



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 11.



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

1. Bevezetés	1
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	4
2. Modellezés	8
2.1. Differenciális vonal	8
2.2. A nyomtatott balun transzformátor	10
2.3. Az antenna	10
3. Szimulációk	11

1. fejezet

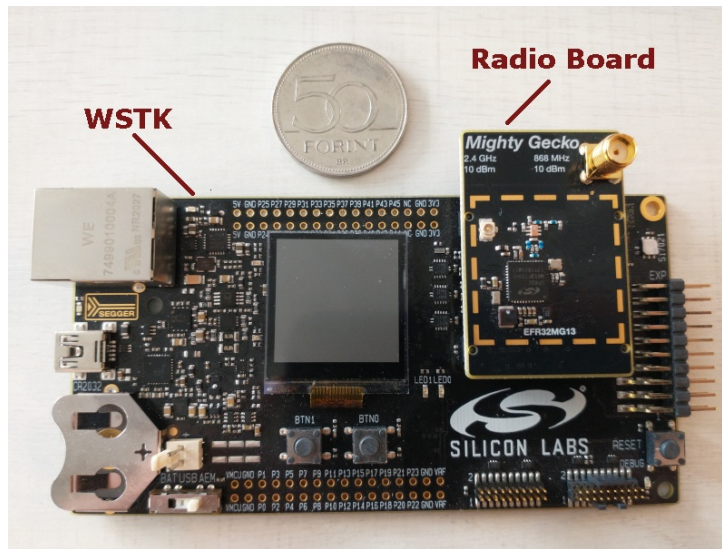
Bevezetés

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 protokoll is működik. 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 működtethetőek.

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.



1.1. ábra. Egy radio board a képen nem látható 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, θ, ϕ) 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 (θ, ϕ) 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 viszonyszámokban, hanem dB-ben adják meg. A továbbiakban G -vel jelölöm a nyereség dB-ben kifejezett értékét.

Az irányhatás 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.

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

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

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 (η) teremti meg. Ezt a szokásos módon definiáljuk az 1.3. egyenlet szerint. A hatásfokot viszonyszámokban, %-ban vagy dB-ben szokás megadni, a dB egység előnye, hogy ekkor a szintén dB-ben kifejezett nyereség és irányhatás különbsége a hatásfok.

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

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

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 alkatrészt (innen a Q gyakran használatos „Quality factor” feloldása), antennáknál a Q csökkentésére szoktunk törekedni. A Q egyik 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 ω 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. Persze egy idő után a térben tárolt energia állandósul, P_V egyenlő lesz a betáplált teljesítménnyel. A tényleges veszteségek a tárolt energia növekedésével nőnek, ezért a nagy Q -jú antennák általában kisebb hatékonyságúak, a betáplált hasznos teljesítményt kisebb részét sugározzák ki. Antennáknál a nagy Q egy másik negatív hatása

a sávszélesség csökkenése, sok esetben pedig szélessávú antennákat igyekszünk készíteni, emiatt is indokolt a Q csökkentésére való törekvés.

A Q -t egy alternatív definícióval is szokás használni rezonátorok esetén, ennek képlete az 1.5. egyenletben látható.

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

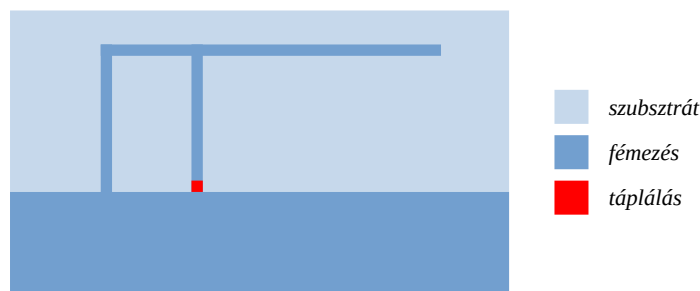
ahol f_0 a rezonanciafrekvencia, Δf pedig annak a két frekvenciának a különbsége f_0 két oldalán, amiken a rezonátorban maximálisan tárolt energia éppen a fele a rezonanciafrekvencián maximálisan tárolt energiának (3 dB sávszélesség). Röviden a második definíció szerint Q egy rezonátor relatív sávszélességének a reciproka. A helyzetet tovább bonyolítja, hogy a két különböző definícióból adódó Q -k értéke közel van egymáshoz, de nem megegyező.

