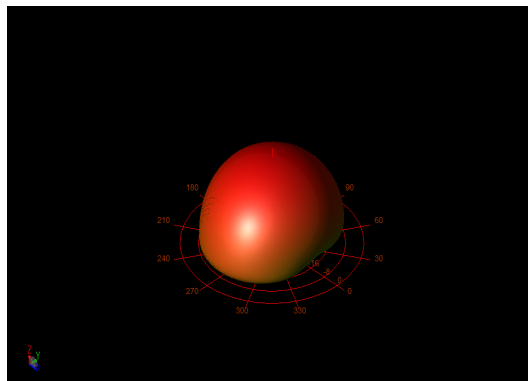
mutat, ami a pozitív reaktanciák síkfele. Az előzőekkel teljesen analóg módon belátható, hogy az antenna a rezonanciafrekvenciánál nagyobb, de $f = 2590$ MHz-nél kisebb frekvenciák esetén kapacitív jellegű komplex impedanciával rendelkezik, ami a nagyobb frekvenciák felé haladva ismét induktív jellegűre vált. A diagram alapján belátható az is, hogy az antennánk veszteséges eszköz, hiszen a hullámimpedanciája, így a reflexiós tényezője is frekvenciafüggő.

A patch antenna antennakarakterisztikájának E -síkú metszetét ($\vartheta \in [0^\circ; 360^\circ], \varphi = 0^\circ$) mutatja a 2.12. ábra. A karakterisztika tízfokos osztásközzel került felvételre.

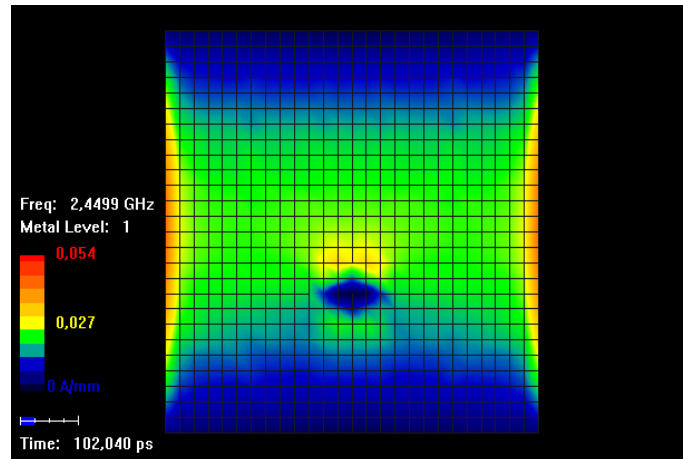


2.12. ábra. Az antennakarakterisztika E -síkú metszete

A karakterisztika alapján kijelenthető, hogy a megtervezett patch antenna két széles főnyalábbal rendelkezik, és az eszköz melléknyaláboktól mentes elektromágneses teret hoz létre. A nyalábok irányélességi szöge [6] a -3 dB-s pontok alapján 80° . A széles, nem erőteljesen irányított antennakarakterisztika kiváló a tervezett alkalmazásra. A karakterisztika háromdimenziós képe a 2.13. ábrán, az antenna felületi áramának alakulása a $t = 102,040$ ps időpillanatban a 2.14. ábrán tanulmányozható.



2.13. ábra. Az antenna háromdimenziós karakterisztikája



2.14. ábra. Az antenna felületi árama

2.3. Szalagtápvonallal táplált patch antenna tervezése

A patch antenna szondás kivitelén túl elterjedt még a szalagtápvonalas megtáplálás is. Az alapszituáció a következő: az adott alkalmazásra méretezett sugárzó lemezt úgy tápláljuk meg, hogy a külső, koaxális, szabványosan $50\ \Omega$ hullámimpedanciájú tápvonalat egy csatlakozó-átmenet segítségével egy, a sugárzó felület mellé mart szalagtápvonal segítségével vezetjük hozzá az antennához. Ez ismételten impedanciaillesztési kérdéseket vet fel, hiszen a szalagtápvonalat úgy kell méretezni, hogy az illesztve zárja le a patch antennát és a koaxiális kábelt is. Egy lehetséges, kézenfekvő megoldás a negyedhullámú impedanciátranszformátor használata.

2.3.1. A negyedhullámú impedanciátranszformátor

Adott a $Z_0 = 50\ \Omega$ hullámimpedanciájú koaxiális tápvonal, melyet a $l' = \frac{\lambda}{4}$ relatív hosszúságú, Z_t hullámimpedanciájú tápvonal segítségével kívánjuk a Z_{ant} impedanciájú antennához illeszteni. Az elrendezés a 2.15. ábrán látható.

