

ПРИМЉЕНО:		17. 09. 2020	
Рад.јед.	Б р о ј	Арх.шифра	Прилог
0801	761/1		

Naučnom veću Instituta za fiziku u Beogradu

Predmet: Molba za pokretanje postupka za sticanje zvanja naučni saradnik


S obzirom da ispunjavam kriterijume propisane od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja za sticanje naučnog zvanja naučni saradnik, kao i kriterijume propisane Pravilnikom o sticanju naučnih zvanja u Institutu za fiziku, molim Naučno veće Instituta za fiziku u Beogradu da pokrene postupak za moj izbor u navedeno zvanje.

U prilogu dostavljam:

1. Mišljenje v.d. rukovodioca laboratorije sa predlogom članova komisije
2. Stručnu biografiju
3. Pregled naučne aktivnosti
4. Elemente za kvalitativnu analizu naučnog rada
5. Elemente za kvantitativnu analizu naučnog rada
6. Spisak objavljenih naučnih radova
7. Podatke o citiranosti
8. Skeniranu potvrdu o odbrani doktorske disertacije
9. Kopije objavljenih radova

S poštovanjem,

Dr Nikola Bošković



Мишљење в. д. руководиоца Лабораторије за метаматеријале

Молим Научно веће Института за физику

Да покрене поступак за избор Николе Бошковића у звање научни сарадник. Никола Бошковић је запослен у Институту за физику од августа 2012. године и био је ангажован на пројектима Министарства просвете, науке и технолошког развоја: ТР32052 „Истраживање и развој решења за побољшање перформанси бежичних комуникационих система у микроталасном и милиметарском опсегу фреквенција“ и ИИИ-045016 „Генерисање и карактеризација нанофотонских функционалних структура у биомедицини и информатици“.

Докторску дисертацију под називом „Серијски напајани планарни антенски низови са побољшаним карактеристикама“ је одбранио 2.9.2020. године на Електронском факултету у Нишу под менторством др Небојше Дончова са Електронског факултета у Нишу.

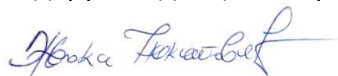
Као први аутор је потписан на 23 рада укључујући два рада категорије М21, два рада категорије М24, једног рада категорије М52, једног техничког решења категорије М82 и 6 техничких решења категорије М85, 7 саопштења са међународних скупова категорије М33 и 4 саопштења са националних конференција категорије М63. Као коаутор има саопштење са међународног скупа категорије М31 и на три саопштења са националне конференција категорије М63 и два техничка решења категорије М85. Истраживач је рецензент еминентних часописа из своје области истраживања укључујући: *IEEE Transactions on Antennas*, *IEEE Access*, *Elsevier AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*.

За комисију за избор предлажем следеће чланове:

- др Александер Ковачевић, виши научни сарадник Институт за физику у Београду,
- др Ненад Сакан, научни сарадник Институт за физику у Београду,
- др Небојша Дончов, редовни професор Електронског факултета у Нишу

Остварени резултати истраживача Николе Бошковића показују способност и самосталност за бављење научно-истраживачким радом. Овим наведеним кандидат задовољава све неопходне услове Министарства просвете, науке и технолошког развоја за избор у звање научни сарадник.

Са поштовањем,
в. д. руководиоца Лабораторије за метаматеријале



др Жељка Никитовић
научни саветник Института за физику

BIOGRAFIJA NIKOLE BOŠKOVIĆA

Nikola Bošković je rođen 1986. u Požegi, gde je završio osnovnu školu i gimnaziju sa odličnim uspehom. 2005. godine upisao je Elektrotehnički fakultet u Beogradu na kome je diplomirao 2010. godine na smeru za Mikrotalasnu tehniku odseka za Telekomunikacije, iste godine, na istom fakultetu, upisao je diplomatske-master studije na modulu za Mikrotalasnu tehniku, koje je završio 2011. godine, sa prosečnom ocenom 9,67. U novembru 2014. godine upisao je doktorske studije na Elektronskom fakultetu u Nišu, na smeru za Telekomunikacije. Doktorsku disertaciju pod nazivom "Serijski napajani planarni antenski nizovi sa poboljšanim karakteristikama" je odbranio 2020.

Na institutu za fiziku u Beogradu je od 01.08.2012. Učestvovao je na dva projekta Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja:

- III-45016 „Generisanje i karakterizacija nanofotonskih funkcionalnih struktura u biomedicini i informatici“
- TR-32052 „Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija“

Glavni autor je na 23 rada uključujući dva rada kategorije M21, po jednog rada kategorije M24, M51 i M52, jednog tehničkog rešenja kategorije M82 i 6 tehničkih rešenja kategorije M85. Kao glavni autor ima 8 saopštenja sa međunarodnih skupova kategorije M33 i 3 saopštenja sa nacionalnih konferencija kategorije M63. Kao koautor ima saopštenje sa međunarodnog skupa kategorije M31, dva saopštenja kategorije M33. Kao koautor prisutan je i na jednom saopštenju sa nacionalne konferencija kategorije M63 i dva tehnička rešenja kategorije M85. Recenzent je mnogih časopisa iz oblasti antena i prostiranja talasa uključujući *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *IEEE Access* i Elsevier AEÜ - *International Journal of Electronics and Communications*.

Dobitnik je nagrade ETRANA za najbolji rad mladog istraživača na sekciji antene i prostiranje 2014. godine i najbolji rad na sekciji antene i prostiranje 2015. i 2017. godine. Tokom studijskog boravka u Karlsruhe Institute of Technology, Karlsruhe, Germany u toku oktobar-novembar 2018. godine u okviru bilateralnog projekta „5G-MultiScan“ razvio je planarni antenski niz na W opsegu za potrebe milimetarskog radara.

PREGLED NAUČNE AKTIVNOSTI

Nikola Bošković se u toku svog rada na institutu bavio teorijskim i praktičnim aspektima pasivnih mikrotalasnih komponenti. Njegov rad je podeljen u više faza: polazeći od teorijskih modela, preko numeričkog elektromagnetskog modela, pa do praktične realizacije i verifikacije rešenja kroz eksperiment. Krajnji cilj svakog problema kojim je se bavio je dobijanje praktičnog rešenja koje je znatno bolje od trenutno postojećih.

Konkretan doprinos kandidata je:

- Razvoj novih poboljšanih mikrotalasnih štampanih faznih šiftera koji omogućavaju fleksibilnu kontrolu faznog pomeraja linearno sa promenom frekvencije, razvijeno je više rešenja u zavisnosti da li se zahteva brza ili spora promena faze u skladu sa promenom frekvencije. Razvijeni su i *left-handed* i *right-handed* tipovi šiftera.
- Razvoj novih zračećih elemenata u formi pentagonalnih dipola koji imaju ogroman opseg impedanse. Razvijen je teorijski model za uračunavanje gubitaka unetih faznim šifterima u linearne antenske nizove. Novi pentagonalni dipoli su iskorišćeni za implementaciju raspodele snage modifikovane sa novim teorijskim modelom. Dobijeni niz omogućava stabilno potiskivanje bočnih lobova u celom radnom opsegu.
- Razvijen je teorijski model nove patch antene posebno prilagođene za serijske linearne antenske nizove. Razvijena je nova raspodela snage koja omogućava niske bočne lobove u značajno većem radnom opsegu od postojećih. Za razvoj antenskog niza upotrebljen je novi metod ko-simulacije koji kombinuje brzinu čisto teorijskog modela i preciznost pune 3D numeričke elektromagnetske simulacije. Realizovan antenski niz ima usmeren i stabilan dijagram zračenja sa niskim bočnim lobovima u širokom opsegu.

Razvijeni modeli su realizovani u tehnici fotolitografije. U skladu sa time ispitivana su ograničenja tehnologije, naročito u pogledu tolerancija što je korišćeno pri izradi filmova za štampu modela. Po pravljenju prototipa kandidat je pristupao konstruisanju aparature za merenje i povezivanju sa vektorskim analizatorom mreža.

Rezultati dobijeni eksperimentom su poređeni sa teorijskim modelima i oblikovani u naučne publikacije.

Elementi za kvalitativnu ocenu naučnog doprinosa

1. Kvalitet naučnih rezultata

1.1.1. Značaj naučnih rezultata

Nikola Bošković se bavi teorijskim istraživanjem, modelovanjem i realizacijom mikrotalasnih komponenti. Njegova uža specijalnost su štampani antenski nizovi. U toku svog rada razvio je više novih elektromagnetskih modela faznih šiftera, zračećih elemenata, mreža za raspodelu snage. Svako od razvijenih rešenja je prvo verifikovano kroz 3D elektromagnetsku numeričku simulaciju, a zatim i praktično kroz eksperiment. Kao prvi autor publikovao je dva rada u vrhunskom međunarodnom časopisu, koji je najbolji svetski časopis posvećen isključivo antenama i prostiranju talasa.

1.1.2. Parametri kvaliteta časopisa

Dva rada u vrhunskom međunarodnom časopisu *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (IF = 4.435, SNIP = 2,152)

	IF	M	SNIP
Ukupno	8,87	16	4,304
Usrednjeno po članku	4,435	8	2,152
Usrednjeno po autoru	2,587	4,667	1,255

1.1.3. Podaci o citiranosti

Prema podacima Scopus-a radovi Nikole Boškovića su citirani 44 puta, 40 puta bez samocitata. H-index je 4.

1.1.4. Međunarodna saradnja

Nikola Bošković je učestvovao u bilateralnom projektu sa Karlsruhe Institute of Technology, Karlsruhe, Germany (2018-2019) pod nazivom "5G-MultiScan", kao glavni istraživač, u okviru kojeg je razvio antenski niz za milimetarski radar na W-opsegu.

2. Normiranje broja koautorskih radova, patenata i tehničkih rešenja

Svi radovi autora su ili eksperimentalni sa manje od 7 autora, ili uključuju numeričke simulacije i imaju manje od 5 autora, u skladu sa time radovi se računaju sa punom težinom.

3. Učešće u projektima, potprojektima i projektnim zadacima

- III-45016 „Generisanje i karakterizacija nanofotonskih funkcionalnih struktura u biomedicini i informatici“

- TR-32052 „Istraživanje i razvoj rešenja za poboljšanje performansi bežičnih komunikacionih sistema u mikrotalasnom i milimetarskom opsegu frekvencija“

4. Uticaj naučnih rezultata

Uticaj naučnih rezultata Nikole Boškovića se ogleda u broju citata koji su navedeni i dati u prilogu. O značaju rezultata govori da je jedan rad u M21 časopisu citiran 14 puta na osnovu baze Scopus-a, od toga većinom u vodećim svetskim časopisima.

5. Konkretni doprinos kandidata u realizaciji radova

Kandidat je svoje aktivnosti sprovodio u Institutu za fiziku u Beogradu. U velikoj većini svojih radova je prvi autor i u njima je dao ključni doprinos. Polazeći od teorijskih modela, preko konstrukcije i simulacije numeričkih elektromagnetskih modela, do realizacije eksperimenta, pisanja radova i komunikacije sa editorima i recenzentima kao corresponding author.

6. Recenzije naučnih radova

Kandidat je dugogodišnji recenzent vodećih svetskih časopisa iz oblasti antena i prostiranja talasa i elektromagnetike. Neki od njih su: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *IEEE Access*, *Elsevier AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*. Kandidat ima 15 verifikovanih recenzija preko servisa Publons (Web of Science), datih u prilogu.

ELEMENTI ZA KVANTITATIVNU ANALIZU NAUČNOG RADA

Ostvareni M-bodovi po kategorijama publikacija

Kategorija	M-bodova po publikaciji	Broj publikacija	Ukupno M-bodova	Normiran broj M-bodova
M21	8	2	16	16
M24	3	2	6	6
M31	3.5	1	3.5	3,5
M33	1	7	7	7
M52	1.5	1	1.5	1.5
M63	1	7	7	7
M70	6	1	6	6
M82	6	1	6	6
M85	2	8	16	16

Poređenje ostvarenog broja M-bodova sa minimalnim uslovima potrebnim za izbor u zvanje naučni saradnik

Ukupno	Neophodno	Ostvareno(Normirano)
M10+M20+M31+M32+M33+M41+M42	16	26,5
M11+M12+M21+M22+M23	10	16

Spisak objavljenih radova

Rad u vrhunskom međunarodnom časopisu (M21)

1. **N. Boskovic**, B. Jokanovic, M. Radovanovic and N. S. Doncov, "Novel Ku-Band Series Fed Patch Antenna Array with Enhanced Impedance and Radiation Bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 12, pp. 7041–7048, Dec.2018. (DOI:10.1109/TAP.2018.2874515)
2. **N. Boskovic**, B. Jokanovic and M. Radovanovic, "Printed Frequency Scanning Antenna Arrays with Enhanced Frequency Sensitivity and Sidelobe Suppression", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1757–1764, April 2017. (DOI: 10.1109/TAP.2017.2670528).

Rad u nacionalnom časopisu međunarodnog značaja (M24)

1. **N. Boskovic**, B. Jokanovic, V. Markovic, "Frequency Scanning Antenna Arrays with Metamaterial Based Phased Shifters," *Facta Universitatis*, Series: Electronics and Energetics, vol. 32, no. 3, pp. 449–461, September 2019. (DOI: 10.2298/FUEE1903449B)
2. **N. Bošković**, B. Jokanović, A. Nešić, "Frequency Scanning Antenna Arrays with Pentagonal Dipoles of Different Impedances", *Serbian Journal Of Electrical Engineering*, vol. 12, no. 1, pp. 99-108, February 2015.(DOI: 10.2298/SJEE1501099B)

Predavanje po pozivu sa međunarodnog skupa štampano u celini (M31)

1. B. Jokanovic, V. Milosevic, M. Radovanovic and **N. Boskovic**, "Advanced Antennas for Next Generation Wireless Access", *TELSIKS 2017*, Nis, Serbia, October 18-20, 2017. pp. 87-94. (DOI: 10.1109/TELSKS.2017.8246235)

Saopštenje sa međunarodnog skupa štampano u celini (M33)

1. **N. Bošković**, B. Jokanović, N. Dončov, "Mikrostrip antena na 17 GHz sa reaktivno opterećenim patch-evima", *ETRAN 2016*, Zlatibor, 13-16. jun 2016.
2. **N. Boškovic**, B. Jokanović, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "Štampani antenski niz za FMCW radar na Ku opsegu", *ETRAN 2015*, Srebrno jezero, 8-11. jun 2015.
3. **N. Boskovic**, B. Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "High Gain Printed Antenna Array for FMCW Radar at 17 GHz", *TELSIKS 2015*, Nis, Serbia, October 14-17, 2015. (DOI: 10.1109/TELSKS.2015.7357760)
4. **N. Boskovic**, B. Jokanovic and A. Nesic, "Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side lobe Suppression", *Metamaterials 2014*, Copenhagen, Denmark, 25-30. August 2014. (DOI: 10.1109/MetaMaterials.2014.6948597)
5. **N. Boskovic**, B. Jokanovic and A. Nesic, "Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters", *Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, 16-21. September 2013. (DOI:10.1109/MetaMaterials.2013.6808972)
6. **N. Boskovic**, B. Jokanovic and A. Nesic, "Compact Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters", *TELSIKS 2013*, Nis, Serbia, October 16-19. 2013. (DOI:10.1109/TELSKS.2013.6704415)

7. **Никола М. Бошковић**, Дејан В. Тошић и Милка М. Потребић, “Моделовање вишеслојних структура програмом WIPL-D AW Modeler“, *ТЕЛФОР 2011*, Београд, 22-24. новембар 2011.

Rad u istaknutom nacionalnom časopisu (M52)

1. **N. Boskovic**, B. Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi, „Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band“, *Microwave Review*, Vol. 21, No. 2, December 2015. pp. 14-18.

Saopštenje sa skupa nacionalnog značaja štampano u celini (M63)

1. B. Milošević, B. Jokanović, M. Radovanović, **N. Bošković**, ”Prikupljanje i konverzija RF energije u širokom frekvencijskom opsegu“, *ETRAN 2018*, Palić, 11–14 Jun, 2018.
2. **N. Bošković**, B. Jokanović, V. Marković, ”Modifikovana peč antena sa proširenim opsegom rada“, *ETRAN 2017*, Kladovo, 05-08. jun 2017.
3. J. Mišić, **N. Bošković**, B. Jokanović, V. Marković, ”Antenski niz sa cirkularnom polarizacijom za radarske sisteme na 24 GHz“, *ETRAN 2017*, Kladovo, 05-08. jun 2017.
4. **N. Bošković**, B. Jokanović i A. Nešić, ”Frekvencijski skenirani antenski nizovi sa neuniformnom amplitudskom raspodelom“, *ETRAN 2014*, Vrnjačka Banja, 2-5. jun 2014.
5. **N. Bošković**, B. Jokanović i A. Nesić, “Frekvencijski skeniran antenski niz sa SRR faznim šifterima”, *ETRAN 2013*, Zlatibor, 3-6. jun 2013.
6. M. Ilić i **N. Bošković**, “Poređenje karakteristika štampanih bow-tie dipola sa dipolima petougaoonog oblika”, *ETRAN 2012*, Zlatibor, 11-14. jun 2012.
7. **N. Bošković**, “Niskopropusni filter za gsm multiplekser sa malim gubicima i vrlo visokim ПРЗ”, *ЕТРАН 2012*, Златибор, 11-14. јун 2012.

Odbranjena doktorska disertacija (M70)

- **N. Bošković**, ”Serijski napajani planarni antenski nizovi sa poboljšanim karakteristikama“, Elektronski fakultet Univerziteta u Nišu, 2020.

Novo tehničko rešenje (metoda) primenjeno na nacionalnom nivou (M82)

1. **Никола Бошковић**, др Бранка Јокановић, “Штампани антенски низ са великим појачањем за FMCW радар на Ku опсегу”, 2015.

Novo tehničko rešenje (nije komercijalizovano) (M85)

1. М. Радовановић, Б. Јокановић, **Н. Бошковић**, “Аутоматска метода за мерење дијаграма зрачења антена помоћу анализатора мреже Anritsu VNA ME7838A”, 2017.
2. Милош Радовановић, др Бранко Буквић, **Никола Бошковић**, др Милан Илић, др Бранка Јокановић, Синиша Тасић, „Метод за моделовање коаксијалних балуна код ВХФ појачавача снаге у микрострип технологији”.

3. **Н. Бошковић**, Б. Јокановић, М. Радовановић, “Симфазни антенски низ са идентичним широкопојасним печевима и радним опсегом од 15.6 GHz до 17.3 GHz”, 2017.
4. **Никола Бошковић**, Бранка Јокановић, Милош Радовановић, “Антенски низ на Ku опсегу са широкопојасним patch антенама”, 2016.
5. **Никола Бошковић**, Бранка Јокановић, Милош Радовановић, “Планарни антенски низ са проширеним опсегом скенирања”, 2016.
6. **Никола Бошковић**, др Бранка Јокановић, др Александар Нешић, “Антенски низ са проширеним опсегом скенирања и пентагоналним диполима различитих импеданси”, 2015.
7. **Никола Бошковић**, др Бранка Јокановић, др Александар Нешић, “Скенирани антенски низ са пентагоналним диполима и неуниформном амплитудском расподелом”, 2014.
8. **Н. Бошковић**, Б. Јокановић, А. Нешић, “Antenski niz na X-opsegu sa frekvencijskim skeniranjem pomoću faznih pomerača sa split-ring rezonatorima”. 2013.



Author details

Bošković, Nikola M.

[View potential author matches](#)<http://orcid.org/0000-0002-6316-4120>

Affiliation(s): ⓘ

University of Belgrade, Belgrade, Serbia [View more](#) ▾Subject area: [Computer Science](#) [Engineering](#) [Social Sciences](#) [Materials Science](#) [Physics and Astronomy](#)

Profile actions

[Edit author profile](#)[Connect to ORCID](#) ⓘ[Alerts](#)[Set citation alert](#)[Set document alert](#)[Learn more about Scopus Profiles](#) ↗

Documents by author

9

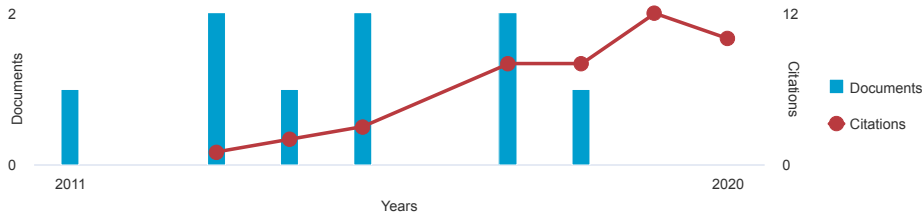
Total citations

44 by 41 documents

h-index: ⓘ

4

Document and citation trends:



NB [Nikola M. Bošković](#) ↗
 9 Documents
[View Mendeley profile](#) ↗

9 Documents Cited by 41 documents 9 co-authors Topics

Preview users can view an author's latest 10 documents. [View 97 references](#) >[Set document alert](#)

Document title	Authors	Year	Source	Cited by
Novel Ku-Band Series-Fed Patch Antenna Array with Enhanced Impedance and Radiation Bandwidth	Boskovic, N., Jokanovic, B., Radovanovic, M., Doncov, N.S.	2018	IEEE Transactions on Antennas and Propagation	4
View abstract ▾ Related documents				
Advanced antennas for next generation wireless access	Jokanovic, B., Milosevic, V., Radovanovic, M., Boskovic, N.	2017	2017 13th International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications, TELSIS 2017 - Proceeding	4
View abstract ▾ Related documents				
Printed Frequency Scanning Antenna Arrays with Enhanced Frequency Sensitivity and Sidelobe Suppression	Boskovic, N., Jokanovic, B., Radovanovic, M.	2017	IEEE Transactions on Antennas and Propagation	14
View abstract ▾ Related documents				
High gain printed antenna array for FMCW radar at 17 GHz	Boskovic, N., Jokanovic, B., Oliveri, F., Tarchi, D.	2015	2015 12th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, TELSIS 2015	8

Document title	Authors	Year	Source	Cited by
View abstract  Related documents				
Highly directive patch antenna array for FMCW radar at ku band	Bošković, N., Jakanović, B., Oliveri, F., Tarchi, D.	2015	Microwave Review	2
View abstract  Related documents				
Frequency scanning antenna array with enhanced side lobe suppression	Boskovic, N., Jakanovic, B., Nestic, A.	2014	2014 8th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, METAMATERIALS 2014	4
View abstract  Related documents				
Compact frequency scanning antenna array with SRR phase shifters	Boskovic, N.M., Jakanovic, B.S., Nestic, A.D.	2013	2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, TELSIKS 2013	2
View abstract  Related documents				
Printed scanning antenna array with SRR phase shifters	Boskovic, N., Jakanovic, B., Nestic, A.	2013	2013 7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, METAMATERIALS 2013	6
View abstract  Related documents				
Modeling of multilayer structures with WIPL-D AW Modeler	Boškovic, N.M., Tošić, D.V., Potrebčić, M.M.	2011	2011 19th Telecommunications Forum, TELFOR 2011 - Proceedings of Papers	0
View abstract  Related documents				

Preview users can view an author's latest 10 documents.

[^ Top of page](#)

The data displayed above is compiled exclusively from documents indexed in the Scopus database. To request corrections to any inaccuracies or provide any further feedback, please use the Author Feedback Wizard .

Nikola Boskovic

<https://publons.com/researcher/AAK-1223-2020/>**Web of Science ResearcherID: AAK-1223-2020**

Current affiliation:

- Institute of Physics - University of Belgrade from 2012 until present

Verified reviews

REVIEWER SUMMARY


(3) AEÜ - International Journal of Electro... **WOS**

(2) IEEE Access **WOS**

(2) Facta Universitatis-Series Electronics... **WOS**

(7) IEEE Transactions on Antennas and ... **WOS**

(1) IEEE Transactions on Magnetics - Conferenc...

	РЕПУБЛИКА СРБИЈА УНИВЕРЗИТЕТ У НИШУ	Број: 05/02-002/20-124
	ЕЛЕКТРОНСКИ ФАКУЛТЕТ У НИШУ	Датум: 03.09.2020.г.

На основу члана 118. Закона о високом образовању ("Сл. гласник РС", бр. 88/17, 27/18 - др. закон, 73/18, 67/19 и 6/20 - др. закони), одредби Закона о општем управном поступку („Сл. гласник РС“, бр. 18/16 и 95/2018 – аутентично тумачење), службене евиденције Електронског факултета у Нишу, а на лични захтев подносиоца издаје се

УВЕРЕЊЕ

О СТЕЧЕНОМ НАУЧНОМ СТЕПЕНУ ДОКТОРА НАУКА

Уверењем се потврђује да је:

<i>Име, име родитеља и презиме</i>	НИКОЛА (МИРОЉУБ) БОШКОВИЋ
<i>Датум и место рођења</i>	06.06.1986. год, Пожега
<i>Назив студијског програма</i>	ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И РАЧУНАРСТВО
<i>Модул</i>	ТЕЛЕКОМУНИКАЦИЈЕ
<i>Школска година уписа</i>	2014/2015
<i>Обим бодова ЕСПБ</i>	180.00
<i>Просечна оцена студија</i>	10,00 (десет и 00/100)
<i>Датум завршетка студија</i>	02.09.2020. год.
<i>Наслов докторске дисертације</i>	Серијски напајани планарни антенски низови са побољшаним карактеристикама

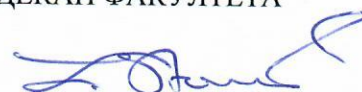
Именовани стиче научни назив:

**Доктор наука - електротехника и
рачунарство**

Уверење се издаје именованом до издавања дипломе.



ДЕКАН ФАКУЛТЕТА



Проф. др Драган Манчић

Novel Ku-Band Series Fed Patch Antenna Array with Enhanced Impedance and Radiation Bandwidth

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic, *Member, IEEE*, Milos Radovanovic and Nebojsa S. Doncov, *Member, IEEE*

Abstract— In this work, a novel design of patch antenna with two symmetrical slits and two closely spaced resonances is proposed. Novel patch antenna demonstrates a great flexibility in impedances adjustment at both resonances that is of a great importance in the design of series fed antenna arrays with a large number of radiating elements. Printed antenna with two linear arrays consisting of 16 serially fed patches is designed and fabricated. Measured results agree very well with simulations. Antenna operation frequency range is 15.6-17.3 GHz that is 10.3% of a relative bandwidth. The measured antenna gain is 19.5 dBi with a small variation of 1.2 dB within the whole operating bandwidth, sidelobe levels are below -22 dB in H-plane and -11.5 dB in E-plane. Half power beamwidth is less than 8° and 40°, in H- and E-planes, respectively. Antenna array exhibits the enhanced impedance and radiation bandwidth in comparison with similar antenna structures and is very suitable for various radar applications, notably for compact, low-cost frequency-modulated continuous wave systems.

Index Terms— Antenna radiation pattern, directive antennas, microstrip arrays, radar antennas.

I. INTRODUCTION

SINCE its beginning microstrip patch antennas had been the preferable choice for many microwave applications due to their small size and shape diversity, high flexibility in the choice of resonant frequency, polarization, radiation pattern and impedance values, simple fabrication and integration. The main problem associated with the use of a classical patch antenna is its high Q-factor resulting in a narrow impedance bandwidth of a few percents [1]. There are numerous solutions to overcome this obstacle of which the most general approach is to use a thick dielectric with higher losses. Thicker substrates provide greater impedance bandwidths but allow the

emergence of higher-order modes and surface-wave losses while emitting a high spurious radiation coming from feeding networks [2], [3], which degrades the overall antenna performances.

One of the approaches to achieve higher impedance bandwidth is the patch antenna with U-shaped slot, as it is shown in [4-6], but proposed designs use probe feed which can be limiting factor in the design of planar arrays. The lined U-slot antenna array with the corporate feeding is introduced and demonstrated in [7]. All of [4-7] use very thick dielectrics that are not suitable for higher frequencies.

Another widespread way of getting a greater bandwidth is the use of reactively loaded patch antennas [8-11]. With reactive loading, we can get two closely spaced resonances: the perturbed fundamental mode resonance and the new mode resonance. Unfortunately, the mode that generates the second resonance can make improvements in impedance bandwidth, but can also cause a deformed radiation pattern and high cross polarization as a side effect, since the reactive loading changes the field distribution of the fundamental mode.

Well-known series-fed arrays [12-16] have the advantage in terms of efficiency and dimensions comparing to arrays with corporate-feeding, which, otherwise can provide a desired power distribution between elements more easily than series-fed arrays. In series-fed arrays, the element spacing must be one wavelength to achieve broadside radiation (if straight transmission lines are used), matching and power distribution between elements can be quite challenging if greater bandwidth is required. It is the reason why till date there are no wideband series-fed single layer arrays with patch antennas exhibiting both good radiation and matching characteristics.

In this paper, we present a new patch antenna design which is suitable for applications in serially fed arrays with enhanced the relative impedance bandwidth of 19.6% and radiation bandwidth of 10.3%. Parameter analysis of the novel patch antenna is shown to demonstrate a wide tuning range of the impedance values at the resonances as well as the resonant frequencies. Due to the considerable flexibility in design, the proposed patch antenna is particularly suitable for serially fed linear arrays with a large number of elements where it is very difficult to achieve both, a good impedance matching and radiation pattern in a wider frequency band.

This work was financed by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development through the projects TR-32024 and III 45016.

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic and Milos Radovanovic are with the Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Beograd, Serbia (e-mail: nikola.m.boskovic@gmail.com, brankaj@ipb.ac.rs, rnilos@ipb.ac.rs).

Milos Radovanovic is concurrently with with the School of Electrical Engineering, University of Belgrade, 11020 Belgrade, Serbia.

Nebojsa S. Doncov is with Faculty of Electronic Engineering, University of Nis, Aleksandra Medvedeva 14, 18000, Nis. (e-mail: nebojsa.doncov@elfak.ni.ac.rs)

II. NOVEL PATCH ANTENNA DESIGN

The aim of the novel patch antenna design is to increase its operating range. It should be noted that from the impedance bandwidth perspective, all antenna resonances can be used for achieving a wider bandwidth, but that is not the case for obtaining a wider radiation bandwidth.

For the classical patch antenna, only the first mode has desirable radiation characteristics. The second mode has null at the broadside, and the third one has sidelobes. In [17] we can see higher order modes of the microstrip patch antenna up to the fourth mode and their radiation characteristics. As can be seen, all of them have an unwanted radiation pattern. The emergence of any mode with undesired radiation near the fundamental mode can render antenna inoperable. Any alteration on the patch can lead to great variation in the position of the modes and their behavior. Investigation of the radiation bandwidth problem in different situations is shown in [18-23].

The initial step in calculating the dimensions of the novel symmetric-slit patch antenna is a well-known formula for the classical patch antenna based on the transmission-line model (TLM) [1]. The patch width and length can be derived for the given operating frequency and dielectric constant of the substrate, which can be later changed for achieving the specific design goals. The main difference of the novel patch in respect to the classical one is in two additional slits positioned on the patch radiating edge as can be seen in Fig. 1. These slits allow the second resonance to approach the first one.

The patch is designed at the dielectric substrate with relative dielectric constant $\epsilon_r = 2.2$, loss tangent $\tan\delta = 0.0009$ and height $h = 0.508$ mm. For the frequency of 16.5 GHz, TLM gives values of 7.2 mm and 5.8 mm for W and L , respectively. Final patch dimensions after setting the resonances at the desired position are 8.6 mm and 5.7 mm for W and L , respectively. As can be seen, the patch length, L is slightly changed from the initial value, while the width, W becomes larger due to the presence of the slits.

In order to achieve the desired position of the resonances, there is a need to determine the influences of specific parameters on the antenna characteristics changing one parameter at the time.

Fig. 2 shows the influence of the parameter Wg on the impedances at the patch resonances. Due to its much smaller influence on the first resonance frequency, this parameter can be also used to control the upper resonance position. All simulations were done by using 3D electromagnetic simulator based on Method of Moment, WIPL-D [24].

Fig. 3 shows the dependence of the antenna impedances at resonances relative to the parameter Wd . Here, the situation is practically reversed in relation to the previous case, i.e. the first resonance changes significantly in respect to the second one, although in essence with the growth of Wd resonances are mutually approaching.

Control of the real part of the impedance, while keeping positions of the resonances fixed, can be achieved by changing

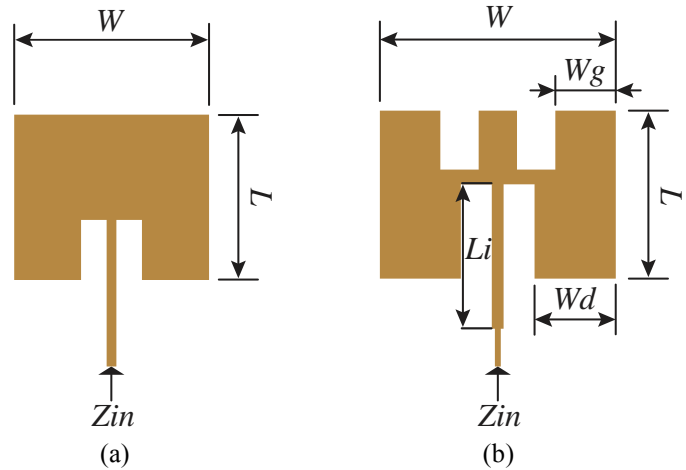


Fig. 1. Layouts of the patch antennas with relevant dimensions: (a) the classical patch: $W = 7.2$ mm, $L = 5.8$ mm, (b) the novel patch antenna: $W = 8.6$ mm, $L = 5.7$ mm, $Wg = 2.35$ mm, $Wd = 3.05$ mm, $Li = 5.5$ mm.

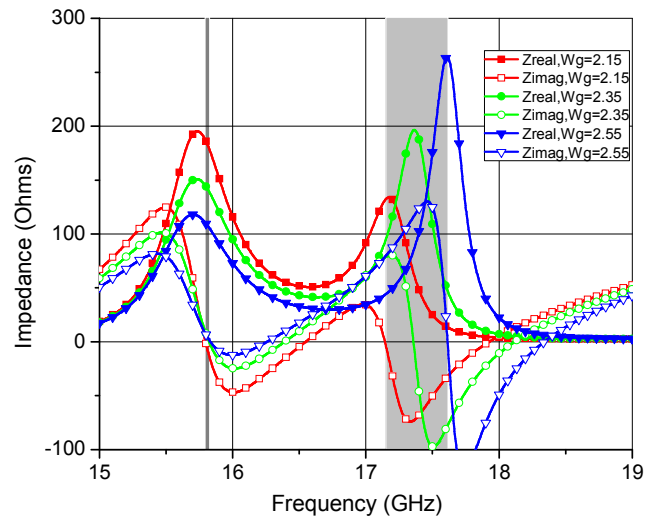


Fig. 2. Variation of the impedances at the resonances and the second resonance position of the novel patch antenna in respect to the parameter Wg . (Gray areas are locations where resonances are occurring).

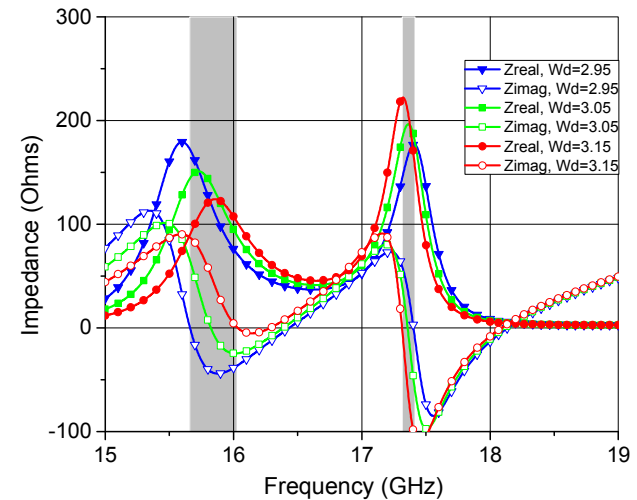


Fig. 3. Variation of the impedances at resonances and the position of the first resonance of the novel patch antenna relative to the parameter Wd .

the parameter Li , as shown in Fig. 4. It is demonstrated that its

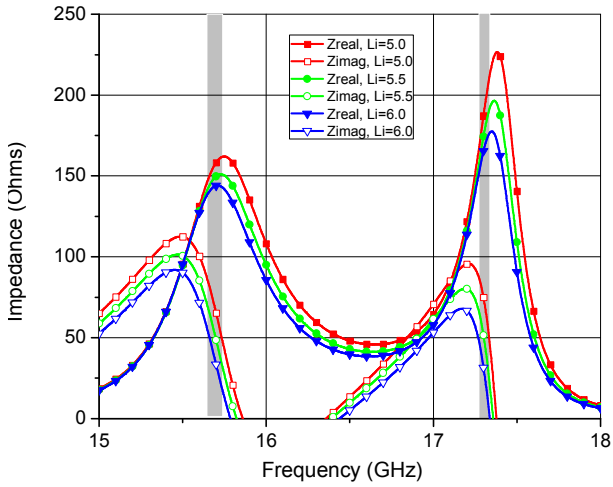


Fig. 4. Variation of the impedance of the novel patch antenna relative to the parameter L_i .

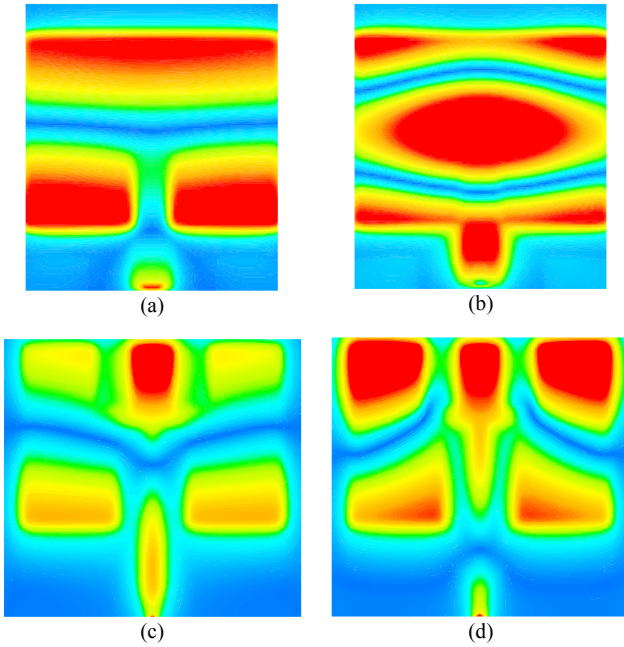


Fig. 5. The electric field distribution for: (a) the fundamental mode TM_{10} ($f=17.3$ GHz), (b) the second harmonic TM_{20} ($f=33.7$ GHz) of the classical patch antenna; (c) the first resonance ($f=15.8$ GHz), (d) the second resonance ($f=17.3$ GHz) of the novel patch antenna.

rise reduces the real part, especially between two resonances, which is very important for controlling the matching of the antenna in the desired range. The proposed patch with two closely spaced resonances at 15.8 GHz and 17.35 GHz (Fig. 1b) is used in the design of series-fed antenna array.

III. FIELD DISTRIBUTION OF THE SYMMETRIC SLIT PATCH ANTENNA

In order to comprehend the nature of the resonances of the proposed patch, the electric field distribution is calculated for the classical and proposed patches at both resonances and shown in Fig. 5. Based on the cavity model [1], specific modes of the typical patch antenna can be identified by the number of half-cycle field variations along a specific direction,

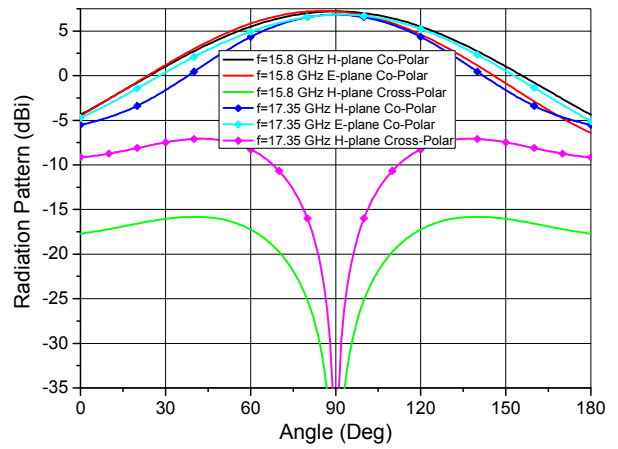


Fig. 6. Radiation pattern of the novel patch antenna at the resonant frequencies: 15.8 GHz and 17.35 GHz.

as can be seen in [17]. It is obvious that two added symmetrical slits modify the electrical field distribution at both resonances. Looking at the first resonance of the proposed patch Fig. 5c, we can see the minimum in the middle of the patch along L dimension and maximum between two slits. It corresponds to the fundamental TM_{10} mode of the classical patch antenna Fig. 5a, but large slits cause some disturbance, so this mode should be called perturbed TM_{10} . In case of the second resonance Fig. 5d, we can see field distribution, which indicates that some part of the orthogonal mode is present, regarding the shape of the minimum at the center of the patch. This resonance can be named as $TM_{\delta 0}$, $1 < \delta < 2$. Fig. 5b show second resonance of the classical patch antenna at the much higher frequency, with three maximums (two at the edges and one at the center of the patch) and two minimums between them, corresponding to TM_{20} .

For practical purposes, it is important to see consequences of this field distribution, especially on the radiation patterns at both resonances. From Fig. 6, we can see that radiation patterns are adequate because they have the maximum at broadside without sidelobes, but cross-polarization levels (CPLs) are increased in the H-plane in respect to the classical patch. CPLs in the E-plane are very low and hence not shown. Gain levels are 7.2 dBi and 6.85 dBi at 15.8 GHz and 17.35 GHz, respectively. At first glance, this may seem unusual, since gain increases with frequency for the constant dimension of the antenna, hence the higher frequency the higher the gain. In this case, the radiation at the first resonance is more efficient, since losses are more pronounced at the second resonance. It can be seen that two main problems of a reactively loaded patch antenna are resolved in the novel patch antenna such as control of the impedance and cross polarization radiation. It is not the case with well-known patch structures from [8], [9] which exhibit especially critical radiation issues deeming them unfit for use in serial arrays with a larger bandwidth. In [11] even with a corporate-fed array which has much more freedom in element arrangement and power distribution, we can see that CPLs are quite high and remaining at a similar intensity as sidelobe levels (SLLs) in the whole operating bandwidth.

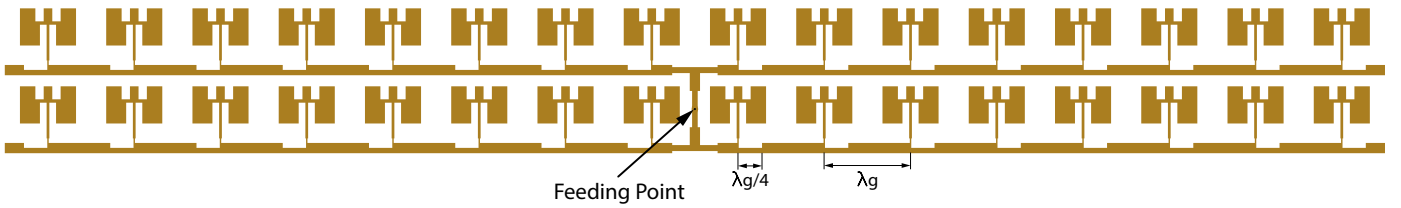


Fig. 7. Layout of the proposed patch antenna array in 2 x 16 configuration.

IV. ANTENNA ARRAY DESIGN

Proposed patch is arranged in two identical linear arrays as shown in Fig. 7. The linear array consists of identical patches at the distance of λ_g at the center frequency. Patches are followed by the identical quarter wave transformers and rest is 50Ω impedance lines. The array is symmetrical in H-plane thus preventing beam squinting with frequency [25] that is very noticeable for narrow radiation beams. The array is a traveling-wave antenna with exponential power distribution. This arrangement is well known [12-16] and a simple analytical solution for amplitude distribution is based on the ratio of the impedance of the transmission line Z_0 and the input impedance of the patch antenna Z_p . Amplitude distribution along the antenna array is given by

$$|ai| = \left(1 - \frac{Z_0}{Z_p}\right)^{i-1} + \left(1 - \frac{Z_0}{Z_p}\right)^{2N-i}, \quad i = 1, \dots, N. \quad (1)$$

where $2N$ is the total number of elements in the array. This expression assumes that the patch is pure resistive in nature, which is true only at resonance, so this distribution is correct only at a very narrow bandwidth around the resonances. This formula is even less reliable if mutual impedances are not taken into account.

In order to get an accurate solution for the amplitude distribution in a wider frequency range the problem can be solved in two independent steps. The first step is to obtain accurate impedance values of the patches in the array arrangements. This can be done by placing 16 patches into identical positions as in the linear array, but without the feeding network and exciting each patch by an independent generator. In this way, the impedance matrix of the patches in the array can be obtained. Next step is to combine given impedance matrix with the feeding network. Since feeding network of the linear array consists only of the microstrip lines of different impedances, it can be analytically modeled by circuit analysis in AWR Microwave Office software [26]. Using impedance of the quarter wave transformer as a design variable, we can obtain desired distribution. The network should look like a linear array (H-plane) in Fig 7, but instead of the patches, it should have the impedance matrix in form of the network-terminated ports. In this way, the distribution can be directly obtained from the S -parameter values at each port that represents the specific patch element as follows:

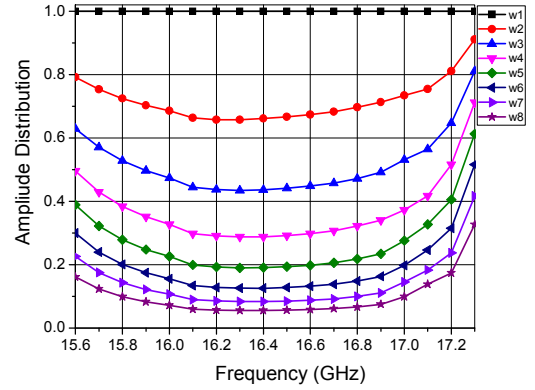


Fig. 8. Amplitude distribution on one half of the linear array (H-plane).

TABLE I
AMPLITUDE DISTRIBUTION VALUES

No. Freq.	15.6 GHz	16.5 GHz	17.3 GHz
1	1	1	1
2	0.792	0.66672	0.9107
3	0.62901	0.44114	0.81017
4	0.49597	0.29161	0.71252
5	0.38827	0.19316	0.61272
6	0.29975	0.1275	0.51529
7	0.22544	0.08427	0.41625
8	0.16096	0.0563	0.32661

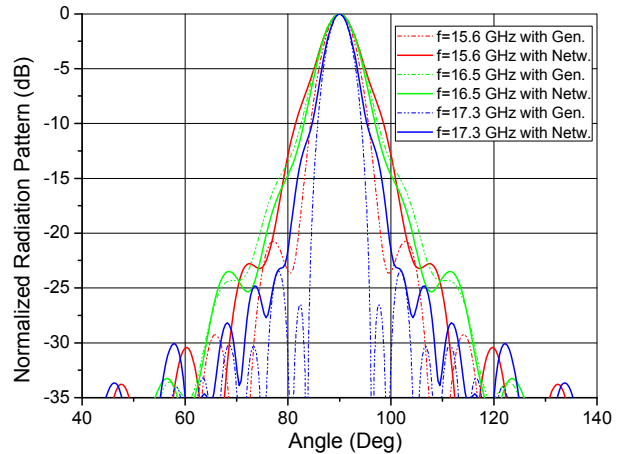


Fig. 9. The normalized radiation patterns of the antenna array at $f = 15.6$ GHz, 16.5 GHz and 17.3 GHz for the case of the array with feeding network (solid line) and the array of patches excited with separate generators (dashed line).

$$wi = \frac{|S_{1i+1}|}{|S_{12}|}, \quad i = 1, \dots, 8. \quad (2)$$



Fig. 10. The manufactured prototype. The overall dimensions are: 215 mm x 32 mm.

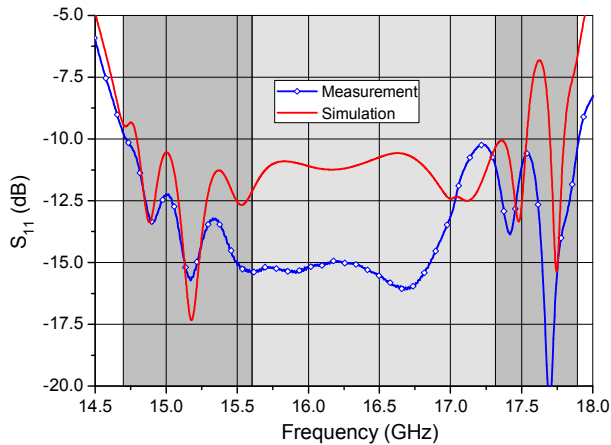


Fig. 11. Simulated and measured S_{11} of the antenna prototype. (The light gray area indicates the antenna operational bandwidth while the dark gray area is the overall impedance bandwidth).

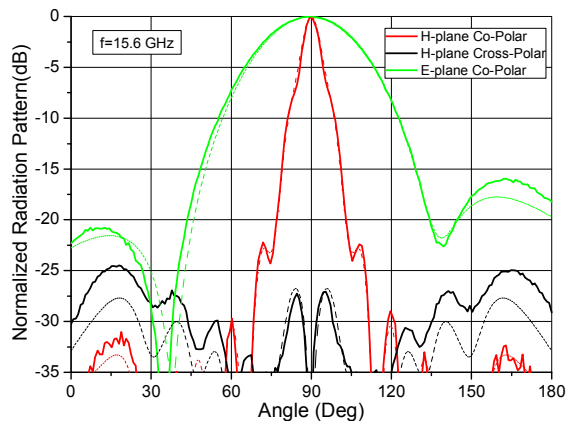


Fig. 12. The normalized radiation pattern at 15.6 GHz: measured (solid line) and simulated (dashed line).

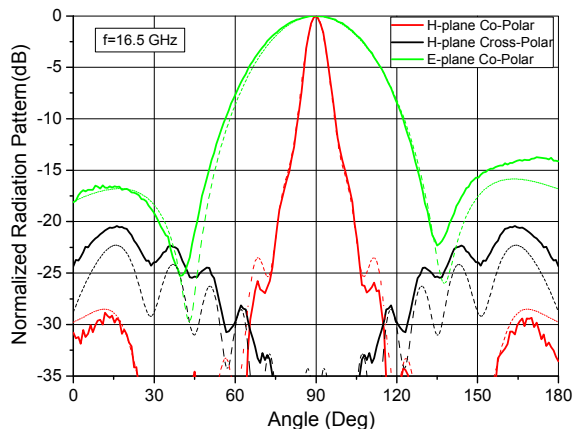


Fig. 13. The normalized radiation pattern at 16.5 GHz: measured (solid line) and simulated (dashed line).

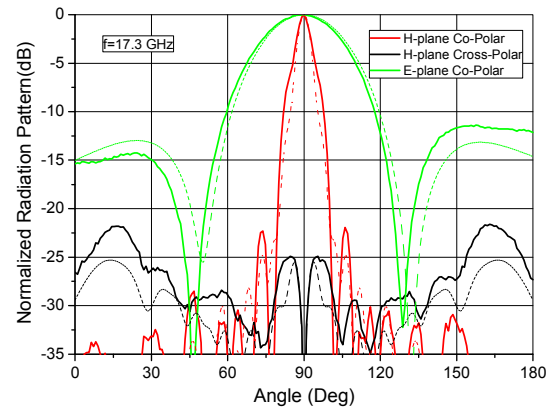


Fig. 14. The normalized radiation pattern of the antenna at 17.3 GHz: measured (solid line) and simulated (dashed line).

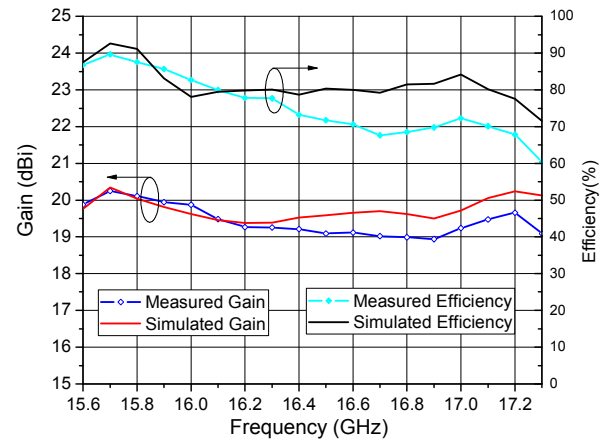


Fig. 15. Measured and simulated antenna gain and efficiency.

where i represent a patch number counting from the source which is designated as the port 1, so the port 2 is designated as the first patch and so on. Since the first patch has a direct connection with the power source, all other port S -parameters should be normalized to it. Our primary goal here was to achieve the amplitude distribution with SLLs less than -20 dB and with as small as possible gain variation within operating bandwidth.

The values attained in this way, are then used as amplitudes for the generators in the array of the patches that were used for procurement of the impedance matrix. In this way, we can see what effect particular distribution has on the radiation pattern of the array. Next, we can connect desired feeding network with the array of patches.

Since the array is symmetrical the amplitude distribution on one-half of the linear array is given in Fig. 8. We can see that distribution tends to change rapidly towards the edges of the operating range where the resonances are located as shown in Table I. In order to check how the obtained amplitude distribution influences the radiation pattern of the ideal patch array excited with separate generators and the real one with feeding network, we simulated the radiation patterns at three different frequencies: 15.6 GHz, 16.5 GHz and 17.3 GHz. From Fig. 9 we can see the best agreement for the case of $f=16.5$ GHz while radiation patterns at other two frequencies are wider and have slightly different SLLs.

TABLE II
SUMMARY OF THE PERFORMANCES OF THE PRESENTED PATCH ANTENNA ARRAY AND SIMILAR ANTENNA STRUCTURES.

Antenna Parameters	[12]	[14]	[14]	[15]	[25]	[27]	[28]	[29]	[30]	This work
Antenna Type	Patch	Patch	Patch with Large Window and Reflector	Patch	Comblined Patch	Patch	CPW SIW Slot	DRA	Patch with Unequal Element Spacing	Patch
Impedance Bandwidth* (GHz) Fractional Bandwidth (%)	5.24-5.36 (2.3)	15.95-16.5 (3.4)	10.3-23.1 (76.6)	9.26-9.4 (1.5)**	23.5-33.11 (33.95)	16.85-17.60 (4.35)	23.84-24.25 (1.7)	6.72- 9.88 (38.1)	8.97-9.1 (1.4)	14.7-17.9 (19.6)
Radiation Bandwidth, SLL \leq -20 dB (GHz) Fractional Bandwidth (%)	N/A	16.15-16.35 (1.2)	15.4-16.45 (6.6)	9.3-9.4 (1.1)	27.5-29.25 (6.17)	17.1-17.6 (2.88)	24.05-24.4 (1.44)	7.22-7.73 (6.82)	N/A	15.6-17.3 (10.3)
Peak Gain (dBi)	23.8	18.95	18.45	22.7	16.09	20.5	24	15.7	14.5	20.25
3dB-BW (Degree)	2	4.9	4.5	5.3	11.9 (Avg.)	5.4-6	<4.6	N/A	8.3	6.5-8
Efficiency (%)	86-88 Estimated	93.9	88.5	N/A	96 Simulated	84	67	N/A	47	75
CPLs (dB)	< -33	< -25	< -34	< -35.4	< -13.3	< -30	N/A	< -30	< -25	< -25
Number of Elements	2 x 36	1 x 22	1 x 22	2 x 32	1 x 12	2 x 16	4 x 32	1 x 8	1 x 10	2 x 16

* Impedance bandwidth for VSWR less than 2.

** Impedance bandwidth for VSWR less than 1.5.

Disagreement occurs as a consequence of losses in the feeding network such as radiation losses, metal and dielectric losses, which does not exist in the array without feeding network. Regardless, in the operational bandwidth, SLLs are at least 20 dB below the level of the main beam, and hence the main goal is achieved. Linear arrays can be combined in order to control radiation pattern in E-plane through feeding network as shown in Fig. 7

The array is fed by an SMA coaxial connector placed at the feeding point (see Fig. 7). The input power is equally divided between two linear arrays. The radiation pattern of this array in the E-plane can be shaped by two main factors: the amplitude distribution between the array elements and the distance between them.

In the arrays with a small number of elements dominant factor in the radiation pattern control is the distance between elements, and in this specific case with only two elements in the E-plane that is the only way. Furthermore, since antenna operates in a significant frequency bandwidth it is expected that at lower frequency SLLs in E-plane are smaller for the constant physical dimensions. Therefore, in order to get a lower SLLs in the E-plane, we need to put linear arrays as close as possible, lowering in this way the gain contribution of the E-plane as a compromise. The distance in the E-plane was chosen to be 12 mm, which is equal to $0.624\lambda_0$ at $f = 15.6$ GHz and $0.692\lambda_0$ at $f = 17.3$ GHz, (where λ_0 is free space wavelength at a specific frequency).

V. FABRICATION AND MEASUREMENTS

The manufactured prototype is shown in Fig. 10. In Fig. 11 the measured and simulated S_{11} parameters show some deviations due to the higher losses in prototype on one side, as

well as due to the simulations themselves. The simulated antenna model does not include precise modeling of the transition between the coaxial SMA connector and the feeding microstrip line in order to reduce the number of unknowns and speed-up the simulations. Measured S_{11} is below desired -10 dB in the whole operating range as well as in a wider range from 14.7 GHz to 17.9 GHz. The relative impedance bandwidth is 19.6% or even wider depending on the amount of the tin at the point of soldering of the coaxial connector and microstrip line. However, from the stance of operational bandwidth, this would be useless for practical use, since radiation pattern here is not satisfactory.

In Figs. 12-14 simulated and measured radiation patterns are shown with a very good agreement. In the H-plane SLLs are well below -20 dB in the whole operating range, and the worst case is -22 dB at the beginning of the operating range ($f = 15.6$ GHz). In the E-plane, we can see asymmetry in the radiation pattern due to the structural E-plane asymmetry of the array. Here we can see as stated earlier, that SLLs are a function of frequency, and are lowest at $f = 15.6$ GHz with -16.1 dB, and highest at $f = 17.3$ GHz with -11.5 dB, which is much worse than in H-plane. By combining more linear arrays with feeding network, as in [16], it is possible to suppress SLLs in both planes and achieve true pencil beam radiation pattern. The antenna has 3dB-beamwidth between 6.5° and 8° in the H-plane, and between 34° and 40° in the E-plane.

The highest CPLs are -25 dB at $f = 17.3$, which is in the proximity of the second resonance. This is in agreement with the results obtained from the analysis of single patch near the second resonance.

Fig. 15 gives frequency dependence of the measured and simulated gain and efficiency. In the simulation, gain varies

from 19.4 dBi to 20.4 dBi, while in measurement variation is slightly larger, from 18.95 dBi to 20.25 dBi. Simulated efficiency varies from 71.6% to 92.6%, and measurements show variation from 60.4% to 89.6%. Both gain and efficiency exhibit drop around the second resonance.

Characteristics of the proposed antenna array and antenna arrays with similar configurations are compared in Table II. Both antennas from [14], arrays from [12], [15], [27] and [29], [30] use patch antenna as radiating elements. They differ in terms of patch shape and polarization, but nevertheless, they exhibit similar characteristics. They show impedance bandwidth of few percents and even smaller radiation bandwidth. It should be emphasized that cutting a large window in the ground plane of the patch antenna array [14] significantly increases the impedance bandwidth, but improvements on the radiation bandwidth are much smaller (6.6%). Also introducing large window along patch array requires the reflector plane for obtaining unidirectional radiation pattern.

Comb-line linear array antenna with stub-studded radiating elements [25] has significant impedance bandwidth, but due to the feeding from one side, this type of antenna exhibits unavoidable beam scanning which is a problem in communication systems. Compact co-planar waveguide (CPW) center-fed substrate-integrated-waveguide (SIW) slot antenna array which is proposed in [28] shows similar results as previously mentioned patch arrays [14], [15], but with a more complex structure which leads to lower efficiency. Dielectric resonator antenna (DRA) with typical microstrip series feeding network is presented in [29] and it shows radiation bandwidth of 6.82%.

The proposed antenna has a simple structure with a single dielectric substrate and also low fabrication cost and offers enhanced radiation bandwidth comparing to much more complex antenna arrays.

VI. CONCLUSION

In this work, we present a novel patch antenna with symmetrical slits which is intended for operation in the increased frequency band with respect to the classical patch antenna. We demonstrated flexibility in adjusting the impedance values as well as the position of the resonances by changing the relevant patch dimensions. The proposed patch antenna is implemented in the array consisting of 2 x 16 patch elements. Simulated results have been validated by the experiment. Measured antenna has operating bandwidth 10.3%, SLLs < -22 dB, $6.5^\circ < 3\text{dB-BW} < 8^\circ$ and CPLs < -25 dB in the H-plane, while in the E-plane SLLs < -11.5 dB and $34^\circ < 3\text{dB-BW} < 40^\circ$. Novel patch antenna can be used in a similar manner as a classical patch, but with more flexibility in design that is very important in series fed arrays with greater number of elements. It is usually in such antenna arrays that it is very difficult to achieve simultaneously a good impedance matching and radiation pattern in a wide frequency band, which is largely overcome by the proposed patch antenna.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the IMTEL AD, Belgrade, Serbia for the prototype manufacturing and to WIPL-D d.o.o. Belgrade, Serbia for the use of software licenses.

REFERENCES

- [1] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey, United States, John Wiley, 2005.
- [2] T. A. Miligan, *Modern Antenna Design*, 2nd ed. Hoboken, New Jersey, United States, John Wiley, 2005.
- [3] W.S.T. Rowe and R. B. Waterhouse, "Edge-fed patch antennas with reduced spurious radiation", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.5, pp.1785-1790, May 2005.
- [4] K. L. Wong and W. H. Hsu, "Broadband triangular microstrip antenna with U-shaped slot," *Electron.Lett.*, vol. 33, no. 25, pp. 2085–2087, Dec. 1997.
- [5] T. Huynh and K. F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electron Lett.*, vol. 31, no. 16, pp. 1310–1312, 1995.
- [6] Chair R., Mak C.L., Lee K.F., Luk K.M., Kishk A.A., "Miniature wide-band half U-slot and half E-shaped patch antennas" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 53, no. 8, pp. 2645–2652, August 2005.
- [7] H. Wang, X. B. Huang, and D. G. Fang, "A single layer wideband U slot microstrip patch antenna array," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 9–12, 2008.
- [8] S. Maci and G. B. Gentili, "Dual-frequency patch antennas," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 39, pp. 13–20, Dec. 1997.
- [9] S. Maci, G. B. Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," in Proc. Inst. Elect. Eng. Microwave Antennas Propagation, Jun. 1995, vol. 142, no. 3, pp. 225–232.
- [10] S. M. Aguilar, M. A. Al-Joumayly, M. J. Burfeindt, N. Behdad, S. C. Hagness, "Multiband miniaturized patch antennas for a compact, shielded microwave breast imaging array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 62, no. 3, pp. 1221–1231, March 2014.
- [11] L. Han and K. Wu, "24-GHz bandwidth-enhanced microstrip array printed on a single-layer electrically-thin substrate for automotive applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2555–2558, 2012.
- [12] J. Huang, "A parallel-series-fed microstrip array with high efficiency and low cross-polarization," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 230–233, May 1992.
- [13] D. M. Pozar, "Comparison of three series fed microstrip array geometries," in Proc. *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. Dig.*, vol. 2, Ann Arbor, MI, June 28–July 2 1993, pp. 728–731.
- [14] R. Bayderkhani and H. Reza Hassani, "Wideband and low sidelobe slot antenna fed by series-fed printed array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3898–3904, Dec. 2010.
- [15] F.-Y. Kuo and R.-B. Hwang, "High-isolation X-band marine radar antenna design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2331–2337, 2014.
- [16] N. Boskovic, B. Jekanovic, F. Oliveri, D. Tarchi, "Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band," *Microwave Review*, Vol. 21, No. 2, pp. 14-18, 2015.
- [17] S. Biswas, D. Guha, and C. Kumar, "Control of higher harmonics and their radiation in microstrip antennas using compact defected ground structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 3349–3353, Jun. 2013.
- [18] A. Kaya and E. Y. Yuksel, "Investigation of a compensated rectangular microstrip antenna with negative capacitor and negative inductor for bandwidth enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no.5, pp. 1275–1282, May 2007.
- [19] H. Oraizi and R. Pazoki, "Radiation bandwidth enhancement of aperture stacked patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 59, No. 12, pp. 4445-4453, 2011.
- [20] L. Moustafa and B. Jecko, "Design of a wideband highly directive EBG antenna using double-layer frequency selective surfaces and multifeed technique for application in the Ku-band," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 342–346, 2010.
- [21] M. L. Abdelghani, H. Attia and T. A. Denidni, "Dual- and Wideband Fabry-Pérot Resonator Antenna for WLAN Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 473–476, 2016.

- [22] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, Sep. 2004.
- [23] A. Neto, N. Llombart, G. Gerini, and P. De Maagt, "On the optimal radiation bandwidth of printed slot antennas surrounded by EBGs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 4, pp. 1074–1083, Apr. 2006.
- [24] WIPL-D Pro v13.0, Software and User's Manual, WIPL-D d.o.o., Belgrade, 2016.
- [25] S. Afoakwa and J.-B. Jung, "Wideband Microstrip Comb-Line Linear Array Antenna Using Stubbed-Element Technique for High Side-lobe Suppression," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 10, pp. 5190–5199, 2017.
- [26] NI AWR Microwave Office v11.0, Software and User's Manual, NI, Austin, 2014.
- [27] V. Milosevic, M. Radovanovic, B. Jokanovic, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, "Tx leakage cancellation using antenna image impedance for CW radar applications," 46th European Microw. Conf. (EuMC), London, United Kingdom, 2016, pp. 425–428.
- [28] J. Xu, Z. N. Chen, and X. Qing, "CPW center-fed single-layer SIW slot antenna array for automotive radars," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4528–4536, Sep. 2014.
- [29] J. Lin, W. Shen, and K. Yang, "A Low-Sidelobe and Wideband Series-Fed Linear Dielectric Resonator Antenna Array," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 513–516, 2016.
- [30] J. Yin, Q. Wu, C. Yu, H. Wang, W. Hong, "Low Sidelobe Level Series-Fed Microstrip Antenna Array of Unequal Inter-Element Spacing," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1695–1698, 2017.



Nikola Boskovic was born in Pozega, Serbia, in June 1986. He received the Dipl. Ing., and M.Sc. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 2010 and 2011, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. degree at the University of Nis. Since 2012 he has been working at the

Institute of Physics, Belgrade, Serbia as research assistant in the Photonic Center, where he has been involved in antenna modeling and applications.



Branka Jokanovic (M'89) received the Dipl. Ing., M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 1977, 1988, and 1999, respectively. She is currently a Research Professor at the Institute of Physics, University of Belgrade, Serbia and Head of the

Laboratory of Metamaterials, Photonic Center. Before she joined the Photonic Center, Institute of Physics, she was the Head of the Microwave Department, Institute IMTEL, Belgrade. Her current research interests include modeling, simulation and characterization of microwave and photonic metamaterials for wireless communications and sensors.



Milos Radovanovic was born in Belgrade, Serbia, in 1985. He received the Dipl. Ing. and M.Sc. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 2011 and 2012, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. degree at the University of Belgrade. Since 2013 he has been working

at the Institute of Physics, Belgrade, Serbia as a research assistant at the Laboratory of Metamaterials, Photonic Center, where he has been working on microwave metamaterial's applications in antennas and filter design.



Nebojsa S. Doncov was born in Nis, Serbia, in 1970. He received the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering and Ph.D degree in telecommunication engineering from the University of Nis, Nis, Serbia in 1995 and 2002, respectively. From 1998 to 2001, he was a Research Assistant with the Faculty of Electronic Engineering, University of Nis. From 2001 to 2004 he

was a Research and Development Engineer with the Electromagnetics Division of Flomerics Ltd, Nottingham, UK. Since 2004, he has been with the Department of Telecommunications, Faculty of Electronic Engineering, University of Nis where he is now a Full Professor. His research interests include computational and applied electromagnetics with a particular emphasis on TLM and network methods applications in microwaves, antennas and EMC. Mr. Doncov was a recipient of the International Union of Radio Science (URSI) Young Scientist Award in 2002.

