



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

# 2,4 GHz-es nyomtattott BIFA tervezése és mérése

ÖNÁLLÓ LABORATÓRIUM 1 DOLGOZAT

*Készítette*

Szilágyi Gábor

*Konzulensek*

Dr. Lénárt Ferenc

Bódi Tamás (Silicon Laboratories Hungary kft.)

2022. május 22.



## MSc Önálló Laboratórium Feladat

**Szilágyi Gábor**  
hallgató részére

### 2.4 GHz-es nyomtatott BIFA tervezése és mérése

Végezzen irodalomkutatót a 2.4 GHz-es sávban működő kisméretű, nyomtatott antennák működési elve, tervezési eljárásai és hangolási módszereinek témakörében, különös tekintettel a sugárzási karakterisztika formálására.

Tervezzen kisméretű, nyomtatott BIFA antennát alkalmazó rádiós modult a 2.4 GHz-es ISM sávra, 1.6 mm vastag FR4-es hordozóra, a Silicon Laboratories által gyártott EFR32xG integrált rádiós IC családhoz tartozó WSTK Radio Board platformhoz.

A teljes modul szélessége legyen legalább 30 mm, legfeljebb 40 mm. A tervezés során törekedjen a földlemez nagyságának és alakjának megfelelő megválasztására ahhoz, hogy az iránykarakterisztika a megkívánt alakot vegye fel. Vizsgálja meg, hogy milyen lehetőségek vannak a rádiós modult hordozó panel iránykarakterisztikára gyakorolt hatásának minimalizálására.

A BIFA antenna szimmetrikus bemenetét illessze a rádió 50 Ohm-os asszimmetrikus kimenetéhez. Vizsgálja meg a lehetséges balun struktúrákat. Az alkalmazott balun bemenetén mért bemeneti reflexió legyen jobb, mint -10dB a 2405-2485 MHz-es sávban.

Tesztelje a megtervezett és megvalósított antenna impedancia és sugárzási tulajdonosságait.

**Tanszéki konzulens:** Dr. Lénárt Ferenc

**Külső konzulens:** Bódi Tamás (Silicon Laboratories Hungary Kft.)

Budapest, 2022. 02. 01.

Dr. Gyimóthy Szabolcs  
egyetemi docens  
tanszékvezető

# Tartalomjegyzék

<b>1. Bevezetés</b>	<b>1</b>
1.1. Céges háttér . . . . .	1
1.2. Antennák jellemzői, definíciók . . . . .	2
1.2.1. Iránykarakterisztika, irányhatás és nyereség . . . . .	2
1.2.2. Hatásfok . . . . .	3
1.2.3. Antenna $Q$ . . . . .	3
1.3. Monopól antennák . . . . .	5
<b>2. Modellezés</b>	<b>8</b>
2.1. Differenciális vonal . . . . .	8
2.2. A balun transzformátor . . . . .	10
2.3. Az antenna . . . . .	10
<b>3. Szimulációk</b>	<b>12</b>
3.1. A balun transzformátor . . . . .	12
3.2. Az antenna . . . . .	13
3.2.1. Méretekre való érzékenység . . . . .	13
3.2.2. Bemeneti reflexió . . . . .	13
3.2.3. $Q$ -faktor . . . . .	14



# 1. fejezet

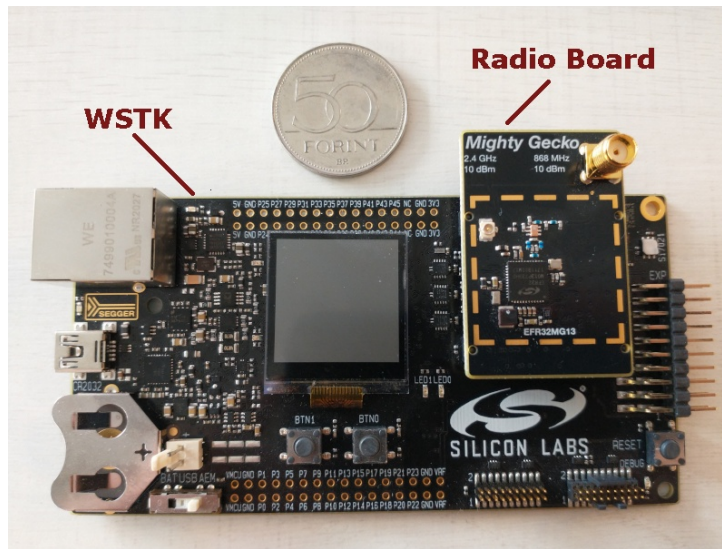
## Bevezetés

Ebben a dolgozatban a BME VIK Villamosmérnök MSc képzés Önálló Laboratórium 1 c. tárgyának keretében végzett kutatási és tervezési munkámat összegzem. A dolgozatom témája egy kevésbé ismert nyomtatott antennatípus, a BIFA (Balanced Inverted F Antenna) tervezése.

### 1.1. Céges háttér

A BIFA tervezésének apropója az, hogy a Silicon Laboratories-nél kis méretű, körülbelül 3-szor 5 cm-es „radio board”-ok fejlesztésével is foglalkoznak, amelyek referencia implementációként szolgálnak a cég által termelt rádió IC-ket használó áramkörökhöz. Ezek alapján a Silabs ügyfelei (más cégek) már a végfelhasználóknak szánt rádiós eszközöket gyártanak. A radio boardok sokféle változatban készülnek, több frekvenciasávra, különböző rádiós protokollokat támogatnak, stb. Az egyik érintett frekvenciasáv a 2,4 GHz-es ISM sáv, ahol például a Bluetooth is működik sok egyéb protokoll mellett. A radio boardoknak többféle elrendezésben is helyt kell állniuk, sokuk egy nagyobb alaplaphoz (WSTK, Wireless Starter Kit mainboard) csatlakoztatva rádiós kiegészítő kártyaként tud működni, de vannak olyanok is, amelyek önállóan elemről, vagy többféle módon is működtethetők.

A radio boardok többségét WSTK-ra csatlakoztatva fejlesztik és tesztelik, de a végső vezeték nélküli termék már sok esetben a WSTK nélkül kerül felhasználásra. Ráadásul a radio board és a WSTK földkitöltése RF szempontból elég jól össze van kötve a 2 db 40 pines csatlakozó föld-pinjein keresztül, amikkel a két egység csatlakozik egymáshoz, ezért jogos a WSTK-t a monopól antenna szempontjából az alaplapp kiterjesztéseként kezelni. Fontos tehát, hogy ne legyen lényeges különbség az antenna működésében a WSTK-t használó és az anélküli elrendezések között, innen az igény egy olyan antennára, ami érzéketlen a WSTK jelenlétére vagy hiányára.



1.1. ábra. Egy radio board a képen nem kivehető nyomtatott IFA-val egy WSTK-hoz csatlakoztatva.

## 1.2. Antennák jellemzői, definíciók

A különböző antennák összehasonlításának jó eszközei a következő paraméterek, amelyek segítségével több szempontból nyerhetünk betekintést az antennák működésébe.

### 1.2.1. Iránykarakterisztika, irányhatás és nyereség

Az antennák alapvető célja, hogy messzire jutó elektromágneses hullámokat hozzanak létre. A létrehozott hullámok energiát szállítanak, teljesítmény áramlik belőlük a szabad térbe. A sugárzási tulajdonságok leírásához gömbi koordinátarendszert  $(r, \theta, \phi)$  szokás használni. Az antenna (teljesítmény-) iránykarakterisztikája  $G(\theta, \phi)$  azt írja le, hogy egy az antenna körüli, megfelelően nagy  $r$  sugarú gömb felületén hogyan oszlik el az antenna bemenetén betáplált teljesítmény. A nyereség képlete az 1.1. egyenletben látható, ahol  $S(r, \theta, \phi)$  a gömbi koordinátákkal megadott pontban az antenna által létrehozott felületi teljesítménysűrűség,  $P_{be}$  az antennába betáplált teljesítmény,  $S_0$  pedig az ideális izotróp antenna által létrehozott felületi teljesítménysűrűség azonos  $r$  távolságban.

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{S_0} \quad (1.1)$$

$$S_0 = \frac{P_{be}}{4\pi r^2}$$

Az iránykarakterisztika értéke egy adott  $(\theta, \phi)$  irányban, az ahhoz az irányhoz tartozó nyereség. A szakirodalomban a nyereség kifejezés alatt legtöbbször az iránykarakterisztika maximumát kell érteni, ezt hol  $G_{max}$ -szal, hol egyszerűen  $G$ -vel jelölik ezt és általában nem viszonzyszámban, hanem dB-ben adják meg. A továbbiakban  $G$ -vel jelölöm a nyereség dB-ben kifejezett értékét.