Veszteségmentes tápvonalat feltételezve ($\alpha = 0$, ami elég jól közelíti a valóságot) [24]:

$$Z_{be} = Z_T \frac{Z_{ant} + jZ_T \tan(\beta l)}{Z_T + jZ_{ant} \tan(\beta l)}. \quad (2.13)$$

$l' = \frac{\lambda}{4}$ esetben:

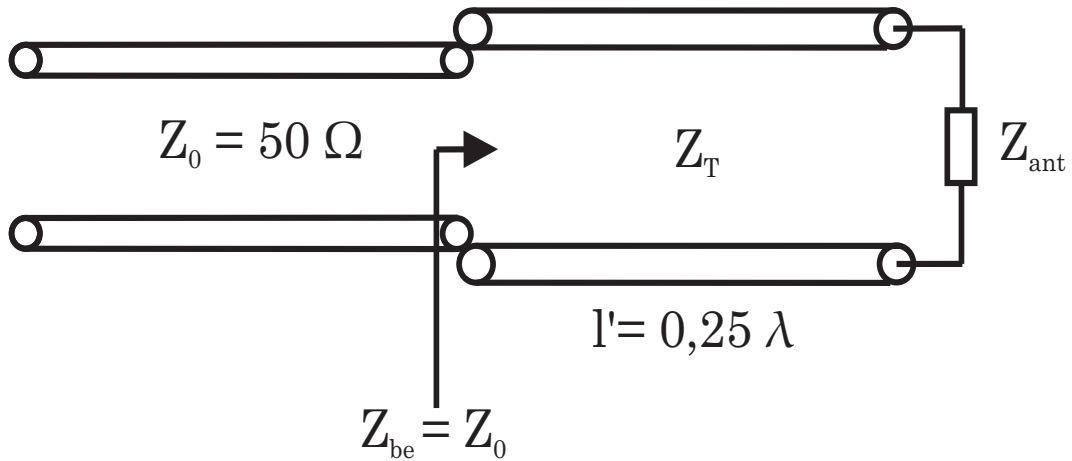
$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}. \quad (2.14)$$

Mivel

$$\lim_{x \rightarrow \frac{\pi}{2}} \tan(x) = \infty, \quad (2.15)$$

(2.13) átírható:

$$\lim_{\beta l \rightarrow \frac{\pi}{2}} Z_{be} = \lim_{\beta l \rightarrow \frac{\pi}{2}} \left(Z_T \frac{\frac{Z_{ant}}{\tan(\beta l)} + jZ_T}{\frac{Z_T}{\tan(\beta l)} + jZ_{ant}} \right) = \frac{Z_T^2}{Z_{ant}}. \quad (2.16)$$



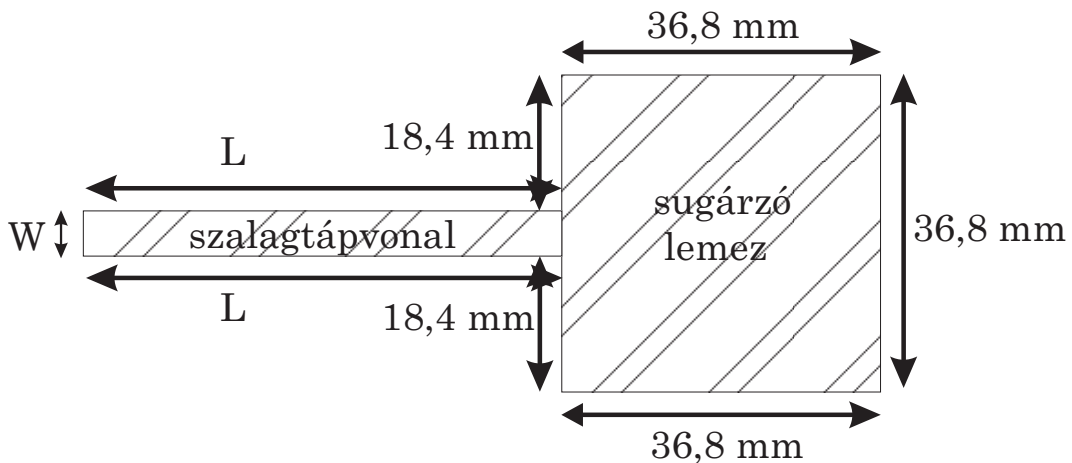
2.15. ábra. A negyedhullámú transzformátor alkalmazása

A negyedhullámú transzformátor hullámimpedanciája:

$$Z_T = \sqrt{Z_{ant} \cdot Z_0}. \quad (2.17)$$

2.3.2. A szalagtápvonal paramétereinek identifikációja

A tervezés első lépése egy olyan paraméterekkel rendelkező szalagtápvonal paramétereinek meghatározása, amely az antenna kiszámított Z_{ant} bemeneti impedanciáját $Z_0 = 50 \Omega$ -ra transzformálja. A vizsgált elrendezést a 2.16. ábra mutatja. Mivel a tervezett patch antenna változatlanul az $f = 2400 \text{ MHz} - 2500 \text{ MHz}$ sávra kerül megtervezésre, ezért a Z_{ant} impedancia változatlanul 227Ω értékű marad.