Printed Frequency Scanning Antenna Arrays with Enhanced Frequency Sensitivity and Sidelobe Suppression

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic, *Member IEEE* and Milos Radovanovic

Abstract—This paper presents a novel design of the 1-D frequency scanning antenna array with enhanced scan sector, frequency sensitivity and sidelobe suppression. The antenna is intended for the direct imaging radar sensors. Modified pentagonal dipoles with impedances ranging from 120Ω to 1070Ω are used as radiating elements to provide the required sidelobe suppression. For the antenna design new types of phase shifters are considered, with respect to their insertion loss, frequency bandwidth, phase shift and manufacturing simplicity: the double-cell left-handed shifter and its right-handed counterpart. Four linear arrays with eight pentagonal dipoles are combined to obtain the antenna array with higher gain and narrower main beam with respect to constituent linear arrays, but with almost identical H-plane scanning properties. The proposed antenna array was manufactured and the measured results show an increased scan sector of 55 degrees, high frequency sensitivity of $14.25^\circ/100$ MHz, gain of 15.5 – 17 dBi and low sidelobe levels of around -20 dB in the whole scanning frequency range. Measured results are in very good agreement with simulations.

Index Terms — Dipole arrays, phased arrays, phase shifters, sidelobe suppression.

I. INTRODUCTION

A GREAT commercial radar sensors research challenge is finding a low cost solution to measuring the target position distance and angle. It is shown that combination of frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar and frequency scanning antenna can achieve the goal of getting angular and range information using a minimum of active RF components and digital signal processing [1], [2]. However, commercial application of such a frequency scanning based radar system highly depends on availability of low cost frequency scanning antennas.

Frequency-scanning antenna arrays come in various forms; a typical antenna arrangement consists of two basic elements: the radiating structure (microstrip patch, slot, dipole antenna) and the phase shifter as a frequency dependent element. A linear scanning antenna array consists of several radiating elements and phase shifters between them, which should have identical characteristics in order to obtain progressive phase difference between the radiating elements, as well as a

predictable radiation pattern [3]. Linear frequency scanning arrays can be used as sub-arrays of planar 2D arrays. Frequency scanning antennas are usually designed as traveling-wave antennas with a series feed and matched load at the end of the array in order to absorb residual energy which would otherwise be reflected back to the antenna and cause spurious radiation and matching problems [4]. The series feeding exhibits lower loss compared to other types of feeding, such as corporate or hybrid parallel/series feed. Due to the array arrangement there is a progressive phase difference between the elements which causes the main beam scanning.

The printed frequency scanning antenna proposed in [5] is designed as a multilayered structure that exhibits high scan sector, low sidelobes and frequency sensitivity of $43.24^\circ/\text{GHz}$. Frequency scanning leaky-wave antennas that use the leaky mode on the traveling-wave structures, based on composite right/left-handed substrate integrated waveguide [6-8], cover a very large scan sector, but require an enormous frequency bandwidth and thus suffer from a considerable gain variation and main beam deformation and exhibit very poor sidelobe suppression. A more uniform gain can be achieved by modifying the structure as it is done in [9]. An all-passive phased-array feeding network based on composite right/left handed transmission lines is shown in [10], but it requires a wide frequency range for scanning. The low frequency sensitivity is increased in [11], but at the cost of exceptionally high losses and very poor gain. In our previous paper [12], a linear frequency scanning antenna array with single-cell left-handed phase shifters was proposed, the obtained scan sector is relatively small (about 30 degrees).

In this paper we present a simple and low cost design of two frequency scanning antennas with 1-D sector scanning: the linear array for a fan-shaped beam and the planar array consisting of four linear arrays for a pencil beam. The proposed antennas exhibit an increased scan sector and improved frequency sensitivity due to the application of novel double-cell phase shifters based on split-ring resonators. Radiating elements are specially modified pentagonal dipoles which prove to have an enormous impedance flexibility that allows the design of series feed arrays with high sidelobe suppression. The measured results show the return loss greater than 10 dB, scan sector of 55 degrees with gain variation of 2 dB and sidelobe levels around -20 dB in the whole operating band.

The manuscript received on July 14, 2016; revised December 22, 2016. This work was financed by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development through the projects TR-32024 and III 45016.

The authors are with the Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Beograd, Serbia (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs, brankaj@ipb.ac.rs, rnilos@ipb.ac.rs.)

II. PHASE SHIFTERS

Phase shifters are devices used to adjust transmission phase in a system. In our case the phase adjustment is realized through the change of frequency. In its basic form, the simple transmission line with a physical length L , can be used as a phase shifter, with phase shift Φ , defined by its electrical length at the specific frequency f :

$$\Phi = \frac{360 L}{\lambda_g} \quad (1)$$

It can be seen that, for the phase shift of 360 degrees, it is necessary to have a transmission line with the length $L = \lambda_g$, where λ_g is the guided wavelength at the frequency $f = f_0$. In order to get the additional phase shift of 360 degrees, it is necessary to provide the frequency change of $\Delta f = f_0$, which is not acceptable in most everyday applications. It can be seen that the shifter frequency sensitivity, describing how the phase changes with the frequency, is very poor in the case of the transmission line.

In practice, active shifters are especially popular nowadays [14-17]. Their biggest advantage is that they can produce a phase shift variation using DC control without the frequency change, but the disadvantages are: a generally complex and more expensive design, higher losses and need for a dedicated DC control system. It is not possible to obtain a continuous change of phase shift by using solid state switchers, but only certain phase shift values, since these switchers don't provide continuous coverage of the scan sector, but of certain directions only. On the other hand, passive frequency shifters require a dedicated frequency range for their functioning, but they are cheap, easy to manufacture, and exhibit much smaller losses than any active shifter. Also, they can provide any value of the phase shift in their operating range. But, concerning the insertion loss, which is one of the critical characteristic of phased shifters, transmission lines are superior, due to their extremely low insertion loss. The final outcome of the phase shifter design is always a compromise between the high frequency sensitivity and low losses. Also, the linear phase shift with frequency is very important for the frequency scanning arrays.

Besides low losses and high frequency sensitivity, another very desirable characteristic of the phase shifters is the constant insertion loss, which enables precise estimation of its influence on the overall structure. One of the ways of designing a shifter with flat insertion loss and high frequency sensitivity is to use the structure having two closely spaced resonant frequencies to broaden the frequency response, thus providing the desired shifter behavior.

In order to increase the antenna array scan sector over that achieved in [12], we propose two novel phase shifters which are actually second-order bandpass filters: one consisting of two left-handed unit cells and the other that is a classical right-handed structure. Both shifters consist of four pairs of splitting resonators (SRRs), coupled by the balanced microstrip line: two of them are at the top and the other two pairs are at the bottom side of the substrate. SRRs are half-

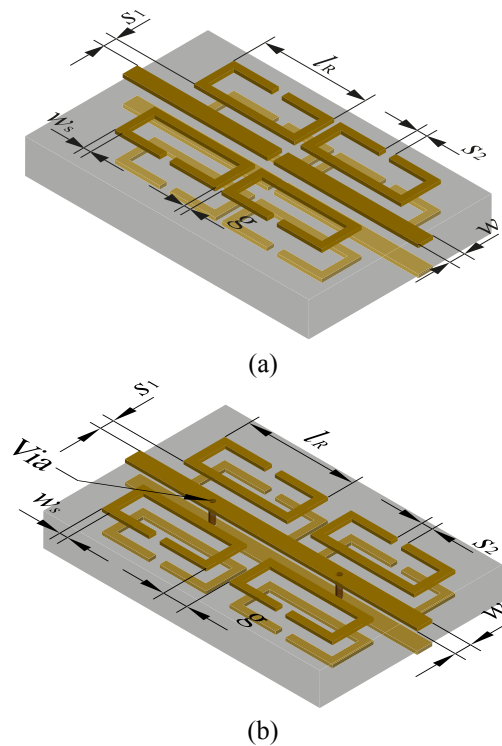


Fig. 1. Axonometric view of the two-cell shifters: (a) the right-handed phase shifter with relevant dimensions: $l_R=5$ mm, $w=0.75$ mm, $s_2=0.45$ mm, $w_s=0.6$ mm, $s_1=g=0.1$ mm, (b) the left-handed phase shifter with relevant dimensions: $l_R=4.8$ mm, $w=0.75$ mm, $s_2=0.5$ mm, $w_s=0.2$ mm, $s_1=0.1$ mm, $g=2$ mm.

wavelength resonators whose coupling by microstrip line is thoroughly studied in [13], both for single and multiple SRRs. The shifter design process showed that the increased coupling between the SRRs and the transmission line improved the overall shifter characteristic. Accordingly, in order to maximize coupling, we have elongated the SRRs along the transmission line, instead of using the typical square-shaped SRRs. The proposed left-handed shifter contains two metal vias which connect upper and lower conductors of the balanced transmission line, and it is obtained by coupling the pair of shifters from [12].

The two considered shifter structures are shown in Fig. 1. It can be seen that the right-handed shifter contains two gaps at the center of the transmission line (at top and bottom sides of the substrate) that enable the structure to have the bandpass filter response. This structure is completely planar and can be easily scaled to higher frequencies since it doesn't contain vias which are usually the biggest source of unpredictable errors and losses, especially at very high frequencies.

The simulated amplitude and phase characteristics of both shifters are compared in Fig. 2. Shifters are simulated on Rogers 5880 substrate: $\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.0009$, $h=0.508$ mm, using WIPL-D software [18]. From Fig. 2(a) we can see that, in case of the right-handed shifter the insertion loss is practically flat, 1 dB in the whole working range, and the phase shift from 9.8 GHz to 10.2 GHz is 195° , while the left-handed structure exhibits higher insertion loss and steeper S_{21} characteristic, causing rapid growth of the insertion loss at the edges of the working range. Phase responses in Fig. 2(b) show

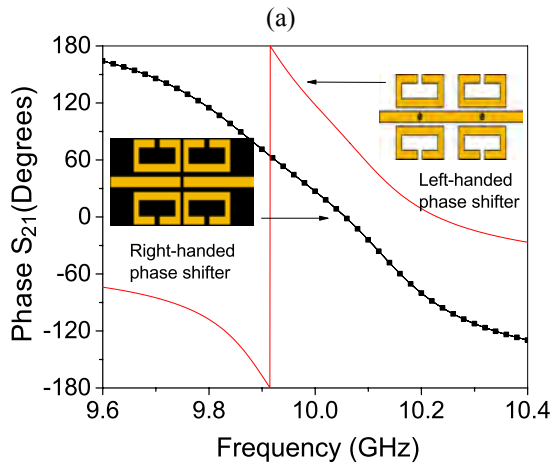
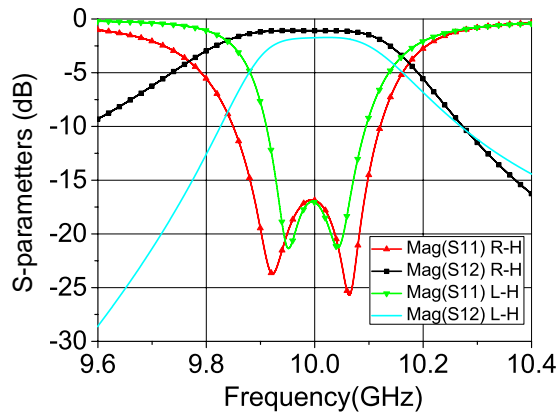


Fig 2. Characteristics of the phase shifters shown in Fig. 1: (a) Amplitude characteristics, (b) Phase characteristics.

that both shifters have similar frequency sensitivity, although the left-handed structure requires a smaller frequency change for the certain phase shift. Taking into account the smaller insertion loss and much simpler manufacturing without vias that can be easily scaled to higher frequencies, the right-handed shifter is chosen for the antenna design.

Shifter characteristics can be changed by changing the distance g between the SRRs (Fig. 1). When that distance is increased, the slope of the shifter phase characteristic becomes steeper and greater phase shift can be obtained for a certain frequency change. Simulated characteristics of the right-handed shifter for different distances between SRRs are shown in Fig. 3.

III. ANTENNA DESIGN

Phased array antennas comprise of multiple stationary radiating elements, which are fed coherently and use variable phase or time-delay control at each element to scan a beam to the desired angles in space. Adaptable amplitude control is sometimes also provided for pattern shaping [3]. The basic phased array arrangement is a linear array of identical elements which has a very wide pattern in the plane orthogonal to the array axis and a narrow steerable pattern in the array axis plane.

In order to achieve the desired radiation pattern, a weighting

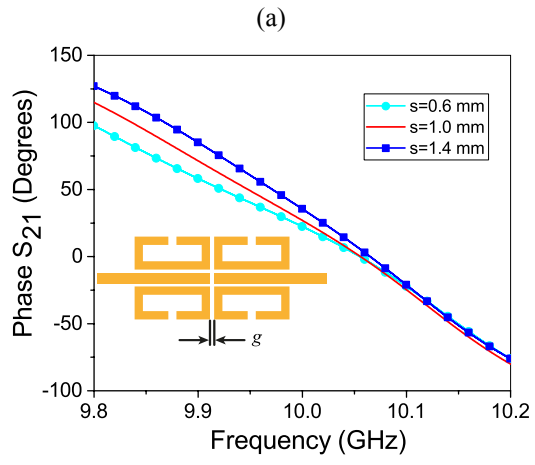
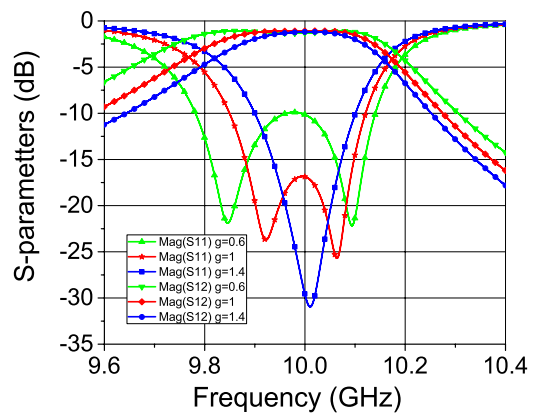


Fig 3. Simulated characteristics of the right-handed shifter for different distances between SRRs: (a) Amplitude characteristics, (b) Phase characteristics.

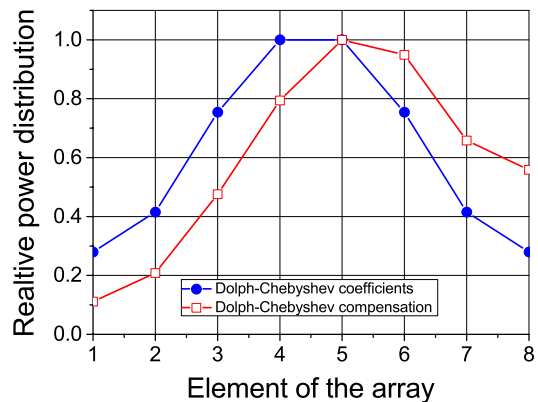


Fig 4. Comparison of two relative power distributions: the Dolph-Chebyshev distribution and the modified Dolph-Chebyshev distribution after compensation of the shifter losses.

vector needs to be implemented into the array. Many prominent analytical distributions, such as binomial, Taylor, Dolph-Chebyshev [19], and, recently, many numerical and optimization methods can be applied in order to obtain the desired solution [20], [21]. In this design we have chosen the Dolf-Chebyshev distribution since it requires a minimum impedance ratio of 3.57 for the required sidelobe suppression of 21 dB for the eight-element array. When the desired power distribution is calculated and applied to the array, the second

TABLE I
INPUT IMPEDANCES OF THE PENTAGONAL DIPOLES (IN OHMS), LOOKING FROM THE SOURCE

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_6	Z_7	Z_8
1071	574	251	150	119	126	182	214

problem that emerges is how to keep the characteristics of the antenna radiation pattern within the whole scan sector, when the frequency changes. The common approach is to use much stricter conditions for the antenna radiation pattern, thus providing a more robust structure.

In the case of the typical linear phased array structure, the desired power distribution can be achieved by phase shifters (using them as power dividers at the same time) or by varying the impedances of the radiating elements. The first case can be quite challenging, since it would typically mean that the array shifters were not exactly identical, so they would provide some phase variation which could seriously damage the phased array dynamic. The second case demands radiating elements with great impedance flexibility and preservation of the radiating characteristics over a frequency range.

Phase shifters usually introduce added losses, hence significant power can be dissipated on them. The two port passive network phase shifter loss can be characterized by the transmission coefficient S_{21} . The 1 dB insertion loss means that 20.6 % of the power is dissipated on the shifter. The Dolph-Chebyshev distributions for an eight-element array with -21 dB sidelobe levels are shown in Fig. 4: one is the original Dolph-Chebyshev distribution and the other is the modified Dolph-Chebyshev distribution obtained after compensating the 1 dB cumulative shifter losses caused by the shifters located between all radiating elements. Unlike the original Dolph-Chebyshev distribution the modified one requires the greater impedance ratio of 9 for the sidelobe suppression of 21 dB.

Comparing the two distributions in Fig. 4, a big difference between them can be noticed, which can result in an unwanted radiation pattern if the losses are not taken into account. As the power distribution in this serial phased array is implemented by changing the impedance of the radiating elements, it is necessary to have a higher impedance ratio for achieving higher sidelobe suppression.

The required impedance of the radiating elements can be given as:

$$Z_i = 10^{\frac{a_i}{10}} \frac{Z_a}{(w_i(n, k))^2} \quad (2)$$

where a_i represents losses in dB, i goes from 1 to n , where n is the number of antenna elements, Z_a is the constant impedance used for renormalization, determined by a product of the highest possible single element impedance and the lowest distribution coefficient, $w_i(n, k)$ is the Chebyshev amplitude coefficient for the n -th element and k is the sidelobe level.

The antenna radiating element impedance is comprised of the self-impedance and the mutual impedance [22]. The self-impedance is the impedance which would be measured at the input terminals of the antenna in free space in the absence of

any other antennas or reflecting objects. The mutual impedance accounts for the influence of the antenna coupling with outside sources. Linear arrays are affected by strong mutual coupling between elements [23] and many papers deal with its estimation and compensation [24-26].

In most linear antenna arrays the desired distribution is implemented by ignoring mutual coupling between elements and assuming the antenna elements to be isolated from each other [27]. For the correct value of the antenna input impedance, the coupling with other elements must be taken into consideration. An element impedance should be calculated with all other array elements excited [19]. Typically, the input impedance of the radiating element is significantly influenced by the neighboring elements if they have considerably different self-impedances. Mutual coupling in case of similar radiating elements is much less expressed. Impedances derived from (2) should take into account all previous considerations. The impedance values in Table I are obtained for $a_i = i-1$ dB, $Z_a = 300 \Omega$, $n = 8$, and $k = 21$. Self-impedance values of the array elements are very different from their input impedances, due to the influence of other elements.

This is especially the case for several first elements, due to the great difference in their self-impedances. Hence the first element self-impedance is actually around 1350 Ω while its input impedance is 1071 Ω in the array (Table I). Common impedance values for typical printed radiating elements are a few hundred ohms, rarely over 500 Ω . Higher impedance values require very thin structures which are usually hard to manufacture and are prone to damage. For that purpose, in this paper we use specially modified pentagonal dipoles which can exhibit extremely high impedances. Dipoles are printed on both sides of the substrate. Dependence of the dipole impedances on their dimensions for the different substrate thicknesses is given in Figs. 5 and 6.

There are two different shapes of the pentagonal dipoles that are applied in the design: one for higher impedances (from 500-2000 Ω) and the other that is more suitable for lower impedances. The curves in Figs. 5 and 6 show how dipole dimensions l and w depend on the dipole impedance for the different substrate thicknesses at the frequency of 10 GHz. Curves are obtained by fixing two dipole dimensions, while the other two are varied simultaneously until a certain dipole impedance is obtained at the resonance frequency. In practical design, all four dipole dimension can be fine-tuned, which is especially useful when dealing with the mutual coupling problem. It can be seen that is possible to obtain an enormous variation of impedances ranging from hundreds to thousands of ohms.

IV. VALIDATION OF THE DESIGN AND RESULTS

In order to verify the design concept, two scanning antennas were manufactured to realize the 1-D sector scanning, one linear for the fan-shaped beam and the other consisting of four linear antenna arrays for the pencil beam.

A. Linear array

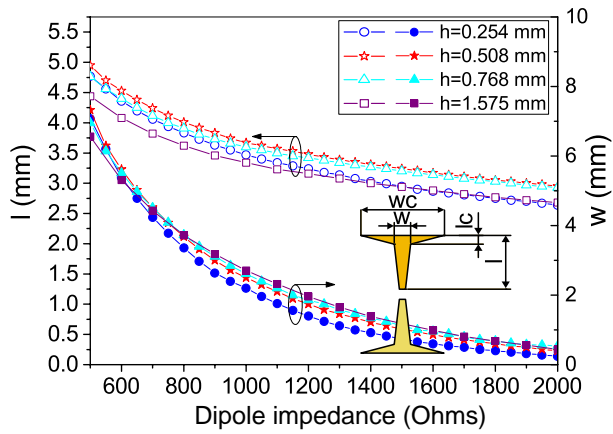


Fig. 5. Variation of dipole dimensions with high dipole impedances, for different substrate thicknesses ($\epsilon_r=2.17$). Fixed dimension are: $l_c=0.2$ mm and $w_c=16$ mm.

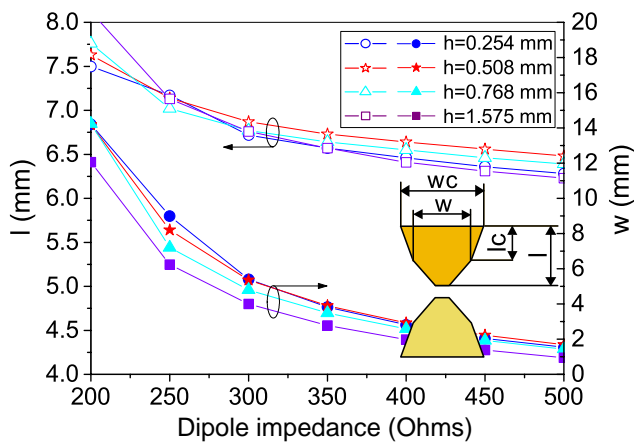


Fig. 6. Variation of dipole dimensions with low dipole impedances, for different substrate thicknesses ($\epsilon_r=2.17$). Fixed dimension are: $l_c=4$ mm and $w_c=8$ mm.

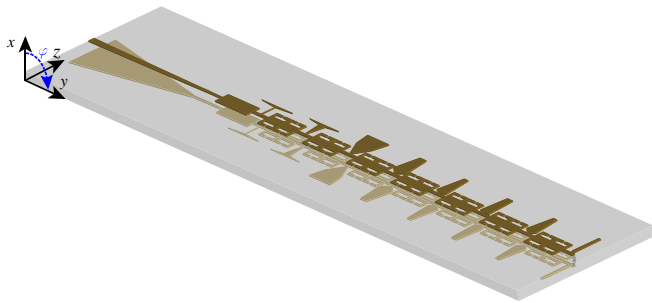


Fig. 7. Axonometric view of the linear antenna array.

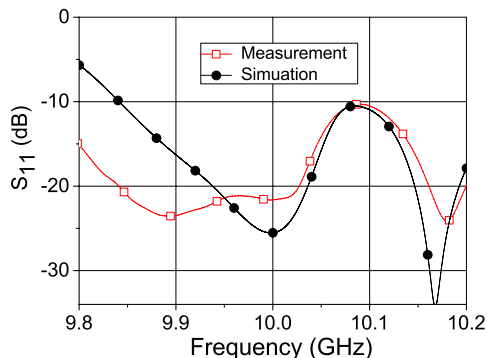


Fig. 8. Measured and simulated reflection coefficient S_{11} for the linear antenna array.

The linear scanning array model shown in Fig. 7 consists of 8 pentagonal dipoles with input impedances given in Table I. The balanced to unbalanced microstrip line transition is done by the balun. Between the antenna and the balun there is a quarter-wave impedance transformer that suppresses the peak at 10.08 GHz in the S_{11} characteristic. To prevent reflection of the residual power back into the array, a matching load is added at the end of the array.

The reflector plane is positioned parallel to the antenna plane at the distance of $\lambda_0/4$, where λ_0 is the free-space wavelength at 10 GHz. The antenna working bandwidth is typically the frequency band in which the reflection coefficient S_{11} is below -10 dB. It can be seen in Fig. 8 that two closely spaced resonance dips at 10 GHz and 10.17 GHz caused by presence of the two-cell shifters are much more noticeable in the simulations than in the measurements. Other parameters that influence the antenna operating range are: the antenna gain variability, radiation pattern degradation, sidelobe levels, etc.

The simulated and measured antenna scan sector can be seen in Figs. 9 and 10, respectively. The simulated scan sector is between 72 and 130 degrees, while the measured one is between 71.1 and 127.8 degrees. Concerning the antenna sidelobe levels, the worst case appears at 10.1 GHz with the sidelobe level of -18 dB in the simulations and -16.5 dB in the measurement, while at other frequencies the sidelobe levels are below the desired -20 dB. In the whole scan sector the antenna gain changes between 10.2 dBi and 12.2 dBi and its measured efficiency varies between 37% and 55.6 %, as it is shown in Fig. 11. It can be seen that all measured results are in excellent agreement with the simulations. The photograph of the manufactured linear array is shown in Fig. 12.

B. Planar antenna array

The planar antenna array is designed with four linear arrays combined in such a way that, looking from the top side of the substrate, two adjacent arrays have dipoles placed on one side of the feeding line, while the other two arrays have dipoles on the opposite side. These two pairs of arrays are fed 180 degrees out of phase. Due to this antiphase feeding, most of the leakage radiation from two pairs of feeding lines will be cancelled in the far field, which will reduce the cross-polarization level. The planar array layout is shown in Fig. 13. Linear sub-arrays are placed at transversal distance equal to the free space wavelength, λ_0 , at the frequency of 10 GHz. The input power is divided equally by successive T-junctions.

In order to introduce the 180 degree phase difference between the two pairs of sub-arrays, the input T-junction is offset from the center by $\lambda_g/4$, where λ_g is the guided wavelength of the balanced microstrip line. The comparison between the simulated and measured reflection coefficients S_{11} is given in Fig. 14 and shows that the fabricated planar array exhibits a somewhat wider operating band in which S_{11} is below -10 dB, with respect to the simulations; that was the case with the linear array as well.

Simulated co-polar and cross-polar radiation patterns of the planar antenna array in H- plane are shown in Figs. 15, while

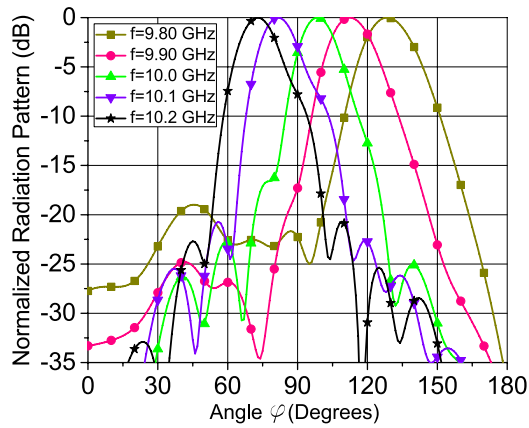


Fig. 9. Simulated relative radiation pattern of the linear array.

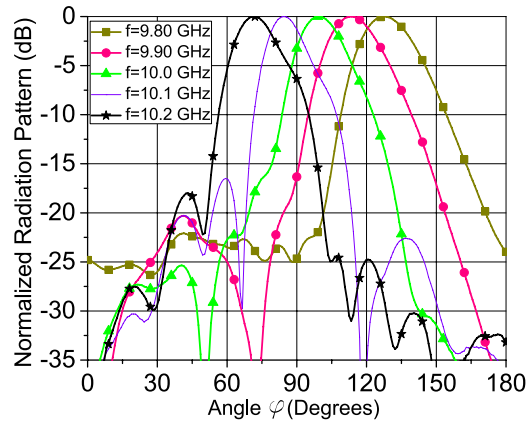


Fig. 10. Measured relative radiation pattern of the linear array.

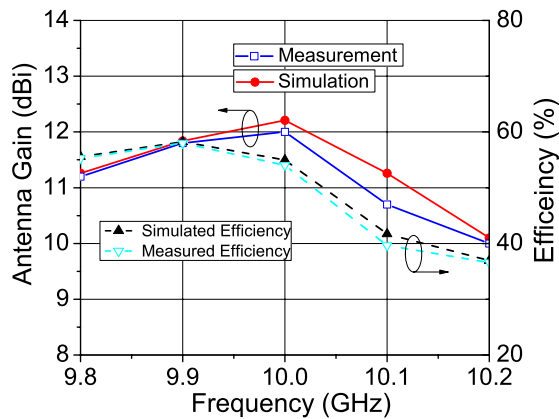


Fig. 11. Measured and simulated gain and efficiency of the linear array.

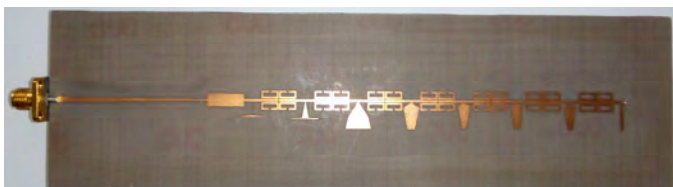


Fig. 12. Manufactured prototype of the linear array with overall dimensions: 151 mm x 29 mm x 7.5 mm.

measured corresponding co-polar radiation patterns are shown in Fig. 16. It can be seen that the simulated scan sector is between 73 and 132 degrees, the total of 59 degrees, while in the measurement that angle is between 76.5 and 131.4 degrees. Concerning the sidelobe levels, the worst case

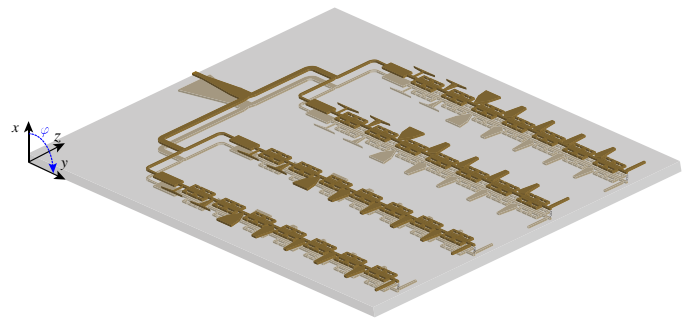


Fig. 13. Axonometric view of the planar array antenna with 4 x 8 pentagonal dipoles.

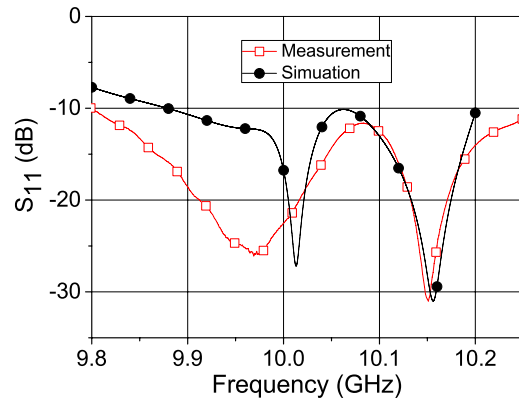


Fig. 14. Simulated and measured reflection coefficient S_{11} for the planar antenna array.

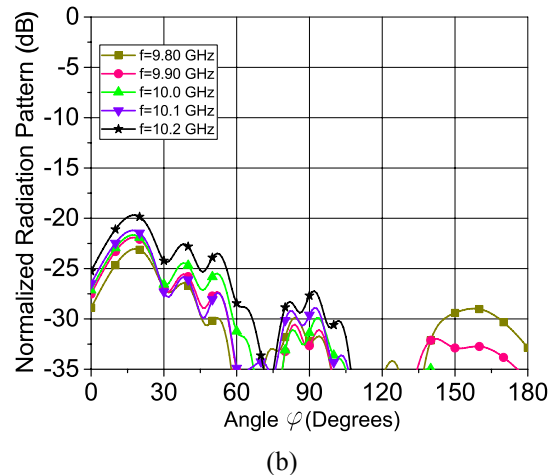
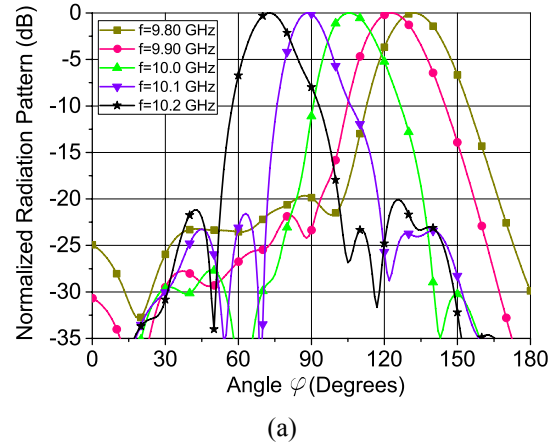


Fig. 15. Simulated relative radiation pattern for the planar antenna array in H-plane for (a) Co-polar and (b) Cross-polar component.

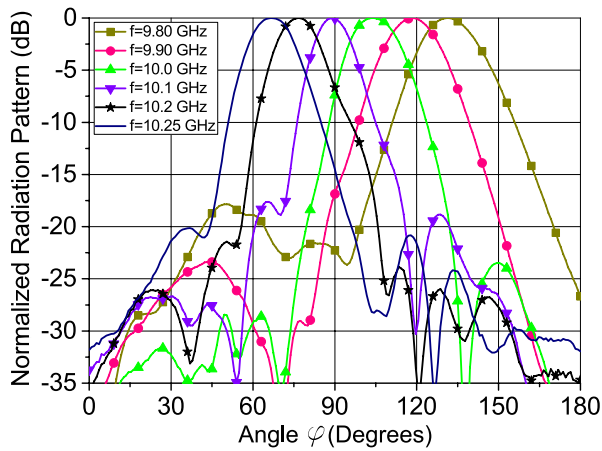


Fig. 16. Measured relative radiation pattern for the planar antenna array in H-plane.

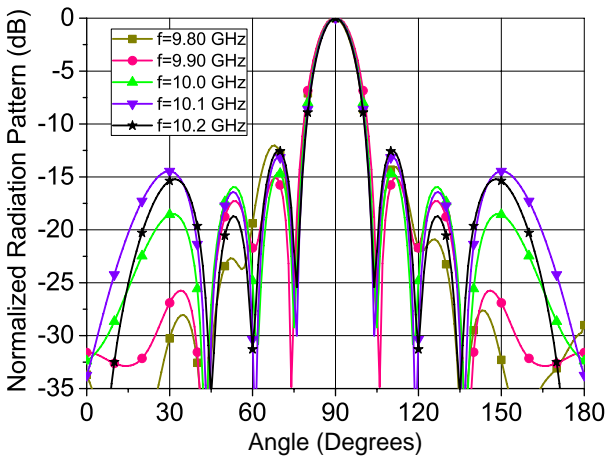


Fig. 17. Simulated relative radiation pattern for the planar antenna array in E-plane.

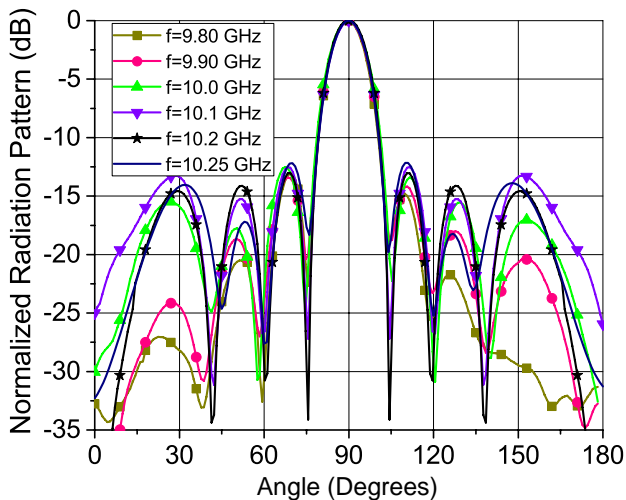


Fig. 18. Measured relative radiation pattern for the planar antenna array in E-plane.

obtained in simulation is -19.3 dB and -17.7 dB in measurement. The normalized cross-polarization level is below -27 dB for angles above 60 degrees where all main lobes are placed. We can also see, from Fig. 19, that the gain variation during scanning is kept within 2 dB, while the measured efficiency varies between 31% and 56%. Simulated

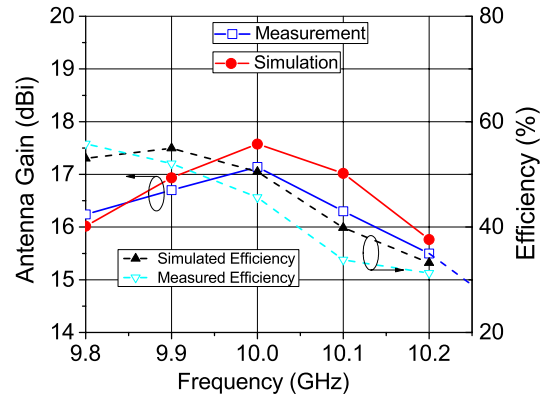


Fig. 19. Simulated and measured gain and efficiency of the planar antenna.

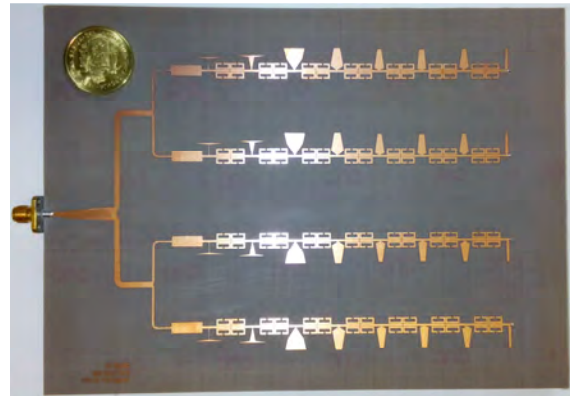


Fig. 20. Photograph of the manufactured prototype of planar array with overall dimensions: 170 mm x 120 mm x 7.5 mm.

and measured relative radiation patterns in E- plane are shown in Figs. 17 and 18, respectively, and a very good agreement is obtained. An extra measurement at the frequency of 10.25 GHz is added, due to the good sidelobe level and matching, but its gain variation is greater than 2 dB, so it couldn't be grouped with other regular patterns by that criterion.

V. CONCLUSION

We proposed a novel design of the compact frequency scanning antenna array with 1-D sector scanning, which consists of four linear sub-arrays with eight series fed pentagonal dipoles for FMCW radar systems. Modified pentagonal dipoles exhibit a wide input impedance range from 120 Ω to 1070 Ω , due to their unusual shapes, which is necessary for the design of an array with low sidelobe levels. Identical phase shifters are placed between dipoles and they are designed as a second-order bandpass filter with low insertion loss and very good matching. The shifters consist of four pairs of split-ring resonators coupled with a balanced microstrip line. The manufactured planar antenna array exhibits a similar scan sector of 55 degrees and frequency sensitivity of 14.25°/100 MHz, like its constituent linear arrays. All simulated and measured results are in a very good agreement.

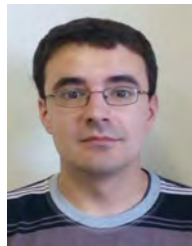
ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the Institute IMTEL, Belgrade, for the prototype manufacturing and to WIPL-D

Belgrade for the use of software licenses.

REFERENCES

- [1] Y. Alvarez-Lopez, C. Garcia-Gonzalez, C. Vazquez-Antuna, S. Ver-Hoeye, and F. Las Heras Andres, "Frequency scanning based radar system," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 132, 275-296, 2012.
- [2] M. Winfried, M. Wetzel and M. Menzel, "A novel direct imaging radar sensor with frequency scanned antenna," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1941-1944, 2003.
- [3] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 2nd ed. London: Artech House antennas and propagation library, 2005.
- [4] P. Bhartia, I. Bahl, R. Garg, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, London: Artech House antennas and propagation library, 2000.
- [5] L. Cui, W. Wu and D. G. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna With Flat Gain and Low Sidelobe Levels," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 292-295, 2013.
- [6] Y. Dong and T. Itoh, "Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 3, pp. 767-775, Mar. 2011.
- [7] Y. Dong and T. Itoh, "Substrate integrated composite right-/left-handed leaky-wave structure for polarization-flexible antenna application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 760-771, Feb. 2012.
- [8] S. S. Haghghi, A. Heidari, and M. Movahhedi, "A Three-Band Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Antenna Based on Composite Right/Left Handed Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 10, pp. 4578 - 4582, Oct. 2015.
- [9] Nasimuddin, Z. N. Chen, and X. Qing, "Multilayered composite right/left-handed leaky-wave antenna with consistent gain," *IEEE Trans. Antennas and Propag. on*, vol. 60, no. 11, pp. 5056-5062, Nov. 2012.
- [10] J. H. Choi, J. S. Sun, and T. Itoh, "Frequency-scanning phased-array feed network based on composite right/left handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 8, pp. 3148-3157, Aug. 2013.
- [11] A. Fackelmeier and E. M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging," *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2010 *IEEE MTT-S International*, pp. 1266-1269, 2010.
- [12] N. Boskovic, B. Jokanovic and A. Nestic, "Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side lobe Suppression," *8th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (Metamaterials)*, pp. 67-69, 2014.
- [13] R. Bojanic, V. Milosevic, B. Jokanovic, F. Medina-Mena and F. Mesa, "Enhanced Modelling of Split-Ring Resonators Couplings in Printed Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 8, pp. 1605-1615, 2014.
- [14] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, pp. 517-519 Dec. 1999.
- [15] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 51, no. 4, pp. 1135-1140, Apr. 2003.
- [16] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 51, no. 1, pp. 309-314, Jan. 2003.
- [17] H. Kim, A. B. Kozyrev, A. Karbassi, and D. W. van de Veide, "Linear tunable phase shifter using a left-handed transmission line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 5, pp. 366-368, May 2005.
- [18] WIPL-D Pro v12.0, Software and User's Manual, WIPL-D d.o.o., Belgrade, 2016
- [19] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [20] Y.-C. Jiao, W.-Y. Wei, L.-W. Huang, and H.-S. Wu, "A new low-side-lobe pattern synthesis technique for conformal arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 6, pp. 824-831, June 1993.
- [21] K. Yan and Y. Lu, "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 7, pp.1117-1122, Jul. 1997.
- [22] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, P. Knight, *The Handbook of Antenna Design, Vol. 1*, London, Peter Peregrinus, Ltd., 1982.
- [23] I.J. Gupta and A.K. Ksienski, "Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 5, pp. 785-791, September 1983.
- [24] R. S. Adve and T. K. Sarkar, "Compensation for the effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no.1, Jan. 2000.
- [25] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 39, no. 3, pp. 273-284, March 1991.
- [26] H. T. Hui, "A Practical Approach to Compensate for the Mutual Coupling Effect in an Adaptive Dipole Array," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1262-1269, May 2005.
- [27] C. Hu, E. Lee, C. Liao, W. Huang and K. Jheng, "The effect of mutual coupling on the self-impedance of linear microstrip array," *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, pp. 88-90, 2012.



Nikola Boskovic was born in Pozega, Serbia, in June 1986. He received the Dipl. Ing., and M.Sc. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 2010 and 2011, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. degree at the University of Nis.

Since 2012 he has been working at the Institute of Physics, Belgrade, Serbia as a research assistant at the Laboratory of Metamaterials, Photonic Center, where he has been involved in antenna modeling and applications.



Branka Jokanovic (M'89) received the Dipl. Ing., M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 1977, 1988, and 1999, respectively. She is currently a Research Professor at the Institute of Physics, University of Belgrade, Serbia and Head of the Laboratory of Metamaterials, Photonic Center. Before she joined the Photonic Center, Institute of Physics, she was the Head of the Microwave Department, Institute IMTEL, Belgrade. Her current research interests include modeling, simulation and characterization of microwave and photonic metamaterials for wireless communications and sensors. Dr Jokanovic is a corresponding member of the Serbian Academy of Engineering Sciences.



Milos Radovanovic was born in Belgrade, Serbia, in 1985. He received the Dipl. Ing. and M.Sc. degrees in electrical engineering at the University of Belgrade, Faculty of Electrical Engineering, Belgrade, Serbia, in 2011 and 2012, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. degree at the University of Belgrade. Since 2013 he has been working at the Institute of Physics, Belgrade, Serbia as a research assistant at the Laboratory of Metamaterials, Photonic Center, where he has been working on metamaterial's applications in antennas and filter design.

FREQUENCY SCANNING ANTENNA ARRAYS WITH METAMATERIAL BASED PHASED SHIFTERS

Nikola Bošković¹, Branka Jokanović¹, Vera Marković²

¹Institute of Physics, University of Belgrade, Serbia

²Faculty of Electronic Engineering, University of Niš, Serbia

Abstract. *This paper presents a simple design of linear series-fed frequency scanning antenna arrays with: (a) identical rectangular dipoles and (b) pentagonal dipoles having different impedances to provide enhanced side lobe suppression. Phase shifters are designed as a metamaterial unit cell consisting of split-ring resonators coupled with the parallel microstrip line. Shifter models variations are described and control of phase is demonstrated. Two antenna arrays are manufactured and measured.*

Key words: *scanning antenna array, linear array, series feeding, pentagonal dipole, phase shifter, split-ring resonator.*

1. INTRODUCTION

Antenna elements come in various forms in terms of technology, size, cost and radiation properties. Nevertheless, a single antenna has a typical omnidirectional radiation pattern and low gain. In many applications, there is a need for directional and high gain radiation, which can be generated by combining multiple antenna elements in different arrangements. One of the most notable problems in antenna arrays is side lobe emergence. They can be observed as radiation in the unwanted direction as a direct consequence of the configuration of arrays elements. High levels of side lobes can make it hard to isolate desired signals and overcome uncertainties in the determination of a position of the specific object, which is especially important in radar applications. Two main factors, which determine the sidelobe levels (SLLs), are the power distribution between the elements and the distance between them. Typical demands are SLLs -20 dB [1], relative to the main lobe. SLLs from -30 to -20 dB can be typically achieved solely by the power distribution, but for higher lobes suppression, the distance between the elements must be considered as well.

Printed antennas are by far the most popular antennas for applications due to size and shape diversity, ease of fabrication and integration, low cost and high flexibility in resonant frequency, polarization, radiation pattern and impedance. They come in forms of patch,

Received November 2, 2018; received in revised form February 6, 2019

Corresponding author: Nikola Bošković

Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Belgrade, Serbia

(E-mail: nikolab@ipb.ac.rs)

dipoles, slots etc. Their main drawback is a typical low power handling capability due to the low thermal conductivity of regularly used dielectrics. However, developing various dielectrics with high thermal conductivity similar to aluminum nitride (AlN) ceramic can overcome even this obstacle. Other problems like surface waves, spurious radiation and losses can be controlled in different ways [2-10].

In order to achieve low SLLs in frequency scanning antenna with linear element arrangements, the appropriate power distribution can be extremely hard to implement because it can require a very high ratio of the impedances of radiation elements. In addition, there is a need to maintain the desired distribution in a wide frequency band while avoiding main beam deformation, which can be caused by beam squinting due to the frequency change [11].

In this paper, experimental results from the array with regular dipoles comparing with the experimental results with the enhanced pentagonal dipoles are shown. Both models use the same shifter based on the four SRR, same dielectric, the distance between elements, and both are design to work at 10 GHz making it very fairly to use in comparison.

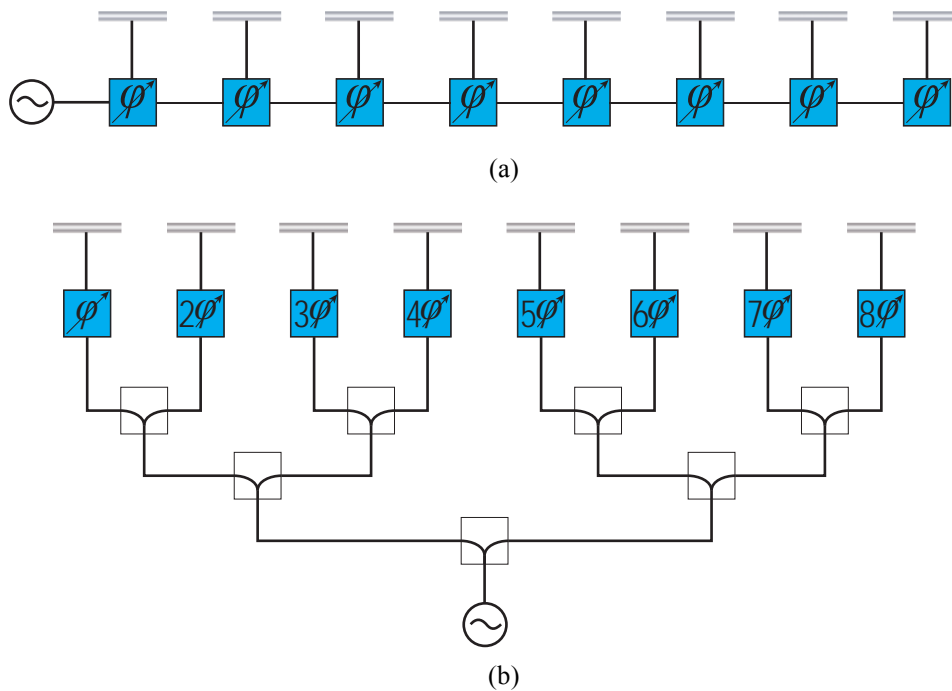


Fig. 1 Antenna array feeds: (a) Series feed and (b) Corporate feed.

2. PRINTED FREQUENCY SCANNING ANTENNA

With technological development, there is a great need for the scanning antennas, which enable tracking of a specific position in space with great accuracy and resolution [12-15]. In the past, such solutions were predominantly based on a combination of the antenna array and a customized mechanical system for pointing the array at the specific direction. Such systems have limited agility, require periodic maintenance of the mechanical parts, and due to high price have limited usage. With the development of modern electronics, frequency scanning is introduced at a much lower price, better performances and reliability. Basic frequency scanning antenna array consists of the radiating elements in a specific spatial distribution and frequency dependent elements between them, which introduce different phase shift, depending on the applied frequency, hence this elements can be called phase shifters. A typical configuration is a linear series-fed array, which enables scanning in one plane. Combining multiple linear arrays in a planar array, we can obtain scanning in the second plane. Scanning in the second plane is typically achieved in a different manner than in a linear array.

Frequency scanning antenna enables continuous coverage of the spatial range of scanning. Angular resolution depends on the 3 dB-beamwidth of the main beam, and speed of scanning is determined by the frequency dependence of the phase shifter. For linear arrangements, an array of N radiating elements require $N-1$ phase shifters, since for the basic operation phase shift $\Delta\phi$ between two successive elements is constant, but there is also need for constant phase-increment from the first to the last element in the plane of scanning. Depending on their structure phase shifters can have significant losses and non-linearity, which can seriously degrade array characteristics. In addition, in order to provide low SLLs the suitable power distribution needs to be implemented, which can be challenging in a series-fed array (Fig 1a) because phase shifters and radiating elements change their performances in the frequency range. Because of that, full corporate-fed (Fig. 1b) are occasionally used, but they require a much greater number of phase shifters, have significantly larger size and smaller efficiency.

Other type of commonly used electronic scanning is via switchers. The principle is that every antenna element is connected to the power source via one of the several available phase shifters. With on/off switching shifter selection is made and the main beam is positioned at the certain direction. The whole system can work in a single frequency, but the number of available directions depends on the number of the phase shifts available. Similar basic principles of operations are used with Rotman lens [16-17], Butler matrix [18-19] and similar structures. They typically have N inputs and N outputs, which are connected to the antenna elements. When connecting the power source at the different inputs the different main beam positions are generated. Combining one of these types of electronic scanning in one plane and frequency scanning in another, scanning in two planes is enabled at the same time.

Frequency scanning antenna should be cheaper, easier to manufacture, with more stable characteristics in the working range, with higher efficiency and easier for integration with other components in comparison with the electronic scanning antenna. A natural choice would be a printed antenna structure with antenna elements having stable radiation and impedance characteristics in the working range. The printed pentagonal dipole is an excellent choice as a radiating element that satisfies demands for higher impedance bandwidth due to working at the second resonance and has stable radiation characteristics in the wide frequency band [20-21].

2.1. Antenna array technology

The printed dipole can be naturally implemented in two different technologies. One is coplanar stripline (CPS) and the other is symmetrical (balanced) microstrip line. CPS is a balanced uniplanar transmission line, consisting of two metallic conductor strips separated by a certain gap width, on a substrate. The CPS line is without bottom metallization of the substrate for the ground; instead, the virtual ground is placed at the symmetry plane between two conductors. The balanced microstrip line is equivalent to the classical microstrip line and is represented by two identical parallel transmission lines, one from each side of the dielectric surface. For the given substrate height and line width, the impedance of the balanced microstrip line would be equal to double the impedance of the microstrip line having identical width and half of the substrate height.

The CPS line offers flexibility in the design of planar microwave and millimeter-wave circuits, especially in mounting the solid-state device in series or shunt without via holes. It exhibits low loss, small dispersion, small discontinuity parasitics, considerable insensitivity to substrate thickness and simple implementation of open- and short- circuits. The CPS line has a typical impedance value around 200 Ohms, which is much higher than the typical microstrip line of 50 Ohms. In the series-fed array, it is very important to have available a high impedance ratio of the feeding transmission line and the radiating elements for achieving proper power distribution. Since the balanced microstrip line can achieve much lower impedance value, it is a better choice for this type of array.

2.2. Frequency scanning performance

The frequency bandwidth is a valuable and limited resource, and certain bands are restricted for specific use [22]. Two important parameters for frequency scanning systems are range and angular resolution. The angular resolution of beam scanning systems is defined by the antenna main lobe 3 dB beamwidth. It means that two identical targets at the same distance are resolved in angle if they are separated by more than the antenna 3 dB beamwidth. Antenna system with fixed beam provides only range resolution. Range resolution is the ability of an antenna system to distinguish between two or more targets on the same bearing but at different ranges. The pulse width is the primary factor in range resolution and it is generally the inverse of the pulse bandwidth. For the higher bandwidth available, the greater range precision can be obtained. Frequency scanning provides the angular resolution. Narrower 3 dB beamwidth provides greater precision in determining the angular position of the target. Frequency scanning systems performance is a typical trade-off between angular and range resolution.

The simplest phase shifter is a basic transmission line. Its length is directly proportional to phase shift contribution. Any phase shifter can be approximated with the transmission line of the certain length. Two parameters, which determine overall position of the main beam during scanning for the simple antenna array, are the distance between radiating elements (D) and length of the transmission line (L), as shown in Fig. 2.

Dependence between scanning angle θ and relative frequency change $\Delta f/f_0$ is given as:

$$\sin \theta = \frac{L}{2D} \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right) = \frac{\Delta \phi}{360^\circ} \frac{\lambda_0}{D}, \quad \Delta f = f - f_0 \quad (1)$$

where the beam is steered over the limits $\pm\theta$, f_0 represent the central frequency at which the main beam is positioned broadside, λ_0 is the free space length at the central frequency and $\Delta\phi$ is the phase shift between two succeeding radiating elements (phase-increment). If the distance between the elements is fixed at the typical value of the $0.5\lambda_0$ (wavelength in free space at center frequency), the length L and the available frequency bandwidth will determine scanning properties.

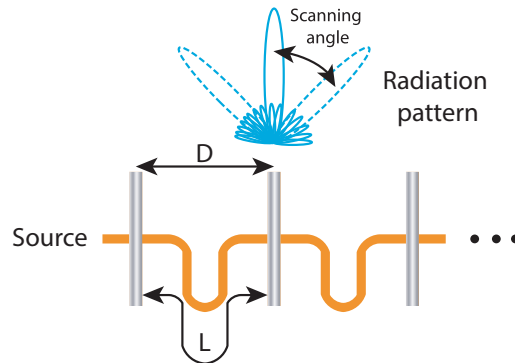


Fig. 2 Frequency scanning antenna array with different positions of the main beam.

As can be seen, the same results for the scanning angle (sector) can be obtained independently for different values of L and Δf , while one of them is fixed. In practical application, frequency bandwidth is specified and L is used for obtaining a specific scanning angle. For the practical example, let us say that available relative bandwidth is 20% and required scanning is $\pm 25^\circ$, then from (1) L would have to be around $4.2 D$, that is $2.1\lambda_0$ for the previously stated typical value of D . For 10% relative bandwidth, that value would be $4.2\lambda_0$. In both cases, the resulting phase shift would be around ± 76 degrees. Relative bandwidth in (1) would be equal to $\Delta f / f_0$, since total scanning sector is 2θ . From this, we can see that frequency sensitivity of the phased array is directly proportional to the equivalent length of the phase shifter.

2.3. Phase shifter performances

Transmission line although simple, typically has a very slow phase contribution with frequency change. For narrow bandwidth and large phase shift, it has to have substantial length. Long transmission lines can have significant losses and give rise to spurious radiation. If placed in the same plane as radiating elements, interaction might occur through the coupling and severe degradation of the radiation pattern could happen. For these reasons often other structures are employed as the phase shifter, which are better suited for the specific purpose.

In Fig. 3a it is shown phase shifter based on the metamaterial *left-handed* cell consisting of the pair of SRRs (split ring resonators) in balanced microstrip technology, where one metal layer is on top and the second identical at the bottom side of the dielectric. In microstrip, it would be single SRR cell coupled with transmission line with via in center in order to provide pass-band characteristics. Such shifter is used in [23], where it enabled scanning sector of 32° in 5% of the relative bandwidth. If we applied that as an angle $\theta = \pm 16^\circ$ in (1), we can see that phase shift would be around ± 50 degrees and required L

would be around $5.5\lambda_0$. Such a long line would take significant space and would require special care in order to minimize its impact on the radiation elements. The substrate used in [23] is Rogers 4003C with the dielectric constant of 3.55, height of 1 mm, loss tangent is 0.0027. Surface roughness in Rogers 4003C is 2.8 microns.

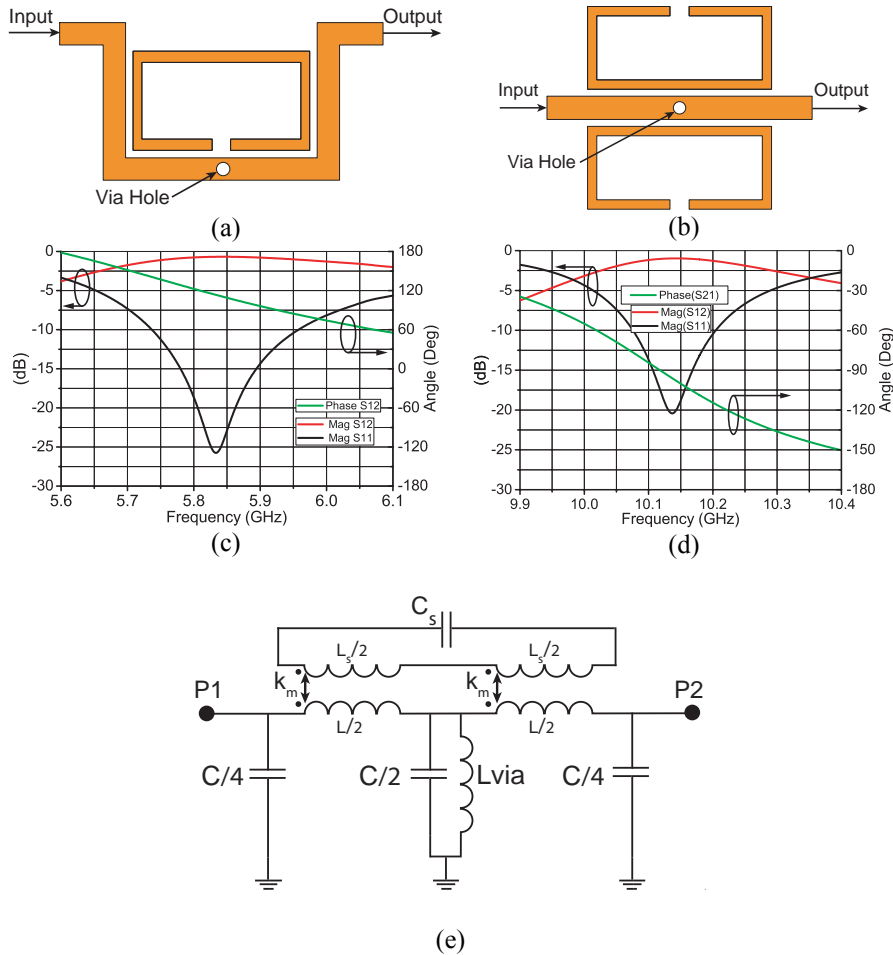


Fig. 3 Phase shifters based on the *left-handed* unit cell: (a) SRRs coupled with meander line, (b) Two pairs of SRRs, (c) S -parameters for (a), (d); S -parameters for (b), (e) Equivalent circuit of the microstrip line loaded with SRRs and grounded with via.

In Fig. 3b shifter based on the four SRR *left-handed* cell is shown [24]. Two pairs of SRRs in balanced microstrip technology are coupled with a transmission line in a similar manner like the previous one. The obtained characteristics are scanning sector of 30° for 2.5% of the relative bandwidth, which requires a phase shift of $\pm 47^\circ$ and required L would be $10.35\lambda_0$. In [24] Rogers 5880 is used, with the dielectric constant of 2.17, the height of 0.508 mm, loss tangent is 0.001. Surface roughness in Rogers 5880 is 0.3 microns and is

significantly smaller than the one in Rogers 4003C, which would mean that at the same frequency, losses in metal would be considerably larger for Rogers 4003C. In both cases impedance of the transmission line is 100Ω , and losses in the transmission line are 0.058 dB/cm for Rogers 4003C at 6 GHz [23], and 0.035 dB/cm for Rogers 5880 at 10 GHz [24].

From these two examples, we can see a significant advantage in the application of different phase shifter structures for enhancing frequency-scanning characteristics of the antenna array. In Figs. 3c and 3d the S -parameters of the corresponding shifters are given. In Fig. 3e the equivalent circuit of the shifters is shown and it can be derived from [25]. Based on the characteristics it can be seen that these shifters exhibit the behavior of the pass-band filter, hence controlling its zeros and poles desired characteristics could be obtained.

2.4. Linear arrays with identical rectangular dipoles

A. Scanning antenna array at 6 GHz

Previously discussed shifters are used in the antenna array design. Radiating elements are simple identical rectangular dipoles. One-half of the dipole is at the top layer (brown) and the other is at the bottom (yellow) Fig. 4c. The structure is designed in a balanced microstrip technology so in order to connect it to a standard SMA connector, a transition from the balance-to-unbalance line (balun) is necessary. This is achieved via the triangular balun. The shifter from Fig. 3a is used in the antenna design in [23]. From Fig. 4a we can see that the antenna array achieved the scanning sector from 45° to 77° , frequency sensitivity of $10.67^\circ/100$ MHz and gain is from 12.4 to 13.73 dBi. Dimensions of the rectangular dipoles are calculated in order to be resonant at a specific frequency with specific resistance value ($Z = 400 \Omega + 0j$). The position of the resonance is determined with the length of the dipole and value of the resistance is regulated with the dipole width. Since there are two variables and two goals it is more tuning than an optimization. For a true optimization it necessary to have a certain degree of freedom, that is to have more variables than goals, which is the case in the pentagonal dipoles.

B. Scanning antenna array at 10 GHz

The shifter shown in Fig. 3b is implemented at a higher frequency of 10 GHz. The produced prototype is shown in Fig. 4e. The array is placed above the reflector plane at the distance $D = 7.5$ mm. Dipoles are designed to have an impedance around 400Ω at 10 GHz, with the distance between radiating dipoles of $0.5\lambda_0$, that is 15 mm at 10 GHz. In Fig. 4g we can see the offset between measured and simulated S_{11} parameter due to the fact that the SMA connector is not precisely modeled and interconnection between the structure of the balun and the connector can produce discrepancy. Nevertheless, the measured S_{11} -parameter exhibits a good matching in the working bandwidth from 10 to 10.3 GHz. From Fig. 4b we can again see a slight offset between the measured and simulated radiation characteristics due to manufacturing imperfections. Measured characteristics show scanning from 105° to 130° , gain variation from 12.1 to 12.9 dBi and frequency sensitivity of $8.33^\circ/100$ MHz. As can be seen, these two shifters are designed to produce the frequency scanning at the different angles and scan rates, but both antenna arrays in this configurations display very high SLLs since the identical radiating elements are used in the array. In the first case, SLLs are from -10 dB to -7.5 dB below the main beam while in the second case their measured values are from -11.5 to -9 dB below the main beam. The high SLLs are usually the biggest issues with scanning antennas.

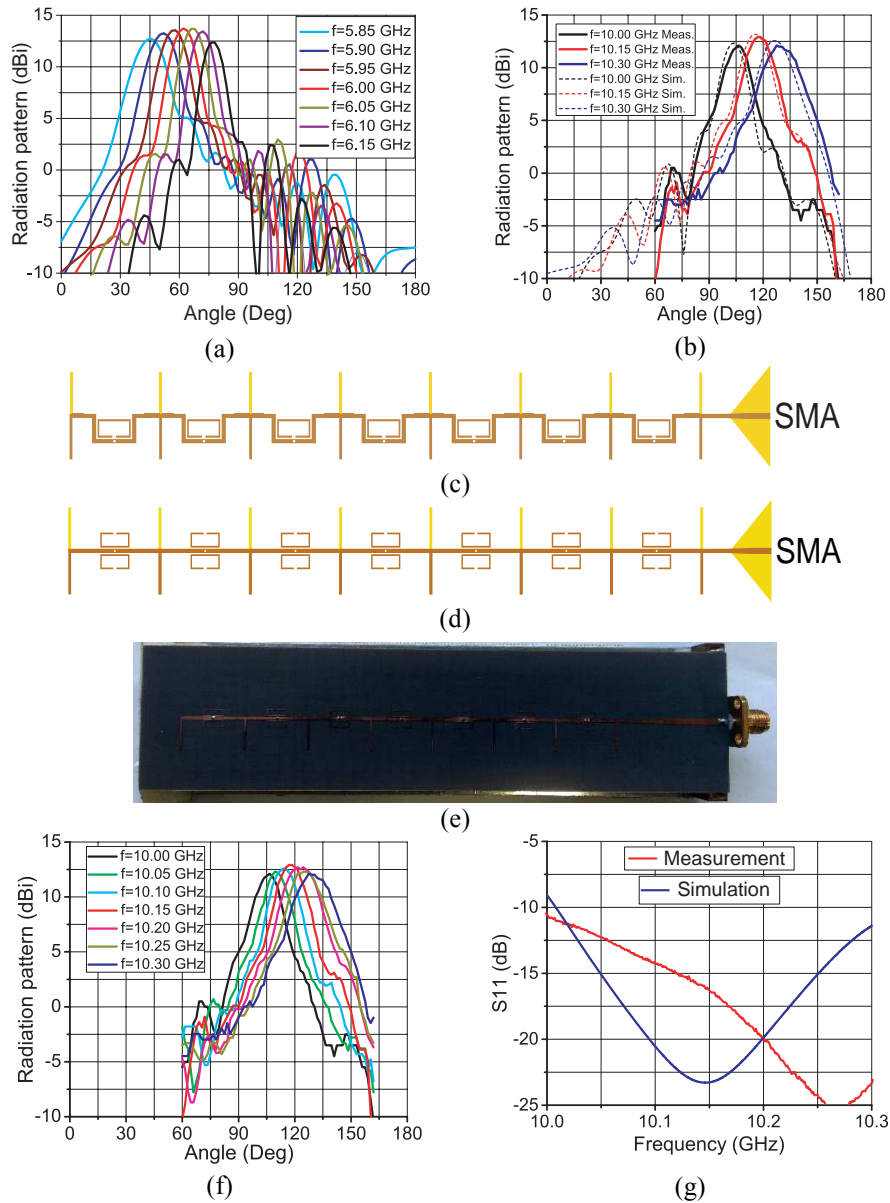


Fig. 4 Comparison of the antenna arrays with different phase shifters operating at 6 GHz and 10 GHz: (a) Simulated radiation pattern for the antenna array with phase shifter shown in Fig. 3a, (b) Simulated and measured radiation pattern for the antenna array with phase shifter shown in Fig. 3b at the central and edge frequencies, (c) Model of the antenna array with shifter shown in Fig. 3a, (d) Model of the antenna array with shifter shown in Fig. 3b, (e) Antenna prototype with dimensions 146.2 mm x 35.75 mm, (f) Measured radiation pattern, (g) Measured and simulated S -parameters of the array from Fig. 4e.

