



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

# Bosch Body Computer rádiófrekvenciás antenna típusok vizsgálata

SZAKDOLGOZAT

*Konzulens*

Csorvási Gábor

*Készítette*

Földvári Dávid

*Vállalati Konzulens*

Váradi Ferenc

2018. december 7.

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>4</b>
<b>Abstract</b>	<b>5</b>
<b>Rövidítések listája</b>	<b>6</b>
<b>Bevezető</b>	<b>7</b>
<b>1. A Bosch szervezeti felépítése</b>	<b>8</b>
1.1. A Bosch története [6] . . . . .	8
1.2. A Bosch Magyarországon . . . . .	9
1.3. A budapesti Bosch . . . . .	10
1.4. Az AE-BE/ENG-Bp osztály . . . . .	11
<b>2. A dolgozat témájának bemutatása</b>	<b>12</b>
2.1. A Body Computer Modul . . . . .	12
2.2. A BCM rádiófrekvenciás részegysége . . . . .	13
2.3. A fejlesztési és tesztelési feladatok bemutatása . . . . .	14
<b>3. A rádiófrekvenciás modul fejlesztése</b>	<b>15</b>
3.1. Az áramkörök megtervezése . . . . .	15
3.1.1. A megvalósítani kívánt antennák kiválasztása . . . . .	15
3.1.2. Az áramkör bemutatása . . . . .	16
3.1.3. Az áramkör megtervezése . . . . .	17
3.2. Az antennák impedanciájának illesztése . . . . .	18
3.2.1. Az illesztés elméleti háttere . . . . .	18
3.2.2. Egyszerű példa az egy lépéses illesztésre . . . . .	20
3.2.3. Példa a két lépéses illesztésre . . . . .	21
3.2.4. Az antennák behangolása . . . . .	23
3.2.5. Az illesztések elvégzése . . . . .	24
3.2.6. A behangolás eredményeinek összesítése . . . . .	25
3.3. Az áramkörök megépítése és beüzemelése . . . . .	27
<b>4. Az áramkörök mérése</b>	<b>30</b>
4.1. A mérés elméleti hátterének bemutatása . . . . .	30

4.2.	A mérések elvégzése . . . . .	34
4.2.1.	Mérés GTEM cellában . . . . .	34
4.2.2.	A kulcs teljesítménye és nyeresége . . . . .	37
4.2.3.	Az elméleti hatótávolság . . . . .	39
4.2.4.	Szabadtéren végzett mérések . . . . .	43
<b>5.</b>	<b>Tapasztalatok összegzése</b>	<b>46</b>
	<b>Köszönetnyilvánítás</b>	<b>47</b>
	<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>49</b>

## HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott *Földvári Dávid*, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy autentikált felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Budapest, 2018. december 7.

---

*Földvári Dávid*

hallgató

# Kivonat

Jelen dokumentum témája az autók központi zárjának rádiófrekvenciás modulja, ezen belül pedig az autóban elhelyezett vevőegység antennája. A téma időszerűségét a vevői partner által szigorított követelmények szolgálják. A cél az aktuális antennánál egy hatékonyabb megoldást találni, amely kiválasztásának fontos szempontjait ezen szakdolgozat négy fejezetre bontva tárgyalja.

Az első fejezetben röviden bemutatásra kerül a Bosch cégecsoport története, felépítése, illetve tevékenységi körei globálisan és hazánkban, azon belül is fókuszálva a budapesti fejlesztési központra, ahol ezen tanulmány megszületett.

A második fejezet célja röviden bemutatni ezen dokumentum létrejöttének szükséges ségét a szigorodó autóipari követelmények okán.

A harmadik részben tárgyalásra kerülnek a vizsgálni kívánt antennák típusai, a rádiófrekvenciás áramkör megtervezésének és megépítésének fázisai. Röviden bemutatom a szükséges elméleti számításokat, amelyek a probléma megoldása során a mérések kiértékelését segítik elő, illetve az eredmények ellenőrzését szolgálják.

A negyedik fejezet mérési feladatok tényleges elvégzésével foglalkozik. Bemutatásra kerülnek a mérési elrendezések és a felhasznált eszközök jelen kontextusban releváns paraméterei.

Az ötödik fejezetben az előző részben elvégzett mérések eredményeinek szöveges kiértékelése történik. A dokumentum lezárásaként jövőbe mutatóan tárgyalom, hogy az általam kiválasztott antennát milyen további teszteknek szükséges alávetni, mielőtt sorozatgyártásba kerülne.

# Abstract

The topic of this thesis is the radio frequency module in central locking system of a car, specially the antenna of the receiver unit. The actuality of the topic is the modified requirements from the customer partner. The aim is to find an antenna which is more efficient than the actual one and the selection criteria also will be presented in four chapters.

The first chapter details the short history, structure and scope of activities of Bosch group both globally and in Hungary, focusing on specifically the headquarters in Budapest, where this thesis has been written.

The second chapter provides a reason why the following document is necessary induced by the enhanced regulations relating to the automotive industry.

In the third chapter the types of RF circuits are discussed, as well as the phases of the development. The included calculations are presented in order to aid and supervise the measurements and to provide the theoretical background.

The topic of the fourth chapter is more practical, specially with the measurement tasks, in addition with their layout and the relevant parameters of the tools utilized.

In the fifth chapter, the results and the evaluation of the measurements are presented. As closure the future development of the antenna is provided along with the design consideration before the launch in mass production.

# Rövidítések

ABS - Anti-lock Braking System  
ACC - Adaptive Cruise Control  
AF - Antenna Factor  
BCM - Body Computer Module  
CAN - Controller Area Network  
ECB - Engineering Center Budapest  
ECU - Electronic Control Unit  
EEPROM - Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory  
EIRP - Effective Isotropic Radiated Power  
ESC - Electronic Stability Control  
ESD - ElectroStatic Discharge  
EUT - Equipment Under Test  
FCC - Federal Communications Commission  
GND - GrouND  
GTEM - Gigahertz Transverse ElectroMagnetic  
HW - HardWare  
LDO - Low DropOut  
LIN - Local Interconnect Network  
MEMS - MicroelEctroMechanical Systems  
NA - Network Analyzer  
PCB - Printed Circuit Board  
RF - Radio Frequency  
RKE - Remote Keyless Entry  
SPI - Serial Peripheral Interface  
SRAM - Static Random Access Memory  
SW - SoftWare  
VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

# Bevezető

Az autóipar a 20. és 21. században hatalmas fejlődésen ment keresztül. Az évek során a járművek egyre komplexebb rendszereket tartalmaztak és évről-évre több funkcióval rendelkeztek. A kezdetben egyszerű járművekkel szemben egyre magasabb követelményeket támasztottak. Igazán nagy robbanás az 1900-as évek második felében történt, miután az autók a hétköznapi emberek számára is széles körben elérhetővé váltak. Ahogyan az várható volt, az évek során számos biztonsági és kényelmi funkció az autók alapfelszereltsége lett. Az 1900-as évek végén a nagy autógyártók a rivalizálás mellett már arra is nagy figyelmet fordítottak, hogy nemzetközi szabványok szerint korszerűsíték termékeiket. Ily módon jött létre a CAN-busz, mint az autóipar fő kommunikációs protokollja, de hasonló kooperációban született Flexray és a LIN-busz is. Az autók villamos hálózata mára már bonyolult rendszert alkot, de éppen ennek köszönhető, hogy a járművek hétköznapi használata lényegesen egyszerűbb, mint az autózás hajnalán.

Példának okáért a kulcs nélküli nyitás ötlete az 1980-as évek elején fogant meg néhány amerikai gyártó fejében. A vezetőoldali ajtó kilincse felett elhelyezett gombpanelen beírt kódossal az autó nyithatóvá vált. Az elnevezés a SecuriCode nevet kapta. Két évvel később a Renault 1982-ben bemutatta a Fuegot, amelyben az első távirányítóval működő rendszert kínálta [16]. Az elnevezés a Remote Keyless Entry (RKE) elnevezéssel vonult be a köz tudatba, amely manapság is használatos fogalom. 40 év alatt folyamatos fejlődésen ment keresztül a technológia. Funkcióját tekintve nem sokat változott, de a vele szemben támasztott követelmények annál inkább. A legfontosabb szempont természetesen a fokozott biztonság, amelyet ma szoftveres úton valósítanak meg. A hardveres követelmények közé tartozik az adó és a vevő áramfelvételének minimalizálása. A kis áramfelvétel kulcsfontosságú egy hordozható eszköz esetén, emellett az autóban található egységnél is lényeges szempont az alacsony áramfelvétel. A jó kommunikációhoz szükséges a megfelelő jel-zaj viszony. Ezt úgy lehet elérni, ha a hasznos jel és a zavarjelek aránya kedvező. Egy autóban számos zavarforrás található. A különböző frekvenciájú részegységek mind nem kívánt nagyfrekvenciás zavart kelthetnek. Az eszköz hatótávolságát a vevői követelmény határozza meg. A beépítésre kerülő eszköznek a megadott hatósugáron belül képesnek kell lennie kommunikálni a kulccsal.

A dokumentum célja, hogy bemutassa az autók rádiófrekvenciás egységének hardveres fejlesztését. Ez magában foglalja különböző antenna struktúrák megtervezését, majd az azt követő méréseket, melyek a mérések során igazolják vagy cáfolják a megvalósítást megelőző elméleti számításokat.

## 1. fejezet

# A Bosch szervezeti felépítése

### 1.1. A Bosch története [6]

A Bosch mindig is élen járt az autóipari fejlesztésekben. A hosszú múltra visszatekintő vállalatot személyesen Robert Bosch (1861-1942) alapította 1886-ban. Az akkoriban még Finommechanikai és Elektrotechnikai Műhelyként jegyzett stuttgarti cég volt az első a mára egész cégcsoporttá kinőtt vállalatból, amely autóipari megoldásokat kínált a piac számára. Mára a Bosch csoport egyet jelent a világ 60 országának mintegy 350 leányvállalatával. A Bosch csoport a gépjármű technológia mellett több más területen is a piac meghatározó résztvevője. Az elektromobilitás mellett többek között jelen van az ipari automatizálásban, épület-technológiában, háztartási- és szerszámgépek gyártásában. A Bosch nagy figyelmet fordít a kutatásfejlesztésre. Ezt mi sem mutatja jobban, mint egy 2010-ből származó adat, amely szerint 3800 új találmányt jegyeztek be a világ szabadalmi hivatalaiiban a csoport neve alatt. Ezt a termékenységet közel 4 milliárd Euró anyagi ráfordítással sikerült elérni.

A Bosch név alatt elérhető termékek a világon:

- Gépjármű elektronika és mechanika: Üzemanyagrendszerek, Alvázrendszer, Hajtás és karrosszéria rendszerek, Autómultimédia, Autóelektronika, Autóipari-alkatrész kereskedelelem, Kormányrendszer
- Ipari automatizálás: Elektromos hajtások és vezérlések, hidraulika, lineáris- és szerelestechnika, pneumatika, csomagológépek és gyártósorok, édesség-, élelmiszer -, és élvezeti cikkek gyártásához és a gyógyszeripar számára.
- Épületgépészet: Fűtés-technológia, szabályozások és vezérlések,
- Házterási berendezések: főzés, mosogatás, mosás, szárítás, hűtés, fagyasztás, padló ápolás, fogyasztási cikkek,
- Biztonsági rendszerek: tűz- és riasztóberendezések, videós megfigyelőrendszer, beléptetőrendszer

A Bosch szervezetén belül megközelítőleg 170.000 munkavállalóval az autóipar a legmeghatározobban ágazat. A vállalat 1898 óta autóipari beszállítóként van jelen a nemzetközi piacon. A mágneses gyújtóberendezést számos gépjármű-elektronikai és mechanikai termék követte, amelyek az évtizedek alatt ma már az autók alapfelszereltségévé váltak.

A legfontosabb termékek feltalálásuk sorrendjében a következők:

- 1902: Gyújtógyertya
- 1913: Bosch autóipari világítástechnika
- 1932: Autórádió (Blaupunkt)
- 1936: Dízel befecskendező rendszer
- 1976: Lambda szenzor
- 1978: Blokkolásgátló rendszer (ABS)
- 1979: Elektronikus motorvezérlés
- 1995: Elektronikus menetstabilizátor (ESC)
- 2000: Adaptív tempomat (ACC)



**1.1. ábra.** 1978: Az ABS bemutatása.

## 1.2. A Bosch Magyarországon

A Bosch termékeivel 1898 óta van jelen hazánkban. A cég 2018-ban ünnepli első magyarországi kirendeltsége megnyitásának 100 éves évfordulóját. Az 1991-ben újjáalapított regionális kereskedelmi kft.-ből mára jelentős, hazánkban kilenc leányvállalattal rendelkező vállalatcsoport, Magyarország egyik legnagyobb külföldi ipari munkaadója lett. A csoporthoz tartozó épületek és üzemek Budapesten belül több telephelyen, Hatvanban, Miskolcon,

Egerben és Szigetszentmiklóson találhatók. A 2017-es üzleti évben a Bosch csoport teljes árbevétele 1304 milliárd forint volt. A magyarországi Bosch csoport 2018. január 1-jén több, mint 13 500 munkatársat foglalkoztatott. Az egyes gyártó, kereskedelmi és fejlesztési egységekhez tartozó kereskedői és szervizhálózat a teljes országot lefedi.



**1.2. ábra.** A Bosch Magyarországon

- Robert Bosch Kft. - Budapest
- Bosch Rexroth Hajtás- és Vezérléstechnika Kft. - Budapest
- Robert Bosch Elektronika Kft. - Hatvan
- Robert Bosch Automotive Steering Kft. - Eger, Maklár
- Robert Bosch Power Tool Elektromos Szerszámgyártó Kft. - Miskolc
- Robert Bosch Energy and Body Systems Kft. - Miskolc
- Bosch Electronic Service Kft. - Kecskemét

### 1.3. A budapesti Bosch

A budapesti Fejlesztési Központ (Engineering Center Budapest - ECB) több, mint 2000 mérnököt foglalkoztat. Az itt folyó tevékenységek széles termék portfóliót ölelnek fel a vezetést támogató rendszerektől kezdve az ablaktörlő rendszereken és műszerfalakon keresztül egészen a MEMS szenzorokig. Aktív fejlesztési partner a vezetéstámogató és önvezető rendszerek illetve az elektromos hajtások területén. Budapesten a gépjármű-elektronikai vezérlőrendszerek fejlesztése történik beleértve a hardver és szoftverfejlesztést is. Budapest az alábbi Business sector Mobility Solutions (BBM) üzletágak otthona:

- PS - Powertrain Solutions

- CC - Chassis Systems Control
- ED - Electrical Drives
- CM - Car Multimedia
- AE - Automotive Electronics
- AA - Automotive Aftermarket
- AS - Automotive Steering
- CS - Connected Mobility Solutions



**1.3. ábra.** Az ECB által fejlesztett autóelektronikai termékek

#### 1.4. Az AE-BE/ENG-Bp osztály

Az AE (Automotive Electronics)-BE (Body Electronics)/ENG-Bp osztály az autók elektromos egységeinek fejlesztéséért felelős és szoros együttműködésben dolgoznak a globális AE-BE organizációval. Olyan kompetenciákkal rendelkezik a projektmenedzsment, rendszertervezés, szoftver- és hardverfejlesztés, illetve tesztelés területén, amelyek lehetővé teszik az ügyfélprojektek teljes körű lebonyolítását. Ennek megfelelően bizonyos termékeknél teljes projekt felelősséggel rendelkező csapatok dolgoznak az osztályon, beleértve a rendszertervezést, SW és HW fejlesztést és a projektvezetést is.

Az AE-BE/ENG osztály termékei:

- Body Computer Module (BCM)
- Electronic Battery Sensor (EBS)
- Gateway (GW)
- DC/DC converters, Power Conversion Unit (PCU)

Az AE-BE/ENG osztályon belül a termékek hardveres tervezése és fejlesztése az AE-BE/ENG2 csoport feladata. Munkám során a BCM hardverfejlesztő részlegének tagjaként dolgoztam az AE-BE/ENG2 csoportban.

## 2. fejezet

# A dolgozat témájának bemutatása

Féléves munkám során a budapesti hardverfejlesztői csapatnak részeseként az autók központi vezérlőelektronikájának antennáival foglalkoztam.

### 2.1. A Body Computer Modul

Egy mai autó felszereltségtől függően 40-80 elektronikus vezérlőegységgel (Electronic Control Unit - ECU) is rendelkezhet. Az autóiparban bevett szokás a busz topológia használata, amellyel vezetékeket és ezáltal súlyt, továbbá munkaidőt, így pénzt lehet megtakarítani.



**2.1. ábra.** Egy 2011-es VW Touareg elektromos hálózata

A Body Computer Module (BCM) egy elektronikus vezérlőegység az autóban, amely számos funkcióért felel. A BCM a jármű központi számítógépeként fogható fel, amely különböző buszokon (CAN, LIN) kommunikál az autó további ECU-jaival, illetve közvetlenül működtet elektronikai eszközöket. A BCM a motorvezérlő mellett egy kitüntetett szere-

pekkel rendelkező egység a rendszerben, számos szenzor jelét dolgozza fel illetve az autó diagnosztikája is ezen keresztül érhető el.