2.16. ábra. A vizsgált geometria, W és L meghatározandó paraméterek

A szalagtápvonal Z_T hullámimpedanciája:

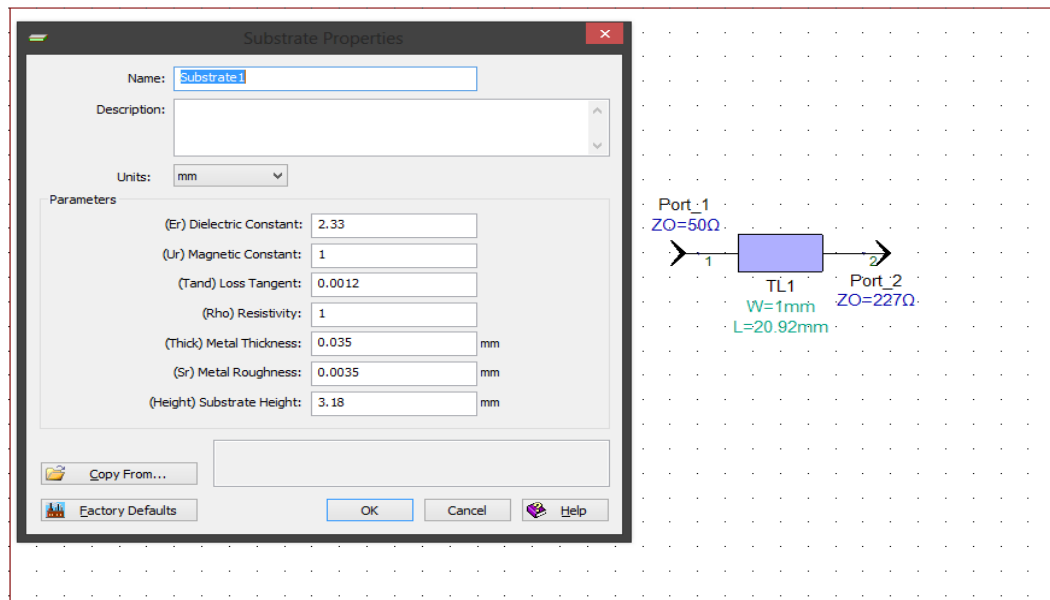
$$Z_T = \sqrt{50 \Omega \cdot 227 \Omega} = 106,536 \Omega. \quad (2.18)$$

A szalagtápvonal tervezésének első lépése a dielektrikum paramétereinek megadása. A dielektrikum természetesen az eddigiekkel teljesen megegyező paramétereket kell, hogy kapjon, hiszen a tápvonal ugyanarra a dielektrikumra kerül rámarásra,

tehát ebben nincsen eltérés, e tekintetben nincsen szabad tervezési paraméter. A számítások során figyelembe kell venni azt a tényt, hogy a szalagtápvonal W paramétere kisebb, mint az L paramétere, ezért az effektív relatív permeabilitás más, eddig még nem tárgyalt összefüggéssel számítható [20]. Durva közelítés, de kezdetben legyen

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{0,0836 \text{ m}}{4} = 20,92 \text{ mm}, \quad (2.19)$$

a pontos értéket majd a **Genesys** segítségével úgyis beállítjuk. A *Schematic* beviteli módban berajzolt szalagtápvonal a megadott paraméterekkel a 2.17. ábrán látható. A szalagtápvonalat egy bemeneti- és egy kimeneti porttal kell lezárni, előbbi impedanciája $Z_0 = 50 \Omega$, így jelképezi a koaxiális antennatápvonalat, utóbbi impedanciája pedig $Z_{ant} = 227 \Omega$, így reprezentálja az antenna bemeneti impedanciáját. W kezdetben legyen valamilyen kicsi érték, mondjuk 1 mm.



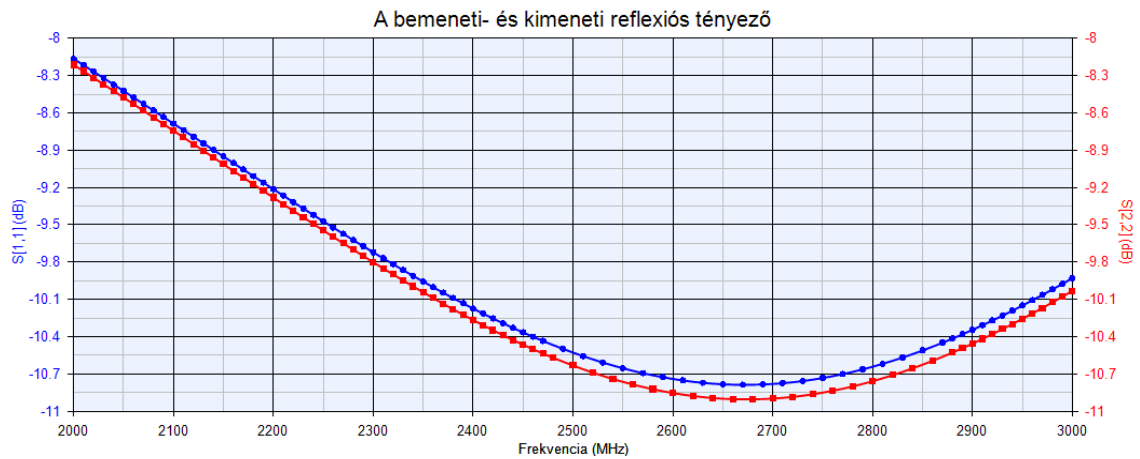
2.17. ábra. A szimulálendő elrendezés

A 2.18. ábrán a szalagtápvonal S_{11} és S_{22} -paramétere látható egyetlen diagramon. Az eddigiek alapján már ismert, hogy előbbi a kétkapu első kapuján, utóbbi a második kapuján mérhető reflexiók tényező abszolútértékének decibelben kifejezett értékét jelenti:

$$S_{11} = 20 \lg \left(|\vec{\Gamma}_1| \right) = 20 \lg \left(\frac{|U_{1ref}|}{|U_{1hal}|} \right), \quad (2.20)$$

$$S_{22} = 20 \lg \left(|\vec{\Gamma}_2| \right) = 20 \lg \left(\frac{|U_{2ref}|}{|U_{2hal}|} \right).$$