2.5. Linear array with pentagonal dipoles

In order to obtain a higher side lobe suppression in the antenna array, the appropriate power distribution is necessary to be implemented. This problem is particularly challenging in the case of the linear scanning array with series feeding. The typical configuration of the traveling wave antenna array employs radiating elements of different impedances, so when wave travel through the array each radiating element takes the portion of the power available, which depends on its impedance value. At the end of the array, there is a termination for preventing the remaining power to return to the array and cause additional scanning beam in the opposite direction in relation to the broadside. Shifters can have significant losses, which can considerably degrade the radiation characteristics. Its influence on the power distribution must be seriously considered.

Another important issue is the fact that frequency scanning means that the antenna operates in a certain frequency band. The elements of the antenna array are frequency dependent and have different behavior depending on the observing frequency. Power distribution is mostly implemented based on the ratio of the impedances of the transmission line and the radiation elements. An approach that is more proper would be observing S -parameters on the multi-port network thus directly observe power distribution in the frequency range. In order to preserve power distribution in the frequency range, all components should have slow impedance change, which would result in stable S -parameters. This can be accomplished using pentagonal printed dipoles as radiating elements and shifter from Fig. 3. Approximation of the impedance values for the specific distribution can be calculated by:

$$Z_j = 10^{10} \frac{a_j Z_{norm}}{(w_j(n,k))^2} \quad (2)$$

where Z_j represents the impedance in Ohms of the j^{th} element of the array, where $j = 1..n$ and n is the number of the elements of the array; a_j represents accumulated losses in the array at the j^{th} element, which mostly originated from the phase shifters and radiating losses; Z_{norm} is the constant impedance which value depends on the scope of value of the minimum and maximum available as the impedance of the radiating elements; $w_j(n,k)$ is the weighting coefficient for the specific distribution for the case of the n elements and for k as a level of sidelobe suppression in dB. Implementation of this approach in the array with *right-handed* shifters is shown in [26]. For Dolph-Chebyshev distribution with $n = 8$ and $k = 21$, $a_j = 1.5(j-1)$ impedance values are given in Table 1.

Table 1 Impedance values for the array with the pentagonal dipoles.

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_6	Z_7	Z_8
1570.8	750.2	292.3	156.1	110.5	103.7	133.4	140

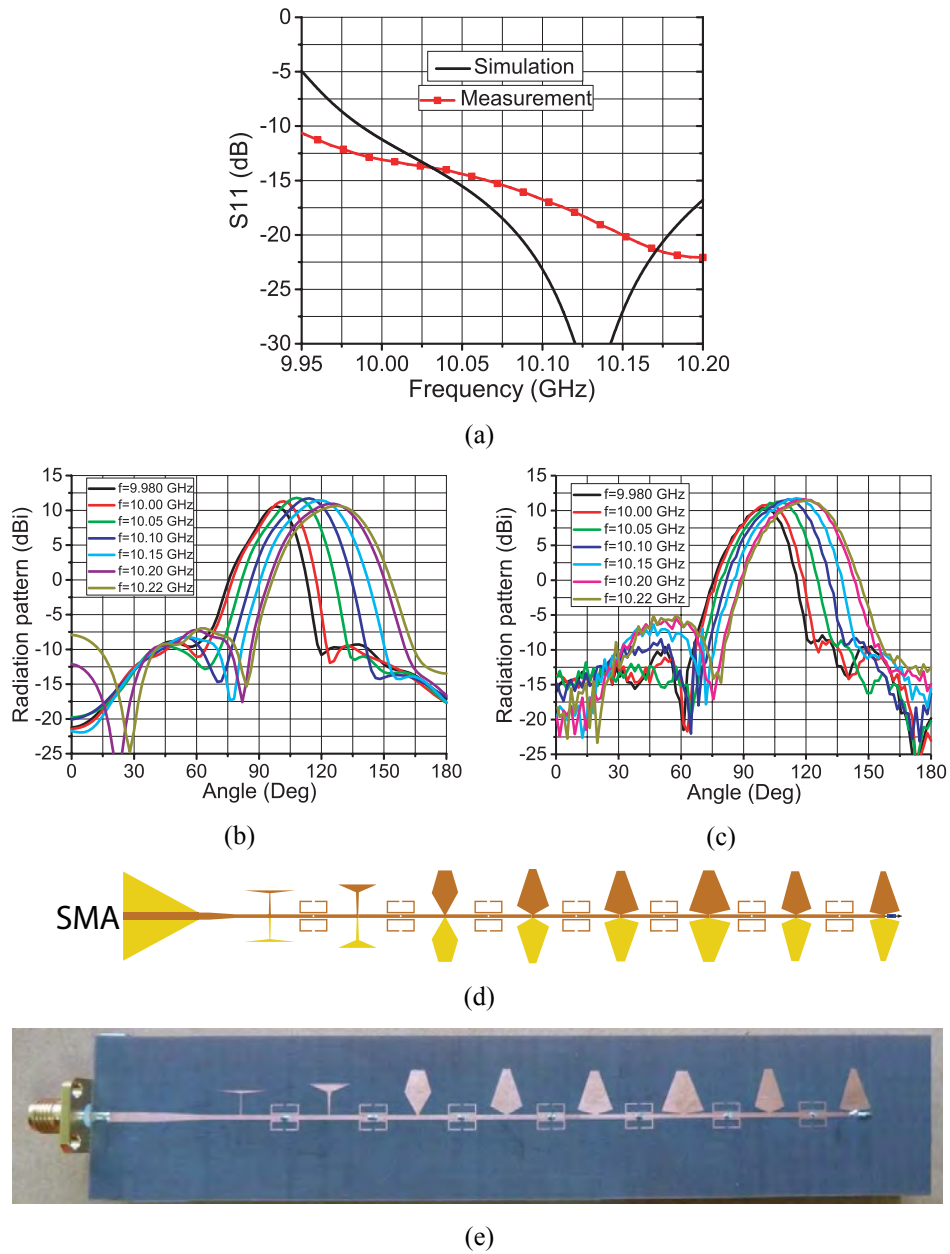


Fig. 5 (a) Measured and simulated S -parameters of the linear array with pentagonal dipoles, (b) Simulated radiation pattern, (c) Measured radiation pattern, (d) Model of the array, (e) Manufactured prototype with dimensions: 140 mm x 27 mm.

Measured and simulated S -parameters are shown in Fig. 5a. The measured S_{11} characteristic is better than simulated one due to the additional losses. Simulated and measured radiation characteristics are shown in Figs. 5b and 5c, respectively. The power distribution used in the array is Dolph-Chebyshev, with the goal to achieve SLLs suppression of 20 dB in respect to the level of the main beam. In Fig. 5b we can see that the goal is achieved and in the whole range SLLs are below desired level. The measured results show some degradation due to manufacturing errors and slightly lower gain due to losses. The model and manufactured prototype are shown in Figs. 5d and 5e, respectively.

The detailed comparison of the manufactured antennas characteristics are shown in Table 2. From it, we can see that using pentagonal dipoles with different impedances, the main problem with printed scanning arrays can be resolved. The great improvement in SLLs is achieved. The trade-off of SLLs improvement is a wider 3 dB beamwidth and somewhat lower antenna gain.

Table 2 Comparison of the measured characteristics of the antenna arrays with identical rectangular and different pentagonal dipoles.

Dipoles	Rectangular	Pentagonal
Bandwidth	10.00 GHz-10.30 GHz	9.98 GHz-10.22 GHz
Scanning angle	100°-125° (25°)	100°-122° (22°)
Frequency sensitivity	83.333°/GHz	91.666°/GHz
3 dB beamwidth	14.26° – 22.6°	21.2°-29.2°
Gain	12.1 dB – 12.9 dB	10.4 dB - 11.7 dB
SLL	Better than 7.5 dB	Better than 17 dB

Measurements were performed using Anritsu ME7838A vector network analyzer [27] in a setup which consists of the calibration kit, two identical standard horn antennas, device under test (DUT), cables, positioner with stepper motor and PC control via Arduino MEGA 2560 motherboard [28]. Software communication with Arduino is done with Matlab through MATLAB Support Package for Arduino hardware [29]. At the same time software communication with Anritsu ME7838A, is done with Instrument Control Toolbox through LAN using TCP/IP [30]. One horn antenna is used as a transmitting antenna during the whole measurement procedure and the second one is used only at the beginning to determine relative gain levels at the position of the DUT. After placing DUT at the positioner with stepper motor the whole process is done automatically. Accuracy should be better than 0.5 dB.

3. CONCLUSION

In this paper, we have shown the use of the phased shifters based on the metamaterials. Shifters are analyzed and their performance is discussed. Their use in the frequency scanning arrays is shown. Two prototypes are produced and shown. It is demonstrated that a combination of the pentagonal dipoles with different impedances and metamaterial based shifters can provide frequency scanning and SLLs control thus making it a good choice for cheap and highly accurate frequency scanning solution.

Acknowledgement: This work was financed by the Serbian Ministry for Education, Science and Technological Development through the projects TR-32024 and III-45016. The authors would like to thank the Institute IMTEL, Belgrade, for the prototype manufacturing and to WIPL-D, Belgrade for the use of software licenses.

REFERENCES

- [1] M. Miljčić, A. Nešić, B. Milovanović, "An investigation of side lobe suppression in integrated printed antenna structures with 3D reflectors", *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 30, no. 3, pp. 391–402, September 2017.
- [2] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed.* Hoboken, New Jersey, United States, John Wiley, 2005.
- [3] T. A. Miligan, *Modern Antenna Design, 2nd ed.* Hoboken, New Jersey, United States, John Wiley, 2005.
- [4] W.S.T. Rowe and R. B. Waterhouse, "Edge-fed patch antennas with reduced spurious radiation", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 5, pp.1785–1790, May 2005.
- [5] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook, 4th ed.* New York, United States, McGraw-Hill Education, 2007.
- [6] D. F. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez Broas, N. G. Alexópoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [7] C. S. Lee, V. Nalbandian, and F. Schwing, "Surface-mode suppression in a thick microstrip antenna by parasitic elements," *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 145–147, Feb. 1995.
- [8] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 8, pp. 807–816, Aug. 1984.
- [9] D. R. Jackson, J. T. Williams, A. K. Bhattacharyya, R. L. Smith, S. J. Buchheit, and S. A. Long, "Microstrip patch designs that do not excite surface waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 8, pp. 1026–1037, Aug. 1993.
- [10] Komanduri, V.R., Jackson, D.R., Williams, J.T., and Mehrotra, A.R.: "A general method for designing reduced surface wave microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 2887–2894, March 2013.
- [11] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, 2nd ed.* London: Artech House antennas and propagation library, 2005.
- [12] M. Winfried, M. Wetzel and M. Menzel, "A novel direct imaging radar sensor with frequency scanned antenna," *In Proceedings of the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2003, vol. 3, pp.1941–1944.
- [13] Y. Alvarez Lopez, C. Garcia, C. Vazquez, S. Ver-Hoeve, and F. Las-Heras, "Frequency scanning based radar system," *Prog. Electromagn. Res.* vol. 132, pp. 275–296, 2012.
- [14] Alvarez, Y., Cambor, R., Garcia, C., et al.: "Submillimeter-wave frequency scanning system for imaging applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no 11, pp. 5689–5696, Nov. 2013.
- [15] M. A. Tehrani, J. J. Laurin, and Y. Savaria, "Multiple targets direction-of-arrival estimation in frequency scanning array antennas," *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 10, no. 3, pp. 624–631, March 2016.
- [16] S. Vashist, M. K. Soni and P.K. Singhal, "A Review on the Development of Rotman Lens Antenna", *Chinese Journal of Engineering*, vol. 2014, Article ID 385385, 9 pages, 2014.
- [17] W. Zongxin, X. Bo and Y. Fei, "A Multibeam Antenna Array Based on Printed Rotman Lens", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, Article ID 179327, 6 pages, 2013.
- [18] J. Remez ; R. Carmon, "Compact Designs of Waveguide Butler Matrices", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 27–31, March 2006.
- [19] M. Koubeissi, L. Freytag, C. Decroze, and T. Monediere, "Design of a cosecant-squared pattern antenna fed by a new Butler matrix topology for base station at 42 GHz," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 354–357, 2008.
- [20] M. Ilić i N. Bošković, "Poređenje karakteristika štampanih bow-tie dipola sa dipolima petougaoonog oblika", In Proceedings of the ETRAN Conference 2012, Zlatibor, 11-14. jun 2012.
- [21] A. Nešić, Z. Mičić, S. Jovanović, I. Radnović, D. Nešić, "Millimeter-Wave Printed Antenna Arrays for Covering Various Sector Widths", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 1, pp. 113–118, February 2007.
- [22] <https://www.itu.int/>

- [23] N. Bošković, B. Jokanović i A. Nesić, "Frekvencijski skeniran antenski niz sa SRR faznim šifterima", In Proceedings of the ETRAN Conference 2013, Zlatibor, 3-6. jun 2013.
- [24] N. Boskovic, B. Jokanovic and A. Nestic, "Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side lobe Suppression", *Metamaterials 2014*, Copenhagen, Denmark, 25-30. August 2014.
- [25] R. Bojanic, V. Milosevic, B. Jokanovic, F. Medina-Mena and F. Mesa, "Enhanced Modelling of Split-Ring Resonators Couplings in Printed Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 8, pp. 1605–1615, 2014.
- [26] N. Boskovic, B. Jokanovic, and M. Radovanovic, "Printed frequency scanning antenna arrays with enhanced frequency sensitivity and sidelobe suppression," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1757–1764, Apr. 2017.
- [27] "Installation Guide VectorStar ME7838 Series." <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Installation-Guide/10410-00293F.pdf>
- [28] "Arduino Mega 2560 Rev3." <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- [29] "MATLAB Support Package for Arduino Hardware Documentation." <https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/index.html>
- [30] "Instrument Control Toolbox." <https://www.mathworks.com/products/instrument.html>

Frequency Scanning Antenna Arrays with Pentagonal Dipoles of Different Impedances

Nikola Bošković¹, Branka Jokanović¹, Aleksandar Nešić²

Abstract: In this work we present the benefits of using pentagonal dipoles as radiating elements instead of classical printed dipoles in the design of frequency scanning antenna arrays. We investigate how impedance of pentagonal dipoles, which can be changed in a wide range, influences the overall characteristics of the uniform antenna array. Some very important antenna characteristics such as side lobe level, gain and scanning angle are compared for three different antenna arrays consisting of identical pentagonal dipoles with impedances of 500 Ω , 1000 Ω and 1500 Ω .

Keywords: Antenna array, Frequency scanning, Pentagonal dipoles, Phase shifter, Split-ring resonator.

1 Introduction

Scanning antennas are a very important antenna class, whose main radiation beam can be moved in different spatial directions. Earliest designs of these antennas related to mechanical scanning antennas which were fixed at rotating docks. Their performances are determined by the efficiency of the mechanical parts and problems such as inertia, time lags and vibrations [1], so dealing with multiple targets was quite difficult. Nowadays mechanical scanning antennas are mostly used for the specific radar applications operating with very high powers.

Later developed and prevalent type of scanning antennas are phased arrays [2]. Theoretical principle of phased arrays is based on the constructive and destructive interference, stating that electromagnetic energy received at a specific point in space from two or more closely spaced radiating elements is at maximum when the energy from each radiating element arrives in phase at that point. The signal will be amplified by constructive interference in the main direction and the beam sharpness is improved by means of destructive interference. Direction of the main beam depends directly on the phase shift between the radiating elements. There are different phase shifters which can be employed for accomplishing the phase shift in scanning antennas. Electronically

¹University of Belgrade, Institute of Physics, Pregrevice 118, 11080 Belgrade; E-mail: nikolab@ipb.ac.rs

²Institute IMTEL, Bulevar Mihajla Pupina 165b, 11070 Belgrade; E-mail: aca@insimtel.com

controlled phase shifters are usually composed of numerous switchable detour lines, allowing the selection of a specific phase shift from the group of available values enabling scanning only at specific positions corresponding to a given phase shift. Constant phase shift $\Delta\phi$ between two successive radiating elements is called phase-increment. If d is a distance between the radiating elements designed to work at wavelength λ , than beam steering from normal broadside direction Θ_s , can be calculated according to [1]:

$$\Theta_s = \arcsin \frac{\Delta\phi}{360^\circ} \frac{\lambda}{d}. \quad (1)$$

Advantages of phase scanning is high gain and low side lobes, multi-target handling within microseconds and multifunction operation by emitting several beams simultaneously. Also phase scanning is resistant to single component faults that reduces the beam sharpness, but the system remains operational.

Frequency scanning antennas are a special case of phased arrays. They use frequency dependent phase shifters therefore enabling the positioning of the main beam at any given direction within the operating frequency range of the antenna. The beam steering is a function of the transmitted frequency and requires certain frequency bandwidth, which can be a problem due to limited available frequency band. Therefore, the main requirement in the design of frequency scanning antennas is to ensure the largest possible scanning angle for a very small change of frequency, i.e. a high frequency sensitivity.

Printed frequency scanning antenna fed at the center frequency of 6 GHz using $2\lambda_g$ long meander balanced microstrip between dipoles is shown in [3]. The antenna array exhibits a wide scanning range of about 50° , but requires relative frequency variation of 20%, due to slow change of phase with frequency in the transmission line. Similar approach using low loss transmission line for the phase shifting is presented in [4]. Antenna is realized on a 3-layer substrate and exhibits a wider beam scanning angle of 73° with rather poor frequency sensitivity of $43.24^\circ/\text{GHz}$. Frequency scanning antenna with significantly improved frequency sensitivity of $1.64^\circ/\text{MHz}$ is shown in [5]. It exploits band-pass filters between radiating antenna elements to provide additional phase shift. The main drawback of this approach is a pretty high insertion loss in feeding network that considerably reduces the antenna gain. Hence, the proposed scanning antenna consisting of 11 radiating elements exhibits gain of only -6 dBi.

In this paper we present linear frequency scanning antenna arrays consisting of identical pentagonal dipoles with different impedances. Frequency scanning is achieved using identical phase shifters consisting of split-ring resonators placed between pentagonal dipoles. We investigate how impedance

of pentagonal dipoles, which can be changed in a wide range, influences the overall characteristics of a uniform scanning antenna array.

2 Antenna Array

2.1 Design considerations

In this work we present a frequency scanning antenna array with pentagonal dipoles as radiating elements. Pentagonal dipoles are implemented in microstrip technology, with the use of balanced microstrip line. This type of dipole does not have the problems associated with the patch antenna in terms of a very narrow bandwidth and may be implemented in various forms depending on the specific needs. Reason for using the pentagonal dipoles as radiating elements is their ability to cover an extremely large range of impedances. Typical impedance values of radiating elements in the array are between 200Ω and 400Ω . Radiating elements with higher impedances are rarely used since they require very narrow microstrip lines which are difficult to fabricate. In the design of the antenna arrays impedance of the radiating elements is very important, since it determines which amount of available power will be radiated, so in that manner it can be used for power distribution in the array. This is especially the case with the linear scanning antennas.

Linear scanning antenna is designed with series feeding network (Fig. 1b) that has some important advantages over the corporate feed in Fig. 1a.

In the case of corporate feed each radiating element has a direct link to the source through the feeding network which is usually comprised of numerous T-junctions or Wilkinson power dividers and impedance transformers [6]. Using corporate feed it is very easy to achieve any power distribution in the array. But, for the scanning antennas corporate feed can be quite an expensive solution. As stated before, in order to have scanning the relative phase shift between radiating elements should be equal, which means that the N elements of the array requires n_c phase shifters:

$$n_c = \sum_{i=2}^N (i-1). \quad (2)$$

Resulting network can be quite large and very expensive. On the other hand, series feeding network is usually quite simple and therefore a typical choice for the linear scanning antennas. In this case the array of N elements requires $N-1$ phase shifters. Phase shifter is placed between each radiating element and thus enabling equal relative phase shift. On the other hand power distribution in series feed array is harder to obtain due to the fact that typically only the first element has a direct link to the power source and each consecutive element has only a portion of that power at disposal. Impedance of the radiating elements and losses in shifters determine the overall power distribution.

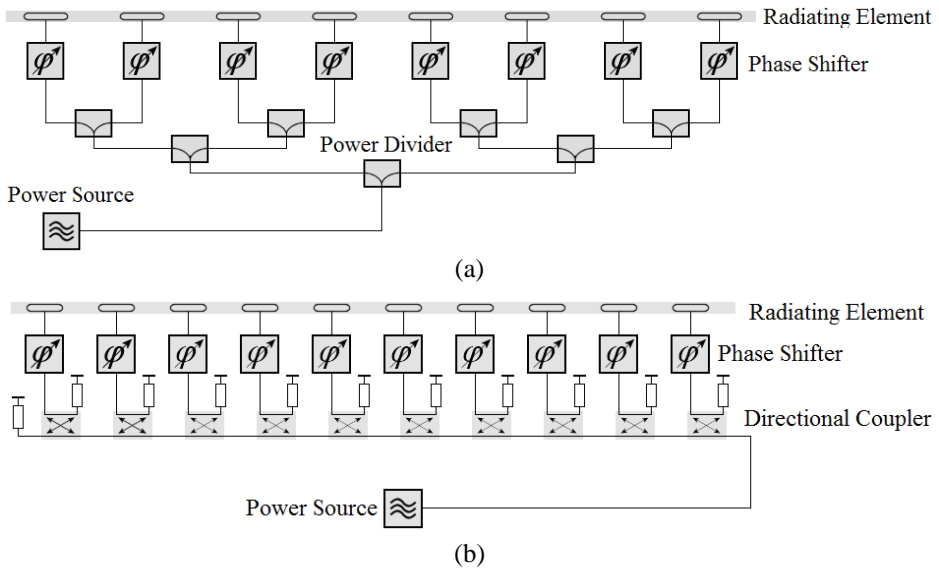


Fig. 1 – Feeds of the antenna array: (a) Corporate feed; (b) Series feed.

2.2 Phase shifter design

As a phase shifter we use the structure designed with a single left-handed unit cell which consists of four split-ring resonators (SRRs) coupled with the balanced microstrip line and a metal via connecting top and bottom strip of the balanced line, as it is shown in Fig. 2.

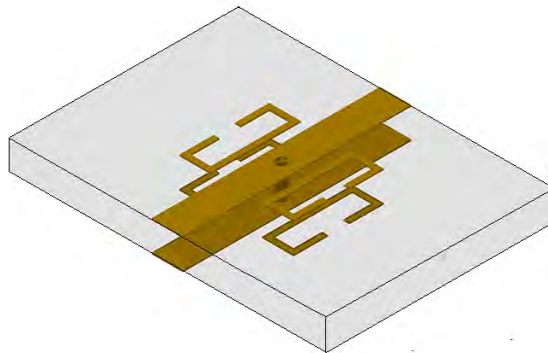


Fig. 2 – Layout of the phased shifter with four elongated split-ring resonators.

The shifter is designed on RT/duroid 5880 substrate with thickness of 0.508 mm. Impedance of the balanced microstrip line is 100Ω and its length is $0.5 \lambda_0$ i.e. 15 mm at 10 GHz. Two SRRs are placed at the top side of the substrate, while the other two are on the bottom side. In order to achieve the

desired S -parameters, we modified commonly used square SRR by elongating them along the balanced microstrip line in order to increase the coupling between the SRR and the balanced line. Dimension of SRRs are obtained through the optimization with WIPL-D Pro [7], full-wave electromagnetic solver based on the method of moments. Characteristics of the SRRs based phase shifter are given in Fig 3.

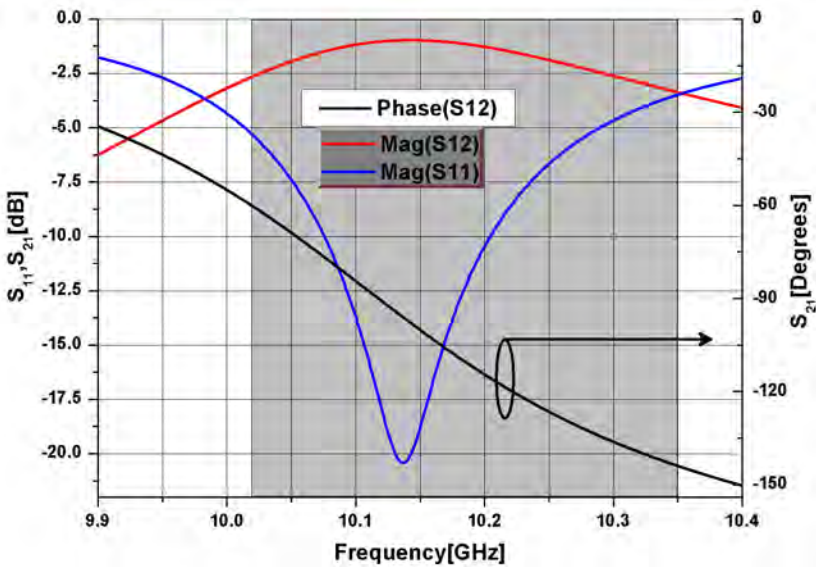


Fig. 3 – S -parameters of the phase shifter.

SRR shifter exhibits band-pass filter characteristics, due to the presence of SRRs and via, as can be seen in Fig. 3. Due to almost linear phase characteristics of S_{21} , SRR shifter provides almost linear change of the scanning angle as a function of frequency. Frequency bandwidth of interest is from 10.02 GHz to 10.35 GHz, where we can see the maximum value of S_{21} of -0.95 dB, the average value of -1.5 dB, and the minimum value of S_{11} -21 dB.

Similar antenna array design using this type of shifter is also applied in [8], but with the classical dipoles operating at 6 GHz. Scanning antenna using different pentagonal dipoles operating at 10 GHz is presented in [9]. Side lobe suppression better than 18 dB for the beam scanning of 30 degrees is achieved.

2.3 Antenna array design

Antenna is designed as a linear scanning array with eight identical pentagonal dipoles and a phase shifter placed between them (Fig. 4). One half of the dipoles are printed on one side of substrate and the other half on the other side. Distance between the dipoles in the array is $0.5 \lambda_0$, where λ_0 is the free-

space wavelength. The antenna array is positioned above the reflector plane at a distance of a quarter wavelength in the air. Transition from balanced to unbalanced microstrip line is achieved using continuous (taper) balun at the power source side omitted in Fig. 4). Layouts of the dipoles for different impedance values are given in Fig. 5.



Fig. 4 – Layout of the antenna array.

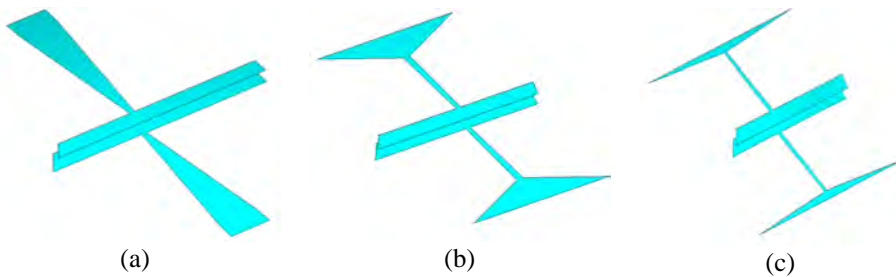


Fig. 5 – Layout of the dipole connected to the balanced microstrip line with impedance: (a) 500 Ω ; (b) 1000 Ω ; (c) 1500 Ω .

Power source at the beginning of the array (Fig. 4) excites the dipoles which radiate part of the power while significant part of it is attenuated due to losses in shifters. Resistor of 100 Ω is placed at the end of the array to prevent power reflection from the end of the array. Without the resistor, the array would act as it were excited with two power sources which would increase the side lobes due to opposite flow of energy. In order to control power distribution in the array we use radiating elements with different impedances. In Figs. 6-8 we show the radiating patterns of the antennas comprised of pentagonal dipoles with impedances of 500 Ω , 1000 Ω and 1500 Ω .

It can be seen that antenna beam scanning occurs from 100° to 136° for a frequency variation of 330 MHz and it does not depend on the dipole impedance, but on the phase shifter. From **Table 1** and **Table 2** we can see that only regarding the gain the array with radiating elements of 500 Ω is slightly better, but considering the other characteristics, such as side lobe level and 3dB beamwidth, array with 1000 Ω radiating elements is better and the one with 1500 Ω is the best. The main reason for this is the better power distribution gained by using the elements with higher impedance. In that case each radiating

Frequency Scanning Antenna Arrays with Pentagonal Dipoles of Different Impedances

element will take a smaller portion of the available power, giving the successive elements more power to use. The advantage of using high impedance dipoles in the arrays with series feeding will be more pronounced in arrays with greater number of elements.

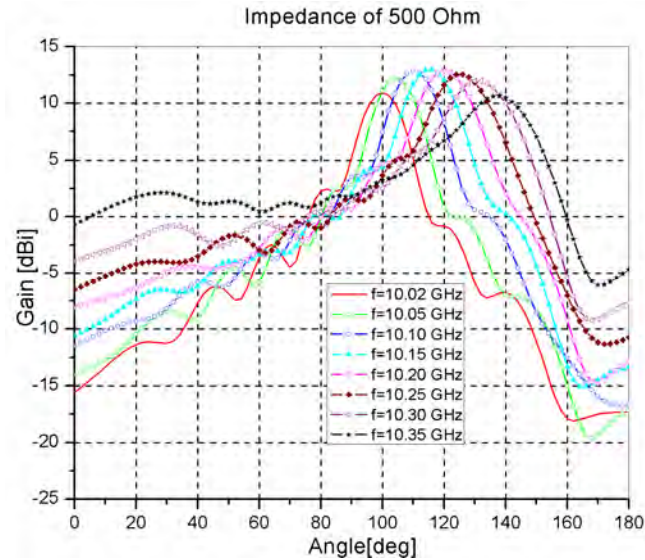


Fig. 6 – Radiation pattern for the array with pentagonal dipoles of 500 Ω .

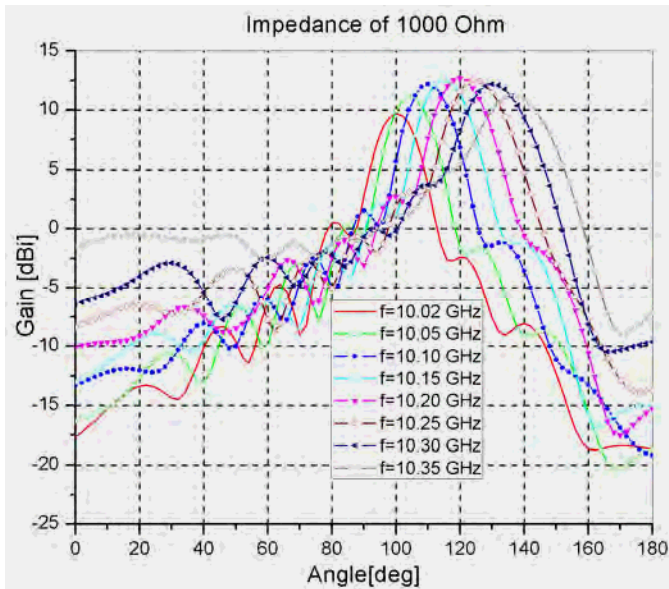


Fig. 7 – Radiation pattern for the array with pentagonal dipoles of 1000 Ω .

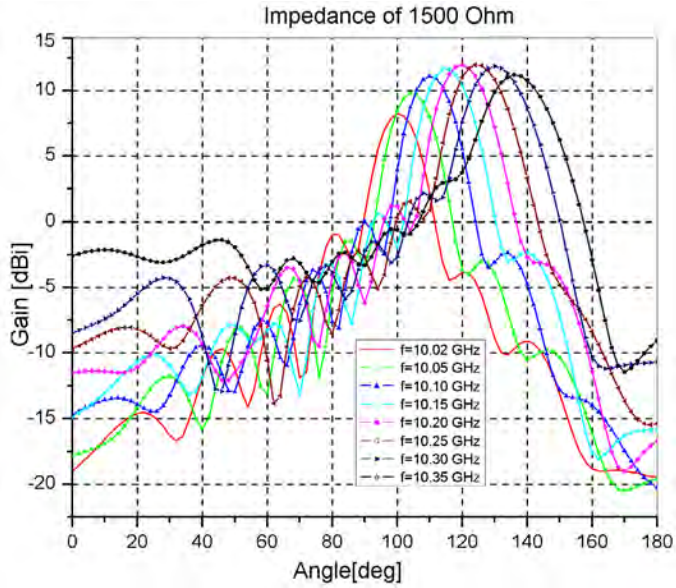


Fig. 8 – Radiation pattern for the array with pentagonal dipoles of 1500 Ω .

Table 1

Comparison of gain and side lobe level (SLL for different dipole impedances).

Frequency[GHz]	Gain[dBi]			SLL[dB]		
	500 Ω	1000 Ω	1500 Ω	500 Ω	1000 Ω	1500 Ω
10.02	10.9	9.7	8.2	8.5	9.2	9.2
10.05	12.2	11.1	9.8	9.5	10.9	11.3
10.10	12.9	12.2	11.1	9.3	10.7	11.1
10.15	13.0	12.6	11.6	8.7	10.4	11.0
10.20	12.9	12.7	12.0	8.1	9.9	10.7
10.25	12.6	12.5	12.0	7.4	9.4	10.4
10.30	12.0	12.2	11.9	6.5	8.5	9.7
10.35	10.6	11.2	11.2	6.3	7.0	8.2

Table 2
3dB- beamwidth comparison.

Frequency[GHz]	3dB beamwidth[°]		
	500 Ω	1000 Ω	1500 Ω
10.02	14.4	14.0	13.4
10.05	14.7	14.1	13.8
10.10	15.4	14.1	14.0
10.15	16.4	15.4	14.8
10.20	17.3	16.0	15.6
10.25	19.0	17.3	16.7
10.30	21.4	19.1	18.2
10.35	25.1	22.5	20.3

3 Conclusion

In this paper we compared the characteristics of three linear frequency scanning antenna arrays designed with identical pentagonal dipoles having different impedances: 500 Ω , 1000 Ω and 1500 Ω . It was shown that arrays with high impedance dipoles exhibit lower side lobes and narrower 3 dB beamwidth with respect to arrays comprised of low impedance dipoles. The main reason for this is the series feeding of the array in which the successive radiating elements take smaller portions of the available power. Pentagonal dipoles are very suitable for the design of series arrays since their impedances can cover the range from 80 Ω to over 1600 Ω .

4 Acknowledgment

This work was financed by the Serbian Ministry for Education, Science and Technological Development through the projects TR-32024 and III-45016. The authors would like to thank WIPL-D for the use of software license.

5 References

- [1] M. I. Skolnik: Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, New York, USA, 1980.
- [2] T. C. Cheston: Phased Arrays for Radars, Spectrum, Vol. 5, No. 11, 1968, pp. 102 – 111.
- [3] A. Nestic, S. Dragas: Frequency Scanning Printed Array Antenna, Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. Digest, 18-23 June 1995, Newport Beach, CA, USA, Vol.2, pp. 950 – 953.

- [4] L. Cui, W. Wu, D. Fang: Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels, *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, 2013, pp. 292 – 295.
- [5] A. Fackelmeier, E.M. Biebl: Arrowband Frequency Scanning Array Antenna at 5.8 GHz for Short Range Imaging, *Microwave Symposium Digest*, Anaheim, CA, USA, 23–28 May 2010, pp. 1266 – 1269.
- [6] R. C. Johnson: *Antenna Engineering Handbook*, McGraw–Hill, New York, USA, 1993.
- [7] <http://www.wipl-d.com/>
- [8] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic: Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters, *7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, 16–21 September 2013.
- [9] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic: Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side Lobe Suppression, *8th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials 2014*, Copenhagen, Denmark, 25–30 August 2014.

Advanced Antennas for Next Generation Wireless Access

Branka Jokanovic, Vojislav Milosevic, Milos Radovanovic, Nikola Boskovic

Abstract—Millimeter wave multibeam antennas are a key technology for enabling beamforming and massive multiple-input multiple-output (MIMO) infrastructure for the fifth generation wireless access (5G). They have attracted a great research attention nowadays and have been intensively investigated in order to achieve previously unattainable system performances. Here we present an overview of the recent advances in multibeam antenna designs based on reflectors, lenses and beamforming networks. We have discussed their principle of operation, design and implementation as well as suitability for the future 5G massive MIMO systems.

Keywords—Multibeam antenna, Reflectarray, Rotman lens, Beamforming network, Butler matrix.

I. INTRODUCTION

Wireless communications is one of the most successful technologies nowadays, since an exponential growth rate in wireless traffic has been continuing for over a century. Next generation of mobile networks, 5G, is currently under development, and it is expected to be implemented from 2020 and beyond. Although there is no official standard yet which specifies the requirements for 5G, it is expected to significantly surpass 4G in terms of data-rates (tens of Gbps), capacity and latency (less than 1ms) [1]. The growth is driven by emerging applications such as ultra HD video streaming, virtual/augmented reality and Internet of Things (IoT). Considering the enabling technologies for 5G, millimeter waves (mm-waves) are seen as a serious candidate, with huge available bandwidths, capable of solving the spectrum crunch occurring at lower frequencies where all current cellular networks operate. Other promising technologies include massive MIMO, network densification, cloud radio access networks, etc. [2].

Recently, the International Telecommunication Union (ITU) announced the following spectrum for 5G, which includes the 24.25 – 27.5 GHz, 37 – 40.5 GHz, 66 – 76 GHz bands, and the Federal Communications Commission (FCC) has announced the spectrum of 27.5 – 28.35 GHz for the same purposes [3]. However, at these high frequencies, the electromagnetic wave suffers from greater free-space loss and blockage due to less pronounced diffraction, and smaller

penetration, which substantially degrades the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) when there is no direct line-of-sight (NLoS). To overcome this shortcoming, high gain antennas with directional beam can be deployed both at transmitting and receiving ends [4]. However, the narrow beam provides only limited spatial coverage, that is not suitable for multi-user mobile streaming. Also, for non-line-of-sight communications, the single directional beam needs to be steered either electronically or mechanically in order to find a reliable backup link between transmitter and receiver. To overcome the single beam antennas deficiencies, the multibeam antennas can be employed, which can generate multiple concurrent but independent directive beams with high angular selectivity that allow for significant frequency reuse and increase of a system capacity. Therefore, the multibeam antennas serve as the key hardware for enabling massive MIMO, which utilizes a huge number of antennas that operate fully coherently and adaptively [5].

Conventionally, MIMO transceivers use multiple antennas, each having its own RF chain, consisting of mixers (for up/down-conversion), A/D convertors and amplifiers. MIMO processing, also known as precoding, is done by the baseband DSP, the goal of which is to feed each antenna with the signal of appropriate phase, so that the resulting beams points to desired directions (Fig. 1a). From the theory of antenna arrays, it is known that achievable gain is proportional to the number of elements. To achieve sufficient gain to compensate for higher mm-wave losses, hundreds of antennas may be required, and if each were to have its own RF chain, power consumption (considering typical requirements of individual RF elements on mm frequencies) would be beyond practical limits [6].

Alternatively, appropriate phase to each antenna can be provided by analog means, using phase shifters or some type of beamforming network, similarly to phased arrays. Then, only one RF chain is required, but such approach is unable to support multiple users with simultaneous parallel streams, which is required for base stations (Fig. 1b). Therefore, hybrid MIMO was proposed, where precoding is split over analog and digital domains (Fig. 1c). In this scenario, there are many RF chains (but much less than the number of antennas), which pass signals to analog beamforming network, which provides correct phase for each element. In this way, almost all flexibility of fully digital MIMO is retained, while keeping power consumption much lower [6]. There are many challenges however, for example obtaining the channel state information is much more difficult with hybrid approach.

The all authors are with the Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Belgrade, Serbia (e-mails: brankaj@ipb.ac.rs, vojislav@ipb.ac.rs, nikolab@ipb.ac.rs).

Milos Radovanovic is also at the School of Electrical Engineering, University of Belgrade, Bulevar Kralja Aleksandra 73, 11020 Beograd, Serbia (e-mails: rmlis@ipb.ac.rs).

Considering the analog precoding unit used for hybrid MIMO, the most straightforward solution is to use multibeam phased antenna arrays, however due to large number of phase shifters required and complicated feeding network, they can be expensive and complicated to fabricate [7].

Another option is to use beamforming network such as Butler matrix, but they are not suitable for large number of antennas required. Finally, quasi-optical beamformers such as reflectors or lenses can be used, and we believe that they have a great potential for application in mm-wave communications [8].

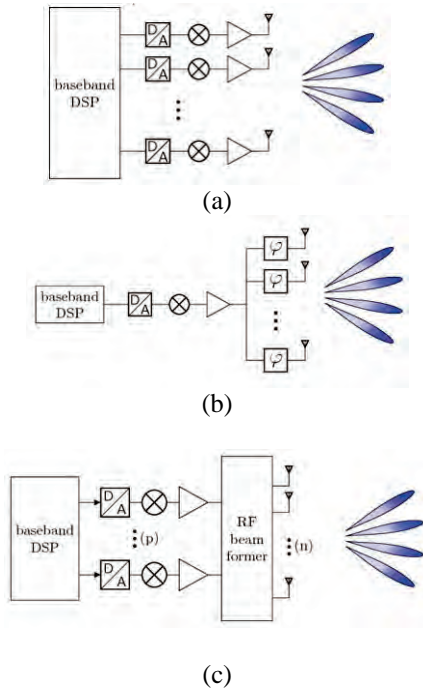


Fig. 1. Different MIMO implementations: (a) digital, (b) analog and (c) hybrid, where $p < n$.

In this paper we present an overview of the recent advances in multibeam antennas for the next generation wireless access. Different types of multibeam antennas are compared in respect to their principal of operation, performance and suitability for 5G wireless communications.

II. MULTIBEAM ANTENNAS

Multibeam antennas contain a finite number of isolated input ports and can emit simultaneously multiple beams from the same aperture for covering pre-defined angular range. The resolution of multibeam antennas is limited by the beamwidth, while the range of coverage is determined by the number of beams. Many antenna configurations such as reflectors and lenses have an inherent multibeam capabilities when the single feed is replaced by a feed array, so that each array element forms one of multiple beams.

Performance of multibeam antennas are characterized by the scanning range, port isolation, bandwidth, gain and sidelobe suppression. The relationship between the number of active control elements (it can be for example a switch or a phase shifter) and the number of beams, is taken as a measure

of beamformer performance. It indicates for instance that, for a limited number of active elements, high gain antennas with narrow beams will have limited scan range whilst low gain systems will have a wide angle capability [9]. Another important performance factor is scan angle capability which is limited by: array grating lobes, array blindness, pattern degradation and spillover (in quasi-optic systems).

According to system architecture and principle of operation multibeam antennas can be divided into three groups:

- (a) multibeam antennas based on reflectors,
- (b) multibeam antennas based on lenses,
- (c) multibeam antenna based on beamforming circuits.

III. MULTIBEAM ANTENNAS BASED ON REFLECTORS

A. Multibeam Antenna with Parabolic Reflector

Operation of a reflector based multibeam antenna can be understood from the ray-optics perspective. The basic configuration of this type of antenna is shown in Fig. 2. It consists of a dish reflector with focal length F and a diameter D , and multiple feeding antennas separated by the distance d . An array of horn antennas have primarily been used as feeding antennas, which are located around the focal point of the reflector. Depending on the position of activated feed antennas, the multiple beams are generated directed at the different angles in respect to broadside.

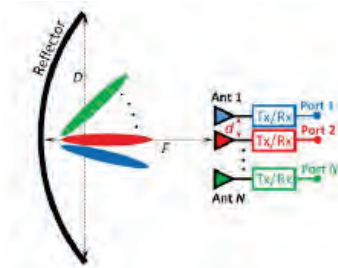


Fig. 2. Center-fed multibeam antenna with N beams.

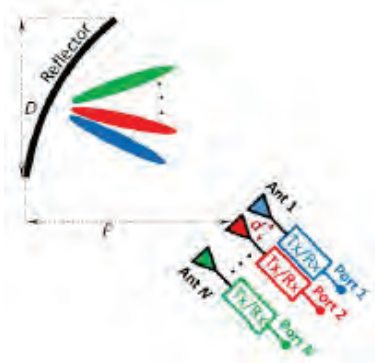


Fig. 3. Multibeam antenna with offset-fed parabolic reflector.

In the antenna design a special attention should be paid to optimization of the relative orientation and positioning between the reflector and the feeds, since both influence the beam separation, cross-coupling between adjacent beams and also polarization degradation due to mutual couplings.

In order to reduce pattern distortion caused by the reflection from the feeding antennas located in reflector center, the offset-fed reflector antennas with multiple beams can be employed as it is shown in Fig. 3.

Further improvement of the antenna characteristics is done by using novel feeding antennas with printed radiating elements [10], leaky-wave slot arrays [11] and so on, which are able to reduce mutual couplings and cross-polarization level and increase the aperture efficiency at the same time.

B. Multibeam Antenna with Folded Reflectarray

Planar reflectarrays based on printed technology are developed with the aim to replace bulky conventional reflectors enabling low-profile, low-cost and light-weight multibeam antennas.

The principal operation and overall dimensions of a printed folded reflectarray antenna [12] are shown in Fig. 4. The antenna consists of three feeds, a printed reflectarray acting as a principal reflector and a planar polarization filter acting as a secondary reflector. The polarization filter is a resonant slot array printed on a dielectric substrate acting as a radome at the same time. It is designed to fully reflect the radiation of the primary sources toward the main, principal reflector, but is transparent for the orthogonal polarization reflected from the reflectarray.

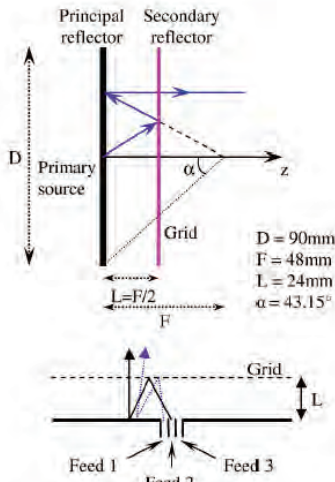


Fig. 4. Structure of the three-beam folded reflectarray antenna.

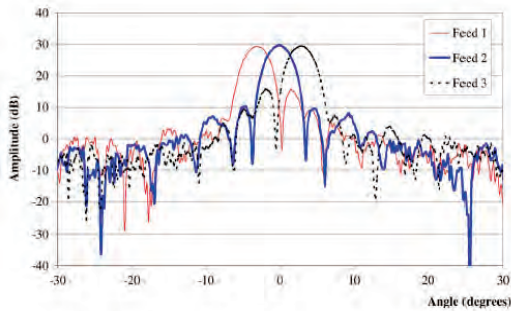


Fig. 5. Multibeam radiation pattern with three open-ended circular waveguide at 77 GHz (after [13]).

In Fig. 5. three-beam radiation pattern obtained by switching the primary feeds of the folded reflectarray at 77

GHz is shown. That antenna is used for automotive radars where compact and robust antennas are required. However, the electrical disadvantage inherent to reflectarray antennas is a narrow bandwidth.

IV. MULTIBEAM ANTENNAS BASED ON LENSES

A. Multibeam Antenna using Aielectric Alat Lens

Multibeam antennas with 2D electronic beam steering are required for the next generation mobile communications, where we can count with high mobility users. Unlike expensive and bulky phased-array antenna concepts, one of the promising solutions is the switched-beam array which has multiple fixed beams that can be selected individually [14]. A 2D switched-beam antenna system is shown in Fig. 6. It consists of a dielectric flat lens which serves to amplify and steer radiation beam in a certain direction and a planar 2D antenna array, positioned behind the lens, whose every single element can be selectively switched ON/OFF. The focusing beam direction depends on the position of the selected active element, so the scan in both theta and phi directions is possible. The total number of possible beams is equal to the number of radiating elements of the array and for each beam only one element of the array is activated.

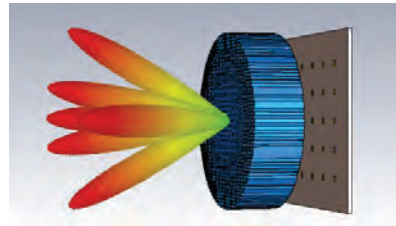


Fig. 6. A 2D switched-beam antenna system with flat lens and 2D planar antenna array (after [14]).

The dielectric flat lens can be designed using different techniques, for instance, perforating a single dielectric layer with holes having different diameter and mutual distance, which will change the effective permittivity of the lens. Dielectric permittivity is adjusted to be maximum at the center of the lens and decreases to the outer edge, so the maximum beam inclination is obtained by activating the peripheral elements of the antenna array.

The prototype of the perforated flat lens is shown in Fig. 7. It contains 1200 holes with diameters of 0.2 and 0.5 mm drilled on TMM6 substrate. Measured H-plane radiation patterns at 60 GHz for the different feeding positions, ρ (from -8 mm to 8 mm in respect to the center of the lens) are shown in Fig. 8. Overall scanning sector obtained in H-plane is $\pm 48^\circ$, gain variation is between 18.3 dBi at broadside and 13.7 dBi at the maximum scan angle, while the sidelobe level changes from -18 dB at broadside to -7.9 dB at maximum scan angle.

Recently, electromagnetic metamaterials have been used to design planar microwave lenses using complementary splitting resonators or negative-refractive-index transmission lines.

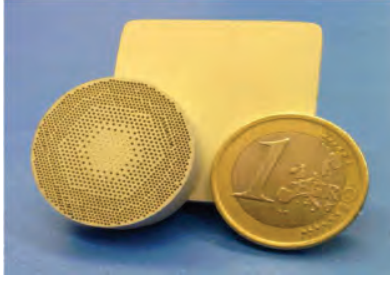


Fig. 7. Photograph of the fabricated flat lens for 60 GHz frequency range (after [15]).

A very promising design of a low-profile planar lens, which consists of miniature spatial phase shifters entirely composed of sub-wavelength, non-resonant periodic structures is also proposed [16]. Due to subwavelength dimensions of the unit cells, the effective electromagnetic parameters of the metamaterial lens can be determined by means of the generalized approach given in [17].

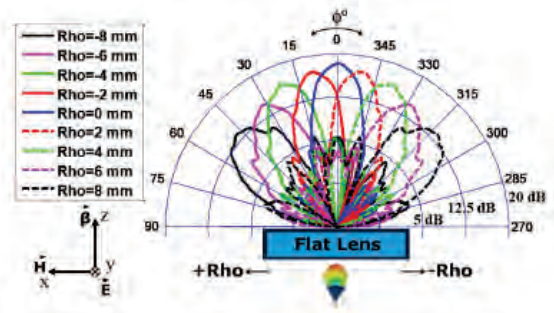


Fig. 8. Measured H-plane radiation patterns at 60 GHz for the different values of feeding positions, Rho (-8 mm to 8 mm) (after [15]).

B. Multibeam Antenna with Rotman Lens

Rotman lens has typically planar transmit and receive arrays at two sides, which are connected with variable length transmission lines to provide proper phasing (however other solutions are possible, e.g. aperture coupling), also known as constrained lens. The name constrained lens comes from the fact that a wave incident on one face of the array is constrained to follow the transmission line paths instead to obey Snell's law when passing through the lens array [18].

Rotman lens is well known as an effective, simple for design, low-cost and wide-band beamformer for generating multiple beams. It can be realized in different technologies as a printed, SIW and graded dielectric substrate Rotman lens.

Design parameters of printed Rotman lens are shown in Fig. 9. Curves Σ_1 and Σ_2 denote places where the beamports and array ports are arranged, respectively, and the Rotman lens region is usually printed thin copper layer on the dielectric substrate with permittivity ϵ_r , that is enclosed by curves Σ_1 and Σ_2 . Hatched part of the lens in Fig. 9. contains a discrete lens array in which N array element pairs connected with microstrip lines, perform a Fourier transform operation on the incoming wave front.

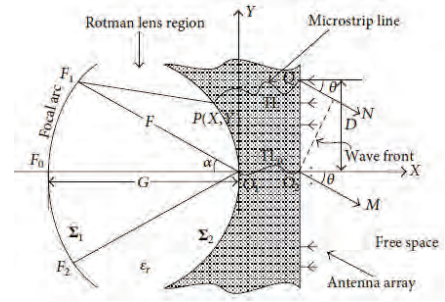


Fig. 9. Design parameters of printed Rotman lens.

Here we present a multibeam antenna array which is composed of a printed Rotman lens and an antipodal elliptically tapered slot antenna array which are integrated on the same dielectric substrate [19][20] as it is shown in Fig. 10.

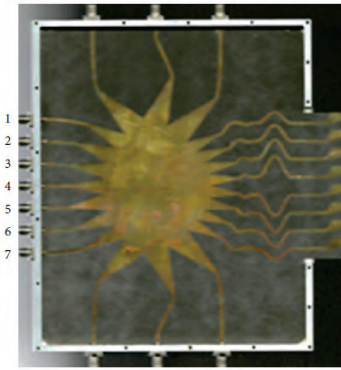


Fig. 10. Multibeam antenna with Rotmans lens integrated with antipodal elliptically tapered slot antenna array (after [19]).

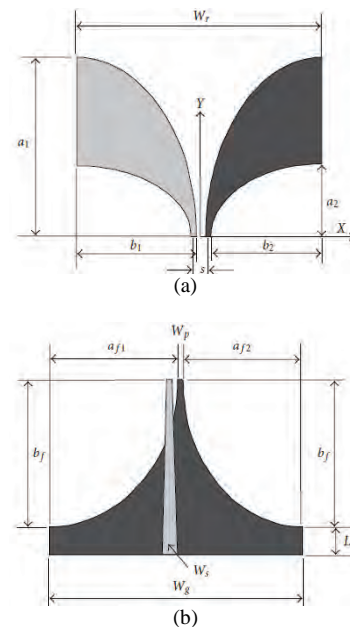


Fig. 11. Antipodal elliptically tapered slot antenna: (a) tapered slotline radiator, (b) feeding transition to transform 50 Ω -microstrip line to a parallel offset strip line. Upper side (gray) and bottom side (black).

Antipodal elliptically tapered slot antenna radiator shown in Fig. 11. comprises two main parts: tapered slotline radiator

and feeding transition, which are usually printed on the same substrate. The tapered slotline radiator is configured by two conducting arms which are placed symmetrically on the opposite sides of a substrate. The lower frequency limit of this type of antenna is determined by aperture W_r that should be $\lambda_s/2$, where λ_s is the wavelength of the slotline.

Radiation pattern of the Rotman lens integrated with seven antipodal tapered slot antennas is measured at 15 GHz and shown in Fig. 12. Antenna scanning angle covers $\pm 30^\circ$ with gain variation between 7.8 and 10 dBi.

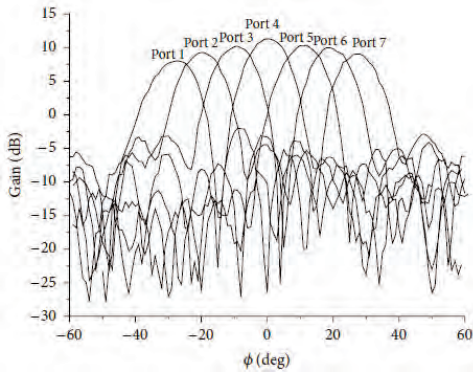


Fig. 12. Measured radiation pattern of the integrated unit at 15 GHz.

V. MULTIBEAM ANTENNAS BASED ON BEAMFORMING CIRCUITS

Unlike the reflector and lens based beamformers, the circuit beamformers can be fully integrated with an antenna array into a single substrate. Beamforming circuits consist of transmission lines, connecting power splitters and couplers, which provide the required phase shifts for beam scanning, while the aperture distribution is controlled by the power splitter ratios.

There are various proposed beamforming circuit, which can be classified into Butler [21] and Blass matrices [22]. The Blass matrix is far more flexible than the Butler matrix and allows for generating an arbitrary number of beams pointing in arbitrary direction and even with different pattern shape. Despite above mentioned flexibility, the Blass matrix has limited applications compared to the Butler matrix because of its inherent loss due to presence of line terminations.

Lossless version of Blass matrix is Nolen matrix [23] which is limited to orthogonal set of output excitations that is not case with Blass matrix. General form of a Nolen matrix is shown in Fig. 13.

Typical $N \times M$ Butler matrix consisting of fixed phase shifters, crossovers, and 90° hybrid couplers can produce N orthogonal beams radiated from M uniform linear arrays. Butler matrix performs a hardware fast Fourier transform (FFT). It exhibits good port isolation, with beam crossover level of -3.9 dB and side lobe level of -13 dB, but the main limitation of a classical Butler matrix is that both N and M have to be power of two.

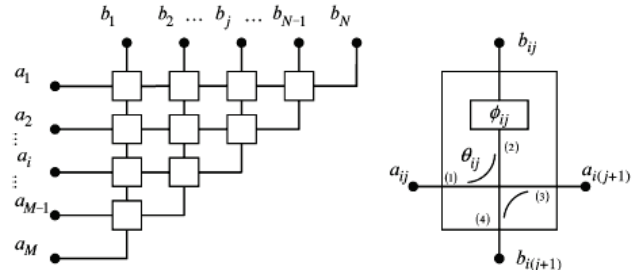


Fig. 13. Generalized form of a Nolen matrix (left) and detailed node (right).

A. Four-Beam Antenna Array at X-Band

Four-beam antenna array [24] is designed to operate at X-band in frequency range 8.5-9.5 GHz. It consists of 32 printed antiresonant dipoles which are coupled by coplanar strip line (CPS) on the same side of the substrate. Dipoles are arranged in four linear arrays that are divided into two subarrays consisting of four radiating elements, as it is shown in Fig. 14. Feeding network for each pair of subarrays is accomplished with a symmetrical microstrip line on a different board, which is mounted perpendicularly and soldered at the marked positions of the antenna plate (see Fig. 15.). Four symmetrical microstrip lines from each antenna subarray penetrate through the openings of the reflector plane and connect to 4×4 Butler matrix at the ports A, B, C, D.

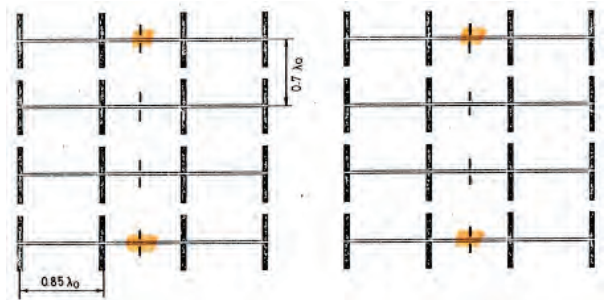


Fig. 14. Radiating dipoles arranged in 4×2 subarrays. Feeding networks are soldered in marked points.

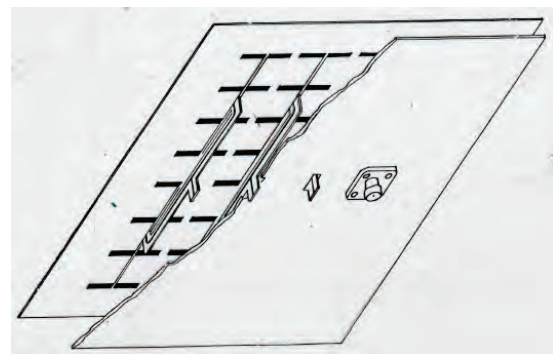


Fig. 15. Four-port antenna array mounted above the reflector plate at the distance $\lambda_0/4$.

In this design, the microstrip Butler matrix is applied as a beamforming circuit operating in frequency range 8-10 GHz. It is realized as an unfolded matrix to avoid microstrip crossings. As the consequence of matrix unfolding, the input and output ports are diagonally crossed as shown in Fig. 16.

Matrix consists of 3-way branch line couplers and Schiffman phase shifters. Measured radiation patterns in both the H- and E-planes are shown in Fig. 17. It can be seen that antenna exhibits a four-beam radiation pattern in the E-plane, while in the H-plane there is a very narrow, but fixed beam. E-plane radiation pattern are positioned at around 10 and 30 degrees left and right from broadside that is an excellent agreement with theoretical prediction. The only deviation from the theoretical prediction is somewhat greater sidelobe levels at the beams 2L and 2R.

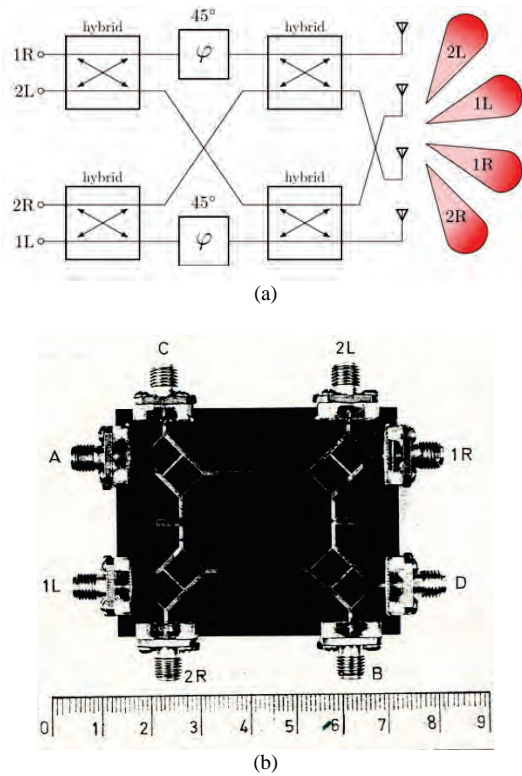


Fig. 16. 4 x 4 Butler matrix: (a) block diagram (b) microstrip realization of the matrix with the input and output ports diagonally crossed (after [22]).

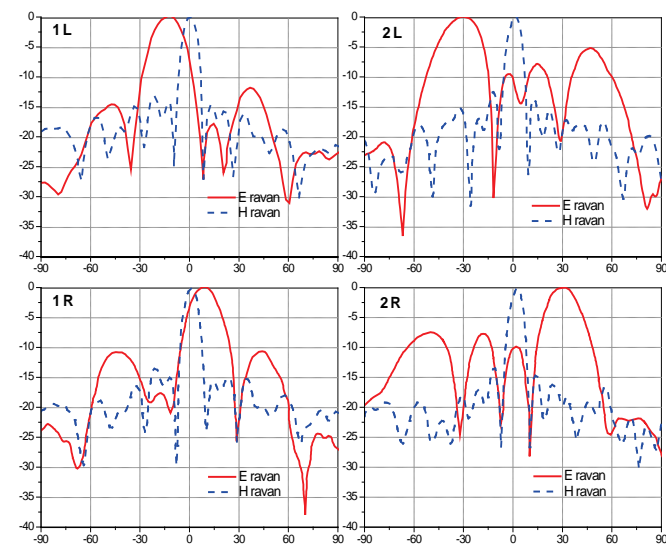


Fig. 17. Measured four-beam E-plane radiation pattern (solid) and fixed H-plane radiation pattern (dashed) at the center frequency $f = 9$ GHz.

Following measured antenna characteristics are obtained:

Antenna gain: 20 dBi,

Scan angle:

1L, 1R, 11° , 10°
2L, 2R, 30° , 30°

H-plane 3 dB-bandwidth: 8°

E-plane 3 dB-bandwidth:

1L, 1R, 18°
2L, 2R, 20°

H-plane sidelobe level lower than -12 dB

E-plane sidelobe level:

1L, 1R lower than -10 dB
2L, 2R lower than -5 dB.

In order to reduce antenna sidelobe levels a greater number of linear arrays should be used, but it will increase the complexity of Butler matrix, which is far more complex than the antenna array. This problem can be solved with modified 4 x 8 Butler matrix [25] which contains four additional 180° power dividers added at the outputs of the 4 x 4 Butler matrix.

B. Multibeam Antenna with Broadside Beam

A novel design of the switched-beam antenna array with broadside beam for radar receiver applications is proposed [26]. It is based on a modified Butler matrix which eliminates all crossovers and allows therefore fully planar realization. Modified Butler matrix consists of two 180° hybrid couplers, one 90° branch line coupler and 180° fixed phase shifter, as it is shown in Fig. 18. In order to remove crossings it was necessary to place the power divider above the radiating elements and to feed Patch 1 and Patch 3 from the opposite side in respect to the Patch 2 and Patch 4. Such arrangement implies constant 180° phase shift associated with one pair of radiating elements, for example Patch 1 and Patch 3, and also disrupted the radiating elements' order. The proposed concept is verified by realizing a four-element antenna array operating at the frequency 17.7 GHz as it is shown in Fig. 19. Measured radiation pattern is shown in Fig. 20. The antenna features two beams located at $\pm 30^\circ$ and a broadside beam.

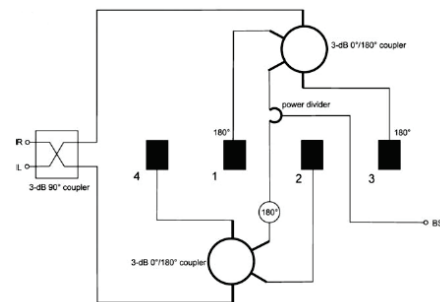


Fig. 18. Rearranged matrix network without any crossings suitable for planar realization.

Proposed switched-beam antenna array has been applied in a simple Doppler radar receiver where three orthogonal beams are used to scan simultaneously three overlapping sectors. The schematic diagram of the receiver is shown in Fig. 21.

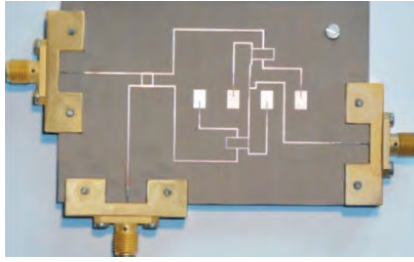


Fig. 19. Photograph of the realized three-beam antenna array with modified Butler matrix. (after [26]).

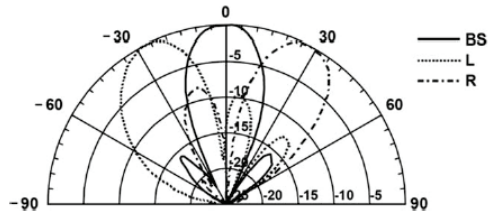


Fig. 20. Measured radiation pattern of the three-beam antenna array with modified Butler matrix.

It can be seen that four downconverting MMIC mixers are added at R and L ports, while the two remaining mixers are placed in branches corresponding to the broadside port. In this application power divider and phase shifter are replaced with differential low-frequency amplifier which minimizes losses, since microwave signal path becomes 15% shorter than in the rearranged Butler matrix (Fig. 18.).

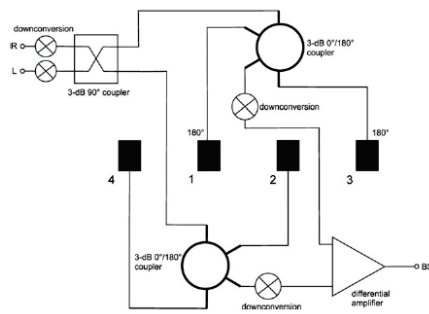


Fig. 21. Schematic diagram of a radar receiver with three-beam antenna array.

VI. CONCLUSION

Various multibeam antenna technologies have been reviewed in this paper from the point of view of their suitability for the fifth generation wireless access. Three types of multibeam antennas have been considered: multibeam antennas based of reflectors, antennas based on lenses and beamforming networks. Reflector type multibeam antennas are very suitable for satellite communications due to very high gain, but not for 5G, because they are too bulky. From the other side the antennas with beamforming circuits are suitable for 5G due to their planar design, but shortcoming is a relatively small number of beams, available with relatively simple beamforming matrix. Greater number of beams is followed by many transmission line crossings that require multilayer technology and consequently increase overall

losses, especially at mm-wave frequencies. However, those antennas are suitable for short-range radar sensors and sensors networks. The most promising antennas for 5G massive MIMO systems are the multibeam antennas based on lenses, both dielectric and planar. Although dielectric lenses are too bulky at low frequencies, they are a very promising solution at mm-waves, since are able to provide a huge number of directive, high gain beams.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development within Project TR 32024.