A fedélzeti vezérlő főbb feladatai:

- Body perifériák működtetése (lámpák, ablaktörlő motorok)
- Szenzorok jeleinek feldolgozása (ablakmosó és fékfolyadék szintjének ellenőrzése)
- Kommunikáció a többi ECU-val CAN és LIN buszon keresztül
- Kényelmi funkciók (fűtés, ülésfűtés, belső világítások, kulcs nélküli nyitás)



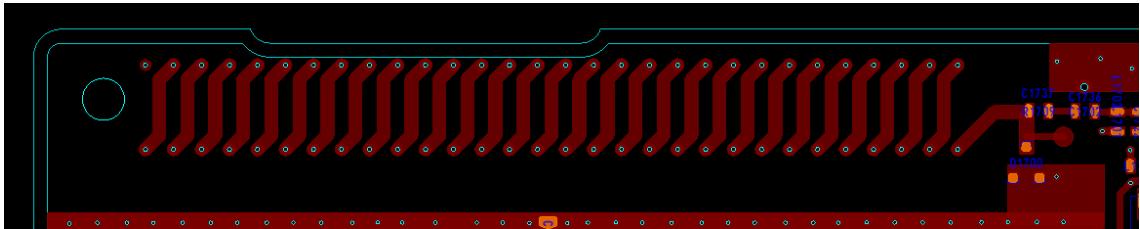
**2.2. ábra.** A Bosch Body Computer Modulja

A budapesti Bosch több különböző autógyártó számára fejleszt BCM áramköröket és teljes termékfelelősséget vállal a projektben. A BCM megközelítőleg 800 elektronikai alkatrészből áll és további különlegessége, hogy egy nyomtatott áramkörön kaptak helyet a nagy teljesítményű meghajtó áramkörök, CAN és LIN illesztőáramkörök, mikrokontrollerek és a rádiófrekvenciás áramköri egység is.

## 2.2. A BCM rádiófrekvenciás részegysége

A BCM-ekben használt rádiófrekvenciás (RF) áramkörének fejlesztése sok nehézséget rejt magában. A teljes BCM áramfelvételle olykor meghaladhatja a 100 amperes értéket és számos része nagyfrekvenciás zavarokkal terheli a nagyon érzékeny RF áramkört. Ebből a megfontolásból az RF egység és a nagy zavarterhelést jelentő áramkörök a BCM nyomtatott áramkörén egymástól távol kaptak helyet. A nemzetközi szabályrendszer szerint a 434MHz illetve Japánban a 315MHz frekvencia felhasználható az RKE kommunikációjához. A fejlesztés kezdetén költséghatékonyági megfontolás miatt döntöttek a nyomtatott áramköri lemezen rézfóliából kialakított, úgynevezett PCB antennák alkalmazása mellett. Ennek a megoldásnak a hátránya viszont, hogy az említett frekvenciákon (315MHz és 434MHz)

a PCB antennák nem nyújtanak optimális megoldást, illetve hogy szintén költséghatékonyiségi megfontolásból a 315MHz-es és 434MHz-es frekvenciára is ugyanaz a nyomtatott áramkör, és ezáltal egyforma antenna kerül felhasználásra. További kihívást jelentenek a megkötött csekély mértékű fizikai méretek. Az RF antenna helyigénye viszonylag nagy ezen a frekvencián, ezért az ideális hosszt egy 2 oldalon kialakított antennával oldották meg.



**2.3. ábra.** A BCM aktuális antennája

Sajnos a korai fejlesztési fázisokban egy-egy prototípus megtervezése hosszú hónapok munkáját igényli, így nem kivitelezhetők gyakori módosítások az áramkörön. Noha a jelenleg is használatban levő antenna egy korábbi fejlesztési ciklus során megfelelőnek bizonyult, az idővel változó vevői követelményeket változtatás nélkül már nem fogja tudni kielégíteni a jövőben. Ennek okán szükségessé vált több lehetséges jövőbeli antenna összehasonlító tesztje. A munka mögött a fő motiváció egy olyan antenna megtalálása, amely kielégíti a megnövekedett hatótávolság iránti vevői igényeket, megfelelő iránykarakterisztikával rendelkezik, a lehető legkevesebb helyet foglalja el a nyomtatott áramkörön, nem szükséges hozzá további alkatrészt beépíteni, olcsón gyártható és jó jel-zaj viszonyt lehet vele elérni. A feladat összetett, hiszen minden felsorolt kritériumnak nehéz egyszerre megfelelni.

### 2.3. A fejlesztési és tesztelési feladatok bemutatása

Ezen szakdolgozat témája a BCM-ek RF moduljának fejlesztésére irányul, azon belül pedig az egyszerűen gyártható nyomtatott áramkörön könnyedén kialakítható antennákról szól. A tanulmány során 6 különböző antenna struktúrát hasonlítok össze. Az antennák a saját RF áramkörükkel együtt egy-egy külön panelen kerülnek kialakításra. Az antennák paramétereit a tesztek és mérések során 1mW kisugárzott teljesítmény mellett adóként vizsgáljuk. A méréseket kábelmentes tápellátással, akkumulátorról végezzük, hogy a lehető legkevesebb külső zaj terhelje a rendszert, illetve hogy a karakterisztikák felvételében ne jelentsen akadályt. A méréseket több módszerrel is elvégezzük és az eredményeket elméleti számításokkal is alátámasztjuk. A kiértékelés során azt az antennát nevezzük jobbnak, amelynek minden mérési és számítási eredménye kedvezőbbnek bizonyul, mint az aktuálisan használatban levő antenna.

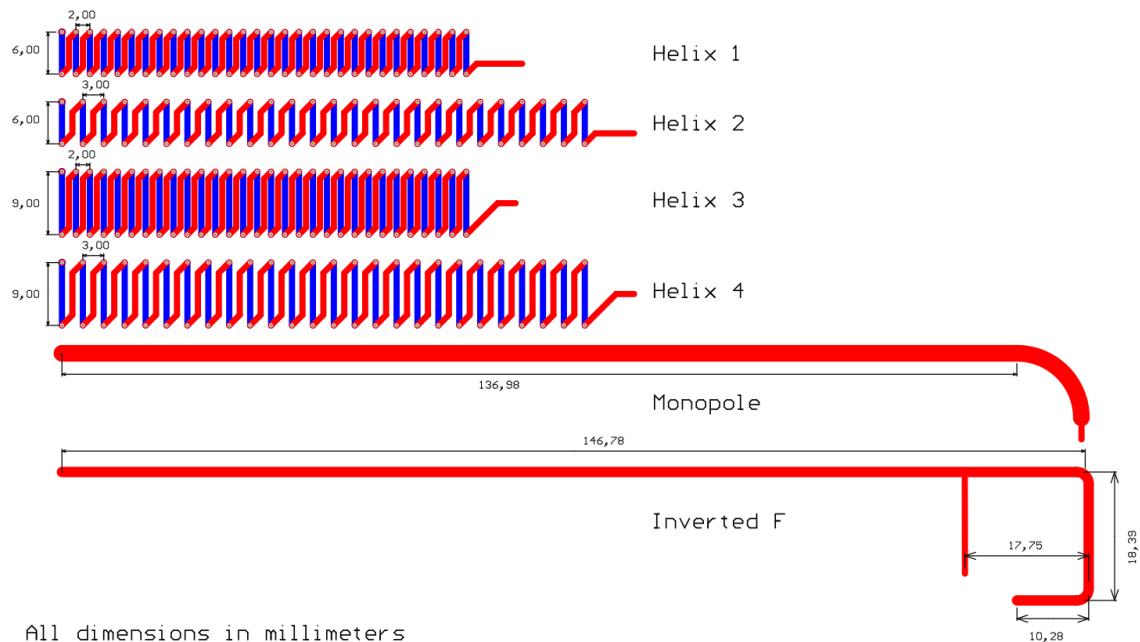
### 3. fejezet

## A rádiófrekvenciás modul fejlesztése

### 3.1. Az áramkörök megtervezése

#### 3.1.1. A megvalósítani kívánt antennák kiválasztása

A tervezés kezdetén szükséges átgondolni, hogy mely antenna típusokat érdemes jelen kontextusban megvalósítani. Mivel az RF egység számára fenntartott hely erősen korlátozott, ezért csak olyan méretű antennák kerülhetnek szóba, amelyek adott esetben el is férnek majd a számukra fenntartott helyen. Többféle megoldás közül végül 3 fő típusra, de összesen 6 egymástól különböző kialakítású antennára esett a választás.



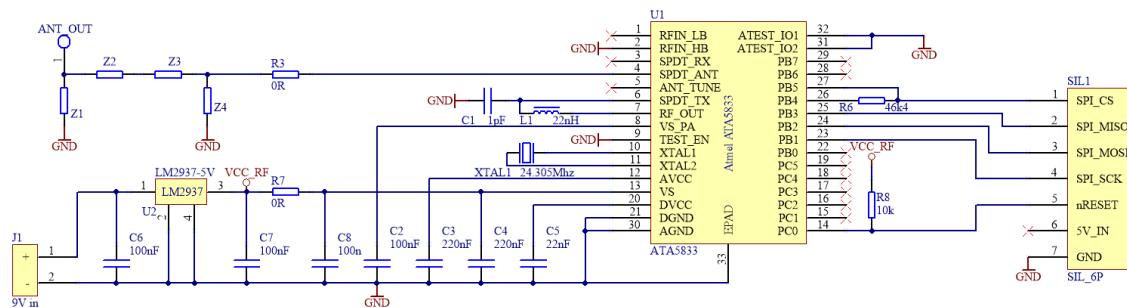
3.1. ábra. A vizsgálatra kiválasztott antennák

A feltekercselt antennák közül a Helix 1 elnevezésű a referencia antenna. Mivel szükség van összehasonlítási alapra, és a sorozatgyártott antennáról már rendelkezésre állnak korábbi mérések eredményei, így később összevetve a kapott értékeket egyszerűen látható mely antennák viselkednek kedvezőbben az aktuális hozzájáruláshoz képest. A többi Helix típusú antenna méreteikben különböznek egymástól. A cél az, hogy átfogó képet kapunk arról, hogy

milyen hatása van az antenna kinyújtásának, illetve szélesítésének az antennák hatékony-ságára. A fennmaradó 2 típusból a Monopol már egy régebbi verzióban használt, de hely hiányában lecserélt antenna, amely jelenleg összehasonlítás céljából újra szóba kerülhet. Végül pedig az Inverted F antenna, amellyel nincsenek korábbi helyi tapasztalatok. Bár igaz, hogy nagyobb frekvenciájú alkalmazásoknál ajánlott, - tipikusan 2,4GHz-en használ-ják - de megfelelő méretezéssel a 315MHz-es tartományban is megbízhatóan üzemelhet. Ez az antenna szándékosa a lehető leghosszabb méretet kapta, hogy a mérések során a hosszát csökkentve megtalálható legyen az a méret, amely mellett az adott frekvencián a legjobb eredményeket produkálja. A különböző antennák külön áramkörökön kaptak helyet a rádiófrekvenciás áramkör működéséhez szükséges alkatrészeivel együtt. Így a különböző antennák egy egységet alkotnak saját meghajtó fokozataikkal.

### 3.1.2. Az áramkör bemutatása

Az antennán kívül a kapcsolás másik legfontosabb áramköri eleme az RF chip. Nekünk az Atmel ATA5833 típusú RKE chipjére esett a választásunk. A nagy integráltsági fokának köszönhetően kevés külső áramköri elem szükséges a működéséhez, olcsón beszerezhető és vevő által támasztott követelményeknek is elég tesz. A BCM-en belül az RKE chip egy SPI slave eszköz, amely egy mikrokontroller SPI (Serial Peripheral Interface) buszára csatlakozik. A koncepciót tekintve az általam bemutatott áramkör és a valós BCM-ek közötti különbséget az adja, hogy én csak az RKE részegységet tárgyalom, a BCM további részeivel nem foglalkozom.

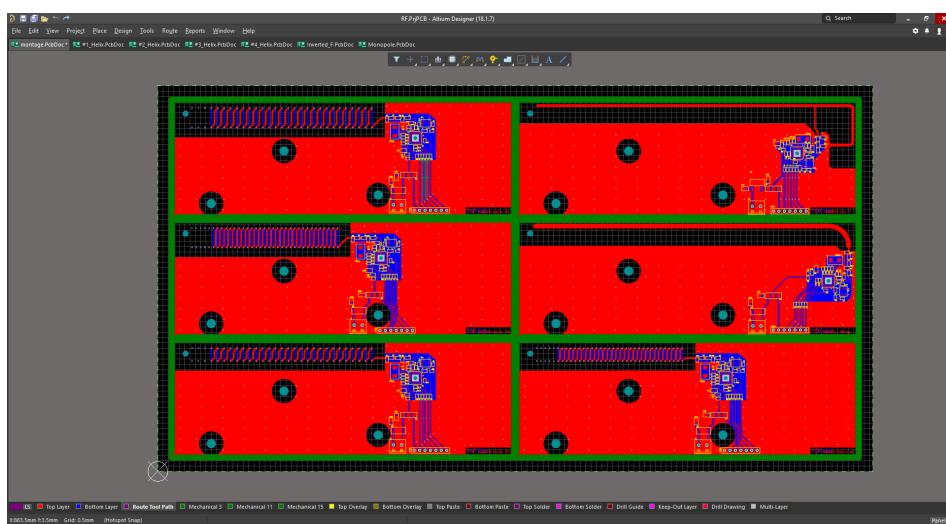


3.2. ábra. Az RF egység kapcsolási rajza

A kapcsolási rajz látható, hogy meglehetősen egyszerű. Az RF chip gyártói ajánlását betartva a legszükségesebb alkatrészeket használjuk fel az antennák tesztjeihez. A tesztpanelek tápellátását egy külső tápegység és egy LDO (Low Dropout) stabilizátor végzi. Ezzel a tápvonal zajmentességét biztosítjuk. Az antennák és az RF chip antenna be(ki)menete között egy illesztő hálózat található amely egy "π" tag. Később erre azért lesz szükség, hogy az antennákat a legjobb hatásfokkal tudjuk üzemeltetni. Adatlapi ajánlás szerint az egyes lábakra hidegítőkondenzátorokat elhelyezve, illetve a rendszer órajelét szolgáló oszcillátort bekötve az áramkör használhatóvá válik.

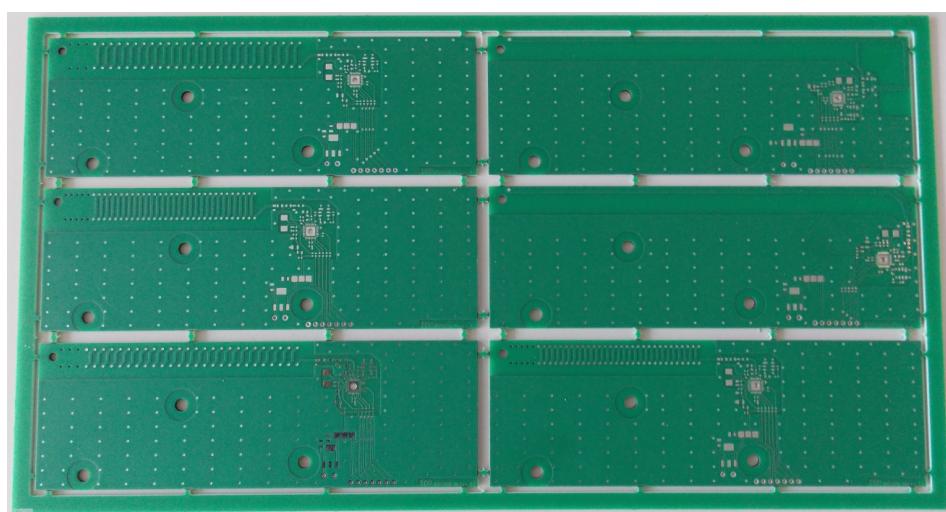
### 3.1.3. Az áramkör megtervezése

Rádiófrekvenciás áramkör lévén a megtervezésnél elsődleges szempont volt a jól átgondolt alkatrész elrendezés. A különböző méretű antennák megköveteltek azonban kompromisszumokat e tekintetben. A lényeges paraméterek a GND réteg és az antennák közötti távolság, a viák száma egy adott területegységen. Az áramkör tápbemenete és az SPI vonal csatlakozója szükségképpen a panel szélén kapott helyet, hogy a későbbi mérések során ezek könnyen hozzáférhetőek legyenek és a vezetékek ne árnyékolják az antenna közelterét ezzel megváltoztatva a mérések eredményeit. A tervezést az Altium Designer áramkörtervező szoftverrel végeztem.



3.3. ábra. Az Altium Designer segítségével megtervezett áramkörök

A megtervezett áramkörök legyártására a Eurocircuits felsőtárkányi üzemében került sor. A nyomtatott áramkör két oldalán 35 $\mu$ m-es rézfóliával ellátott, 1.55mm vastagságú, FR4-es alapanyagból készült.

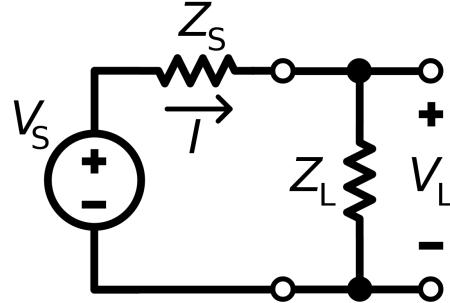


3.4. ábra. Az elkészült nyomtatott áramkörök

## 3.2. Az antennák impedanciájának illesztése

### 3.2.1. Az illesztés elméleti háttere

Egy rendszerből kinyerhető maximális teljesítmény eléréséhez illesztett terhelésre van szükség.