Az 2.18. ábrát alaposan tanulmányozva látható, hogy a kezdetben megadott geometriai paraméterekkel több probléma is van: egyrészt S_{11} és S_{22} értékeiből jól látható, hogy a tápvonalon jelentős nagyságú reflektált hullám alakul ki, másrészt nem látni azt sem, hogy az eszköz mely frekvencián (keskeny frekvenciasávban) fogja illeszteni az impedanciát a koaxiális tápvonalhoz.

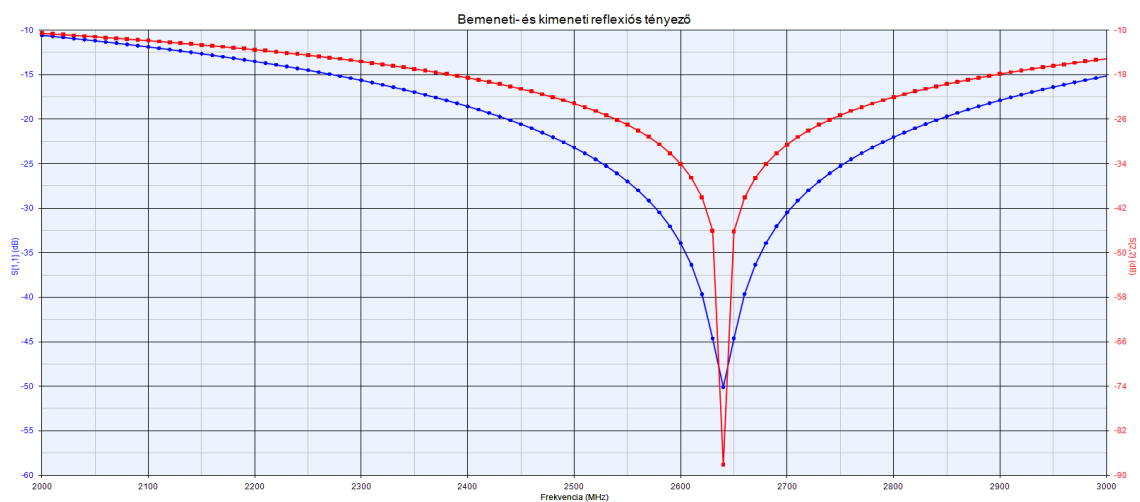


2.18. ábra. A szalagtápvonal bemeneti- és kimeneti reflexiók tényezője alaphelyzetben

A tápvonal geometriai paramétereit tehát addig kell hangolni, amíg a két feltétel nem teljesül, azaz:

- A tápvonalon mérhető reflektált feszültségnek el kell érnie a minimumot. Minimális reflexió esetén S_{11} és S_{22} dB-ben mért értéke egy megfelelően kicsi negatív szám. A szalagtápvonal tulajdonságaiból adódik, hogy ezt a jelenséget egy viszonylag keskeny sávban fogjuk tapasztalni. A reflexió minimumának megkereséséhez a tápvonal W paraméterét kell hangolni addig, amíg a szórási paraméterek eléri a minimumot;
- A tápvonal hosszát (L) addig kell változtatni, amíg a tápvonalon mérhető hullámhossz pontosan negyede nem lesz. A grafikonon ez azt jelenti, hogy a szórási paraméterek minimuma pont az $f = 2450$ MHz középfrekvenciára esik.

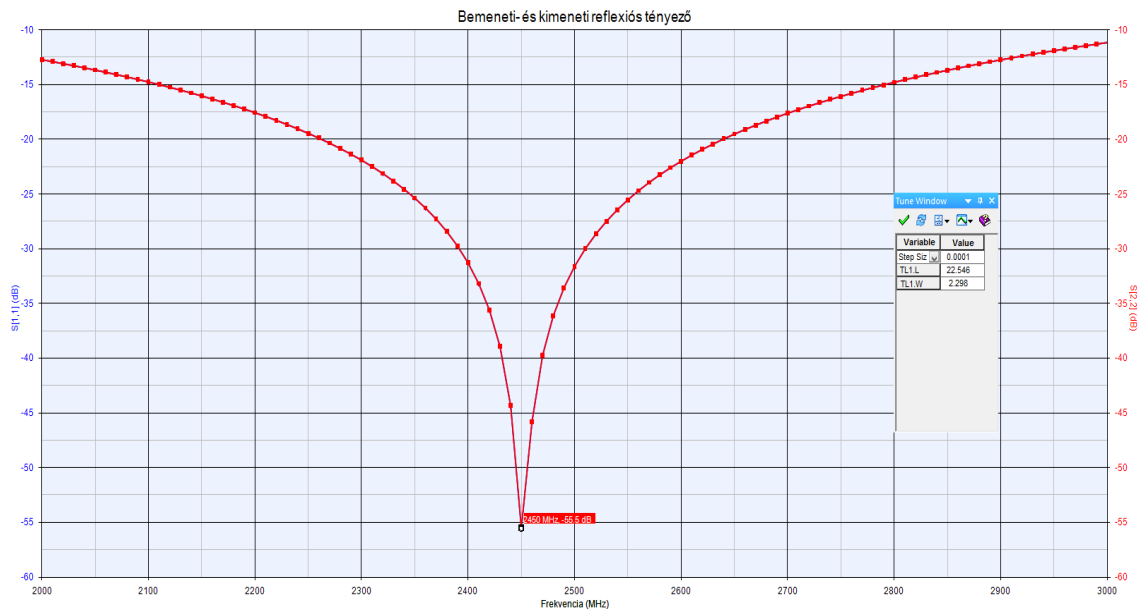
A **Genesys** segítségével tetszőleges finomsággal hangolható mindkét paraméter. Az optimális W szélességhez tartozó grafikont a 2.19. ábra mutatja.