REFERENCES

- [1] O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, B. Jokanovic, A. Singh, E. Shahhaidar and B. Padasdao, "Microwave and wearable technologies for 5G," *Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS), 2015 12th International Conference on*, Nis, 2015, pp. 183-188.
- [2] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, February 2014.
- [3] M. J. Marcus, 5G and "IMT for 2020 and beyond," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 22, no. 4, pp. 2-3, Aug. 2015.
- [4] T. S. Rappaport et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!," *IEEE Access*, vol. 1, no. , pp. 335-349, 2013.
- [5] Vojislav Milosevic, Branka Jokanovic, Olga Boric-Lubecke, Victor M. Lubecke, "Key Microwave and Millimeter Wave Technologies for 5G Radio," in *Powering the Internet of Things with 5G Networks*, V. Mohanan, R. Budiartu, I. Aldmour, Eds. IGI Global, July 2017, DOI: 10.4018/978-1-5225-2799-2.
- [6] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh and A. M. Sayeed, "An Overview of Signal Processing Techniques for Millimeter Wave MIMO Systems," *IEEE J. Selected Topics in Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 436-453, April 2016.
- [7] W. Hong; Z. H. Jiang; C. Yu; J. Zhou; P. Chen; Z. Yu; H. Zhang; B. Yang; X. Pang; M. Jiang; Y. Cheng; M. K. T. Al-Nuaimi; Y. Zhang; J. Chen; S. He, "Multi-Beam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. PP, no. 99, pp.1-1.
- [8] J. Brady, N. Behdad and A. M. Sayeed, "Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 61, no. 7, pp. 3814-3827, July 2013.
- [9] P. S. Hall, S.J. Vetterlein, "Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas," *IEEE PROCEEDINGS*, vol. 137, Pt. H, no. 5, October 1990, pp. 293-303.
- [10] A. R. Mishra, K. K. Sood, and A. Kumar, "Cavity backed microstrip patch array feed for multiple beam applications," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 1, pp. 4-6, Jan. 1998.
- [11] N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, M. Bonnedal, and P. De Maagt, "Leaky wave enhanced feed arrays for the improvement of the edge of coverage gain in multibeam reflector antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 5, pp. 1280-1291, May 2008.
- [12] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti, "Millimeter wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, no. 3, pp. 24-29, Jun. 2002.
- [13] T. P. Nguyen, Ch. Pichot, C. Migliaccio, and W. Menzel, "Study of folded reflector multibeam antenna with dielectric rods as primary source," *IEEE Antennas Propagat. Lett.*, vol. 8, pp. 786-789, Jul. 2009.
- [14] M. Imbert, J. Romeu, L. Jofre, A. Papió, F. De Fla, "Switched-Beam Antenna Array for 60 GHz WPAN Applications", *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1672-1673.
- [15] M. Imbert, A. Papió, F. De Flaviis, L. Jofre, and J. Romeu, "Design and performance evaluation of a dielectric flat lens antenna for millimeter

- wave applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 342–345, 2015.
- [16] M. A. Al-Joumayly, N. Behdad, "Wideband Planar Microwave Lenses Using Subwavelength Spatial Phase Shifters", *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 59, no. 12, December 2011, pp. 4542-4550.
- [17] V. Milosevic, B. Jokanovic, R. Bojanic, "Effective Electromagnetic Parameters of Metamaterial Transmission Line Loaded with Asymmetric Unit Cells", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 61, no. 8, August 2013, pp. 2761-2772.
- [18] S. Vashist, M. K. Soni and P.K. Singhal, "A Review on the Development of Rotman Lens Antenna", *Chinese Journal of Engineering*, vol. 2014, Article ID 385385, 9 pages, doi. 10.1155/2014/385385.
- [19] W. Zongxin, X. Bo and Y. Fei, "A Multibeam Antenna Array Based on Printed Rotman Lens", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2013, Article ID 179327, 6 pages.
- [20] X. Quing, Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, " Parametric study of ultra-wideband dual elliptically tapered slot antenna", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2008, Article ID 267197, 9 pages.
- [21] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electron. Des.*, pp. 170–173, Sep. 1961.
- [22] J. Blass, "Multidirectional antenna—A new approach to stacked beams," *IRE Int. Convention Record*, pt. 1, pp. 48–50, 1960.
- [23] H. J. G. Fonseca, "Printed S-band 4×4 Nolen matrix for multiple beam antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no. 6, pp. 1673-1678, Jun. 2009.
- [24] V. Trifunovic, Z. Ratkovic, "Broadband Multibeam Antenna for X-Band", *Microwaves and Optoelectronics Conference MIOP 1990*, Sindelfingen, Germany.
- [25] W.-R. Li, C.-Y. Chu, K.-H. Lin, and S.-F. Chang, "Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with low sidelobe level," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 5, pp. 290–292, Mar. 2004.
- [26] P. Kaminski, K. Wincza and S. Gruszczynski, "Switched-Beam Antenna Array with Broadside Beam Fed by Modified Butler Matrix for Radar Receiver Applications" *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 3, March 2014, pp. 732-735.

Mikrostrip antena na 17 GHz sa reaktivno opterećenim *patch*-evima

N. Bošković, B. Jakanović, *Member, IEEE*, N. Dončov, *Member, IEEE*

Apstrakt— U radu su prikazane karakteristike modifikovane, reaktivno opterećene *patch* antene koja u odnosu na standardni dizajn ima značajno širi propusni opseg. Korišćenjem modifikovanih zračećih elemenata projektovan je širokopolasni antenski niz koji se sastoji od 16 x 2 elementa koji su napajani serijski i paralelno sa eksponencijalnom raspodelom snage duž napojnog voda. Projektovani antenski niz ima refleksiju manju od -10dB i slabljenje lobova veće od 20 dB u opsegu od 16.6-17.7 GHz.

Ključne reči — antenski niz, dijagram zračenja, eksponencijalna raspodela snage, modovi prostiranja, reaktivno opterećeni *patch*.

I. UVOD

PATCH antena je najčešće korišćeni element u štampanim antenskim nizovima jer se jednostavno integriše u složenija kola, pošto su kod nje i napojna mreža i zračeći elementi na istoj strani štampane ploče. Najveća mana *patch* antena je uskopojasnost, tj. relativni radni opseg od svega nekoliko procenata, malo pojačanje i to što su namenjene za rad sa malim snagama. Mnogi drugi zračeći elementi kao što su dipoli ili slot antene su znatno širokopolasniji, ali se *patch*-evi mnogo više koriste zbog svoje kompaktnosti i jednostavnog napajanja. Postoje brojne modifikacije *patch* antena koje omogućavaju proširenje njenog radnog opsega, pri čemu se kao glavni kriterijum širokopolasnosti uzima koeficijent stojećih talasa (KST), koji treba da je manji od 2 u što širem opsegu. Širokopolasnu antenu je vrlo jednostavno projektovati vodeći računa samo o tome da se dobije dobro prilagođenje, međutim postići pri tom i traženi dijagram zračenja u širokom opsegu i približno uniformno pojačanje je veoma teško, pošto se električna dužina antene značajno menja sa velikom promenom frekvencije. Uskopojasnost *patch* antene potiče prevashodno od toga što se ona ponaša kao rezonator koji ima realnu impedansu na rezonansi, a van rezonantne učestanosti gubi prilagođenje. Modifikujući strukturu *patch* antene tako da se dobije multirezonator može dovesti do značajnog proširenja radnog opsega. Posebno su interesantne *patch* antene sa dve rezonanse koje omogućavaju da antena radi na dva udaljena opsega. Ako se takve dve rezonantne učestanosti međusobno približe može se dobiti dobro prilagođenje u

značajno širem opsegu nego kod *patch* antena sa jednom rezonansom.

Patch antene se po načinu dobijanja više rezonantnih učestanosti mogu podeliti na tri grupe [1]. U prvu grupu spada korišćenje višestrukih modova prostiranja talasa u jednom *patch*-u. Tipično se koriste ortogonalni modovi TM_{010}^x i TM_{001}^x [2], dakle koriste se prve rezonanse međusobno ortogonalnih pobuda *patch*-a, tako da modovi imaju različite polarizacije što je velika mana. Druga metoda se zasniva na korišćenju višestrukih *patch* antena, pri čemu se *patch* antena sastoji od više delova različitih dimenzija gde svaki ima različitu rezonansu [3]. Ovde se često koriste višeslojne strukture sa jakom međusobnom spregom, a izborom tačke za napajanje se najčešće regulišu rezonantne učestanosti. Ovakve strukture su dosta komplikovane za teorijsko razmatranje tako da je dizajn bez elektromagnetskih simulacija skoro nemoguć. Takođe su moguće i planarne štampane strukture koje dosta podsećaju na fraktale.

Najpopularnija metoda za dobijanje višestrukih rezonantnih učestanosti kod *patch* antena je reaktivno opterećen *patch*. Kod ovih antena se u postojećoj *patch* ubacuje reaktivno opterećenje koje izaziva pojavu druge rezonantne učestanosti. Opterećenje može biti ubačeno na mnoštvo načina poput slotova, pina, kondenzatora [4]. Problemi koji se javljaju se tiču uglavnom teškoća usled kontrolisanja međusobnog položaja rezonansi, tj. njihov odnos teško da može biti veći od 1.2 bez jake kros polarizacije.

Ponašanje reaktivno opterećene *patch* antene se može objasniti polazeći od običnog *patch*-a. Prva tri moda koja mogu biti pobuđena su TM_{010}^x , TM_{020}^x i TM_{030}^x . Svi ovi modovi odgovaraju longitudinalnim strujama duž *patch*-a sa nulama na zračećim ivicama. Tipično se uvek koristi TM_{010}^x , jer mod TM_{020}^x ima nulu na *broadside* pravcu, a mod TM_{030}^x stvara jake bočne lobove. Dodavanje uskih proreza blizu zračećih ivica *patch*-a ima minimalan uticaj na mod TM_{010}^x jer su prorezi locirani blizu minimuma struja, ali na ovom mestu struje moda TM_{030}^x su veoma jake, tako da je njihov uticaj na ovaj mod značajan. Posledica toga je da mod TM_{030}^x postaje sličan modu TM_{010}^x tj. njegova rezonantna učestanost i dijagram zračenja postaju slični modu TM_{010}^x . Treba primetiti da izmenjeno stanje moda TM_{030}^x veoma zavisi od dimenzija proreza.

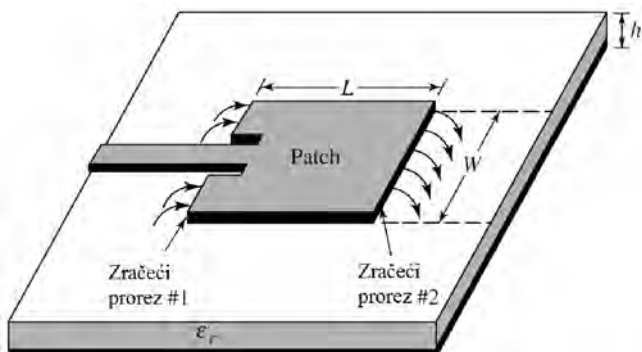
Glavni zadatak kod projektovanja antene sa dvostrukim rezonansama je da se umetanjem različitih modifikacija dobije slična raspodela struja na oba moda i na taj način postigne da modovi imaju što sličnije dijagrame zračenja.

Nikola Bošković, Branka Jakanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregervica 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs, brankaj@ipb.ac.rs).

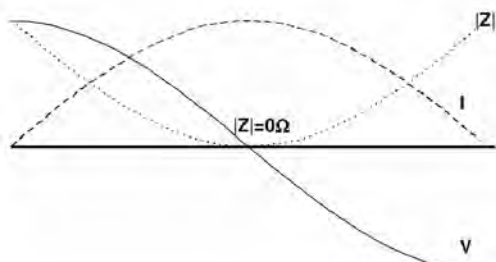
Nebojša Dončov – Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: nebojsa.doncov@elfak.ni.ac.rs).

II. MODOVII PROSTIRANJA *PATCH* ANTENE

Na Sl. 1 dat je model klasičnog *patch*-a napajanog mikrostrip vodom u istoj ravni. Ova antena se može ekvivalentirati sa dva zračeća proreza širine W i visine h koje povezuje vod veoma male impedanse Z i dužine L [5].



Sl. 1. Model klasične *patch* antene širine W i dužine L , sa dva proreza na mestu uvodnika.

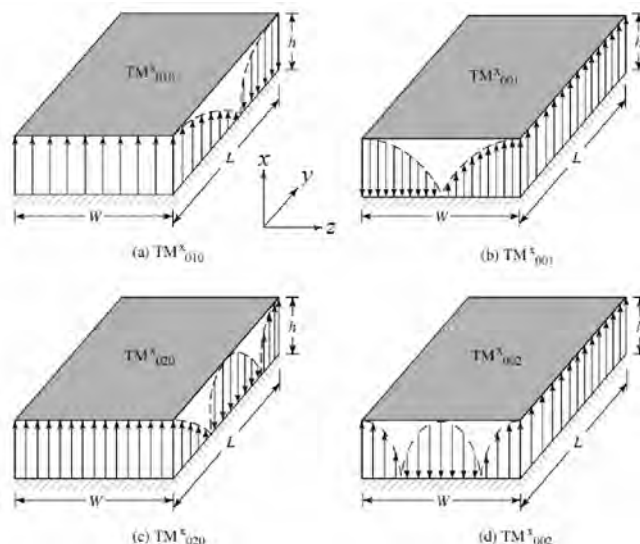


Sl. 2. Raspodela struje i napona duž *patch*-a.

Raspodela struje i napona duž *patch*-a tipično izgleda kao na Sl. 2. Struja ima maksimum na centru *patch*-a, a minimume na ivicama, dok je napon nula na centru *patch*-a, a maksimalan na zračećim ivicama *patch*-a. Impedansa je maksimalna na ivici *patch*-a, a najmanja na centru, tako da se ubacivanjem dva procepa na mestu napajanja *patch*-a može dobiti željena vrednost ulazne impedanse. Kako je $h \ll \lambda_g$ (λ_g je talasna dužina u dielektriku) varijacije polja duž visine *patch*-a (x -ose) mogu se smatrati konstantnim. Na *patch* anteni se prostiru TM talasi, čija je rezonanta učestanost za odgovarajuće modove data kao:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (1)$$

gde m , n , p predstavljaju broj poluciklusa polja duž x , y , i z ose. Iz izraza (1), za tipičan *patch* dimenzija $L > W > h$, dominantni mod tj. onaj sa najnižom frekvencijom je TM_{010}^x , ako je $L > W > L/2 > h$, sledeći je ortogonalni TM_{001}^x , ili ako je $L/2 > W > h$, mod drugog reda TM_{020}^x . Ako je pak $W > L > h$ dominantni mod je TM_{001}^x , dok za $W > L/2 > h$ mod drugog reda je TM_{002}^x . Izgled polja za neke modove dat je na Sl. 3 pri čemu se oznaka TM^x odnosi na transverzalno magnetno polje u sistemu gde je x -osa normalna na ravan *patch*-a.

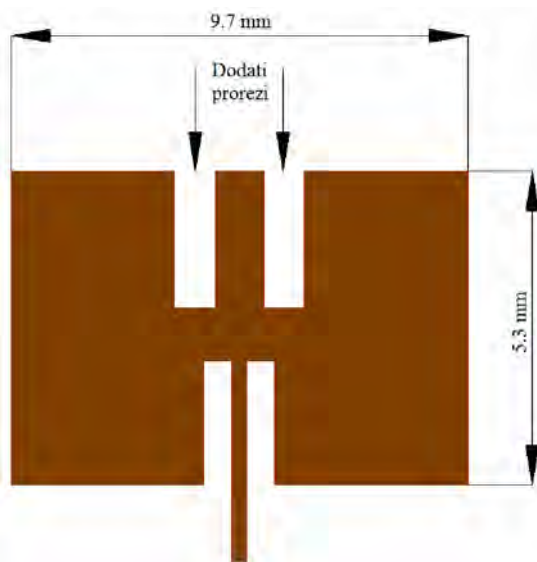


Sl. 3. Raspodela polja odgovarajućih TM^x modova na *patch* anteni.

Modovi TM_{010}^x i TM_{001}^x su prvi modovi za pobude koje su međusobno ortogonalne i njihovom istovremenom pobudom se dobijaju cirkularno polarisane antene [2].

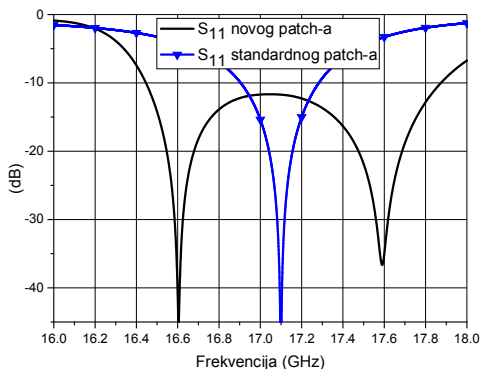
III. POREĐENJE KLASIČNOG I NOVOG *PATCH*-A

Glavni zadatak kod projektovanja antene sa višestrukim rezonansama je da se izvrši određena modifikacija početne strukture sa jednom rezonansom radi dobijanja izmenjenih, odnosno perturbiranih modova, koji treba da imaju istu polarizaciju i dijagram zračenja. Da bi se to ostvarilo klasičan *patch* se može modifikovati ubacivanjem dva simetrična proreza na gornjem zračećem slotu kao na Sl. 4.

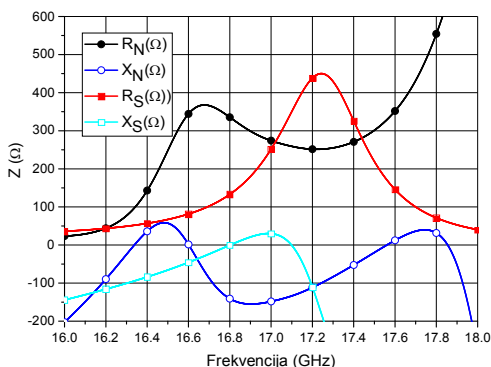


Sl. 4. Predloženi model *patch*-a.

Dati *patch* pored osnovnog TM_{010}^x moda ima i dodatni mod $TM_{0\delta 0}^x$ gde je $1 < \delta < 2$ poput [6-7]. Ovaj mod se javlja blizu osnovnog moda i omogućava značajno širi opseg rada u odnosu na standardni *patch*, Sl. 5-6.

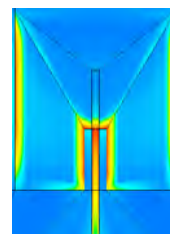


Sl. 5. S-parametri običnog i novog patch-a normalizovani na 350 Ω.

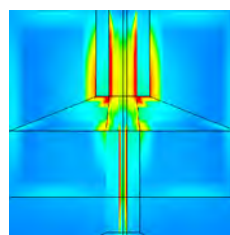


Sl. 6. Z-parametri standardnog i novog patch-a.

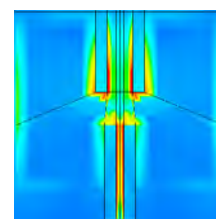
Za impedansu *patch*-a je izabrano 350 Ω, a ciljani opseg je oko 17 GHz. Standardni *patch* ima jednu rezonansu podešenu na 17.1 GHz dok novi *patch* ima dve rezonanse: na 16.6 GHz i 17.6 GHz. Izborom bliskih rezonansi dobija se proširenje opsega od 374% u odnosu na standardni *patch*. Izgled struja na rezonantnim učestanostima za standardni i novi *patch*-a je dat na Sl. 7. Supstrat koji se koristi ima debljinu $h = 0.508$ mm, $\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$. Za proračun strukture koristi se [8].



(a)



(b)



(c)

Sl. 7. Raspodela struja na rezonantnim učestanostima kod: (a) standardnog patch-a na 17.1 GHz, (b) novog patch-a na 16.8 GHz, (c) novog patch-a na 17.8 GHz.



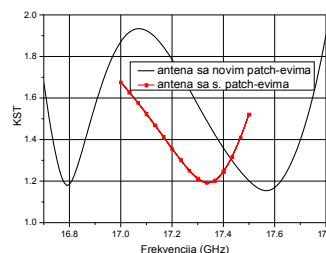
Sl. 8. Mikrostrip antena sa novim širokopojasnim patch-evima.

IV. ANTENSKI NIZ SA NOVIM PATCH-EVIMA

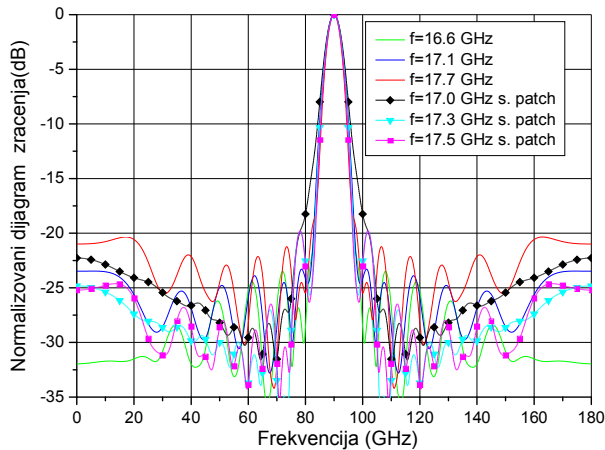
Na Sl. 7 je prikazana raspodela struje kod standardnog i novog *patch*-a, gde se vidi da je na obe rezonanse jaka struja locirana u novim prorezima, tako da se na njima ne javlja dodatno zračenje, a dosta je slabija na zračecim ivicama, slično kao kod standardnog *patch*-a.

Sa novim širokopojasnim *patch*-evima je formiran niz sa 16 x 2 elemenata koji ima nivo bočnih lobova ispod 20 dB u H-ravni. Niz se sastoji od dva kombinovana niza od po 16 elementa sa eksponencijalnom raspodelom snage levo i desno od tačke napajanja u centru niza. Niz iz [9] radi sa zadovoljavajućim karakteristikama u opsegu od 17.1 - 17.6 GHz, dok su rezultati novog niza dobri u opsegu 16.6 - 17.7 GHz. Na Sl. 8 je prikazan izgled novog antenskog niza. Razultati simulacije su dati na Sl. 9 - 11 na kojima se vidi da su bočni lobovi ispod 20 dB u opsegu 16.6-17.7 GHz, sa dobrim prilagođenjem, a 3dB - širina snopa u H-ravni je oko

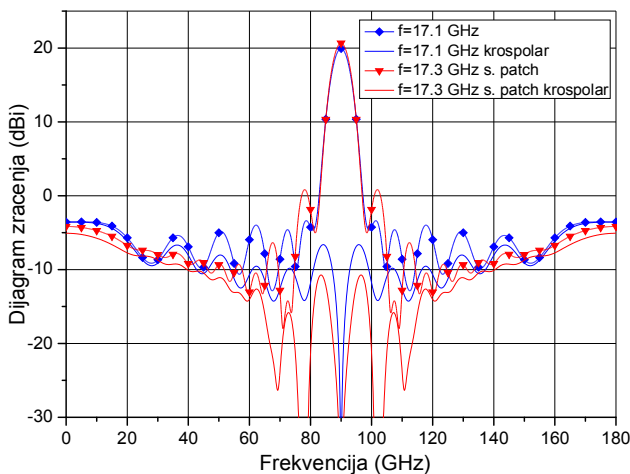
5.6°. Maksimalno pojačanje antene je oko 20.1 dBi, a maksimalna varijacija gain-a u celom opsegu je oko 1.5 dB. Takođe na Sl. 9-11 dato je poređenje sa identičnom antenom sa standardnim *patch*-evima iz [10]. Sa dijagrama na Sl. 11 vidi se da u pravcu glavnog snopa postoji razlika oko 3 dB u kros-polarizaciji u korist antene sa standardnim *patch*-evima, što se može značajno poboljšati u oba slučaja upotrebom antifaznih nizova kao u [9].



Sl. 9. KST antenskog niza sa novim patch-evima.



Sl. 10. Dijagram zračenja antenskog niza sa novim i standardnim *patch*-evima.



Sl. 11. Dijagram zračenja i kros-polarizacije antenskog niza sa novim i standardnim *patch*-evima na centralnoj učestanosti.

V. ZAKLJUČAK

U ovom radu je prikazana nova reaktivno opterećeni *patch* antena koja ima znatno širi radni opeg u odnosu na standardni *patch*. Širokopolasni *patch* je korišćen pri projektovanju antenskog niza od 16×2 elementa koji radi u opsegu od 16.6 - 17.7 GHz sa nivoom bočnih lobova ispod 20 dB i refleksijom manjom od -10 dB. Karakteristike ovog niza su upoređene sa odgovarajućim nizom sa standardnim *patch*-evima i pokazano je da su kod novog niza zadržane sve

karakteristike samo u duplo širem opsegu što je i bio cilj ovog istraživanja.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je realizovan na projektima TR32024 i III45016 koji su finansirani do strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

Autori se zahvaljuju na softverskoj licenci firmi WIPL-D d.o.o. iz Beograda, koja je participant na projektu TR32024.

LITERATURA

- [1] S. Maci and G. Biffi Gentili, "Dual-frequency patch antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 6, pp. 13-18, 1997.
- [2] Wen-Shyang Chen, "Single Feed Dual-Frequency Rectangular Microstrip Antenna with Square Slot", *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 3, pp. 231-232, 1998.
- [3] F. Croq. and D. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 39, No. 12, pp. 1770-1776, Dec. 1991.
- [4] S.C. Gao, L.W. Li, T.S. Yeo and M.S. Leong, "A dual-frequency small microstrip antenna," *IEEE AP-S Sym. Dig.*, Vol. 4, pp.86-89, 2001.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [6] J.-Y. Sze and K.-L. Wong, "Slotted rectangular microstrip antenna for bandwidth enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 48, no. 8, pp. 1149-1152, Aug. 2000.
- [7] L. Han and K. Wu, "24-GHz Bandwidth-Enhanced Microstrip Array Printed on a Single-Layer Electrically-Thin Substrate for Automotive Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, no. 5, pp. 2555-2558, 2012.
- [8] www.wipl-d.com
- [9] N. Boskovic, B. Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi, "Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band", *Microwave Review*, Vol. 21, No. 2, December 2015. pp. 14-18
- [10] V. Milosevic, M. Radovanovic, B. Jokanovic, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, "Tx Leakage Cancellation Using Antenna Image Impedance for CW Radar Applications," to be published in *46th European Microwave Conference*, Oct. 3-7, 2016.

ABSTRACT

In this paper we present the characteristics of the modified, reactively loaded patch antenna that has a significantly wider bandwidth compared to the standard design. Using the modified patch as radiating elements we designed wideband array antenna consisting of 16×2 elements that are fed in series and parallel using exponential power distribution along the feeding line. Simulated antenna array exhibits reflection less than -10 dB and sidelobe suppression greater than 20 dB in the frequency range 16.6 - 17.7 GHz.

Microstrip Antenna at 17 GHz with Reactively Loaded Patches

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic and Nebojsa Doncov

Štampani antenski niz za FMCW radar na Ku opsegu

Nikola Bošković, Branka Jakanović, *Member IEEE*, Franco Oliveri, Dario Tarchi

Nagrada za najbolji rad na sekciji

Apstrakt—U ovom radu je prikazan štampani antenski niz sa 420 zračećih elemenata (*patch antenna*) koji je namenjen za FMCW radar u opsegu od 17.1 GHz do 17.6 GHz. Projektovani niz ima 3 dB-širine snopa od 2° i 10° u H i E ravni respektivno, slabljenje bočnih lobova bolje od 20 dB, pojačanje oko 30 dBi, KST manji od 2 i efikasnost između 60 i 70 % u celom opsegu. Veliko slabljenje kros polarizacije je dobijeno zahvaljujući protivfaznom napajanju gornje i donje polovine antene. Ukupne dimenzije antene su $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$.

Ključne reči—Antenski niz, patch antene, raspodela snage, dijagram zračenja.

I. UVOD

Štampani antenski nizovi se veoma često koriste u kompaktnim mikrotalasnim uređajima koji nemaju veliku predajnu snagu kao što su FMCW radari i mikrotalasni linkovi za fiksne i mobilne komunikacije. Kao osnovna zračeća struktura najčešće se javlja patch antena iako je njen glavni nedostatak izražena uskopojasnost, tj. relativni radni opseg od svega nekoliko procenata. Da bi se iskoristile maksimalne mogućnosti patch antena potrebna je veoma velika pažnja pri projektovanju napojne mreže antenskog niza. Postoje razne modifikacije patch-a radi postizanja širokopojasnosti [1], međutim one uglavnom uključuju upotrebu višeslojnih dielektrika ili postavljanje sonde na specifično mesto kod patch-a, što je u slučaju antenskog niza sa velikim brojem elemenata veoma komplikovano.

Korišćenjem patch antene specifične impedanse uz odgovarajuću napojnu mrežu može se dobiti željena karakteristika zračenja. Druga važna karakteristika na koju treba obratiti pažnju pri projektovanju je zadovoljavajući KST (koeficijent stojećih talasa), koji treba da bude ispod 2 za dobro prilagođenje. Međutim, dijagram zračenja i KST nisu u direktnoj vezi, tako da antena može imati dobar KST u nekom opsegu, a loš dijagram zračenja i obrnuto.

Za napajanje štampanih antena sa velikim brojem zračećih elemenata najčešće se koristi serijsko napajanje jer ono unosi minimalno slabljenje u poređenju sa paralelnim napajanjem, koje pak omogućava širi propusni opseg antene. Vrlo često se koriste i hibridne napojne mreže koje su kombinacija paralelnog i serijskog napajanja [2].

Nikola Bošković, Branka Jakanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs).

Franco Oliveri, Dario Tarchi – European Commission, DG Joint Research Centre (JRC), Unit Maritime Affairs, E. Fermi 2749, Ispra, Italy.

U ovom radu je prikazano projektovanje mikrostrip antene sa patch zračećim elementima koja treba da ima veoma uzak glavni snop u od 2° u azimutu i 10° u elevaciji i da radi u opsegu od 500 MHz na oko 17 GHz. Pri projektovanju je trebalo obezbediti da bočni lobovi u odnosu na glavni budu potisnuti bar 20 dB.

II. PROJEKTOVANJE NIZA U H RAVNI

Projektovanje antenskog niza se može podeliti u tri faze: projektovanje niza u H ravni, projektovanje niza u E ravni i dizajn mreže za prilagođenje na ulaznom portu antene.

Najkritičniji zahtevi pri projektovanju antene se odnose na: (a) 3 dB-širinu glavnog snopa u H ravni koja treba da bude 2 stepena, što zahteva veliki broj zračećih elementa i (b) da antena ima zahtevane karakteristike u opsegu od 500 MHz.

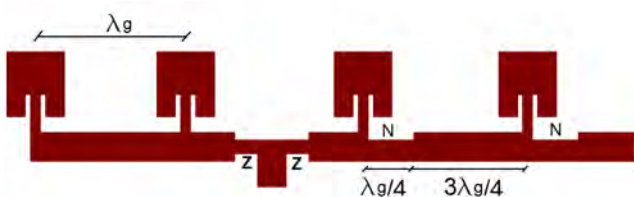
Kao osnovni zračeći element je izabrana patch antena čija je impedansa optimizovana na 350Ω korišćenjem WIPL-D softvera [3]. Patch-evi su međusobno postavljeni na rastojanju λ_g na supstratu $\epsilon_r = 2.17$, $tg\delta = 0.0009$, $h = 0.508$ mm. Da bi se dobio snop od 2° u H ravni potrebno je da horizontalni podnizovi imaju po 42 zračeća elementa. Ovako veliki broj elemenata diktirao je i izbor napojne mreže koja je morala biti serijskog tipa zbog manjih gubitaka u napojnim mikrostrip vodovima. Da bi se izbeglo skeniranje glavnog snopa pri promeni učestanosti od 500 MHz, bilo je neophodno da se svi horizontalni nizovi podele na po dva nezavisna podniza [4] sa 21 zračećim elementom. Na taj način je postignuto da glavni lob uvek bude usmeren ka broadside pravcu, bez obzira na promenu frekvencije. Napajanje ovih podnizova nije u sredini, već se prema krajevima antene nalazi 14 patch-eva, dok je prema sredini sedam patch-eva, tako da dve napojne tačke dele horizontalne nizove na tri dela od po 14 patch elemenata. Deo podniza koji je okrenut prema sredini antene se sastoji od 7 patch-eva spojenih 50Ω vodom, koji u paraleli daju 50Ω , dakle ovaj podniz se ponaša kao podniz sa uniformnom raspodelom i kao takav treba da doprinese što većem pojačanju niza. Treba imati u vidu da kod ovog podniza nije svaki patch prilagođen na impedansu voda, već postoji prilagođenje samo na ulazu niza. Po svojoj prirodi uniformni niz spada u rezonantne nizove sa progresivnim talasom, koji imaju uzak propusni opseg. Drugi podniz, koji je okrenut prema krajevima antene se sastoji od patch-eva koji su spojeni preko transformatora impedanse čija je dužina $\lambda_g/4$ (na slici je označen sa N) i 50Ω -skih vodova dužine $3\lambda_g/4$, u cilju dobijanja odgovarajuće raspodele [5] (Sl. 1.).

Raspodela snage duž podniza je tako projektovana da obezbedi što veće potiskivanje bočnih lobova i data je izrazom:

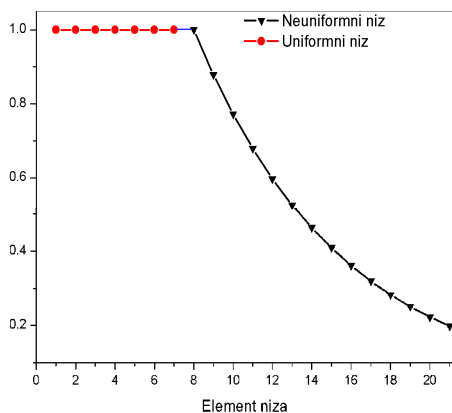
$$U_i = q^{i-1} + q^{2N-1}, \quad q = 6/7, \quad i = 1 \dots N \quad (1)$$

gde odabrano q određuje koji deo snage se predaje zračućem elementu i samim tim određuje impedansu transformatora iza patch-a. Za patch-eve od 350Ω koji se napajaju vodom od 50Ω vodom, $q = 1 - 50/350 = 6/7$. Drugi član u relaciji (1) potiče od toga što se niz završava otvorenim $\lambda_g/2$ -vodom, tako da se reflektovana snaga vraća u kolo u fazi.

Treba naglasiti da se variranjem odnosa broja elemenata sa uniformnom i neuniformnom raspodelom u podnizovima može podešavati gain, odnosno 3dB-širina glavnog snopa i nivo bočnih lobova.



Sl. 1. Deo podniza u H ravni gde dva elementa sa leve strane predstavljaju uniformni deo podniza, a druga dva su deo podniza sa neuniformnom raspodelom.



Sl. 2. Amplitudska raspodela napajanja duž podniza od 21 elementa u H ravni.

Na Sl. 2. je data prethodno pomenuta raspodela. Dakle neuniformni niz ima eksponencijalno opadajuću raspodelu u skladu sa izrazom (1).

III. PROJEKTOVANJE NIZA U E RAVNI

Da bi antenski niz imao odgovarajuću širinu snopa u E ravni potrebno je pogodno napajati nizove u H ravni zavisno od tražene 3 dB-širine glavnog loba. Ovi horizontalni nizovi moraju da se napajaju neuniformno, pomoću odgovarajuće napojne mreže da bi se ostvarilo željeno slabljenje bočnih lobova u E ravni. Kako je zahtevana 3 dB-širina u E ravni 10° ,

potrebno je 10 horizontalnih nizova da bi se formirao odgovarajući dijagram zračenja. Napojna mreža u E ravni treba da obezbedi veliko slabljenje bočnih lobova uz zadovoljavajući gain. Izabrana je modifikovana Taylor-ova raspodela koja omogućava potiskivanje bočnih lobova od 30 dB na centralnoj učestanosti. Pri proračunu koeficijenata raspodele korišćen je program LINPLAN [6]. Amplitudski koeficijenti raspodele za elemente antenskog niza su dati u Tabeli I. Korišćene su iste oznake kao na Sl. 3.

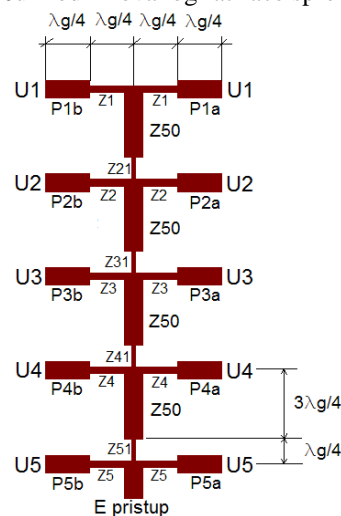
TABELA I
AMLITUDSKI KOEFICIJENTI RADSPODELE U E RAVNI

$U_{1,10}$	$U_{2,9}$	$U_{3,8}$	$U_{4,7}$	$U_{5,6}$
0.114	0.295	0.614	0.909	1

Implementacija date raspodele se vrši preko vodova različitih impedansi, na sličan način kao u [7]. Dakle, u tačkama grananja vodova je impedansa koja je određena na osnovu raspodele, dužina grana je $\lambda_g/4$, a od njih se nastavlja vod od 50Ω dužine $3\lambda_g/4$, tj. rastojanje između H-podnizova u E ravni je isto kao i u H ravni između zračućih elemenata i iznosi λ_g . Kao što se vidi iz Tabele I, mreža za 10 elemenata je podeljena na dve identične podmreže od po pet elemenata, jer su naponi napajanja na prvom i desetom H-nizu identični po amplitudi.

Na Sl. 3, data je jedna polovina napojne mreže, pri čemu su svi deblji vodovi 50Ω , a tanji imaju različite vrednosti u skladu sa raspodelom. Svaki od pet portova se deli simetrično da bi primio niz patch-eva u H ravni i to uniformni od 7 patch-eva prema sredini antene i neuniformni od 14 prema krajevima antene.

Važno je napomenuti da se zbog anisimetrije gornje i donje polovine antene, što podrazumeva da su zračaći elementi postavljeni kao lik u ogledalu, dve polovine antene u E ravni moraju napajati u protivfazi. Protivfazno napajanje sa istom amplitudom i fazom koja je pomerena za 180° mora da se obezbedi u celom radnom opsegu antene, što je ovde ostvareno pomoću modifikovanog rat-race spreznika.

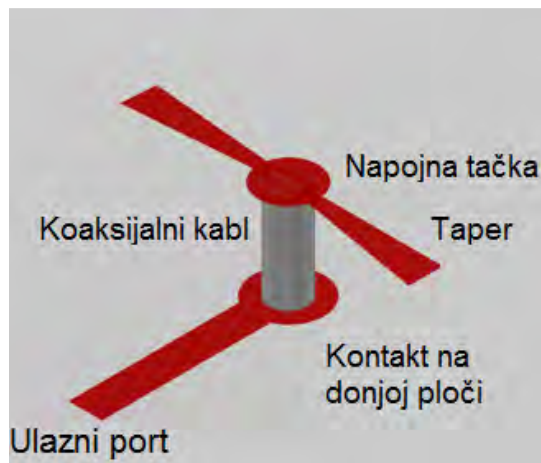
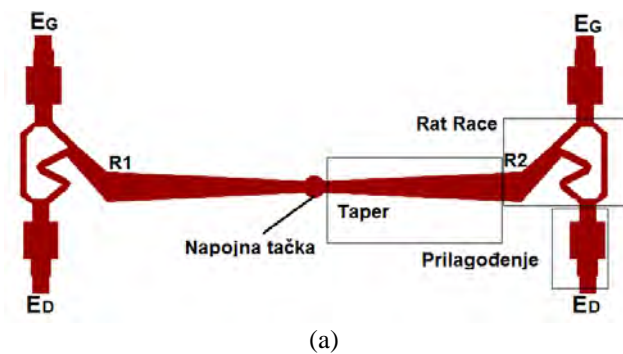


Sl. 3. Napojna mreža za E ravan.

IV. DIZAJN MREŽE ZA PRILAGOĐENJE

Jedna od najvažnijih karakteristika antene je prilagođenje odnosno KST , i ako je ispod 2, odnosno ako je refleksija ispod -10 dB smatra se dobrim. Fluktacije u prilagođenju uzrokuju flukatacije u realnom gain-u antene, tako da on treba da bude što je moguće ravniji u celom radnom opsegu. U slučaju velikog antenskog niza sa mnoštvo elemenata i napojnih mreža, prilagođenje može da bude veliki problem. Ovde je to naročito slučaj pošto je osnovni zračeći element patch antena, poznata po uskopojasnosti, tako da je njen rad u okviru 500 MHz na 17.3 GHz, sama granica njenih mogućnosti. Takođe treba imati na umu da dijagram zračenja antene nije direktno povezan sa prilagođenjem. Kako se prilagođenje može podešavati posebnim kolima, pri konstrukciji antene prevashodno je bilo od interesa da dijagram zračenja bude zadovoljavajući u zadatom opsegu.

Dakle, uloga kola za prilagođenje je da obezbedi prilagodjenje na ulaznom portu (Sl. 4b), da izvrši višestruku podelu snage od centralnog napajanja, i da pri tome obezbedi faznu raziku od 180° između antisimetričnih polovina E ravni tj. između pristupa E_G i E_D na Sl. 4a.



(b)

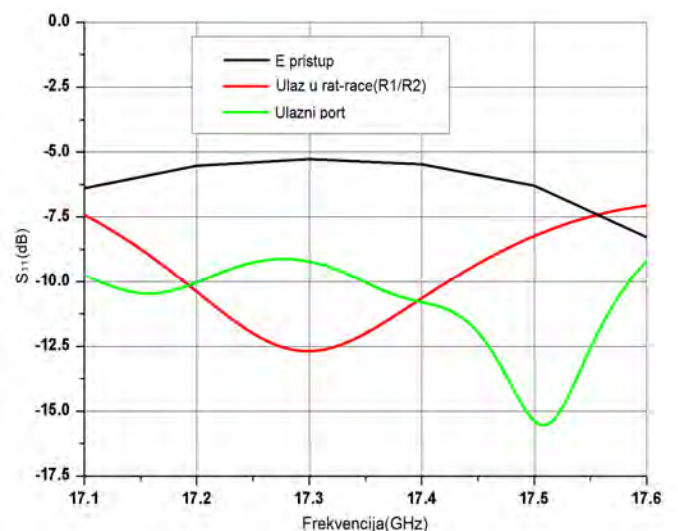
Sl. 4. Mreža za prilagođenje. (a) Pogled odozgo. (b) Pogled sa strane na mestu spoja dva supstrata.

Na ulaze date mreže (Sl. 4a) koji su označeni kao E_G i E_D (gornji i donji pristupi za napojnu mrežu u E ravni, respektivno) vezane su identične napojne mreže u E ravni kao što je prikazano na Sl. 3. Frekvencijska karakteristika ulazne

impedanse u ovim tačkama se translira u radni opseg antene pomoću nekoliko transformatora impedansi pre dovođenja na ulaz modifikovanog rat-race sprežnika, koji treba da obezbedi jednaku podelu snage i fazni pomeraj od 180° između izlaza. Tipičan rat-race sprežnik ima četiri porta, međutim pošto je četvrti port izolovan u odnosu na pristupe jer je simetrično postavljen u odnosu na njih, to se signali na tom mestu poništavaju, pa se taj pristup može izostaviti u relativno uskom frekvencijskom opsegu. U tačkama R1 i R2 na izlazu iz rat-race sprežnika impedansa je 50Ω , tako da je uloga kontinualnog transformatora impedance (taper) da izvrši transformaciju impedanse sa 50 na 100Ω u napojnoj tački, gde su dve mreže za prilagođenje vezane u paralelu.

Od napojne tačke postoji više mogućnosti za izvođenje glavnog napajanja. Naime, ako je antena nezavisna struktura, u napojnu tačku (Sl. 4a) se može dodati SMA konektor, međutim ako je antena deo komplikovanije strukture, kao u slučaju da se dodaje kolo balansnog cirkulatora, onda se to može izvesti tako što se na drugoj strani metalne podloge za koju je antena vezana dodaje drugi supstrat, a zatim se te dve strukture povežu koaksijalnim kablom. Tada ćemo imati dvostruki prelaz koaksijalni vod-mikrostrip, kao na Sl. 4b. Kompenzacija prelaza i smanjenje refleksije na ulaznom portu se može postići pažljivim odabirom dimenzija kontakta koaksijalnog kabla sa mikrostripom, na oba supstrata.

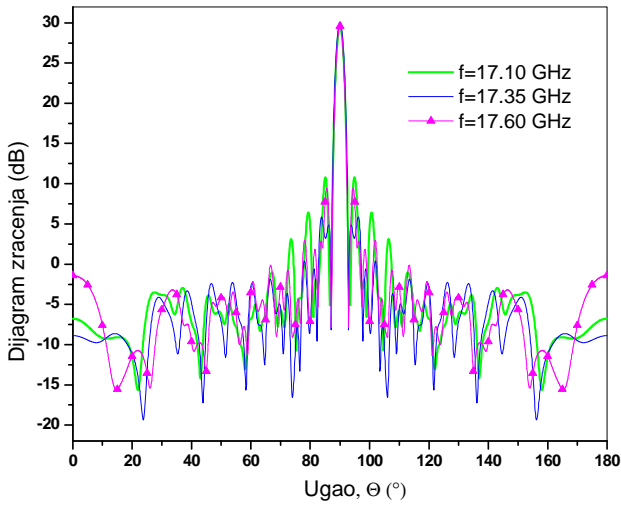
Uticaj mreže za prilagođenje se može videti na na Sl. 5. Refleksija na E pristupu mreže za napajanje u E ravni je prilično visoka, jer je njen minimum iznad radnog opsega antene, pošto je napojna mreža podešavana tako da dijagram zračenja bude zadovoljavajući. Na grafiku koji prikazuje ulaz u rat-race u tačkama R1(R2) se vidi da je minimum refleksije pomeren tačno na centar radnog opsega, ali nije zadovoljavajuća u celom opsegu. Kriva koja predstavlja refleksiju na ulaznom portu (Sl. 4b) pokazuje znatno bolje prilagođenje impedanse posle taper-a i kompenzovanih prelaza mikrostrip-koaksijalni vod.



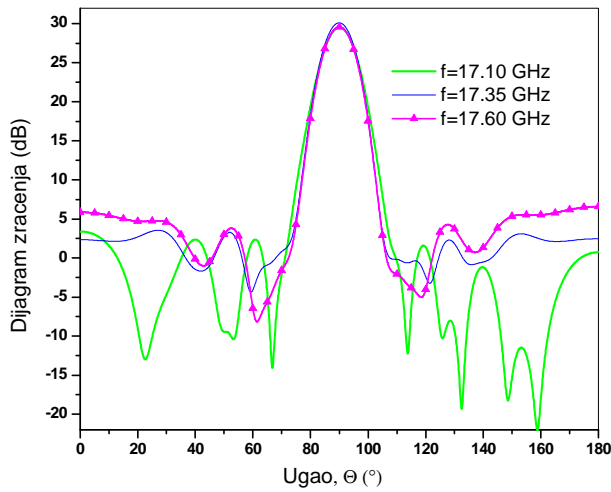
Sl. 5. S_{11} -parametar na različitim mestima napojne mreže na Sl. 4.

V. SIMULIRANI DIJAGRAMI ZRAČENJA

Dijagrami zračenje antene u H i E ravni dati su na Sl. 6.



(a)



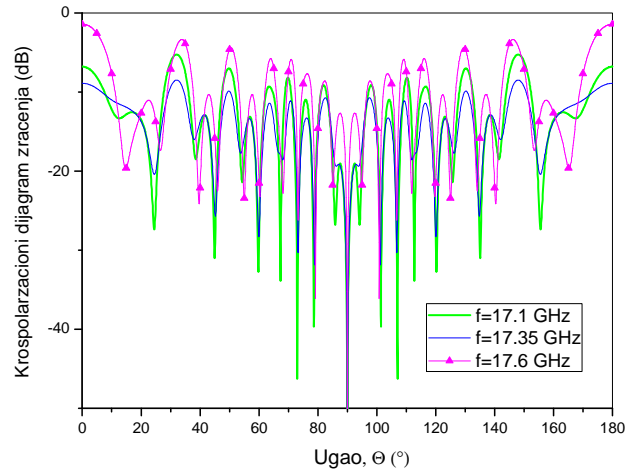
(b)

Sl. 6. Dijagrami zračenja: (a) H ravni, (b) E ravni.

Što se tiče lobova u H ravni jedino na 17.1 GHz su oko -19 dB, dok su na ostalim učestanostim znatno više potisnuti. Gain je oko 30 dBi, sa varijacijom od 0.85 dB u celom opsegu. 3dB-širina glavnog lobova se kreće oko 2.1° .

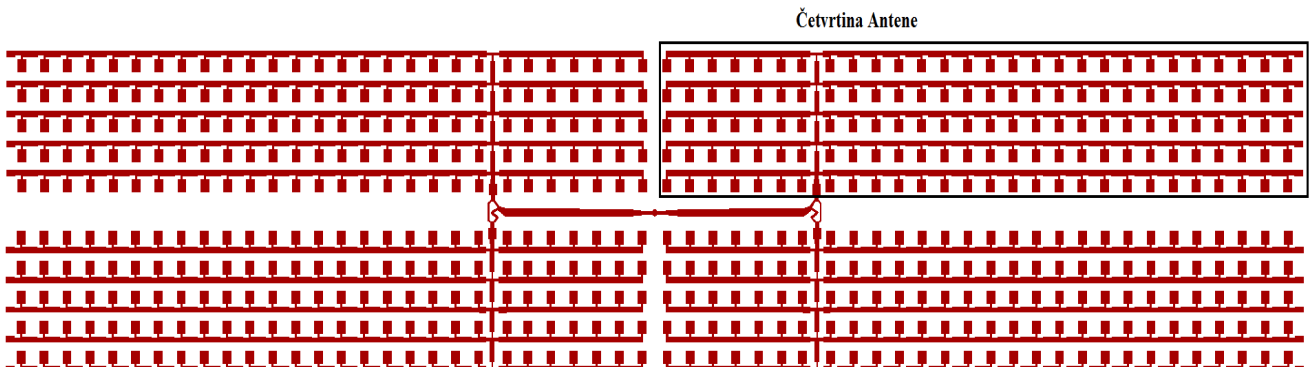
U E ravni stanje bočnih lobova je dosta bolje, pre svega zbog mogućnosti fleksibilnije kontrole. Tako da je nivo bočnih lobova potisnut više od 25 dB u odnosu na glavni lob, dok se 3dB-širina snopa kreće oko 10.4° .

Kros polarizacija antenskog niza u H ravni je prikazana na Sl. 7. i kreće se između 31 i 39 dB ispod nivoa glavnog lobova.



Sl. 7. Prikaz kros polarizacije u H ravni.

Layout antene je dat na Sl. 8. sa svim prethodno opisanim elementima. Tokom svih simulacije u programu WIPL-D, pre dodavanje mreže za prilagođenje, simulirana je četvrtina antene uz korišćenje opcija Symmetry i Anti-Symmetry, obeležena na Sl. 8. Konačna simulacija cele antene je imala 138156 nepoznatih. Korišćena je mogućnost GPU ubrzanja [3], što je desetostruko ubrzalo simulaciju.



Sl. 8. Prikaz celog antenskog niza.

ZAKLJUČAK

U ovom radu je dat detaljan postupak projektovanja veoma kompleksnog antenskog niza sa 420 patch antena koji radi u opsegu od 500 MHz na oko 17 GHz. Niz u H ravni je izrazito usmeren sa 3dB-širinom snopa od samo 2° i tu je teže kontrolisati nivo bočnih lobova, dok je kod niza u E ravni lako postići veliko potiskivanje bočnih preko 20 dB. Mreža za prilagođenje obezbeđuje da u celom opsegu refleksija na ulaznom pristupu bude manja od -10 dB. Antena takođe ima izuzetno dobru efikasnost koja je između 60 i 70 % u radnom opsegu.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je realizovan na projektima TR32024 i III45016 koji su finansirani do strane Ministarstva prosvete, nauke i Tehnološkog razvoja Republike Srbije.

Autori se zahvaljuju na softverskoj licenci firmi WIPL-D d.o.o. koja je participant na projektu TR32024.

LITERATURA

- [1] Kin-Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas," John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.
- [2] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., 2005.

- [3] www.wipl-d.com
- [4] Huang, J, *Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization*, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.
- [5] M. Slović, B. Jokanović, B. Kolundzija, *Microstrip patch antenna for anticollision radar at 24 GHz*, ETRAN Conference, 2005, pg. 353-356.
- [6] M. Mikavica, A. Nešić, *CAD for linear and planar antenna array of various radiating elements*, Artech House, Norwood, MA, 1992.
- [7] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, *Štampane antenske strukture sa velikim slabljenjem bočnih lobova i velikim dobikom*, ETRAN Conference, 2013.

ABSTRACT

In this paper we present the antenna array consisting of 420 patch antennas that will be used in FMCW radar operating in the range 17.1 GHz to 17.6 GHz. Antenna is designed to have 3 dB-beamwidths of 2° and 10° in the H and E planes respectively, side lobe level suppression better than 20 dB, gain about 30 dBi, VSWR less than 2 and efficiency between 60% and 70% in the whole operating range. The low cross-polarization level is primarily the result of the antiphase feeding of two antenna halves. Overall antenna dimensions are $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$.

Printed Antenna Array for FMCW Radar in Ku Band

Nikola Boškovic, Branka Jokanovic, Franco Oliveri and Dario Tarchi

High Gain Printed Antenna Array for FMCW Radar at 17 GHz

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic, Franco Oliveri, Dario Tarchi

Abstract - We are presenting the design of a high gain printed antenna array consisting of 420 identical patch antennas intended for FMCW radar at Ku band. The array exhibits 3 dB-beamwidths of 2° and 10° in H and E plane, respectively, side lobe suppression better than 20 dB, gain about 30 dBi and VSWR less than 2 in the frequency range 17.1 - 17.6 GHz. Excellent antenna efficiency that is between 60 and 70 % is achieved by proper impedance matching throughout the array and by using series feeding architecture with both resonant and traveling-wave feed. Enhanced cross polarization suppression is obtained by anti-phase feeding of the upper and the lower halves of the antenna. Overall antenna dimensions are $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$.

Keywords - Antenna array, Patch antenna, Feeding network, Radiation pattern.

I. INTRODUCTION

Printed antenna arrays are often used in compact microwave devices with low Tx power, like FMCW radars and microwave links for fixed and mobile communications. The patch antenna is frequently used as the basic radiating element, in spite of its main drawback, the narrow bandwidth, i.e. operating range of only few per cents. To make the most of the patch antenna functionality, a great deal of care is required in designing the array feeding network. Various modifications of the patch antenna can be used to enhance the bandwidth [1]. However, they often use multilayer dielectrics or probes placed at specific places on the patch, which is very complicated in the case of an antenna array with large number of elements.

Using the patch antenna of specific impedance with an appropriate feeding network, the desired radiation characteristics can be obtained. The other important parameter that requires attention during design is VSWR, that should be less than 2 for good matching. However, the radiation pattern and VSWR are not directly related, so the antenna can have a good VSWR and a bad radiation pattern in a certain frequency range, and vice versa.

For feeding the printed antennas with a large number of elements, series feed is the most frequently used, because it introduces lower loss compared with corporate feed, which in turn enables wider bandwidth. Hybrid feeding networks are also used, which represent a combination of serial and a corporate feeding [2].

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic – Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Belgrade, Serbia (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs)

Franco Oliveri, Dario Tarchi – European Commission, DG Joint Research Centre (JRC), Unit Maritime Affairs, E. Fermi 2749, Ispra, Italy

In this paper, we present the design of a high gain microstrip antenna with patch radiators, which has a very narrow beamwidth of 2° in azimuth and 10° in elevation, and operates in the frequency range of 500 MHz at Ku-band. Antenna is designed to have side lobe suppression better than 20 dB in H and E planes.

II. DESIGN OF THE LINEAR SUBARRAY IN H PLANE

Design of the antenna array can be divided into three phases: design of the linear subarray in H plane, design of the E plane feeding network and design of the input matching network.

The most critical requirements are related to: (a) 3-dB beamwidth in the H plane which is supposed to be 2 degrees, which requires large number of radiators, and (b) meeting the required characteristics in the frequency range of 500 MHz.

The patch antenna was chosen as a main radiating element and its impedance is optimized to $Z_{patch}=350 \Omega$ using WIPL-D software [3]. Identical square patches are periodically placed at a distance λ_g on the substrate having $\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.0009$, $h=0.508$ mm. To obtain the 2° -beamwidth in H plane, it is necessary to have 42 radiating elements in a linear subarray. This very large number of elements requires the choice of a series feeding network in order to reduce losses in feeding lines. In a series fed array the input power comes to the antenna from one end of the array and therefore the main beam angle is very sensitive to the frequency change due to the progressive phase change of the series fed elements. To avoid scanning of the main beam while changing the frequency within the 500 MHz band, it was necessary to split horizontal subarray into two separate halves [4], with 21 radiating elements each. In this way it is achieved that the main lobe is always pointed in the broadside direction, regardless of frequency changes.

Feeding points of the subarray halves are not placed in their centers, but moved towards the center of the subarray, so that there are 2 x 7 central patches between the feeding points while the rest of 2 x 14 patches are placed between the feeding points and the antenna edges, as it is shown in Fig. 1. Each of the two central parts of the subarray consists of 7 patches placed at distances λ_g and connected in parallel to give 50Ω impedance at the feeding point. It explains why the patch impedance was chosen to be 350Ω . So, the central part of the subarray is acting like a subarray with uniform distribution and therefore contributes to the increase of the array gain. It should be noted that in this part of the subarray

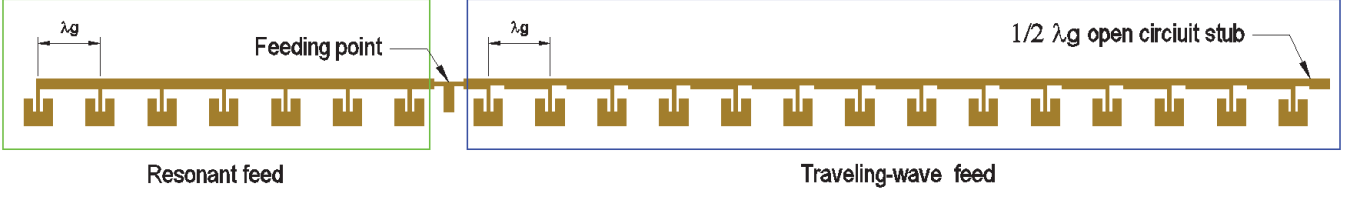


Fig. 1. Right half of the H-plane subarray with two types of series feeding

not every patch is matched to the line impedance, but there is matching only at the array input. By its nature, the uniform subarray is the resonant series fed array, which, in general, has a narrower bandwidth with respect to the traveling-wave array having matching at each element [5].

The part of the subarray between feeding points and the antenna edges is the traveling-wave array, because the impedance of the patches is not only matched to the line impedance at the feeding point, but also at every point where the patch is connected to the feeding line. Impedance of the patch ($Z_{patch}=350 \Omega$) in parallel to the 58Ω -impedance gives exactly the impedance of 50Ω microstrip line. The 58Ω impedance is obtained by transforming the feeding line impedance of 50Ω through the quarter-wave transformer of $Z_T=54 \Omega$ as shown in Fig. 2.

Amplitude distribution in this part of the subarray is designed to provide the greatest possible side lobe suppression and is given by the expression:

$$U_i = q^{i-1} + q^{2N-1}, \quad q = 6/7, \quad i = 1, \dots, 14 \quad (1)$$

where the chosen q determines the amount of power given to the radiating element. For 350Ω -patches fed by the 50Ω line, $q=1-Z_{50}/Z_{patch}=6/7$. The second term in relation (1) comes from the power reflected from the ends of the subarray terminated with $\lambda_g/2$ open circuit stub, so that the reflected signal returns to the feeding line in phase.

It should be noted that, by varying the ratio of the number of elements with uniform and non-uniform distribution in the subarrays, the trade-off between the gain and 3-dB beamwidth on one side, and side lobe suppression on the other side, can be adjusted.

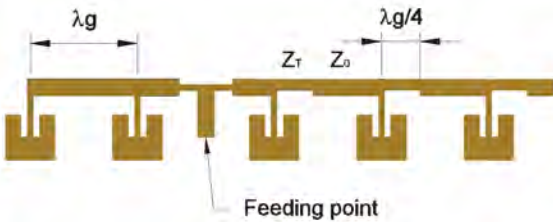


Fig. 2. Detail of the H-plane subarray near the feeding point

III. DESIGN OF THE E PLANE FEEDING NETWORK

To obtain the required beamwidth of 10 degrees in the E plane, it is necessary to use ten H plane subarrays: the top five arrays contain patches placed on one side of the feeding line

while the other five arrays have patches on the opposite side, in order to reduce unwanted cross polarization radiation. Due to anti-symmetry of lower and upper antenna halves, they must be fed in anti-phase in the whole operating band, which is here implemented by means of two modified rat-race couplers.

Main purpose of the E plane feeding network is to provide high side lobe suppression in the E plane with satisfactory gain. Modified Taylor distribution was chosen, which enables side lobe suppression of more than 30 dB at central frequency. Amplitude distribution coefficients are calculated by means of LINPLAN software [6]. The obtained relative amplitude coefficients are given in Table I, with the same notation as in Fig. 3. The given distribution was implemented by using different line impedances of the microstrip line [7] i.e. quarter-wave transformers.

TABLE I
AMPLITUDE COEFFICIENTS OF THE E PLANE DISTRIBUTION

U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
1	0.909	0.614	0.295	0.114

One of four identical E-plane feeding networks is shown in Fig. 3. It can be seen that corresponding signal levels at the left and right hand sides are identical, although they feed different numbers of patches: 7 patches at the central part of the array and 14 patches at the edge part. The impedance values are given in Table II.

TABLE II
IMPEDANCES OF THE E-PLANE FEEDING NETWORK

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_{12}	Z_{23}	Z_{34}, Z_{45}
115Ω	100Ω	89.8Ω	79.2Ω	70.7Ω	63.6Ω	86.8Ω	134Ω

IV. DESIGN OF THE INPUT MATCHING NETWORK

One of the most important antenna characteristics is matching, i.e. VSWR. It is usually considered as good if it is below 2, i.e. if the reflection coefficient is below -10 dB. Fluctuations in the antenna matching cause fluctuations in real antenna gain, so it should be as flat as possible in the whole operating band. In case of a large antenna array with a lot of elements and a long feeding network, matching can be a considerable problem. This is especially the case here, since the basic radiating element is a patch antenna, well known for

its narrow bandwidth, so the operation in the 500 MHz band at 17.3 GHz is the very limit of its possibilities. As the matching can be adjusted with separate circuits, it was of primary interest during the antenna design to have a satisfactory radiation pattern in the given band.

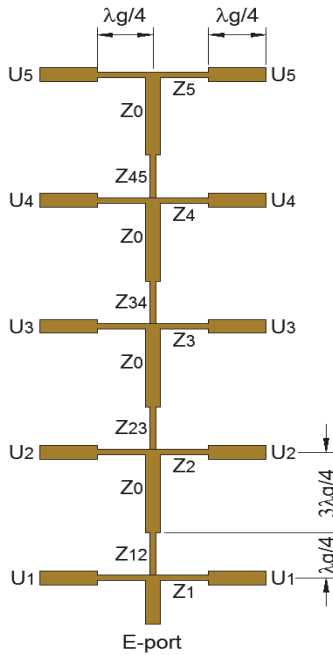


Fig. 3. One of four identical E-plane feeding networks

Hence, the role of the matching circuit is manifold: to provide matching at the feeding point, to provide multiple power divisions from the center feed, and while doing so, to provide 180° phase difference between anti-symmetric halves in E plane, i.e. between upper and lower E-ports in Fig. 4.

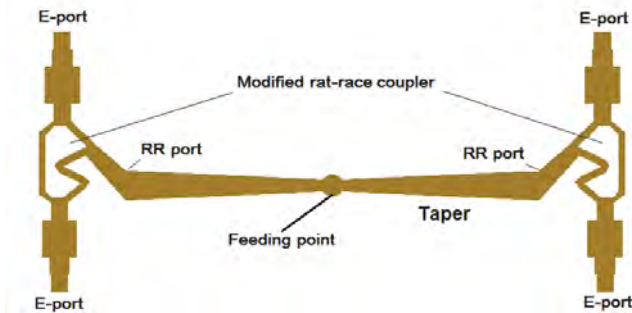


Fig. 4. Input matching network

The characteristic frequency of the input impedance at E-ports is shifted into the antenna operating band using coupled impedance transformers at the input of the modified rat-race coupler, which should provide an equal power division and 180° phase shift between its outputs. A typical rat-race coupler has four ports; however, since the fourth port is isolated from the inputs by being placed symmetrically between them, the signals at that point cancel each other out, so that port can be omitted in a relatively narrow bandwidth. Impedance at the RR port is about 50Ω , so the role of the continuous impedance transformer (taper) is to transform that impedance into 100Ω at the feeding point, where two parts of matching networks are connected in parallel.

The influence of the matching network can be followed in Fig. 5., which shows the reflection coefficient at different points of the matching network. Since the E-plane feeding network is primarily designed to provide a satisfactory radiation pattern, the reflection at E port is relatively high, because its minimum appears above the operating band. At RR port that reflection minimum is shifted exactly to the middle of the operating band. However, the values are not satisfactory in the whole range. The curve which represents reflection at the feeding point shows much better matching after impedance transformation by means of the taper.

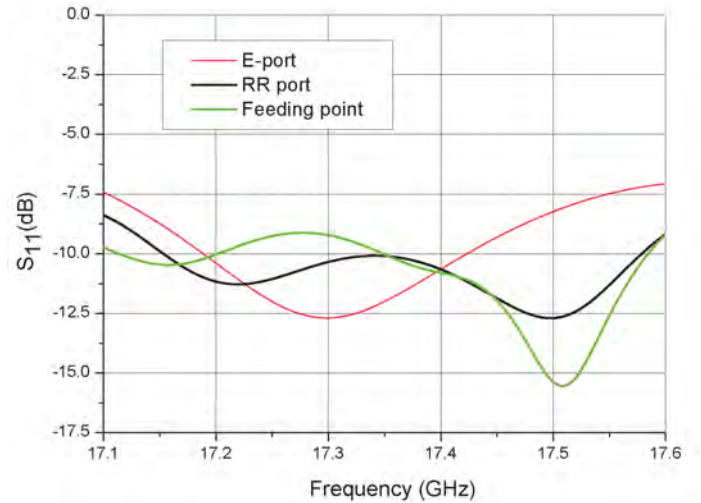


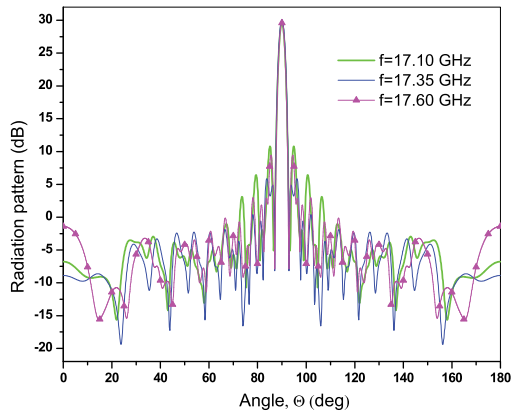
Fig. 5. Reflection coefficient at the characteristic points of the matching network

V. SIMULATED ANTENNA CHARACTERISTICS

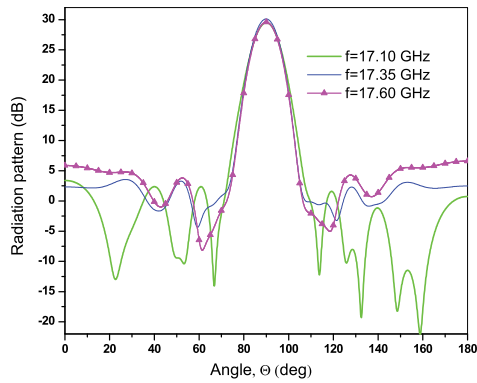
Antenna radiation patterns at H and E planes are given in Fig. 6. Considering the side lobes in H plane, they are about 19 dB only at 17.1 GHz, while they are notably more suppressed at other frequencies. Gain is about 30 dBi, with a variation of 0.85 dB in the whole band. 3dB beamwidth is around 2.1° .

