

Kiss Dóra¹ – Dudás Levente² – Szüllő Ádám³ – Seller Rudolf⁴

SSR ALAPÚ MONOPULSE KÖVETŐ RENDSZER⁵

Az SSR rendszer segítségével a transzponderrel felszerelt utasszállító repülőgépek adatairól kapunk információt. A monopulse pedig egy olyan vételi antennanyalábformálási eljárás, amely különbségi- és összegcsatornák kialakításával a céltárgy pontosabb detektálására szolgál. A cél egy olyan SSR technológián alapuló monopulse rendszer fejlesztése, ami forgatóra helyezve az antennamátrixot egy megfelelő szabályzórendszer segítségével pontosan a céltárgy irányába forgatja. Ehhez meg kell tervezni továbbá egy SSR radarjel vételére alkalmas áramkört, ami a jelfeldolgozásra alkalmas. A fejlesztés során egy prototípus készül el, aminek hatékonysága terepi mérésekkel is igazolva lesz.

SSR BASED MONOPULSE TRACKING SYSTEM

Secondary surveillance radar systems are predominantly used in civil air navigation. Mode A/C/S transponders – situated on the aircraft- send information to the interrogator. This represents a duplex communication, using different up- and downlink frequencies. Monopulse is a special beam-forming method, which allows us to detect the track incomprehensibly more precise than the conventional technologies. Having these technological backgrounds the aim is to develop a tracking system that detects the tracks and rotates the antenna-matrix exactly to the aircraft's direction. This project requires antenna and high frequency signal processing design, simulation and production. Next step is to design the hardware and software of the signal-processing PCB, and the control system of the rotator. The final step of production is to test the system under proper circumstances.

BEVEZETÉS

A követő rendszer ismertetése

A tervezett követő rendszer a szekunder radarok elvét és monopulse nyalábformálási technológiát alkalmazva lehetővé teszi a levegőben lévő, transzponderrel rendelkező céltárgyak pontos detektálását, ezen kívül egy forgató és az azt irányító szabályzórendszer segítségével az antennamátrixot pontosan a repülőgép irányába fordítja. A követő előnyei közé tartozik továbbá, hogy méretéből fakadóan könnyen hordozható és antennájának gyártása a sík geometriának köszönhetően viszonylag egyszerű.

Ehhez először is tervezni, szimulálni és gyártani kell egy négyelemű antennamátrixból álló patch-antenna rendszert, háromcsatornás kimenettel. A két különbségi és az egy összeg csatornát egy négy darab microstrip kvadratura hibridből álló rendszer valósítja meg, majd szűrés után egy megfelelő RF IC segítségével 4 MHz-es középfrekvenciára keverve a jel A/D átalakításon megy keresztül, végül egy digitális jelfeldolgozó egységgel, FPGA-val kerül feldolgozásra. A nyomtatott áramkör főbb elemeinek blokkdiagramját mutatja az 0. ábra.

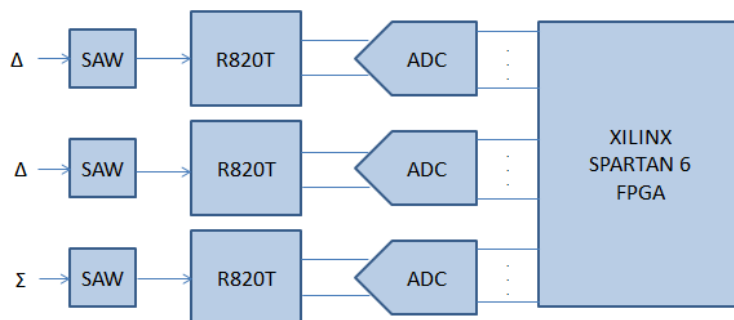
1 MSc hallgató, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, dkisshun@gmail.com

2 tanársegéd, dudas@mht.bme.hu

3 doktorandusz hallgató, szullo@mht.bme.hu

4 egyetemi adjunktus, seller@mht.bme.hu

5 Lektorálta: Prof. Dr. Makkay Imre, egyetemi tanár, NKE Katonai Repülő Tanszék, drmi48@gmail.com



1. ábra Monopulse követő rendszer legfontosabb elemeit mutató egyszerűsített blokkdiagram

Az antennarendszert illetően a választás azért esett a microstrip patch kivitelezésére, mert sík geometriájából fakadóan gyártása viszonylag könnyű és olcsó, ezen kívül előny még a könnyen szállíthatóság és az időjárással szembeni állóképesség. A fejlesztés első lépéseként a megfelelő, 1090 MHz downlink frekvencia vételére alkalmas méretű antennát kell szimulálni, gyártani, majd hálózat analízátor segítségével bemérni. Ugyanilyen elv és módszer alapján készültek a nagyfrekvenciás jelfeldolgozásra alkalmas hibridek.