Az irányhatás ( $D$ ) a nyereséghez nagyon hasonló mennyiség, a kettő között az egyedüli különbség, hogy a  $P_{be}$  összes betáplált teljesítmény helyett az irányhatás esetében  $P_s$  összes kisugárzott teljesítmény szerepel.

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{S'_0} \quad (1.2)$$

$$S'_0 = \frac{P_s}{4\pi r^2}$$

Ez azt jelenti, hogy a nyereségnél figyelembe vesszük az antenna veszteségeit, míg az irányhatásnál nem.

### 1.2.2. Hatásfok

A fent említett kapcsolatot az antenna nyeresége és irányhatása között a hatásfok ( $\eta$ ) teremti meg. Ezt a szokásos módon definiáljuk az 1.3. egyenlet szerint. A hatásfokot viszonyszámban, %-ban vagy dB-ben szokás megadni, a dB egység előnye, hogy ekkor a szintén dB-ben kifejezett nyereség és irányhatás különbsége a hatásfok.

$$\eta = \frac{P_s}{P_{be}} \quad (1.3)$$

$$\eta = G - D \quad [\text{dB}]$$

### 1.2.3. Antenna $Q$

A  $Q$  paraméter eredetileg diszkrét reaktáns alkatrészek jellemzésére lett bevezetve (tekercs, kondenzátor, rezgőkörök, stb.) [1]. Míg reaktáns alkatrészeknél (tekercs, kondenzátor, rezonátorok, stb.) a nagyobb  $Q$  jelent jobb minőségű, kisebb veszteségű alkatrészt (innen a  $Q$  gyakran használatos „Quality factor” feloldása), antennáknál a  $Q$  csökkentésére szoktunk törekedni. A  $Q$  antennáknál legtöbbször használt, szokásos képlete az 1.4. egyenletben látható [2].

$$Q_1 = \omega \cdot \frac{\text{térben tárolt maximális energia}}{\text{átlagos veszteségi teljesítmény}} =$$

$$= \omega \cdot \frac{E_{E,max} + E_{M,max}}{P_V}, \quad (1.4)$$

ahol  $\omega$  a működési körfrekvencia,  $E_E$  és  $E_M$  az elektromos-, ill. mágneses térben tárolt energia,  $P_V$  pedig az átlagos veszteségi teljesítmény, amibe antenna esetén beleszámít a kisugárzott teljesítmény is a tényleges veszteség mellett. Ezutóbbi többnyire vezetési- és dielektromos veszteségből tevődik össze, legtöbbször a mágneses hiszterézisveszteség elhanyagolható. Ha egy antennának nagy a  $Q$ -ja, akkor ez az antenna a betáplált teljesítménnyel hajlamosabb felépíteni az elektromos és mágneses teret maga körül, mint kisugározni azt. Antennáknál a nagy  $Q$  egy másik negatív hatása a sáv szélesség csökkenése, sok esetben pedig szélessávú antennákat igyekszünk készíteni, ami legtöbb esetben a  $Q$  csökkenésével jár.

Sajnos a  $Q$  fenti definíciója szerinti meghatározása antennákra tulajdonképpen nem lehetséges, még szimuláció esetén is nagyon nehézkes, mérés által pedig gyakorlatilag lehetetlen. Ellenben a koncentrált paraméterű rezgőkörökkel az reaktív komponensekben tárolt elektromos vagy mágneses energia és a legtöbbször ohmos vagy dielektromos veszteség jól kezelhető, így az 1.4. képlet is használható. Emiatt különböző közelítő képleteket szokás használni antennák  $Q$ -jának becslésére, amik sok esetben ekvivalens koncentrált paraméterű rezgőkörök  $Q$ -jára vezetnek vissza az antenna  $Q$ -ját.

Az egyik ilyen alternatív képlet, amit rezgőkörökre szokás használni az 1.5. egyenletben látható.

$$Q_2 = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (1.5)$$

ahol  $f_0$  a rezonanciafrekvencia,  $\Delta f$  pedig annak a két frekvenciának a különbsége  $f_0$  két oldalán, amiken a rezonátorban maximálisan tárolt energia éppen a fele a rezonanciafrekvencián maximálisan tárolt energiának (3 dB sávszélesség). Röviden a második definíció szerint  $Q_2$  egy rezonátor relatív sávszélességének a reciproka. Ennél a definíciónál felmerül a sávszélességet meghatározó arányszám (jelen esetben 3 dB) megválasztásának kérdése, de én a számításaimban maradok a szokásosnak mondható 3 dB sávszélességnél.

Ennek a közelítésnek egy pontosabb variációja [3] az 1.6. egyenletben látható.

$$Q_3(\omega) = \frac{2\sqrt{\beta}}{\text{FBW}_V(\omega)} \quad (1.6)$$

$$\sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}},$$

ahol  $\omega$  a körfrekvencia,  $s = 1,5$  a sávszélességet meghatározó VSWR (feszültség-állóhullámarány) határérték,  $\text{FBW}_V(\omega)$  az  $\omega$  körfrekvenciához és  $s$ -hez tartozó sávszélesség. Ez utóbbi sávszélességet úgy kapjuk, hogy a kérdéses  $\omega$  körfrekvencián illesztetten lezárjuk az antennát és ezzel a fix lezáróimpedanciával vizsgáljuk az antenna bemeneti állóhullámarányát a kérdéses körfrekvencia környezetében. Erre adódik két körfrekvencia a vizsgált  $\omega$  két oldalán:  $\omega^+$  és  $\omega^-$  ( $\omega^+ > \omega^-$ ), amikre éppen  $s$  a VSWR értéke. Ezek alapján

$$\text{FBW}_V(\omega) = \frac{\omega^+ - \omega^-}{\omega}. \quad (1.7)$$

Azért használok  $s = 1,5$  paramétert, mert a [3] cikk szerzői ezzel a paraméterrel nagyon közeli  $Q_3$  értéket kaptak a tényleges  $Q_1$ -hez.

Egy másik, valamivel szofisztikáltabb közelítés a rezonáns antenna  $Q$ -jára a bemeneti impedancia körfrekvencia szerinti deriváltja segítségével [3] az 1.8. egyenletben látható

$$Q_4(\omega) = \frac{\omega}{2R(\omega)}|Z'(\omega)|, \quad (1.8)$$

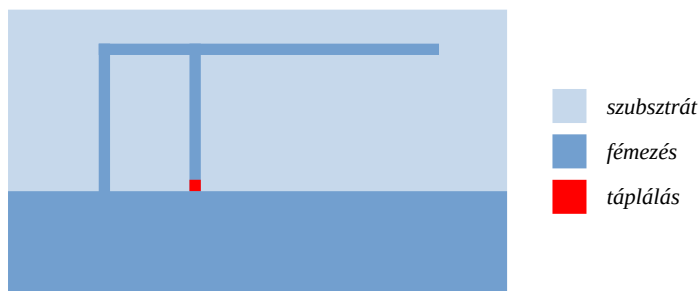
ahol  $R(\omega)$  a bemeneti rezisztencia,  $Z'(\omega)$  pedig a bemeneti impedancia körfrekvencia szerinti deriváltja. A 3-as és 4-es számú közelítés elvileg elég jól használható kis sávszélességű,



rezonáns vagy antirezonáns antennákra, az általam tervezett antennák pedig nem túl nagy 3 dB-s relatív sávszélességűek ( $\sim 18\%$ ) és a rezonanciafrekvenciájuk közelében működnek.

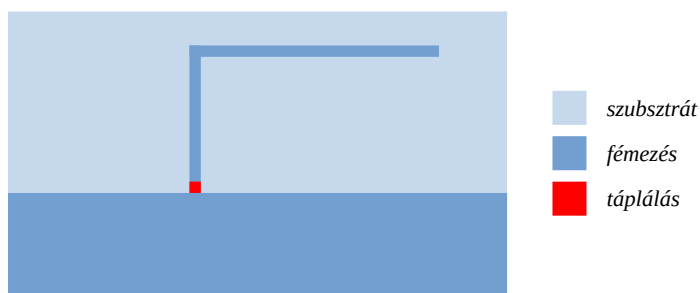
### 1.3. Monopól antennák

A BIFA antennatípus nem gyakori a szakirodalomban, az irodalomkutatás során csak néhány cikkben vagy application note-ban találkoztam vele [4]–[7]. Ez az antennatípus egy variációja az IFA-nak (Inverted F Antenna, az 1.2. ábra), ezért az IFA jellegzetességeiből kiindulva érdemes tárgyalni, amihez érdemes megvizsgálni a monopól antennák általános jellemzőit, mivel az IFA is ebbe az antennacsaládba tartozik.