The side lobe levels in E plane are considerably lower, first of all due to the possibility of more flexible control. Hence the side lobe level is suppressed more than 25 dB in respect to the main lobe, while the 3-dB beamwidth is around 10.4° . Cross polarization of the array in H plane is between 31 and 39 dB below the main lobe.

The complete antenna layout is given in Fig. 7., with all previously described elements. The antenna is firstly simulated using WIPL-D software, without the input matching network. Using the options *Symmetry* and *Anti-Symmetry* available in the WIPL simulator, only a quarter of the antenna is simulated. For the complete antenna simulation, the number of unknown variables was 138156. Antenna simulation is accelerated tenfold by using GPU card TESLA K40C, but the duration of the simulation is 120 minutes at each frequency, which is still rather long.



(a)



(b)

Fig. 6. Radiation patterns at: (a) H plane, (b) E plane

VI. CONCLUSION

This paper presents the detailed design procedure of the high gain microstrip antenna array containing 420 patches, and operating in the frequency range of 500 MHz at 17 GHz. The array is extremely directive in H-plane, with the 3-dB beamwidth of just 2° , and therefore is more difficult for controlling the H-plane side lobe levels, while it is easy to

achieve a very high side lobe suppression of more than 20 dB in the E- plane. The matching network provides the reflection at the feeding port lower than -10 dB in the whole range. The antenna exhibits an extremely good efficiency, between 60 and 70% in the operating band, due to the series feeding that is applied along the H-plane subarray.

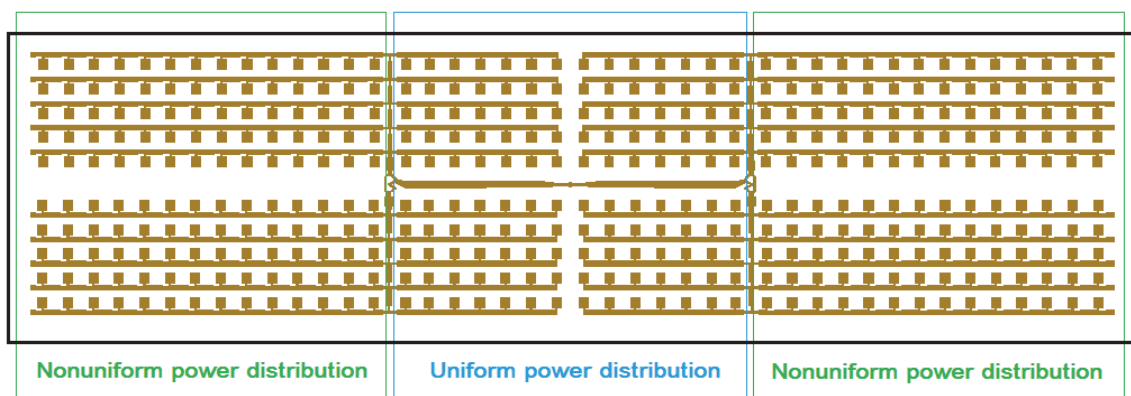
ACKNOWLEDGEMENT

This paper has been supported by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development through the project TR 32024.

The authors would like to thank WIPL-D Belgrade for the use of software licenses and also NVIDIA for TESLA GPU card donation.

REFERENCES

- [1] Kin-Lu Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.
- [2] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] "Software and User's Manual," WIPL-D d.o.o, Belgrade, Serbia, 2010.
- [4] J. Huang, "Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.
- [5] M. Slović, B. Jokanović, B. Kolundžija, "High Efficiency Patch Antenna for 24 GHz Anticollision Radar", in *Proc. 7th Int. Conf. Telecommun. Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services*, pp. 20–23, Nis, Serbia, Sept. pp. 28–30, 2005.
- [6] M. Mikavica, A. Nešić, *CAD for linear and planar antenna array of various radiating elements*, Artech House, Norwood, MA, 1992.
- [7] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, "Side Lobe Suppression of Printed Antenna Array with Perpendicular Reflector", in *Proc. 7th Int. Conf. Telecommun. Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services*, pp. 517–520, Nis, Serbia, Oct. 16–19, 2013.

Fig. 7. Layout of the complete antenna array. The overall antenna footprint is $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$

Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side lobe Suppression

N. Boskovic¹, B. Jokanovic¹, A. Nestic²

¹ University of Belgrade, Institute of Physics, Pregrevica 118, 11080, Zemun, Serbia

² Institute IMTEL-communication, Bulevar Mihaila Pupina 165b, 11070, Belgrade, Serbia
nikolab@ipb.ac.rs

Abstract – In this paper we present a novel design of frequency-scanning antenna array consisting of eight different pentagonal dipoles fed by balanced microstrip lines. Impedances of the dipoles are calculated to obtain high side lobes suppression. Feeding network between radiating elements contains four elongated split-ring resonators (SRRs) loaded balanced microstrip line in order to increase the frequency dependant phase difference between radiating elements. Scanning antenna exhibits gain around 11.5 dBi, SLL better than 18 dB for the beam scanning of 30 degrees in frequency range 10.02 to 10.27 GHz.

I. INTRODUCTION

In frequency-scanning antenna a beam-scanning occurs by changing the frequency of the input signal which causes a phase-shifting on transmission line between radiating elements of the array. In the design of frequency-scanning antennas the most important issues are: the required frequency bandwidth for the certain scan angle as well as the losses in the travelling-wave structure which are very critical to the antenna gain.

In many antenna applications SLL (side lobes level) reduction is a very important issue and there are different techniques to achieve it. Basic principle for obtaining a better SLL of uniform array is the amplitude tapering where amplitudes of the array elements usually decrease with the distance from the center of the array. Many amplitude distributions are available and can be implemented depending on the specification and achievable amplitude pedestal level. However the main consequences of the SLL reduction are lowering the gain and widening the beamwidth in regard to the uniform distribution.

In case of corporate-fed antenna array [1], each radiating element has a separate feeding line. The desired amplitude distribution can be achieved by the use of unequal power dividers. In that way a very high amplitude pedestal can be obtained and hence very high side lobes suppression [2]. Drawbacks of the parallel fed is that is usually much larger, more complex and with significant losses comparing a travelling-wave array. In this work we present the travelling-wave array with a serial feeding network in which power travels from one side of the array to its end, which gives a non-uniform power distribution even in case of identical radiating elements. Each element will typically have a different power distribution, because only the first element of the array will get a full power at the disposal, the second will receive a power reduced for the amount that is captured by the first element and the last one will get the smallest amount of power that is left after all previous radiating elements. Impedance of each radiating element determines how much power will be radiated and how much will be transferred further along the array, hence by determine the specific impedance of each radiating element, a required amplitude distribution can be accomplished.

II. ANTENNA DESIGN

Antenna array is designed at Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). SRR shifter is designed with single left-handed unit cell which comprises four SRRs coupled with balanced microstrip line and metal via connecting the upper and the bottom strip of the balanced line, similar to [3]. Layout of the phase shifter with relevant dimensions are shown in Fig. 1. Two SRRs are placed at the upper side of dielectric substrate, while the other two are on the bottom side. Phase shifters used in array are identical and designed independently as two-port network, i.e. without dipoles. The length of the balanced line correspond to the distance between dipoles which is $0.5\lambda_0$, i.e. 15 mm at 10 GHz. Dimension of the SRR shifters and the dipoles are calculated with WIPL-D Pro, [4]. Antenna structure is placed above reflector at distance of $0.25\lambda_0$.

Characteristics of the shifters are given at the Fig. 2. Insertion loss of the shifter varies from 0.95dB to 2.5 dB in the working range from 10.02 GHz to 10.27 GHz. Shifter provides almost linear change of the scanning angle as a function of frequency.

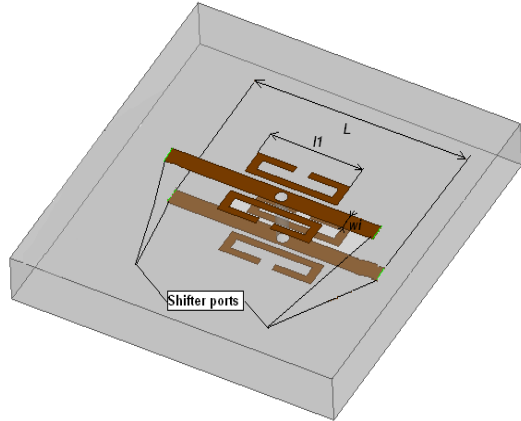


Fig. 1. SRR shifter structure. ($L=15$ mm, $l_1=4.8$ mm, $w_1=0.75$ mm)

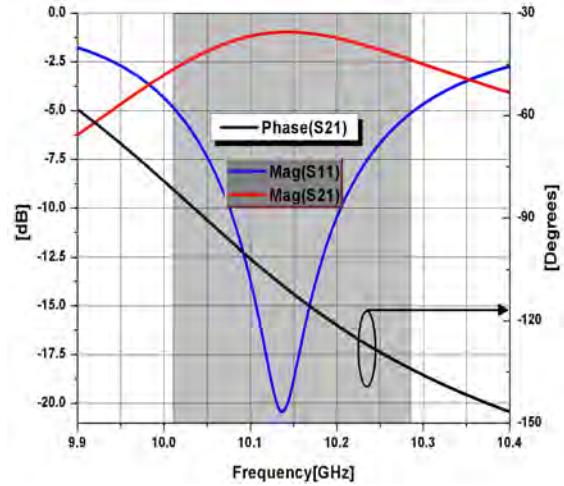


Fig. 2. Magnitude and phase characteristic of phase shifter. (Antenna working range is shadowed.)

Dolph–Chebyshev distribution with side lobe suppression of 21 dB is chosen as amplitude tapering function. Power distribution is proportional to square of amplitude distribution and impedance is reciprocal to power. Also, the presence of extra losses from the shifters should be taken into account in order to preserve the desired amplitude distribution. It is done by using the fixed progressive power losses of 1.5 dB from each shifter, yielding impedance values of radiating elements given in Table 1.

Table 1. Calculated impedances values of the dipoles.

Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6	Z7	Z8
1073.31 Ω	517.76 Ω	208.78 Ω	112.55 Ω	79.68 Ω	74.08 Ω	92.07 Ω	95.66 Ω

We used pentagonal dipoles to obtain the required impedance ratio according to Table 1, which is more than 14, since the pentagonal dipoles are able to cover a very large range of different impedances, Final dipole dimensions are obtained by the optimization in order to take into account mutual couplings of the dipoles in the array. Antenna array with pentagonal dipoles is shown in Fig. 3. First two dipoles looking from the source have very unusual shape due to very high impedances of around 1100 Ω and 500 Ω .



Fig. 3. Antenna array with pentagonal dipoles and resistor termination.

Side lobes level is greatly influenced by reflected power, mostly from the end of array, which acts as a virtual power source and yields a significant side lobes level. In order to prevent the reflection we placed 100 Ω resistor at the end of the array. We compare in Fig. 4a. and 4b. the radiation patterns of the scanning antenna with identical pentagonal dipoles with 500 Ω impedance and the antenna array shown in Fig 3., respectively.

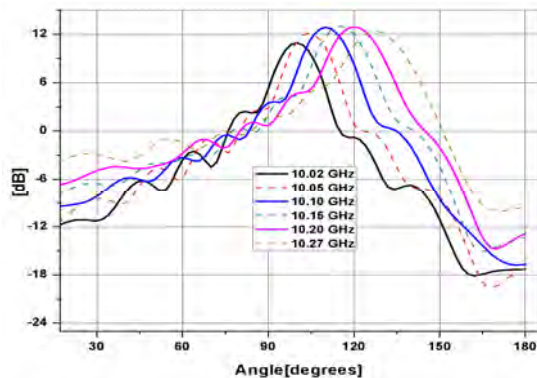


Fig. 4.(a) Radiation patterns for identical dipoles (H-plane).

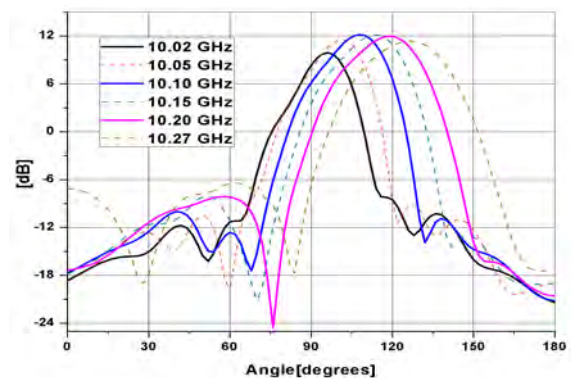


Fig. 4.(b) Radiation patterns for nonuniform dipoles (H-plane).

It can be seen that we achieved minimum 11 dB greater side lobes suppression in the whole scanning range in respect to the array with identical dipoles. Nonuniform array presented in this work has SLL varying from -22 dB to -18 dB, VSWR below 2 and gain from 10 to 12 dBi in operating frequency range. Measurements of the fabricated prototype will be presented at the congress.

III. CONCLUSION

In this paper we present the frequency scanning antenna array with different pentagonal dipoles and enhanced side lobes suppression. By using specific form of the dipoles we manage to design an extreme variation of their impedances from 74 Ω to 1073 Ω , despite strong mutual coupling between radiating elements. We achieve the beam scanning of 30 degrees by changing frequency for 2.5% (250 MHz) at 10GHz. Side lobes level suppression is better than 18 dB, with gain around 11.5 dBi and maximal variation around 2dB.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was financed by the Serbian Ministry for Education, Science and Technological Development through the projects TR-32024 and III-45016. The authors would like to thank WIPL-D for the use of software license.

REFERENCES

- [1] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," *John Wiley & Sons, Inc.*, 2005.
- [2] A. Nestic, Z. Micic, S. Jovanovic, I. Radnovic, "Millimeter wave printed antenna array with high side lobe suppression," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006*, Albuquerque, NM, 9-14 July 2006.
- [3] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic, "Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters," *7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics –Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, 16-21 September 2013.
- [4] <http://www.wipl-d.com>

Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters

N. Boskovic¹, B. Jokanovic¹, A. Nestic²

¹ Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Belgrade, Serbia,

² Institute IMTEL Communication A.D., Bulevar Mihajla Pupina 165b, 11070 Belgrade, Serbia
email: nikolab@ipb.ac.rs

Abstract – We present a new design of frequency-scanning array antenna which consists of eight antiresonant dipoles fed by symmetrical microstrip line. Feeding network between dipoles is designed using left-handed unit cell that increases the frequency dependant phase difference between antenna elements. Left-handed unit cell consists of four split-ring resonators (SRRs) coupled with balanced microstrip line and via which short-circuits the feeding line. The beam scanning is found to be $\Delta\theta=34^\circ$ with frequency variation in the range from 5.85GHz to 6.05GHz ($\pm 1.5\%$ of the central frequency) and gain of 12dBi.

I. INTRODUCTION

The frequency-scanning antenna is a special case of a phased array antenna and also kind of travelling-wave antenna. The beam-scanning occurs by changing the frequency of the input signal which causes a phase-shifting on transmission line between radiating elements of the array. In the design of frequency-scanning antennas the most important issues are: the range of scan angle, the required frequency bandwidth and the loss in the travelling-wave structure which is very critical to the antenna gain.

Frequency scanning antenna fed at the center frequency of 6GHz by $2\lambda_g$ long meander balanced microstrip line is presented in [1]. The antenna array exhibits a wide scanning range of about 50° , but requires frequency variation in the range of 20%, that is usually unavailable at lower frequency bands. Similar approach of using low loss transmission line for phase shifting is proposed in [2]. Antenna is realized on 3-layer substrate and exhibits a wide beam scanning of 73° with rather poor frequency sensitivity of $43.24^\circ/\text{GHz}$. Narrowband frequency scanning antenna with considerably improved frequency sensitivity of $1.64^\circ/\text{MHz}$ is presented in [3]. Proposed scanning antenna exploits band-pass filters between individual antenna elements to provide additional phase shift, but disadvantage is a pretty high insertion loss in feeding network that considerably reduced antenna gain. So, the scanning antenna of 11 elements exhibits gain of -6dBi.

In this paper we propose a frequency scanning antenna array with increased frequency sensitivity in respect to [1] due to application of left-handed unit cell based on four SRRs coupled with balanced microstrip line. Proposed shifter provides a high phase shift in a small frequency range, while maintaining the insertion and reflection losses relatively low. Maximum gain is 12.9dBi with variation of 2dB within scanning bandwidth.

II. ANTENNA DESIGN

Antenna array consists of eight identical antiresonant dipoles fed by balanced microstrip line as it is shown in Fig. 1. One half of the dipoles are printed on one side of dielectric substrate and the other half on the other side. Structure is made on dielectric Rogers 4003 ($\epsilon_r = 3.55$, $h = 1$ mm, $\tan \delta = 0.0027$). Dimensions of the dipole are optimized to be around 400Ω with WIPL-D Pro [4], full-wave electromagnetic simulations based on the method of moments. Distance between dipoles in array is $0.5\lambda_0$, i.e. 25 mm at 6GHz. Transition from balanced to unbalanced microstrip is performing with the balun. The antenna array is positioned above the reflector plane at distance of a quarter wavelength in the air.

SRR shifter is designed with single left-handed unit cell which comprises four SRRs coupled with balanced microstrip line and metal via connecting upper and bottom strip of balanced line, as it is shown in Fig. 2. Two SRRs are placed at the upper side of dielectric substrate, while the other two are on the bottom side.

Coupling between SRR and balanced line is proved to have a great influence on overall shifter characteristics, so it was essential to maximize that effect. It is done by changing the shape of SRRs, so instead of often used square SRR structure we apply here SRRs elongated along microstrip line. Characteristics of optimized SRR phase shifter are shown in Fig. 3.

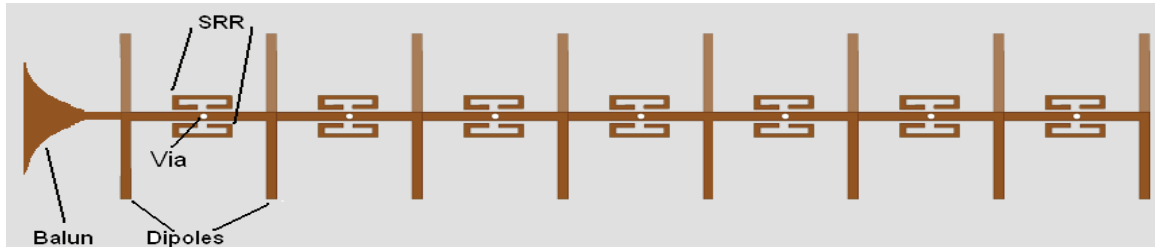


Fig. 1. Printed antenna array with phase shifters.

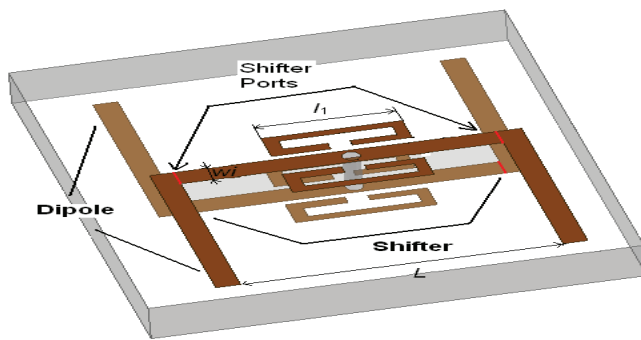


Fig. 2. SRR phase shifter between two dipoles ($l_1 = 6.8$ mm, $w_i = 0.4$ mm, $L = 25$ mm).

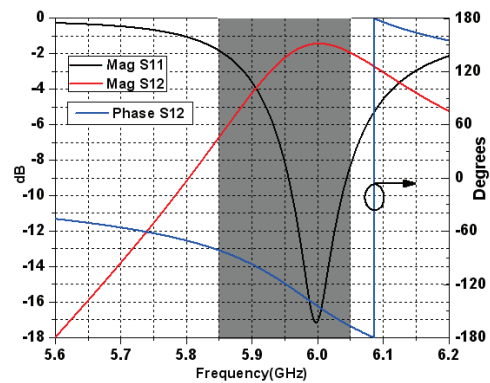


Fig. 3. Simulated S-parameters of proposed shifter. Rectangular bar denotes frequency range of scanning.

III. RESULTS

Proposed shifter has 3dB-bandwidth in frequency range from 5.9GHz to 6.1GHz, with reflection loss of 17.17dB and transmission loss of 1.43dB at the central frequency. SRR shifter is basically a band-pass filter, due to presence of SRRs and via, as can be seen as can be seen in Fig. 3. According to the phase characteristics of S_{21} , that is linear from 5.9 to 6.1GHz, SRR shifter provides almost linear change of scanning angle as a function of frequency. Shifters are designed independently as two-port network. Red markers in Fig. 2. show the excitation ports of the shifters. The shifter simulation is done without dipoles.

Radiation patterns of the proposed antenna array with reflector plane is given in Fig. 4. Structure is working in frequency range from 5.85GHz to 6.05 GHz, which is around 50 MHz lower than operating range of the shifter. This can be explained by the influence of dipoles added at the end of shifters, which practically increase the length of feeding line. We obtain the scanning range between 102.2° and 136.4° for frequency range of 5.85-6.05GHz. Frequency sensitivity is 17.2° per 100 MHz. Maximum gain is 12.9 dBi, and it decreases to 10.3 dBi at the lower edge of working bandwidth, but most of the main beams have gain above 12dBi. The first sidelobe level varies from 8.78 dB in the best case to 7 dB in the worst one.

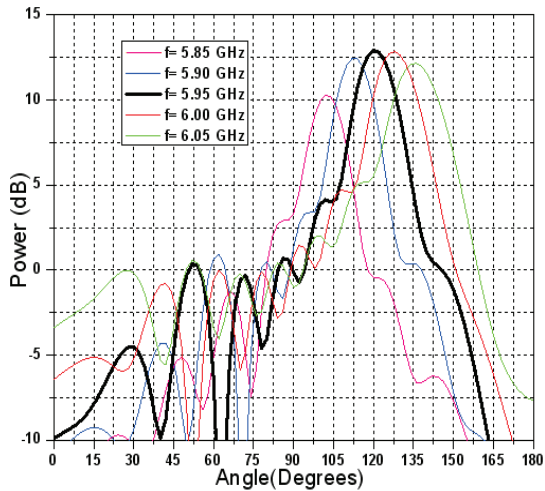


Fig. 4. Simulated radiation patterns for different frequencies (H-plane).

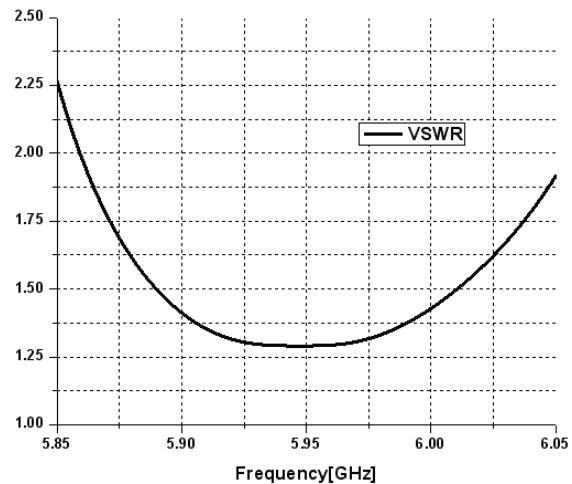


Fig. 5. Antenna VSWR versus Frequency.

Fig. 5. depicts VSWR of the antenna at the end of the balun at input impedance of 50Ω (unbalanced). The VSWR can be adjusted at desired value by inserting impedance transformer between antenna and balun. VSWR shown in the picture has the worst value at 5.85 GHz which is 2.25, and in the rest of the range its characteristics are much better.

Fabrication, experimental verification and validation of proposed structure are in progress and will be presented at the conference.

IV. CONCLUSION

In this paper we present the frequency scanning array antenna with eight printed antiresonant dipoles and feeding structure consisting of left-handed unit cell as a phase shifter. Phase shifter comprises four SRRs coupled with transmission line and via connecting both strips of balanced microstrip line. Proposed structure is very simple compared to the similar frequency scanning antennas published so far, since both, antenna elements and feeding structure are integrated on the same dielectric substrate. We achieve the beam scanning of 34 degrees in 200 MHz frequency range with gain mostly over 12 dBi. Scanning sector is 30° shifted from broadside direction, but can be changed adding one more left-handed cell.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was financed by the Serbian Ministry for Education, Science and Technological Development through the projects TR32024 and III 45016.

The author would like to thank WIPL-D for the use of software license.

REFERENCES

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest*.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna With Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, 2013*.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband Frequency Scanning Array Antenna at 5.8 GHz for Short Range Imaging", *Technische Universität München, Fachgebiet Hochfrequenztechnik, Munich, Germany*.
- [4] <http://www.wipl-d.com/>

Compact Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters

Nikola M. Boskovic¹, Branka S. Jokanovic¹, Aleksandar D. Nestic²

Abstract – We present a novel design of frequency-scanning antenna array which consists of eight antiresonant dipoles fed by balanced microstrip line. Feeding network contains four elongated split-ring resonators (SRRs) placed between dipoles to increase the frequency dependant phase difference between radiating elements. Split-ring resonators are with gap parallel and far from microstrip line that provides better matching in a wider frequency range in comparison to the similar SRRs with gap close to microstrip line. The beam scanning is found to be $\Delta\theta=36^\circ$ with frequency variation in the range from 5.7GHz to 6.1GHz and a very flat gain between 12.5 and 13.6dBi.

Keywords – Frequency scanning antenna, Phase shifter, Split-ring resonator.

I. INTRODUCTION

The frequency-scanning antenna is a special case of a phased array antenna and also kind of travelling-wave antenna. The beam-scanning occurs by changing the frequency of the input signal which causes a phase-shifting on transmission line between radiating elements of the array. In the design of frequency-scanning antennas the most important issues are: the range of scan angle, the required frequency bandwidth and the loss in the travelling-wave structure which is very critical to the antenna gain.

Frequency scanning antenna fed at the center frequency of 6GHz by $2\lambda_g$ long meander balanced microstrip line is presented in [1]. The antenna array exhibits a wide scanning range of about 50° , but requires frequency variation in the range of 20%, that is usually unavailable at lower frequency bands. Similar approach of using low loss transmission line for phase shifting is proposed in [2]. Antenna is realized on 3-layer substrate and exhibits a wide beam scanning of 73° with rather poor frequency sensitivity of $43.24^\circ/\text{GHz}$. Narrowband frequency scanning antenna with considerably improved frequency sensitivity of $1.64^\circ/\text{MHz}$ is presented in [3]. That antenna exploits band-pass filters between individual antenna elements to provide additional phase shift, but disadvantage is a pretty high insertion loss in feeding network that considerably reduced antenna gain. So, the scanning antenna of 11 radiating elements exhibits the gain of -6dBi. In our previous work [4] we proposed scanning antenna array with phase shifter that consists of SRRs with gaps parallel and close to microstrip line. Although the obtained frequency

sensitivity of $0.17^\circ/\text{MHz}$ is a pretty good, the main drawback is the gain variation of 2.5dB during the frequency scan.

In this paper we propose a frequency scanning antenna array with the increased gain, scanning range and a considerably better gain flatness and reduced sidelobe levels in respect to our previous design. It is achieved with different position of the gap in split-ring resonator that improves antenna matching in a wider frequency range. Maximum gain is 13.6dBi with variation of 1dB within the scanning bandwidth.

II. ANTENNA DESIGN

Antenna array consists of eight identical antiresonant dipoles fed by balanced microstrip line as it is shown in Fig. 1. One half of the dipoles are printed on one side of dielectric substrate and the other half on the other side. Structure is designed for dielectric substrate Rogers 4003 ($\epsilon_r = 3.55$, $h = 1$ mm, $\tan \delta = 0.0027$). Dimensions of the dipole are optimized to be around 400Ω with WIPL-D Pro [5], full-wave electromagnetic simulations based on the method of moments. Distance between dipoles in array is $0.5\lambda_0$, i.e. 25 mm at 6GHz. Transition from the balanced to unbalanced microstrip line is performing with the balun. The antenna array is positioned above the reflector plane at distance of a quarter wavelength in the air.

SRR shifter is designed with single left-handed unit cell which comprises four SRRs coupled with balanced microstrip line and metal via connecting the upper and the bottom strip of balanced line, as it is shown in Fig. 2. Two SRRs are placed at the upper side of dielectric substrate, while the other two are on the bottom side.

The coupling between SRR and balanced line is proved to have a great influence on overall shifter characteristics, so it was essential to maximize that effect. It is done by changing the shape of SRRs, so instead of mostly used square SRR structure we apply here SRRs which are elongated along microstrip line. Characteristics of optimized SRR phase shifter are shown in Fig. 3.

III. RESULTS

Proposed shifter has 3dB-bandwidth in frequency range from 5.8GHz to 6.3GHz, with reflection loss of 24.5dB and transmission loss of 0.6dB at the central frequency. SRR shifter is basically a band-pass filter, due to presence of both SRRs and via, as can be seen in Fig. 3. According to the phase characteristics of S_{21} , that is linear from 5.7 to 6.1GHz, SRR shifter provides almost linear change of the scanning angle as a function of frequency. Phase shifters are designed

¹Nikola M. Boskovic and Branka S. Jokanovic are with Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevice 118, 11080 Belgrade, Serbia, E-mail: nikolab@ipb.ac.rs and brankaj@ipb.ac.rs

²Aleksandar D. Nestic is with Institute IMTEL Communication A.D., Bulevar Mihajla Pupina 165b, 11070 Belgrade, Serbia, E-mail: aca@insimtel.com

independently as two-port network, i.e. without dipoles. The arrows in the Fig. 2. mark the excitation ports of the shifters used in simulation.

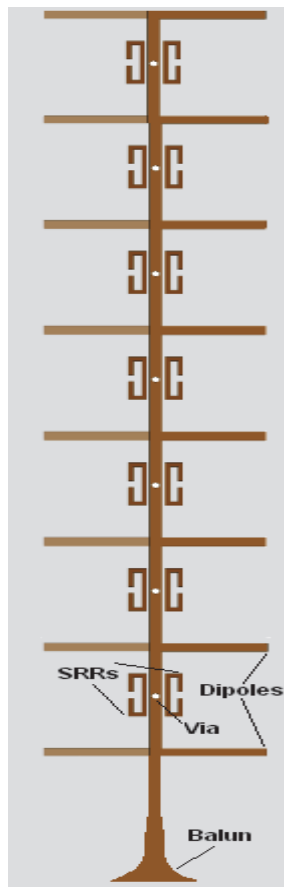


Fig. 1. Printed antenna array with phase shifters

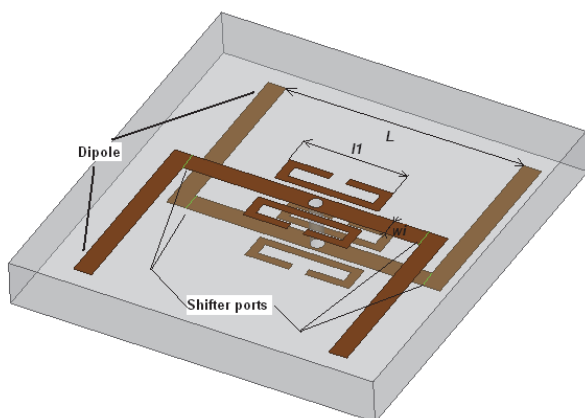


Fig. 2. Layout of SRR phase shifter with relevant dimensions:
 $l_1 = 7.2$ mm, $w_1 = 0.4$ mm, $L = 25$ mm

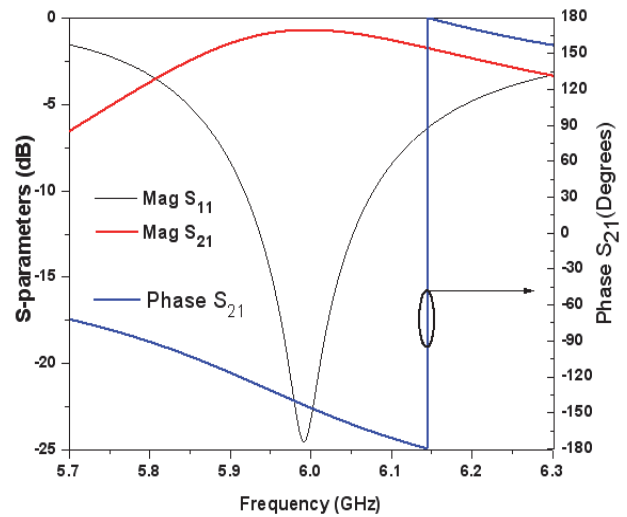


Fig. 3. Simulated S-parameters of proposed shifter

Radiation patterns of the proposed antenna array with reflector plane are given in Fig. 4. To demonstrate the influence of phase shifters to the antenna scanning range we added in the same diagram the scanning beams of the antenna when SRRs and vias are moved, i.e. without shifters. It can be seen that scanning range is very narrow about 8.5° in respect to 36° when shifters are added. Antenna is working in the frequency range from 5.7GHz to 6.1GHz, and center of the bandwidth is shifted down for about 50MHz in respect to the center of shifter operating bandwidth of 6.05GHz. This can be explained by the influence of the dipoles added at the end of shifters which effectively increase the length of feeding line. We obtain the scanning range between 105° and 141.2° for the frequency range of 5.7-6.1GHz. Frequency sensitivity is $0.09^\circ/\text{MHz}$ that is almost half of the sensitivity of the antenna array in [4]. Maximum gain is 13.6dBi, and it decreases to 12.5dBi at the edges of the working bandwidth, but the most of the main beams have the gain around 13.5dBi. The first sidelobe level varies from 9-10dB in the most cases except at 6.1GHz when increases up to 6.8dB.

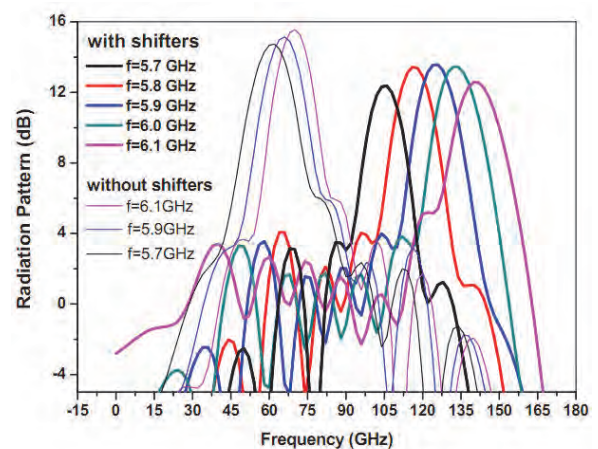


Fig. 4. Comparison of the radiation patterns for the scanning antenna array with and without phase shifters (H-plane)

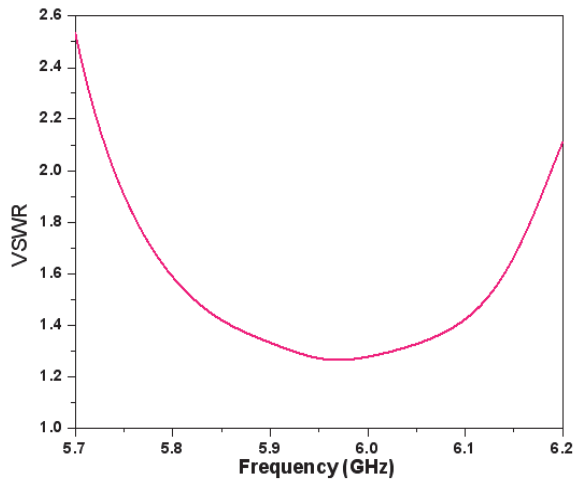


Fig. 5. Antenna VSWR versus frequency at the end of balun

VSWR of the antenna array with balun is shown in Fig. 5. It can be seen that VSWR is below 1.5 in the frequency range 5.8-6.1GHz and exhibits the worst value of 2.5 at 5.7GHz. The VSWR can be adjusted additionally to the desired value by inserting the impedance transformer between the antenna and balun.

III. CONCLUSION

In this paper we present the compact frequency scanning array antenna which consists of eight antiresonant dipoles and feeding structure with left-handed unit cell as a phase shifter. Phase shifter comprises four elongated SRRs coupled with transmission line and via connecting both strips of the balanced microstrip line. Proposed antenna is very simple compared to the similar frequency scanning antennas published so far, since both, antenna elements and feeding structure are integrated on the same dielectric substrate.

Proposed antenna exhibits considerably improved characteristics in respect to our previous design based on a similar concept. It is shown that antenna has the increased gain (about 13.5dBi), scanning range of 36° and a

considerably better gain flatness within 1dB and reduced sidelobe levels (mostly between 9 and 10dB) in respect to our previous design.

Frequency sensitivity is reduced to 0.09°/MHz that is almost the half of the sensitivity of our previous antenna array, but due to a good matching, the antenna characteristics are not degraded. Scanning sector is 35° shifted from broadside direction, but it can be changed adding one more left-handed cell or using substrate with lower dielectric permittivity. Fabrication of the antenna and experimental verification of the proposed design are in progress and will be presented at the conference.

Fabrication, experimental verification and validation of proposed structure are in progress and will be presented at the conference.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was financed by the Serbian Ministry for Education, Science and Technological Development through the projects TR32024 and III 45016.

The author would like to thank WIPL-D for the use of software license.

REFERENCES

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest*.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna With Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband Frequency Scanning Array Antenna at 5.8 GHz for Short Range Imaging", *Technische Universität München, Fachgebiet Hochfrequenztechnik*, Munich, Germany.
- [4] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic, "Printed Scanning Antenna Array with SRR phase shifters", *The Seventh International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics – Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, <http://congress2013.metamorphose-vi.org/>
- [5] <http://www.wipl-d.com/>

Моделовање вишеслојних структура програмом WIPL-D AW Modeler

Никола М. Бошковић, Дејан В. Тошић и Милка М. Потребич

Садржај — Овај рад представља начин за ефикасно моделовање сложене електромагнетске структуре помоћу алата AW Modeler, који је саставни део софтвера WIPL-D Microwave Pro. Истакнуте су предности у односу на директно моделовање у алату WIPL-D 3D EM Solver. Приказан је пример моделовања оклопљеног микроталасног вишеслојног филтра.

Кључне речи — AW Modeler, електромагнетска анализа, филтар, CAD, WIPL-D 3D EM Solver.

I. Увод

РАЗВОЈ рачунарске технике омогућио је да се скоро сви кораци у току рада на неком пројекту могу испратити преко компјутерских симулационих модела. CAD (Computer Aided Design) је постао синоним за напредну инжењерску праксу. Употреба правог софтверског пакета може нас лишити потребе за израдом скувих лабораторијских прототипова, који су некад били неопходни за верификацију сваког корака пројектовања.

Рад сваког софтвера на пољу електромагнетске анализе се темељи на два корака. Први је могућност да се геометрија физичког објекта ефикасно представи у облику симулационог модела. Други је да се изврши успешна тродимензионална електромагнетска анализа симулационог модела. Симулатори поља се темеље на нумеричким методама за решавање Максвелових једначина. У зависности од приступа проблему, тј. нумеричке методе која се примењује, имамо различите симулаторе, сваки са својим предностима и манама. Генерално смо заинтересовани за добијање параметара расејања (S -параметара) или еквивалентног модела кола за дату структуру, али имамо могућност да видимо расподелу магнетског и електричног поља, расподелу површинских струја структуре и да видимо како у суштини дата структура функционише.

Истраживање у овом раду је финансирано од стране Министарства просвете и науке у оквиру пројекта TR-32005.

Никола М. Бошковић, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду, Булевар краља Александра 73, 11120 Београд, Србија (e-mail: nikola.m.boskovic@gmail.com).

Дејан В. Тошић, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду, Булевар краља Александра 73, 11120 Београд, Србија, (e-mail: tosic@etf.rs).

Милка М. Потребич, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду, Булевар краља Александра 73, 11120 Београд, Србија, (e-mail: milka.potrebic@etf.rs).

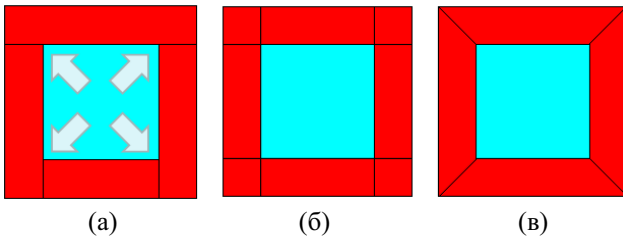
Софтверска оптимизација може довести до измена структура у правцу који се раније није могао замислити. Да би неки електромагнетски симулатор дао прецизне резултате он фактички мора да узме у обзир све теоријске претпоставке, скалиране до одређене тачности. Прецизнији модел даје могућност за добијање бољих резултата, али такође и потребу за већим рачунарским ресурсима и релативно дуго трајање симулације. Тако да је коначан резултат увек компромис између ових фактора.

II. AW MODELER

Циљ овог рада је да прикаже принцип рада и могућности алата AW Modeler, који је саставни део софтвера WIPL-D Microwave Pro, уз упоредни приказ моделовања у алату WIPL-D 3D EM Solver, чија је примарна сврха извршавање електромагнетских симулација. Приказани су проблеми који се при томе јављају, због којих је пројектовање вишеслојних структура погодније извршити у програму AW Modeler. На крају су приказани резултати симулације.

WIPL-D 3D EM Solver, који је у склопу WIPL-D Microwave Pro пакета, је врло моћан и свеобухватан симулатор електромагнетских структура. У њему је осим симулације, могуће директно формирање практично било које електромагнетске структуре, комбинацијом плоча, жица или сложених геометријских објеката и то обично на више начина. Могућа је симулација металних и диелектричних структура, што отвара могућности употребе за пројектовање антена, расејача, микроталасних пасивних кола. Као излазни резултати могу се приказати: расподела струја на датој структури, зрачења у далеком пољу, расподеле у блиском пољу, импеданса, адмитанса, S -параметри. Могућа је имплементација опција које моделују разне врсте губитака. Присутан је добар интерфејс за детекцију грешака у дизајну. Могуће су разне опције за повећање прецизности симулације. Корисник у сваком тренутку може извршити целокупну инспекцију модела. Резултати сваке итерације не приказују се одмах графички. Они се складиште у системским фајловима алата, па је могућа непосредна инспекција тренутних резултата.

Можемо поставити питање потребе за коришћењем алата AW Modeler. Одговор можемо добити анализирајући просту структуру микротракасте антене, у облику квадратне закрпе, моделоване у WIPL-D 3D EM Solver, слика 1.



Слика 1. Корисничка сегментација антене у облику квадратне закрпе у алату WIPL-D 3D EM Solver (а) неправилна, (б) правилна, (в) оптимална.

Објекат представљамо преко одговарајућих градивних елемената, тј. вршимо корисничку сегментацију датог објекта, на основу кога се врши сегментација од стране софтвера за симулацију. Основни градивни блок у WIPL-D 3D EM Solver је квадрилатерални полигон. Сви присутни градивни блокови треба да буду уклопљени тако да се међусобно не пресецају. Ако дође до тога, биће сигнализирана грешка, на слици 1а је приказан такав случај. У свим угловима централног полигона присутна је грешка у дизајну.

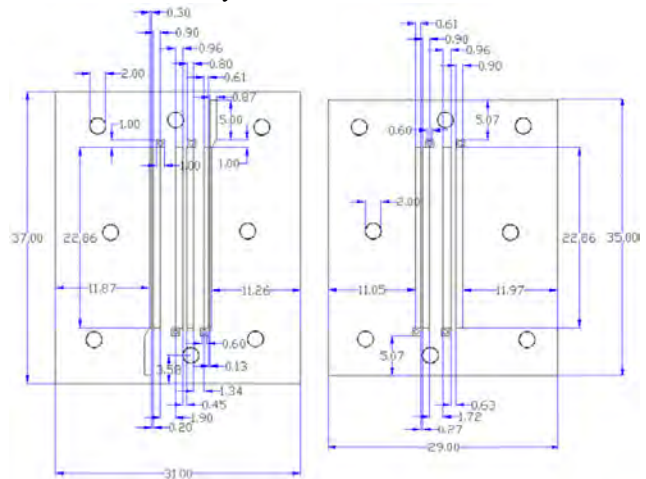
Да би се то избегло могућност је да се сваки ентитет који је присутан у моделу окружи полигонима који тачно належу на његове стране и поклапају се са њима, слика 1б. Празнине између њих попуњене су мањим квадратним полигонима. Оваква структура је коректна и може се симулирати. Међутим, модел можемо направити и као на слици 1в, где је број полигона минималан, тј. структура је оптимално направљена.

Број полигона који окружују централни је 8 за случај под 1б и 4 за случај под 1в. За бржу симулацију од интереса нам је да структура буде оптимално конципирана. За ову структуру, разлика од 4 полигона, не утиче значајно на трајање симулације, међутим ако правимо веома компликован вишеслојни модел, оптималну корисничку сегментацију је готово немогуће ручно направити. Прављење структуре по принципу оне са слике 1б је логичан корак. Број полигона тада може бити огроман, и више хиљада. Само ручно повезивање полигона у WIPL-D 3D EM Solver може бити веома временски захтевно, исцрпљујуће и склоно честим грешкама, нарочито ако се прави велики број полигона на веома малом растојању.

Решење за ове проблеме нуди управо програм AW Modeler, који је саставни део софтвера WIPL-D Microwave Pro. Корисник има могућност да фактички брзо и једноставно формира било коју микротракасту структуру, а да потом модел директно изведе у WIPL-D 3D EM Solver.

Сви полигони су тако идеално уклопљени. Могући су разни начини сегментације. Приступ моделовању у AW Modeler је идентичан техници *imaging* у WIPL-D 3D EM Solver. Прво је потребно формирати мрежу (Grid), која ће практично окруживати све ентитете у моделу. Пре тога све димензије које се јављају у моделу погодно је представити преко симбола. Све димензије дате су у јединицама (Units), које се конфигуришу посебном опцијом. Могућ је упис израза, чија се вредност приписује одређеном симболу. Подржани су сви стандардни рачунски оператори. Најлакше је поћи од једне ивице, одговарајуће осе, а затим сукцесивно померати следећу димензију за међусобно растојање од претходне, док се не дође до супротне ивице. На овај начин добијамо све димензије, које су нам потребне за формирање мреже.

Посматрајмо као пример структуру која је модел микроталасног вишеслојног филтра оствареног помоћу две плочице са микротракастим водовима које су спојене преко маса. Филтер је оклопљен. Димензије обе плочице дате су на слици 2.



Слика 2. Плочице филтра са димензијама у mm.

Са слике 2 се може видети да се структура састоји од више различитих ентитета, који морају бити моделовани водећи при томе рачуна о уклапању сегмената. Прво вршимо избор равни у којој желимо да формирамо неуниформну мрежу, изабрана је Z раван. Мрежа може бити униформна, када имамо подједнак распоред линија мреже између одређених растојања. Неуниформна, када задајемо линије у задатој равни чији пресеци формирају чворове који се могу уградити у одговарајући ентитет. Копирање претходно формиране мреже је погодно ако је нова мрежа врло слична старој, разликује се само за вредност Z координате. Да би мрежа била видљива на радном екрану AW Modeler неопходно је кликнути у поље Visible. Ако смо завршили рад са једном мрежом, овом опцијом га можемо уклонити. Ова опција је веома битна кад се врши тип сегментације Along Grid Lines, који на овај начин можемо директно да контролишемо.

Простим повезивањем чворова, помоћу одређених менија, формирамо микротракасте водове који сачињавају филтар горње плочице са уводницима, на висини $d = 1,575 \text{ mm}$. Додељујемо им особине метала и метализацију од $t = 0,018 \text{ mm}$, преко посебне опције. За случај WIPL-D 3D EM Solver би морали да формирамо структуру која представља метализацију микротракастог вода, чији се градивни елементи морају уклапати са структуром микротракастог вода.

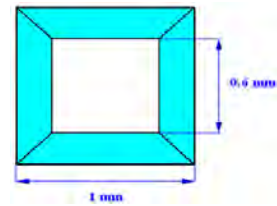
Полигони су и овде основни градивни елемент, међутим овде је потребно једино обратити пажњу да они не буду конвексни, и да се не формирају троугаоне структуре, док је за разлику од WIPL-D 3D EM Solver, овде могуће њихово преклапање. Такви полигони се представљају као један ентитет са особинама задњег формираног полигона.

Диелектрик на коме се налази микротракасти вод се може направити преко прозора са упитом, преко кога уносимо његове димензије и физичке особине: релативна електрична пермитивност $\epsilon_r = 4.4$; димензије $X = 31 \text{ mm}$, $Y = 37 \text{ mm}$; висина $d = 1.575 \text{ mm}$, и бирамо да буде центриран у датој равни ($X = 0$, $Y = 0$). Диелектрик се формира од пет полигона при чему је доња страна отворена и по правилу покривена бесконачном савршено проводном равни, PEC (Perfect Electric Conductor) симетрија. Пошто се овде уземљење представља металном плочицом на дну диелектрика потребно је да се искључи PEC симетрија.

Ако имамо више различитих полигона у истој равни (тракасти вод на диелектрику), ако прво формирамо диелектрик, па затим полигоне који представљају тракасти вод, неће бити проблема, међутим у обрнутом случају тракасти вод ће бити невидљив после формирања диелектрика, зато је тада потребно изабрати полигоне тракастог вода и подесити им редослед (Order), да буду изнад диелектрика.

Да би се обезбедила веза између микротракастих водова и уземљења потребно је формирати вије. Тај поступак може се ефикасно урадити у AW Modeler. Кроз опцију за дизајн вија појављује се упит у коме уносимо положај вије кроз координате X и Y, уноси се дебљина диелектрика кроз који вија треба да пролази, као и величина ивица вије. Вија је формирана у облику пет правоугаоних полигона, четири су од метала и формирају зидове од врха до дна диелектрика, док је пети шупаљ и формира рупу на врху диелектрика.

Да би се обезбедио интерфејс са микротракастим водовима потребно је формирати подлогу вије, која је надовезана на микротракасти вод. То је урађено тако што су формиране две концентричне вије различитих величина ивица: $d_1 = 1 \text{ mm}$, $d_2 = 0.6 \text{ mm}$. Затим су на површини диелектрика, на месту вија, формиран полигон између вија, тако да формирају подлогу (via pad), слика 3. Полигонима који чине подлогу додата је метализација, као код микротракастих водова. Зидови који чине вију са ивицом d_1 су затим одабрани и уклоњени, остављајући вију са ивицом d_2 и подлогом. Све вије се формирају на исти начин.



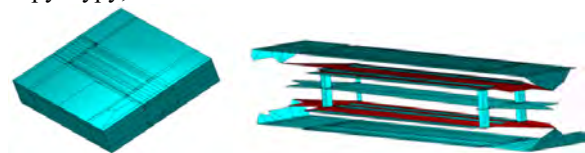
Слика 3. Подлога вије (via pad).

По завршетку рада на горњој плочици, идентичан поступак примењујемо на доњој плочици. Микротракасте водове формирамо по мрежи за доњу плочицу која се поставља на висину $-d = -1.575 \text{ mm}$. Додају се вије, метализација, а једина разлика је што све висине узимају негативан предзнак. Коначан изглед формираних плочица дат је на слици 4.



Слика 4. Модел са обе преклопљене плочице.

Сада је потребно извршити оклапање модела, при чему је оклоп на висини $d_0 = 3.15 \text{ mm}$, односно $-d_0 = -3.15 \text{ mm}$, са друге стране плочице. Прво је потребно формирати мрежу на висини оклопа, и то у овом случају потребно је формирати само једну правоугаону структуру која оивичава плочицу на датој висини. Одабирамо све полигоне плочице (микротракасте водове, постоља вија, диелектрик између) и посебном опцијом означимо вектор копирања од мреже плочице до мреже оклопа. Затим, све копиране плочице пребацујемо у метал. На овај начин имамо идентичан распоред полигона на плочици и на оклопу изнад ње, што може битно да утиче на симулацију, због расподеле струја. Пошто је и диелектрик оклопљен, његовим бочним странама мењамо домен у метални. Идентичну процедуру вршимо и на доњој плочици, тако да добијамо коначну структуру, слика 5.

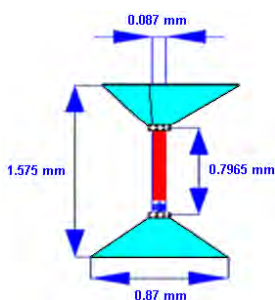


Слика 5. Изглед коначног модела и 3D пресека, изведеног и приказаног у WIPL-D 3D EM Solver.

Највећа предност алата AW Modeler, поред могућности за брзо формирање модела, је ефикасно и елегантно контролисање процеса сегментације. Пошто се изврши базична подела структуре, сегментација, врши се процедура побољшања облика, дефинисана посебним фактором квалитета облика. Процедура побољшања здружује неке полигоне у шестоугао, који се затим дели у четвороуглове.

Да ли је неки облик повољнији од другог бира се на основу просечне или минималне вредности фактора облика. Заступљена су три типа сегментације. Ordinary који фактички формира поделу са најмањим бројем четвороуглова, самим тим анализа се може извршити најбрже. Због чега је и изабран у овом раду. Along Grid Lines ће нам дати сегментацију дуж видљивих линија мреже, што може дати одличну сегментацију, али број елемената може бити велики. На овај начин можемо формирати модел скоро идентичан ономе који би формирали у WIPL-D 3D EM Solver по принципу слике 16. Коначно, Total Imaging ће дати сегментацију која ће исећи дати модел узимајући у обзир све паралелне полигоне. Овај тип би био најпогоднији, али број елемената који њиме настају је огроман. За модел са слике 4, дати типови сегментације дају структуре које се редом састоје од: 489, 941 и 1509 елемената.

Да би модел могао да буде симулиран потребно му је формирати два приступа. У AW Modeler постоји прозор за аутоматско формирање приступа. Они се представљају у облику трапезоидне структуре која креће од уводника до уземљења у подножју диелектрика. Из његовог средишта креће жица, која се сужава до нултог пречника ка уземљењу, одакле креће генератор. Овакав приступ ће бити функционалан само за случај да је уземљење моделовано као бесконачно велика проводна равна (PЕC симетрија). Како то овде није случај, већ је уземљење метална плочица коначних димензија, потребна је структура приступа од две трапезоидне плочице са жицом између, па је зато приступе погодни урадити у WIPL-D 3D EM Solver. И овај посао се може олакшати применом AW Modeler. На месту уземљења где налаже трапез приступа треба формирати металну квадратну структуру чија се ивица поклапа са ивицом приступа. Њена једина улога је да обезбеди такву сегментацију која омогућава добро уклапање трапеца приступа, слика 6.



Слика 6. Изглед приступа формираног накнадно у WIPL-D 3D EM Solver.

Видимо да је горња плочица формирана из два дела, јер се уводник на који се надовезује такође састоји из два дела, па је потребно уклапање. Доњи трапез се састоји из једног дела због претходно формиране квадратне плочице на уземљењу. Затим, вршимо формирање жице, пречника доње ивице трапеца. Додајемо генератор референтног смера од уземљења ка уводнику, и спојеве (Junctions). Спојеви омогућавају проток струје између жице и плочица. Сада је потребно подесити параметре симулације.

Опсег анализе је од 0,3 GHz до 3 GHz, ивична сегментација је 50% и 0,3975 mm, узет је у обзир ефекат храпавости. Губици, који су дати преко тангенса угла губитака $\tan\delta = 0.002$, се подешавају преко имагинарног дела комплексне електричне пермитивности ϵ_r , израз 1.

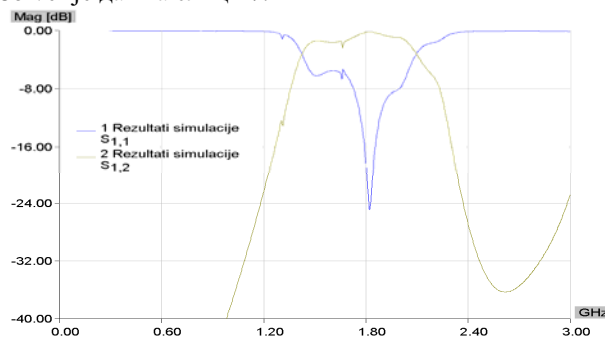
$$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r'', \quad \tan\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (1)$$

$$\epsilon_r'' = -\epsilon_r' \cdot \tan\delta = -4.4 \cdot 0.002 = -0.0088.$$

Минус се ставља у самом симулатору, јер су у питању губици. Да би се повећала прецизност расподеле струја користи се опција Current expansion enhanced 3.

III. РЕЗУЛТАТИ

Приказ резултата симулације у WIPL-D 3D EM Solver је дат на слици 7.



Слика 7. Резултати симулације добијени у WIPL-D 3D EM Solver.

Са слике се види да је централна учестаност око 1,83 GHz и да постоји одређена деформација добијене карактеристике између 1,40 GHz и 1,66 GHz. Квалитетнија сегментација, односно комплекснији модел несумњиво би дао боље карактеристике.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] D. G. Swanson, Jr., W. J. R. Hofer, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*. Norwood, MA: Artech House, 2003.
- [2] В. Петровић, Д. Тошић, А. Ђорђевић, *Микроталасна пасивна кола*. Београд: Електротехнички факултет, 2010.
- [3] *WIPL-D Pro v8.0, Software and User's Manual*, WIPL-D d.o.o., Belgrade, 2010. www.wipl-d.com
- [4] Н. Бошковић, *Моделовање вишеслојног микроталасног филтра програмом WIPL-D AW MODELER*, Мастер рад. Београд: Електротехнички факултет, 2011.

ABSTRACT

In this paper we present a method for efficient modeling of complex electromagnetic structures by using AW Modeler, which is an integral part of the software WIPL-D Microwave Pro. Featured are the advantages over direct modeling in WIPL-D 3D EM Solver.

In addition, we present an example of modeling an encapsulated multilayer microwave filter.

MODELING OF MULTILAYER STRUCTURES WITH WIPL-D AW MODELER

Nikola M. Bošković, Dejan. V. Tošić & Milka M. Potrebić

Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band

Nikola Bošković, Branka Jakanović, Franco Oliveri, Dario Tarchi

Abstract—We are presenting the design of a highly directive printed antenna array consisting of 420 identical patch antennas intended for FMCW radar at Ku band. The array exhibits 3 dB-beamwidths of 2° and 10° in H- and E-plane, respectively, side lobe suppression better than 20 dB and gain about 30 dBi in the frequency range 16.9 - 17.3 GHz. Excellent antenna efficiency that is between 60 and 70 % is achieved by using optimized series feeding architecture in the H-plane with both resonant and traveling-wave feed. Enhanced cross polarization suppression is obtained by anti-phase feeding of the upper and the lower halves of the antenna. Overall antenna dimensions are $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$.

Keywords—Antenna array, patch antenna, series feeding network, radiation pattern.

I. INTRODUCTION

Printed antenna arrays are often used in compact microwave devices with low Tx power, like FMCW radars and microwave links for fixed and mobile communications. The patch antenna is frequently used as the basic radiating element, in spite of its main drawback, the narrow bandwidth, i.e. operating range of only few per cents. To make the most of the patch antenna functionality, a great deal of care is required in designing the array feeding network. Various modifications of the patch antenna can be used to enhance the bandwidth [1]. However, they often use multilayer dielectrics or probes placed at specific places on the patch, which is very complicated in the case of an antenna array with large number of elements.

Using the patch antenna of specific impedance with an appropriate feeding network, the desired radiation characteristics can be obtained.

For feeding the printed antennas with a large number of elements, series feed is the most frequently used, because it introduces lower loss compared with corporate feed, which in turn enables wider bandwidth. Hybrid feeding networks are also used, which represent a combination of serial and a corporate feeding [2].

In this paper, we present the design of a high gain microstrip antenna with patch radiators, which has a very narrow beamwidth of 2° in azimuth and 10° in elevation, and operates in the frequency range of 400 MHz at Ku-band. Antenna is designed to have side lobe suppression better than 20 dB in H and E planes.

Nikola Bošković, Branka Jakanović are with Institute of Physics, University of Belgrade, Pregrevica 118, 11080 Beograd, Serbia, E-mail: nikolab@ipb.ac.rs

Franco Oliveri, Dario Tarchi are with European Commission, DG Joint Research Centre (JRC), Unit Maritime Affairs, E. Fermi 2749, Ispra, Italy.

II. DESIGN OF THE LINEAR SUBARRAY IN H PLANE

Design of the antenna array can be essentially divided into two phases: design of the linear subarray in H-plane and design of the E-plane feeding network which combines the H-plane arrays.

The most critical requirements are related to: (a) 3-dB beamwidth in the H plane which is supposed to be 2 degrees, which requires large number of radiators, and (b) meeting the required characteristics in the frequency range of 400 MHz.

The patch antenna was chosen as a main radiating element and its impedance is optimized to $Z_{patch}=350 \Omega$ using WIPL-D software [3]. Identical square patches are periodically placed at a distance λ_g on the substrate having $\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.0009$, $h=0.508$ mm. To obtain the 2° -beamwidth in H plane, it is necessary to have 42 radiating elements in a linear subarray. This very large number of elements requires the choice of a series feeding network in order to reduce losses in feeding lines. In a series fed array the input power comes to the antenna from one end of the array and therefore the main beam angle is very sensitive to the frequency change due to the progressive phase change of the series fed elements. To avoid scanning of the main beam while changing the frequency within the 400 MHz band, it was necessary to split horizontal subarray into two separate halves [4], with 21 radiating elements each. In this way it is achieved that the main lobe is always pointed in the broadside direction, regardless of frequency changes.

Feeding points of the subarray halves are not placed in their centers, but moved towards the center of the subarray, so that there are 2×7 central patches between the feeding points while the rest of 2×14 patches are placed between the feeding points and the antenna edges, as it is shown in Fig. 1. Each of the two central parts of the subarray consists of 7 patches placed at distances λ_g and connected in parallel to give 50Ω impedance at the feeding point. It explains why the patch impedance was chosen to be 350Ω . So, the central part of the subarray is acting like a subarray with uniform distribution and therefore contributes to the increase of the array gain. It should be noted that in this part of the subarray not every patch is matched to the line impedance, but there is matching only at the array input. By its nature, the uniform subarray is the resonant series fed array, which, in general, has a narrower bandwidth with respect to the traveling-wave array having matching at each element [5].

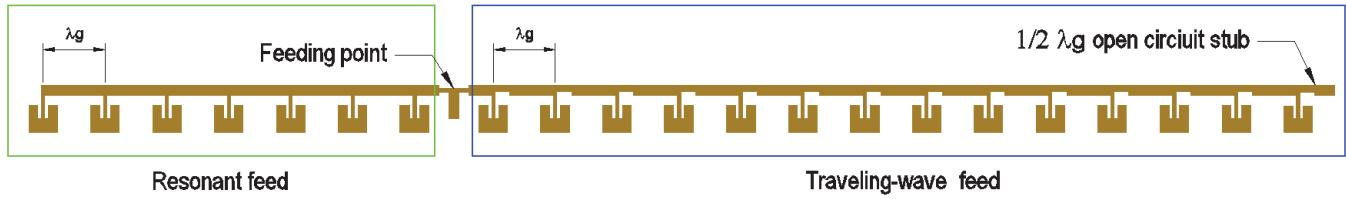


Fig. 1. Right half of the H-plane subarray with two types of series feeding

The part of the subarray between feeding points and the antenna edges is the traveling-wave array, because the impedance of the patches is not only matched to the line impedance at the feeding point, but also at every point where the patch is connected to the feeding line. Impedance of the patch ($Z_{patch}=350 \Omega$) in parallel to the 58Ω -impedance gives exactly the impedance of 50Ω microstrip line. The 58Ω impedance is obtained by transforming the feeding line impedance of 50Ω through the quarter-wave transformer of $Z_T=54 \Omega$ as shown in Fig. 2.

Amplitude distribution in this part of the subarray has an exponential form which is designed to provide the greatest possible side lobe suppression and is given by the expression:

$$U_i = q^{i-1} + q^{2N-1}, \quad q = 6/7, \quad i = 1, \dots, 14 \quad (1)$$

where the chosen q determines the amount of power given to the radiating element. For 350Ω -patches fed by the 50Ω line, $q=1-Z_{50}/Z_{patch}=6/7$. The second term in relation (1) comes from the power reflected from the ends of the subarray terminated with $\lambda_g/2$ open circuit stub, so that the reflected signal returns to the feeding line in phase. From (1) we can see that distribution in this subarray is exponential.

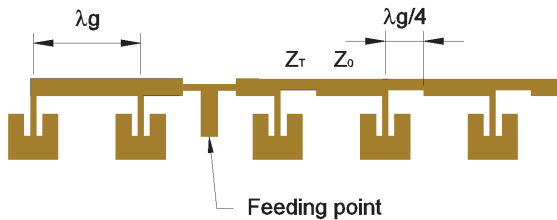


Fig. 2. Detail of the H-plane subarray near the feeding point

It should be noted that, by varying the ratio of the number of elements with uniform and non-uniform distribution in the subarrays, the trade-off between the gain and 3-dB beamwidth on one side, and side lobe suppression on the other side, can be adjusted. We have examined three different amplitude distributions shown in Fig. 3. which contain different number of uniformly fed (5, 7, 10) and exponentially fed (16, 14, 11) elements, respectively. Each distribution is denoted with the fraction which numerator is equal to the number of elements with uniform amplitude distribution, while denominator indicates the number of elements having the exponential amplitude distribution.

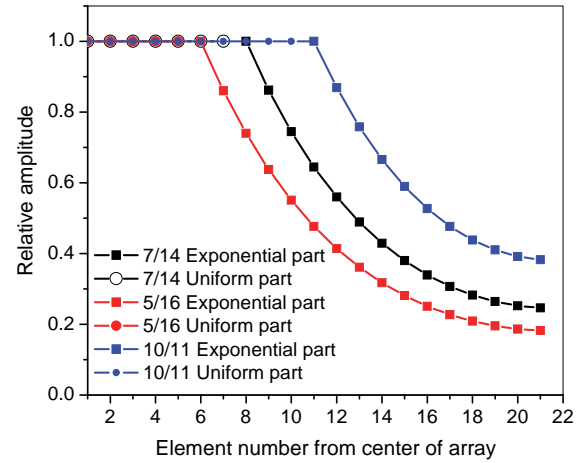
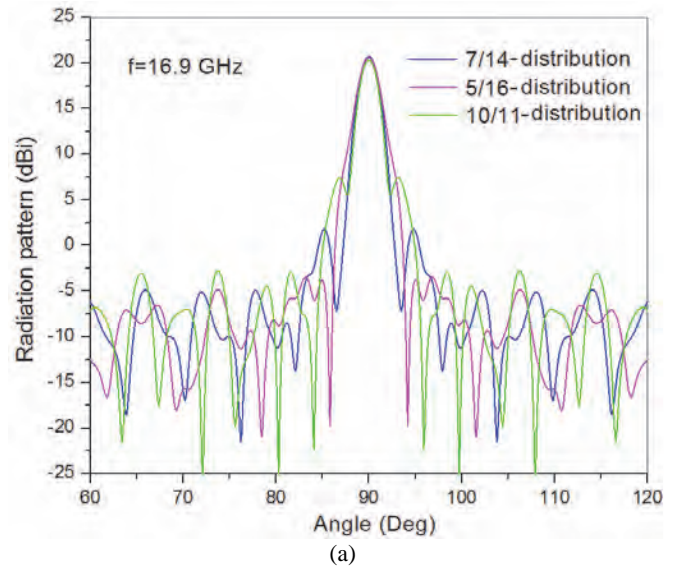


Fig. 3. Different amplitude distributions for H-plane array

Simulated radiation patterns for different amplitude distributions are given in Fig. 4. It can be seen that the 10/11-distribution which contains 10 elements with uniform distribution exhibits very poor side lobe suppression of about 15 dB in the whole frequency band, while the 5/16-distribution has very good side lobe suppression of about 25 dB, but 3dB-beamwidth is 2.3° that is much wider than requested 2° .