ELMÉLETI HÁTTÉR

SSR mérési elv

Az SSR⁶ kétirányú kommunikációt valósít meg az interrogátor és a transzponder között. A második világháború idején került kifejlesztésre, hogy a közeledő gépről egyértelműen el lehessen dönteni, hogy „barát, vagy ellenség”. Működésének hatékonyságát az adja, hogy az interrogátor 1030 MHz-es uplink frekvenciája nem esik egybe a kooperáló transzponder 1090 MHz-es downlink frekvenciájával [1]. A két eltérő adó frekvencia miatt a csatornák közt nem alakul ki áthallás. Valamint a primerekkel szemben a terjedési veszteség R távolságú céltárgy esetén nem R^4 -el, hanem R^2 -el arányos.

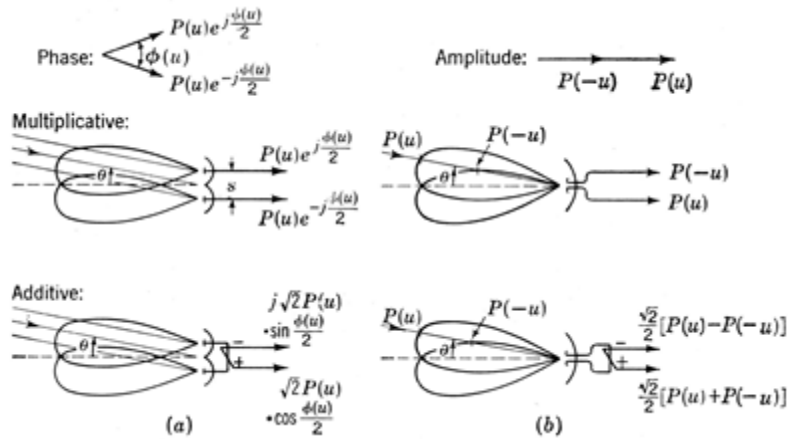
SSR esetén a primerrel szemben a beérkező jel nem függ a céltárgy méretétől és alakjától. Van azonban egy minimum bemenő jelszint, amire válaszol és egy minimum válasz jelszint, az ERP⁷. Ez az ERP az antenna kimenő teljesítmény és a nyereség szorzata. ICAO specifikáció alapján ez az ERP 52,5 dBW, ami ~200 Nm-re korlátozza a transzponder hatótávolságát.

Monopulse mérési elv

A monopulse rendszer több szimultán fedésben lévő vételi antennanyaláb kialakítását jelenti. Minden céltárgy, ami a nyalábokba ér több vevő által detektálásra kerül, majd amplitúdó – és fázisösszevetés történik. Ez teszi lehetővé a céltárgy szögparamétereinek, radiális sebességének és távolságának a konvencionálishoz képesti pontosabb meghatározását [2]. Nevéhez híven egy impulzus elegendő tehát az azimuth szög meghatározásához.

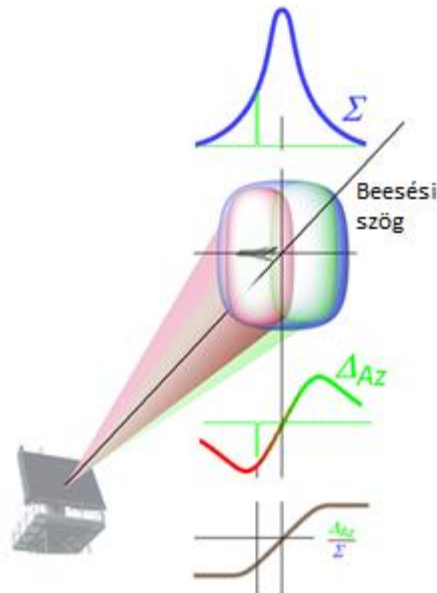
6 Secondary Surveillance Radar – Szekunder radar