2.19. ábra. A szalagtápvonal optimális szélességének meghatározása

Az ábrán a $W = 2,295$ mm, $L = 20,92$ mm paraméterekhez tartozó szórási paraméterek láthatóak. Leolvasható, hogy bár sikerült elérni a minimális reflexiójú állapotot, a tápvonal még nem a tervezett középfrekvencián működik impedancia-transzformátorként, hanem annál magasabb, $f = 2640$ MHz-en. A következő lépés a szalagtápvonal L hosszának hangolása addig, amíg a szórási paraméterek minimuma az $f_0 = 2450$ MHz-re nem esik. A hangolás elvégzése után nagy valószínűséggel utána kell még kompenzálni W értékével, hogy a S_{11} és S_{22} frekvenciafüggését reprezentáló görbék minimuma a középfrekvenciára essen, illetve a két görbe jó közelítéssel együtt fusson. Ha ez teljesül, a szalagtápvonal jól fogja illeszteni az antenna impedanciáját a koaxiális tápvonalhoz. A kihangolt állapotot a 2.20. ábra mutatja, a hozzá tartozó paraméterek pedig:

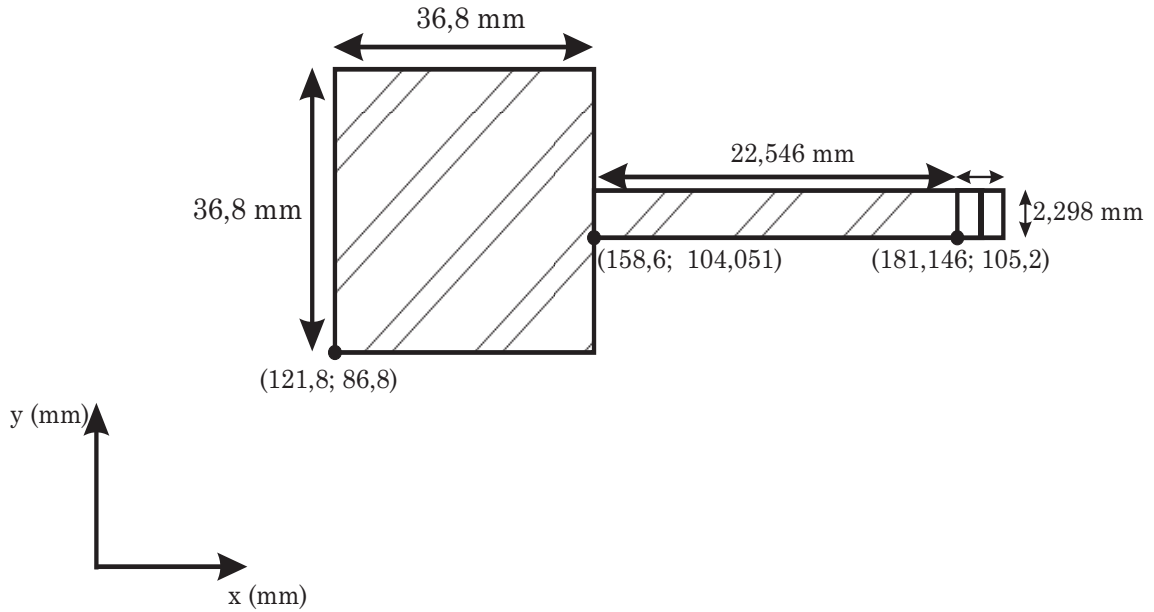
$$\begin{aligned} W &= 2,298 \text{ mm} \\ L &= 22,546 \text{ mm} \end{aligned} \quad (2.21)$$