(a)

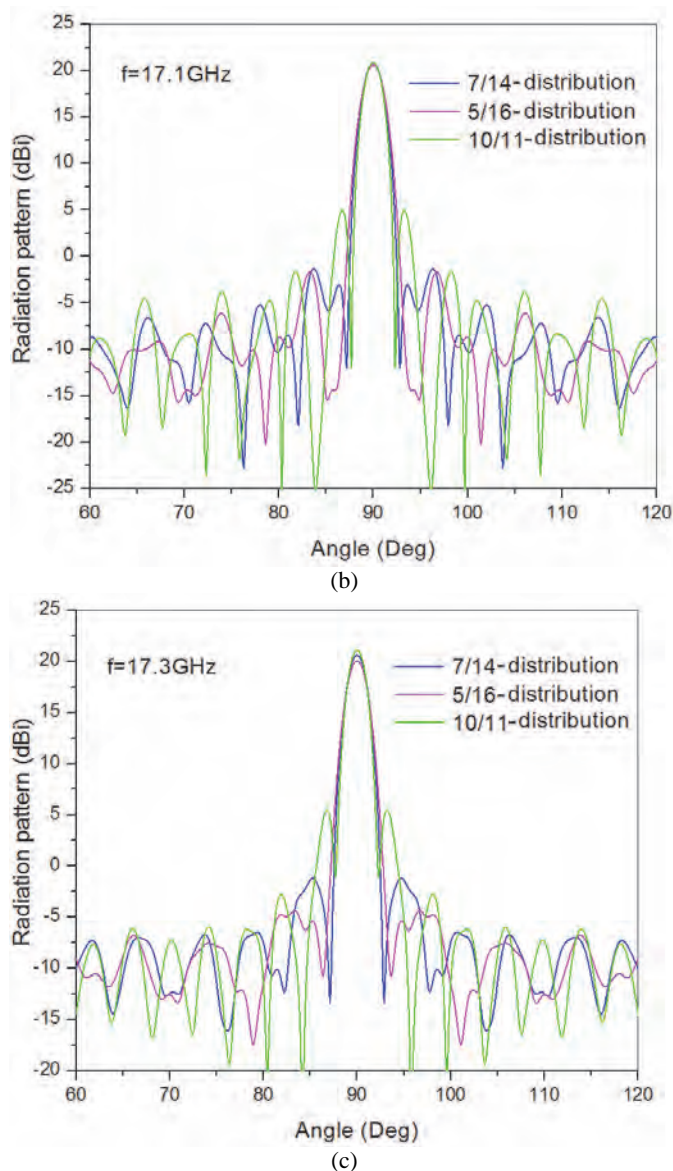


Fig. 4. Simulated H-plane radiation patterns obtained using different amplitude distributions at: (a) 17.1 GHz, (b) 17.1 GHz, (c) 17.4 GHz

The 5/16-distribution is clearly the best of three concerning the side lobe suppression, because of the largest exponential subarray containing 16 elements. The 10/11-distribution is the best considering 3dB-beamwidth that is 1.9° , but it exhibits the worst side lobe suppression. As a compromise the 7/14-distribution is chosen for the design of H-plane subarray because it satisfies both requirements. The side lobe suppression is around 20 dB and 3-dB beamwidth is 2.1° in the whole frequency range.

III. DESIGN OF THE E PLANE FEEDING NETWORK

To obtain the required beamwidth of 10 degrees in the E plane, it is necessary to use ten H plane subarrays: the top five arrays contain patches placed on one side of the feeding line while the other five arrays have patches on the opposite side, in order to reduce unwanted cross polarization radiation. Due

to anti-symmetry of lower and upper antenna halves, they must be fed in anti-phase in the whole operating band.

Main purpose of the E plane feeding network is to provide high side lobe suppression in the E plane with satisfactory gain. Modified Taylor distribution was chosen, which enables side lobe suppression of more than 30 dB at central frequency. Amplitude distribution coefficients are calculated by means of LINPLAN software [6]. The obtained relative amplitude coefficients are given in Table I, with the same notation as in Fig. 3. The given distribution was implemented by using different line impedances of the microstrip line [7] i.e. quarter-wave transformers.

TABLE I
AMPLITUDE COEFFICIENTS OF THE E PLANE DISTRIBUTION

U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
1	0.909	0.614	0.295	0.114

One of four identical E-plane feeding networks is shown in Fig. 5. It can be seen that corresponding signal levels at the left and right hand sides are identical, although they feed different numbers of patches: 7 patches at the central part of the array and 14 patches at the edge part. The impedance values are given in Table II.

TABLE II
IMPEDANCES OF THE E-PLANE FEEDING NETWORK IN Ω

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_{12}	Z_{23}	Z_{34}, Z_{45}
115	100	89.8	79.2	70.7	63.6	86.8	134

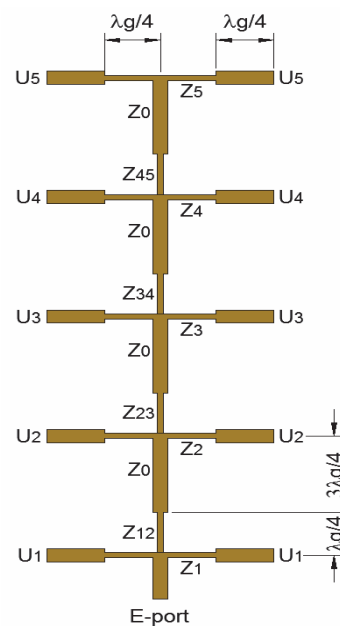


Fig. 5. One of four identical E-plane feeding networks

IV. MEASURED ANTENNA CHARACTERISTICS

The antenna is designed using WIPL-D software. Using the options *Symmetry* and *Anti-Symmetry* available in the WIPL simulator, only a quarter of the antenna is simulated. For the complete antenna simulation, the number of unknown variables was 138156. Antenna simulation is accelerated tenfold by using GPU card TESLA K40C, but the duration of the simulation is 120 minutes at each frequency, which is still rather long.

Antenna array is manufactured using photo lithographic procedure with tolerances of ± 20 microns that is very good result since the overall antenna length is about 600 mm. Antenna is mounted on 6 mm-thick aluminum honeycomb panel which is low weight (3.2 kg/m^2) in order to keep antenna weight at minimum. On the opposite side of aluminum panel the printed circuit of the Tx/Rx canceller

which provides simultaneous transmitting and receiving antenna operation. Antenna is connected with the canceller by 6 mm long coaxial cable.

Photograph of the manufactured antenna array is given in Fig. 6. Overall antenna dimensions are 600 mm x 170 mm and weight is around 0.5 kg.

Measured normalized antenna radiation patterns at H- and E-planes are given in Fig. 7. Measured antenna gain is about 30 dBi, with a variation of 0.85 dB in the whole band. Average 3dB-beamwidth in H-plane is 2.2° and side lobe suppression is around 20 dB in the whole band. The side lobe levels in E- plane are considerably lower, first of all due to the possibility of more flexible control. Hence the side lobe level is suppressed more than 25 dB in respect to the main lobe, while the 3-dB beamwidth is around 10.4° . Measured cross polarization of the array in H- plane is between 31 and 39 dB below the main lobe.



Fig. 6. Photograph of the manufactured patch antenna array. The antenna footprint is $31 \lambda_0 \times 7.5 \lambda_0$

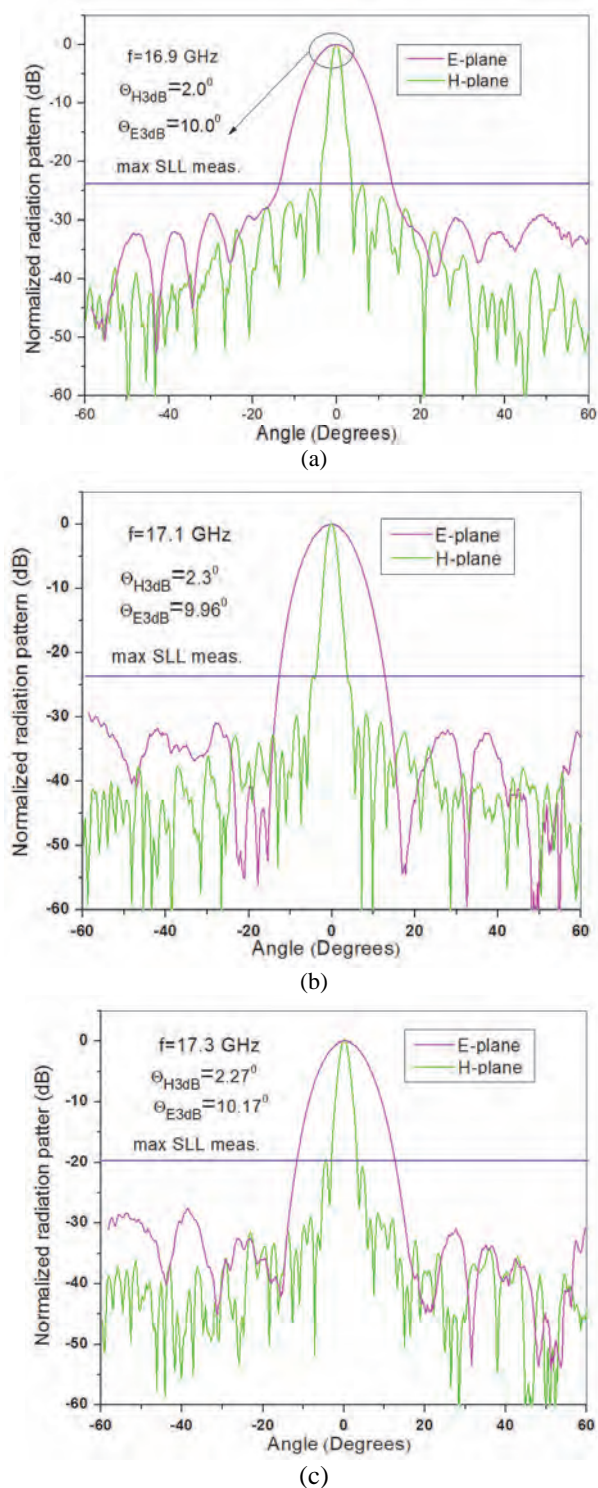


Fig. 7. Measured radiation patterns for H- and E-plane at:
(a) 16.9 GHz, (b) 17.1 GHz, (c) 17.3 GHz

V. CONCLUSION

This paper presents the detailed design procedure of the high gain microstrip antenna array containing 420 patches, and operating in the frequency range of 400 MHz at 17 GHz. The array is extremely directive in H-plane, with the 3-dB beamwidth of just 2° , and therefore is more difficult for controlling the H-plane side lobe levels, while it is easy to achieve a very high side lobe suppression of more than 25 dB in the E-plane. The antenna exhibits an extremely good efficiency, between 60 and 70% in the operating band, due to the series feeding that is applied along the H-plane subarray.

ACKNOWLEDGEMENT

This paper has been supported by the Serbian Ministry of Education, Science and Technological Development through the project TR 32024.

The authors would like to thank WIPL-D Belgrade for the use of software licenses and also NVIDIA for TESLA GPU card donation.

REFERENCES

- [1] K.-L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.
- [2] C.A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] "Software and User's Manual", WIPL-D d.o.o, Belgrade, Serbia, 2010.
- [4] J. Huang, "Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.
- [5] M. Slović, B. Jakanović, and B. Kolundžija, "High Efficiency Patch Antenna for 24 GHz Anticollision Radar", in *Proc. 7th Int. Conf. Telecommun. Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services*, Nis, Serbia, Sept. 28–30, 2005, pp. 20–23.
- [6] M. Mikavica, and A. Nešić, *CAD for Linear and Planar Antenna Array of Various Radiating Elements*, Artech House, Norwood, MA, 1992.
- [7] M. Milijić, A. Nešić, and B. Milovanović, "Side Lobe Suppression of Printed Antenna Array with Perpendicular Reflector", in *Proc. 7th Int. Conf. Telecommun. Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services*, Nis, Serbia, Oct. 16–19, 2013, pp. 517–520.

Prikupljanje i konverzija RF energije u širokom frekvencijskom opsegu

Branka Milošević, Branka Jakanović, *Member, IEEE*, Miloš Radovanović, Nikola Bošković

Apstrakt—U ovom radu je opisano projektovanje osnovnih elemenata sistema za prikupljanje i konverziju RF energije (RF energy harvesting) koji radi u opsegu frekvencija od 1 do 16 GHz. Sistem se sastoji od antene i ispravljačkog kola sa detektorskom diodom. Korišćenjem nelinearne analize (*harmonic balance*) određen je opseg optimalnih ulaznih impedansi detektorske diode na osnovu Spice modela proizvođača. Nakon toga, projektovan je niz koji se sastoji od dve širokopojasne pentagonalne dipol antene, koje su povezane koplanarnim vodom (CPS). Detektorska dioda se postavlja na CPS vod na sredini između dipola. Pri optimizaciji antenskog niza se vodilo računa da ulazna impedansa antene, na mestu gde se priključuje dioda, bude približno jednaka njenoj optimalnoj ulaznoj impedansi, bar u nekom delu željenog radnog opsega. Na taj način, izbegava se kolo za prilagođenje impedanse između antene i detektora, koje dodatno komplikuje sistem i unosi slabljenje.

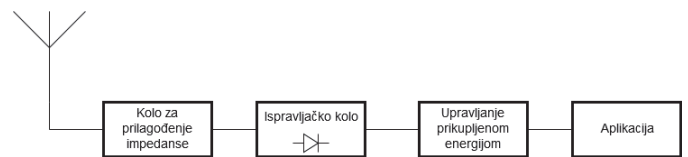
Gljučne reči—Prikupljanje i konverzija RF energije, nelinearna analiza, pentagonalni dipoli.

I. UVOD

Prikupljanje energije iz okolne sredine i njeno korišćenje za napajanje elektronskih sistema niske potrošnje koji ne bi koristili dodatne baterije, danas je veoma aktuelna tema, posebno za bežične mreže pete generacije (5G) gde se očekuje da ogroman broj senzora bude povezan na mrežu, formirajući takozvani Internet stvari (*IoT-Internet of Things*) [1]. Na ovaj način se može iskoristiti solarna energija, energija vetra, termalna energija, energija elektromagnetnog zračenja, kinetička energija, itd. Prednost prikupljanja i konverzije RF energije u odnosu na druge metode je u tome što je energija elektromagnetnih talasa u radio frekvencijskom opsegu danas veoma dostupna, posebno zbog razvoja mobilnih komunikacija, kao i bežičnih Internet mreža, nezavisno od doba dana, godišnjeg doba ili sredine u kojoj se energija prikuplja [2].

Osnovni elementi sistema za prikupljanje i konverziju RF energije su prikazani na Sl. 1. Najpre se elektromagnetno zračenje prikuplja pomoću antene, zatim se vrši RF-DC konverzija. Kombinacija antene, RF-DC konvertora, tj.

ispravljača, i, ukoliko postoji, kola za prilagođenje impedanse, često se u literaturi naziva zajedničkim imenom rektena. DC snaga dobijena na izlazu ispravljača se potom skladišti i koristi za napajanje uređaja niske potrošnje, kao što su, na primer, senzorski čvorovi u bežičnim mrežama senzora. Najvažniji parametri ovakvog sistema su frekvencijski opseg antene, efikasnost RF-DC konverzije, osetljivost i izlazna snaga [2].



Sl. 1. Elementi sistema za prikupljanje i konverziju RF energije.

Ukoliko je poznat položaj izvora RF zračenja, poželjno je da projektovana antena ima veliko pojačanje (usmerenost), dok je u suprotnom poželjno da pojačanje antene bude što manje, odnosno da 3dB-širina antenskog snopa bude što veća, da bi se moglo prikupljati zračenje sa svih strana. Antene se mogu projektovati kao širokopojasne [3], ili tako da rade u jednom [4], ili više frekvencijskih opsega [5]. Širokopojasne i antene koje rade u više frekvencijskih opsega mogu prikupiti više snage iz okolnih RF talasa, ali najčešće imaju manju efikasnost u odnosu na antene koje rade u jednom propusnom opsegu.

U Tabeli I su date gustine snaga različitih javnih telekomunikacionih opsega. Ovim gustinama snage odgovaraju relativno mali nivoi snage do maksimalno -15 dBm [6].

TABELA I
GUSTINE SNAGA RAZLIČITIH JAVNIH TELEKOMUNIKACIONIH OPSEGA

Opseg	Frekvencija (MHZ)	Gustina snage ($\mu\text{W}/\text{m}^2$)
GSM-900	925-960	23.8 – 256.7
GSM-1800	1805-1880	143.9 – 1560.6
UMTS-2100	2110-2170	196.6 – 2079.2

Sa obzirom da RF zračenje ima malu gustinu snage, potrebno je odabrati ispravljački element sa malim naponom praga. U dostupnoj literaturi se najčešće koriste *zero-bias Schottky* diode [2, 3, 5].

Ovaj rad je organizovan na sledeći način. U drugom poglavlju je opisan metod kojim se došlo do optimalnih

Branka Milošević – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: brankam@ipb.ac.rs).

Branka Jakanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: brankaj@ipb.ac.rs).

Miloš Radovanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: rmilos@ipb.ac.rs).

Nikola Bošković – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Beograd, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs).

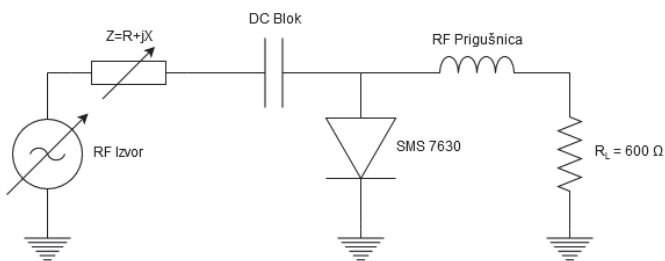
ulaznih impedansi ispravljačke diode, i procenjena je promena izlazne snage u slučaju da ulazna impedansa odstupa od optimalne. Treće poglavlje opisuje karakteristike antene i određivanje opsega učestanosti u kome impedansa antene približno odgovara optimalnoj ulaznoj impedansi diode. Na kraju rada je dat zaključak.

II. OPTIMALNA IMPEDANSA ISPRAVLJAČKE DIODE

Za određivanje optimalne impedanse diode korišćena je *Harmonic Balance* analiza u softverskom paketu AWR [7]. Optimalna kompleksna impedansa kojom bi trebalo opteretiti ulaz ispravljačkog elementa zavisi od frekvencije i ulazne RF snage. Za određivanje impedanse diode pri kojoj je efikasnost RF-DC konverzije najveća, potrebno je tačno odrediti i izlaznu otpornost, za koju je u ovom slučaju usvojeno da iznosi 600 Ω.

Harmonic Balance je analiza u frekvencijskom domenu koja se koristi za računanje odziva nelinearnih kola u ustaljenom režimu rada. U ovoj analizi se odvojeno posmatraju linearni i nelinearni deo kola. Linearni deo kola obuhvata naponski izvor, kao i ulaznu i izlaznu impedansu kola, i najčešće se modeluje matičnim Y parametrima. Pomoću ovih parametara se može izraziti vrednost struje na interkonekcijama između linearnog i nelinearnog dela kola. Nelinearni deo kola, koji u ovom slučaju predstavlja dioda, modeluje se njenom strujno naponskom karakteristikom. Simulacija se smatra završenom kada su dobijene struje na interkonekcijama jednake i pri analizi linearnog, i pri analizi nelinearnog dela kola, za svaku zadatu vrednost harmonika. U ovom slučaju, razmatrano je prvih pet harmonika. Prednost korišćenja ove analize je u tome što uzima u obzir efekte koje analize u vremenskom domenu zanemaruju, kao što su nelinearna kapacitivnost dioda na učestanostima većim od nekoliko GHz, i uticaj reflektovanih harmonika na napon na diodi [3].

Simulacije su rađene na *Spice* modelu *Alpha SMS 7630* diode. Ova dioda je odabrana zbog toga što se pokazalo da ima najveću efikasnost u aplikacijama male snage [3]. Radi izračunavanja optimalne ulazne impedanse, izvršen je veći broj simulacija na frekvencijama u opsegu od 1 GHz do 16 GHz, i za ulazne snage u opsegu od -30 dBm do 3 dBm. Šema za koju su rađene simulacije prikazana je na Sl. 1. Parametri korišćenog *Spice* modela diode su prikazani u Tabeli II [8].



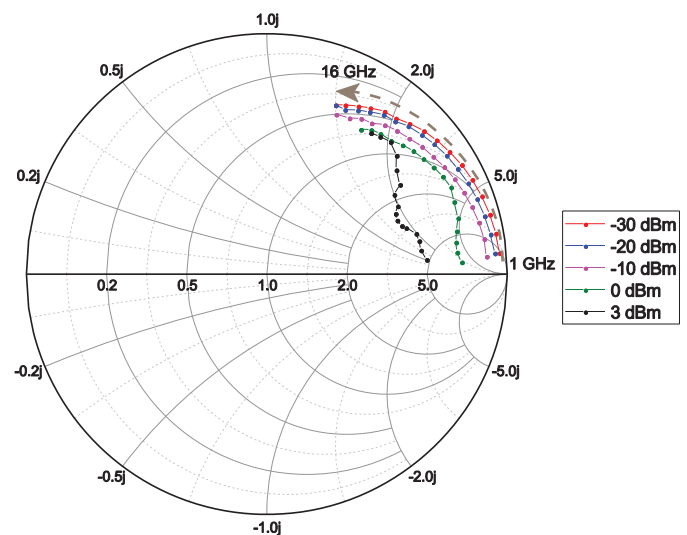
Sl. 2. Električna šema korišćena pri nelinearnoj analizi *Shottky* diode SMS 7630.

TABELA II
SPICE PARAMETRI DIODE ALPHA SMS 7630

Parametar	Jedinica	Vrednost
Is	A	5E-06
RS	Ω	20
N		1.05
TT	S	1E-11
CJ0	pF	0.14
M		0.40
EG	eV	0.69
XTI		2
FC		0.5
BV	V	2
IBV	A	1E-4
VJ	V	0.34

Definicija parametara: Is-struja zasićenja, RS-serijska otpornost, N-Faktor idealnosti, TT -vreme skladištenja, CJ0-kapacitivnost pri nultom naponu, M-koeficijent profilisanja, EG -energetski procep, XTI-koeficijent temperaturnog skaliranja, FC-parametar linearizacije osiromašenja kapacitivnosti, BV-napon proboja, IBV-vrednost struje pri naponu proboja, VJ -ugrađen napon.

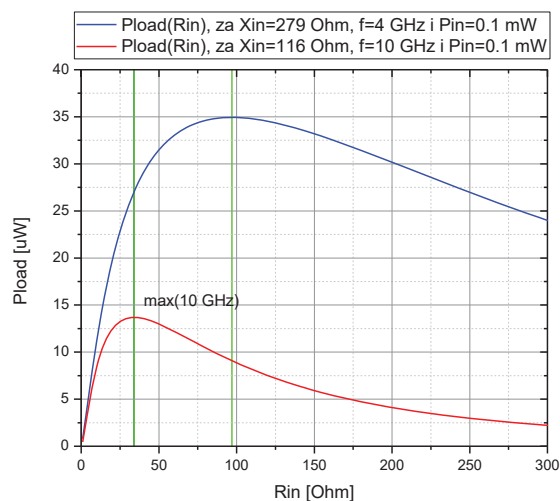
Optimalne ulazne impedanse diode su odabrane tako da se na izlaznom otporniku RL dobije maksimalna snaga, za konstantnu snagu na ulazu. Opseg dobijenih impedansi je prikazan na Sl. 2. Primećuje se da su dobijene impedanse pretežno induktivne, i da se njihova induktivnost smanjuje sa porastom frekvencije.



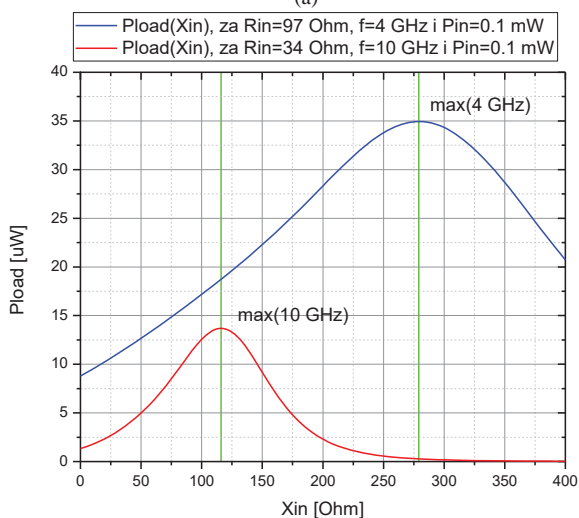
Sl. 3. Opseg optimalnih impedansi diode SMS7630, dobijen većim brojem simulacija u softverskom paketu AWR. Simulacije su rađene u frekvencijskom opsegu od 1 do 16 GHz, i za ulazne snage između -30 dBm i 3 dBm. Smitov dijagram je normalizovan na 50Ω.

Izvršene simulacije su takođe pokazale da na nižim učestanostima maksimalna vrednost izlazne snage opada dosta sporo sa promenom ulazne impedanse u odnosu na optimalnu

vrednost. Na Sl. 4. su dati grafici promene izlazne snage u zavisnosti od realnog, dok je imaginarni deo ulazne impedanse konstantan i odgovara imaginarnom delu optimalne ulazne impedanse, i od imaginarnog, dok je realni deo ulazne impedanse konstantan i odgovara realnom delu optimalne ulazne impedanse za datu ulaznu snagu. Grafici su dati na frekvencijama od 4 GHz i od 10 GHz, dok je u oba slučaja ulazna snaga -10 dBm. Na frekvenciji od 4 GHz, izlazna snaga će biti iznad granice od 5% od maksimalne vrednosti u opsegu od otprilike 80 Ω za realni deo ulazne impedanse, i 70 Ω za imaginarni deo. U slučaju kada je frekvencija 10 GHz, ovaj opseg iznosi oko 25 Ω i za realni, i za imaginarni deo impedanse.



(a)



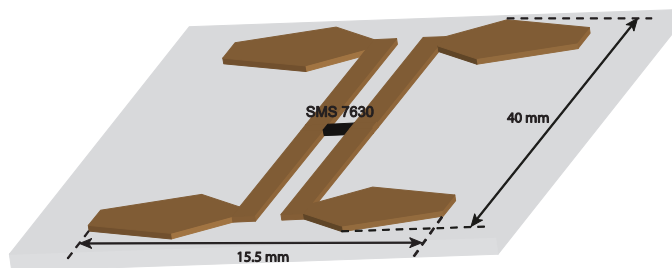
(b)

Sl. 4. Promena izlazne snage u zavisnosti od promene ulazne impedanse: (a) promena realnog dela impedanse pri čemu je imaginarni deo fiksiran, (b) promena imaginarnog dela impedanse pri čemu je realni deo fiksiran.

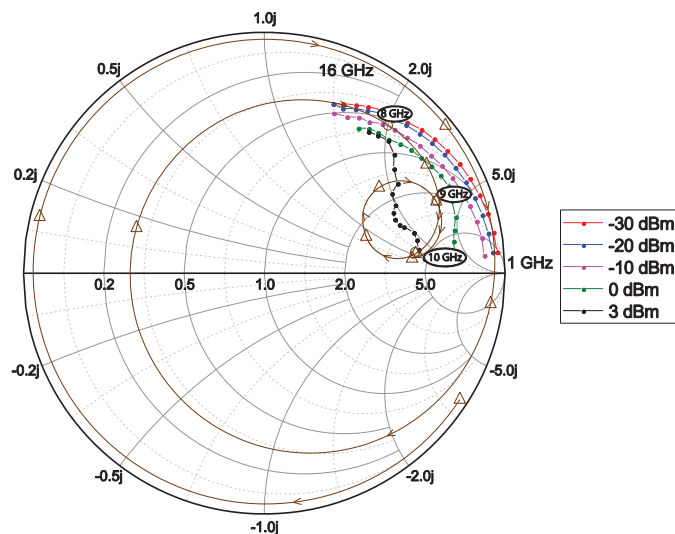
III. PROJEKTOVANJE ANTENE

Projektovan je antenski niz koji se sastoji od dva širokopojasna pentagonalna dipola koji su povezani koplanarnim vodom-CPS (Coplanar Stripline) kao što je prikazano na Sl. 5. CPS je balansni vod koji predstavlja štampanu verziju dvožičnog voda i veoma je pogodan za površinsku montažu poluprovodničkih komponenata. CPS

vod ima veoma malo podužno slabljenje i malu disperziju, a njegova impedansa veoma malo zavisi od debljine dielektrika, već je prevashodno određena širinom voda i procepa između njih, i naravno dielektričnom konstantom supstrata, koji je u ovom slučaju Rogers 5008, dielektrične konstante $\epsilon_r=2.17$ i debljine 0.508 mm. Pentagonalni dipoli su povezani CPS vodom impedanse 250 Ω , koja je dobijena tako što je širina vodova 1 mm, dok je za procep izabrana širina od 1.75 mm, zbog dimenzija diode SMS 7630. Na Sl. 6. je Smitov dijagram na kome su prikazane optimalne ulazne impedanse diode, kao i impedansa antene. Vidi se da postoji opseg impedansi antene od 8-10 GHz koji je veoma sličan impedansama diode, ali je trend promene impedansi sa frekvencijom različit: tako da se kod antene sa smanjenjem učestanosti smanjuje imaginarni deo dok se kod diode povećava. Ipak, postoji zona oko 9 GHz gde su impedanse antene i diode bliske pri ulaznoj snazi od oko 0 dBm.



Sl. 5. Antenski niz sa dva širokopojasna pentagonalna dipola i sa ispravljačkom diodom.



Sl. 6. Poređenje optimalnih impedansi diode sa impedansom projektovane antene. Smitov dijagram je normalizovan na 50 Ω .

IV. ZAKLJUČAK

Projektovana je rektena, to jest sistem za prikupljanje i konverziju RF energije, za rad u širokom frekvencijskom opsegu. Na osnovu *Harmonic Balance* simulacije *Spice* modela *Shottky* diode SMS 7630, došlo se do optimalnih ulaznih impedansi diode za koje se na izlazu detektora dobija maksimalna snaga, P_{load} . Antena je projektovana tako da njena ulazna impedansa bude približno jednaka optimalnoj

impedansi diode u nekom delu radnog opsega i za određene snage gde je to moguće. Na ovaj način se otklanja potreba za korišćenjem kola za prilagođenje impedanse između antene i detektorske diode.

Još neke od prednosti projektovane rektene, u odnosu na već postojeća rešenja, su širok frekvencijski opseg i male dimenzije. Takođe, od rektena se često projektuju antenski nizovi sa većim brojem elemenata, a sa opisanim elementom bi bilo vrlo jednostavno formirati jedan takav niz.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je finansiran sredstvima Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije preko projekta TR-32024.

LITERATURA

- [1] Vojislav Milosevic, Branka Jokanovic, Olga Boric-Lubecke, Victor M. Lubecke, "Key Microwave and Millimeter Wave Technologies for 5G Radio," in *Powering the Internet of Things with 5G Networks*, V. Mohanan, R. Budiatri, I. Aldmour, Eds. IGI Global, July 2017, DOI: 10.4018/978-1-5225-2799-2.L. G. Tran, H. K. Cha, W. T. Park, "RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications," *Micro and Nano Systems Letters*, vol. 5, no. 1, p. 14, 2017.
- [2] L. G. Tran, H. K. Cha, W. T. Park, "RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications," *Micro and Nano Systems Letters*, vol. 5, no. 1, p. 14, 2017.
- [3] J. A. Hagerty, F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane and Z. B. Popovic, "Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1014-1024, March 2004.
- [4] C. H. K. Chin, Quan Xue and Chi Hou Chan, "Design of a 5.8-GHz rectenna incorporating a new patch antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 175-178, 2005.
- [5] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis and M. M. Tentzeris, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1634-1637, 2013.
- [6] Hucheng Sun, Yong-xin Guo, Miao He, and Zheng Zhong, "A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013, pp.918-923.
- [7] <http://www.awrcorp.com/>
- [8] <http://www.alphaind.com/>

ABSTRACT

This paper describes the design of the basic elements of the RF energy harvesting system that operates in the frequency range from 1 to 16 GHz. The system consists of an antenna and a rectifier circuit with a detector diode. Using the non-linear analysis (harmonic balance) and Spice model of the manufacturer, the scope of the optimum input impedance of the detector diode is determined. After that, a series consisting of two broadband pentagonal dipole antennas, which are connected by coplanar stripline (CPS), is designed. The detector diode is placed on the CPS line between the dipoles. When optimizing the antenna array, it was considered that the input impedance of the antenna, at the point where the diode is connected, is approximately equal to optimal input impedance of the diode, at least in some part of the desired operating range. In this way, the design of impedance matching circuit between the antenna and the detector, which further complicates the system and enters the attenuation, is avoided.

Broadband RF Energy Harvesting

Branka Milošević, Branka Jokanović, Miloš Radovanović,
Nikola Bošković

Modifikovana peč antena sa proširenim opsegom rada

Nikola Bošković, Branka Jakanović, *Member, IEEE*, Vera Marković, *Member, IEEE*

Apstrakt—U ovom radu data je analiza modifikovane peč antene sa bliskim višestrukim rezonansama koja se može upotrebiti kao osnovni element u nizovima sa proširenim frekvencijskim opsegom u odnosu na one sa klasičnim pečom. Modifikovani peč je znatno fleksibilniji za podešavanje u odnosu na standardni peč, naročito u pogledu prilagođenja.

Ključne reči—Modifikovana peč antena, višestruki modovi prostiranja, planarna struktura.

I. UVOD

UPOTREBA štampanih antenskih struktura je dominantna u svetu prevashodno zbog male cene i mogućnosti postavljanja na bilo koju površinu. U zavisnosti od specifične potrebe prisutna su mnogobrojna rešenja pa se tako kao zračeći elementi mogu koristiti pečevi, slotovi, dipoli, kao i složenije strukture peča sa procepom u *ground* sloju, kratkospojeni peč sa vijom itd. Najfleksibilnija i najkompaktnija struktura je svakako peč antena u raznim varijantama [1], jer kod nje nema potrebe za odvojenim reflektorom. U najjednostavnijem obliku ona se sastoji se od metalne strukture raznog oblika (kvadratnog, pravougaonog, kružnog ili bilo kojeg drugog) koja je naštampana na gornjem sloju supstrata i *ground* sloja, odnosno uzemljenja na donjem sloju koji predstavlja metalnu površinu koja se prostire celom donjom površinom supstrata. Učestanost na kojem će dati peč raditi je određena rezonansom štampane strukture.

Rezonansa se javlja na učestanosti na kojoj je impedansa antene čisto realna tj. gde je imaginarni deo nula. Ova definicija je preširoka, jer se mogu razlikovati dva slučaja ove pojave [2]. Stanje kad je realni deo veoma visok i zatim imamo nagli pad i to je prava rezonansa i stanje kada je realni deo veoma nizak i zatim postepeno raste i to je antirezonzansa, u oba slučaja imaginarni deo je nula. Antirezonzansa i rezonansa se javljaju u parovima, tj. svaka rezonansa ima svoju antirezonzansu.

Pod radnim opsegom antene se uglavnom podrazumeva širina frekvencijskog opsega u kome je KST (koeficijent stojećih talasa) manji od dva, odnosno koeficijent refleksije antene S_{11} manji od -10 dB. Raspodeljujući antirezonzanse i rezonzanse na određenim međusobno bliskim frekvencijama

može se postići značajno proširenje opsega koje u slučaju klasičnog peča iznosi oko 3%.

U slučaju jednostavnih pravilnih oblika peča poput jednakostraničnog trougla, kruga, pravougaonika ili kvadrata, postoje analitički izrazi koji povezuju geometrijske parametre i rezonantne učestanosti [3]. Inače svaka rezonantna učestanost odnosno par rezonzansa i antirezonzansa su povezani sa odgovarajućim modom prostiranja, analizirajući peč antenu modelom rezonantne šupljine. Mod prostiranja talasa na peč anteni je TM (transverzalno magnetni), prva tri dominantna moda pravougaonog peča tipično su TM_{010} , TM_{020} , TM_{030} , ali to ne mora biti slučaj s obzirom da je dominantnost, odnosno frekvencija od koje se neki mod može prostirati određena odnosom dužine i širine peč antene. Sa stanovišta prilagođenja postojanje više modova znači mogućnost za bolje prilagođenje i rad na više opsega, međutim sa stanovišta dijagrama zračenja nisu svi podjednako poželjni, jer u slučaju pravougaonog peča mod TM_{020} daje nulu u *broadside* pravcu dijagrama zračenja, tako da se mora izbegavati. Raznim modifikacijama na peč anteni mogu se stvoriti i prelazni modovi tj. modovi koji nemaju ceo broj poluciklusa prostiranja talasa poput $TM_{0\delta 0}$, gde je $0 < \delta < 1$, koji takođe mogu izazvati pojavu rezonzanse. Kao što je rečeno u [3] na peč anteni se prostiru TM talasi, čija je rezonantna učestanost za odgovarajuće modove data kao:

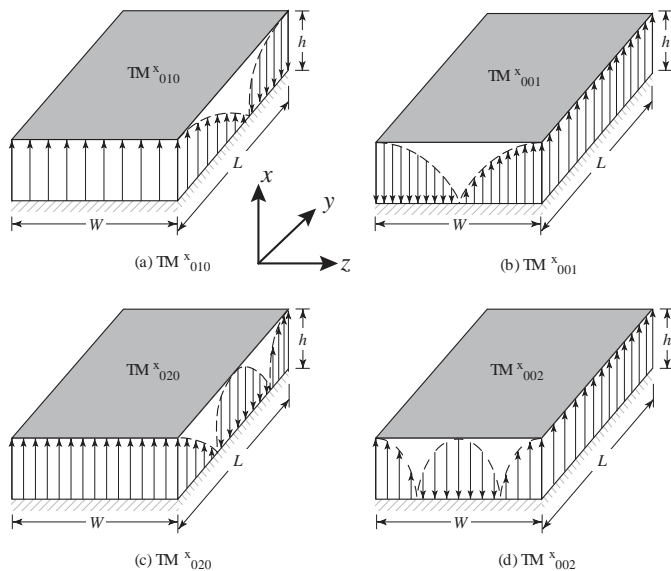
$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (1)$$

gde m , n , p predstavljaju broj poluciklusa polja duž x , y , i z ose. Iz izraza (1), za tipičan peč dimenzija $L > W > h$, dominantni mod tj. onaj sa najnižom frekvencijom je TM^x_{010} , ako je $L > W > L/2 > h$, sledeći je ortogonalni TM^x_{001} , ili ako je $L/2 > W > h$, mod drugog reda TM^x_{020} . Ako je pak $W > L > h$ dominantni mod je TM^x_{001} , dok za $W > L/2 > h$ mod drugog reda je TM^x_{002} . Izgled polja za neke modove dat je na Sl. 1 pri čemu se oznaka TM^x odnosi na transversalno magnetno polje u sistemu gde je x -osa normalna na ravan peča.

Kada se radi o planarnom antenskom nizu broj poželjnih štampanih struktura kao osnovnog gradivnog elementa se znatno smanjuje [4]-[6]. Višeslojne i peč strukture sa vijama su obično neprihvatljive, a bilo kakvi useci u *ground* sloju tipično otežavaju integraciju, tako da je najpoželjnija struktura ona koja je najbližnja standardnom jednoslojnom pečju sa zadovoljavajućim osobinama.

Nikola Bošković, Branka Jakanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Pregrevica, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs, brankaj@ipb.ac.rs).

Vera Marković – Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: vera.markovic@elfak.ni.ac.rs).



Sl. 1. Raspodela polja osnovnih TM modova na patch anteni.

II. MODIFIKOVANA PEČ ANTENA

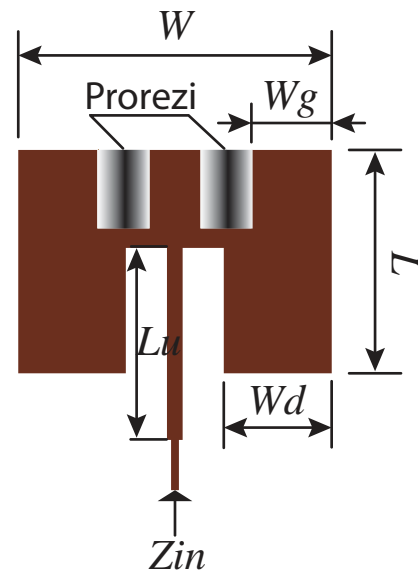
Peč antena sa manjim modifikacijama u odnosu na klasičnu data je na Sl. 2. Može se videti da je glavna razlika u odnosu na klasični peč to što postoje dva proreza na zračućoj ivici, koji su označeni na datoj slici. Oni omogućavaju kontrolu druge rezonanse i njeno spuštanje blizu prve rezonanse što omogućava širokopojasne karakteristike. Glavne dimenzije samog peča se mogu izvesti počev od nešto modifikovanih dimenzija za klasičan peč koje su izvedene na osnovu teorijskog TLM modela [3], a date su sledećim izrazom:

$$W = \frac{4c}{7f_0 \sqrt{\epsilon_r + 1}}; \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{w} \right)}} \right] \quad (2)$$

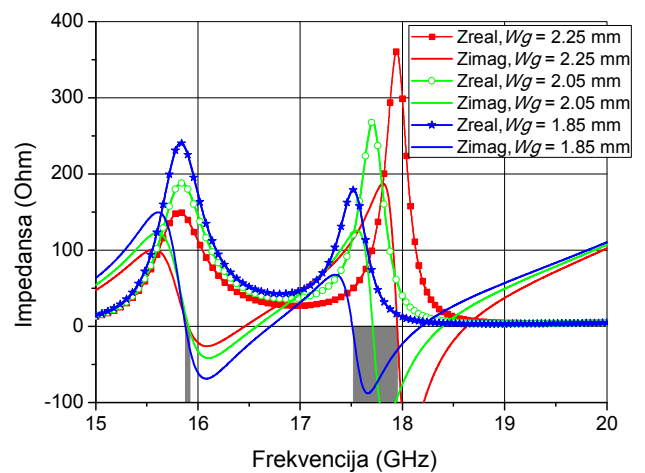
$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0.824h \left(\frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \right)$$

U datom izrazu parametri h , ϵ_r , c , f_0 su redom visina supstrata, relativna dielektrična konstanta, brzina svetlosti u vakuumu, centralna učestanost. U ovom konkretnom slučaju h , ϵ_r , f_0 su redom 0.508 mm, 2.17, 17 GHz što na osnovu izraza (1) daje vrednosti za W i L kao 8 mm i 5.7 mm. Držeći ove parametre fiksne i menjajući neki od preostalih parametara datog peča, mogu se dobiti željene karakteristike.

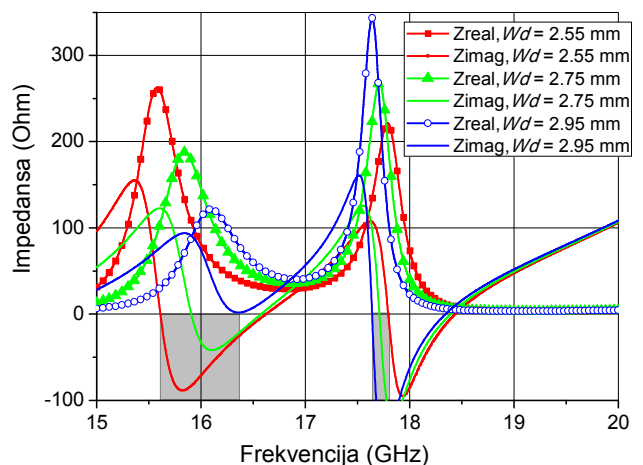
Sl. 3 prikazuje uticaj parametra Wg (koji se menja u opsegu od 1.85 mm do 2.25 mm) na impedansu antene. Kao što se vidi ovaj parametar se može koristiti za nezavisnu kontrolu položaja gornje rezonanse, jer se donja znatno manje menja. Vidi se da se sa povećavanjem Wg gornja rezonansa pomera ka nižim učestanostima, takođe se procepi smanjuju, tako da za određenu vrednost Wg potpuno iščezavaju, a sa njima i druga rezonansa. Zavisnost je određena korišćenjem [7].



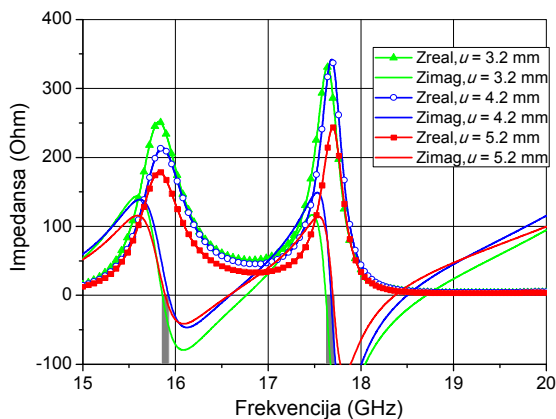
Sl. 2. Izgled modifikovanog peča sa karakterističnim dimenzijama.



Sl. 3. Zavisnost impedanse datog peča u odnosu na parametar Wg . (Sivi pravougaonici predstavljaju mesta gde imaginarni deo impedanse prolazi kroz nulu).



Sl. 4. Zavisnost impedanse datog peča u odnosu na parametar Wd . (Sivi pravougaonici predstavljaju mesta gde imaginarni deo impedanse prolazi kroz nulu).



Sl. 5. Zavisnost impedanse datog peča u odnosu na parametar Lu . (Sivi pravougaonici predstavljaju mesta gde imaginarni deo impedanse prolazi kroz nulu).

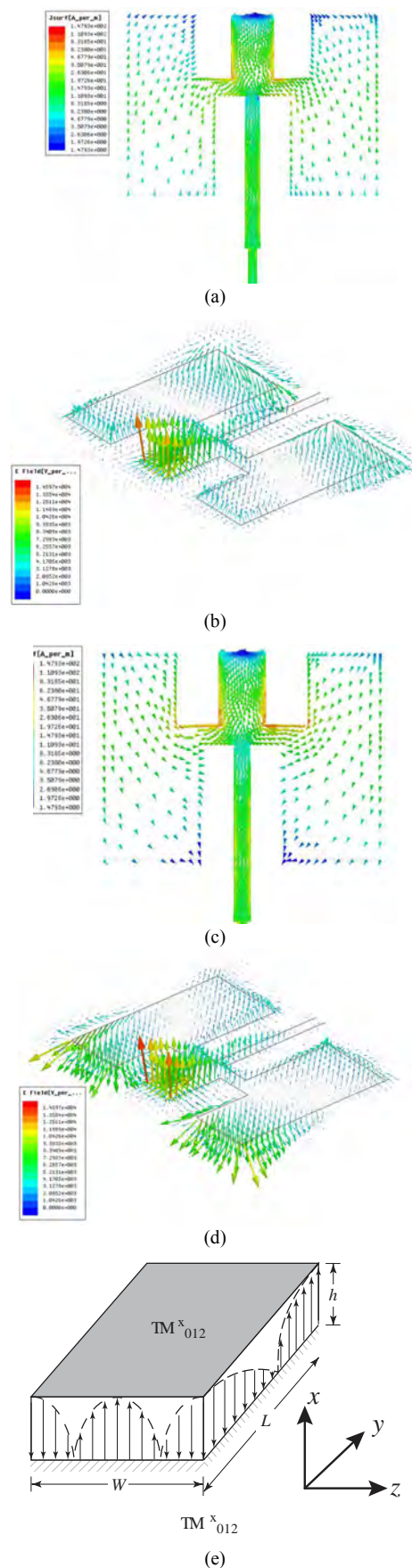
Sl. 4 prikazuje zavisnost impedanse antene od parametra Wd . Ovde je situacija praktično obrnuta u odnosu na prethodnu, tj. prva rezonansa se znatno više menja u odnosu na drugu, mada se u suštini rastom Wd rezonanse međusobno približavaju. Na prvi pogled može izgledati da će prva rezonansa iščeznuti na račun druge, ali to se ne dešava, pošto je ona dominantna i postoji nezavisno od procepa. Ono do čega će doći jeste da se prva rezonansa spoji u izraženiju drugu rezonansu što u principu ne donosi nikakvu prednost, jer se onda opet dobija antena sa jednom rezonansom.

Kontrola realnog dela impedanse, a da pri tome razmak između rezonansi ostane konstantan može se postići promenom parametra Lu , kao na Sl. 5. Vidi se da se njegovim povećanjem smanjuje realni deo naročito onaj između dve rezonanse, što je veoma značajno za kontrolisanje prilagođenja u željenom opsegu.

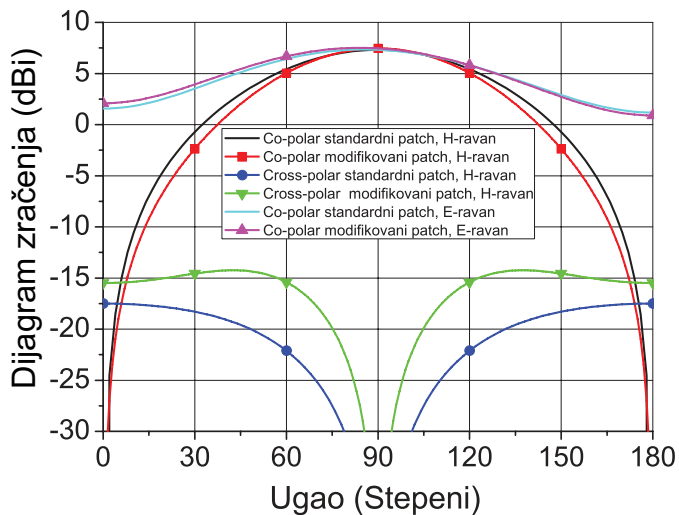
III. RASPODELA POLJA NA IZABRANOM PEČU

Rezonanse izabranog peča se nalaze na 15.8 GHz i 17.8 GHz i njegova impedansa je data Sl. 3 i Sl. 4 za vrednosti $Wg = 2.05$ mm i $Wd = 2.75$ mm. Vrednost Lu je 4.9 mm. Izgled polja i struja je dat na Sl. 6. Izgled polja za mod $TM^{x_{010}}$ je dat na Sl. 1a, dok je izgled polja za mod $TM^{x_{012}}$ dat na Sl. 6e. Posmatranjem Sl. 6b vidi se jasno postojanje jednog poluciklusa na vrhu antene duž W širine, što odgovara osnovnom modu sa Sl. 1a. Na Sl. 6d vidi se situacija koja podseća na onu sa Sl. 6e, tj. vidi se postojanje dva poluciklusa na vrhu antene duž W širine, dok duž ivice L dužine vidi se postojanje jednog poluciklusa. Što na osnovu prethodnog znači da osnovna rezonansa je posledica moda $TM^{x_{010}}$ dok je druga rezonansa posledica moda $TM^{x_{012}}$. Kako druga rezonansa potiče od moda koji ima u sebi i ortogonalnu komponentu u dijagramu zračenja može se očekivati postojanje jače kros-polarizacije u odnosu na standardni patch. Ovaj nedostatak se može izbeći koristeći dva para pečeva u antifaznoj konfiguraciji.

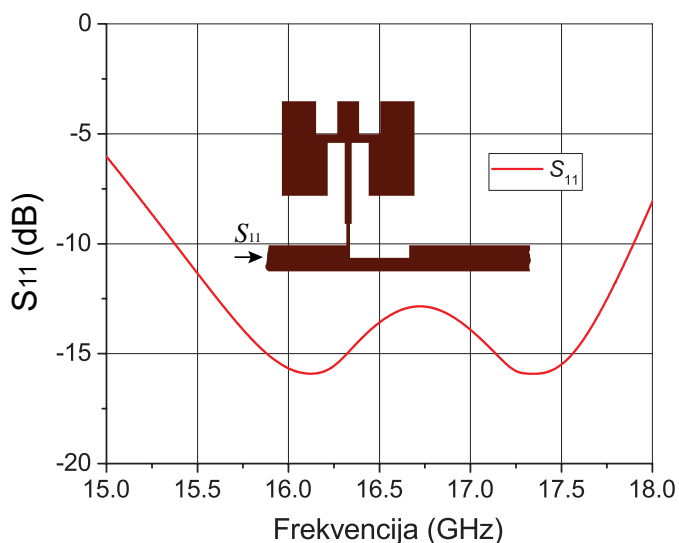
Sl. 7 prikazuje poređenje dijagrama zračenja standardnog peča na 17 GHz i modifikovanog u ovom radu na 17 GHz. Vidi se da modifikovani peč ima nešto veći dobitak i uži snop u ko-polarizacionoj H-ravni i očekivano veći nivo



Sl. 6. (a) raspodela struja i (b) polja za prvu rezonansu, (c) raspodela struja i (d) polja za drugu rezonansu, (e) raspodela polja za mod $TM^{x_{012}}$.



Sl. 7. Dijagrami zračenja modifikovanog peča i standardnog na 17 GHz.



Sl. 8. S_{11} parametar osnovne ćelije niza sa datom peč antenom.

kros-polarizacije, koji u zavisnosti od broja elemenata u nizu i njihove konfiguracije može biti manje ili više izražen u zoni glavnog snopa ko-polarizacione komponente. Vidi se da su u ko-polarizacionoj E-ravni dijagrami takođe dosta slični, dok kros-polarizaciona E-ravan za obe antene nije prikazana zbog dosta niskog nivoa.

IV. KARAKTERISTIKE PATCH ANTENE

Dati model peč antene nije prevashodno predviđen da se upotrebljava kao samostalna antena već kao deo niza, shodno tome S_{11} osnovne ćelije niza je dat na Sl. 8. Ćelija je koncipirana kao sastavni deo linearnog niza kao u [8]. Ulazni vod je 50Ω , dok između samog peča i izlaznog voda od 50Ω je vod veće impedanse kojim se može kontrolisati dinamika raspodele snage u kolu, samim tim nivo bočnih lobova i širina glavnog snopa.

Data antena radi u opsegu oko 17 GHz mada se dimenzije lako mogu skalirati tako da antena radi i na višim i na nižim učestanostima. Antena u obliku niza se može upotrebiti u antikoalizacionim radarima, *point-to-point* komunikaciji u uslovima povećanog ometanja itd.

V. ZAKLJUČAK

U ovom radu data je modalna i parametarska analiza peč antene sa višestrukim rezonansama. Njena mala razlika u odnosu na standardnu peč antenu je njena velika prednost, jer se može upotrebiti u svim antenskim nizovima sa standardnim pečem bez nekih većih modifikacija. Kros-polarizacija je lošija u odnosu na standardni peč, što se može rešiti korišćenjem para modifikovanih pečeva u antifaznoj konfiguraciji. U zavisnosti od konkretnih uslova moguće je ostvariti višestruko veći opseg rada u odnosu na standardni peč.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je realizovan na projektima TR32024 i III45016 koji su finansirani do strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

Autori se zahvaljuju na softverskoj licenci firmi WIPL-D d.o.o. iz Beograda, koja je participant na projektu TR32024.

LITERATURA

- [1] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, London, United Kingdom: Artech House, 2001.
- [2] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, 2005.
- [3] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Hoboken, New Jersey, United States, John Wiley, 2005.
- [4] S. Maci and G. Biñi Gentili, "Dual-frequency patch antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 39, No. 6, pp. 13-18, 1997.
- [5] J.-Y. Sze and K.-L. Wong, "Slotted rectangular microstrip antenna for bandwidth enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no.8, pp. 1149–1152, Aug. 2000.
- [6] F. Yang, X.-X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, "Wide-band E-patched patch antenna for wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, pp. 1094–1100, Jul. 2001.
- [7] www.wipl-d.com
- [8] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Comparison of the three series fed microstrip array geometries," *Int. Symp. Antennas Propag. Soc. (AP-S) Dig.*, Jun. 1993, vol. 2, pp. 728–731.

ABSTRACT

In this paper we present the characteristics of the modified patch antennas with close multiple resonances that can be used as a basic element in the antenna arrays with extended frequency range than those with classic patch antennas. Modified patch is much more flexible, particularly in terms of the matching.

Modified Patch Antenna with an Extended Working Range

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic, Vera Markovic

Antenski niz sa cirkularnom polarizacijom za radarske sisteme na 24 GHz

Jelena Mišić, Nikola Bošković, Branka Jokanović, *Member, IEEE*, Vera Marković, *Member, IEEE*

Apstrakt—U ovom radu predstavljen je antenski niz sa cirkularnom polarizacijom namenjen radarskim sistemima koji rade u ISM opsegu 24-24.25 GHz, na centralnoj frekvenciji od 24.15 GHz. Predloženi antenski niz sastoji se od 24 zasečene peč antene sa cirkularnom polarizacijom. Predloženi antenski niz projektovan je i testiran u WIPL-D softverskom okruženju. Rezultati su pokazali da predloženi niz ima dobre performanse, naime, elipticitet na željenom opsegu je manji od 2 dB, pojačanje je iznad 17 dB, dok je 3-dB širina glavnog snopa zračenja u H-ravni 5.2°.

Ključne reči—antenski niz; cirkularna polarizacija; ISM opseg; peč antena; radarski sistemi.

I. UVOD

Antene su jedne od najvažnijih komponenti u komunikacionim sistemima. U skorije vreme mikrostrip peč antene su postale veoma zastupljene u različitim aplikacijama zbog brojnih pogodnosti, kao što su mala težina i volumen, lako prilagodiva konfiguracija i mogućnosti integracije u integrisanim kolima [1]. Takođe, ono što odlikuje ovu vrstu antena je laka realizacije napojnih vodova i mreža za prilagođenje, koje se mogu realizovati na zajedničkom supstratu sa antenskom strukturom.

Jedna od vrlo bitnih podklasa mikrostrip peč antena su mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom, koje imaju široki spektar primene u bežičnim sistemima i satelitskim komunikacijama. Osnovni razlog za ovo je što se kod cirkularne polarizacije signal prenosi u svim ravnima, pa je otporniji na uticaj prepreka i ostalih spoljašnjih uslova. Takođe veoma bitna karakteristika antena sa cirkularnom polarizacijom je to što daju određeni stepen slobode u orijentaciji prijemne i predajne antene, koji kod linearno polarizovanih talasa ne postoji. Poslednje navedena karakteristika je veoma značajna za radarske, i mobilne i satelitske komunikacione sisteme u kojima je vrlo teško održati konstantnu orijentaciju antena, pogotovu prijemnih. U skorije vreme predložen je veliki broj različitih peč antena sa cirkularnom polarizacijom namenjen bežičnim sistemima. U [2] predstavljena je koplarna slot antena sa cirkularnom polarizacijom, koja se napaja vodećim talasom, namenjena navigacionim i bežičnim sistemima koji rade u opsegu 2.2-

5.2 GHz. Još jedan tip antene sa cirkularnom polarizacijom namenjen bežičnim sistemima, tačnije RFID i WiMAX sistemima predstavljen je u [3]. Naime, predložen je antenski niz koji se sastoji od dve zasečene mikrostrip peč antene sa dodatnim slotom. U [3] je pokazano da zasečeni tip mikrostrip peč antene proširuje frekvencijski opseg antene i redukuje koeficijent stojećeg talasa. Jedna od modifikacija zasečene peč antene, odnosno peč antena koja je zasečena samo na jednoj strani, umesto na dve suprotne strane, predstavljena je u [4]. Takođe, u [4] je pokazano da mikrostrip zasečena peč antena sa cirkularnom polarizacijom ima za oko 24.6% manje dimenzije od konvencionalne pravougaone peč antene.

Antene sa cirkularnom polarizacijom se retko koriste pojedinačno, zbog malog pojačanja. Naime, mnogo se češće primenjuju antenski nizovi sa cirkularnom polarizacijom, koji su najčešće realizovani tako da je broj elemenata po svakoj od dve ose jednak. Ovakav način organizacije antenskih nizova uslovljena je zahtevom za elipticitetom, koji predstavlja odnos komponenti električnog polja po osama prostiranja. Naime, dodavanjem antenskih elemenata po nekoj od osa favorizuje se komponenta polja po toj osi i degradira elipticitet. Baš iz tog razloga skoro svi do sada predstavljeni antenski nizovi su kvadratnog tipa. Antenski nizovi kvadratnog oblika od četiri i šezdeset i četiri antene sa cirkularnom polarizacijom koji rade u Ka opsegu predstavljeni su u [5]. Još jedan antenski niz od šezdeset i četiri zasečene mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom kvadratnog oblika, namenjen aplikacijama u ISM (Industrial, Scientific and Medical) opsegu na 2.4 GHz predložen je u [6]. Pored karakteristika predloženog niza, u [6] dat je detaljan opis projektovanja mikrostrip peč antena sa cirkularnom polarizacijom.

Mikrostrip peč antena sa cirkularnom polarizacijom namenjena radarskim sistemima predstavljena je u [7]. Takođe, 8x8 antenski niz namenjen radarskim i satelitskim sistemima koji rade na 29 GHz, sačinjen od mikrostrip antena sa cirkularnom polarizacijom, predstavljen je u [8].

Iako predstavljeni kvadratni nizovi imaju dobre performanse, danas se akcent stavlja na linijske nizove sa cirkularnom polarizacijom, koji su kompaktniji od kvadratnih nizova. Međutim, linijski raspored antenskih elemenata dovodi do degradacije elipticiteta. Zbog toga je vrlo mali broj studija odrađen na temu linijskih antenskih nizova sa cirkularnom polarizacijom. Jedan od takvih nizova namenjen je aplikacijama u Ku frekvencijskom opsegu, ali sa samo 4 antenskih elemenata dat je u [9].

U ovom radu predstavljen je nov način poboljšanja elipticiteta linijskih antenskih nizova sa cirkularnom polarizacijom baziran na dodavanju antenskih elemenata suprotne cirkularne polarizacije. Predloženi način verifikovan je na antenskom niz od 24 zasečene mikrostrip

Jelena Mišić – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Pregrevice, Srbija; Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: jelenaeka@gmail.com).

Nikola Bošković – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Pregrevice, Srbija; Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs).

Branka Jokanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevice 118, 11080 Pregrevice, Srbija (e-mail: brankaj@ipb.ac.rs).

Vera Marković – Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: vera.markovic@elfak.ni.ac.rs).

peč antene sa cirkularnom polarizacijom koji radi u ISM frekvencijskom opsegu B tipa namenjenom radiokomunikacijama, tačnije u opsegu 24-24.25 GHz, na centralnoj frekvenciji od 24.15 GHz. Po saznanju autora ovo je prvi linijski antenski niz sa većim brojem antenskih elemenata sa cirkularnom polarizacijom.

Rad je organizovan na sledeći način. U Sekciji II, date su opšte karakteristike i najčešće korišćene mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom. U Sekciji III, dat je detaljan opis predloženog antenskog niza sa cirkularnom polarizacijom. U Sekciji IV, predstavljeni su rezultati simulacija antenskog niza. Konačno, zaključak i smernice za budući rad izloženi su u Sekciji V.

II. MIKROSTIP PEČ ANTENE SA CIRKULARNOM POLARIZACIJOM

Mikrostrip peč antena je najčešće dizajnirana tako da generiše linearnu polarizaciju. Međutim, mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom imaju mnogo prednosti u odnosu na mikrostrip peč antene sa linearnom polarizacijom, bilo vertikalnom ili horizontalnom. Naime, ove antene su mnogo otpornije na interferenciju usled *multipath* prostiranja i fedinga.

Da bi mikrostrip peč antena zračila cirkularno polarizovan talas, peč treba da podržava dva ortogonalna moda koja imaju jednake amplitude i faznu razliku od $\pm 90^\circ$, gde predznak definiše smer rotacije električnog polja, odnosno vrstu cirkularne polarizacije. Ukoliko je smer rotacije električnog polja, gledano od strane predajnika ka prijemniku, u smeru kazaljke na satu antena je desno polarisana, u suprotnom je levo polarisana.

A. Projektovanje mikrostrip peč antena sa cirkularnom polarizacijom

Konvencionalne mikrostrip peč antene se generalno sastoje od metalizacije koja se nalazi na supstratu određene debljine i odgovarajućih karakteristika.

Postizanje cirkularne polarizacije kod mikrostrip peč antena se može postići na više načina. Jedan od njih je da se peč antena pobuđuje na odgovarajući način, odnosno primena dualno-ortogonalno napajanja, koje podrazumeva korišćenje eksternog delitelja snage. Međutim ovaj način zahteva prilično složenu mrežu za napajanje tako da se retko koristi. Mnogo praktičniji način realizacije cirkularne polarizacije kod mikrostrip peč antena je napajanje u jednoj tački uz izbor odgovarajućeg oblika peč antene. Takođe, retko kada se koristi samo jedna antena sa cirkularnom polarizacijom, i najčešći oblik primene peč antena sa cirkularnom polarizacijom je realizacija kvadratnog antenskog niza sa odgovarajućim faziranjem.

Najčešći ciljevi u istraživanju i razvoju antena sa cirkularnom polarizacijom uključuju minijaturizaciju antena, rad u više frekvencijskih opsega, širokopojasnost, veliko pojačanje, rekonfigurabilnost, mogućnost promene pravca glavnog snopa (*beam steering*) itd. Potrebno je napomenuti da, kada govorimo o propusnom opsegu antena sa cirkularnom polarizacijom, moramo praviti razliku između propusnog opsega impedanse i propusnog opsega elipticiteta. Elipticitet (Axial Ratio - AR) predstavlja odnos komponenti električnog polja po osama prostiranja i najčešće se izražava u decibelima:

$$AR[dB] = 20 \log \left| \frac{E_x}{E_y} \right|, \quad (1)$$

Propusni opseg elipticiteta predstavlja frekvencijski opseg u kome je cirkularna polarizacija idealna, i definiše kao opseg frekvencija u okviru kog je elipticitet manji od 3 dB. Dok je kod linearno polarizovanih antena ulazna impedansa najosetljiviji parametar, kod antena sa cirkularnom polarizacijom dobro prilagođenje impedanse ne podrazumeva nužno i nizak elipticitet ili dobro pojačanje antene, tako da se pri projektovanju mora voditi računa o specifičnim zahtevima. No, kako nije moguće ispuniti sve zahteve u potpunosti, projektovanje mikrostrip peč antena sa cirkularnom polarizacijom predstavlja kompromis između navedenih parametara antena.

Generalno, glavni nedostaci svih vrsta peč antena su uzak propusni opseg i potencijalno manja efikasnost zračenja u poređenju sa drugim tipovima antena. Kod antena sa cirkularnom polarizacijom ovaj opseg je još uži usled dodatnog zahteva za odgovarajućim elipticitetom. Međutim, opšte je poznato da propusni opseg raste s povećanjem debljine supstrata i smanjenjem permitivnosti (dielektrične konstante), pa se korišćenjem debljih supstrata može obezbediti širi propusni opseg.

B. Najčešće korišćene mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom

U literaturi se susreću različiti oblici antenskih elemenata pogodnih za realizaciju cirkularne polarizacije – kvadratni, pravougaoni, kružni, eliptični, trougaoni, petougaoi, itd. Međutim, u praksi se najviše koriste kvadratni i kružni peč.

Najčešće korišćene kvadratne mikrostrip peč antene sa cirkularnom polarizacijom sa napajanjem u jednoj tački su romboidna peč antena, koja je približno kvadratnog oblika, Sl. 1(a), kvadratna peč antena sa prorezom u sredini, Sl. 1(b), i kvadratna zasečena peč antena, Sl. 1(c).