7 Effective Radiated Power – Lesugárzott effektív teljesítmény



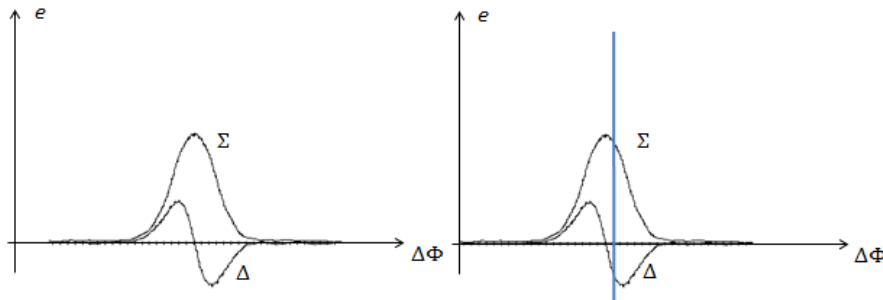
2. ábra Monopulse fázis és amplitúdóösszevetés valamint az egymást szimultán fedő nyalábok illusztrálása

Az antennából jövő jelből Σ összeg és Δ különbségi csatornák állíthatók elő. A fázisstabilitás érdekében pedig ezek az összegző és kivonó áramkörök RF-en vannak megvalósítva.



3. ábra Céltárgy beérkezése a különböző színekkel jelölt nyalábokba, valamint a Σ és Δ jelek ábrázolása.

A Σ csatornán belüli pontosabb szögmeghatározást a Δ csatorna teszi lehetővé. Ha ábrázoljuk a két csatornát a $\Delta\Phi$ függvényében (ahol $\Delta\Phi$ a főirányhoz képesti azimuth vagy elevációs szögeltérés), láthatjuk, hogy a Δ gyorsabban változik. Ez a meredekség függ az antennanyalábok fedettségétől, így kialakításuknál ezt figyelembe kell venni. A 3. ábrán az ábrázolt e egy hibajel, amit a jelfeldolgozás első elemeként a PSD (fázisérzékeny detektor) állít elő és ez az e a Σ csatornához képesti azimuth szögeltéréssel lesz arányos.



4. ábra A szumma és delta jelek valamint a céltárgyról beérkező jel ábrázolása

$$e = \frac{\Delta}{|\Sigma|} \cos \vartheta \quad (1)$$

- E a PSD kimenetén megjelenő hibajel
- Δ az eleváció vagy azimuth Δ csatorna jele
- $|\Sigma|$ az összeg csatorna normalizált jele
- ϑ a Δ és Σ jelek fáziskülönbsége

MISCROSTRIP PATCH ANTENNAMÁTRIX

A microstrip antenna egy dielektrikumon kialakított vezető anyagból készült sugárzó. Használatuk ma már széles körben elterjedt, mivel gyártásuk költségkímélő és a síkbeli kialakítás miatt viszonylag egyszerű. Ezek azonban általában keskenysávú antennák, hatékonyságuk pedig függ a dielektromos veszteségtől [3].

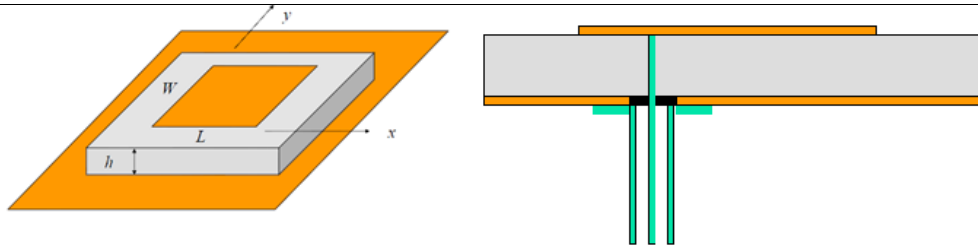
Az üregrezonátor elvén működnek, mivel alul-felül rövidzárral, oldalán pedig szakadással modellezhetők. qTEM, azaz kvázi-transzvezális elektromágneses hullám lesz a kialakuló domináns terjedési módus, mivel levegőben és a dielektrikumban egyaránt terjed. Ehhez tartozik egy ún. effektív dielektromos állandó, aminek az értéke kissé elmarad az eredeti ϵ_r -tól és a (2) képlettel számítható.