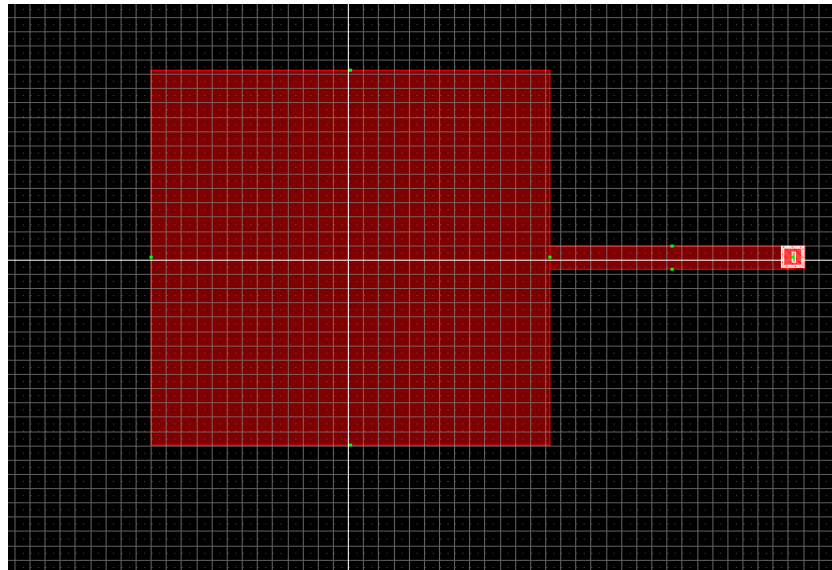
2.20. ábra. Az ideális geometriai paraméterekhez tartozó paraméterek frekvenciafüggése

2.3.3. Az antenna szimulációja

A szalagtápvonallal megtáplált patch antenna szimulációjának lépései lényegét tekintve megegyeznek az előzőekben bemutatottakkal, így a továbbiakban csak a lényeges különbségek bemutatására törekszem. Az első lépés a geometria berajzolása a *Layout* felületbe. Itt egyrészt arra kell figyelni, hogy az elemek (név szerint: négyszögletes sugárzó felület, szalagtápvonal és EM-port) a megfelelő helyen csatlakozzanak, illetve a felületen történő elhelyezés után tényleges kapcsolat legyen közöttük. A pontos geometriai paramétereket a 2.21. ábrán, a berajzolt geometriát pedig a 2.22. ábrán lehet tanulmányozni.



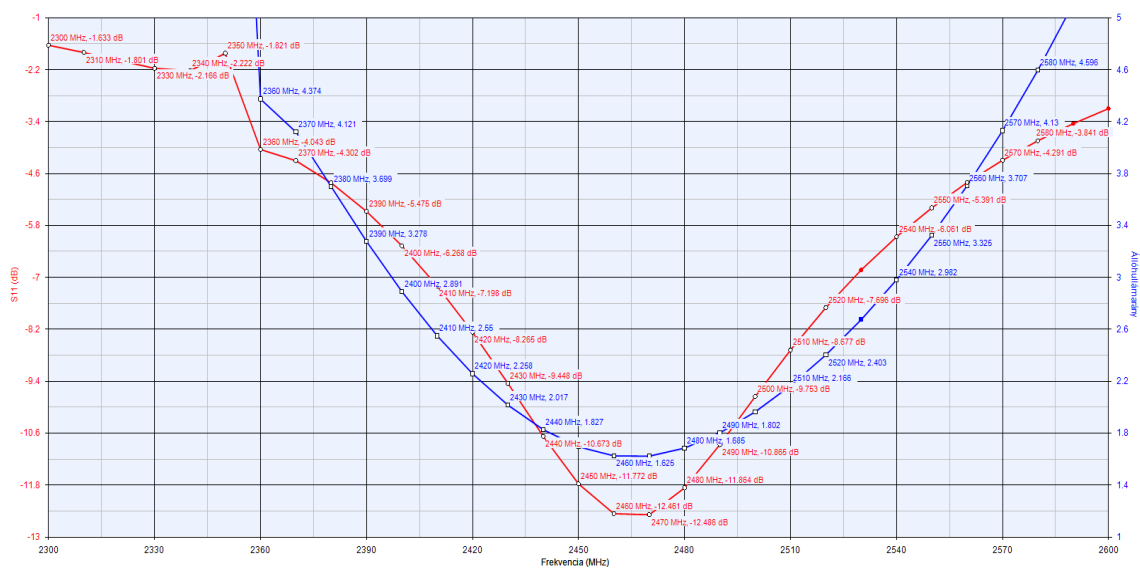
2.21. ábra. Az antenna geometriai paramétereit



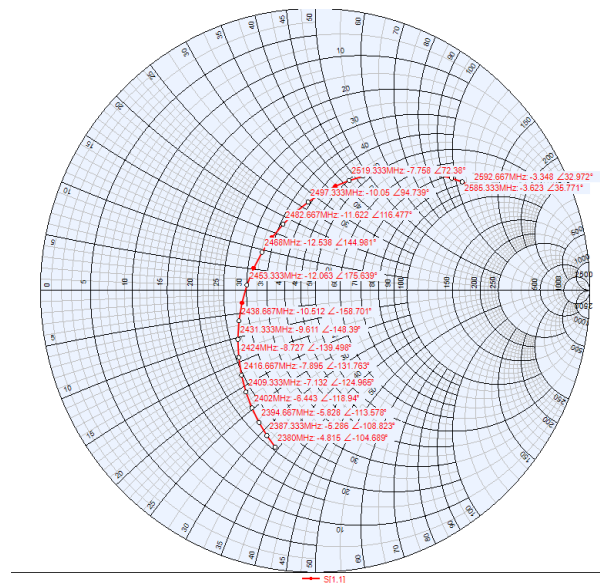
2.22. ábra. A berajzolt geometria

A reflexiós tényező és az állóhullámarány szimulált frekvenciafüggése a 2.23. ábrán látható. Már első közelítésben is kitűnik, hogy bár az eszköz paramétereit bőven teljesítik az alkalmazáshoz szükséges kritériumokat, a paraméterek a vizsgált frekvenciatartományban gyengébbnek mutatkoznak, mint a szondás megtáplálás esetén. A sáv középfrekvenciáján $S_{11} = -11,772$ dB, ami azt jelenti, hogy az antenna a haladó hullám negyedét reflektálja, ez jó közelítéssel megegyezik a szondával táplált antennánál szimulált értékkel (az állóhullámarány ugyanitt $r \approx 1,7$). Jelentős eltérés, hogy a sáv felső határa felé közeledve nem csökken olyan jelentős mértékben a reflexiós tényező értéke, mint a szondás megtáplálás esetén, ahol $S_{11} = -30$ dB-es érték is előfordult.