1.2. ábra. Egy tipikus nyomtatott IFA egy nyomtatott áramköri lap szélén.

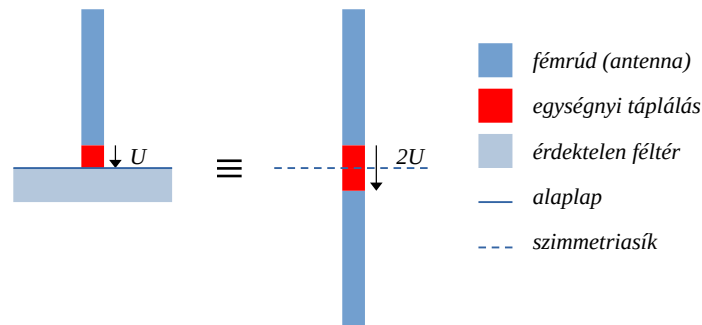
Az IFA az ILA (Inverted L Antenna) egy variációja (1.3. ábra). Az IFA előnye az ILA-val szemben a megnövekedett abszolút értékű bemeneti impedancia, ami miatt a működési hullámhosszhoz képest kis méretben is jobban használható, könnyebben illeszthető a tápláló hálózathoz. Ezek miatt az IFA-t szélesebb körben alkalmazzák, például mobil eszközökben, ahol az antenna számára rendelkezésre álló hely erősen korlátozott [2], ekkor bizonyos esetekben a nyomtatott áramköri lapon (NYÁK) kialakított, megfelelő alakú fémzés maga az antenna.



1.3. ábra. Egy tipikus ILA egy nyomtatott áramköri lap szélén.

A monopól (monopólus) antennákat általában olyankor alkalmazzák, amikor az antenna környezetében egy az antennához képest nagy kiterjedésű vezető található, az ún. alaplap, amit ki lehet használni az antenna sugárzási tulajdonságainak javítására. Ideális esetben az alaplap egy végtelen kiterjedésű és tökéletes elektromos vezető sík. Ekkor a helyettesítő töltések módszerével [8] az alaplapot eltávolítva és a monopólt az alaplap síkjára tükrözve egy (a középpontjában a monopóléhoz képest kétszeres feszültséggel gerjesztett) dipól

(dipólus) antennát kapunk, amelynek egyik szára az eredeti monopól antenna, ahogy ez az 1.4. ábrán látható.



1.4. ábra. Ideális monopól és ekvivalens dipól.

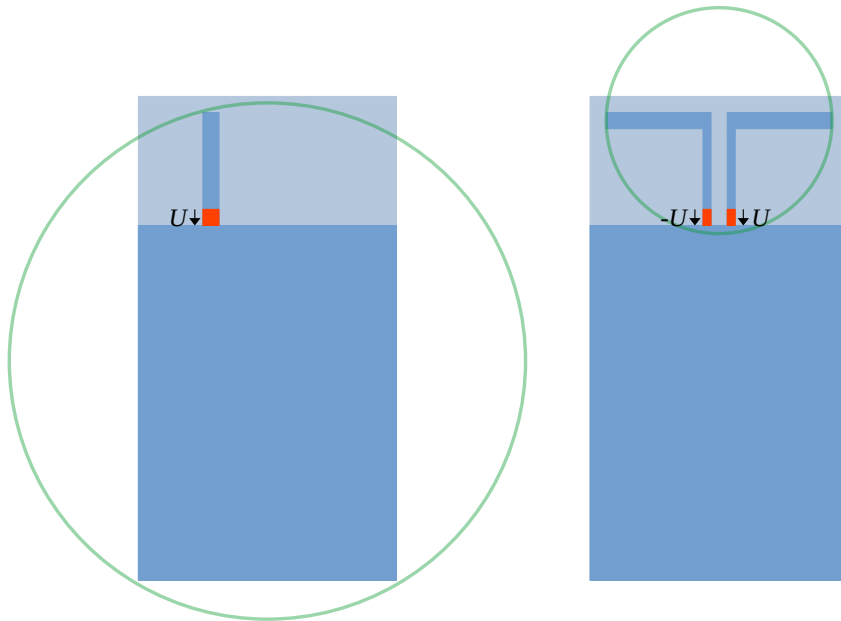
Az így kapott antenna az alaplapp síkja fölött a monopólusével megegyező sugárzási karakterisztikát produkál. A monopól esetén az ekvivalens dipól másik szárát az alaplappban indukált áramok hatása helyettesíti, így jön létre a megegyező sugárzási karakterisztika.

A fenti helyettesítési módszer nem mindig használható, például egy NYÁK-on kialakított nyomtatott monopól antenna esetén nem, hiszen ekkor legfeljebb a NYÁK földkitöltése tekinthető alaplappnak, de ez messze nem végtelen kiterjedésű, ráadásul az antenna a földkitöltés síkjában helyezkedik el, emiatt nincs értelme a NYÁK síkjára való tükrözésnek. Ehelyett azt a megközelítést érdemes használni a monopól antenna viselkedésének leírásához, ami szerint a nyomtatott antennát és a NYÁK földkitöltését egy erősen aszimmetrikus dipól egy-egy szárának tekintjük [2].

A monopól antennákat használó struktúrák jellemzője, hogy mind az antenna bemenei impedanciája, mind a sugárzási karakterisztikája érzékeny az alaplapp méretének vagy alakjának megváltozására. Ez a jelenség fokozottan jelentkezik akkor, ha az alaplapp kis méretű. Ilyen változásokat képes okozni például vezeténelküli mobil eszközöknél, ha a felhasználó a kezébe veszi a készüléket, a fejéhez közel emeli, vagy éppen onnan eltávolítja azt – mint egy mobiltelefon tipikus használata közben. Az előző példában a felhasználó keze, feje és testének többi része bizonyos keretek között az alaplapp kiterjesztésének tekinthető. Emiatt azzal, hogy a kezébe veszi a készüléket, többszörösére növeli az alaplapp méretét, ami könnyen okozhat jelentős változásokat az antenna működésében. A változás azonban nem feltétlenül jelent romlást. A modern mobiltelefonok tervezésénél úgy veszik figyelembe a felhasználó kezét, fejét, stb., hogy azok közelségükkel ne rontsák, hanem egyenesen javítsák az antenna tulajdonságait, például megnöveljék a hatásfokát, lecsökkentsék a Q-ját és közel izotróp sugárzóvá tegyék azt.

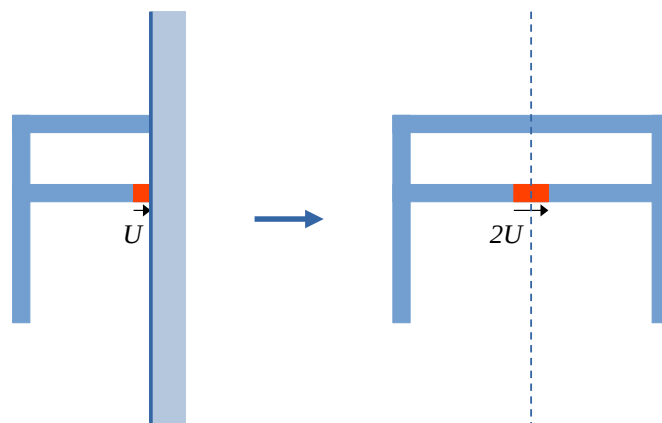
A monopól antennák fent vázolt tulajdonságát részben orvosolni lehet, ha differenciális antennával váltjuk ki őket, mert az utóbbi csoportba tartozó antennák jellemzően kevésbé érzékenyek az antennához közeli nagyobb vezető tárgyak elhelyezkedésére. Persze ez sem általánosan igaz, a differenciális antennákra is lehet jelentős hatása a környezet változásának, mint például a reflektort vagy direktort használó antennáknál, amelyek jellemzően érzékenyek a reflektor (direktor) alakjának vagy távolságának változására. A monopól an-

tenna hasonló méretű differenciálisra való cserélésével az antenna effektív mérete könnyen csökkenhet, ahogy az 1.5. ábrán látható, ezáltal megnőhet a  $Q$ -ja és lecsökkenhet a sáv-szélessége.