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1} \quad (2)$$

Geometria

A működési frekvenciát megadó paraméterek:

- hossz (L);
- szélesség (W);
- dielektrikum magassága (h);
- dielektromos állandó (ϵ_r);
- Patch magasság (t).



5. ábra Microstrip patch működési frekvenciáját megadó paraméterei és oldalnézete koaxiális kábel betáplálás esetén

A patch hossza jellemzően kisebb, mint $\lambda/2$ mivel a megfelelő TM_{10} kialakulásának ez a feltétele. Az elektromos térerősség fázishelyes tangencionális komponensei hozzák létre a felületre merőleges sugárzott teret. Az így kialakult tér mindkét irányban ΔL hosszal megnöveli a hatásos hosszt, amit a (3) képlettel számolhatunk [4].

$$\Delta L = L + 2\Delta L \quad (3)$$

A patch W paraméterét pedig az alábbi egyenlettel kapjuk

$$W = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (4)$$

A fent említett paraméterek fennmaradó részét pedig az FR4-es nyáklemez tulajdonsági adják, mivel abból kerül gyártásra az antenna, maratással.

- $h = 1,6 \text{ mm}$
- $\epsilon_r = 4,3$
- $t = 35 \mu\text{m}$

Betáplálás

A betáplálás kétféleképpen történhet: microstrip vonal hozzávezetéssel vagy az 4. ábra jobb oldalán látható módon, koaxiális kábel hozzávezetéssel. Ez utóbbi esetben a kábel belső vezetője alulról átmegy a szigetelőn és felülről van csatlakoztatva a sugárzóhoz. Az antennamátrix esetében az utóbbi, koaxiális kábel betáplálás kerül megvalósításra.

A betáplálás geometriai helye fogja meghatározni a négyszögletes patch antenna polarizációját. Ahhoz, hogy cirkuláris polarizációt kapjunk, az antennát a főátló egy pontján kell betáplálni. Így a TM_{10} és TM_{01} módusok is létrejöhetnek egy adott frekvencián, 90° -os fáziskülönbséggel [6]. Mivel a módusok ortogonálisak, ezek egymástól függetlenül sugároznak és távolságban összeadódnak, létrehozva ezzel a cirkuláris polarizációt.

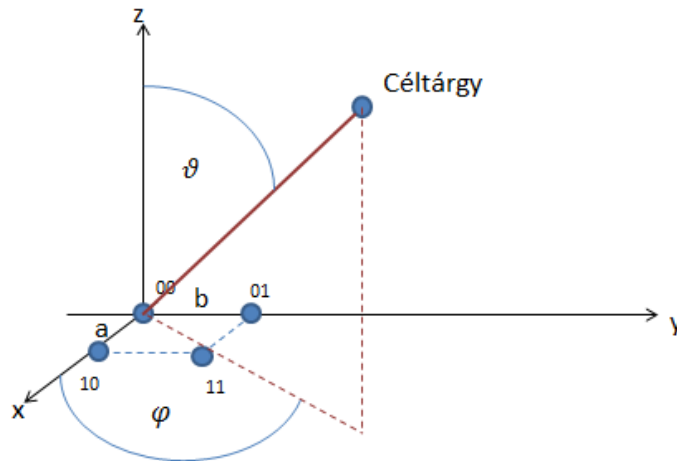
Szimuláció

A tervezett antennamátrix tehát négyszögletes, cirkulárisan polarizált microstrip patch antennából áll, amelynek szimulálása egyrészt LabView, másrészt az Ansoft HFSS (High Frequency Structural Simulation) programokkal történt.

Antennamátrix elrendezése

A patchek mérete (W, L paraméterek) $\lambda/4$ -el közelíthető, a középpontjaik hullámhosszban mért távolsága pedig pontosan $\lambda/2$.

A patchek x-y síkon való elrendezését, a beeső céltárgy szögét és a síkra való merőleges vetületét mutatja a 6. ábra.