$$\begin{aligned} Q_1 &\approx Q_2 \\ Q_1 &\neq Q_2 \end{aligned} \quad (1.6)$$

Egy antenna Q -ját nem lehet ügyes tervezéssel minden határon túl csökkenteni, mivel az antenna működési hullámhosszra normált mérete meghatároz egy elméleti minimumot a Q -jára vonatkozóan. Az antenna méretét egy olyan gömbbel szokás megadni, amiben még éppen elfér az antenna. Ennek a gömbnek a hullámhosszra normált a sugarából szokás kifejezni a Q alsó határát. Ez a téma az elmúlt évtizedekben az antennákkal kapcsolatos elméleti vizsgálódások egy lényeges pontja volt ehhez hozzátartozik egyrészt a minél jobb alsó becslések, másrészt az adott térfogatban (adott sugarú gömbben) megvalósítható lehető legkisebb Q -jú antenna keresése [3].

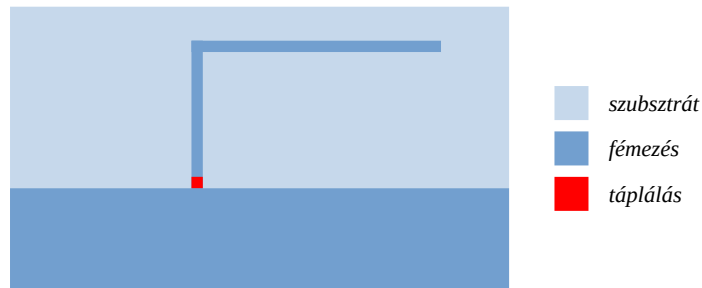
1.3. Monopól antennák

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.



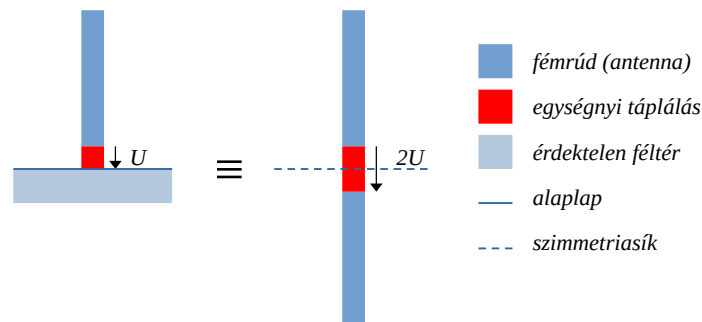
1.2. ábra. Egy tipikus nyomtatott IFA egy nyomtatott áramkörü lap szélén.

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 fémezés 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 monopólus antenna, ahogy ez az 1.4. ábrán látható.



1.4. ábra. Ideális monopól és ekvivalens dipól.

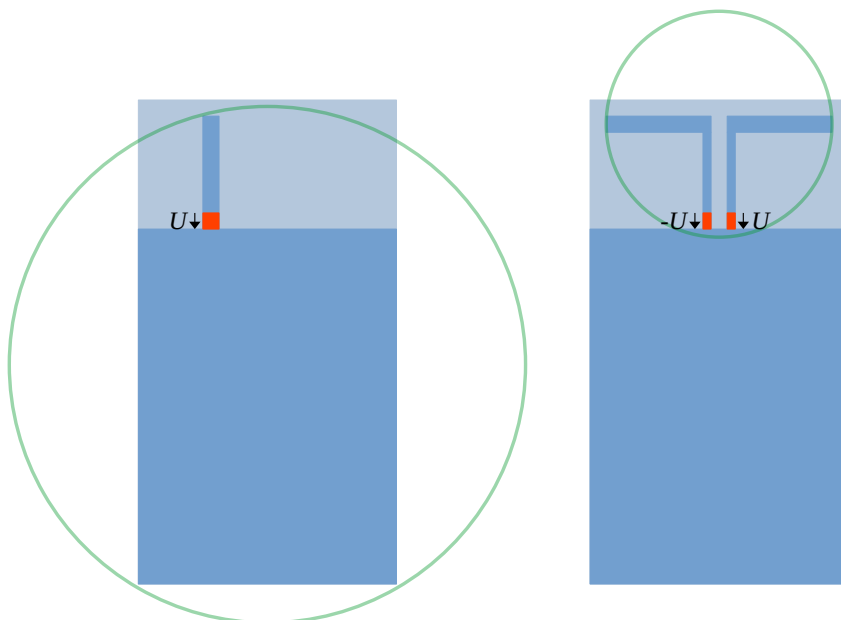
Az így kapott antenna az alaplap síkja fölött a monopólusával megegyező sugárzási karakterisztikát produkál. A monopólus esetén az ekvivalens dipól másik szárát az alaplapban indukált áramok hatása helyettesíti, így jön létre a megegyező sugárzási karakterisztika.