1.5. ábra. Monopól antenna differenciálisra való cserélésével csökken az antenna effektív mérete és csökken a NYÁK hatása a sugárzásra.

BIFA-t IFA-ból az 1.6. ábra szerint lehet megkapni, a differenciális táplálású BIFA a szimmetriasíkja mentén két IFA-ra vágható szét. A tükrözés miatt az ekvivalens fél-BIFA (egy IFA) bemeneti impedanciája éppen a fele a BIFA-nak, mert a bemeneti áram nem változik a két elrendezés között, a bemeneti feszültség viszont megduplázódik.



1.6. ábra. A BIFA és az IFA kapcsolata.

## 2. fejezet

# Modellezés

A probléma négy lényeges részből áll, amelyeket többé-kevésbé külön lehet kezelni egymástól:

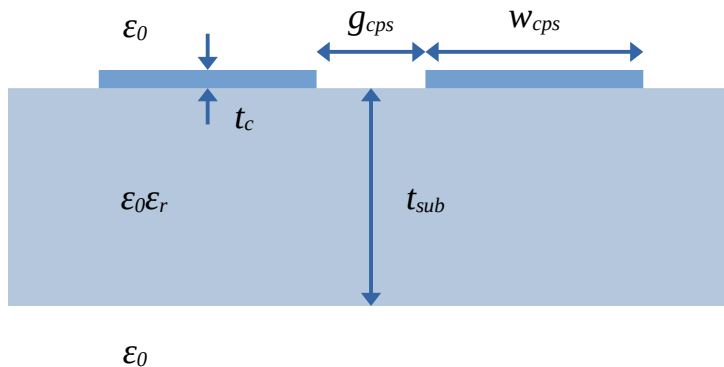
1. Balun
2. Differenciális vonal
3. Antenna
4. Földkitöltésben gerjesztett áramokat csökkentő mintázat

Ezek fejlesztése több szempontból is párhuzamosan kellett, hogy történjen, mert sem a balun, sem az antenna nem valósítható meg széles paramétertartományban. Az egyik lényeges korlátozó paraméter a karakterisztikus impedancia – az antenna bemeneti impedanciáját a balun kimeneti impedanciájához kell illeszteni a kérdéses frekvenciatartományban (2405 MHz–2485 MHz) és természetesen ehhez az impedanciához kell méretezni az antennát tápláló differenciális vonal karakterisztikus impedanciáját, hogy ez se okozzon lényeges reflexiót.

### 2.1. Differenciális vonal

Mivel az antenna differenciális táplálású, érdemes differenciális tápvonallal gerjeszteni. Az antenna által lefedett terület alatt nem szabad földkitöltést használni az alsóbb rézrétegeken, mert ezek erősen lerontanák az antenna tulajdonságait. Így a tápláló differenciális vonal is célszerűen olyan, hogy nincs alatta földkitöltés. Ez nem feltétlenül kell, hogy így legyen, de ehhez a verzióhoz ragaszkodtam a félévben. Egy ilyen tápvonal a CPS (coplanar strip). A tápvonal keresztmetszete a 2.1. ábrán látható.

Sajnos az ilyen tápvonalakban nem lehetséges a tisztán TEM hullámterjedés, és diszperzió lép fel. Ennek oka, hogy az erővonalak egy jelentős része a levegőn keresztül záródik, egy



2.1. ábra. Az antennát tápláló szimmetrikus koplánár vonal (CPS) keresztmetszete.

másik nagy részük pedig a szubsztráton keresztül (esetleg szubsztrát-levegő-szubsztrát sorozaton keresztül), emiatt a haladó hullám különböző részei különböző effektív dielektromos állandót és ezáltal terjedési együtthatót tapasztalnak. Az ilyen vonalakat kvázi-TEM közelítéssel érdemes kezelni, de ez pontatlanságokat visz a számításba az elhanyagolások mértékétől függően, ami tápvonalspecifikus.

A CPS erősebb diszperzív volta miatt ritkábban használják, mint például a CPW(G) tápvonalat. A CPS-t leíró közelítő formulák is kevésbé elterjedtek [9], [10], nagyobb egyszerűsítésekkel adódnak és emiatt ez a tápvonal nem is szerepel az ismertebb impedanciakalkulátor programokban, mint például a KiCAD, vagy az AWR MWO programcsomagokhoz tartozó, vagy internetes kalkulátorokban. A tápvonal karakterisztikus impedanciáját a CST „Waveguide Port” funkcióját használva becsültem meg. Ilyen port használatakor a szimuláció során kiszámolódnak különböző módusok a porthoz (ami a CPS keresztmetszetéhez illeszkedik) és egy meghatározott alap módusra adódó karakterisztikus impedanciával számol tovább a program. Az így adódó értéket használtam fel, mint közelítő karakterisztikus impedancia értéket.

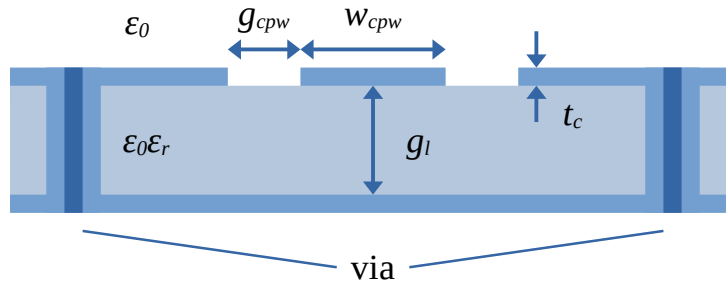
Az említett nehézségek miatt ezt a pontatlanságot elfogadtam, ezzel együtt dolgoztam. Ezt a becslést az is alátámasztja, hogy egy hasonló felépítésű tápvonal, a slotline impedanciájával alulról becsülhető az azonos hézaggal és szubsztráttal elkészített CPS impedanciája. A slotline keresztmetszete a CPS-ével megegyező, azzal a kivétellel, hogy a két vezető oldalirányban sokkal nagyobb kiterjedésű, gyakorlatilag a teljes rendelkezésre álló felületet kitölti, végtelennek tekinthető. A nagyobb kiterjedésű vezetők közötti hosszegységre jutó kapacitás nagyobb, ezáltal a karakterisztikus impedancia kisebb, mint a CPS esetében. Az összehasonlításához használt méretek és karakterisztikus impedancia értékek a 2.1. táblázatban láthatóak.

$\epsilon_r$	$t_{sub}$	$t_c$	$g_{cps}$	$w_{cps}$	$Z_c$	$Z_{slotline}$
4,3	1,55 mm	0,03 mm	0,274 mm	0,8 mm	100,19 $\Omega$	74,4 $\Omega$

2.1. táblázat. asd

## 2.2. A balun transzformátor

A struktúrában a balun (balanced-unbalanced) transzformátor feladata a rádió kimenetétől érkező 50 Ohm-os, aszimmetrikus tápvonal és az antennát tápláló szimmetrikus vonal egymáshoz illesztése minimális reflexióval. Költségminimalizálás miatt ezt egy nyomtatott struktúrával tervezem megvalósítani, ami nem használ külön diszkrét felületszerelt alkatrészeket. A rádió felől érkező tápvonalnak (és egyben a balun aszimmetrikus portjának) a paraméterezése fix, a cég által használt radio boardokon egységes koplanáris tápvonal hátoldali földlemezzel (Coplanar Waveguide with Ground, CPW-G, CPW). A tápvonal keresztmetszete a 2.2. ábrán látható. A CPW tápvonal alapvetően jó tulajdonságokkal



2.2. ábra. A rádió felől érkező koplanár tápvonal (CPW) keresztmetszete.

rendelkezik. Csak kis mértékben diszperzív, mert a két vezető között az elektromos erővonalak nagy része az  $\epsilon_r$  relatív dielektromos állandójú szubsztrátban záródik, így nincs nagy jelentősége a levegőben és szubsztrátban terjedő rész-hullámok fázissebességbeli különbségének, viszonylag pontosan leírható QTEM közelítéssel.

A balun tervezéséhez sajnos nem találtam olyan forrást, ami a fentebb leírt két tápvonal közötti illesztést valósít meg (CPWG és CPS), így a más esetekre használható megoldásokból igyekeztem összekombinálni egy használható balunt.