6. ábra Beeső céltárgy x-y síkhoz képesti szöge és merőleges vetülete

φ és ϑ függvényében pedig leírható az iránykarakterisztika az alábbi egyenletekkel.

$$F(\vartheta) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k e^{-jk\beta \sin \vartheta} \quad (5)$$

ahol

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6)$$

$$F(\vartheta, \varphi) = \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} I_{kl} e^{-jk\beta \sin \vartheta} \quad (7)$$

$$\Delta \phi = \beta(k a \sin \vartheta \cos \varphi + l b \sin \vartheta \sin \varphi) \quad (8)$$

$$F(\vartheta, \varphi) = \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} I_{kl} e^{-j\Delta \phi} \quad (9)$$

$\mathbf{a}$ és $\mathbf{b}$ hullámhosszban mért távolságot változtatható paraméternek tekintve készíthető egy 3D LabView szimuláció a karakterisztikára csatornánként, így meghatározható az optimális távolság a patchek középpontjai között.

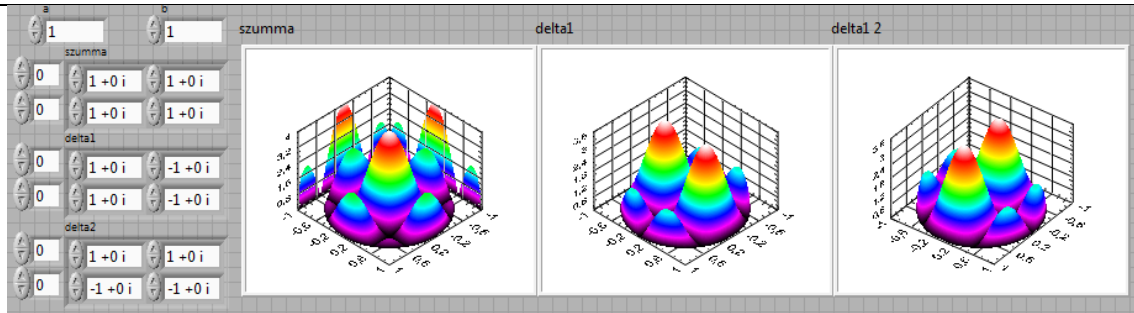
A monopulse-ra jellemző különbségi – és összeg csatornák mátrixelrendezésben is felíthatók.

$$\Sigma = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\Delta_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

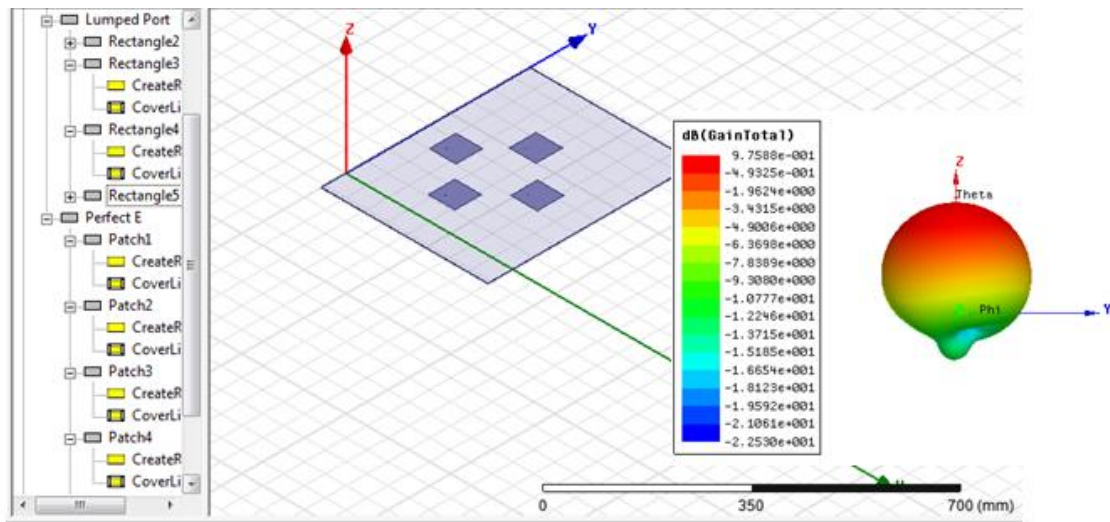
$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

A 3D iránykarakterisztika ($\mathbf{a}, \mathbf{b}$) = $\lambda/2$ esetén ideális eredményt hozott.