III. ANTENSKI NIZ

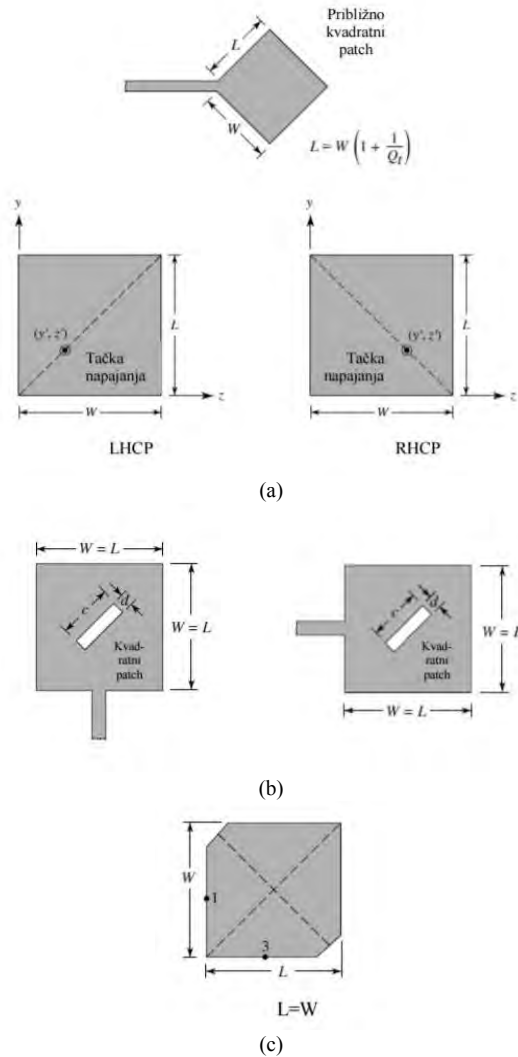
Detaljnou analizom najčešće korišćenih kvadratnih peč antena sa cirkularnom polarizacijom ustanovljeno je da je zasečena peč antena najpogodnija jer je propusni opseg elipticiteta najširi.

Antenski niz projektovan je u WIPL-D softveru [10] na supstratu od teflona debljine $h=0.508$ mm i dielektrične konstante $\epsilon_r=2.2$. Niz se sastoji od 24 antenskih elemenata, među kojima se nalaze antenski elementi leve cirkularne polarizacije (LHCP) i desne cirkularne polarizacije (RHCP).

Rastojanje antenski elemenata u nizu je podjednako i jednako je talasnoj dužini u dielektriku, odnosno $d=0.76\lambda_0$. Na krajevima niza nalazi se otvorena linija dužine $\lambda/2$ koja ima funkciju reflektora preostale snage posle poslednjeg antenskog elementa u nizu, i dodata je sa ciljem iskorišćenja celokupne snage.

Impedansa svih antena je ista i iznosi 440 Ω . Kao napojni vod korišćen je vod impedance od 100 Ω . Impedansa napojnog voda je izabrana tako da se dobije što jednostavnija mreža za napajanje i što uži vod ispod peč antena kako bi se smanjila sprega između voda i antenskih elemenata. U slučaju da se za napajanje peč antena koristi napojni vod od 50 Ω , bila bi potrebna još najmanje dva

transformatora impedancije koji bi 50-Ω ulazni napojni vod prilagodili na drugi 50-Ω vod. Takođe, 100-Ω napojni vod je oko tri puta uži, tako da je sprega sa antenskim elementima znatno manja nego kada bi koristili 50-Ω napojni vod. Dalje, kako bi se peč antene prilagodile na 100-Ω napojni vod korišćen je $\lambda_g/4$ transformator, Sl. 2.



Sl. 1. Najčeće korišćene peč antene sa cirkularnom polarizacijom i napajanjem u jednoj tački: (a) romboidna patch antena, (b) kvadratna patch antena sa slotom u sredini, levo RHCP, i desno LHCP, i (c) kvadratna zasećena patch antena, 1-RHCP, 3-LHCP.

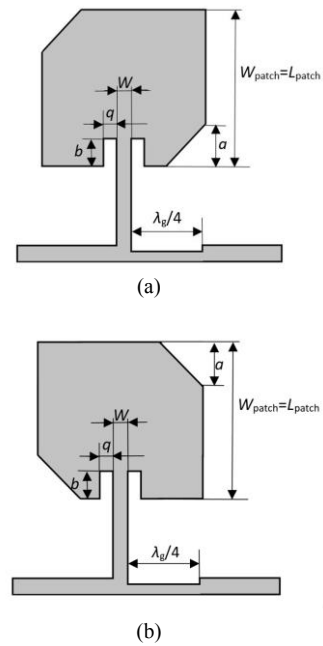
Dobro je poznato da je jedan od bitnih faktora prilikom projektovanja antenskog niza izbor najpogodnije raspodele snage među antenskim elementima. Kao što je već rečeno u ovom radu antenski niz se sastoji od identičnih peč antena, koje se razlikuju samo po polarizaciji dok su fizičke dimenzije iste, tako da je raspodela snage definisana na sledeći način:

$$|A_n| = q^{n-1} + q^{N-n}, \quad (2)$$

gde je $n=1, 2, \dots, N/2$, pri čemu je N ukupan broj antenskih elemenata u nizu, a koeficijent q definiše intenzitet pobude antenskih elemenata u nizu i definisan je kao:

$$q = 1 - \frac{Z_0}{Z_{patch}}, \quad (3)$$

gde je Z_0 impedansa napojnog voda, a Z_{patch} impedansa peč antene.



Sl. 2. Zasećena peč antena: (a) LHCP, i (b) RHCP.

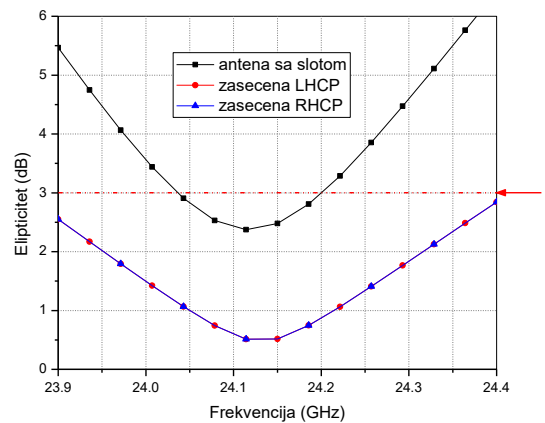
Svi antenski elementi su istih dimenzija, pri čemu je dužina odnosno širina peč antene $W_{patch}=L_{patch}=3.66$ mm, zasećeni deo je pomen za $a=W_{patch}/5$ od ivice peča, slot oko linije za napajanje peč antene je dimenzija $b=0.6$ mm i $q=0.2$ mm, a širina linije za napajanje je $W=0.2$ mm, Sl. 2.

A. Antenski niz bez napojnog voda

Projektovanje antenskog niza sa cirkularnom polarizacijom je vrlo složen postupak i treba voditi računa o nizu parametara, među kojima su pojačanje, potiskivanje bočnih lobova i elipticitet.

Potiskivanje bočnih lobova postiže se povećanjem impedancije antene, odnosno odabirom određenog koeficijenta q . U našem sličaju $q=4/5$, što je sasvim dovoljna vrednost za potiskivanje bočnih lobova od 15 dB.

Što se tiče zahteva za elipticitet, elipticitet bi trebao da bude manji od 3 dB na željenom opsegu. Na Sl. 3 prikazan je elipticitet antenskih elemenata LHCP i RHCP tipa. Na istoj slici prikazan je i elipticitet kvadratne peč antene sa slotom.

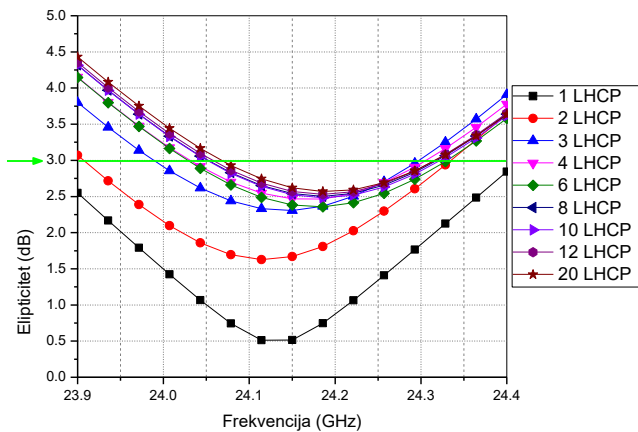


Sl. 3. Elipticitet LHCP i RHCP zasećene peč antene i antene sa slotom.

Kao što se na Sl. 3 može videti, elipticitet za LHCP i

RHCP antene je apsolutno isti što se moglo i očekivati jer su fizičke dimenzije ovih antena identične, dok je elipticitet kvadratne peč antene sa slotom dosta lošiji. Takođe, elipticitet LHCP i RHCP antena u željenom opsegu (24-24.25 GHz) je manji od 1.5 dB što se može smatrati vrlo dobrim rezultatom.

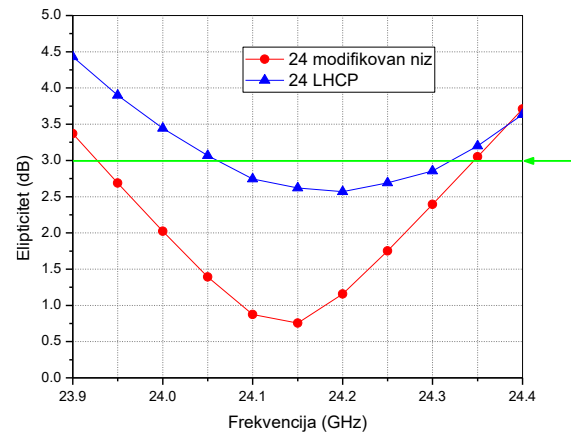
Detaljnou analizom elipticiteta za različiti broj antenskih elemenata raspoređenih samo po jednoj osi, ustanovili smo da se elipticitet pogoršava sa povećanjem broja elemenata. Na Sl. 4 dat je prikaz elipticiteta za nizove sa različitim brojem elemenata sa unofrmnom raspodelom snage bez napojne mreže. Kao što se na Sl. 4 može videti, elipticitet se znatno pogoršava već dodavanjem drugog elementa u niz. Daljim dodavanjem elemenata elipticitet se sve više pogoršava, tj. njegov propusni opseg se sve više smanjuje, a donji nivo podiže. Još jedna pravilnost koja se može uočiti na Sl. 4 je to da se nakon šestog elementa, dodavanjem novih elemenata u niz elipticitet znatno slabije pogoršava, tj. dolazi do grupisanja krivih. Takođe, elipticitet niza od više od 3 elemenata je nezadovoljavajući na željenom ISM opsegu, bez obzira na činjenicu da je elipticitet osnovnog antenskog elementa u tom frekventijskom opsegu veoma dobar.



Sl. 4. Zavisnost elipticiteta od broja antenskih elemenata u nizu sa uniformnom raspodelom snage.

B. Antenski niz sa napojnom mrežom

Prilikom projektovanja antenskog niza ispitano je više modifikacija zarad poboljšanja elipticiteta. Međutim, većina modifikacija ili nije ili je vrlo malo poboljšala elipticitet. Jedina modifikacija osnovnog niza koja je znatno uticala na poboljšanje elipticiteta je dodavanje antenskih elemenata suprotne polarizacije. Naime, ispitane su sve mogućnosti u pogledu broja i položaja elemenata suprotne polarizacije, i ustanovljeno je da ukoliko je broj antenskih elemenata suprotne polarizacije veliki dolazi do narušavanja elipticiteta. Takođe, utvrđeno je da se dodavanjem svaka dva elementa suprotne polarizacije pojačanje pri uniformnoj raspodeli snage smanji za 1 dB, tako da se poboljšanje elipticiteta mora platiti smanjenjem pojačanja antenskog niza. U cilju jasnijeg predstavljanja poboljšanja elipticiteta predloženom metodom koja se ogleda u dodavanju antenskih elemenata suprotne polarizacije na odgovarajućem mestu u nizu na Sl. 5 prikazan je elipticitet niza od 24 istih antenskih elemenata i modifikovanog niza od 24 elemenata.



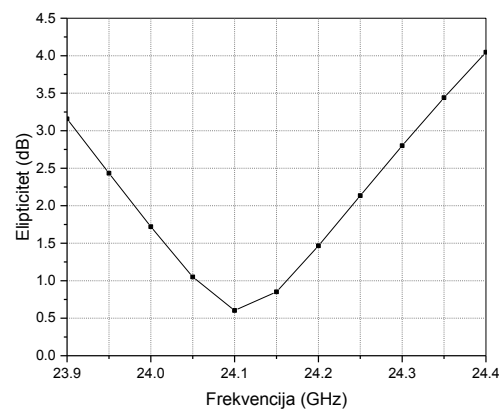
Sl. 5. Elipticitet antenskih nizova sa istim i mešovitim antenskim elementima sa uniformnom raspodelom snage.

Kao što se na Sl. 5 može videti elipticitet za niz sa mešovitim elementima je zadovoljavajući na celom opsegu od interesa. Takođe, može se videti da je poboljšanje elipticiteta više nego očito. Još jedan od zaključaka koji je proistekao iz svih analiza je da se pri uniformnoj raspodeli snage, dodavanjem antenskih elemenata iste polarizacije kriva elipticiteta pomera ka višim frekvencijama, tako da je potrebno pomeriti frekvenciju osnovnog elementa ka nižim učestanostima kako bi krajnji niz imao zadovoljavajući elipticitet na željenoj centralnoj frekvenciji. Međutim, dodavanjem elemenata suprotne polarizacije ovaj efekat se poništava, tako da nije potrebna nikakva modifikacija osnovnog antenskog elementa.

IV. REZULTATI

Verifikacija predloženog antenskog niza odrađena je u WIPL-D softverskom okruženju.

Elipticitet za modifikovani antenski niz od 24 antenska elementa pri čemu su dva sa suprotnom cirkularnom polarizacijom prikazan je na Sl. 6.

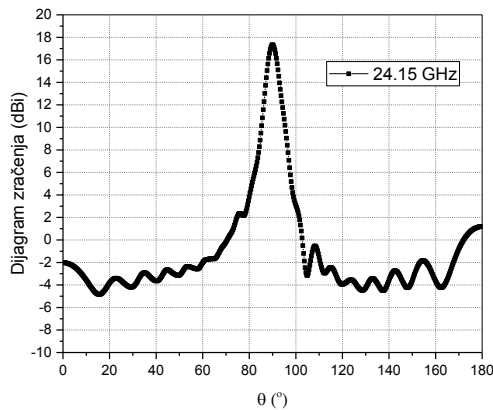


Sl. 6. Elipticitet modifikovanog antenskog niza sa eksponencijalnom raspodelom $q=4/5$.

Kao što se na Sl. 6 može videti, elipticitet za modifikovani antenski niz je manji od 2 dB na celom opsegu od interesa, što se može smatrati vrlo dobrim rezultatom. Šta više, elipticitet je manji od 3 dB i na širem frekventijskom opsegu od posmatranog.

Dijagram zračenja modifikovanog niza sa mrežom za

napajanje u H ravni na centralnoj frekvenciji od 24.15 GHz prikazan je na Sl. 7.



Sl. 7. Dijagram zračenja na centralnoj učestanosti modifikovanog antenskog niza sa esponencijalnom raspodelom snage $q=4/5$.

Dijagram zračenja modifikovanog antenskog niza u H ravni ispunjava unapred zadate kriterijume u pogledu pojačanja i potiskivanja bočnih lobova. Naime, ostavreno je potiskivanje bočnih lobova od 15 dB, što nam je i bio cilj. Takođe 3-dB širina glavnog snopa zračenja je u H ravni je 5.2° .

V. ZAKLJUČAK

U ovom radu predstavljen je linijski antenski niz sa cirkularnom polarizacijom namenjen radarskim sistemima koji rade u ISM frekvencijskom opsegu 24-24.25 GHz, na centralnoj frekvenciji od 24.15 GHz. Predstavljen antenski niz se sastoji od dve vrste antena, zasečene mikrostrip peč antene sa levom cirkularnom polarizacijom i zasečene mikrostrip peč antene sa desnom cirkularnom polarizacijom. Svi antenski elementi su istih fizičkih dimenzija i razlikuju se samo po tipu polarizacije. Antenski niz je projektovan i testiran u WIPL-D softveru. Rezultati testiranja su pokazali da projektovani niz ima dobre karakteristike u pogledu pojačanja, potiskivanja bočnih lobova i elipticiteta, naime elipticitet je manji od 2 dB na željenom opsegu, pojačanje je iznad 17 dB, a 3-dB širina glavnog snopa zračenja u H-ravni je 5.2° . Na osnovu navedenog može se zaključiti da je predloženi antenski niz vrlo pogodan za radarske sisteme.

Naše buduće istraživanje biće usmereno ka poboljšanju karakteristika i optimizaciji predstavljenog antenskog niza.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je rezultat projekta TR 32024 finansiranog od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije. Autori se zahvaljuju na softverskoj licenci

firmi WIPL-D d.o.o. iz Beograda, koja je participant na projektu TR32024.

LITERATURA

- [1] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and Design*, 3th ed. Hoboken, New Jersey, United States of America: John Wiley & Sons, 2005
- [2] N. Kushwaha and R. Kumar, "Compact coplanar waveguide-fed wideband circular polarised antenna for navigation and wireless applications," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, no. 14, pp. 1533-1539, 11 19 2015.
- [3] A. Maria, V. Vishnupriya, K. K. A. John and T. Mathew, "Dual band circularly polarized truncated peč antenna for RFID reader and WiMAX applications," 2015 2nd International Conference on Electronics and Communication Systems (ICECS), Coimbatore, pp. 684-687, 2015
- [4] A. A. Abdelaziz and D. M. Nashaat, "Compact GPS Microstrip Peč Antenna," MILCOM 2007 - IEEE Military Communications Conference, Orlando, FL, USA, pp. 1-4, 2007
- [5] Nasimuddin, X. Qing and Z. N. Chen, "A wideband circularly polarized microstrip array antenna at Ka-band," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, pp. 1-4, 2016.
- [6] D. L. Lavanya, "Design of 8×8 Circularly Polarized planar array antenna for ISM band," 2012 International Conference on Radar, Communication and Computing (ICRCC), Tiruvannamalai, pp. 112-116, 2012
- [7] C. Y. Kim, J. G. Kim, D. Baek and S. Hong, "A Circularly Polarized Balanced Radar Front-End With a Single Antenna for 24-GHz Radar Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 2, pp. 293-297, Feb. 2009.
- [8] A. Chen, Y. Zhang, Z. Chen and C. Yang, "Development of a SKa-Band Wideband Circularly Polarized 64-Element Microstrip Antenna Array With Double Application of the Sequential Rotation Feeding Technique," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, no. , pp. 1270-1273, 2011.
- [9] L. Song and Y. Nie, "A hybrid-fed dual-polarized stacked peč array antenna for Ku-band radar systems," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, pp. 1908-1909 , 2015
- [10] WIPL-D Pro, *Software and User's Manual*, WIPL-D Ltd., Belgrade, 2004

ABSTRACT

This paper presents a circularly polarized antenna array intended for radar systems that work in ISM frequency band, 24-24.25 GHz, at the central frequency of 24.15 GHz. The proposed antenna array consists of 24 truncated circularly polarized patch antennas. The proposed antenna array is designed and tested in WIPL-D software environment. The proposed array exhibits good performances, namely, the ellipticity is less than 2 dB in the frequency band of interest, the gain is greater than 17 dB and the 3-dB width of main lobe is 5.2° .

Circularly Polarized Antenna Array Intended for Radar Systems at 24 GHz

Jelena Mišić, Nikola Bošković, Branka Jokanović, Vera Marković

Frekvencijski skenirani antenski nizovi sa neuniformnom amplitudskom raspodelom

Nikola Bošković, Branka Jokanović i Aleksandar Nešić

Најбољи рад младог истраживача на секцији AP

Apstrakt—U radu je prikazan novi dizajn frekvencijski skeniranog antenskog niza koji se sastoji od osam pentagonalnih dipola različite impedanse. Neuniformna amplitudska raspodela je ostvarena promenom impedansi dipola u odnosu 1:11 tako da je dobijeno slabljenje bočnih lobova veće od 18 dB u celom opsegu skeniranja. Napojna mreža između dipola je projektovana pomoću *left-handed* ćelija koje povećavaju frekvencijsku zavisnost faznog pomeraja između antenskih elemenata. *Left-handed* ćelija se sastoji od četiri SRR-a (*split-ring resonators*) koji su spregnuti sa simetričnim mikrostrip vodom. Dobijen je ugao skeniranja antene od 30 stepena promenom frekvencije u opsegu od 10 GHz do 10.25 GHz (oko 2.5% u odnosu na centralnu učestanost), dok je gain antene 11.5 dBi.

Ključne reči—Štampani antenski niz; pentagonalni dipoli; SRR fazni šifter; frekvencijsko skeniranje.

I. UVOD

ANTENE sa frekvencijskim skeniranjem su specijalan slučaj faznih antenskih nizova. Antenski snop se skenira promenom frekvencije ulaznog signala tako što se stvara fazni pomeraj na napojnom vodu koji je postavljen između zračećih elemenata antenskog niza. Pri projektovanju frekvencijski skeniranih antena najvažniji faktori su: ugao skeniranja, potreban opseg promene frekvencije i gubici u napojnom vodu koji su veoma kritični za antenski gain.

Antena sa frekvencijskim skeniranjem napajana na centralnoj frekvenciji od 6 GHz sa meandrom dužine $2\lambda_g$ u tehnici balansnog mikrotrakastog voda je predstavljena u [1]. Antena poseduje mogućnost skeniranja velikog sektora od oko 50 stepeni, ali zahteva frekvencijski opseg od 20% koji je obično nedostupan na nižim frekvencijama. Sličan pristup sa faznim šifterima realizovanim pomoću transmisionih vodova predložen je u [2]. Antena je realizovana na troslojnom dielektriku i ima veliki ugao skeniranja od 73 stepena, ali sa veoma slabom frekvencijskom osetljivošću od 43.24^o/GHz, što znači da zateva veoma veliku promenu frekvencije od oko 1.7 GHz. Uskopojasno frekvencijsko skeniranje sa značajnim poboljšanjem u frekvencijskoj osetljivosti od 1.64^o/MHz je izloženo u [3]. Predložena skenirajuća antena koristi filter propusnik opsega između antenskih elemenata koji obezbeđuje dodatni fazni pomeraj, ali nedostatak je prilično veliko uneseno slabljenje u napojnoj mreži što značajno redukuje

gain antene. Tako, da skenirajuća antena od 11 zračećih elemenata poseduje gain od svega -6 dBi. Jednostavan štampani antenski niz koji koristi fazne šiftere sa split-ring rezonatorima i identičnim dipolima prikazan je u [4]. Ugao skeniranja ovog niza je 32^o za relativno malu promenu učestanosti od 300 MHz, ali su mu bočni lobovi oslabljeni samo 7-8 dB u odnosu na glavni snop, što za većinu primena nije dovoljno.

U ovom radu je prikazan antenski niz sa frekvencijskim skeniranjem i sa neuniformnom amplitudskom raspodelom koja je ostvarena promenom impedanse pentagonalnih dipola [5]. Zahvaljujući velikom opsegu promene ovih impedansi od 1:11 dobijeno je potiskivanje bočnih lobova veće od 18 dB u celom opsegu skeniranja. Frekvencijsko skeniranje se vrši pomoću faznih šiftera koji su integrisani u napojnu mrežu antene i sastoje se od četiri identična split-ring rezonatora koji su spregnuti sa napojnim vodom. Predloženi fazni šifter obezbeđuje značajan fazni pomeraj u uskom frekvencijskom opsegu, a da pri tome ima dobro prilagođenje i malo uneseno slabljenje.

II. PROJEKTOVANJE ANTENE

Projektovana su dva skenirana antenska niza koja se sastoje od osam dipola koji se napajaju balansnim mikrostrip vodom. Jedna polovina dipola je štampana sa jedne strane supstrata, a druga polovina sa druge strane. Jedan antenski niz se sastoji od identičnih dipola impedanse 500 Ω kao što je prikazano na Sl. 1a, dok je drugi niz realizovan sa pentagonalnim dipolima različite impedanse koja se menja u širokom opsegu prema modifikovanoj Dolf-Čebiševljevoj raspodeli kao što je prikazano na Sl. 1b, [6]. Obe antene su realizovane na supstratu Rogers 4003 ($\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.508$ mm, $\tan \delta = 0.001$). Dimenzije dipola su optimizovane pomoću programa za elektromagnetsku simulaciju WIPL-D Pro [7], koji koristi metodu momenta. Rastojanje između dipola je $0.5 \lambda_0$, tj. 15 mm na 10 GHz. Prelaz sa balansnog na nebalansni mikrostrip vod se vrši balunom sa kontinualnom promenom širine voda. Antenski nizovi su postavljeni iznad reflektorske ravni na udaljenosti koja odgovara četvrtini talasne dužine u vazduhu.

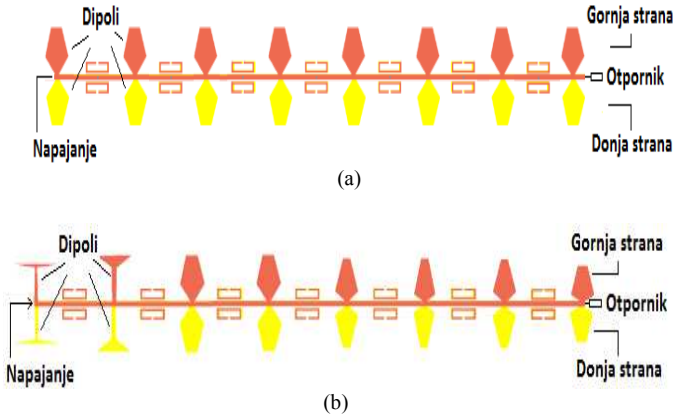
Korišćeni su identični fazni šifteri kod obe antene koji su projektovani kao jedna *left-handed* ćelija koja se sastoji od četiri SRR-a (*split-ring resonators*), koji su spregnuti sa balansnim mikrostrip vodom i metalne vije koja povezuje gornji i donji provodnik balansnog voda (beli kružići na balansnom vodu), kao što je prikazano na Sl. 2. Dva SRR-a se nalazi na gornjoj, a druga dva na donjoj strani dielektrika. Pri

Nikola Bošković – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Pregrevica, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs).

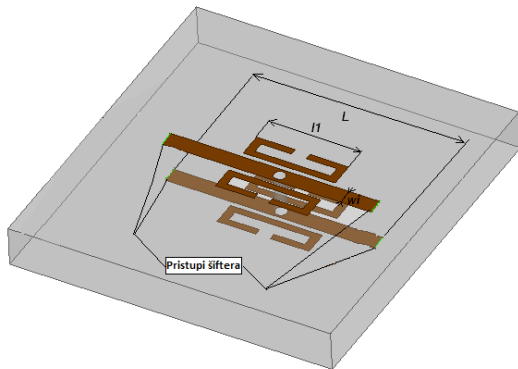
Branka Jokanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Pregrevica, Srbija (e-mail: brankaj@ipb.ac.rs).

Aleksandar Nešić –IMTEL Komunikacije A.D. , Bulevar Mihajla Pupina 165b, 11070 Beograd, Srbija, (e-mail: aca@insimtel.com).

projektovanju šiftera pokazalo se da sprega između SRR i balansnog voda ima veliki uticaj na ukupne karakteristike šiftera, pa je bilo neophodno da se ona maksimalno poveća. To je učinjeno tako što su umesto klasičnih kvadratnih SRR-a korišćeni SRR-i koji su izduženi u pravcu voda. Balansna struktura zahteva postojanje još dva dodatna SRR-a sa druge strane voda tj. ukupno 4 SRR-a.



Sl. 1. Skenirani antenski nizovi sa (a) identičnim dipolima impedanse 500Ω i (b) pentagonalnim dipolima čije se impedanse menjaju u širokom opsegu 1:11. Svetlijom bojom su označene polovine dipola koji se nalaze na donjoj strani supstrata.



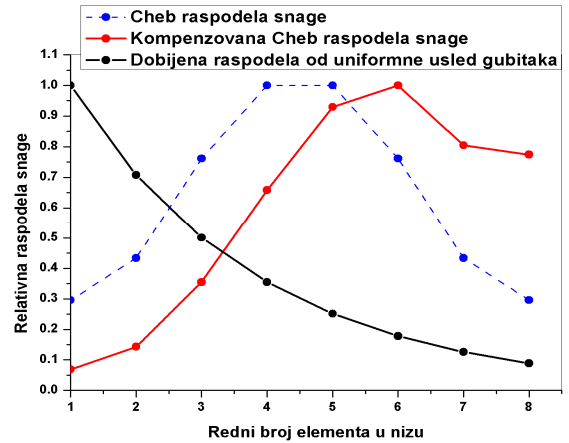
Sl. 2. Izgled faznog šiftera sa split-ring rezonatorima.

Iako su kod antenskog niza na Sl. 1a svi dipoli međusobno jednaki, treba napomenuti da raspodela nije uniformna, jer fazni šifteri unose slabljenje od oko 1.5 dB (srednje slabljenje u propusnom opsegu), tako da je odnos signala na prvom i zadnjem elementu oko 10.5 dB. U slučaju antenskog niza na Sl. 1b. zračeci elementi su tako projektovani da se dobije potiskivanje bočnih lobova od 21 dB. Korišćena je Dolf-Čebiševljeva raspodela koja je modifikovana tako što je uzeto u obzir slabljenje šiftera između dipola, koje se progresivno povećava kako se udaljavamo od tačke napajanja niza. Dobijene su sledeće impedanse dipola date u Tabeli 1 računata od tačke napajanja. Vidi se da je zahtevani odnos impedansi dipola jako veliki i iznosi oko 1:11, što je moguće ostvariti pomoću posebno optimizovanih pentagonalnih dipola koji su prikazani na Sl.1b.

Tabela 1. Izračunate vrednosti impedansi dipola.

$Z_1=1073.3 \Omega$	$Z_2=517.8 \Omega$	$Z_3=208.8 \Omega$	$Z_4=112.6 \Omega$
$Z_5=79.7 \Omega$	$Z_6=74.1 \Omega$	$Z_7=92.1 \Omega$	$Z_8=95.7 \Omega$

Na Sl. 3 su prikazane korišćene raspodele zajedno sa početnom Dolf-Čebiševljevom koja je modifikovana da bi se kompenzovao uticaj slabljenja faznih šiftera.

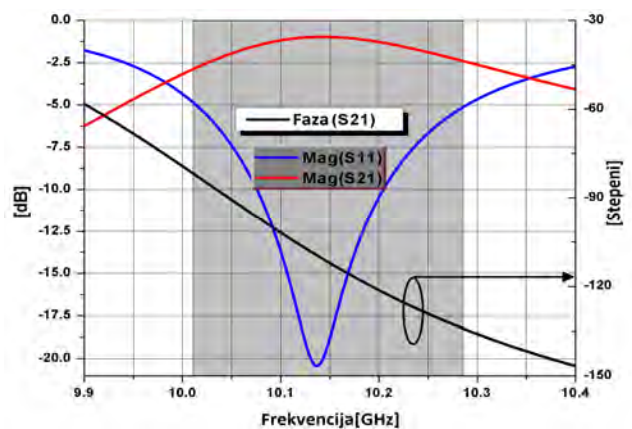


Sl. 3. Relativne raspodele snage na elementima niza. Punom linijom su prikazane realizovane raspodele.

III. REZULTATI

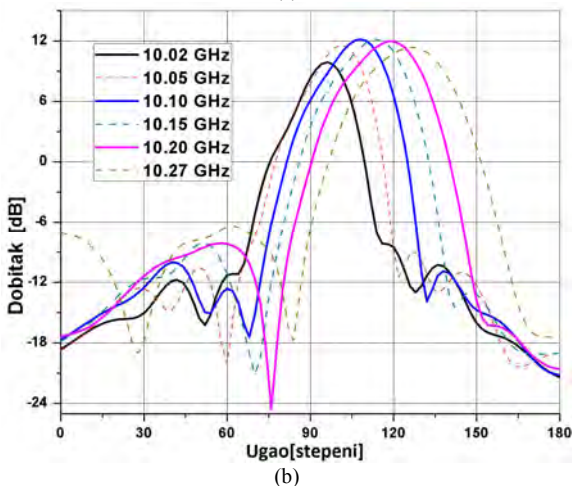
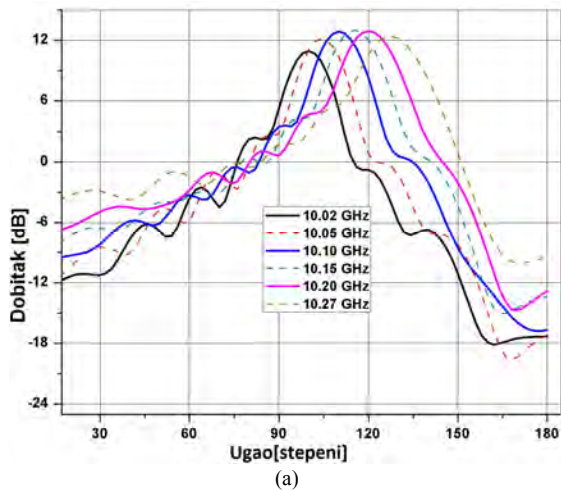
Karakteristike faznog šiftera, koji je ključni element skeniranog antenskog niza, date su na Sl. 4. Njegov 3 dB propusni opseg je od 9.98 GHz do 10.35 GHz, sa minimalnim koeficijentom refleksije od oko -20 dB i maksimalnim koeficijentom transmisije od -0.95 dB na sredini propusnog opsega. Projektovani fazni šifter je praktično filter propusnik opsega, zbog prisustva SRR-a i vije kao što je prikazano na Sl. 2.

Fazna karakteristika šiftera je nelinearna što je osobenost *left-handed* metamaterijala, ali je u ovom slučaju nelinearnost slabo izražena, tako da imamo gotovo linearno pomeranje glavnog snopa antene sa promenom učestanosti.



Sl. 4. S- parametri šiftera. Osenčena oblast označava radni opseg antene.

Simulirani dijagrami zračenja u H-ravni su prikazani na Sl. 5 za obe projektovane antene. Antene rade u opsegu od 10.02 GHz do 10.27 GHz, gde je postignuto skeniranje glavnog snopa od 99.9° do 127.4° u slučaju niza sa identičnim dipolima, odnosno od 96.1° do 126.6° (što je ukupno 30.5°) u slučaju niza sa modifikovanom Čebiševljevom raspodelom. Frekvencijska osetljivost je 12.2° za 100 MHz u poslednjem slučaju.

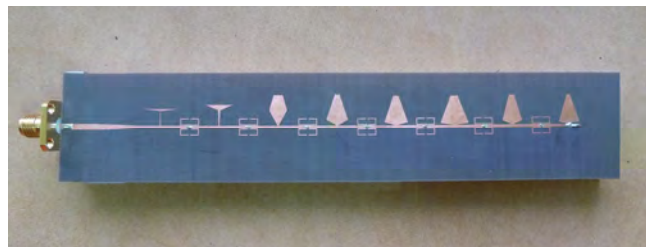


Sl. 5. Simulirani dijagram zračenja u H-ravni za antenu sa (a) identičnim dipolima i (b) pentagonalnim dipolima različitih impedansi.

Sa dijagrama na Sl. 5 se vidi da je kod niza sa pentagonalnim dipolima maksimalni nivo bočnih lobova iznosi -18 dB u odnosu na glavni snop u celom opsegu skeniranja, dok je kod niza koji ima identične dipole taj nivo svega -8 dB. Treba takođe zapaziti da se pri skeniranju 3 dB širina snopa povećava i to u opsegu od 14.7° do 20° kod niza sa identičnim dipolima, dok je kod pentagonalnih dipola povećanje 3 dB-širine snopa od 17.3° do 29.9° . U ovom drugom slučaju je i ugao skeniranja za 2° veći nego kod niza sa identičnim dipolima. Antena sa pentagonalnim dipolima u najvećem delu opsega skeniranja ima pojačanje između 11.4 dB i 12.2 dB, a samo na jednoj učestanosti na početku opsega skeniranja pojačanje pada na 9.89 dB. Kod antene sa identičnim dipolima pojačanje je u najvećem delu opsega skeniranja od 12.1 dB do 13 dB, a samo na jednoj učestanosti

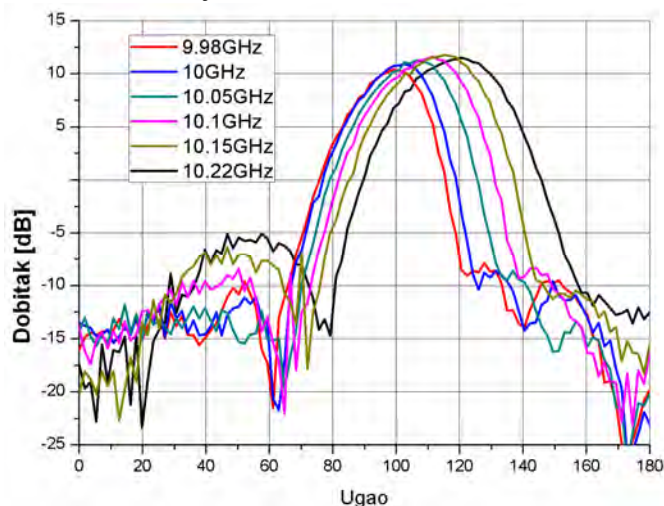
na početku opsega je 10.9 dB.

Kako su ukupne karakteristike antene sa pentagonalnim dipolima bolje od niza sa identičnim dipolima realizovana je samo antena sa pentagonalnim dipolima kao na Sl. 6.



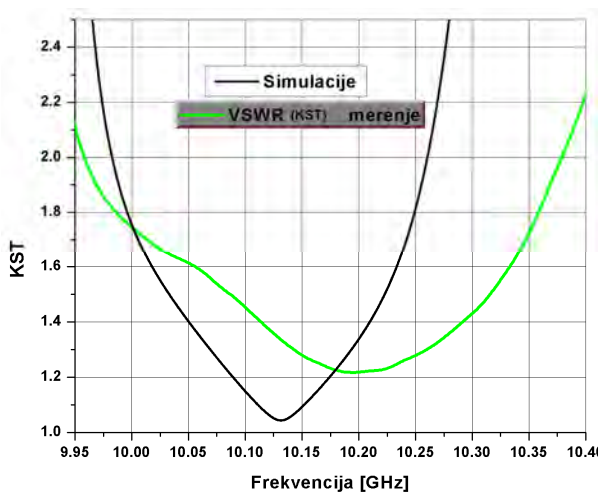
Sl. 6. Izgled realizovaneog antenskog niza sa pentagonalnim dipolima i kontinualnim prelazom sa balansnog na nebalansni vod na ulazu.

Preliminarni izmereni dijagrami zračenja u H-ravni prikazani su na Sl. 7. Dijagrami zračenja su mereni u opsegu od 9.98 GHz do 10.22 GHz i dobijen je ugao skeniranja od 22° što odgovara frekvencijskoj osetljivosti od $9.17^\circ/100$ MHz. Međutim, antena sigurno ima širi opseg skeniranja od izmerenog, jer snop dobijen na frekvenciji od 10.22 GHz ima veoma dobar oblik i pojačanje, pa to ne treba smatrati krajem opsega skeniranja. Treba zapaziti da se u celom opsegu skeniranja pojačanje antene veoma malo menja i to u opsegu od 10.3 dB do 11.7 dB. Maksimalni gain je za oko 0.5 dB manji od simuliranog što je dobar rezultat. Izmereni maksimalni nivo lobova javlja se na kraju gornjeg dela opsega i iznosi -17 dB što je nivo za oko 1 dB veći od simuliranog. Što se tiče promene 3 dB-širine glavnog snopa, izmerene vrednosti su manje od simuliranih i kreću se od 21.2° do 29.2° , što je veoma dobar rezultat.



Sl. 7. Izmereni dijagrami zračenja u H-ravni.

Na Sl. 8 je prikazan simuliran i izmeren koeficijent refleksije antenskog niza sa pentagonalnim dipolima. Sa slike se vidi da realizovana antena ima KST koji je u širem opsegu ispod 1.8 (od 10 GHz do 10.35 GHz) u odnosu na simulaciju, ali da je njegov minimum pomeren na 10.2 GHz. Tako da sa aspekta prilagođenja, antena može da radi do 10.35 GHz, tako da je moguće dobiti veći ugao skeniranja od izmerenog.



Sl. 8. Simuliran i izmeren koeficijent refleksije.

IV. ZAKLJUČAK

U radu su prikazana dva frekvencijski skenirana antenska niza sa neuniformnom raspodelom. Nizovi se sastoje od osam štampanih dipola napajanih progresivnim talasom sa jednog kraja balansnog mikrostrip voda. Napojna mreža između dipola je realizovana sa integrisanim faznim šifterima koji se sastoje od četiri SRR-a koji su spregnuti sa oba provodnika balansnog voda. Nizovi su projektovani sa različitim neuniformnim raspodelama od kojih jedan niz ima identične dipole impedanse 500Ω , koji se napajaju neuniformno zbog slabljenja koje unose fazni šifteri. Drugi niz je projektovan sa dipolima različitih impedansi tako da se dobije Dolf-Čebiševljeva raspodela uzimajući u obzir slabljenja faznih šiftera. Zahtevani odnos impedansi dipola da bi se realizovala ova raspodela je 1:11 što je bilo moguće ostvariti sa pentagonalnim dipolima. Realizovan je antenski niz sa pentagonalnim dipolima, jer je simulacija pokazivala da se sa njim može ostvariti potiskivanje bočnih lobova od 18 dB u najgorem slučaju u celom opsegu skeniranja. Preliminarni rezultati merenja pokazuju da je dobijeno potiskivanje bočnih lobova bolje od 17dB u celom opsegu skeniranja. Merenje je vršeno sa promenom učestanosti od 240 MHz tako da je dobijeno skeniranje od 22° , ali je ugao skeniranja veći od ovih preliminarnih merenja. Pojačanje antene je 10.3 dB do 11.7 dB, a širina glavnog snopa merena za 3 dB se pri skeniranju menja od 21.2 do 29.2 stepena, što je manje od simulirane vrednosti.

Treba naglasiti da je predložena antena veoma jednostavna u poređenju sa sličnim antenama sa frekvencijskim skeniranjem pošto su i zračeći elementi i napojna struktura realizovani na istom supstratu i potpuno planarni.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je realizovan na projektima TR32024 i III45016 koji su finansirani do strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije.

Autori se zahvaljuju na softverskoj licenci firmi WIPL-D d.o.o. koja je participant na projektu TR32024.

LITERATURA

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband Frequency Scanning Array Antenna at 5.8 GHz for Short Range Imaging", *Technische Universitat Munchen, Fachgebiet Hochfrequenztechnik*, Munich, Germany.
- [4] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic, "Printed Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters", *7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics –Metamaterials 2013*, Bordeaux, France, 16-21 September 2013.
- [5] Aleksandar Nešić, Zoran Mičić, Siniša Jovanović, Ivana Radnović and Dušan Nešić, "Millimeter-Wave Printed Antenna Arrays for Covering Various Sector Widths", *Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 49, No. 1, February 2007.
- [6] M. Mikavica and A. Nestic, "CAD for Linear and Planar Antenna Array of Various Radiating Elements," Norwood, MA, Artech House, 1992.
- [7] <http://www.wipl-d.com/>

ABSTRACT

In this paper we present a new design of frequency-scanning antenna array with enhanced side lobes suppression that has been achieved thanks to a wide range of impedances (1:11) of pentagonal dipoles. Feeding network between the dipoles is designed using *left-handed* unit cell as a phase shifter that increases the frequency dependant phase difference between antenna elements. Phase shifter consists of four split-ring resonators coupled with balanced microstrip line. The beam scanning is found to be 30 degrees with frequency variation from 10 GHz to 10.25 GHz (2.5% of the central frequency) and gain is about 11.5 dBi. Antenna array exhibits the side lobe levels lower than -18 dB in the whole scanning range.

Frequency Scanning Antenna Array with Non-uniform Amplitude Distribution

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic and Aleksandar Nestic

Frekvencijski skeniran antenski niz sa SRR faznim šifterima

Nikola Bošković, Branka Jakanović i Aleksandar Nešić

Apstrakt—U ovom radu predstavljamo novi dizajn antenskog niza sa frekvencijskim skeniranjem koji se sastoji od osam antirezonantnih dipola napajanih simetričnim mikrostrip vodom. Napojna mreža između dipola je projektovana upotrebom *left-handed* ćelija koje povećavaju frekvencijsku zavisnost faznog pomeraja između antenskih elemenata. *Left-handed* ćelija se sastoji od dva SRRs (*split-ring resonators*) koji su spregnuti sa simetričnim mikrostrip vodom. Dobijen je ugao skeniranja antene od 32 stepena promenom frekvencije u opsegu od 5.85 GHz do 6.15 GHz ($\pm 2.5\%$ u odnosu na centralnu frekvenciju), dok je gain antene 13.5 dBi.

Cljučne reči—Štampani antenski niz; SRR fazni šifter; frekvencijsko skeniranje.

I. UVOD

ANTENE sa frekvencijskim skeniranjem su specijalan slučaj faznih antenskih nizova. Skenirajući snop se stvara promenom frekvencije ulaznog signala što uzrokuje fazni pomeraj na napojnom vodu koji je postavljen između zračećih elemenata antenskog niza. Pri projektovanju frekvencijski skeniranih antena najvažniji faktori su: ugao skeniranja, potreban opseg promene frekvencije i gubici u napojnom vodu koji su veoma kritični za antenski gain.

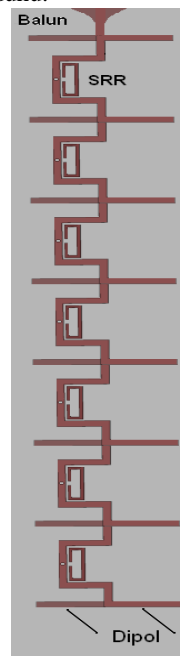
Antena sa frekvencijskim skeniranjem napajana na centralnoj frekvenciji od 6GHz sa meandrom dužine $2\lambda_g$ u tehnici balansnog mikrotrakastog voda je predstavljena u [1]. Antena poseduje mogućnost skeniranja velikog sektora od oko 50 stepeni, ali zahteva frekvencijski opseg od 20% koji je obično nedostupan na nižim frekvencijama. Sličan pristup sa faznim šifterima realizovanim pomoću transmisionih vodova predložen je u [2]. Antena je realizovana na troslojnom dielektriku i ima veliki ugao skeniranja od 73 stepena, ali sa veoma slabom frekvencijskom osetljivošću od $43.24^{\circ}/\text{GHz}$, što znači da zateva veoma veliku promenu frekvencije od oko 1.7 GHz. Uskopojasno frekvencijsko skeniranje sa značajnim poboljšanjem u frekvencijskoj osetljivosti od $1.64^{\circ}/\text{MHz}$ je izloženo u [3]. Predložena skenirajuća antena koristi filter propusnik opsega između antenskih elementa koji obezbeđuje dodatni fazni pomeraj, ali nedostatak je prilično veliko uneseno slabljenje u napojnoj mreži što značajno redukuje gain antene. Tako, da skenirajuća antena od 11 zračećih

elemenata poseduje gain od svega -6 dBi.

U ovom radu predložen je antenski niz sa frekvencijskim skeniranjem sa znatno većom frekvencijskom osetljivošću u odnosu na [1] usled upotrebe *left-handed* ćelije bazirane na paru SRRs koji su spregnuti sa balansnim mikrostrip vodom. Predloženi fazni šifter obezbeđuje značajan fazni pomeraj u uskom frekvencijskom opsegu, a da pri tome ima dobro prilagođenje i malo uneseno slabljenje. Maksimalni gain antenskog niza je 13.7 dBi sa varijacijom od 1.33 dB u opsegu skeniranja.

II. DIZAJN ANTENE

Antenski niz se sastoji od osam identičnih antirezonantnih dipola napajanih sa balansnim mikrostrip vodom kao što je prikazano na Sl. 1. Jedna polovina dipola je štampana sa jedne strane supstrata, a druga polovina sa druge strane. Struktura se nalazi na supstratu Rogers 4003 ($\epsilon_r = 3.55$, $h = 1$ mm, $\tan \delta = 0.0027$). Dimenzije dipola su optimizovane da budu oko 400Ω korišćenjem WIPL-D Pro [4], elektromagnetskog simulatora na bazi metode momenta. Rastojanje između dipola je $0.5 \lambda_0$, t.j. 25 mm na 6 GHz. Prelaz sa balansnog na nebalansni mikrostrip vod se vrši balunom. Antenski niz je postavljen iznad reflektorske ravni na udaljenosti od četvrtine talasne dužine u vazduhu.



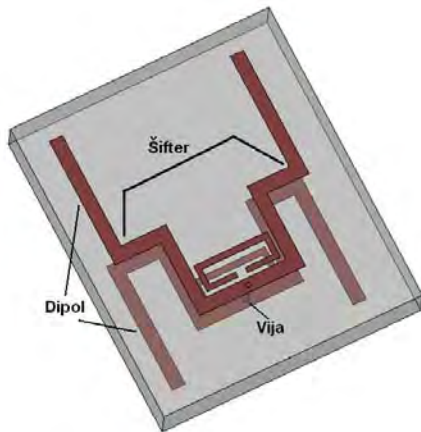
Sl. 1. Antenski niz sa faznim šifterima.

Nikola Bošković – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Pregrevica, Srbija (e-mail: nikolab@ipb.ac.rs).

Branka Jakanović – Institut za fiziku, Univerzitet u Beogradu, Pregrevica 118, 11080 Pregrevica, Srbija (e-mail: brankaj@ipb.ac.rs).

Aleksandar Nešić –IMTEL Komunikacije A.D. , Bulevar Mihajla Pupina 165b, 11070 Beograd, Srbija, (e-mail: aca@insintel.com).

Fazni šifter je projektovan u formi jedne *left-handed* ćelije koja se sastoji od dva SRRs koji su spregnuti sa balansnim mikrostrip vodom i metalne vije koja povezuje gornji i donji provodnik balansnog voda, kao što je prikazano na Sl. 2. Jedan SRR se nalazi na gornjoj, a drugi na donjoj strani dielektrika.

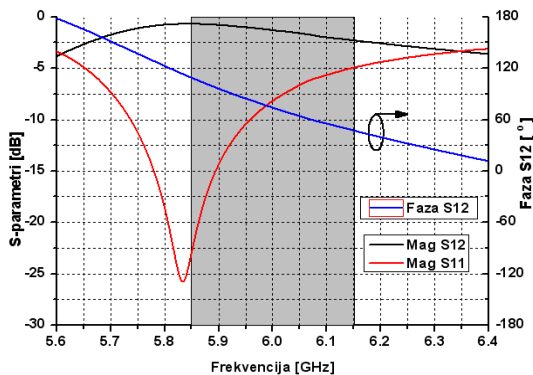


Sl. 2. SRR šifter između dva dipola.

Pri projektovanju šiftera pokazalo se da sprega između SRR i balansnog voda ima veliki uticaj na ukupne karakteristike šiftera, pa je bilo neophodno da se ona maksimalno poveća. To je prvobitno učinjeno tako što je umesto klasičnih kvadratnih SRRs korišćen SRR koji je izdužen u pravcu voda. Takva struktura zahteva postojanje još dva dodatna SRRs sa druge strane voda tj. ukupno 4 SRRs. Da bi se izbegla upotreba dodatnih SRR moguće je pojačati spregu tako što će sam vod biti savijen oko SRR. U ovom slučaju moguće je koristiti čak i klasične kvadratne SRR, jer položaj voda obezbeđuje dovoljnu spregu.

III. REZULTATI

Karakteristike faznog šiftera su date na Sl. 3. Njegov 3dB propusni opseg je od 5.6 GHz do 6.35 GHz, sa maksimalnim koeficijentom refleksije od -27 dB i koeficijentom transmisije od -0.7 dB na rezonantnoj učestanosti. Projektovani fazni šifter je praktično filter propusnik opsega, usled prisustva SRR i vije kao što je prikazano na Sl. 2.

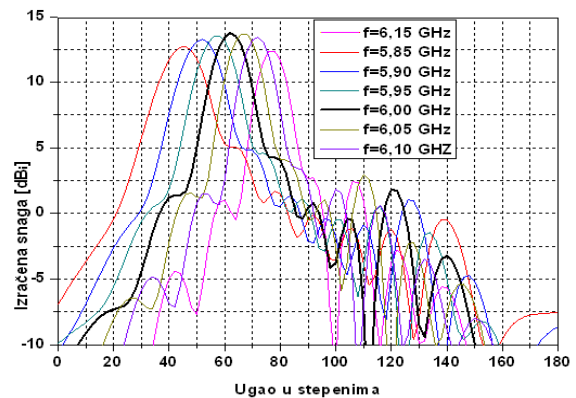


Sl. 3. S parametri šiftera. Osenčena oblast označava radni opseg antene.

Fazna karakteristika šiftera je nelinearna što je osobenost *left-handed* metamaterijala, ali u ovom slučaju ta nelinearnost je veoma slabo izražena, tako da imamo gotovo linearno pomeranje glavnog snopa antene sa promenom učestanosti. Rezonansa šiftera je izabrana da bude na 5.85 GHz, kako bi se omogućilo da centralna frekvencija antene bude oko 6 GHz. Dodavanje dipola šifterima menja faznu karakteristiku šiftera što je ekvivalentno produžavanju napojnog voda i ima za posledicu dodatni frekventijski pomeraj šiftera od 150 MHz.

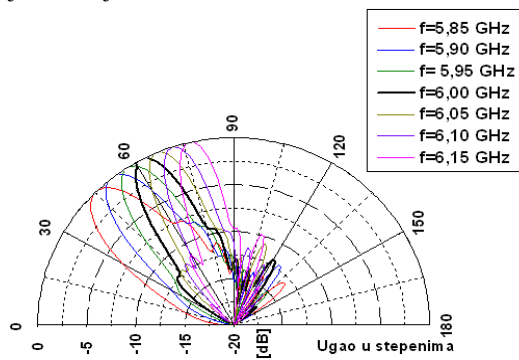
Primećeno je da su gain i ugao skeniranja u što užem frekventijskom opsegu su dva međusobno oprečna zahteva, tj. veći gain znači uži glavni snop antene, a i manji ugao skeniranja, odnosno manju frekventijsku osetljivost antene.

Dijagram zračenja predložene antene je dat na Sl. 4. Antena radi u opsegu od 5.85 GHz do 6.15 GHz, gde je postignuto skeniranje glavnog snopa od 45° do 77°. Frekventijska osetljivost je 10.67° za 100 MHz. Maksimalni gain iznosi 13.73 dBi, i opada do 12.4 dBi na gornjoj ivici radnog opsega, s tim što je većina glavnih lobova u radnom opsegu ima gain iznad 13.2 dBi. Ovo predstavlja veoma dobar kompromis između što većeg traženog opsega skeniranja za što manju promenu učestanosti uz što manju degradaciju pojačanja antene. Kod [1] maksimalni gain ide do oko 14 dBi, dok najniži iznosi 12 dBi.



Sl. 4. Simulirani dijagram zračenja u radnom opsegu (H-ravan).

Normalizovani dijagram zračenja je dat na Sl. 5. Na njemu se može posmatrati nivo prvog bočnog loba u odnosu na glavni. On varira od 7.7 dB u najgorem do oko 10 dB u najboljem slučaju.



Sl. 5. Normalizovani dijagram zračenja (H-ravan).

IV. ZAKLJUČAK

U ovom radu je prikazan antenski niz sa frekvencijskim skeniranjem koja se sastoji od osam identičnih štampanih dipola napajanih balansnim mikrostrip vodom i faznim šifterom koji se sastoji od dva SRRs spregnuta sa meandriranim balansnim vodom i vijom koja povezuje oba provodnika balansnog voda. Predložena struktura je veoma jednostavna u poređenju sa sličnim antenama sa frekvencijskim skeniranjem pošto su i zračeci elementi i napojna struktura na istom supstratu. Postignuto je skeniranje od 32° pri promeni frekvencije od 300 MHz, pri čemu antena u većem delu opsega ima gain preko 13.2 dBi .

ZAHVALNICA

Ovaj rad je finansiran do strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije u okviru projekata TR32024 i III45016.

Autori se zahvaljuju firmi WIPL-D d.o.o. koja je participant na projektu TR32024, na softverskoj licenci.

LITERATURA

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna With Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband Frequency Scanning Array Antenna at 5.8 GHz for Short Range Imaging", *Technische Universitat München, Fachgebiet Hochfrequenztechnik, Munich, Germany*.
- [4] <http://www.wipl-d.com/>

ABSTRACT

In this paper we present a new design of frequency-scanning array antenna which consists of eight antiresonant dipoles fed by symmetrical microstrip line. Feeding network between dipoles is designed using *left-handed* unit cell that increases the frequency dependant phase difference between antenna elements. Left-handed unit cell consists of two SRRs (split-ring resonators) coupled with balanced microstrip line. The beam scanning is found to be 32 degrees with frequency variation in the range from 5.85 GHz to 6.15 GHz ($\pm 2.5\%$ of the central frequency) and gain of 13.5 dBi.

Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters

Nikola Boskovic, Branka Jokanovic and Aleksandar Nestic

POREĐENJE KARAKTERISTIKA ŠTAMPANIH *BOW-TIE* DIPOLA SA DIPOLIMA PETOUGAONOG OBLIKA

Marina Ilić, "IMTEL Komunikacije", marina@insimtel.com
Nikola Bošković, "IMTEL Komunikacije", nikola@insimtel.com

Sadržaj – Rad obuhvata poređenje bitnih karakteristika često primenjivanih štampanih *bow-tie* dipola sa dipolima petougaonog oblika. Poređenje obuhvata karakteristike štampanih usamljenih dipola sa ravnom reflektorskom pločom, kao i dipole u antenskim nizovima. Karakteristike dipola su dobijene na osnovu simulacionih modela, na frekvenciji oko 10 GHz. Eksperimentalna provera realizovanih prototipova na osnovu simulacionih modela je u toku. Konstatovana je značajna prednost dipola petougaonog oblika koja se odnosi na širokopoljnost i znatno manju međusobnu spregu u nizu sa aksijalno postavljenim dipolima.

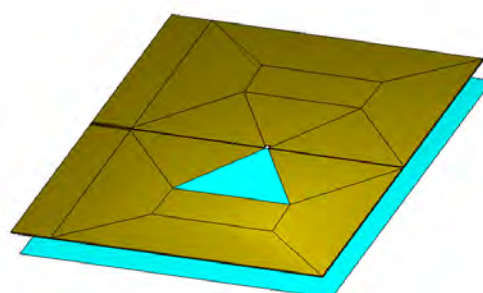
Na Sl. 1a,b su prikazani simulacioni modeli *Bow-tie* dipola i petougaonog dipola na supstratu iznad reflektora. Vidi se simetrična segmentacija strukture, kao i položaj druge polovine dipola, koja se nalazi sa druge strane supstrata, bliže reflektoru. Prednost petougaonih dipola može se objasniti u većem stepenu slobode prilikom konstrukcije, tj. kod *Bow-tie* možemo optimizovati 3 dimenzije, dok kod petougaonog dipola čak 5 dimenzija. Sa slika možemo videti da petougani dipol praktično predstavlja *Bow-tie* sa dodatkom u formi trapeza.

1. UVOD

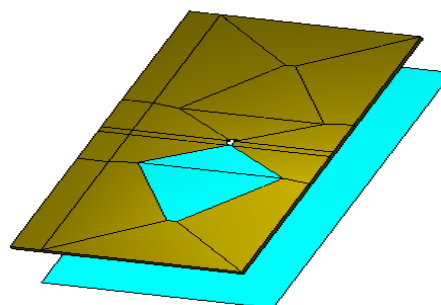
Štampane antenske strukture su poslednjih godina apsolutno dominantne u antenskim sistemima koji se koriste u mikrotalasnoj tehnici. Kao zračeći elementi se najčešće koriste *patch*-evi ili razne forme štampanih dipola. Jedan od najbitnijih nedostataka *patch*-eva je veoma uzan propusni opseg, kao i velika osetljivost na tolerancije. Zbog toga se u antenskim sistemima u štampanoj tehnici, koji imaju relativno široke propusne opsege koriste dipoli različitih formi. Najčešće su to tzv. *Bow-tie* dipoli čije polovine imaju formu trougla [1, 2, 3]. Međutim, manje korišćeni su dipoli petougaonog oblika [4, 5, 6]. U radu su uporedno razmatrana oba tipa štampanih dipola, pod istim uslovima. Poređene su njihove bitne karakteristike: širina propusnog opsega, gain, kao i međusobna sprega – kada se koriste u antenskim nizovima. Razmatrani su slučajevi usamljenih dipola sa i bez dielektrične podloge; zatim sa i bez dielektrične podloge iznad reflektorske ploče. Razmatrani su i parovi dipola u nizu radi poređenja međusobnih impedansi.

2. POREĐENJE KARAKTERISTIKA DIPOLA SA REFLEKTORSKOM PLOČOM

Razmatrane su karakteristike *Bow-tie* i petougaonih dipola bez i sa dielektričnom podlogom na opsegu oko 10 GHz. Iza dipola, na rastojanju $\lambda/4$ se nalazi provodna reflektorska ravan. Oba dipola su optimizovana tako, da na centralnoj frekvenciji od 10 GHz imaju impedanse $(100+j0)$ oma i $(200+j0)$ oma. Jedna i druga polovina dipola (kod oba tipa) se nalaze na suprotnim stranama dielektrične podloge, tako da simulacioni model odgovara napajanju dipola simetričnim (balansiranim) mikrostrip vodom. Korišćena dielektrična podloga ima debljinu $h=0.508$ mm i relativnu dielektričnu konstantu $\epsilon_r=2.17$. Računati su propusni opsezi oba tipa antene (dipola), pod pretpostavkom da se pod propusnim opsegom podrazumeva frekvencijski opseg u kome je VSWR manji od 2 (odnosno $S_{11} < -10$ dB), naravno normalizovano na nominalnu impedansu antene (100 oma ili 200 oma). Međutim, postoje na višim frekvencijama dolazi do formiranja lobova velikog nivoa, gde su antene praktično neupotreblljive, propusni opseg je pored uslova za VSWR, određen i uslovom da lobovi imaju nivo najmanje 10 dB niži od glavnog snopa.

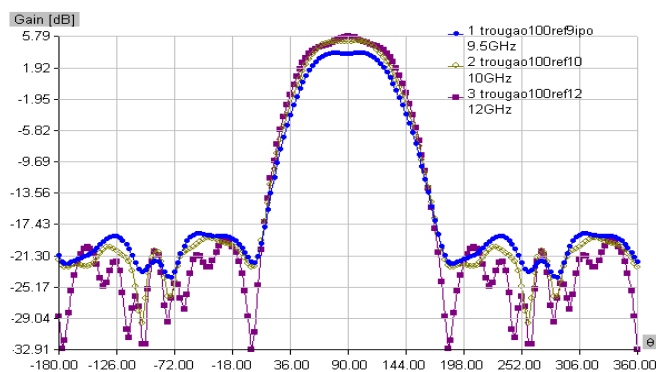


Slika 1a. Model *Bow-tie* dipola.

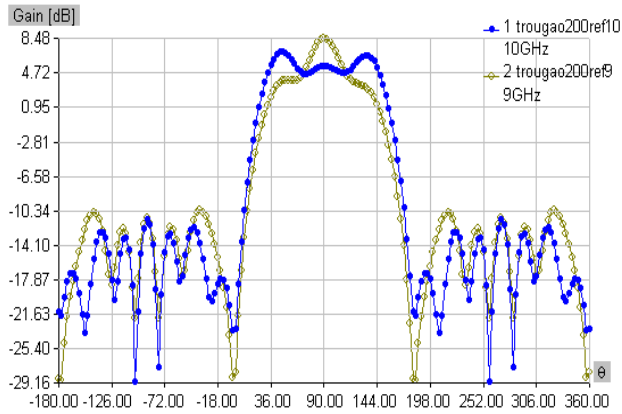


Slika 1b. Model petougaonog dipola.

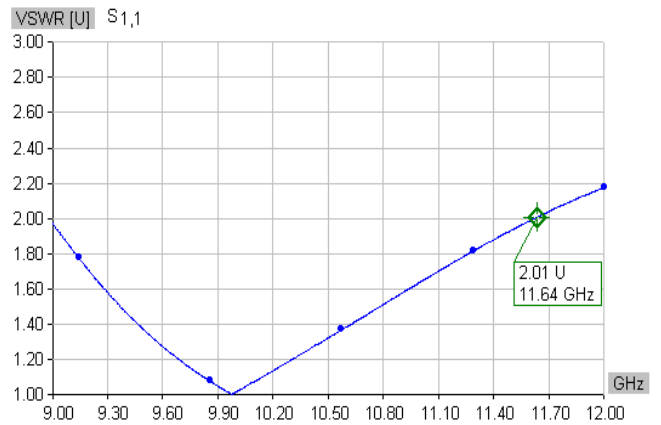
Na Sl. 2a,b i 2c,d su dijagrami zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama, za *Bow-tie* i petougaone dipole, a na Sl.3a,b i 3c,d VSWR za *Bow-tie* i petougaone dipole.



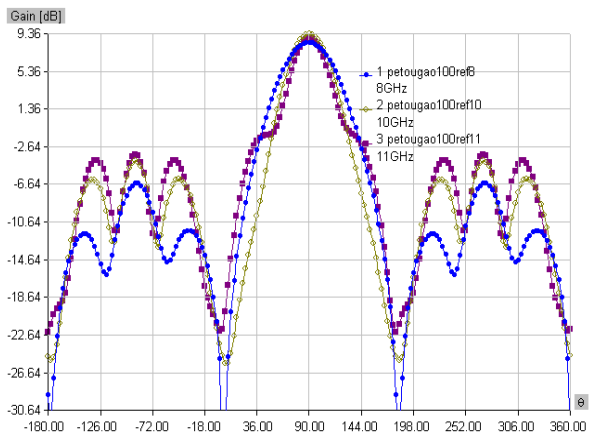
Slika 2a. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za *Bow-tie* na 100 oma.



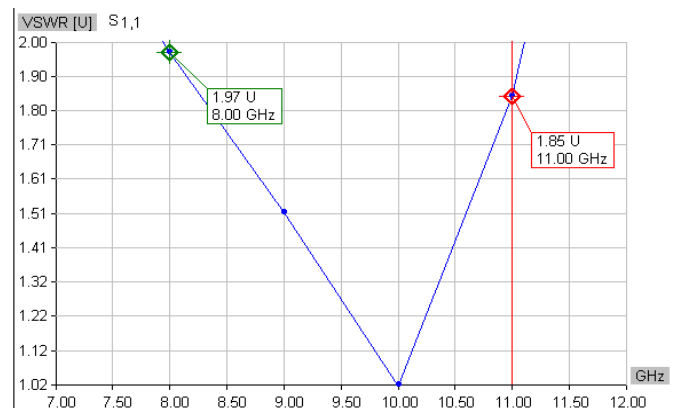
Slika 2b. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnoj frekvenciji za *Bow-tie* na 200 oma.



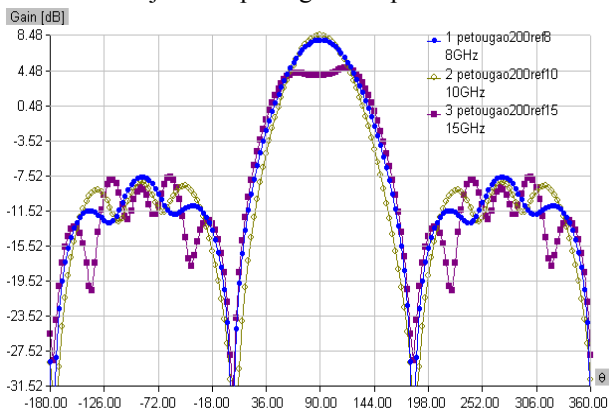
Slika 3b. VSWR za *Bow-tie* na 200 oma.



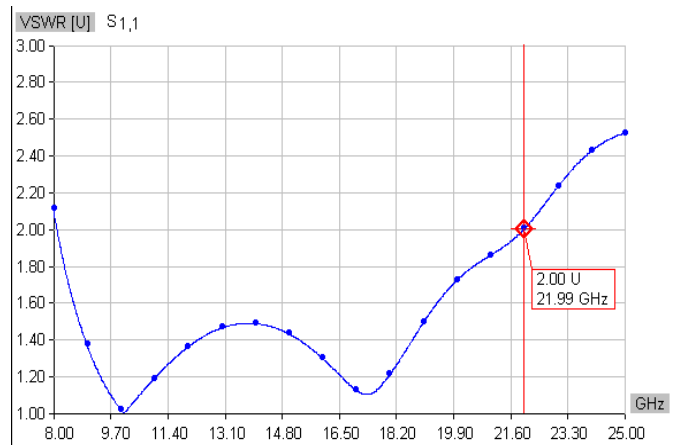
Slika 2c. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za petougaone dipole na 100 oma.