A fenti helyettesítési módszer nem mindig használható, például egy NYÁK-on kialakított nyomtatott monopólus antenna esetén nem, hiszen ekkor legfeljebb a NYÁK földkitöltése tekinthető alaplapnak, 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 földkiöltését egy erősen aszimmetrikus dipól egy-egy szárának tekintjük [2].

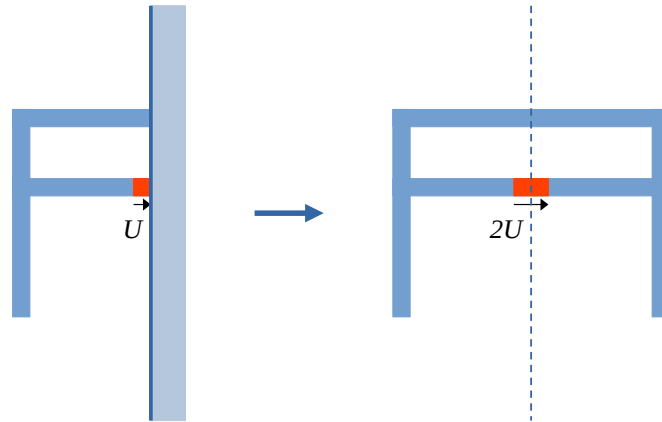
A monopól antennákat használó struktúrák jellemzője, hogy mind az antenna bemene-ti impedanciája, mind a sugárzási karakterisztikája érzékeny az alaplap méretének vagy alakjának megváltozására. Ez a jelenség fokozottan jelentkezik akkor, ha az alaplap kis méretű. Ilyen változásokat képes okozni például 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 alaplap kiterjesztésének tekinthető. Emiatt azzal, hogy a kezébe veszi a készüléket, többszörösére növeli az alaplap 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 nyereségét, lecsökkentsék a Q -ját és közel izotróp sugárzóvá teszik 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 antenna 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:

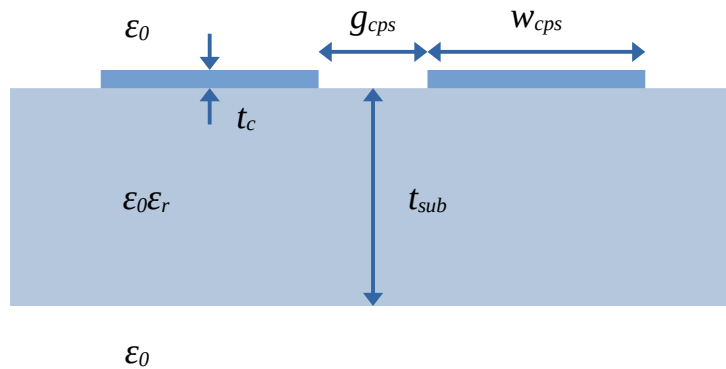
1. Balun
2. Differenciális vonal
3. Antenna
4. Földkitöltésben gerjesztett áramokat csökkentő mintázat

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 hullámimpedancia – 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 antenát tápláló differenciális vonal hullámimpedanciáját, 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 célszerű földkitöltést használni az alsóbb rézrétegeken, mert ezek erősen lerontanák az antenna tulajdonságait. Így a tápláló differenciális vonalnak is olyannak kell lennie, hogy nincs alatta földkitöltés. Egy ilyen tápvonal a koplanár differenciális vonal (coplanar strip, CPS). A tápvonal keresztmetszete a 2.1. ábrán látható.