7. ábra LabView szimuláció alapján a Szumma – és delta jelek karakterisztikája

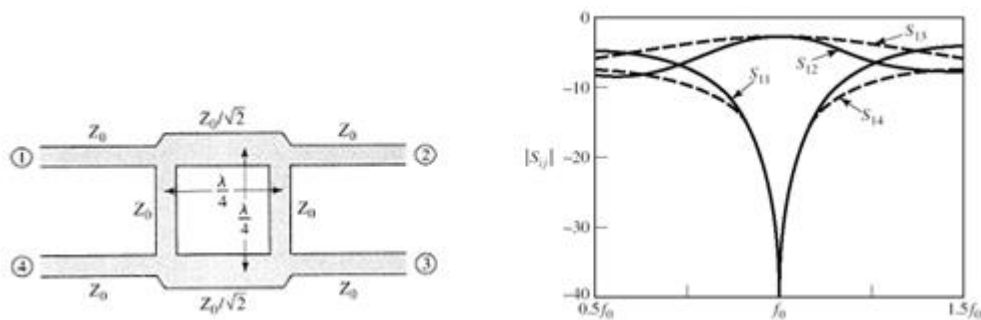
Ezek alapján elkészíthető az antennamátrix HFSS szimulációja, hiszen megvan már a patchek mérete, elrendezése és középpontjaik távolsága.



8. ábra Antennamátrix HFSS szimulációja valamint a nyereségre kapott érték, amely alapján a gyártás indolokt

KVADRATÚRA MICROSTRIP HYBRID RENDSZER

Az RF jelfeldolgozás, vagyis a Δ és Σ jelek kialakítására microstrip hybrid rendszer tervezésére és kivitelezésére esett a választás. Több fajta létezik, a Wilkonson, a 180° -os és a 90° -os hybrid [5]. Közülük a kvadrátúra (90°) hybridek 4 portos elemek, amelyek 3 dB-es teljesítményosz-
tásra és összegzésre képesek.



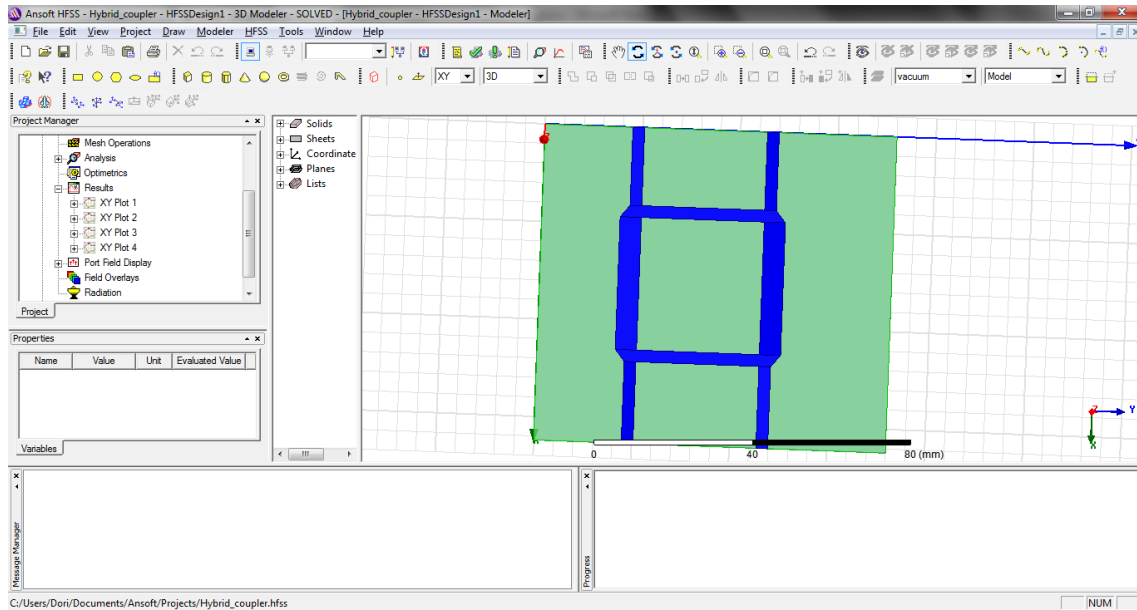
9. ábra Kvadrátúra microstrip hybrid és ideális S-paraméterei