Bár a használt frekvenciasávon belül a paraméterek megfelelőek, szembetűnő, hogy a sávhatárokon túl a reflexiós tényező kifejezetten gyorsan és sztochasztikusnak tűnő jelleggel kezd el romlani, amely jelenség nem volt tapasztalható a szondával táplált esetben. Jogosan merül fel a kérdés, hogy miért. A válasz abban keresendő, hogy míg a szondás táplálás esetén a veszteségmentesnek feltételezett $Z_0 = 50 \Omega$ frekvenciafüggetlen hullámimpedanciájú antennatápvonalon kívül kizárólag az antenna betáplálási pontban mért impedanciája volt frekvenciafüggő, addig az szalagtápvonallal táplált esetben mind az antenna, mint a szalagtápvonal impedanciája frekvenciafüggő, arról nem is beszélve, hogy a tápvonal hossza csak egy igen keskeny sávon belül tekinthető negyedhullám-hosszúságúnak. A komplex reflexiós tényező frekvenciafüggését a 2.24. ábra mutatja.

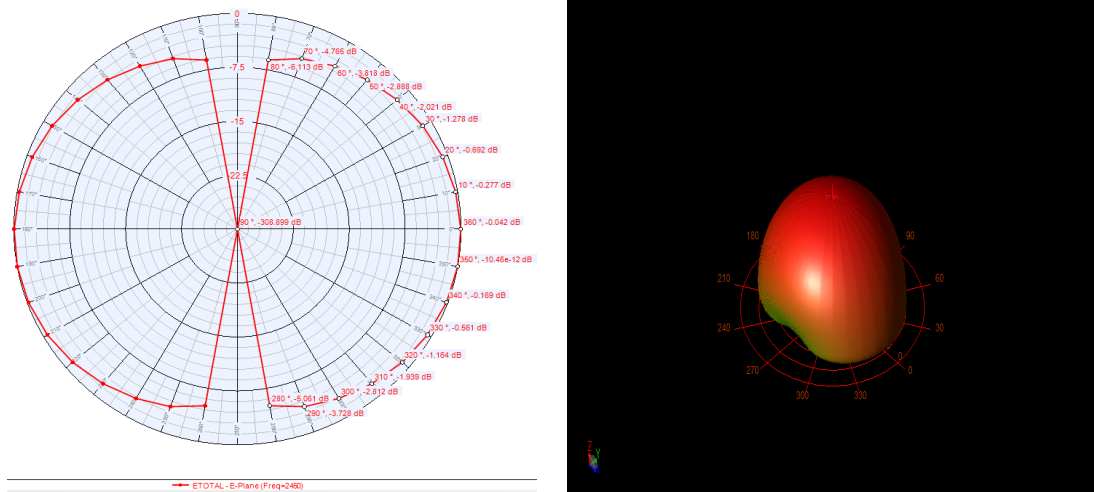


2.23. ábra. A szimulált reflexiós tényező és az állóhullámarány



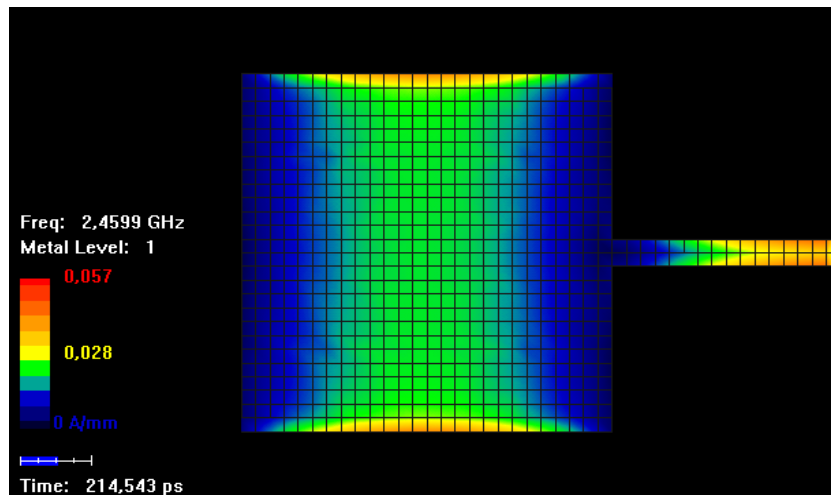
2.24. ábra. $\vec{\Gamma}$ frekvenciafüggése Smith-diagramon

A diagram alapján megállapítható, hogy az eszköz a sáv alsó felében kapacitív, a felső felében pedig induktív jellegű komplex impedanciát képvisel, mely viselkedés pont a fordítottja a szondával táplált patch antennánál tapasztaltaknak. Látható továbbá, hogy ez a megtáplálási módszer még sávközépen sem tud olyan nagymértékű illesztettséget biztosítani, mint a szondás táplálás. A 2.25. ábrán az antennakarakterisztika háromdimenziós képe és E -síkú metszete tanulmányozható. Látható, hogy a karakterisztika jellege hasonló, mint a szondával táplált esetben, a definíció szerinti irányélességi szög ellenben 120° -ra növekedett. Fontos különbség továbbá, hogy az antenna főirányú nyeresége nem jelentős, de kimutatható mértékben csökkent.