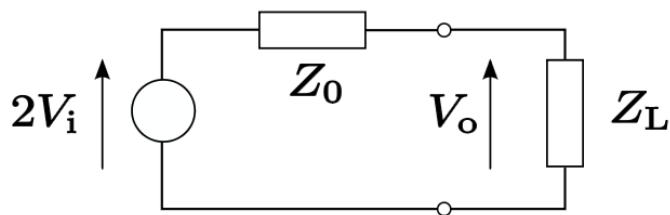
**3.5. ábra.** Az illesztés elvi kapcsolási rajza

Ez az állapot akkor áll fenn, ha a meghajtó fokozat és a terhelés egymás komplex konjugált párjai, tehát  $Z_S = \overline{Z_L}$ . Az illesztés további hozzáéka, hogy általa minimalizálható, ideális esetben eliminálható a nem kívánt reflexiós [3]. Ez a jelenség mindenkorán fennáll, viszont nagyfrekvenciás rendszerekben és gyorsan változó jelek esetén fontos viselkedést befolyásoló tényező, amivel mindenkorán foglalkozni kell.

A reflexiót könnyű megérteni, ha veszünk egy példát és az összefüggéseket levezetjük röviden. A reflexiós tényezőre a legtöbb nagyfrekvenciás műszer és sok publikáció az  $S_{11}$  elnevezést használja. Létezik a reflexiának más jelölése is, néhány szakirodalom  $\Gamma$ -val jelöli. Én - mivel az általam használt műszerek is így jelzik ki - az  $S_{11}$  jelölést használom.  $S_{11}$  meghatározható a reflektált jel ( $V_r$ ) és az eredeti jel hárnyadosaként ( $V_i$ ).

$$S_{11} = \frac{V_r}{V_i} \quad (3.1)$$

A reflexiós tényező további tárgyalásához sokat segíthet az alábbi magyarázó ábra.



**3.6. ábra.** A reflexiós

Az ábra alapján felírható, hogy:

$$V_o = 2V_i \frac{Z_L}{Z_L + Z_0} \quad (3.2)$$

Kirchoff huroktörvénye értelmében:

$$V_o = V_i + V_r \quad (3.3)$$

Az előző két összefüggésből adódik, hogy:

$$V_r = V_o - V_i = 2V_i \frac{Z_L}{Z_L + Z_0} - V_i = V_i \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.4)$$

A reflexiós tényező ezek után már megkapható a következő egyszerűsítés elvégzésével:

$$S_{11} = \frac{V_i \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.5)$$

$S_{11}$  értékei szélsőséges esetekben a következők lehetnek:

- Szakadás esetén ( $Z_L = \infty$ ),  $S_{11} = +1$
- Rövidre zárás mellett ( $Z_L = 0$ ),  $S_{11} = -1$
- Illesztve ( $Z_L = Z_0$ ),  $S_{11} = 0$

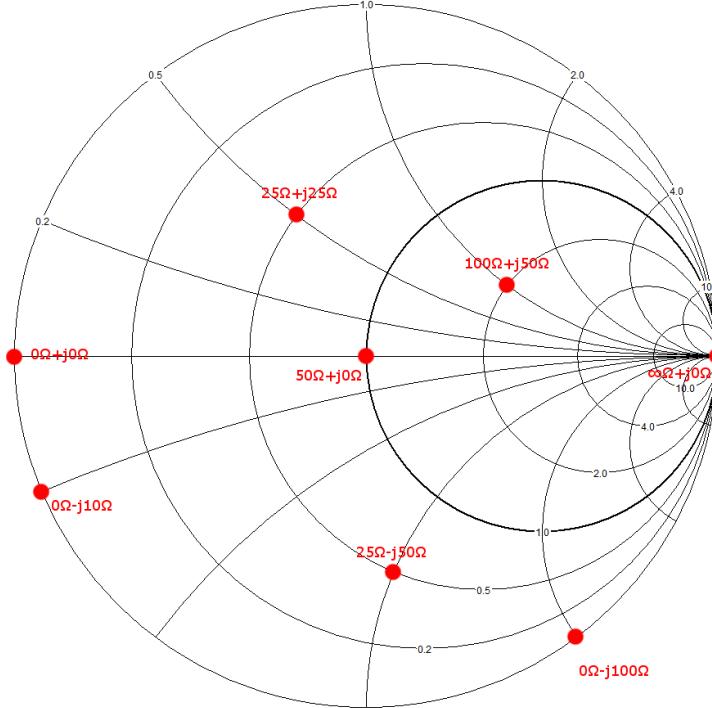
Fontos észrevenni, hogy  $S_{11} = 0$  mellett nincs reflexiód, ennek az állapotnak az elérésére szükséges törekedni, noha ez egy ideális, el nem érhető állapot. A rádiófrekvenciás rendszerek a legtöbb esetben  $50\Omega$ -os impedanciára vannak tervezve. Nem kivétel ez alól az általunk használt RF chip sem, hiszen a kimenetét gyártás alatt úgy képezték ki, hogy  $50\Omega$ -os legyen. Ebből kifolyólag az antennákat behangolva azonosan  $50\Omega$ -os értékre, megvalósul az illesztés.

Itt érdemes megemlíteni az antennák jellemzésénél gyakran előkerülő és nagy jelentőséggel bíró paramétert az állóhullám arányt (Voltage Standing Wave Ratio - VSWR) [14]. A VSWR és a  $S_{11}$  között a következő összefüggés teremt kapcsolatot.

$$VSWR = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.6)$$

Ideális esetben tudjuk, hogy  $S_{11} = 0$  ebből következik, hogy  $VSWR = 1$ . Ez természetesen az az eset, amelyet a valóságban csak megközelíteni lehet, hiszen a reflexió teljes mértékben nem megszüntethető. Fontos azonban arra törekedni, hogy  $S_{11}$  értéke minél inkább megközelítse az 0-t ezáltal a VSWR 1-hez fog tartani. További fontos tény, hogy a reflexió megszüntetése soha nem azt jelenti, hogy az antennába betáplált energiából teljes egészében kisugárzott elektromágneses energia keletkezik. Ez csupán annyit jelent, - noha ez egy nagy pozitívum - hogy az antennán nem alakul ki számunkra kedvezőtlen állóhullám.

RF áramkörök ki és bemeneti impedanciájának illesztését az úgynevezett Smith diagram segítségével viszonylag könnyű megvalósítani. A Smith diagram egy kör alakú koordinátarendszer a komplex számsíkon, amelyben a vízszintes tengellyel középpontos körök a valós részt, a függőleges tengely középpontú körök (körívek) pedig a képzetes részt jelölik.



**3.7. ábra.** *Smith diagram megjelölt referencia pontokkal*

A gyakorlatban sokszor  $50\Omega$ -os impedanciára normálják a diagram skálázását, ahogy a képen is látható. A tisztán valós  $50\Omega$  a diagram középpontjában található a vízszintes tengely és az egységkör metszéspontjában, ahol a képzetesz rész azonosan nulla. A külső kör a tisztán képzetesz részt jelöli, a valós rész ekkor azonosan nulla. Ennek a valós tengellyel (vízszintes) alkotott metszéspontja a bal oldalon a rövidrezárt, míg a jobb oldalon a szakadással lezárt állapotot jelöli. A vízszintes tengely feletti állapotok induktív, míg az alatta elhelyezkedő pontok kapacitív jellegről árulkodnak. Egy antenna kezdeti impedanciája sokféle lehet. Különböző frekvenciákon az impedancia értéke más és más lesz hiszen lényegében egy rezgőkörről beszélhetünk, melynek ellenállása erősen frekvenciafüggő. Az elérődő cél, hogy minden általunk használt antenna az adott frekvencián  $50\Omega$  impedanciával rendelkezzen. Ez azt jelentené, hogy megszüntethető (minimalizálható) a reflexió hatása, hiszen egy illesztett állapot állna fenn.

Ahhoz, hogy az impedanciák képzetesz része eliminálható legyen és végül elérjük az  $50\Omega$ -os értéket, az illesztést 1-2 (vagy több) szakaszban lehet megvalósítani. A legkedvezőbb eset, amikor az impedancia az egységkörön található, de rendelkezik valamekkora reaktanciával. Ilyen esetben egy soros kapacitás vagy induktivitás beiktatásával - annak függvényében hogy a képzetesz rész pozitív vagy negatív - a reaktáns rész megszüntethető. Nagyon kevés esetben alkalmazható ez az egyszerű módszer, hiszen egy PCB antenna kis eséllyel sikerül  $50\Omega \pm n \cdot j\Omega$  impedanciájúra.

### 3.2.2. Egyszerű példa az egy lépéses illesztésre

Legyen  $Z_{ant} = 1 - j0.5$  ( $50\Omega$ -ra normálva). Mivel a képzetesz rész negatív, ezért az impedancia kapacitív jellegű. Egy soros (S) induktivitás (L) bekötésével lehetséges kiiktatni a

kapacitív jelleget. Értékét a következő összefüggés határozza meg.

$$Z_{50\Omega} = Z_L^S + Z_{ant} \rightarrow Z_L^S = Z_{50\Omega} - Z_{ant} = 1 - (1 - j0.5) = 0.5j \quad (3.7)$$

Amelyből kiszámítható az adott frekvencián - legyen ez most 315MHz - használandó alkatrész értéke figyelembe véve azt, hogy eddig normált értékekkel dolgoztunk.

$$Z_L^S = 0.5j \cdot 50\Omega = j25\Omega \quad (3.8)$$

Az induktivitás impedanciájának képletéből:

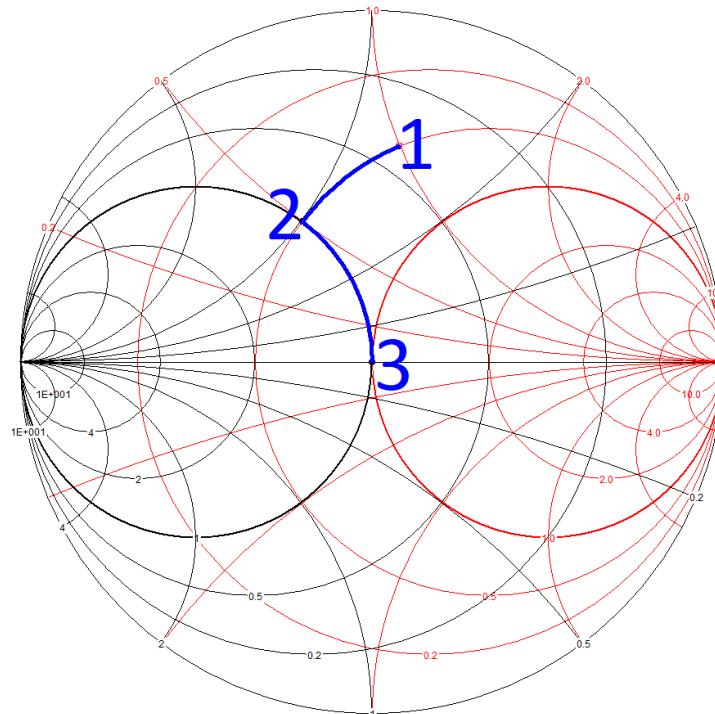
$$Z_L^S = j\pi f L^S \quad (3.9)$$

$L^S$ -re átrendezve az induktivitás értéke meghatározható.

$$L^S = \frac{Z_L^S}{j2\pi f} = \frac{j25\Omega}{j2\pi 315 \cdot 10^6} = 12.63nH \quad (3.10)$$

### 3.2.3. Példa a két lépéses illesztésre

Számunkra relevánsabb a 2 lépésekben elvégezhető impedanciaillesztés. Az antennák hangsúlyához soros és párhuzamos induktivitások, illetve kondenzátorok használhatók fel. Az első lépéssel az impedancia egységkörre való illesztése a cél, majd a második lépéssel a már említett 1 lépéses módszerrel a reaktáns rész kiiktatása következik.



3.8. ábra. A 2 lépéses illesztés szemléltető ábrája.

Az admittancia görbéken (fekete) párhuzamos elemek elhelyezésével, az ellenállás görbéken (piros) soros elemekkel lehet elmozdulni. Ezzel a módszerrel a Smith diagram (szinte) bármely pontjából eljuthatunk a kívánt, tisztán valós  $50\Omega$ -os pontba.

Vegyük az ábrán bejelölt  $Z_{ant} = 0.5 + j1$  (szintén  $50\Omega$ -ra normálva). Első lépésként szükséges az impedanciát valamelyik egységkörre illeszteni, tehát az 1-es pontból a 2-es pontba visszük az impedanciát. Ha az ellenállás görbén mozdulunk el, akkor soros alkatrészre van szükség (S) és mivel az impedancia pozitív (induktív jellegű), ezért kondenzátort használunk (C).

$$Z_C^S = Z_{ant}^2 - Z_{ant}^1 = (0.5 + j0.5) - (0.5 + j1) = -j0.5 \rightarrow Z_C^S = -j25\Omega \quad (3.11)$$

Amelyből meghatározható 315MHz-es frekvencián az alkatrész értéke.

$$Z_C^S = \frac{-j}{2\pi f C^S} \rightarrow C^S = \frac{-j}{2\pi f Z_C^S} = \frac{-j}{2\pi 315 \cdot 10^6 (-j25\Omega)} = 20.21pF \quad (3.12)$$

Második lépésben pedig az admittancia egységkörén kell elmozdulni a középpont felé. Itt érdemes admittanciákkal számolni. Az imdepadnacia-admittancia közötti átszámolás:

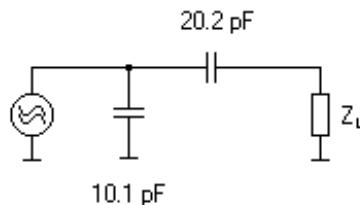
$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R+jX} = \frac{R-jX}{R^2+X^2} \rightarrow Y_{ant}^2 = \frac{0.5-j0.5}{0.5^2+0.5^2} = 1-j1 \quad (3.13)$$

Ez az érték kétség kívül az admittancia egységkörön van, már csak a középpontba kell vinni és a hangolás megtörtént. Az admittancia normált egysége  $20mS$ . Fontos megemlíteni, hogy szuszceptanciát (az admittancia képzet részét) párhuzamos elemek felhasználásával lehetséges eliminálni. Továbbra is a valós tengely felett helyezkedik el az admittancia. Mindezt figyelembe véve párhuzamos (P) kapacitásra (C) lesz szükség.

$$Y_C^P = Y_{ant}^3 - Y_{ant}^2 = 1 - (1-j1) = j1 = j20mS \quad (3.14)$$

$$Y_C^P = j2\pi f C^P \rightarrow C^P = \frac{Y_C^P}{j2\pi f} = \frac{j20mS}{j2\pi 315 \cdot 10^6} = 10.1pF \quad (3.15)$$

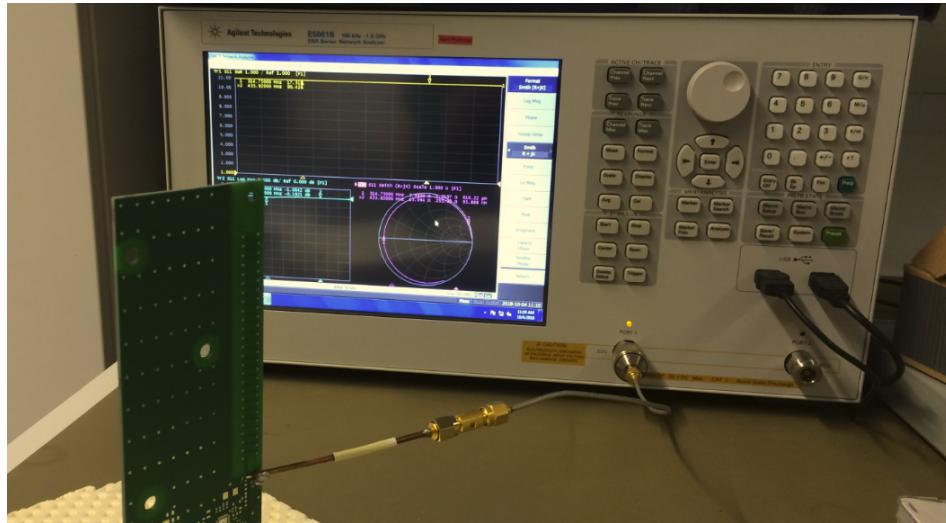
Ellenőrzésképpen egy erre a célra kifejlesztett alkalmazás [12] segítségével is elvégeztettem a számolásokat és következő eredményeket adta. A paraméterek beírása után, az impedanciát a körök mentén a középpontba eljuttatva, a szoftver megadja az illesztő hálózat modelljét és elemeinek értékét.