Az ábra bal oldalán látható a választott hybrid vázlata, paramétereit pedig az alábbi egyenletekkel írhatók fel.

$$f_0 = 1090 \text{ MHz}; \quad Z_0 = 50 \, \Omega; \quad \frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35 \, \Omega; \quad W_{Z_0} = 3,000 \text{ mm}; \quad L_{Z_0} = 37,95 \text{ mm};$$

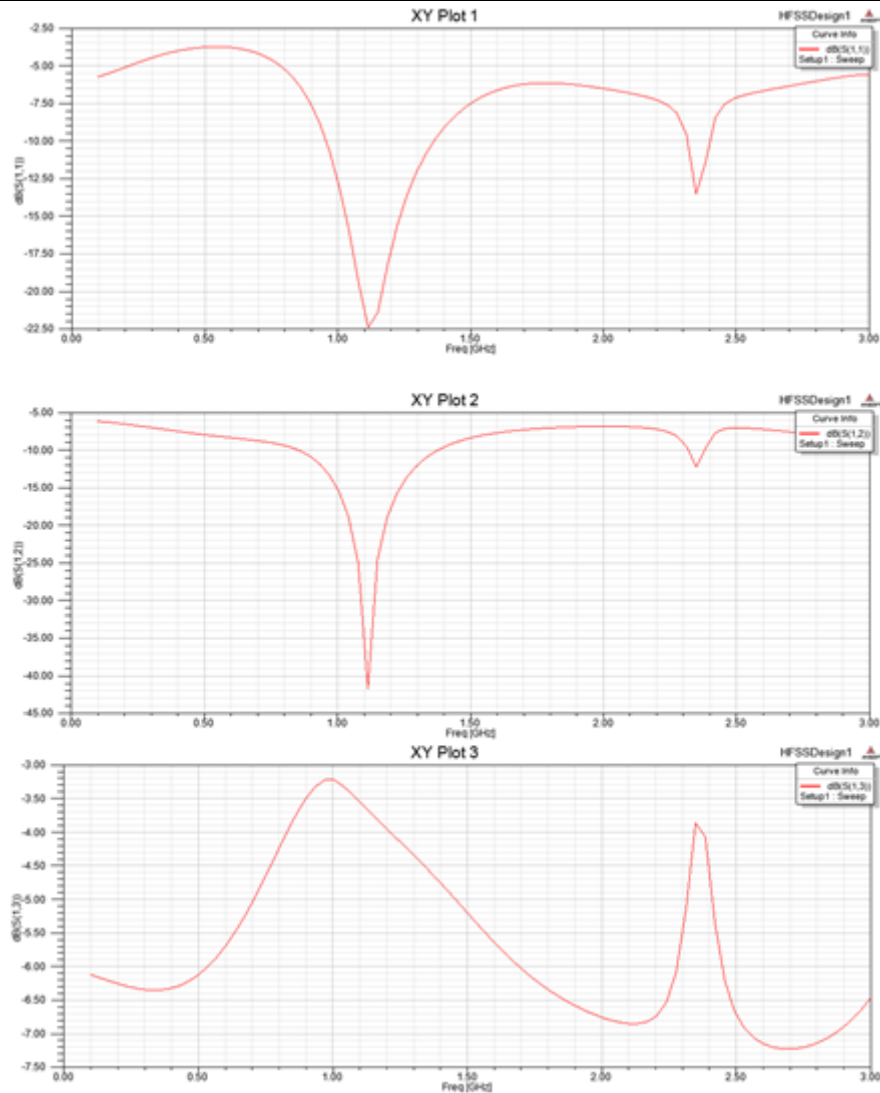
$$W_{Z_0/\sqrt{2}} = 5,199 \text{ mm}; \quad L_{Z_0/\sqrt{2}} = 36,98 \text{ mm}$$

A méretek meghatározása után Ansoft HFSS-ben lett szimulálva, majd az eredmény összevetésre került a 9. ábra jobb oldalán található ideális S-paraméter görbékkel.