2.25. ábra. A szimulált antennakarakterisztika sávközépen

Az antenna felületi áramának alakulása a $t = 214,543$ ps időpillanatban, $f = 2,4599$ GHzco frekvencián a 2.26. ábrán tanulmányozható.



2.26. ábra. A felületi áram alakulása

3. fejezet

Összefoglalás, következtetések

Dolgozatomban bemutattam a patch antennák működésének elvét, legfontosabb geometriai- és villamos paramétereiket, azok frekvenciafüggését, használatukat és számításukat az antennatervezés során. Bemutattam az antennatípus antennakarakterisztikájának és sávszélességének legfontosabb tulajdonságait, az antennát jellemző paramétereket és számításukat, alakulásukat a frekvencia függvényében. Bemutattam a jellegzetes, gyakorlatban is használt megváplálási módszereket, impedanciaillesztési eljárásokat, a hullámimpedancia számítását empirikus képletek segítségével. Két gyártó konkrét termékén keresztül bemutattam az antennaparaméterek gyakorlati alakulását, jellemző értékeit.

Agilent Genesys környezetben megterveztem két, a 2,4 GHz - 2,5 GHz sávban működő, különböző módszerrel megváplált négyszögletes patch antennát, bemutattam a villamos- és geometriai paraméterek identifikációját, optimalizálását szimuláció segítségével. A szimuláció eredményeinek segítségével megállapítható, hogy a szondás táplálással megvalósított kivitel villamos paraméterei jobbak, ezért a gyártás során (ha lehet) célszerű az ilyen típusú táplálás megvalósítása. Tény ugyanakkor, hogy mindkét kivitel tökéletesen megfelelő a feladat ellátására, iránykarakterisztikájuk félgömb alakú, nyereségük megfelelő. Fontos különbség, hogy a szalagtápvonallal megváplált patch antenna szélesebb irányélességi szöggel rendelkezik, emelett sajnos főirányban kisebb nyereséggel kell számolni.

Mindent összevetve arra a következtetésre jutottam, hogy a gyártási folyamat előtt az antenna tervezése során célszerű és fontos az eszköz szimulációja és paramétereinek optimalizálása, és ez a folyamat **Agilent Genesys** környezetben könnyen, gyorsan és praktikusán megtehető.

Irodalomjegyzék

- [1] Indrasen Singh, Dr. V. S. Tripathi - Micro strip Patch Antenna and its Applications: a Survey
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Microstrip_antenna
- [3] <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>
- [4] http://en.wikipedia.org/wiki/Patch_antenna
- [5] <http://www.antenna-theory.com/definitions/sparameters.php>
- [6] Honfy József: Hullámterjedés és Antennák I-II. Széchenyi István Egyetem, 2003
- [7] <http://www.dare.eu/information/about-d-a-r-e!!/d-a-r-e!!-development/microwave-design>
- [8] <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/patch3.php>
- [9] <http://trs-new.jpl.nasa.gov/dspace/bitstream/2014/34468/1/94-0817.pdf>
- [10] <http://lnu.diva-portal.org/smash/get/diva2:607345/FULLTEXT01.pdf>
- [11] <http://www.wellshow.com/>
- [12] <http://www.wellshow.com/spec/antenna/gps/AQ00153GPS000.pdf>
- [13] <http://www.antenna-theory.com/definitions/vswr.php>
- [14] <http://www.hindawi.com/journals/ijap/2013/389571/>
- [15] John R. Ojha, Marc Peters - Patch Antennas and Microstrip Lines
- [16] <http://www.taoglas.com/>
- [17] <http://www.itu.int/ITU-R/index.asp?category=information&rlink=rhome&lang=en>
- [18] <http://en.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>
- [19] N.T. Markad, Dr. R.D. Kanphade, Dr. D.G. Wakade, Probe Fed Microstrip Patch Antenna Computer Aided Design Methodology, International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 2, Issue 5, May 2012
- [20] Prof. Tzong-Lin Wu, Microwave Filter Design, Chp4. Transmission Lines and Components, Department of Electrical Engineering, National Taiwan University

- [21] Soumyojit Sinha, Anjumanara Begam, Design of Probe Feed Microstrip Patch Antenna in S-band, International Journal of Electronics and Communication Engineering, 0974-2166 Volume 5, Number 4 (2012), pp. 417-423
- [22] Pozar, D. M., Personal Computer Aided Antenna Design, Ver. 2.1. Antenna Design Associates, Leverett, MA, 1992.
- [23] <http://www.emtalk.com>
- [24] David M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons , Inc, 2012.