**3.9. ábra.** A szoftver által kiszámított értékek

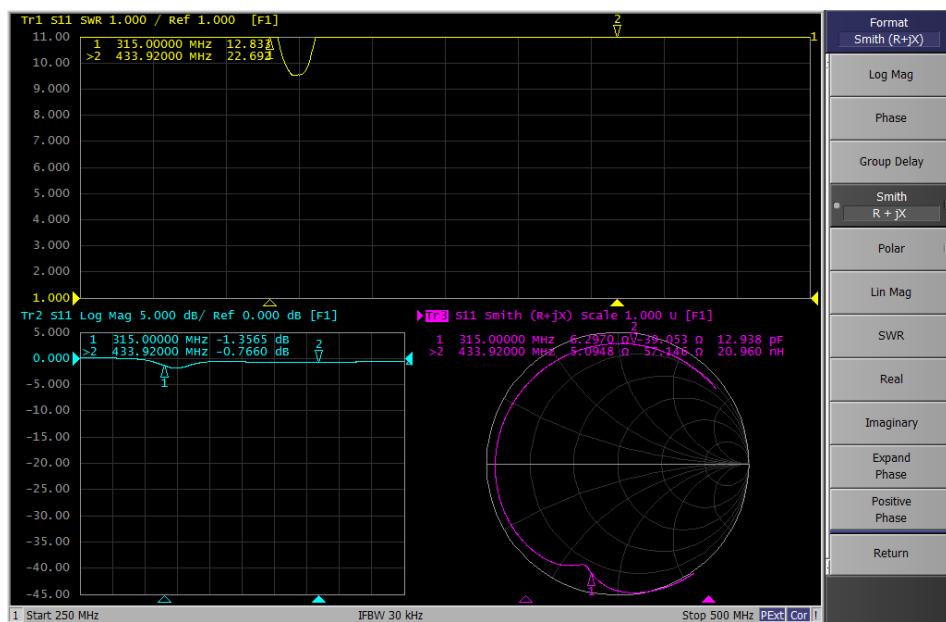
### 3.2.4. Az antennák behangolása

Az elkészült nyomtatott áramkörök antennáinak nagyfrekvenciás viselkedése ismeretlen. A hangolás első lépése az antenna kezdeti impedanciájának mérése azokon a frekvenciákon, amelyeken később az antenna üzemelni fog. Jelen esetben ez 315MHz és 434MHz. Ebben a lépésben csak a kialakított antennák tulajdonságairól gyűjtünk információt. Ezekhez a mérésekhez hálózatanalizátor (Network Analyzer - NA) szükséges, amely segítségével meghatározható az egyes áramkörök frekvenciatartománybeli viselkedése.



**3.10. ábra.** Vizsgálat hálózatanalizátor segítségével

A hálózatanalizátorral 250-500MHz-es tartományt vizsgálunk, amely minden számunkra fontos frekvenciát tartalmazza. Az eredményeket az antenna fizikai hossza és kialakítása, a hordozó elektromágneses tulajdonságai, a földréteg felületének nagysága és az ettől mérhető szigetelőtávolságok, illetve egyéb más paraméterek befolyásolják.

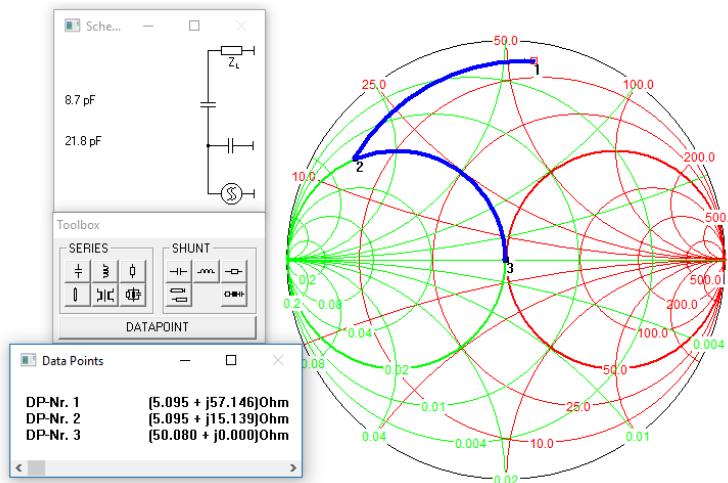


**3.11. ábra.** Az illesztetlen antenna tulajdonságai

A mérési eredményből látható, hogy a kialakított antennák kezdeti impedanciája távol áll a tisztán valós  $50\Omega$ -os értéktől.

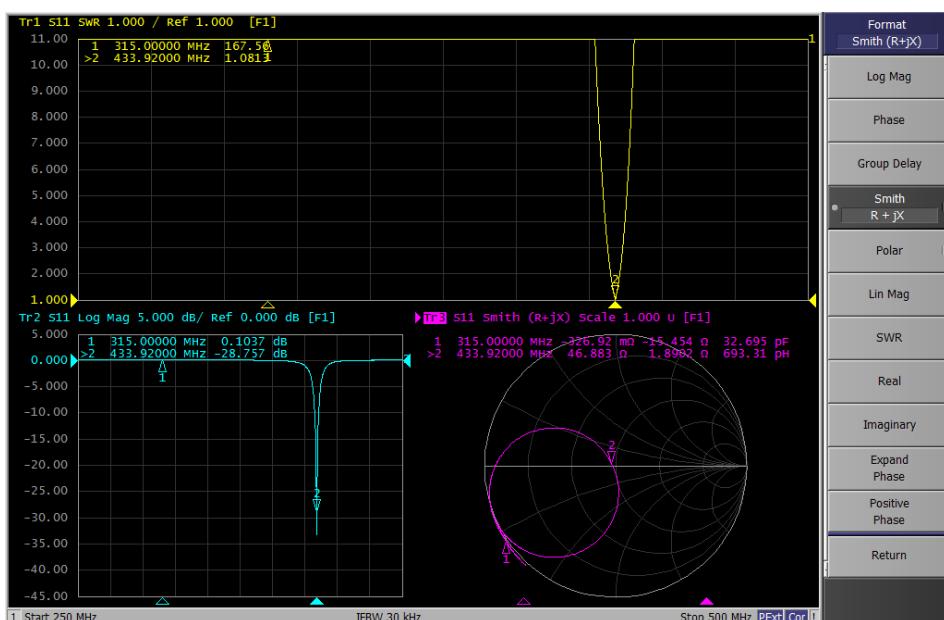
### 3.2.5. Az illesztések elvégzése

Ahhoz, hogy végül minden antenna  $50\Omega$  impedanciával rendelkezzen, további passzív áramköri elemeket szükséges sorba illetve párhuzamosan kapcsolni velük. A hangoláshoz elérhető több szoftver közül én a berni egyetem által fejlesztett SMITH elnevezésű alkalmazást használtam [12]. Az alkalmazás egyszerűbbé teszi a hangoláshoz szükséges számolásokat. A kezdeti adatokat megadva, a program a háttérben elvégzi az alkatrészek értékeinek kiszámítását.



**3.12. ábra.** Impedanciaillesztés 2 lépéssben

A szoftver által megadott értékeket elhelyezve az antenna bemenetén, majd újabb mérést elvégezve látható, hogy a VSWR értéke a kezdeti 23.69-es értékről lecsökkent 1.08-ra.



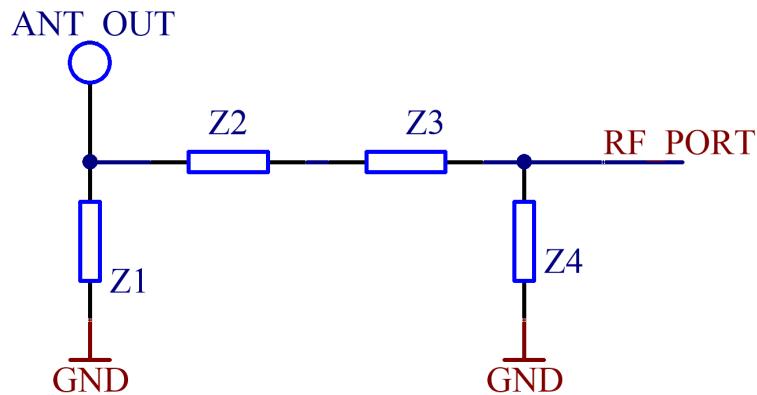
**3.13. ábra.** Az illesztett antenna tulajdonságai

Látható továbbá, hogy a Smith diagramom a 433.92MHz-es pontban (továbbiakban 434MHz) az antenna impedanciája közel helyezkedik el a valós tengelyhez (vízszintes vonal) és kis hibával az  $50\Omega$ -os értéknél van (a diagram középpontja).

A hangolást minden frekvenciára és minden antennán szükséges elvégezni. Mivel az antennák hangolása során néhány esetben olyan értékű áramköri elemekre lenne szükség, amelyek nem elérhetők vagy nagyon kis értékek, így valamilyen elhanyagolható hibával ugyan, de az eredmények eltérnek az  $50\Omega$ -os ideális értéktől.

### 3.2.6. A behangolás eredményeinek összesítése

Az alábbi táblázatban összegyűjtöttem az egyes antennák illesztés utáni tulajdonságait.



**3.14. ábra.** Az illesztő hálózat lehetséges elemei

Típus	Kezdeti imp.	Illesztett imp.	$S_{11}$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$
Helix 1	$7.66\Omega + 16.21j\Omega$	$41.24\Omega - 4.19j\Omega$	1.24	-	0R	12pF	12nH
Helix 2	$8.24\Omega + 17.15j\Omega$	$41.84\Omega - 6.84j\Omega$	1.25	-	0R	15pF	12nH
Helix 3	$7.62\Omega - 2.38j\Omega$	$26.7\Omega + 2.55j\Omega$	1.88	-	0R	27pF	10nH
Helix 4	$8.46\Omega + 15.17j\Omega$	$43.48\Omega + 2.81j\Omega$	1.16	-	0R	12pF	12nH
Monopol	$5.85\Omega - 33.98j\Omega$	$59.45\Omega + 5.49j\Omega$	1.17	15nH	8pF	0R	-
Inverted F	$434.2\Omega + 295.6j\Omega$	$44.39\Omega + 4.16j\Omega$	1.23	100nH	7pF	7pF	-

**3.1. táblázat.** 315MHz-es antennák paraméterei

Figyeljük meg a Helix 3 típusú antenna eredményeit. Látható, hogy a paraméterei nagyon elmaradnak az ideálistól, de még a kisebb helyigényű Helix 4 típusú antennától is. Ez már behangolás közben is tapasztalható volt, ugyanis nagyon kis értékű elemekkel sikerült csak megközelíteni az  $50\Omega$ -os impedanciát ( $0.8pF$ ). Ez azért okoz problémát, mert minden apró eltérés nagy befolyással lehet az antenna paramétereire. Gondolni kell arra, hogy a gyártási szórásból könnyen adódhatsnak olyan esetek, amelyek miatt 2 elkészült BCM végül teljesen máshogy viselkedne RF szempontból, tehát például hatótávolságbeli különbség lenne közöttük. A parazita kapacitások és induktivitások minden jelen lesznek, ezt kiküszöbölni nem lehet, de fontos hogy az antenna robusztus legyen, tehát hogy ezek a gyártásból eredő szórások ne befolyásolják túl nagy mértékben az antennák viselkedését. Hangolás közben

megfigyeltem, hogy minél nagyobb értékű kondenzátorokat és induktivitásokat használok fel egy-egy antennához, annál kevésbé hangsúlyosak az alkatrészek gyártásából eredő szórások.

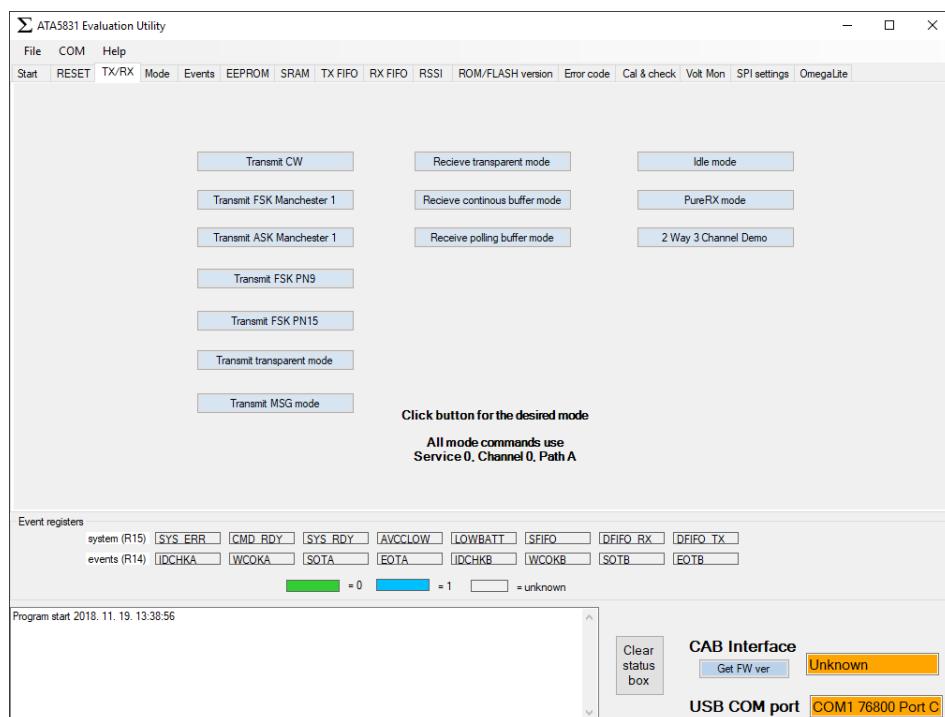
Típus	Kezdeti imp.	Illesztett imp.	$S_{11}$	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	$Z_4$
Helix 1	$46.35\Omega + 434j\Omega$	$43.56\Omega - 1.11j\Omega$	1.15	-	1pF	7pF	5pF
Helix 2	$27.14\Omega + 284.2j\Omega$	$41.87\Omega + 16.7j\Omega$	1.49	-	2pF	4pF	7pF
Monopol	$5.09\Omega + 57.15j\Omega$	$46.88\Omega + 1.89j\Omega$	1.08	-	12pF	15pF	22pF
Inverted F	$3.26\Omega + 34.04j\Omega$	$45.87\Omega + 15.51j\Omega$	1.39	-	0R	15pF	22pF

**3.2. táblázat.** 434MHz-es antennák paraméterei

Az összehasonlítás szempontjából lényeges, hogy minél közelebb kerüljenek az antenna paraméterei az elérhető legjobb értékhez. Egy rosszul behangolt antenna elképzelhető, hogy jobban viselkedne, mint egy jól illesztett rosszabb típusú antenna, csak az eredményeit lerontja a hanyagul elvégzett impedanciaillesztés. Létezik viszont olyan példány, amelynél semmilyen módszerrel nem sikerült jobb eredményre jutni, így ez is egy jó tapasztalat az adott antennát illetően, hiszen sorozatgyártás esetén nincs lehetőség minden terméket egyénileg több lépében, precízen illeszteni és próbálkozni a legjobb eredményt kihozni belőle. Olyan megoldásra van szükség, amely később egy univerzálisan felhasználható illesztő hálózattal az alkatrészek szórásaira érzéketlen, tehát a gyártási szórások nem rontják az egyes antennák paramétereit túlzottan. Éppen ezért tartottam érdemesnek feltüntetni az illesztő hálózat azon elemeit is, amelyekkel sikerült az adott eredményeket elérni. Észrevehető, hogy a 434MHz-es frekvenciasávban 2 antennával kevesebb szerepel. Már a 315MHz-es mérések közben egyértelművé vált sajnos, hogy a Helix 3 és Helix 4 típusú antenna esélytelen a jelenleg használt antennával szemben. Nincs értelme olyan antennát tovább vizsgálni több száz pontos méréssel, amelyről kezdetben megállapítható, hogy nem alternatívája az aktuálisan sorozatgyártásban levőnek.

### 3.3. Az áramkörök megépítése és beüzemelése

Az impedanciaillesztés után az áramkörök megépítésére került a sor. Mivel kevés alkatrész tartalmaz, ezért az áramkör építésével gyorsan tudtam haladni. Az elkészült áramkörök első próbáját egy labortápegységről tettük, hogy az esetleges rövidzárak károsodás nélkül észrevehetőek legyenek. A behangolt és beforrasztott működőképes áramköröknek a mérések előtt még néhány beállításon át kell esniük. Az általunk használt RF chip a tápfeszültség megjelenése után a saját EEPROM-jából olvasott adatokkal indul el. Ilyen nem felejtő memóriából betöltött adat a kisugárzott teljesítmény, az oszcillátor kalibrációja vagy a használt FSK jelek frekvenciája, illetve a jelek kódolása, de számos más paraméter is ilyen módon kerül eltárolásra. Röviden és általánosságban azonban érdemes kitérni az elvégzett beállításokra. A beállításokat az Atmel által biztosított ATA5831 Evaluation Utility szoftverrel lehet legegyszerűbben módosítani, mi is ezt használtuk, hiszen ez a szoftver tartozik az Atmel ATAB0001A CAR System Interface Board-jához [11].



**3.15. ábra.** ATA5831 Evaluation Utility felhasználói felülete

Reset után az RF chip betölti az EEPROM-jában eltárolt értékekből a megfelelő regiszterbeállításokat. A gyártóüzem ezeket az RF chipeket úgy kapja a beszállítótól, hogy a memóriájában benne van valamilyen konfiguráció, amelyet a gyártás során felül kell írni a megfelelő tartalommal. Jelen mérésekhez ezen túlmenően még néhány regiszter értékét módosítani kell. Csupán két kódszó kiküldésére van szükség. Az első kódszóval az RF chipet át kell állítani adó módba, hiszem gyárilag vevő módba van konfigurálva a chip. A másodikkal beállíthatók a csatorna frekvenciái, a moduláció típusa és a kimeneti fokozat erősítőjének állapota.