10. ábra FSS-ben szimulált kvadrátúra hybrid rendszer egy eleme

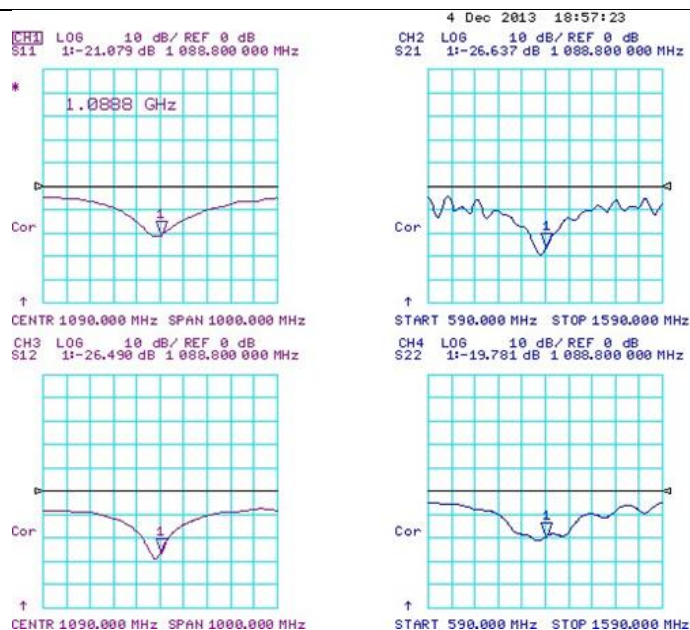
A hordozó a patch-hez hasonlóan $\epsilon_r = 4,3$ dielektromos állandóval rendelkező FR4-es lemez.



11. ábra HFSS-ben szimulált S-paraméterek. A kívánt frekvencián, azaz 1090 MHz-en megfelelő reflexiót mutatnak, valamint az (utosló) S_{13} paraméter is közelíti az ideális, -3 dB-es határt.

A szimulált eredmények jól közelítik az ideális görbéket, így a hybrid gyártásra került az adott paraméterekkel, FR4-es nyáklemezből, maratással. A dielektrikum magassága 1,6 mm, a vezető rétegé változatlanul 35 mikron.

Gyártás után vektor hálózat analízátor segítségével bemérésre került a hibrid portonként, a megfelelő lezárások alkalmazásával. A mérések a várt eredményt hozták és a szimulált eredményeket közelítették, ahogy azt a 13. ábra mutatja.



12. ábra A hybrid egy portja S-paramétereinek vektor hálózattal mért értéke, center frekvenciában a kívánt 1090 MHz-el. Az S_{11} és S_{22} paraméterek rendre -21 dB és -19 dB értéket mutatnak. Az S_{21} és S_{12} pedig -26 dB.

ÖSSZEZÉS

Összeállt tehát a vételre alkalmas antennarendszer és annak a háromcsatornás kimenete, így következő lépés a nyomtatott áramkör logikai – és huzalozott tervének elkészítése. Ehhez az alkatrészek már kiválasztásra kerültek, a nyomtatott áramkör pedig a huzalozás szakaszában van. Az áramkör logikai rajza (schematic) tartalmazza az 0. ábrán mutatott elemeket valamint a megfelelő csatlakozókat a forgatórendszer kialakításához. Végző lépés lesz a forgató szabályzó rendszerének megtervezése, majd terepi mérésekkel lesz igazolva a rendszer működése.

- [1] FELHASZNÁLT IRODALOM
- [2] COLE Understanding radar Blackwell Publishing 2nd edition, 1993
- [3] KINGSLEY: Understanding Radar Systems, SciTech Publishing 1st edition, 1999
- [4] BANCROFT Microstrip And Printed Antenna Design, TBS, 2004
- [5] A.B. MUTIARA: Design of Microstrip Antenna for Wireless Communication at 2.4 GHz, Journal of Theoretical and Applied Information Technology Vol33 No2 2011
- [6] CORSINI: 90 Degree Hybrid Coupler, Worcester Polytechnic Institute, 2013
- [7] JAZI, FIROUZEH: Design and Implementation of Aperture Coupled Microstrip IFF Antenna, PIERS online Vol.4 No.1, 2008

ÁBRAJEGYZÉK

- [2] SKOLNIK Radar Handbook, McGraw-Hill Professional 3rd edition, 2008
- [3] Radartutorial.eu (Monopulse antenna)
- [5] D.JACKSON Overview of microstrip antennas, University of Houston dept. of ECE
- [9] Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook (TS 92-78)
- [1] [4] [6] [7] [8] [10] [11] [12] Saját/szimulált ábra