A gyakorlatban használt nyomtatott balunok egyik nagy csoportja olyan struktúrájú, aminél egyáltalán nincs hátoldali földkitöltés, ennek tipikus példája az MMIC-k (Monolithic Microwave Integrated Circuit) alkalmazási területe, ahol a teljes vezető mintázat egyrétegű és a félvezető chip felszínén helyezkedik el [11]–[14].

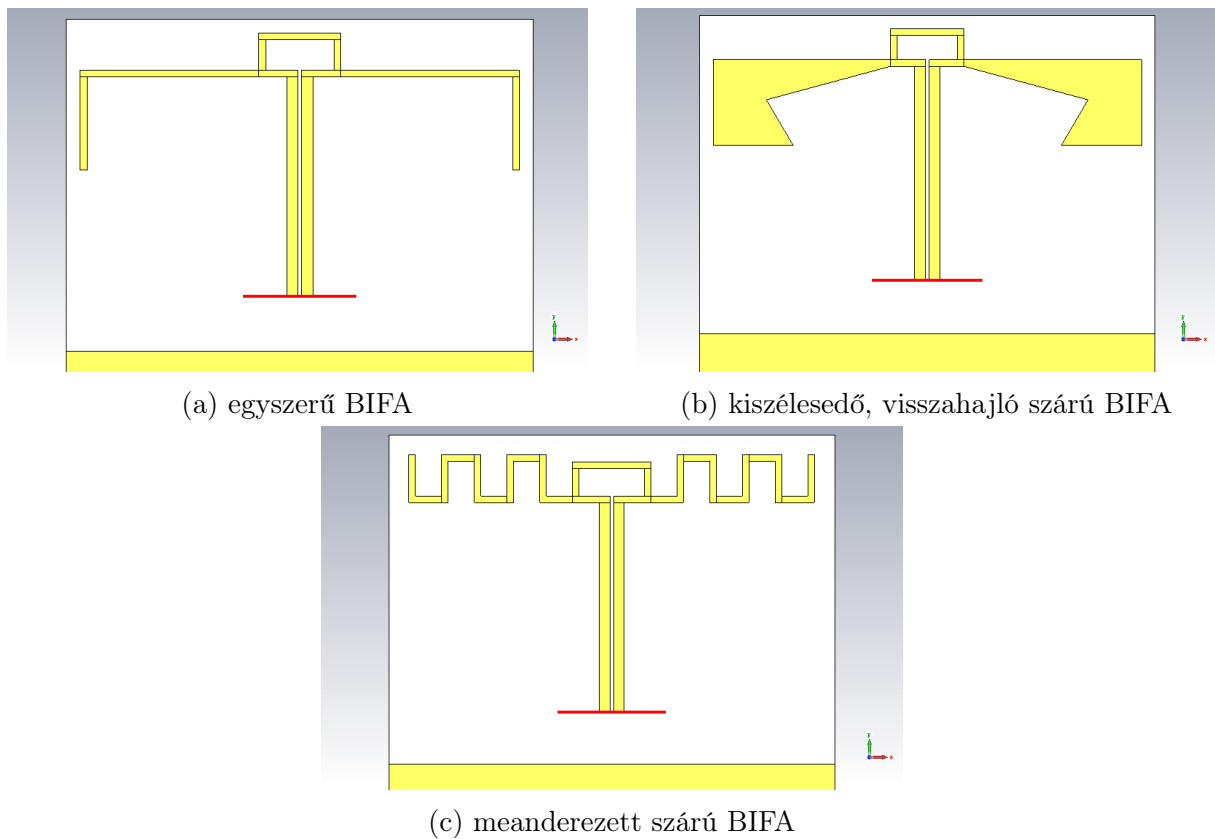
A másik struktúracsoport, amihez találtam forrásokat, ugyan egy hátoldali földkitöltéssel rendelkező és egy anélküli tápvonal közötti átmenetet valósít meg, de minden esetben az előbbi tápvonaltípust a Microstrip vonal képviseli. Ezekhez a struktúrákhoz képest a felső oldali földkitöltés megléte jelent külön kihívást a CPWG tápvonal körül az általam megoldandó problémánál [11], [15]–[18].

## 2.3. Az antenna

Az antenna tervezésénél az első lépést az jelentette, hogy felderítsem a BIFA struktúrához tartozó, realizálható bemeneti impedancia tartományt, mert várhatóan az antenna beme-

neti impedancia a fő korlátozó tényező a struktúra differenciális részének paraméterezésére nézve. Ezt a lépést egy relatíve egyszerű szimulációs modellel végeztem CST-ben, aminek a különböző méretparamétereinek hangolásával értem el a különböző valós bemeneti impedanciákat. Ez a struktúra a 2.3a. ábrán látható. Ez a lépés lényegében próbálkozásból állt, különböző rögzített karakterisztikus impedanciájú tápvonallal gerjesztve igyekeztem az antenna paramétereinek változtatásával kihangolni azt a kérdéses sávon valós impedanciára. Eredményképpen azt kaptam, hogy körülbelül a  $100\ \Omega$ – $130\ \Omega$  tartományban gond nélkül kihangolható az antenna. Ebből a tartományból végül a  $100\ \Omega$ -os bemeneti impedancia mellett döntöttem, mert a balunt kisebb reflexiókkal lehet megvalósítani, ha a be- és kimenete között kisebb mértékű impedanciáttranszformációra van szükség.

A következőkben elkészítettem többféle BIFA variáció modelljét CST-ben, amiket később a paramétereik beállításával kihangoltam a kiválasztott bemeneti impedanciára. A variációk közül azok, amelyek viszonylag jól kezelhetőek a 2.3. ábrán láthatóak.



2.3. ábra. A BIFA szimulált variációi közül a jobban használható változatok.

## 3. fejezet

# Szimulációk

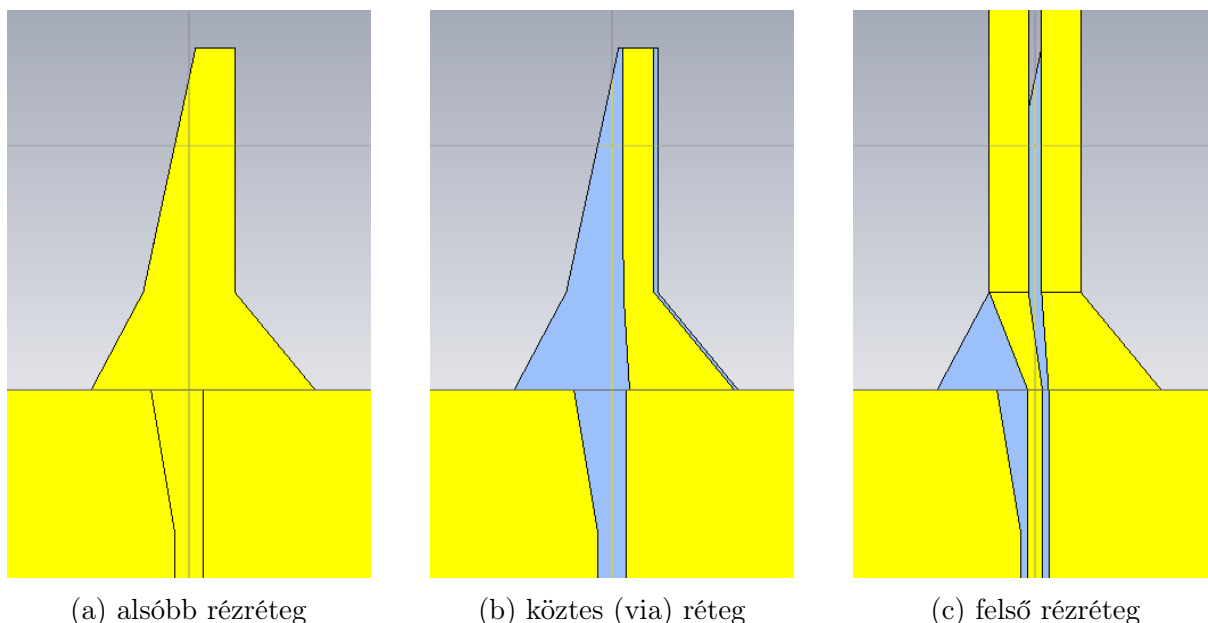
A teljes struktúrát együttesen nem szimuláltam le, mivel az egyes alkotóelemek méretezését külön-külön végeztem első körben, de még nem minddel jutottam értékelhető eredményre. A differenciális vonallal és az antennával sikerült teljesítenem a követelményeket, a balun és a földkitöltés szélén az áramblokkoló mintázat még nincs használható állapotban.