### Az RF chip adó módba állítása

Az RF chip User manual-jában [10] megtalálható, hogy a "0x0D, 0x31, 0x40" kódszót kell kiküldeni amelyből az első hexadecimális érték a regiszter címét jelöli, a másodikkal pedig a konfigurációt adhatjuk meg, többek között a feszültségvezérelt oszcillátor (Voltage Controlled Oscillator - VCO) hangolását az idle mód órajelforrását és a működési módot lehet beállítani. A "0x31"-ből az alsó két bit (Operation Mode - OPM) jelöli a módot és adóként (TXMode) "01"-nek kell kerülnie az alsó két bit helyére. Az utolsó hexadecimális kóddal az RF chipen belül kialakított jel útvonalait lehet engedélyezni vagy letiltani. A két útvonal közül ("A","B") ez esetben a kiadott "0x40" az "A" útvonalat engedélyezi a "B" útvonalat letiltja.

Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
systemModeConfig	RF_CAL	ANT_TUNE	VCO_TUNE	IDLEModeSelect	-	TMDEN	OPM[1:0]	

**0x31 =**      0      0      1      1      0      0      0      1

**3.16. ábra.** A mode config regiszter beállítása

Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
serviceChannelConfig	enaPathB	enaPathA	ch[1:0]	-	ser[2:0]			

**0x40=**      0      1      0      0      0      0      0      0

**3.17. ábra.** A channel config regiszter beállítása

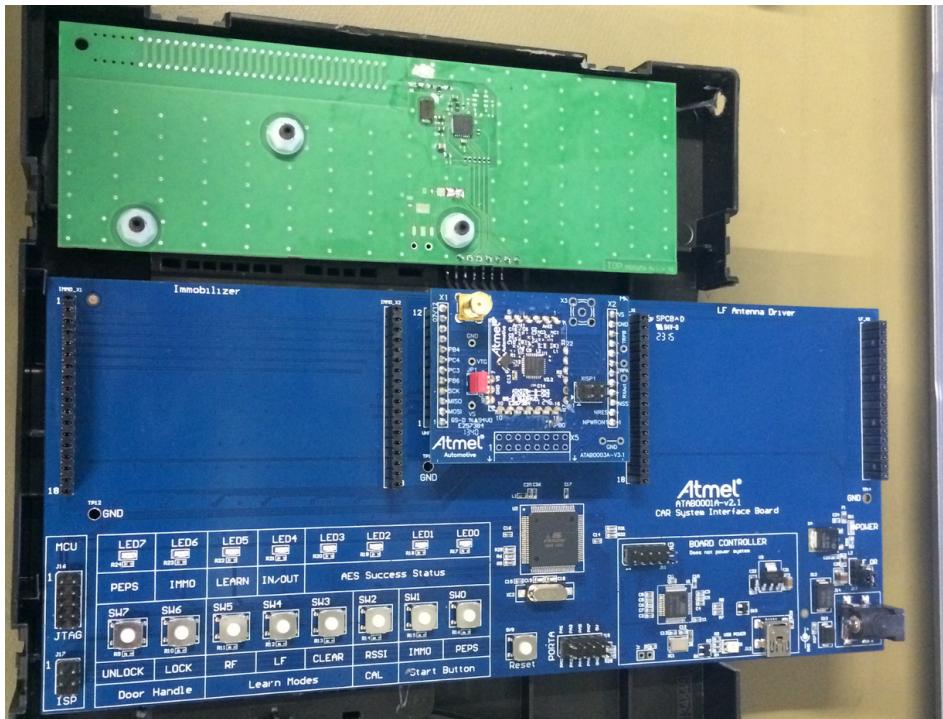
### Az FSK moduláció beállítása

A küldött kódszó ebben az esetben a "0x07, 0x01, 0x00, 0x2B 0x12", amelyből az első bájt az RF chip SRAM (Static Random Access Memory) írását jelenti, majd ezt követi a kiküldendő bajtok száma, amely ez esetben 1 bájt. A 3. és 4. bájt a cím felső és alsó bájtja, így 16 biten a "0x002B" számú címregisztert jelöli ki, amelybe az utolsó adatot beírja, jelen esetben a "0x12" értéket. A "0x002B" regiszter az FSCR (Frequency Synthesizer Control Register), amely a kimeneti erősítő vezérléséért felel és a moduláció típusát állítja be.

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	FSCR
	PAON	-	-	PAOER	TXMS[1:0]	SFM	TXMOD		
Read/Write	R	R	R	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
<b>0x12 =</b>	0	0	0	1	0	0	1	0	

**3.18. ábra.** Az FSCR beállítása

Ezen beállításokat elvégezve a kimeneti jel teljesítményszintjét szükséges még beállítani olyan módon, hogy az Atmel fejlesztőkártyát csatlakoztatva a tesztáramkörökhez, majd az RF chip kimenetére közvetlenül bekötve a spektrumanalizátor bemenetét és mérve a jel teljesítményét fokozatosan beállítható a kisugárzott jel teljesítménye 0dBm értékre, azaz 1mW-ra. Erre azért van szükség, hogy a későbbi mérések során a kis távolságok miatt a vevő áramkörök ne vezéreljük telítésbe, illetve hogy az RF chipek gyártásából eredő különbségeket kiküszöböljük a mérés során.



**3.19. ábra.** A gyártó által biztosított fejlesztőkártya ideiglenes használata

A fejlesztőkártyát csatlakoztatva az egyes antennák áramköréhez, azok teljesítménye beállítható az azonos 1mW kisugárzott teljesítményre a fentebb említett PC-s alkalmazás segítségével. A fejlesztőkártya a továbbiakban eltávolítható, az RF chip a tápfeszültség fennmaradásáig adóként üzemel a beállított frekvenciával és teljesítménnyel.

## 4. fejezet

# Az áramkörök mérése

Az elkészült áramkörök összehasonlító mérése összetett feladat. Ahhoz, hogy teljes reprezentatív összehasonlítást lehessen rajtuk végezni fontos a méréseket elméleti számításokkal is alátámasztani. Egy rosszul elvégzett mérés teljesen hibás végeredményhez vezethet, amely alapján téves eredményre juthatunk, majd a változásokat bevezetve a sorozatgyártásba, később hatalmas felesleges többletköltséget és fejlesztési időt jelenthet a vállalatnak a hiba kijavítása. További nehezítő körülmény, hogy alapvetően is sok tényező befolyásolja az eredményeket, tehát érdemes jól átgondolt tematika szerint dolgozni.

### 4.1. A mérés elméleti hátterének bemutatása

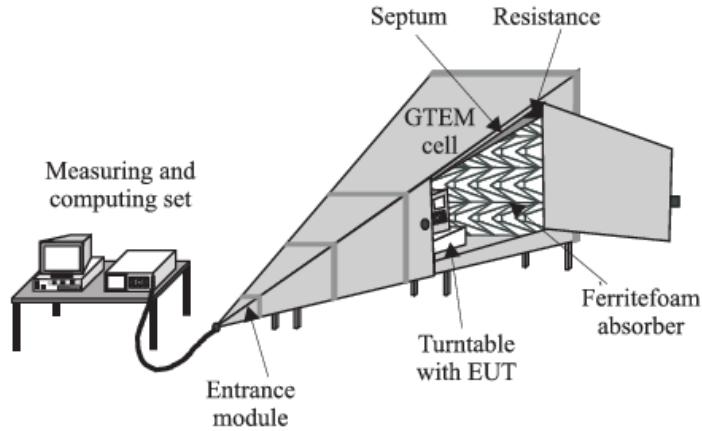
Különböző antennák összehasonlíthatók az antenna faktoruk alapján. Ez a tényező az elektromos térerősség és az antenna kimenetén kialakuló feszültség között teremt kapcsolatot.

$$AF = \frac{E}{V} \quad \left[ \frac{1}{m} \right] \quad (4.1)$$

Az antenna faktort az antenna nyereségből a következő összefüggéssel lehet meghatározni. [15]

$$AF = \frac{9.73}{\lambda \sqrt{G}} \quad (4.2)$$

Ahol G az illető antenna nyeresége  $\lambda$  pedig a vizsgált frekvenciához tartozó hullámhossz. A hullámhossz adott, az antennák nyereségét pedig mérések és számítások alapján lehet meghatározni. Mivel az elektromágneses hullámokra hatással vannak egyéb elektromos és mágneses erőterek, ezért a precíz méréshez szükség van egy olyan kamrára, amelyben a vizsgálat alatt álló eszközöt (Equipment Under Test - EUT) olyan térben tudjuk vizsgálni, amely homogén és külső zavaroktól mentes. A budapesti fejlesztési központban rendelkezünk ilyen kamrával, amelyet a szakirodalom GTEM (Gigahertz Transverse ElectroMagnetic) cellának nevez. GTEM cellában mérve az antennák karakterisztikája 360 fokban feltérképezhető egy-egy tengely körül körbeforgatva. Automata forgatóasztal hiányában erre a célra kézi forgatást alkalmaztunk.



**4.1. ábra.** A GTEM cella

Az összehasonlítás egyik szempontja az antennanyereségek által kirajzolt görbék alakja és területeik nagysága. Az antennák nyereségét egy polárkoordináta-rendszerben 0-360 fokig ábrázolva felvethetők az egyes antennák iránykarakterisztikái. Kihasználva az antennák reciprok tulajdonságát, - adó és vevőantennaként is ugyanazzal az antennanyereséggel jellemezhetők - az áramköreink felhasználhatók adóegységeként. Ehhez az RF chipet úgy szükséges adó módba (TXmode) állítani, hogy állandó frekvenciás szinuszelet sugározzon. A GTEM cellát vevőként használva, megvalósítható egy olyan mérési környezet, amelyhez vevő oldalon egy spektrumanalizátor szükséges, általa a vett jel erőssége mérhető. Az adó antenna áramkörét egy 9V-os akkumulátorról üzemeltetve lehetővé válik a kábelmentes tápellátás és így a teljes körbeforgatást és a mérési eredményeket nem akadályozza a kábelezés.

Ahhoz, hogy az elmelet a valóságban is jól működjön több feltételnek is teljesülnie kell:

- A mérések között a mérési összeállítás ne változzon.
- minden antennát a lehető leg pontosabban be kell hangolni  $50 \Omega$ -ra.
- Az RF chipeket a behangolt antennákkal együtt be kell állítani azonosan 0dBm kisugárzott teljesítményre.
- Nagy figyelmet kell fordítani a pozicionálásra, különösen a magasságra és a forgatás szögének pontos betartására.
- Az eredményeknél figyelembe kell venni a kábelek veszteségeit az adott frekvenciákon és a GTEM cella paramétereit is.

Az elkészült antennák mindegyikét előzetesen 0dB kisugárzott teljesítményre beállítva, majd behelyezve a GTEM cellába, megadott szöggel körbeforgatva minden pontban megmérhető a vett jel erőssége a spektrumanalizátorral. A mért eredményekből számítás után juthatunk hozzá az antennák nyereségéhez.

$$P_r = P_{tgt} g_r \left( \frac{\lambda_f}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.3)$$

Amelyben  $P_r$  a vett jel teljesítménye,  $P_t$  a kisugárzott jel teljesítménye,  $g_r$  a vevőantenna nyeresége,  $g_t$  az adóantenna nyeresége. Az utolsó tag az egyes frekvenciákon konstans. Kiszámításához a hullámhosszt a következő képlet segítségével lehet meghatározni.

$$\lambda_{315MHz} = \frac{c}{f_{315MHz}} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{315 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 0.952m \quad (4.4)$$

$$\lambda_{434MHz} = \frac{c}{f_{434MHz}} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{434 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 0.691m \quad (4.5)$$

Az  $r$  a vizsgált eszköz és a GTEM cella csúcsa közötti távolságot jelöli, amely jelen összeálításban 3 méter. Az így számolt konstansokra bevezetve a  $k_{315MHz}$  és  $k_{434MHz}$  jelöléseket a következő értékek adódnak.

$$k_f = \left( \frac{\lambda_f}{4\pi r} \right)^2 \quad (4.6)$$

Ahol  $f$  az adott frekvenciára vonatkozik, ebben az esetben 315MHz és 434MHz.

$$k_{315MHz} = 6.38 \cdot 10^{-4} \quad (4.7)$$

$$k_{434MHz} = 3.36 \cdot 10^{-4} \quad (4.8)$$

A későbbi könnyebb számolás érdekében decibelbe is átszámolva:

$$K_{315MHz}^{dB} = 10 \lg(k_{315MHz}) = -31.95dB \quad (4.9)$$

$$K_{434MHz}^{dB} = 10 \lg(k_{434MHz}) = -34.74dB \quad (4.10)$$

Ha GTEM cellát használunk vevőantennaként, akkor :

$$g_{GTEM} = \frac{4\pi Z_0}{\eta_0 \sin^2 \theta} \quad [5] \quad (4.11)$$

Melyben minden paramétert ismerve kiszámolható a GTEM cella nyeresége.

- $Z_0$ : A GTEM impedanciája  $50\Omega$ .
- $\eta_0$ : Levegő hullámimpedanciája  $377\Omega$ .
- $\theta$ : A GTEM cella septumának szöge a vízszinteshez képest  $15^\circ$ .

Ezen adatokkal  $g_{GTEM}=24.88$  adódik, amely felhasználható a későbbi számításoknál. Érdemes decibelben is kifejezni ezt az értéket:

$$G_{GTEM}^{dB} = 10 \lg(g_r) = 10 \lg(24.88) = 13.96dB \quad (4.12)$$

Az adóantennák nyereségét átrendezéssel kaphatjuk meg. Kézenfekvő továbbra is decibelben számolni. Fontos tudni, hogy a spektrumanalizátor dBm-ben méri a GTEM cellából kijövő jel teljesítményszintjét, illetve a vizsgált antennák 0dBm-es kisugárzott teljesítmény-

re lettek beállítva. A  $P_r$  és  $P_t$  arányát az RF világában az  $S_{21}$  paraméterrel jelölik.

$$S_{21} = \frac{P_r}{P_t} \quad (4.13)$$

$S_{21}$  egy decibelben kifejezett viszonyszám. Ilyen szempontból nem lényeges a mértékegység, a konzervatív használata viszont igen, így  $S_{21}$  decibelben:

$$S_{21}^{dB} = P_r^{dB} - P_t^{dB} = P_r^{dBm} - P_t^{dBm} \quad (4.14)$$

Mivel  $P_t^{dBm} = 0dBm$ , ezért  $S_{21} = P_r^{dBm}$ . Mindezt felhasználva eljuthatunk a mért antennák nyereségéhez az  $S_{21}$  paraméter mérésével vagy a GTEM cella által vett jel dBm-ben kifejezett értékével.

$$P_r^{dBm} = S_{21}^{dB} = G_t^{dB} + G_{GTEM}^{dB} + K_f^{dB} \quad (4.15)$$

Átrendezve a képletet,  $G_t^{dB}$ -re:

$$G_t^{dB} = S_{21}^{dB} - G_{GTEM}^{dB} - K_f^{dB} = P_r^{dB} - G_{GTEM}^{dB} - K_f^{dB} \quad (4.16)$$

Mivel a vett jel erősségét dBm-ben mértük, ezért a következő képlet alapján számolhatunk.

$$G_{t,315MHz}^{dB} = P_{r,315MHz}^{dBm} - 13.96dB - (-31.95dB) = P_{r,315MHz}^{dBm} + 18dB \quad (4.17)$$

$$G_{t,434MHz}^{dB} = P_{r,434MHz}^{dBm} - 13.96dB - (-34.74dB) = P_{r,434MHz}^{dBm} + 20.8dB \quad (4.18)$$

Tehát a különböző frekvenciákon a vizsgált antennák nyeresége a spektrumanalizátor által mért értékhez 315MHz-en 18dB-t míg 434MHz-en 20.8dB-t hozzáadva határozhatók meg. Az így megkapott antennanyereség decibelben kifejezve ( $G_t^{dB}$ ) egységesen azonos az izotrop antennához viszonyított nyereség értékével ( $G_t^{dBi}$ ). Az antenna faktor egyetlen további lépésben meghatározható a korábban említett (egyenlet: 4.2) formulával.

$$AF = \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}} \quad (4.19)$$

$$AF^{dB} = 20\lg\left(\frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}}\right) = 20\lg\left(\frac{9.73}{\lambda}\right) - G^{dB} \quad (4.20)$$

Ha  $\lambda$  helyett  $\frac{c}{f}$ -et helyettesítünk be és elvégezzük az egyszerűsítéseket, akkor a következő egyenletet kapjuk [9].

$$AF^{dB} = 20\lg(f) - G^{dB} - 149.7dB \quad (4.21)$$

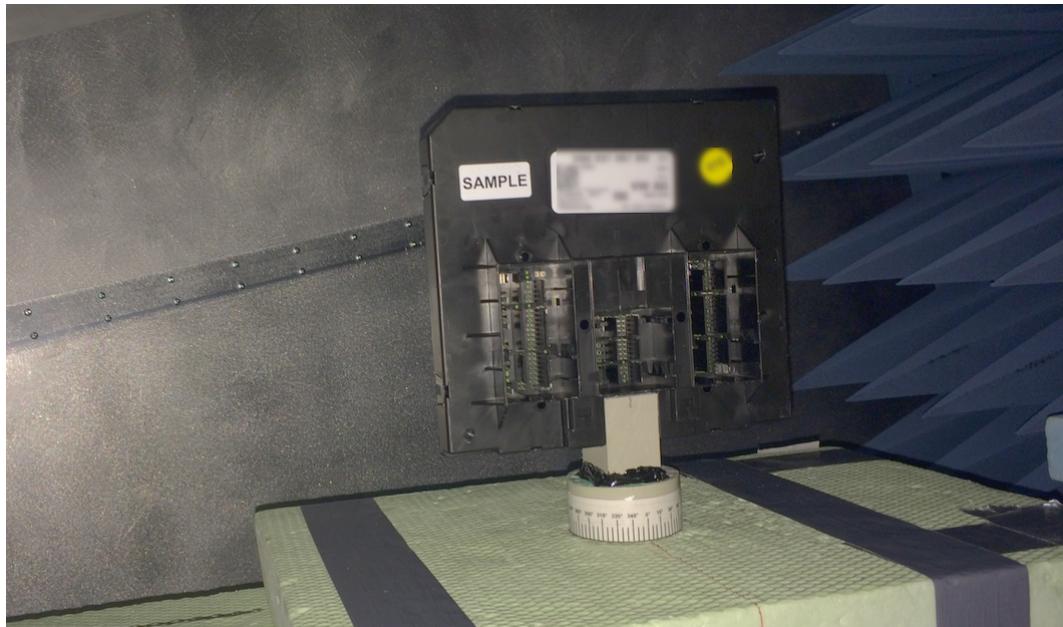
Az adatok összegyűjtése után a fenti elméleti számításokat elvégezve az antennák rangsorolhatók lesznek.