Sajnos az ilyen tápvonalakban nem lehetséges a TEM hullámterjedés, mivel a vezetők közötti elektromos erővonalak egy része a hordozó anyagában záródik, míg egy másik részük a levegőben, emiatt ugyanannak a haladó hullámnak egyes részei különböző sebességgel haladnak a vonalon, longitudinális térerősség-komponenseket hozva létre. Ez



2.1. ábra. Az antennát tápláló differenciális koplanár vonal (CPS) keresztmetszete.

a jelenség pedig diszperzióhoz vezet és megbonyolítja a tápvonal hullámimpedanciájának definícióját is.

A CPS relatíve nehezen kezelhető volta miatt ritkábban használják, mint például a CPW tápvonalat. A CPS-t leíró közelítő formulák is kevésbé elterjedtek, 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 hullámimpedanciáját 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 (differenciális, odd mode) adódó hullámimpedanciával számol tovább a program. Az így adódó értéket használtam fel, mint hullámimpedancia értéket.

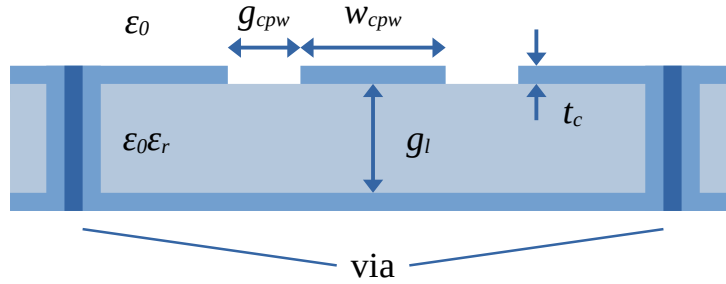
Az említett nehézségek miatt ezt a pontatlanságot elfogadtam, ezzel együtt dolgoztam. Ezt a becslést az is alátámasztja, hogy egy hasonló felépítésű tápvonal, a slotline impedanciájával alulról becsülhető az azonos hézaggal és szubsztráttal elkészített CPS impedanciája. A slotline keresztmetszete a CPS-ével 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 hullámimpedancia kisebb, mint a CPS esetben. Az összehasonlításhoz használt méretek és hullámimpedancia értékek a 2.1. táblázatban láthatóak. Ennél a becslésnél a kétféle tápvonal közötti egyetlen különbség a

ϵ_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 Ω	74,4 Ω

2.1. táblázat. asd

2.2. A nyomtatott balun transzformátor

A struktúrában a balun (balanced-unbalanced) transzformátor feladata a rádió kimenetétől érkező 50 Ohm-os, aszimmetrikus tápvonal és az antennát tápláló differenciális vonal egymáshoz illesztése minimális reflexióval. 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



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

alapvetően jótulajdonságokkal rendelkezik. Csak kis mértékben diszperzív, mert a két vezető között az elektromos erővonalak nagy része az ϵ_r relatív dielektromos állandójú szubsztrátban záródik, így nincs nagy jelentősége a levegőben és szubsztrátban terjedő rész-hullámok fázissebességbeli különbségének, egyszerűen QTEM közelítéssel kezelhető.

2.3. Az antenna

Az antenna tervezésénél az első lépést az jelentette, hogy felderítsem a BIFA struktúrához tartozó, realizálható bemeneti impedancia tartományt, mert várhatóan a realizálható antenna bemeneti impedancia a fő korlátozó tényező a struktúra differenciális részének paraméterezésére nézve. Ezt a lépést egy relatíve egyszerű struktúrával végeztem, aminek a különböző méretparamétereinek hangolásával értem el a különböző valós bemeneti impedanciákat a bemeneten. Ez a struktúra a ?? ábrán látható.

A lépés lényegében próbálkozásból állt, különböző rögzített paraméterek mellett hangoltam ki az antennát a kérdéses sávon valós impedanciára.

3. fejezet

Szimulációk

semmi

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] Kyohei Fujimoto HM. 2013 *Modern Small Antennas*. Cambridge University Press. ISBN: 978-0-521-87786-2.
- [4] Silicon Laboratories Inc. 2014 *AN847: 915 MHz single ended antenna matrix selection guide*. <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN847.pdf>.
- [5] Wang-Sang Lee Hyun-Sung Tae KSOJWY. 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.