A balun jelenlegi konstrukciójával egyszerűen nem teljesült a maximum -10 dB-s bemeneti (CPW) reflexiós követelmény a kimenet (CPS) illesztett lezárása mellett. Az áramblokkoló mintázat tervezésével pedig azért nem foglalkoztam, mert ennek a vizsgálatához érdemes a többi komponenst elfogadhatóan megtervezni, mivel ez a mintázat gyakorlatilag csak az antenna sugárzási karakterisztikáját kell, hogy befolyásolja. Ugyan a földkitöltés viselkedése az antenna bemeneti impedanciáját is kissé megváltoztathatja, de tapasztalataim szerint csak olyan mértékben, hogy az az antenna paramétereinek enyhe változtatásával az újból kihangolható.

### 3.1. A balun transzformátor

A legjobb szimulált balun bemeneti reflexió  $-9,2$  dB-re adódott a teljes sávon, a szimulációhoz a balun keresztmetszetei a 3.1. ábrán láthatóak. A bemeneti reflexióra adódó értékekre általánosan igaz volt, hogy a vizsgált frekvenciasávban alig változott, gyakorlatilag konstans volt ( $0,02$  dB eltérés a sávon belül), így a balunnak nem a sáv szélessége a korlátozó tényezője. A balun szimmetrikus kimenete a szimulációk során illesztetten volt lezárva egy waveguide porttal, az így kapott  $-9,2$  dB-nél feltehetően lényegesen nagyobb bemeneti reflexió is előfordulna a vizsgált sávon, ha a sávon belül változó talpponti impedanciájú antennával lenne lezárva. Emiatt valószínűleg más szerkezetű balunnal lesz érdemes próbálkozni a továbbiakban, nem pedig az eddig vizsgált struktúra méretparamétereit tovább finomhangolni. A pontos méretparamétereket nem sorolom itt fel, mivel maga a balun a szimulációk szerint túlságosan nagy reflexiójú.





3.1. ábra. A szimulált balun struktúra keresztmetszetei. A sárga terület az elmetszett réz térfogat, a kék terület az alsóbb rézrétegek összesen, a szubsztrát átlátszó.

## 3.2. Az antenna

A három részletesebben vizsgált antennaváltozatot bemeneti reflexió, közelítő  $Q$ -faktor és a méretparaméterekre való érzékenység szempontjából hasonlítottam össze. Az iránykarakterisztikáik közötti különbségekkel nem foglalkoztam, mert a struktúrális hasonlóságok miatt etekintetben valószínűleg nincs közöttük számottevő különbség. A három részletesebben vizsgált változat közül végül a kiszélesedő struktúrára esett a választásom, mindkét társával szemben van valamilyen előnye, ahogy az lentebb olvasható.

### 3.2.1. Méretekre való érzékenység

A vizsgált antennák meglehetősen érzékenyek a méretparamétereik változtatására, de nem egyformán. A kiszélesedő szárú változat volt a leginkább érzéketlen, 0,1 mm-nyi változás mellett a legtöbb méretparaméterében még gyakorlatilag az egész vizsgált frekvenciasávra teljesítette a  $-10$  dB-nél kisebb bemeneti reflexiót. Azért éppen 0,1 mm-es változás hatását vizsgáltam meg nagyvonalakban, mert a NYÁK gyártók kivitelezési pontossága ebbe a nagyságrendbe esik, de ennél várhatóan kisebb. Például a cégnél prototípusok gyártásánál közreműködő Eurocircuits [19] cég minimális huzalszélessége 0,1 mm-es.

### 3.2.2. Bemeneti reflexió

A bemeneti reflexió szempontjából nagyon hasonlóan viselkednek ezek az antennák, ami nem meglepő, mivel a struktúrájuk hasonló és a bemeneti impedanciájukat erősen be-

folyásoló rövidzár hurok méretezése majdnem megegyező. Az  $S_{11}$  paraméterük abszolút értéke a 3.2. ábrán látható.

A három variáció közül a kiszélesedő szárú BIFA teljesített a legjobban bemeneti reflexió szempontjából, ugyan csak kevéssel. Ennek a változatnak a paraméterezése a 3.3. ábrán és a 3.1. táblázatban látható, az  $S_{11}$  paramétere Smith-diagramon pedig a 3.4. ábrán szerepel.

$w_m$	$w_h$	$l_h$	$t_{ms}$	$t_{me}$	$t_{bs}$	$t_{be}$
16,05 mm	4,5 mm	1,8 mm	0,5 mm	3 mm	4 mm	6 mm

3.1. táblázat. A kiszélesedő szárú BIFA paramétereinek értékei.

### 3.2.3. $Q$ -faktor

Az 1.2.3. alfejezetben leírt  $Q$  közelítő formulák közül a három ténylegesen alkalmazhatót kiszámítottam a három antennavariációra, a vizsgált frekvenciasáv közepére (2,45 GHz-re). A  $Q_2$  közelítés kiszámítása rendkívül egyszerűen történt az  $S_{11}$  eredmények alapján. Hasonlóan könnyen kiszámolható volt  $Q_3$  is, mert CST-ben az  $S_{11}$ -ből rögtön származtatható a VSWR, amiből pedig már kiszámítható a  $Q_3$ . A legtrükkösebb a  $Q_4$  meghatározása volt, mert ennél a komplex talpponti impedancia frekvencia (és nem körfrekvencia) szerinti deriváltjából kell származtatni a végeredményt. Ennek a számítási menetnek a ténylegesen használt lépései a 3.1. egyenletben láthatóak, a különböző antennákra és  $Q$ -kra adódó értékek pedig a 3.2. táblázatban találhatók.

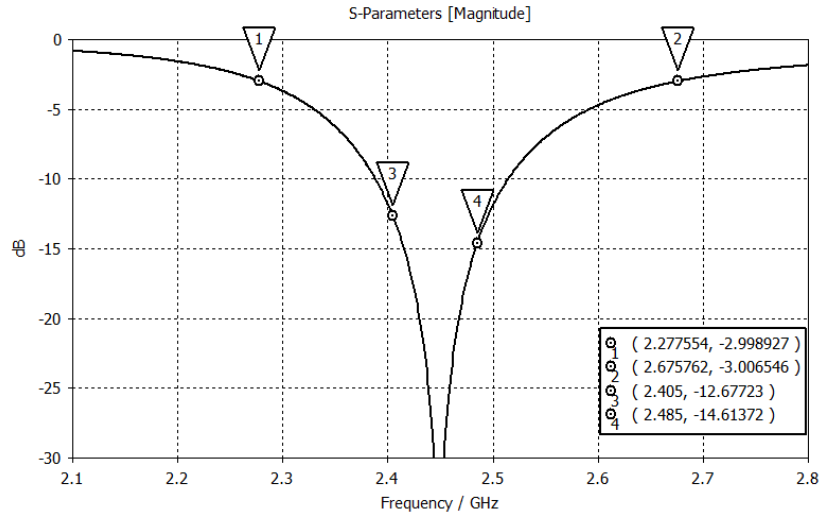
$$\begin{aligned}
 Q_4(\omega) &= \frac{\omega}{2R(\omega)} |Z'(\omega)| = \frac{\omega}{2R(\omega)} \left| \frac{dZ(\omega)}{d\omega} \right| = \\
 &= \frac{2\pi f}{2R(f)} \left| \frac{dZ(f)}{df} \right| \frac{1}{2\pi} = \frac{f}{2R(f)} \left| \frac{dZ(f)}{df} \right|
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Nyilvánvaló, hogy a  $Q_2$  közelítés kilóg a sorból, valamilyen skálázási probléma lehet

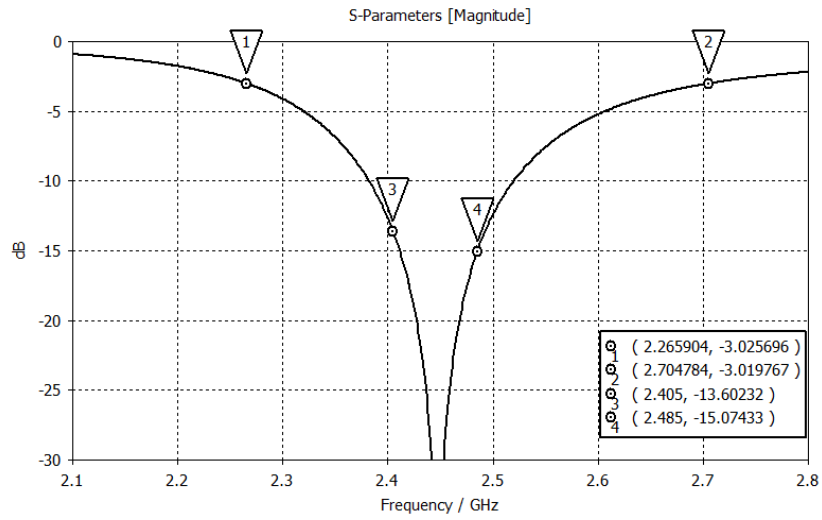
BIFA változat	$Q_2$	$Q_3$	$Q_4$
egyszerű	60,49	11,11	12,77
kiszélesedő	56,45	12,05	12,17
meanderezett	70,00	14,71	14,52

3.2. táblázat. Az antennaváltozatok különböző közelítő  $Q$  értékei 2,45 GHz-en.