## 4.2. A mérések elvégzése

A mérések fő célja, hogy az egyes antennákról a lehető legtöbb információt összegyűjtsünk. Ehhez segítséget nyújtott egy belső fejlesztésű Matlab eszköz, amellyel a spektrumanalizátor által mért adatok feldolgozása és a számítások könnyedén elvégezhetők voltak.

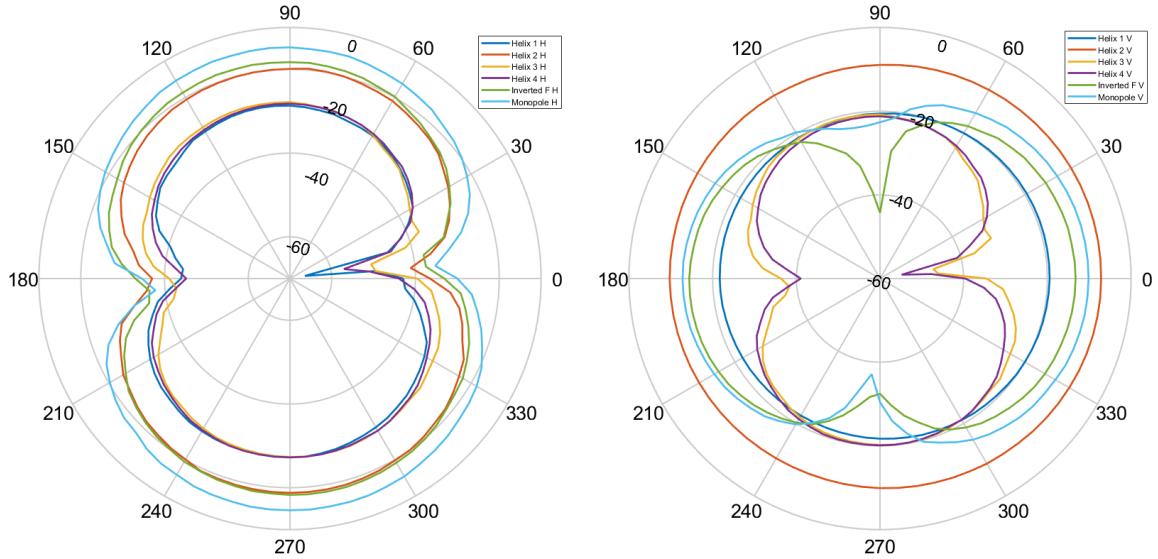
### 4.2.1. Mérés GTEM cellában

Mint ahogyan fentebb említésre került, a GTEM cella egy ideális környezetet biztosít az antennák paramétereinek méréséhez. Az eredmények pontosságához továbbá még az is szükséges, hogy olyan körülmények között teszteljük az antennákat, amelyek a legjobban hasonlítanak a valóságos körülményekhez. Az áramkört ezért egy műanyag BCM házban helyeztük el, ami valamelyest árnyékoltja a benne elhelyezett antennát, rontja a hatékonyságát. A tömegtermelés során előállított BCM-ek esetében az ESD (ElectroStatic Discharge) védelem miatt fontos, hogy az antenna teljes egészében a házon belülre kerüljön. Ettől eltérő megoldás esetén további ESD védelemre lenne szükség, amely többletköltséget jelentene. Ezért is döntött egykor a Bosch és partnere a PCB antenna ezen kivitelezése mellett.



4.2. ábra. A BCM GTEM cellába helyezve

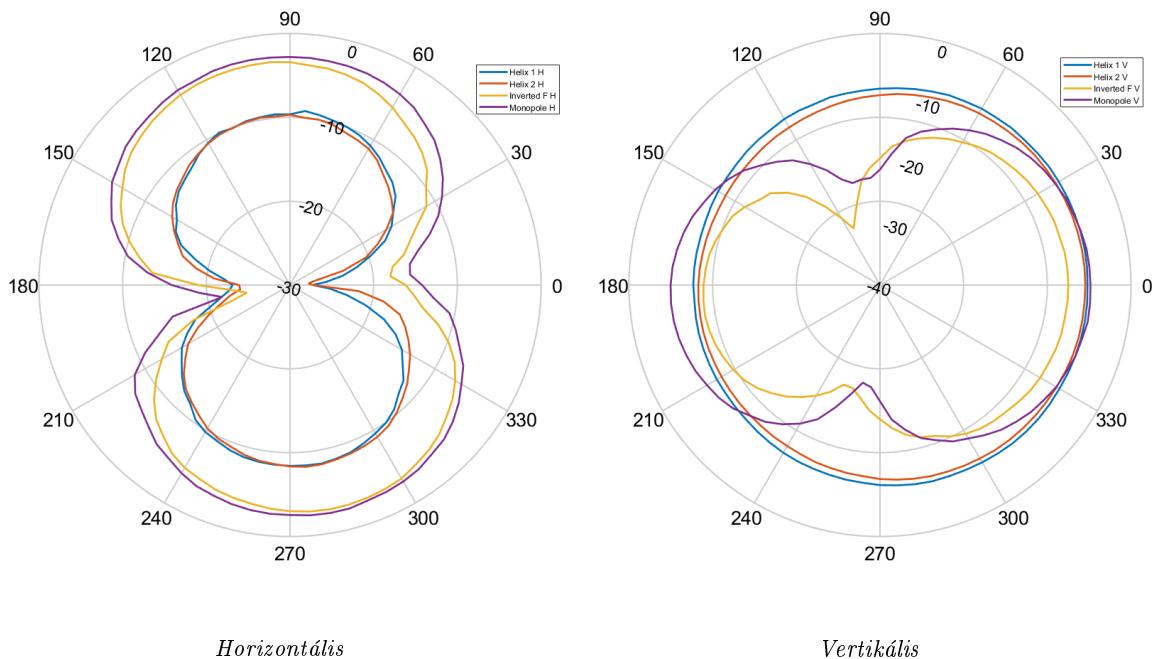
Fontos, hogy a vizsgált eszköz a GTEM cellának olyan pontjában legyen elhelyezve, ahol többnyire homogén a villamos erőtér. Ez a forgatás szempontjából lényeges, hiszen egy teljes átforgatás alatt az antenna forgástengelytől vett távolsága miatt kívül eshet a hasznos területen, amely téves eredményekhez vezethet. Az akkumulátorról ellátott bekapcsolt és beállított antenna panelt egy BCM műanyag házba téve, majd a GTEM cellában elhelyezve, megmérhető az antenna által sugárzott teljesítmény. A mérések során a teljes BCM-et 5 fokonként körbeforgattuk minkét polarizáció mellett és a következő eredmények születtek.



*Horizontális*

*Vertikális*

**4.3. ábra.** Antennanyereségek 315MHz-en minden két polarizációval

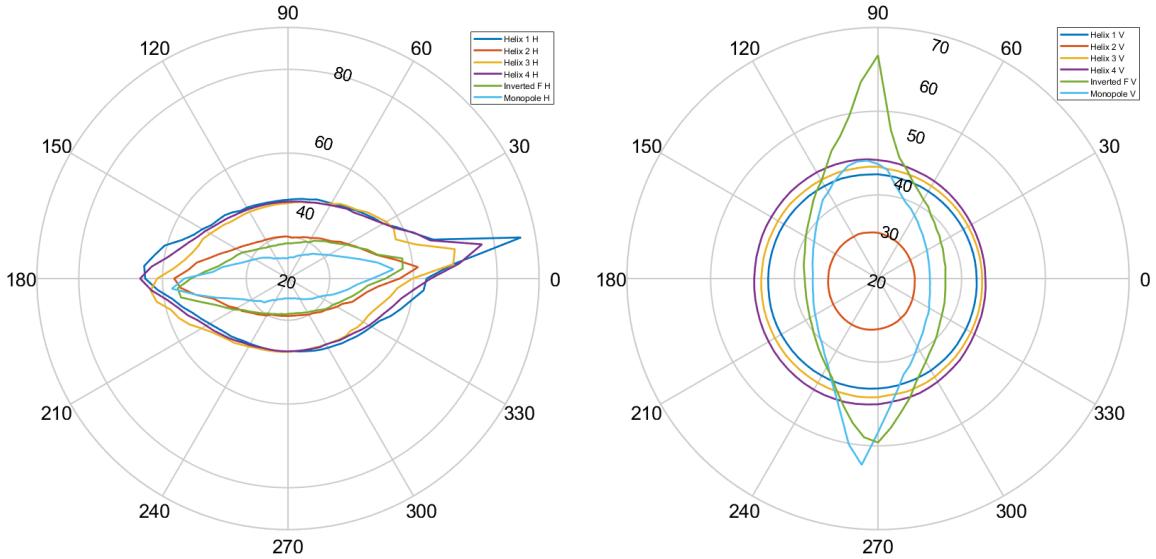


*Horizontális*

*Vertikális*

**4.4. ábra.** Antennanyereségek 434MHz-en minden két polarizációval

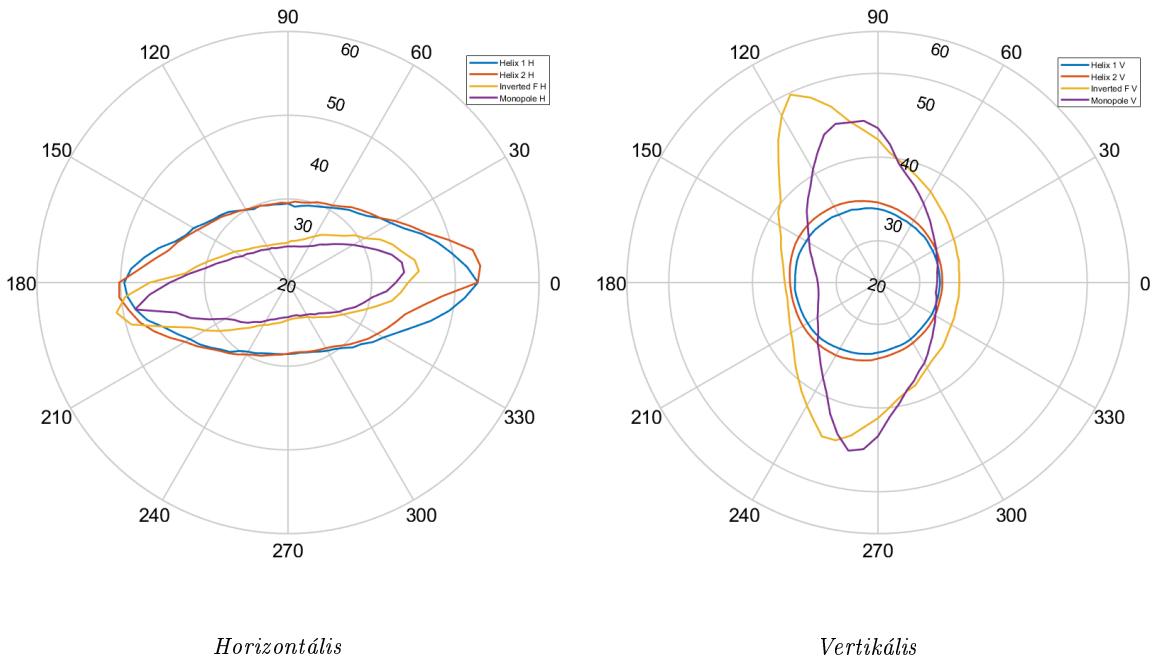
Az antennanyereségekből meghatározható az antenna faktor minden antennára. Mivel az antenna faktor az antennát körülvevő elektromos térerősség és az antenna kimenetén mérhető feszültség hányadosa, így számunkra az az előnyös, ha kisebb térerősség mellett magasabb feszültséget mérhetünk az antenna kimenetén. Minél kisebb az antenna faktor értéke annál hatékonyabb az adott antenna.



*Horizontális*

*Vertikális*

**4.5. ábra.** Antenna faktor 315MHz-en mindkét polarizációval



*Horizontális*

*Vertikális*

**4.6. ábra.** Antenna faktor 434MHz-en mindkét polarizációval

Ezek az ábrák a kiértékeléshez és az értelmezéshez önmagukban még nem elegendők. Az emberi felfogásnak sokkal többet mond ebben az esetben, ha méterben kifejezett hatótávolságról beszélünk antennanyereség helyett. Mivel a megrendelőt is az elérhető hatótávolság érdekel, ezért a legjobb jellemzést egy olyan ábra tudná adni, amely az elnélti hatósugarat ábrázolja. Megállapodás szerint az adó (kulcs) körülbelül 100cm míg a vevő (BCM) 50cm magasságban helyezkedik el és közöttük sík felület található, amely rádiófrekvenciás akadályuktól mentes. Ilyen feltételek mellett a hatótávolság megbecsüléséhez olyan képlet

szükséges, amely figyelembe vesz minden fennálló paramétert.

- Az adó antenna teljesítménye:  $P_t$
- Az adó antenna nyeresége:  $G_t$
- A vevő érzékenysége:  $P_r^{sense}$
- Az vevő antenna nyeresége:  $G_r$
- Az antennák magassága:  $h_t, h_r$
- A föld reflexiós tényezője különböző polarizációkra:  $\Gamma_V, \Gamma_H$
- A kulcs polarizációja
- Az autó karosszériájának csillapítása:  $L_{car}$

Az RF chip érzékenységi küszöbe  $P_r^{sense} = -108dBm$ , ez az általunk használt chip adatlapjában megtalálható.

#### 4.2.2. A kulcs teljesítménye és nyeresége

Az adó antenna teljesítménye és nyeresége még ismeretlen és mivel a kulcsok külső gyártótól származnak, így nincs információ arra vonatkozóan, hogy pontosan milyen paraméterekkel rendelkezik az adó. Ezért az interneten elérhető, nyilvános mérési jegyzőkönyvekben [8] megtalálható adatokat használjuk fel iránymutatóként a további számításokhoz. Számos egyéb információ tudható meg, például az általunk is használt frekvenciákon a 3 méteres távolságban létrehozható térerősség maximumára vonatkozó szabályozást is tartalmazza. A  $260 - 470MHz$  közötti sávban a következő összefüggés használható [1].

$$E_{@3m}^{\frac{V}{m}} = 41.6667f[MHz] - 7081.6 \quad (4.22)$$

Amellyel  $315MHz$ -en  $6042\frac{\mu V}{m}$  ( $75.9dB\frac{\mu V}{m}$ ) míg  $434MHz$ -en  $11002\frac{\mu V}{m}$  ( $80.8dB\frac{\mu V}{m}$ ) térerősséget enged meg a szabályzás [4]. Mivel a  $315MHz$ -es frekvencia kritikusabb számunkra a kisebb kisugározható teljesítmény és a gyengébb antennanyereségek miatt, ezért érdemes ezen a frekvencián tovább vizsgálni. A letölthető jegyzőkönyv szerint a kulcs  $75.6dB\frac{\mu V}{m}$ -t sugároz, amely közel esik a megengedhető maximumhoz. Továbbá az is kiderül, hogy ez az érték a kulcs  $90^\circ$ -os helyzeténél áll fenn, ami azt jelenti, hogy a kulcs vízszintes helyzetben tartva vízszintes polarizációjú jelet szolgáltat. A kulcsokról korlátozott mennyiségű információ áll rendelkezésre, többek között az antennájának nyereségét sem ismerjük. Ebből kifolyólag a kulcsok EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) értékét érdemes meghatározni amely a  $P_t$  és  $G_t$  szorzatából ered.

$$EIRP = P_t G_t \quad (4.23)$$

Amely kifejezi, hogy az adott antenna a teljesítményével és a nyereséggel milyen teljesítményt jelentene izotrop antenna esetén, tehát amikor  $G_{ant} = 1$  vagy  $G_{ant}^{dB} = 0dB$ .

Az EIRP meghatározásához az alábbi képlet használható.

$$\frac{E_{3m}^2}{120\pi} = P_d = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \quad (4.24)$$

Amelyből meghatározható  $P_t$  és  $G_t$  szorzata.

$$P_t G_t = \frac{(E_{3m} r)^2}{30} \quad (4.25)$$

Tudjuk, hogy a laborban elérhető kulcsok mérési eredményei alapján a kulcs a tőle 3 méteres távolságban mérve  $75.6dB\frac{\mu V}{m}$ -es térerősséget állít elő.

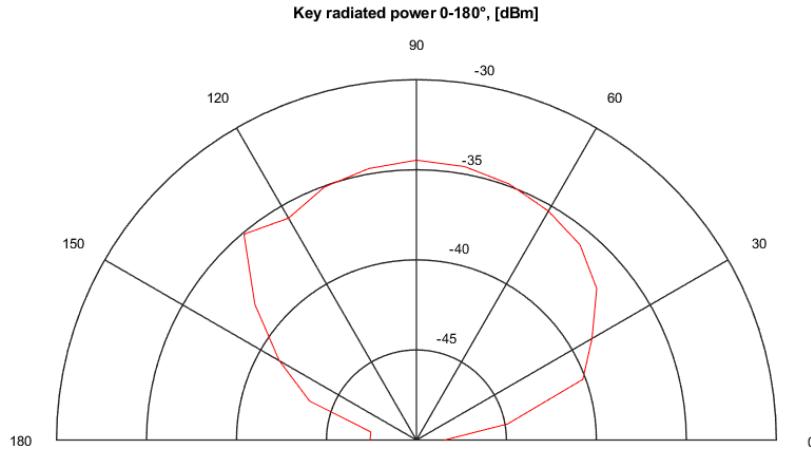
$$E_{key}^{dB\frac{\mu V}{m}} = 75.6dB\frac{\mu V}{m} \quad @r = 3m \quad (4.26)$$

A rendelkezésre álló adatokból ezek után már kiszámítható a kulcs EIRP értéke.

$$EIRP^{dBm} = 10 \lg \left( \frac{\left( 10^{\left( \frac{E_{key}^{dB\frac{\mu V}{m}} - 120}{20} \right)} \cdot r \right)^2}{30} \right) + 30dB \quad (4.27)$$

A felhasznált formulával  $EIRP^{dBm} = -19.62dBm$  adódik.

Ahhoz hogy meggyőződjünk a talált adatok hihetőségéről (és a számolás helyességéről) a külső beszállítótól érkező kulcsot GTEM cellában mértük meg 0-180° között. A GTEM cellával közvetlenül a kisugárzott jel teljesítményét mértük dBm-ben kifejezve.



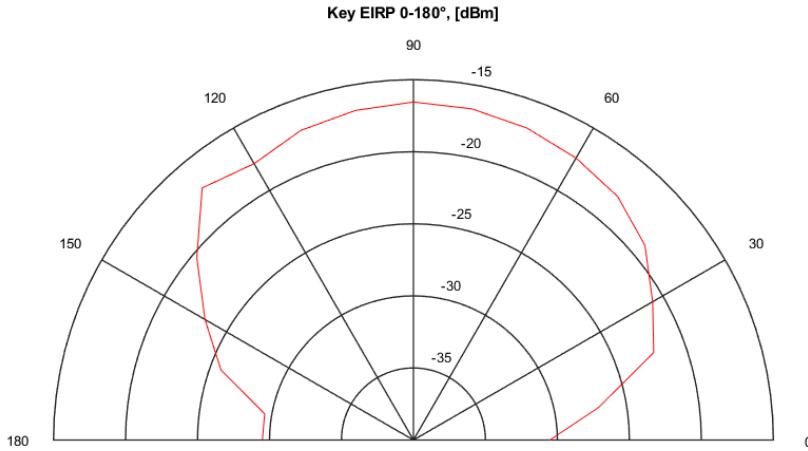
**4.7. ábra.** A kulcs GTEM cellában mérve 0-180° között

Ezeket a mérési eredményeket viszont korrigálni kell a korábban már kiszámolt GTEM cella nyereségével (egyenlet: 4.12) és a 315MHz-es frekvencián adódó konstanssal (egyenlet: 4.9).

$$P_{rec}^{dBm} = EIRP^{dB} + G_{GTEM}^{dB} + K_{315MHz}^{dB} \quad (4.28)$$

$$EIRP^{dBm} = P_{rec}^{dBm} - G_{GTEM}^{dB} - K_{315MHz}^{dB} = P_{rec}^{dBm} - 13.96dB + 31.95dB \quad (4.29)$$

A korrigálást elvégezve az adatokon a következő ábrát kapjuk.



**4.8. ábra.** A kulcs EIRP értékei GTEM cellában mérve 0-180° között

A GTEM cellában mért értékek átlaga közel esik az interneten fellelt mérési jegyzőkönyvben találtakkal, illetve a szabályzat által megengedett maximális értékhez.

$$EIRP_{avg}^{dBm} = -21.2dBm \quad (4.30)$$

Érdekes további észrevétel, hogy a kulcs jele erősen függ a vízszintessel bezárt szögtől. Ennek talán könnyen belátható oka van. A kulcs lapos volta miatt a gyártója szintén PCB antennát alkalmaz, amely úgynevezett hurokantenna és körbefut a kulcs belsejében egy "U" alakot formázva. A kulcsot vízszintesen tartva a kilépő jel polarizációja is vízszintes lesz, amely a GTEM cellában mérve kisebb értéket fog eredményezni, mint amikor függőleges állapotában mérjük.

#### 4.2.3. Az elméleti hatótávolság

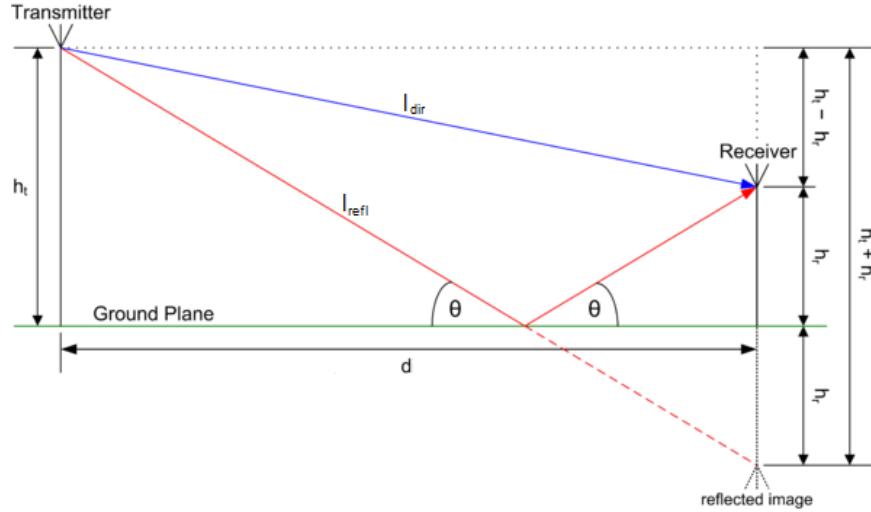
A fentiek tudatában a hatótávolság megbecsülhető a földreflexióval kiegészített Friis képlet alkalmazásával. Ehhez a Texas Instruments által jól dokumentált, kísérletekkel is alátámasztott publikációját használtam segítségül [7]. Számunkra a földreflexióval kiegészített képlet a fontos, ugyanis a referencia méréseknél az adó és a vevő is közel helyezkedik el a föld felszínéhez (100cm, 50cm). A helyzetet tovább bonyolítja a tény, hogy a vertikális és a horizontális polarizációra nem ugyanaz a földreflexiós tényező érvényes.

$$\Gamma_V = \frac{\epsilon_r \sin(\theta) - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta)}}{\epsilon_r \sin(\theta) + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta)}} \quad (4.31)$$

$$\Gamma_H = \frac{\sin(\theta) - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta)}}{\sin(\theta) + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2(\theta)}} \quad (4.32)$$

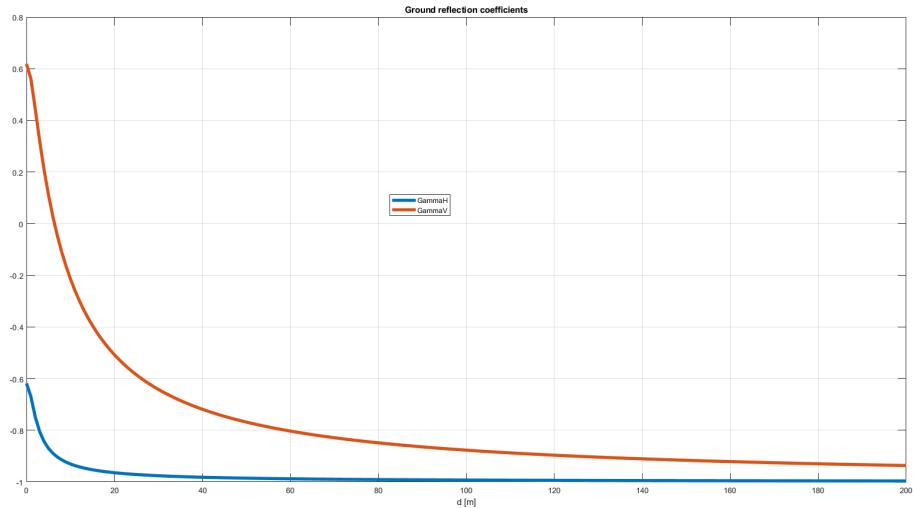
$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{h_t + h_r}{d} \right) \quad (4.33)$$

A képletben  $\theta$  a beeső és reflektált sugár talajjal bezárt szöge, ami az adó ( $h_t$ ) és vevőantenna ( $h_r$ ) magasságából illetve a köztük lévő távolságból ( $d$ ) számítható. A föld relatív dielektrikus állandóját  $\epsilon_r = 20$ -nak vettük a számítások során [13].



**4.9. ábra.** A földreflexió magyarázó ábrája

Az ábrából az is látszik, hogy a földreflexiós terjedés esetén a vevőantennához eljutó energia a reflexiók útján és a közvetlen úton terjedő energiák összessége.



**4.10. ábra.** A reflexiós együtthatók a távolság függvényében

A két görbe a különböző polarizációjú hullámok visszaverődését jelöli. Látható, hogy a vertikális polarizációra a reflexiós tényező nagyobb értékű az általunk vizsgált távolság-tartományban. Érdemes visszaemlékezni, hogy a kulcs vízszintes helyzetében - ahogyan a legtöbb ember az autója kulcsát tartja, amikor megnyomja a gombot - átlagosan 14dBm-mel kisebb teljesítményt mértünk, mint függőleges helyzetében. Ehhez hozzáadódik még

az is, hogy a horizontális polarizációjú jelet a föld kisebb mértékben reflektálja mint a vertikális polarizációjút.

Mindezek ismeretében a vett jel teljesítménye felírható.

$$P_{dir} = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi l_{dir}} \right)^2 \quad (4.34)$$

$$P_{refl} = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi l_{refl}} \right)^2 \Gamma_{pol} \Delta_{phase} \quad (4.35)$$

$$\Delta_{phase} = \cos \left( \frac{(l_{refl} - l_{dir})2\pi}{\lambda} \right) \quad (4.36)$$

$$P_{rec} = P_{dir} + P_{refl} \quad (4.37)$$

Egy átlagos autó  $10 - 20dB$  csillapítást végez, annak függvényében, hogy a járművön belül milyen pontban mérjük az értékét [2]. Mivel a felhasznált képletből számunkra a távolság (d) a lényeges és ezt nem lehet kifejezni a megadott képletekből így iterációval határozható meg a vett jel erőssége, ennek segítségével pedig d értéke.

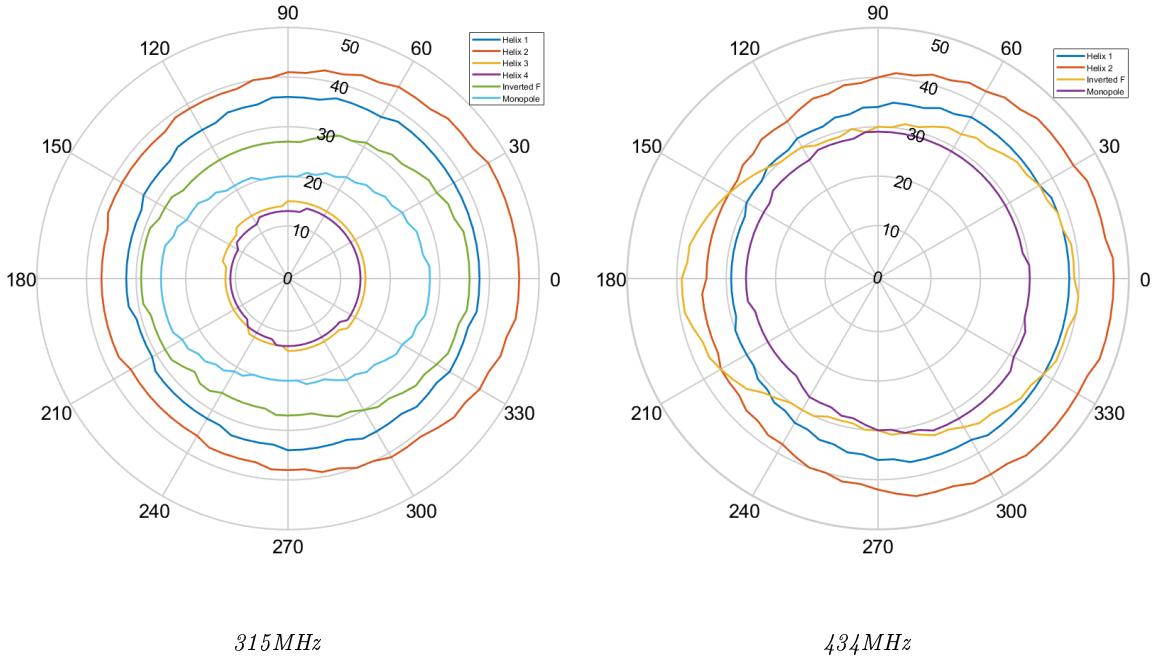
$$P_{rec} = G_r L_{car} EIRP \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left( \left( \frac{1}{l_{dir}} \right)^2 + \left( \frac{1}{l_{refl}} \right)^2 \Gamma_{pol} \cos \left( \frac{(l_{refl} - l_{dir})2\pi}{\lambda} \right) \right) \quad (4.38)$$

Ebben az összefüggésben elrejtve szerepel a távolság (d), hiszen a hosszak ( $l_{dir}$ ,  $l_{refl}$ ) Pitagorasz-tétellel számolhatók ki.

$$l_{dir} = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (4.39)$$

$$l_{refl} = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (4.40)$$

Ez nehezen rendezhető át d-re, ezért a Matlab kódot úgy kellett módosítani, hogy d=1m-től kezdve méterenként kiszámolja a vett jel teljesítményét adott polarizáció esetén, majd megvizsgálja, hogy  $P_{rec}$  értéke mikor csökken  $-108dBm$  érték alá. A számításokat elvégezve a becsült hatótávolságokat a következő ábrán gyűjtöttem össze.

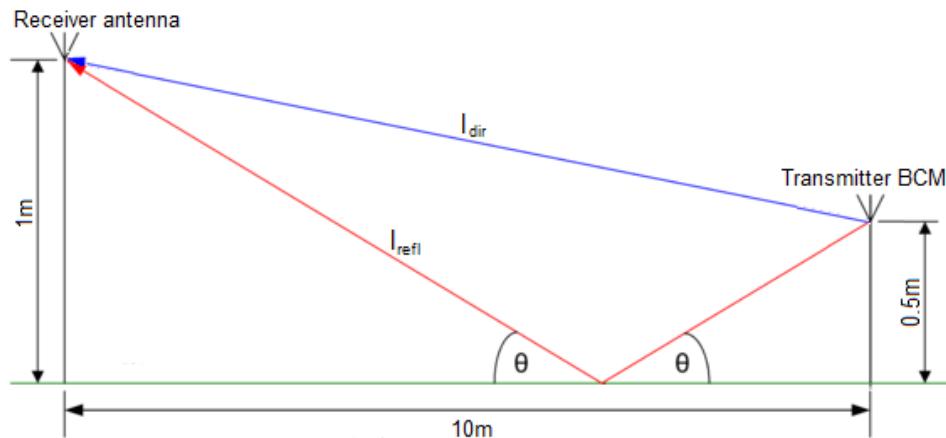


**4.11. ábra.** A becsült hatótávolságok méterben kifejezve

A számítások eredményeit polárkoordináta-rendszerben minden frekvencián ábrázolva, jellegre hasonló eredményeket kaptunk. Már az antennák nyereségeinek vizsgálata során is érezhető volt, hogy a Helix 2 antenna a többi típushoz képest jobbnak fog bizonyulni. Ezt alátámasztja a hatótávolság megbecsélésere végzett kalkuláció is. Arról azonban egy pillanatra sem szabad megfeledkezni, hogy ezek csak közelítő értékek. A szemléltetés lényege, hogy láthatóvá váljanak az egyébként nehezen érzékelhető különbségek. Természetesen tudatában kell lenni a tényeknek, hogy valós körülmények között más értékeket mérhetünk. Erre bizonyíték, hogy a jelenlegi Helix 1 antennát autóba építve egy elnyújtott ellipszis alakú hatótávolság görbét kapunk, amelyet az autó különböző irányainból más és más mértékű csillapítása okoz. Az eredmény viszont tekinthető egyfajta iránymutató értéknek, hiszen összehasonlító teszteket végeztünk és a referencia antennára is ugyanazokat a műveleteket alkalmaztuk mint a többire, így bátran vehetjük az egyes antennák közötti eltéréseket azok különböző felépítéséből eredőnek.