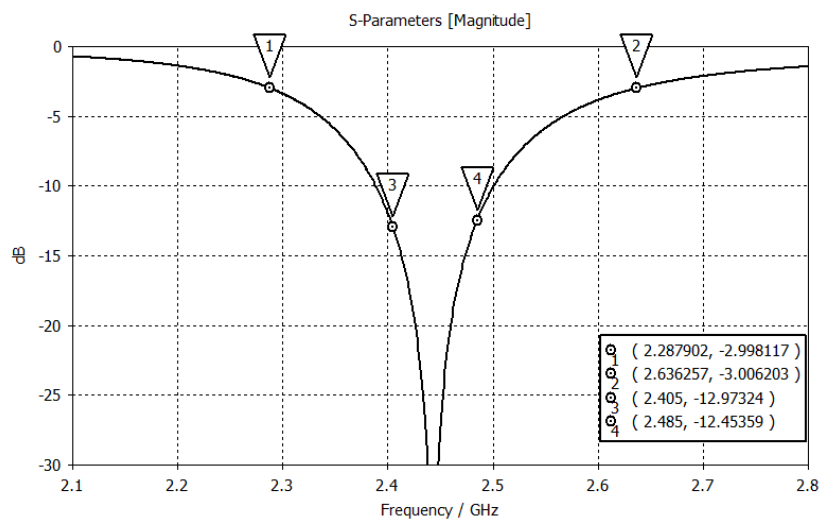
a számításban vagy más  $S_{11}$  határértékhez tartozó relatív sávszélességet lenne érdemes felhasználni. A három antennatípus közül a meanderezett teljesít legrosszabbul  $Q$  szempontjából, a másik kettő pedig egymáshoz nagyon hasonlóan.



(a) egyszerű BIFA

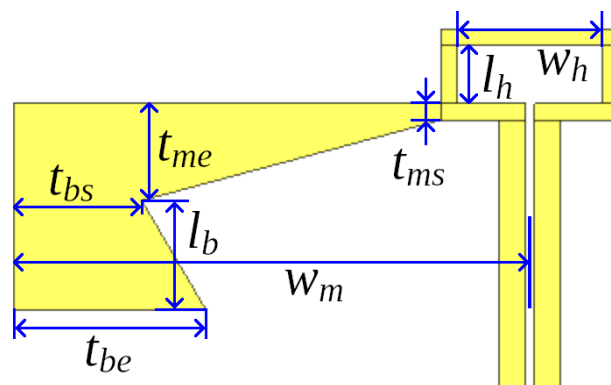


(b) kiszélesedő, visszahajló szárú BIFA

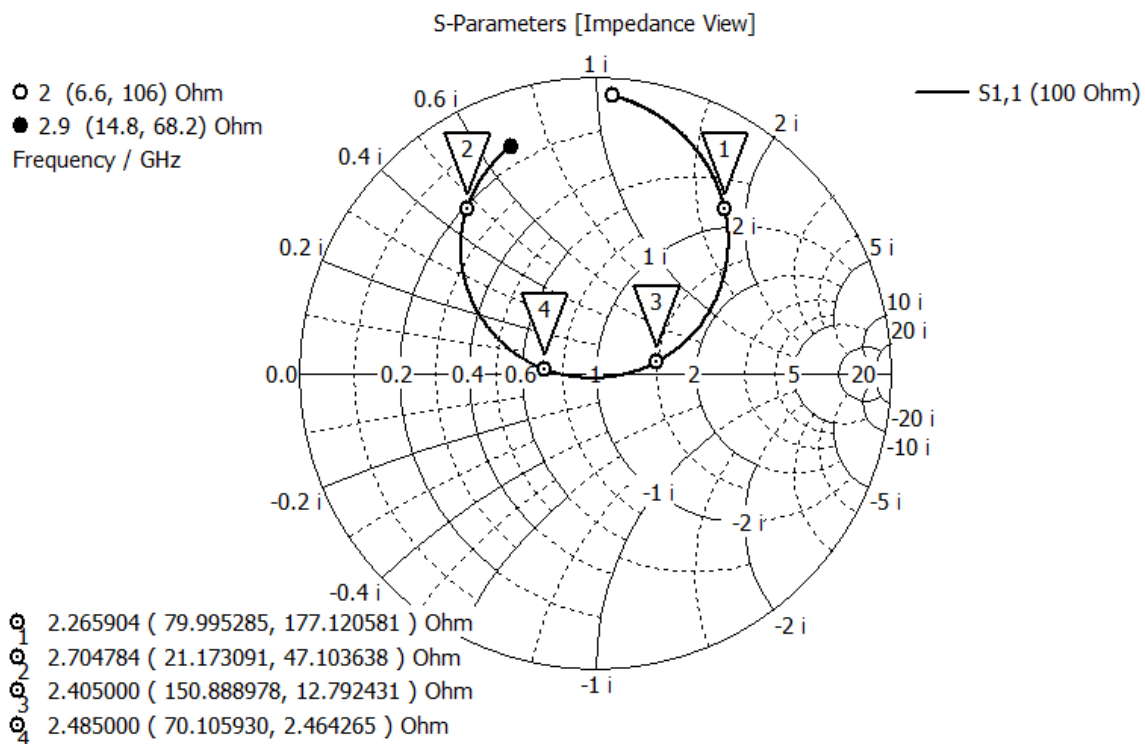


(c) menaderezett szárú BIFA

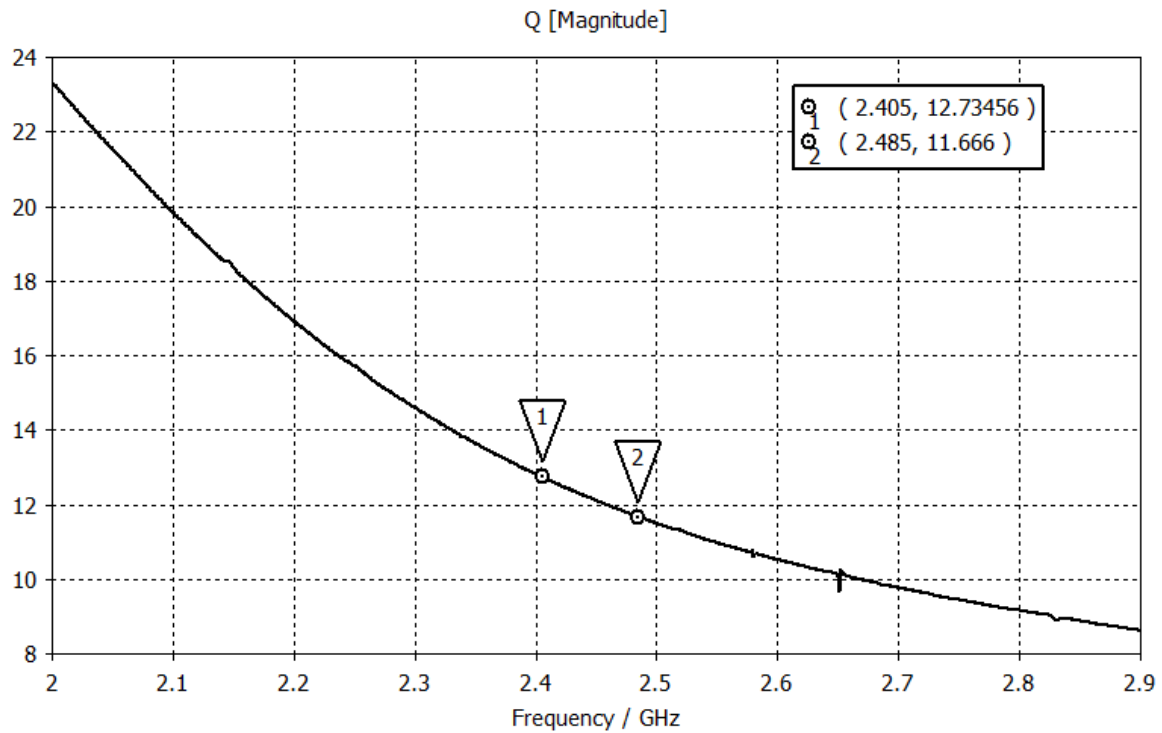
3.2. ábra. A különböző BIFA változatok  $S_{11}$  paraméterei.