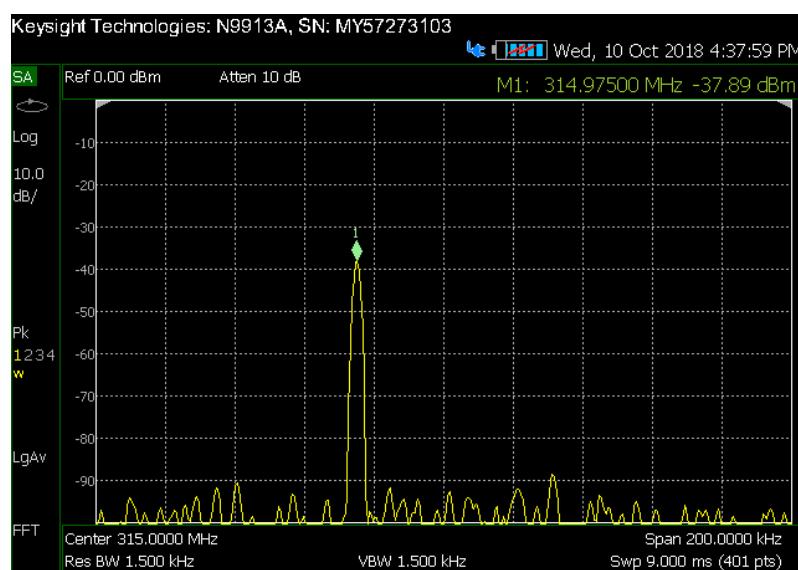
#### 4.2.4. Szabadtéren végzett mérések

A GTEM cellás mérések ellenőrzéseképpen a hatótávolságra vonatkozó méréseket és becsléseket érdemes elvégezni szabadtéri környezetben is. A mérési rendszer összeállításánál a mérendő antennák ugyancsak egy üres BCM házban kaptak helyet. Mivel a GTEM cellás mérések során a Helix 2 típusú antenna produkálta a legjobb eredményeket így a további vizsgálatoknak csak az aktuális Helix 1 és a jó esélyekkel induló Helix 2 antennát érdemes alávetni. A mérési összeállítást tekintve, a valóságoshoz közel azonos mérési elrendezést építettünk ki. A számítási modell az előzőekben is használt formulát használja.



**4.12. ábra.** A szabadtéri mérés összeállítása

A BCM 50cm míg a vevő dipól antenna 100cm-es magasságban van elhelyezve. A vevő antenna egy hordozható spektrumanalizátorral van összekötve. Az adó (BCM) kisugárzott teljesítménye továbbra is 0dBm. Az adó és vevő közötti távolság 10m. A szabadtéri mérések során az antennákat 10 fokonként forgattuk, miközben a spektrumanalizátor által mért jel csúcsértékét feljegyeztük.



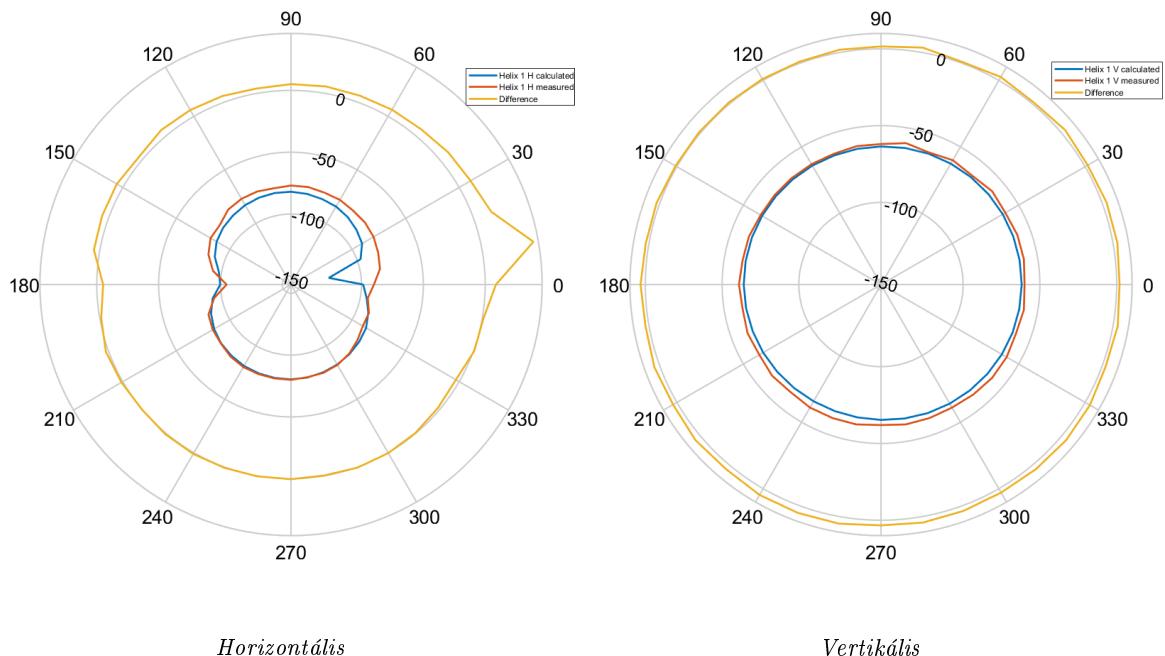
**4.13. ábra.** A mobil spektrumanalizátor által megjelenített érték

Mivel a szabadtéri mérések sokkal bizonytalanabb eredményekkel szolgálnak, ezért fontos hogy a felhasznált matematikai modell a lehető leg pontosabb legyen, mivel egy-egy apró eltérés is nagyon félrevezető eredményt adhat. A pontos eredményekhez a vevő dipól antenna horizontális és vertikális polarizációjú nyereségét előzetesen GTEM cella segítségével határoztuk meg.

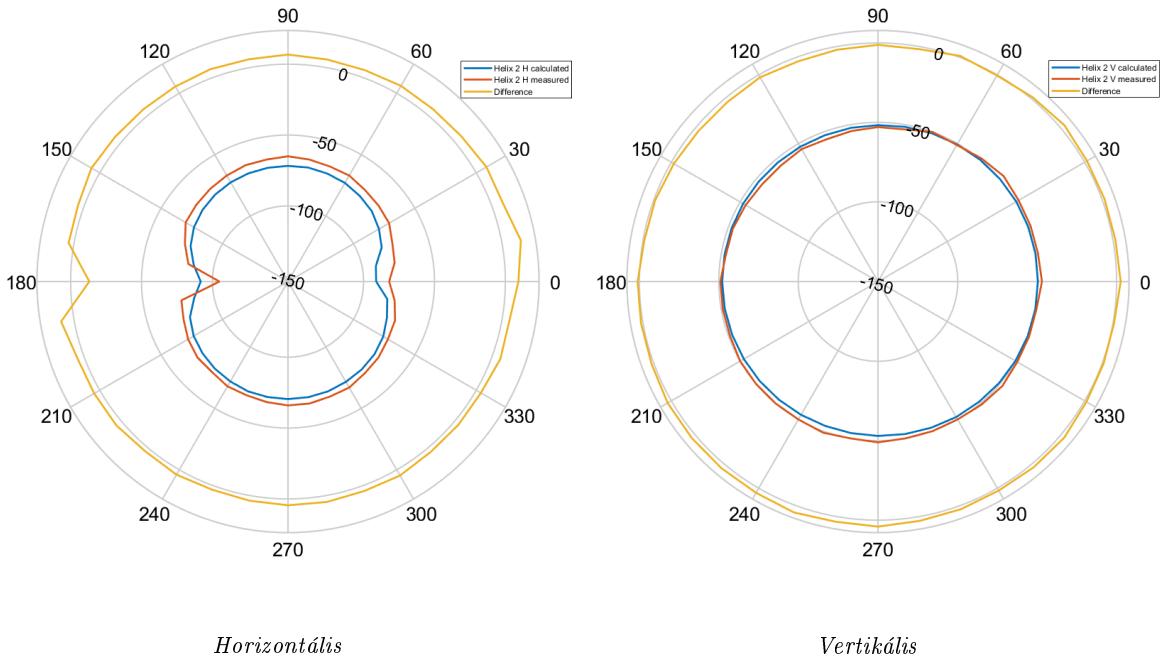
A mérőantenna az alábbi paraméterekkel rendelkezik:

- $G_H^{dipole} = -3\text{dBi}$
- $G_V^{dipole} = -12\text{dBi}$

Fontos megemlíteni, hogy ez az antenna nem egy kalibrált mérőantenna, így esetleges méresből származó hibák eredhetnek tőle, ezt sajnos muszáj elfogadni. Nem is várható el, hogy tökéletesen pontos értékeket szolgáljon, hiszen a szabadtéri mérést sok egyéb külső tényező is befolyásolja, például a levegő páratartalma vagy a talaj tényleges dielektrikus állandója, amelyre pontos mérés hiányában külső forrásokból tudunk csak hagyatkozni. Továbbá az sem elhanyagolható, hogy az antennák nem csak horizontális és nem csak vertikális polarizációban sugároznak, ahogyan a vevő antenna sem csak ebben a két polarizációban működik. Ezt alátámasztja az is, hogy a valóságban különböző polarizációjú antennák között is történik energiaáramlás, noha ez az elméettel kicsit ellentmondásos lehet. A jelenség oka, hogy a valóságos antennák minden irányban sugároznak valamelykor teljesítménnyel, még ha ez sokszor egészen csekély mértékű is.



**4.14. ábra.** Az ellenőrző mérések eredményei Helix 1 antenna esetén.



**4.15. ábra.** Az ellenőrző mérések eredményei Helix 2 antenna esetén.

Az ábrákhhoz tartozó rövid magyarázatként elmondható, hogy a fentebb tárgyalt mérési elrendezésből származó mérések eredményei és ugyanezen elrendezés paramétereivel kiszámított teljesítmények kerültek összehasonlításra. Az ábrákat tanulmányozva bátran ki-jelenthető, hogy a számítást - hibával ugyan, de - alátámasztják a valós környezetben végzett mérések. A két antenna összehasonlításában ez esetben a vevő antennáig eljutó teljesítmény a fontos paraméter. A számított és mért értékek közötti különbségek - noha egyes pontokban nagy értékűek is lehetnek - összességében átlagosan  $10dB$  alatt vannak, amely kielégítőnek mondható. Csak az érzékeltetés kedvéért, amikor a BCM-et elhelyezi az autó különböző pontjain, a jármű karosszériája által a kulcs jele  $10 - 20dB$  csillapítást is elszenvedhet mialatt eljut a BCM antennájáig. Ez természetesen az elhelyezés függvénye és sajnálatos módon a BCM a személyautókban egy rádiófrekvenciás szempontból viszonylag kedvezőtlen helyet kapott.

Az ábrákból továbbá megfigyelhető, hogy a Helix 2 típusú antenna ezen összehasonlító mérés során is számodtevően jobbnak bizonyul. A GTEM cellás mérésekkel számított eredmények és a szabadtéri mérések eredményei alapján a Helix 2 típus ugyanazzal az iránykarakterisztikával rendelkezik, mint a jelenleg használt típus, így ezen a ponton sem jelent visszalépést a Helix 1-hez képest.

A mérés során kapott átlagteljesítmények értékei:

- $P_{\text{Helix}1}^m = -72dBm$
- $P_{\text{Helix}2}^m = -61,5dBm$

Amelyből szintén érzékelhető, hogy a Helix 2 valóban egy hatékonyabb antenna lehet, mint a hasonló felépítésű, de más méretekkel rendelkező Helix 1 típusú antenna.

## 5. fejezet

# Tapasztalatok összegzése

A feladat elvégzése közben sok tapasztalattal gazdagodtunk. Az már jól érezhető volt a munka folyamán, hogy jó esélyünk van találni egy kedvezőbb viselkedésű antennát. A mérések első fázisában az eredmények is alátámasztották a feltételezéseinket. Már a GTEM cellás méréseknél is látható különbségek adódtak az egyes antennák között. A szabadtéri mérések ezeket az eredményeket csak megerősítették. Már az impedanciaillesztés során is találtunk olyan antennákat (Helix 3, Helix 4), amelyek hátralépést jelentettek volna az aktuális Helix 1-hez képest, ezért már az antennák nyereségeinek és iránykarakterisztikáinak mérése előtt lehetőség adódott redukálni az elvégzendő munkát ezen típusok elhagyásával. A 434MHz-es frekvenciára nem is került megépítésre ez a két antenna, de a maradék 4 típusra alkalmaztuk azokat a méréseket, amelyeket előtte a 315MHz-es frekvencián még mind a 6 típusra elvégeztük. A mérések során több ponton is kérdéses volt, hogy olykor melyik antenna viselkedik jobban egy adott helyzetben, ugyanis az eredmények sokszor kis eltéréssel, de közel kerültek egymáshoz. A hely szempontjából az Inverted F és a Monopol típusú antenna alulmarad a Helix 1 és Helix 2 típusúval szemben, így - mivel az eredményeik is néhány ponton ezt erősítik - ezen 2 típus nem valószínű, hogy sorozatgyártásba kerül ebben a projektben.

A Helix 1 és Helix 2 antennák jellegre nagyon hasonlóak, de mégis kis eltéréssel a Helix 2 jobbnak bizonyul több mérés szerint is. Fontos, hogy a kialakításához szükséges helyigénye nem számottevően nagyobb, mint az aktuálisan használt Helix 1 típusnak, bár kétségtelenül az áramkör érintett részének teljes áttervezése szükséges ehhez a kis módosításhoz is. Mindössze a hosszban mutatkozik 25mm különbség a két típus között, amely egy jó elrendezéssel még kivitelezhető az adott méretű nyomtatott áramkörön. Ahhoz, hogy ez a változtatás sorozatgyártásba kerüljön rengeteg más tesznek kell majd alávetni a Helix 2 típusú antennával gyártott mintákat. Abban a fázisban szükség lesz újabb összehasonlító tesztekre és olyan minták gyártására, amelyek működő BCM-ként funkcionálnak. Ezekben a mintákon a teljes tesztfolyamatot elvégezve, összehasonlíthatók lesznek az eredmények az aktuális konfiguráció által produkáltakkal. Ha a jelen tanulmányban tárgyalt antenna ezen tesztekben is helytáll, akkor a világ különböző pontjain gyártott autóiban találkozhatunk majd vele Európában, Amerikában, illetve Japánban.

# Köszönetnyilvánítás

Ezen a tanulmány nem jöhetett volna létre a Robert Bosch Kft. nélkül. Köszönnettet tarozom, amiért a szakdolgozatom témáján felül biztosítottak minden anyagi és szakmai feltételt annak elkészüléséhez.

Külön köszönet illeti Váradi Ferenc kollégámat, aki a Boschnál immáron 4 éve a BCM-ek antennáival és rádiófrekvenciás rendszerével foglalkozik. Tapasztalatával nagy segítséget nyújtott sok helyzetben, amikor egyedül biztosan komolyabb problémába ütköztem volna. A közös munka előtt kevés gyakorlati tapasztalattal rendelkeztem ebben a témaban, de úgy érzem sokat tanulhattam tőle közben.

# Irodalomjegyzék

- [1] Federal Communications Commission. Periodic operation in the band 40.66-40.70 mhz and above 70 mhz. *Electronic Code of Federal Regulations*, 1(15), November 2018. §15.231.
- [2] Friedbert Berens, Hartmut Dunger, Sven Czarnecki, Thomas Bock, Ralf Reuter, Sven Zeisberg, Jens Weber, Joaquim Fortuny Guasch. Uwb car attenuation measurements. *IEEE, 10.1109/ISTMWC.2007.4299240*, July 2007.
- [3] Fodor György. *Elektromágneses terek*. Műegyetemi Kiadó, 1999. chapter:3, section:3.2-5, pages:174-177.
- [4] Maxim Integrated. Radiated power and field strength from uhf ism transmitters. <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3815>. APPLICATION NOTE 3815.
- [5] Zlatko Živković, Antonio Šarolić. Measurements of antenna parameters in gtem cell. *Journal of communications software and systems*, 6(4):125–132, December 2010.
- [6] Robert Bosch kft. Történetünk. <https://www.bosch.hu/vallatalunk/tortenetunk/>.
- [7] Tor-Inge Kvaksrud. *Range Measurements in an Open Field Environment*. Texas Instruments, December 2007. Design Note DN018.
- [8] m. dudde hochfrequenz technik. Test report acc. to fcc title 47 cfr part 15 relating to hella kgaa hueck and co. fs12p71, 2012. Test report no. 12007514, page: 30, section: 8.6.7 Result.
- [9] Dr. H. Matzner and S.Levy. Antenna gain. [https://www.hit.ac.il/.upload/engineering/antenna\\_-\\_exp4gain.pdf](https://www.hit.ac.il/.upload/engineering/antenna_-_exp4gain.pdf), July 2004.
- [10] Microchip. Ata5831/ata5832/ata5833 uhf ask/fsk transceiver user manual, 2015. Atmel Confidential: For Release Only Under Non-Disclosure Agreement (NDA).
- [11] Microchip. Atak51004-v2 user's guide. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/50002644A.pdf>, September 2017.
- [12] Berne University of Applied Sciences. Smith v2.03. School of Engineering and Information Technology Division of Electrical- and Communication Engineering, Jlcoweg 1, CH-3400, Burgdorf, Switzerland.

- [13] Peter N. Saveskie. Earth constants. *TAI Inc. Consuletter International*, 6(5), 1977.
- [14] Antenna Theory website. Voltage standing wave ratio. <http://www.antenna-theory.com/definitions/vswr.php>.
- [15] Wikipedia. Antenna factor. [https://en.wikipedia.org/wiki/Antenna\\_factor](https://en.wikipedia.org/wiki/Antenna_factor).
- [16] Wikipedia. Remote keyless system. [https://en.wikipedia.org/wiki/Remote\\_keyless\\_system](https://en.wikipedia.org/wiki/Remote_keyless_system).