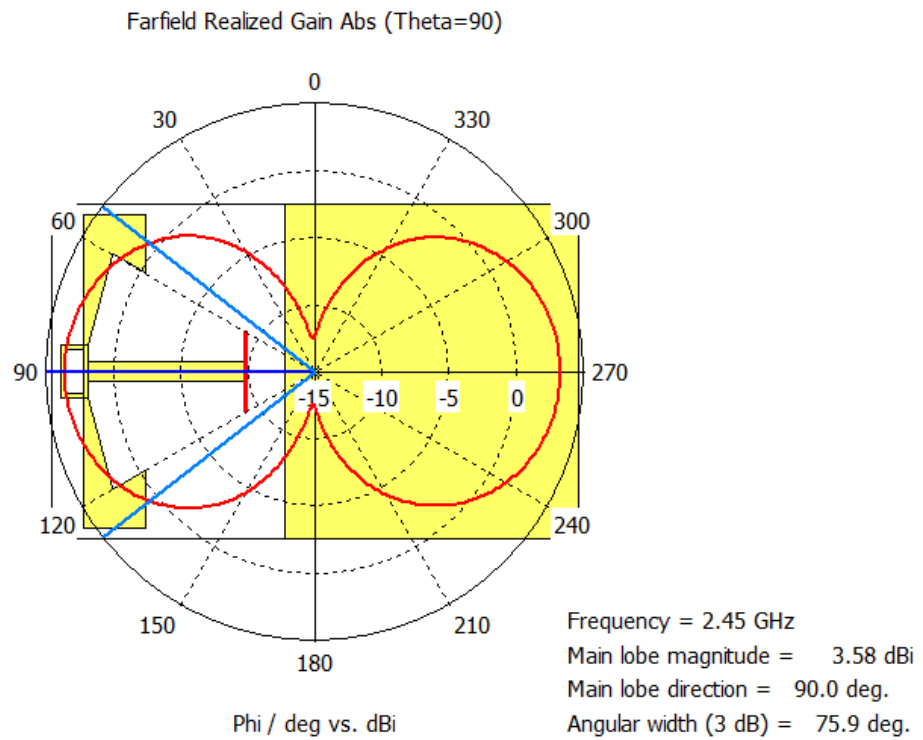
3.3. ábra. A kiszélesedő sárú BIFA paramétereinek értelmezése.



3.4. ábra. A kiszélesedő szárú BIFA  $S_{11}$  paramétere Smith-diagramon ábrázolva,  $100\ \Omega$ -ra normalizálva.



3.5. ábra. A kiszélesedő szárú BIFA  $Q_4$  paramétere.



3.6. ábra. A kiszélesedő BIFA iránykarakterisztikájának leginformatívabb síkmetszete és ráillesztve a struktúra képe a megfelelő irányban.

## 4. fejezet

### Összegzés

A félév során megismerkedtem az AWR Microwave Office 3D RF szimulátorával, alap szinten az OpenEMS Matlab/Octave alapú EM szimulátorral és a CST Studio-val. Végül az utóbbiban fejlesztettem egy nyomtatott BIFA típusú antennát sikeresen, valamint egy nyomtatott balun transzformátort részleges sikerrel. A félév elején kitűzött feladatoknak csak egy részét teljesítettem, de irodalomkutatásom során sok olyan anyagra találtam, amik alapján a későbbiekben még folytathatom a munkámat. Ezt a munkahátralékot, vagyis a balun újratervezését és a NYÁK földkitöltésének áramblokkoló mintázatának tervezését, valamint ezek mérését a következő félévben az Önálló Laboratórium 2 c. tárgy keretében tervezem folytatni.

# Irodalomjegyzék

- [1] Green EI. 1955 The Story Of Q. *American Scientist* **43**, 584–594.
- [2] Boyle K. 2004 *Antennas for Multi-band RF Front-end Modules*. Ph.D. thesis, Delfti Műszaki Egyetem. ISBN: 9040725497.
- [3] Yaghjian A, Best S. 2005 Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **53**, 4, 1298–1324. (doi:10.1109/TAP.2005.844443).
- [4] Silicon Laboratories Inc. 2014 *AN847: 915 MHz single ended antenna matrix selection guide*. <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN847.pdf> (elérve: 2022.05.16.).
- [5] Lee WS, Tae HS, Oh KS, Yu JW. 2013 A Balanced-Fed Dual Inverted-F Antenna with Reduced Human Body Effects. *International Journal of Antennas and Propagation* (doi:10.1155/2013/814375).
- [6] Iftikhar A, Rafiq MN, Masud MM, Ijaz B, Roy S, Braaten BD. 2013 A dual band balanced planar inverted F antenna (PIFA) for mobile applications. In: *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1196–1197. (doi:10.1109/APS.2013.6711258).
- [7] Sarrazin F, Pflaum S, Delaveaud C. 2017 Radiation Efficiency Improvement of a Balanced Miniature IFA-Inspired Circular Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* **16**, 1309–1312. (doi:10.1109/LAWP.2016.2633308).
- [8] György F. 1999 *Elektromágneses Terek*. Műegyetemi Kiadó. ISBN: 9040725497.
- [9] Knorr J, Kuchler K. 1975 Analysis of Coupled Slots and Coplanar Strips on Dielectric Substrate. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **23**, 7, 541–548. (doi:10.1109/TMTT.1975.1128624).
- [10] Ghione G, Naldi C. 1984 Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MICs. *Electronics Letters* **20**, 4, 179–181. (doi:10.1049/el:19840120).
- [11] Simons RN. 2001 *Coplanar Waveguide Transitions*, pp. 288–345. John Wiley & Sons, Inc. ISBN: 0-471-22475-8.
- [12] Sánchez A, Ribó M, Pradell L, Anguera J, Andújar A. 2014 CPW balun for printed balanced antennas. *Electronics Letters* **50**, 11, 785–786. (doi:10.1049/el.2014.0907).
- [13] Anagnostou DE, Morton M, Papapolymerou J, Christodoulou CG. 2008 A 0–55-GHz Coplanar Waveguide to Coplanar Strip Transition. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **56**, 1, 1–6. (doi:10.1109/TMTT.2007.911909).
- [14] Kim SI, Jeong SH, Lee YT, Kim D, Lim J, Seo KS, Nam S. 2002 Ultra-wideband (from DC to 110 GHz) CPW to CPS transition. *Electronics Letters* **38**, 622–623. (doi:10.1049/el:20020423).

- [15] Young-Gon K, Dong-Sik W, Wook KK, Young-Ki C. 2007 A New Ultra-wideband Microstrip-to-CPS Transition. In: *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1563–1566. (doi:10.1109/MWSYM.2007.380573).
- [16] Zhang L, Xu Y, Li R, Lu F. 2020 A Wide-beamwidth Dual-polarized Printed Dipole Antenna. In: *2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, pp. 1–3. (doi:10.1109/IWS49314.2020.9360177).
- [17] Gevorkyan AV. 2020 An ultra-wideband printed dipole antenna of the frequency range from 1 to 3 GHz with wide-angle scanning in the E-plane and low level of cross polarization. *Journal of Physics: Conference Series* **1499**, 1. (doi:10.1088/1742-6596/1499/1/012048).
- [18] Suh YH, Chang K. 2001 A wideband coplanar stripline to microstrip transition. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* **11**, 1, 28–29. (doi:10.1109/7260.905958).
- [19] Eurocircuits standard NYÁK specifikációk. <https://www.eurocircuits.com/pcb-assembly-standard-pool/>.