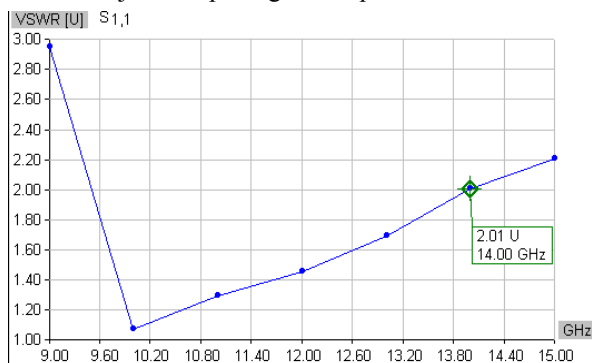
Slika 3c. VSWR za petougaone dipole na 100 oma.



Slika 2d. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za petougaone dipole na 200 oma.



Slika 3d. VSWR za petougaone dipole na 200 oma.

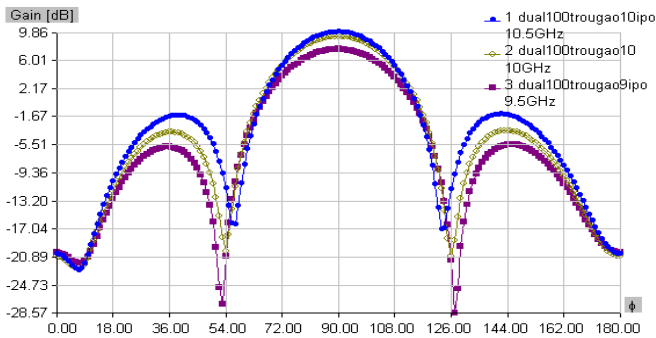


Slika 3a. VSWR za *Bow-tie* na 100 oma.

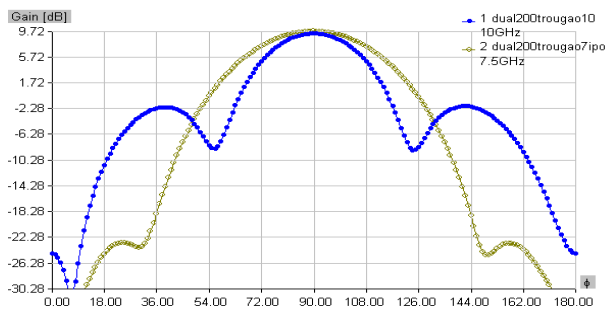
Sa slika vidimo da petougani dipol na 200 oma ima ubedljivo najveći radni opseg od 8 do blizu 15 GHz. Najgore karakteristike ima *Bow-tie* na 200 oma čiji se dijagram zračenja vrlo brzo deformiše, tako da je ova antena neupotrebljiva i na centralnoj učestanosti. Za slučajeve od 100 oma, radni opsezi obe antene su oko 2.5 GHz, stim što *Bow-tie* ima veće slabljenje bočnih lobova (oko 25 dB), a petougaoni dipoli dosta bolji gain (9.36 dB).

3. POREĐENJE KARAKTERISTIKA *BOW-TIE* SPREGNUTIH DIPOLA SA SPREGNUTIM PETOUGAONIM DIPOLIMA

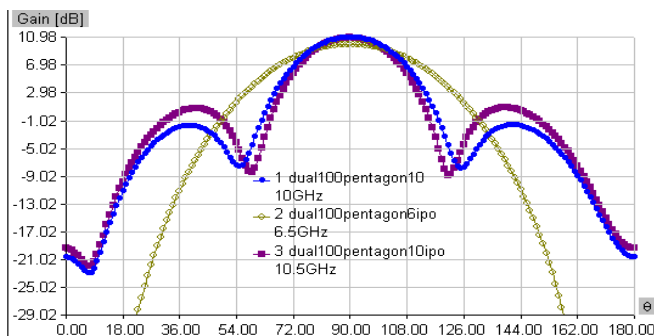
Širokopolasni dipoli, koje smo analizirali se vrlo često koriste u antenskim nizovima. Zbog toga je od interesa analiza karakteristika *Bow-tie* i petougaonih dipola kada se koriste u antenskim nizovima. Analiziramo karakteristike 2 spregnuta *Bow-tie*, kao i karakteristike 2 spregnuta petougaona dipola, iza kojih se, na rastojanju $\lambda/4$ (u odnosu na centralnu frekvenciju), nalazi provodna reflektorska ravan. U nizovima, odnosno prikazanim slučajevima, postoji međusobna sprege između dipola. Ukoliko su relativno velike međusobne sprege između dipola u nizu, veoma je otežano projektovanje, odnosno optimizacija karakteristika dipola u nizu. Prikazani su modeli parova *Bow-tie* i petougaonih dipola sa ravnom reflektorskom ravni, optimizovani na impedansama od 100 oma i 200 oma. Na dijagramima Sl. 4, 5, 6 su prikazani dijagrami zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama pomenutih modela, VSWR, kao i međusobne sprege u svim pomenutim slučajevima.



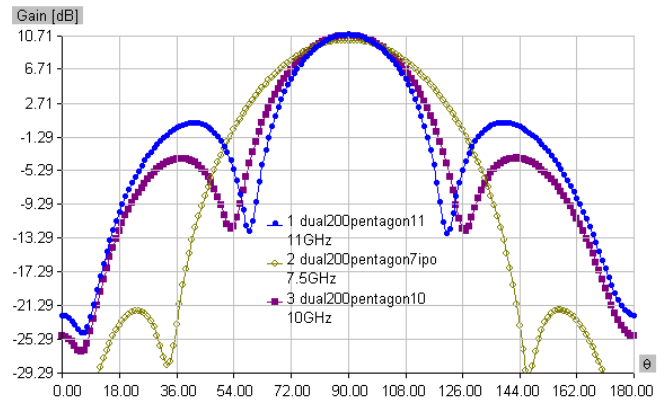
Slika 4a. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za spregnute *Bow-tie* na 100 oma.



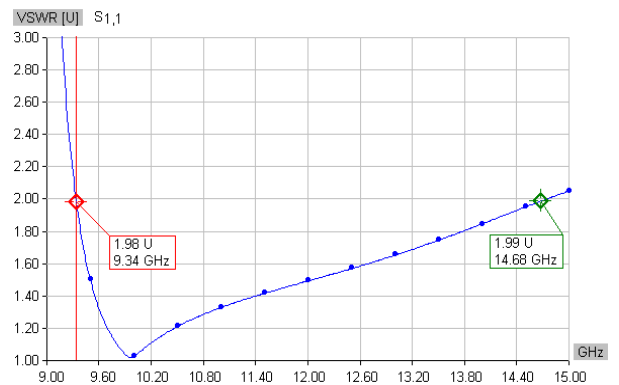
Slika 4b. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnoj frekvenciji za spregnute *Bow-tie* na 200 oma.



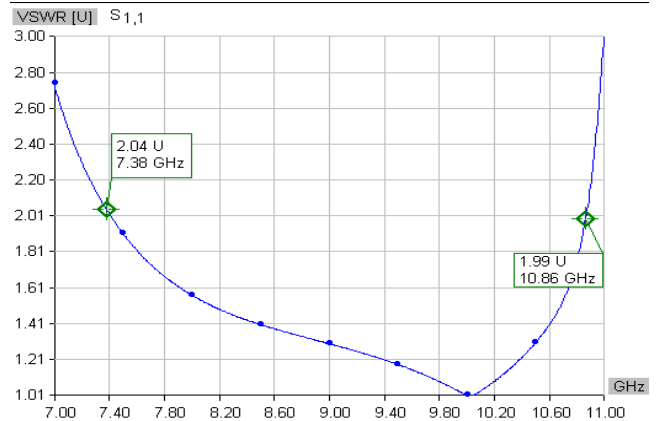
Slika 4c. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za spregnute petougaone dipole na 100 oma.



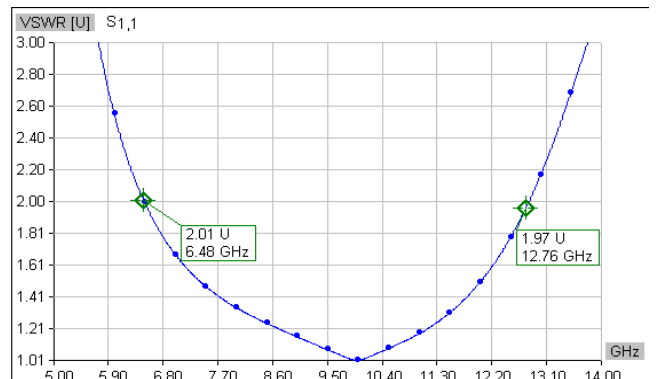
Slika 4c. Dijagram zračenja na centralnoj i graničnim frekvencijama za spregnute petougaone dipole na 200 oma.



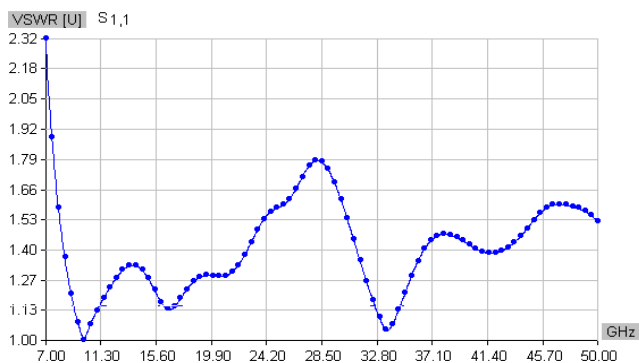
Slika 5a. VSWR za spregnute *Bow-tie* na 100 oma.



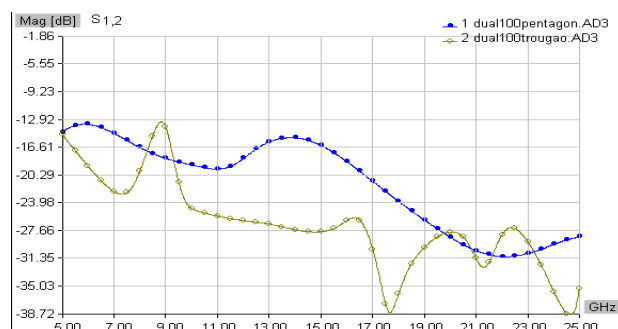
Slika 5b. VSWR za spregnute *Bow-tie* na 200 oma.



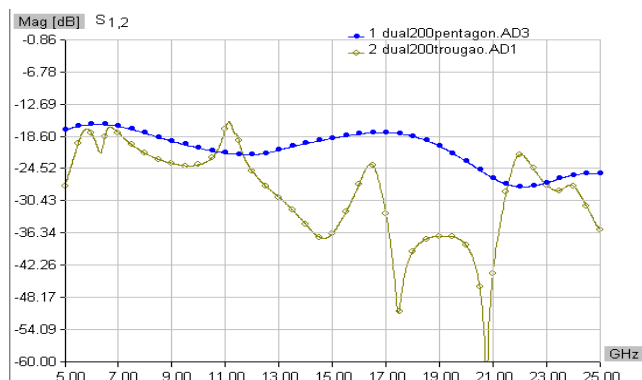
Slika 5c. VSWR za spregnute petougaone dipole na 100 oma.



Slika 5d. VSWR za spregnute petougaoone dipole na 200 oma.



Slika 6a. Sprega za slučaj 100 oma.



Slika 6b. Sprega za slučaj 200 oma.

4. ZAKLJUČAK

Sa prethodnih grafika se jasno vidi da su spregnuti petougaooni dipoli (radni opsezi oko 4 GHz) širokopojasniji od *Bow-tie* (radni opsezi 1-2.5 GHz) i da imaju veći gain, takođe dimenzije *Bow-tie* su oko tri puta veće za odgovarajući slučaj petougaoonog dipola. Sa grafika sprege vidi se da je ona znatno mirnija kod petougaoonih dipola što je od presudne važnosti za širokopojasnost. Petougaooni dipoli su pokazali bitnu prednost u donosu na *Bow-tie*, tako da je njihova značajnija upotreba potpuno opravdana. Prednosti petougaoonih dipola su uvideli i svetski priznati autoriteti iz oblasti antena poput Toma Miligana koji u predgovoru za 6, između ostalog kaže i sledeće: "Notice the use of a pentagonal dipole that provides exceptional bandwidth, a simpler construction compared to a sleeve dipole. Thanks to the authors for sharing their ideas and experience in building these antennas."

Istraživanje u ovom radu je finansirano od strane Ministarstva prosvete i nauke u okviru projekata TR-32052 i TR-45016.

LITERATURA

- [1] Kraus, J.D., *Antennas*, 2nd edition. New York, McGraw-Hill, 1988.
- [2] Katsuki Kiminami, Akimasa Hirata, and Toshiyuki Shiozawa, *Double-Sided Printed Bow-Tie Antenna for UWB Communications*, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, 2004.
- [3] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, and Charles E. Smith, *Wide-Band Modified Printed Bow-Tie Antenna With Single and Dual Polarization for C- and X-Band Applications*, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 9, Sep. 2005.
- [4] A. Nestic, I. Radnovic, *Experimental Study of the New Broadband Printed Antenna Structure*, Radio Science Meeting, Program and Abstract, 1993 URSI, June 28-July 2, 1993, University of Michigan, U.S.A., p21.
- [5] Aleksandar Nestic, Ivana Radnovic, Veselin Brankovic; *Ultrawideband printed antenna array for 60 GHz frequency range*, 1997 IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig. vol. 35, pp. 1272 - 1275, June 1997.
- [6] Aleksandar Nestic, Zoran Micic, Sinisa Jovanovic, Ivana Radnovic, Dusan Nestic; *Millimeter-wave printed antenna arrays for covering various sector widths*, *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 49, pp. 113 - 118, February 2007.

Abstract – This work includes comparison of the essential characteristics of frequently applied printed bow-tie dipoles with pentagon dipoles. The comparison includes features of printed isolated dipole, above reflecting plate, and the dipole antenna arrays. Characteristics of the dipole are obtained based on simulation models, at a frequency around 10 GHz. Experimental verification of implemented prototypes based on simulation models is ongoing. We found a significant advantage of pentagon dipole forms relating to broadband and to a much lower mutual coupling in a series of axially placed dipoles.

COMPARASION OF THE CHARACTERISTICS OF THE PRINTED BOI-TIE DIPOLE AND PENTAGON DIPOLE

Marina Ilić, Nikola Bošković

NISKOPROPUSNI FILTAR ZA GSM MULTIPLESER SA MALIM GUBICIMA I VRLO VISOKIM IIP3

Nikola Bošković, "IMTEL Komunikacije", nikola@insimtel.com

Sadržaj – U ovom radu je predstavljen postupak projektovanja niskopropusnog filtra za GSM multiplekser u koaksijalnoj tehnologiji, na osnovu zadatih specifikacija. Dat je detaljan postupak dizajna, kao i verifikacija 3D EM analizom. Takođe je prikazana važnost postojanja analitičkih modela za različite EM probleme.

1. UVOD

Mikrotalasni pasivni uređaji se danas u najvećem broju slučajeva implementiraju u tehnici mikrotrakastih vodova. Ovo je opravdano iz razloga što je u ovoj tehnici moguće napraviti uređaje za najrazličitije moguće primene: filtre, spreznjake, transformatore impedanse. Jedan filter se u ovoj tehnici može realizovati različitim načinima: kaskadom sekcija voda, spregnutim vodovima, vodovima sa paralelnim ograncima itd. Nesumljiva prednost ove tehnologije je njena mala cena i veličina realizovanog proizvoda, s obzirom da talasna dužina, a samim tim i veličina vodova, obrnuto srazmerna učestanosti. Međutim, postoje određeni slučajevi gde ova tehnologija nije primenljiva, kao na primer za rad sa signalima čija snaga prevazilazi mogućnosti mikrotrakastih vodova, [1].

Filtiri su mreže sa dva ili više pristupa selektivne po učestanosti. Njihov osnovni zadatak je da signale nekih učestanosti dobro propuštaju, a da signale drugih učestanosti slabe, što se obično vrši tako što se neželjeni opseg signala reflektuje. Za analizu i projektovanje filtra od osnovne važnosti je transfer funkcija, koja je zapravo odnos kompleksnih predstavnika veličina na izlazu i ulazu filtra. Transfer funkcija na osi učestanosti je frekvencijski odziv. Filtiri su najčešće pasivne recipročne mreže sa dva pristupa, a transfer funkcija je po pravilu parametar rasejanja, S_{21} . Za recipročne mreže sa dva pristupa važi $S_{21} = S_{12}$, [2].

Prva stvar kod projektovanja filtra je izbor aproksimacije koja treba da zadovolji zadanu specifikaciju, skup uslova koje filter treba da zadovolji. Aproksimacija je analitički izraz frekvencijskog odziva koji može da se ostvari u praksi. Da li će biti izabrana Batevortova, Čebiševljeva, Beselova, Eliptička, Ležandrova ili neka druga zavisi od konkretnih uslova koje dizajn treba da zadovolji: selektivnost, linearnost faze itd. U praksi se najčešće koristi Čebiševljeva. Razlog tome je što za nju postoje jednostavni analitički izrazi, a ima veću selektivnost od Batevortove. Prostija aproksimacija često znači i da je njenu fizičku realizaciju lakše izvesti. Aproksimacije praktično daju samo početne vrednosti parametara komponenata, pošto se filtri prave od nesavršenih komponenata, pa je konačni model rezultat podešavanja parametara radi kompenzacije gubitaka. Dostupna su softverska rešenja koja omogućavaju proračun odgovarajuće aproksimacije. Naročito pogodna je mogućnost da se u određenom softverskom paketu jedan ili svi parametri menjaju u određenim granicama, od strane korisnika (tjunovanje), ili od strane samog softvera po odgovarajućem algoritmu (optimizacija), u cilju zadovoljenja specifikacije. Na taj način se može dobiti aproksimacija koja se ne može svrstati ni u jednu poznatu, ali koja najbolje odgovara zatom problemu, [3].

2. METODOLOGIJA

Potrebno je dizajnirati filter propusnik niskih učestanosti sledećih specifikacija: S_{11} u opsegu 850 MHz do 950 MHz da je manje od -35 dB, S_{12} je jednako -3 dB na oko $f=1$ GHz, obezbediti potiskivanje harmonika, male gubitke i visok IIP3.

Zbog uslova koje filter treba da zadovolji izabrana je koaksijalna tehnika. Dizajn treba da zadovoljava zadanu specifikaciju, a da pri tom bude što lakše fizički ostvariv. Potrebno je u šuplju cev određenog prečnika staviti odgovarajuće metalne šipke, tako da struktura vrši funkciju traženog filtra. Dielektrik je vazduh. Za način realizacije datog filtra izabran je dizajn preko kaskade sekcija voda. Za početnu aproksimaciju izabrana je Čebiševljeva, pošto ona obezbeđuje najmanji red filtra za dizajn preko kaskade sekcije voda.

3. APROKSIMACIJA

Prva stvar koju treba uraditi je proračun reda aproksimacije, koji će zadovoljiti specifikaciju, [4]. Za slučaj Čebiševljeve aproksimacije to se može uraditi po obrascu 1.

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (1)$$

Slabljenje u nepropusnom opsegu za Ω_s je L_{As} [dB], uzimamo da je 40 dB, Ω_s je granična ugaona učestanost i iznosi $2\pi \cdot f$ [GHz] rad. L_{Ar} [dB] je sačinitelj talasnosti u propusnom opsegu. Kako za pasivne dvoportne mreže bez gubitaka važi $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, tada važi izraz 2.

$$L_{Ar} = -10 \log(1 - 10^{0.1L_R}) \quad (2)$$

L_R [dB] < 0, su povratni gubici u propusnom opsegu, tj. S_{11} [dB] = -35. Zamenom u 1, dobijamo da je $n \geq 9.621$, dakle $n=10$ bi trebao da bude minimalan red filtra sastavljenog od idealnih komponenata. Međutim, kako imamo istu impedansu na oba pristupa filtra (50Ω), potrebno je da red filtra Čebiševljeve aproksimacije bude neparan, tako da usvajamo da je $n=11$. Sada možemo izračunati vrednosti elemenata za niskopropusnik opsega sastavljenog od idealnih elemenata po Čebiševljevoj aproksimaciji, na osnovu izraza 3.

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right),$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]},$$

$$i = 2, 3, \dots, n,$$

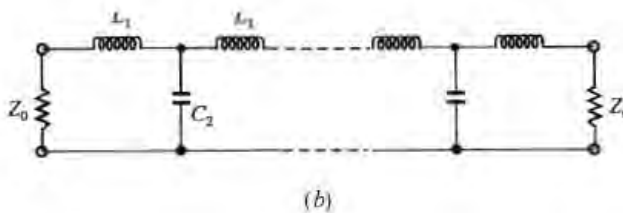
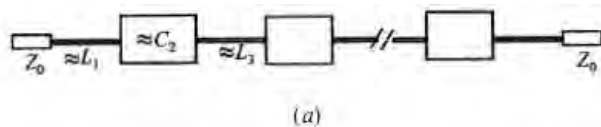
$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \dots \dots \dots (3)$$

$$\beta = -\ln\left[\tanh\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$

Korišćenjem datih obrazaca dobijamo da su parametri aproksimacije: $g_1 = 0.643$, $g_2 = 1.336$, $g_3 = 1.668$, $g_4 = 1.722$, $g_5 = 1.832$, $g_6 = 1.781$.

4. DIZAJN PREKO KASKADE SEKCIJA VODA

Na slici 1 je prikazana LC šema filtra niskopropusnika učestanosti koji je aproksimiran preko date šeme sa vodovima.



Slika 1. (a) Aproximirani model NF filtra sa vodovima, (b) LC šema NF filtra sa vodovima.

Ovo je moguće pod uslovom da je električna dužina voda mnogo mala, tako da se vodovi sa velikom impedansom ponašaju kao redni kalemovi, dok se vodovi sa malom impedansom ponašaju kao paralelni kondenzatori. Električna dužina voda računa se po obrascu 4.

$$\Theta = \beta d = 2\pi \frac{d}{\lambda_g} = \omega d \sqrt{LC'} = f \frac{\Theta_0}{f_0} \quad (4)$$

β je fazni koeficijent, d je dužina sekcije voda, λ_g je talasna dužina vođenog talasa, $\omega=2\pi f$ je kružna učestanost, L' i C' su podužne induktivnosti i kapacitivnosti, Θ_0 je električna dužina voda na učestanosti f_0 . Idući korak je da izaberemo impedanse sekcija koje će predstavljati kalem i kondenzator. Ako je impedansa pristupa Z_0 , tada važi $Z_{0C} < Z_0 < Z_{0L}$, gde je Z_{0C} mala impedansa koja aproksimira kondenzator, a Z_{0L} je velika impedansa koja aproksimira kalem. Manje Z_{0C} će rezultirati u boljoj aproksimaciji kondenzatora, što može imati za posledicu veliki prečnik odsečka voda, dok će veće Z_{0L} bolje aproksimirati kalem, ali to može uzrokovati da ovaj odsečak bude veoma tanak.

Optimalne vrednosti impedansi koje su uzete su $Z_{0C} = 20 \Omega$, za C vod, i $Z_{0L} = 120 \Omega$, za L vod. Na osnovu datog prečnika spoljašnjeg omotača koaksijalnog filtra D_0 i impedanse možemo naći prečnike sekcija vodova po obrascu 5.

$$D_i = \frac{D_0}{Z} e^{59.97} \quad (5)$$

Gde je Z odgovarajuća impedansa. Dakle, imaćemo sekcije koje će imati samo dve moguće vrednosti za prečnik sekcija voda. Čebiševljevu aproksimaciju primenjujemo na električnu dužinu sekcija voda. Za prvu sekciju izabrano je da bude velika impedansa odnosno kalem, iz razloga što je napajanje fizički znatno lakše realizovati na cevi malog prečnika, zatim sledi odgovarajuća sekcija male impedanse, odnosno kondenzator. U skladu sa proračunima aproksimacije, raspored sekcija treba da bude sledeći: L1-C1-L2-C2-L3-C3-L3-C2-L2-C1-L1.

Električne dužine odgovarajućih elemenata računaju se po izrazima 6.

$$\Theta_{L1} = \frac{Z_0}{Z_{0L}} g_1, \quad \Theta_{C1} = \frac{Z_{0C}}{Z_0} g_2, \quad \Theta_{L2} = \frac{Z_0}{Z_{0L}} g_3,$$

$$\Theta_{C2} = \frac{Z_{0C}}{Z_0} g_4, \quad \Theta_{L3} = \frac{Z_0}{Z_{0L}} g_5, \quad \Theta_{C3} = \frac{Z_{0C}}{Z_0} g_6. \quad (6)$$

Kako je impedansa pristupa $Z_0 = 50 \Omega$, i na osnovu ranije proračunatih vrednosti parametara aproksimacije imamo:

$$\Theta_{L1} = 0.2679 \text{ rad}, \quad \Theta_{C1} = 0.5343 \text{ rad}, \quad \Theta_{L2} = 0.6952 \text{ rad},$$

$$\Theta_{C2} = 0.6887 \text{ rad}, \quad \Theta_{L3} = 0.7635 \text{ rad}, \quad \Theta_{C3} = 0.7126 \text{ rad}.$$

Sada možemo dobiti vrednosti dužina odgovarajućih odsečaka. Iz obrasca 4, možemo izvesti obrazac 7.

$$d = \frac{\Theta}{2\pi} \cdot \lambda_g = \Theta \cdot \frac{300 \text{ mm}}{2\pi \cdot f [\text{GHz}]} \quad (7)$$

Zamenom prethodno dobijenih vrednosti za Θ i $f=1$ GHz, dobijamo sledeće dužine odsečaka vodova:

$$d_{L1} = 12.8 \text{ mm}, \quad d_{C1} = 25.5 \text{ mm}, \quad d_{L2} = 33.2 \text{ mm},$$

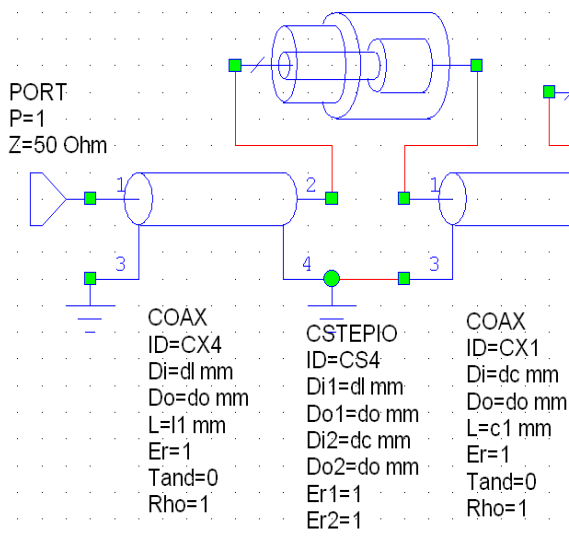
$$d_{C2} = 32.9 \text{ mm}, \quad d_{L3} = 36.4 \text{ mm}, \quad d_{C3} = 34 \text{ mm}.$$

Prečnike odsečaka dobijamo na osnovu obrasca 5, gde uzimamo dostupnu cev od $D_0 = 60 \text{ mm}$, a za impedanse uzimamo 20Ω za C vodove i 120Ω za L vodove. Dakle, imamo $D_{iL} = 8.1 \text{ mm}$ i $D_{iC} = 43 \text{ mm}$.

Efekat diskontinuiteta se javlja pri nagloj promeni geometrije voda koja uzrokuje refleksije signala. Ovaj faktor je veoma značajan i neophodno ga je uzeti u obzir prilikom projektovanja. Njega su eksplicitno objasnili J. R. Whinnery i H. W. Jamieson, [5], na osnovu čega su izvedeni analitički izrazi, [6].

5. SOFTVERSKA OBRADA

Fizička realizacija modela se u praksi nikad ne vrši samo na osnovu analitičkih proračuna. Razlog je što su dostupna softverska rešenja koja omogućavaju da se svi parametri projekta podese, tako da postignemo dobro zadovoljenje tražene specifikacije. Najlakša opcija je napraviti odgovarajući 3D model, sa prethodno dobijenim dimenzijama i zatim odgovarajućom 3D optimizacijom doći do zadovoljenja traženih uslova. Međutim, 3D optimizacija je veoma računski i vremenski zahtevna i treba je izbegavati ako je ikako moguće. Za brzo rešavanje nekog problem neophodno je da postoji njegova približna analitička formulacija, na osnovu koje se može softverski model koji uzima u obzir datu problematiku. Za analizu mikrotalasnih kola pogodan je softver Microwave Office (MWO), [7]. Dostupne su baze sa najrazličitijim elementima, čijom kombinacijom se mogu dobiti složene strukture. Elementi su većinom opisani analitičkim izrazima u kombinaciji sa složenim algoritmima. Glavna prednost analize modela sastavljenog od elementa iz baze podataka MWO je brzina. Faktički bilo koja analiza se može izvršiti za nekoliko sekundi. Element COAX je pogodan za analizu odsečaka koaksijalnih vodova. Njegovi ulazni parametri su prečnici unutrašnjeg provodnika i cevi koja ga okružuje, između njih je dielektrik vazduh (predstavlja se preko vrednosti ϵ_r , relativne dielektrične konstante), moguć je unos gubitaka preko tangensa ugla gubitaka. Materijal provodnika se predstavlja preko ρ , što predstavlja provodljivost metala normalizovane u odnosu na bakar. U MWO postoji element koji približno proračunava efekte koaksijalnih prelaza, na osnovu ranije pomenutih eksplicitnih izraza, CSTEPIO, slika 2.

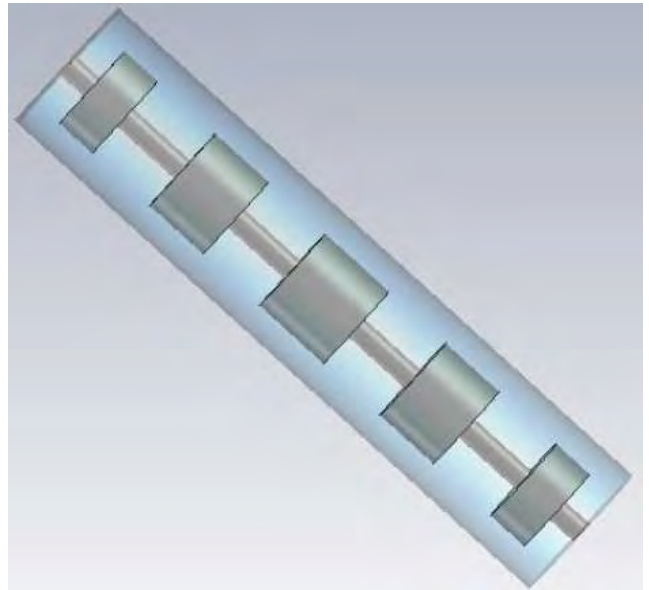


Slika 2. Deo modela sa proračunom efekta prelaza.

Dati model u MWO možemo podvrgnuti optimizaciji tako da dobijemo zadovoljenje traženih specifikacija. Dobijene su sledeće vrednosti za prečnike: $D_{iL}=9.4$ mm i $D_{iC}=38.1$ mm, a za dužine odsečaka:

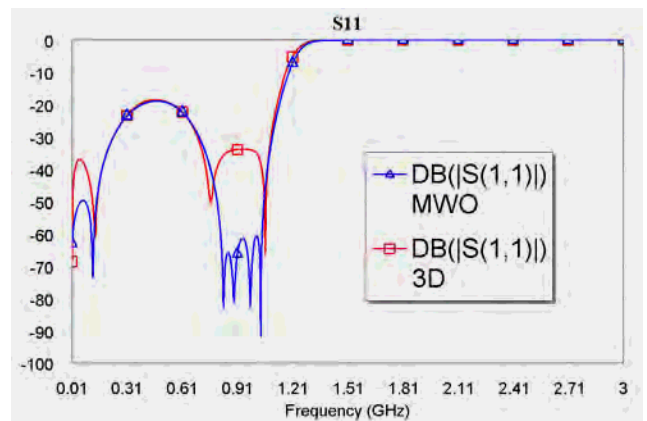
$$d_{L1} = 12.74 \text{ mm}, d_{C1} = 17.39 \text{ mm}, d_{L2} = 30.33 \text{ mm}, \\ d_{C2} = 28.06 \text{ mm}, d_{L3} = 30 \text{ mm}, d_{C3} = 33.55 \text{ mm}.$$

Izgled 3D modela dat je na slici 3.

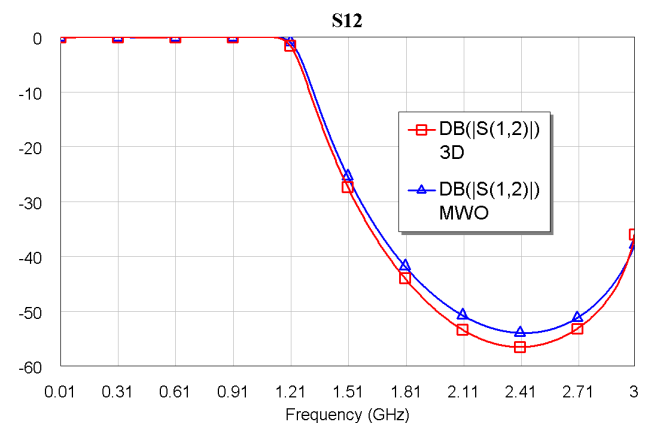


Slika 3. 3D model projektovanog filtra

Uporedni prikaz karakteristika S parametara dobijenih u ovom MWO modelu i 3D modelu sa istim dimenzijama dat je na slikama 4 i 5.



Slika 4. Uporedni prikaz vrednosti S_{11} MWO i odgovarajućeg 3D modela.



Slika 5. Uporedni prikaz vrednosti S_{12} MWO i odgovarajućeg 3D modela.

Sa slika 4 i 5 vidimo da postoji dobra analogija između frekvencijske zavisnosti S parametara dobijenih iz MWO modela i njegove 3D EM analize. Naravno ovde vidimo slabije prilagođenje (slika 4) kod 3D modela iz razloga što je MWO model faktički gruba aproksimacija efekata koji se javljaju na realnom modelu. Ipak, može se videti da je u ciljanom opsegu postignuto željeno prilagođenje od -35 dB.

6. ZAKLJUČAK

U radu je opisan postupak projektovanja NF filtra u koaksijalnoj tehnici, od analitičkih izraza, preko softverske obrade, do realizacije 3D modela. Prikazan je značaj postojanja što većeg broja analitičkih formulacija različitih problema.

Naredni korak, pre fizičke realizacije, je dalja optimizacija modela, proračun uticaja napajanja i savlađivanje tehničkih problema realizacije modela. Izbor odgovarajućih konektora je presudan za uspešan dizajn ovog modela. Pošto je dielektrik vazduh unutrašnji provodnici voda moraju se osloniti na poseban način, obično postavljanjem dielektričnih diskova, najčešće teflonskih, na odgovarajuća mesta. Na mestu umetanja diskova karakteristična impedansa voda je manja nego u ostatku voda, pa je neophodno kompenzovati taj diskontinuitet, bilo smanjenjem prečnika unutrašnjeg provodnika, bilo povećanjem prečnika spoljašnjeg provodnika na mestu diska. Treba ispitati mogućnosti za kačenje unutrašnjeg provodnika direktno na odgovarajuće šasijske konektore, čime bi se izbegle komplikacije upotrebom dielektričnih diskova.

Istraživanje u ovom radu je finansirano od strane Ministarstva prosvete i nauke u okviru projekata TR-32052 i TR-45016.

LITERATURA

- [1] A. Đorđević, D. Tošić, *Mikrotalasna tehnika* Akademska misao, Beograd, 2006.
- [2] V. Petrović, D. Tošić, A. Đorđević, *Mikrotalasna pasivna kola*. Beograd: Elektrotehnički fakultet, 2010.
- [3] Besser L., Gilmore R., *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Volume I – Passive Circuits and Systems*. Norwood, MA: Artech House, 2003.
- [4] Hong J.-S., Lancaster M. J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2001.
- [5] Whinnery J.R., Jamieson H.W, Robins T.E, "Coaxial-lines discontinuities", Proc. of the IRE, vol. 32, November 1944, pp.695-709
- [6] Somlo, P.I, "The Computation of Coaxial Line Step Capacitances", IEEE Trans on MTT, vol. 15, No 1, January 1967, pp. 48-53.
- [7] <http://web.awrcorp.com/>

Abstract – In this paper we present modeling of lowpass filter in coaxial technology for GSM multiplexer, based on given specification. It is showed detailed process of design, along with 3D EM verification of model. It is also showed importance of analytical models for different EM problems.

DESIGN OF LOWPASS FILTER IN COAXIAL TECHNOLOGY

Nikola Bošković

Штампани антенски низ са великим појачањем за FMWC радар на Ku опсегу

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић, др Бранка Јокановић, Институт за физику, Београд;.

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја TP-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре

Година: 2014.

Примена: 2015.

Кратак опис

Приказан је штампани антенски низ са 420 печ антена (*patch antenna*) који је намењен за FMWC (*Frequency-Modulated Continuous Wave*) радар у опсегу 16.9-17.3GHz. Пројектовани низ има 3dB-ширину снопа од 2 и 10 степени у H- и E-равни респективно. Слабљење бочних лобова је веће од 20dB у датом опсегу, а добитак антене је око 30dBi. Укупне димензије антене су $31\lambda_0 \times 7.5\lambda_0$.

Техничке карактеристике:

Антенски низ ради у опсегу 16.9-17.3GHz. Због захтеване 3 dB-ширине снопа од 2 и 10 степени у H- и E-равни број елемената који чине овај низ је 42 x 10. Елементи се налазе на међусобном растојању од λ_g . Антена је симетрична по E равни и реализована је на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Проводном пастом је залепљена на алуминијумски панел дебљине 6mm, са чије се друге стране налази балансни циркулатор који треба да обезбеди довољну изолацију између предаје и пријема јер се користи само једна антена.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ има веома узак сноп у H-равни чија је 3 dB-ширине 2 степена у целом радном опсегу од 16.9-17.3GHz. У обе равни захтевано слабљење бочних лобова је веће од 20dB.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: European Commission, DG Joint Research Centre (JRC), Unit Maritime Affairs, E. Fermi 2749, Ispra, Italy

Подтип решења: M82 – Индустијски прототип

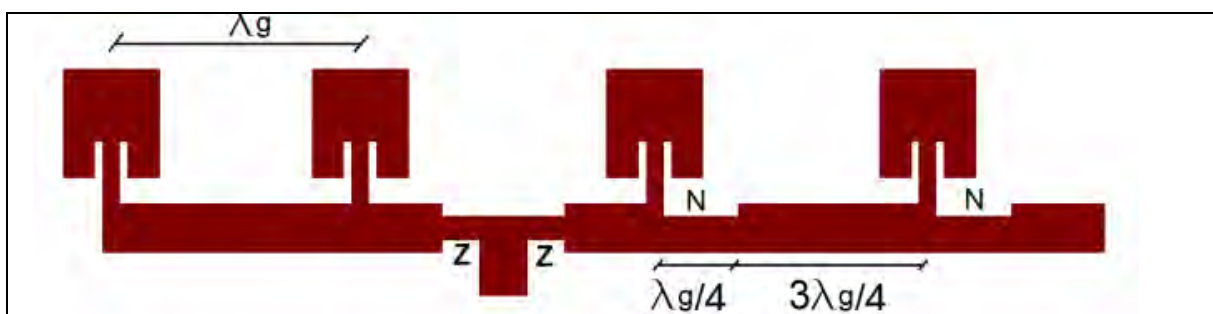
Стање у свету

Штампани антенски низови се веома често користе у компактним микроталасним уређајима који немају велику предајну снагу као што су FMWC радари и микроталасни линкови за фиксне и мобилне комуникације. Као основна зрачећа структура најчешће се јавља печ антена иако је њен главни недостатак изражена ускопојасност, тј. релативни радни опсег од свега неколико процената. Да би се искористиле максималне могућности печ антене потребна је веома велика пажња при

пројектовању напојне мреже антенског низа. Постоје разне модификације печ антене ради постизања широкопојасности [1], међутим оне углавном укључују употребу вишеслојних диелектрика или постављање сонди на специфично место код печ антене, што је у случају антенског низа са великим бројем елемената веома компликовано. Коришћењем печ антене специфичне импедансе уз одговарајућу напојну мрежу може се добити жељена карактеристика зрачења. Друга важна карактеристика на коју треба обратити пажњу при пројектовању је задовољавајући КСТ (коэффициент стојећих таласа), који треба да буде испод 2 за добро прилагођење. Међутим, дијаграм зрачења и КСТ нису у директној вези, тако да антена може имати добар КСТ у неком опсегу, а лош дијаграм зрачења и обрнуто. За напајање штампаних антена са великим бројем зрачећих елемената најчешће се користи серијско напајање јер оно уноси минимално слабљење у поређењу са паралелним напајањем, које пак омогућава шири пропусни опсег антене. Врло често се користе и хибридне напојне мреже које су комбинација паралелног и серијског напајања [2].

Пројектовање антенског низа у Н и Е-равни

Печ антена која је коришћена у низу има импедансу оптимизирана на 350Ω коришћењем WIPL-D софтвера [3]. Зрачећи елементи су међусобно постављени на растојању λ_g на RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508\text{mm}$). Да би се добио сноп од 2 степена у Н-равни потребно је да хоризонтални поднизови имају по 42 зрачећа елемента. Овако велики број елемената диктирао је и избор напојне мреже која је морала бити серијског типа због мањих губитака у напојним микрострип водовима. Да би се избегло скенирање главног снопа при промени учестаности од 400MHz, било је неопходно да се сви хоризонтални низови поделе на по два независна подниза [4] са 21 зрачећим елементом. На тај начин је постигнуто да главни сноп увек буде усмерен ка *broadside* правцу, без обзира на промену фреквенције. Напајање ових поднизова није у средини, већ се према крајевима антене налази 14 печ антена, док је према средини седам, тако да две напојне тачке деле хоризонталне низове на три дела од по 14 печ антена. Део подниза који је окренут према средини антене се састоји од 7 печ антена спојених 50Ω водом, који у паралели дају 50Ω , што значи да је овај подниз са униформном расподелом и као такав треба да допринесе што већем појачању низа. Треба имати у виду да код овог подниза појединачне печ антене нису прилагођене на импедансу вода, већ постоји прилагођење само на улазу низа. По својој природи овакав униформни низ спада у резонантне низове са прогресивним таласом, који имају узак пропусни опсег. Други подниз, који је окренут према крајевима антене се састоји од печ антена које су спојене преко трансформатора импедансе чија је дужина $\lambda_g/4$ (на слици је означен са N) и 50Ω -ских водова дужине $3\lambda_g/4$, у циљу добијања одговарајуће расподеле [5] (сл. 1.).



Сл. 1. Део подниза у Н-равни где два елемента са леве стране представљају униформни део подниза, а друга два су део подниза са неуниформном расподелом.

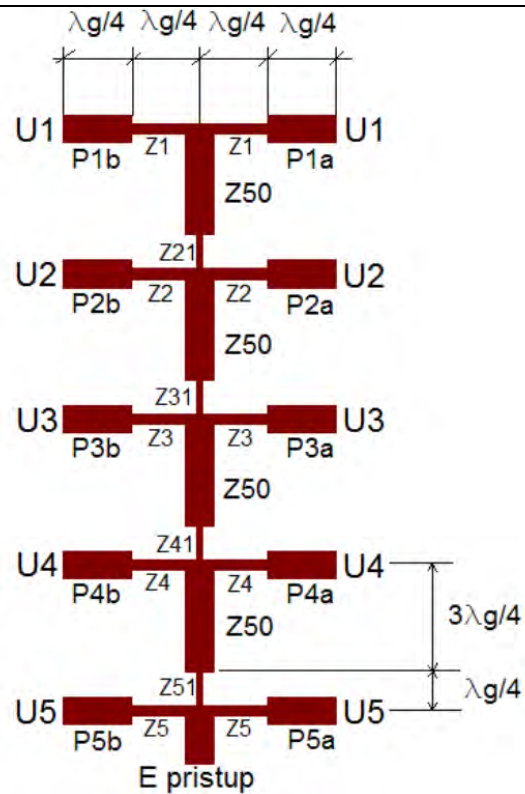
Да би антенски низ имао одговарајућу ширину снопа у Е-равни потребно је погодно напајати Н-низове зависно од тражене 3dB-ширине главног лоба. Ови низови морају да се напајају неуниформно, помоћу одговарајуће напојне мреже да би се остварило жељено слабљење бочних лобова у Е-равни. Како је захтевана 3dB-ширина у Е-равни 10 степени потребно је 10 хоризонталних низова да би се формирао одговарајући дијаграм зрачења. Напојна мрежа у Е-равни треба да обезбеди велико слабљење бочних лобова уз задовољавајуће појачање антене. Изабрана је модификована Taylor-ова расподела која омогућава потискивање бочних лобова од 30dB на централној учестаности. При прорачуну коефицијената расподеле коришћен је програм *Linplan* [6]. Амплитудски коефицијенти расподеле низа су дати у Табели I. Коришћене су исте ознаке као на сл. 2.

Табела I. Амплитудски коефицијенти расподеле у Е-равни

$U_{1,10}$	$U_{2,9}$	$U_{3,8}$	$U_{4,7}$	$U_{5,6}$
0.114	0.295	0.614	0.909	1

Имплементација дате расподеле се врши помоћу водова различитих импеданси, на сличан начин као у [7]. Дакле, у тачкама гранања водова имамо импедансу која је одређена на основу расподеле, дужина грана је $\lambda_g/4$, а од њих се наставља вод од 50Ω дужине $3\lambda_g/4$, тј. растојање између Н-поднизова у Е-равни је исто као и у Н-равни између зрачећих елемената и износи λ_g . Као што се види из Табеле I, мрежа за 10 елемената је подељена на две идентичне подмреже од по пет елемената, јер су напони напајања на првом и десетом Н-низу идентични по амплитуди.

На сл. 2, дата је једна половина напојне мреже, при чему сви дебљи водови имају импедансу од 50Ω , док тањи водови имају различите импедансе у складу са расподелом. Сваки од пет портова се дели симетрично да би примио низ печ антена у Н-равни и то униформни од 7 печева према средини антене и неуниформни од 14 печева према крајевима антене.



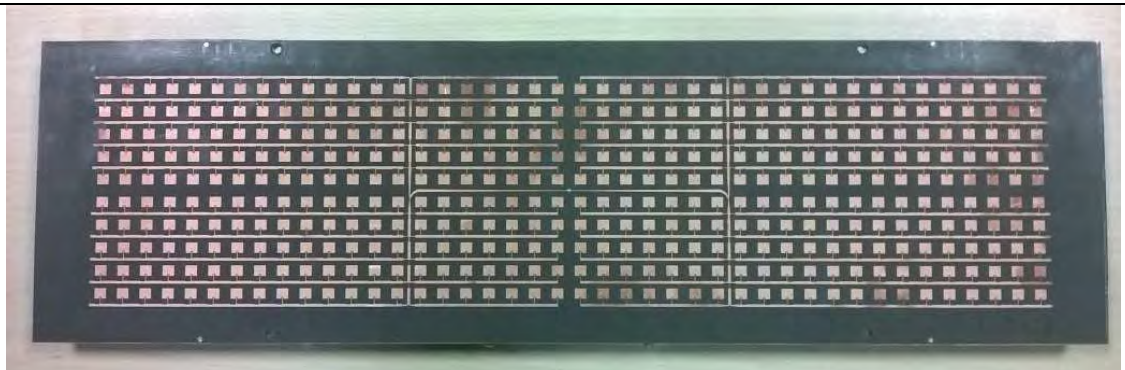
Сл. 2 . Напојна мрежа за Е-раван.

Важно је напоменути да се због антисиметрије горње и доње половине антене, што подразумева да су зрачећи елементи постављени као лик у огледалу, две половине антене у Е-равни морају напајати у противфазу, тј. са истом амплитудом и фазом која је померена за 180 степени. Layout антене са означеним расподелама је приказан на сл. 3.



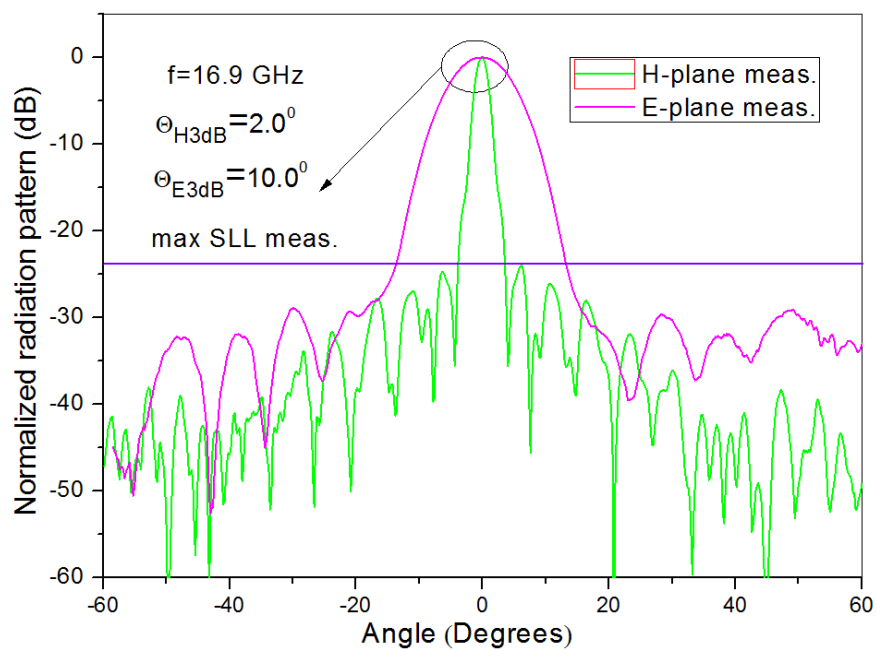
Сл. 3. Изглед антене са означеним расподелама.

На сл. 4. је приказан изглед реализоване антене тј. изглед супстрата са зрачећим елементима.

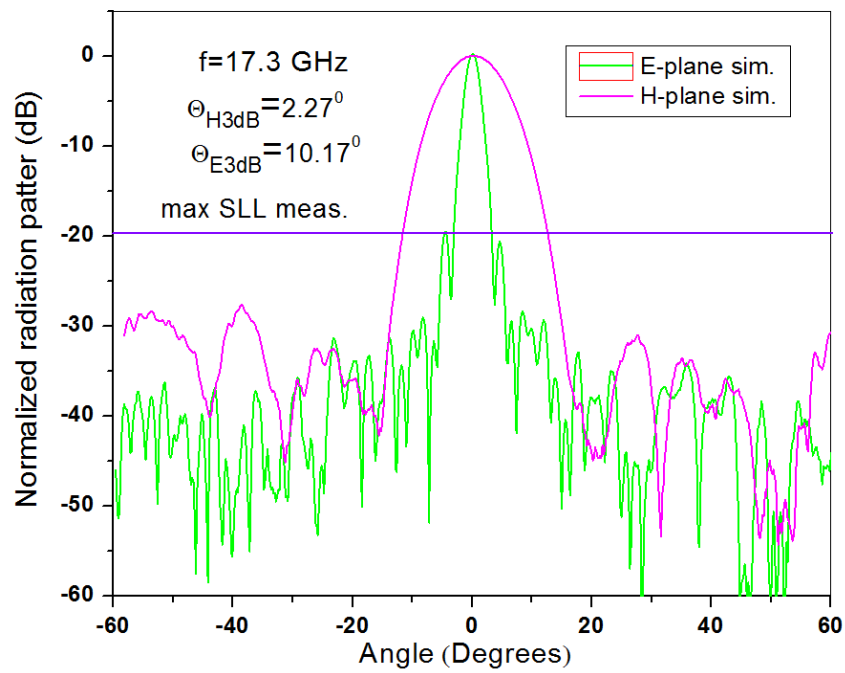


Сл. 4. Изглед реализоване антене (супстрат са зрачећим елементима).

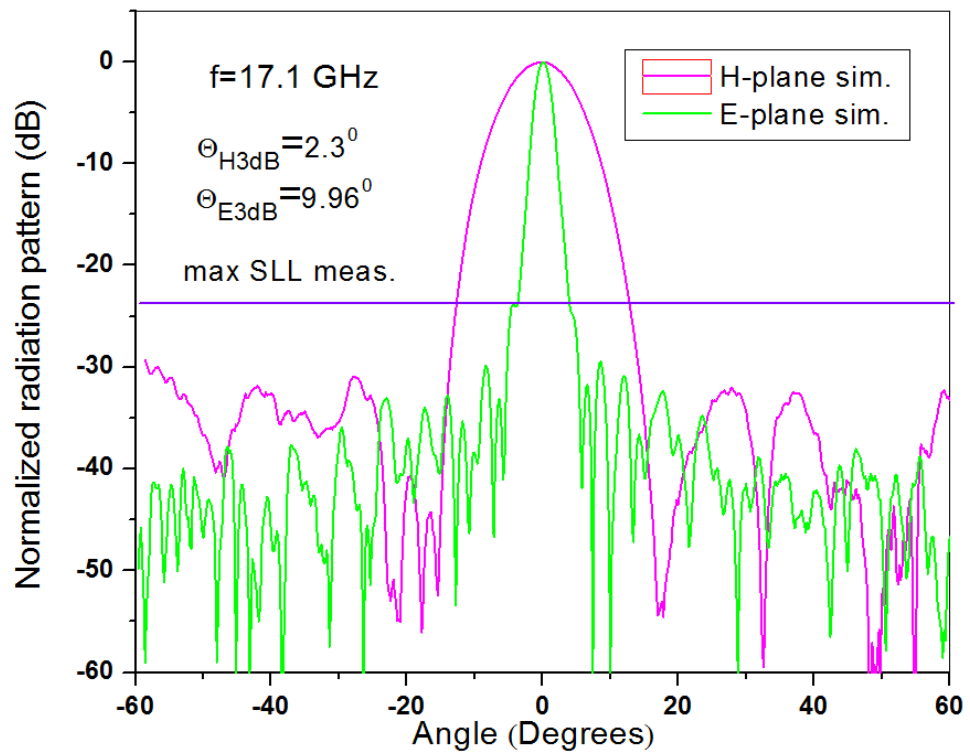
Измерени дијаграми зрачења у обе равни на централној и на ивичним учестаностима дати су на следећим сликама.



Сл. 4. Измерени дијаграми зрачења у Н- и Е-равни на 16.9GHz.



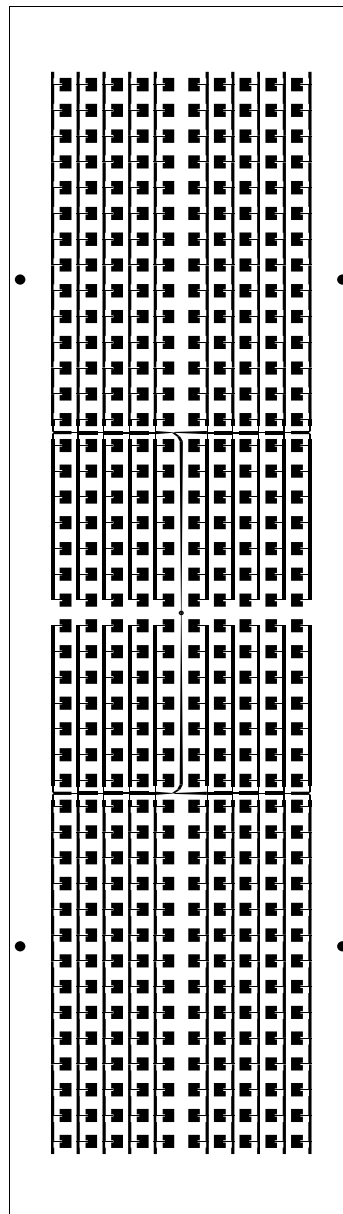
Сл. 5. Измерени дијаграми зрачења у Н- и Е-равни на 17.3GHz.



Сл. 6. Измерени дијаграми зрачења у Н- и Е-равни на 17.1GHz.

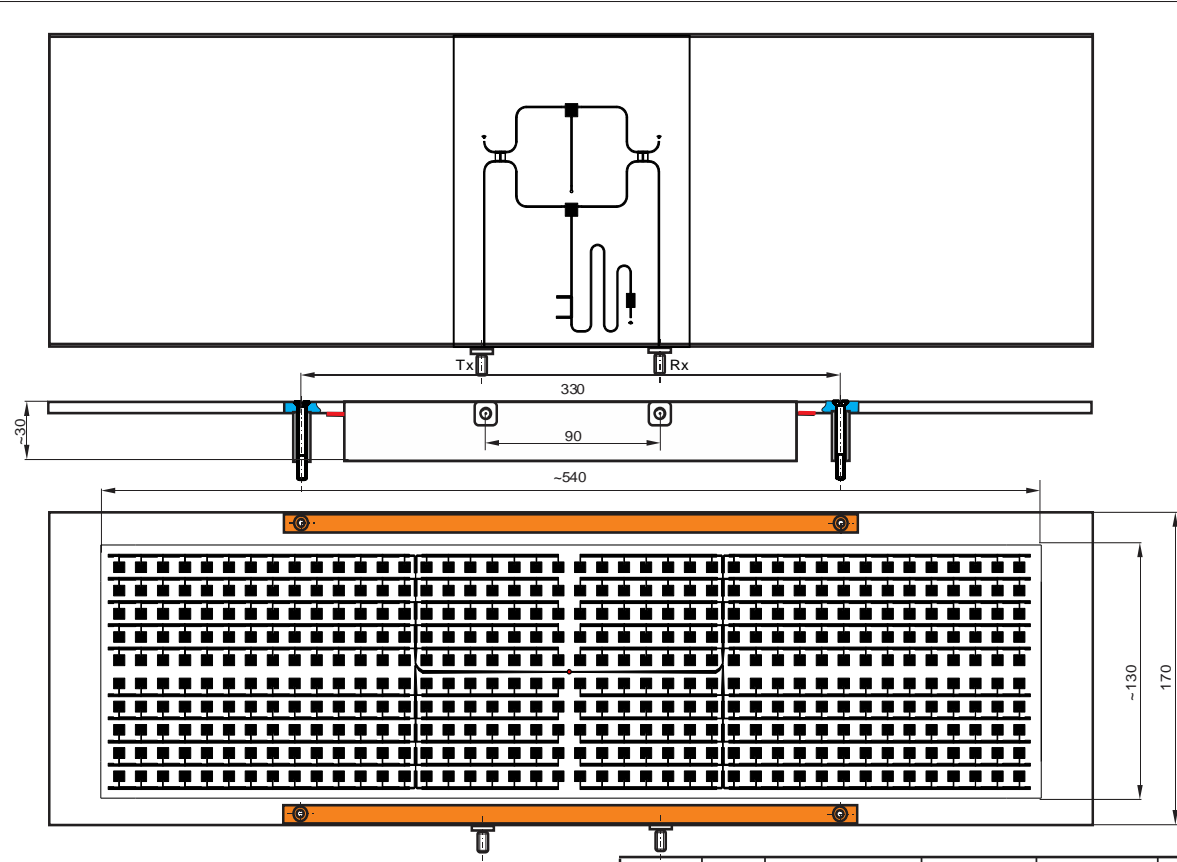
- радна учестаност: 16.9 GHz -17.3GHz
- прилагођење на антенском приступу: -10dB
- 3dB-ширина главног снопа око 2° у Н равни
- 3dB-ширина главног снопа око 10° у Е равни
- бочни лобови су испод -20 dB у Н-равни, испод -30dB у Е-равни
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: $31\lambda_0$ x $7.5\lambda_0$

Техничка документација



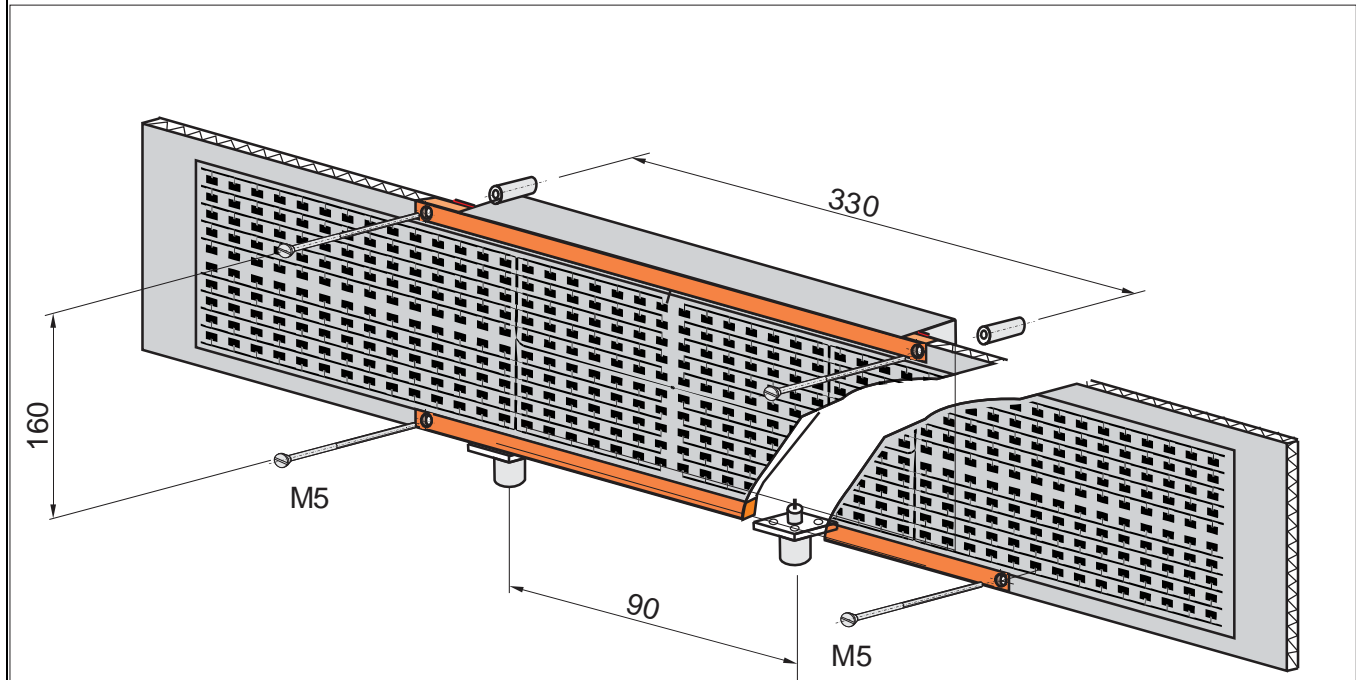
Изглед филма који је коришћен при изради антене фото литографским поступком.

Изглед предње и задње стране антене са димензијама.



	datum	ime i prezime	potpis	zamenjuje crtež	
konstruisao				zamenjen crtežom	
citao					
odobrio					
R	naziv proizvoda			sklop	
1:2	naziv PANEL ANTENNA			broj crteža	A1.B1.01.000
	ukupno listova			list br.	

Склопни цртеж антене.



	datum	ime i prezime	potpis	zamenjuje crtez	
konstruisao				zamenjen crtežom	
crtao					
odobrio					
R	naziv proizvoda			sklop	
1:2	naziv PANEL ANTENNA			broj crteža	A1.B1.01.000
	ukupno listova				list br.

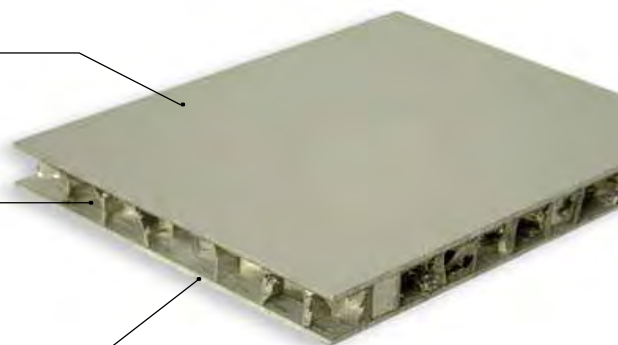
ALU -ALU - FR

Panel's composition

ALUMINIUM SKINS

Thickness mm: 0.5 - 0.8 - 1 (standard)

CORE



CORE

Aluminium honeycomb (Alloy 3003/ 3103/3104) with hexagonal cells.

Diameter: Ø1/4", Ø3/8", Ø1/2", Ø3/4". Thickness Foil: from 50 to 70 microns.

ALUMINIUM SKINS

Thickness mm: 0,5 - 0,8 - 1 (standard).

		Panel's weight Ø656kg/m³(Ø1/4")					
EXAMPLE	<ul style="list-style-type: none"> Thickness starting from 4 mm to 150 mm Thickness'tolerance±0,3mm Dimension'stolerance±30mm 						
	Total thickness mm	6	15	10	15	20	25
	SKINS'thickness mm	0,5 + 0,5		1 + 1			
	CORE'S thickness mm	5	14	8	13	18	23
	Weightkg/m²	3,2	3,8	6,25	6,53	6,81	7,09

Honeycomb core's properties		50 Microns			
Type	ALUMINIUMALLOY3003/3103/3104				
Ø honeycomb in mm	6	9	12	19	
Ø honeycomb in inches	1/4"	3/8"	1/2"	3/4"	
DensityKg/m³	56 - 59	39 - 40	29 - 30	20 - 21	
Compressive stabilised strength MPa	3,0 - 3,5	1,4 - 1,95	0,8 - 0,95	0,4 - 0,6	



Основне karakteristike ultra lakog aluminijumskog panela (*honey comb*) na koji je montirana antena na prednjoj i Tx/Rx kanceler na zadnjoj strani. Crvenom bojom su oznacene karakteristike panela koji je korišten.

Примена

Антиена је намењена за FMCW радаре за мерење висине.

Референце:

- [1] Kin-Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas," John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.
- [2] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] www.wipl-d.com
- [4] Huang, J, Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.
- [5] M. Slović, B. Jakanović, B. Kolundzija, Microstrip patch antenna for anticollision radar at 24 GHz, ETRAN Conference, 2005, pg. 353-356.
- [6] M. Mikavica, A. Nešić, CAD for linear and planar antenna array of various radiating elements, Artech House, Norwood, MA, 1992.
- [7] M. Milijić, A. Nešić, B. Milovanović, Štampane antenske strukture sa velikim slabljenjem bočnih lobova i velikim dobitkom, ETRAN Conference, 2013.

**Аутоматска метода за мерење дијаграма зрачења антене
помоћу анализатора мрежа Anritsu ME7838A**

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Милош Радовановић, др Бранка Јокановић, Никола Бошковић, Институт за физику, Београд

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја TP-32024

Година: 2017.

Примена: 2017.

Прототип решења: Лабораторијски прототип M85

Кратак опис

Представљена је метода за аутоматизовано мерење дијаграма зрачења антена помоћу анализатора мрежа Anritsu ME7838A. Систем се може конфигурирати сходно захтевима конкретног мерења у погледу: фреквенцијског опсега, броја мерних тачака по учестаности, задатих праваца мерења, ширине међуфреквенцијског опсега и усредњавања, избора између ко- и крос-поларисаног далеког поља. Систем се може конфигурирати и да при мерењу обавља усмеравање антене по максимално три степена слободе, у зависности од броја тренутно активних мотора. У систем је такође могуће укључити степ-моторе различитих габарита, са или без редуктора, како би се прилагодили габаритима мерене антене која може захтевати већу носивост и/или бољу резолуцију позиционера. После конфигурације система, калибрације анализатора мрежа и калибрације нивоа поља на месту референтне антене, систем даље самостално извршава мерења и на крају графички приказује добијене резултате.

Техничке карактеристике:

Систем за мерење се састоји од: рачунара са корисничким интерфејсом изграђеног у програмском пакету MATLAB, а којим се врши дефинисање свих параметара мерења; контролног дела, који спроводи инструкције ка степ-моторима којима се врши механичко померање система за позиционирање мерене антене; детектора почетног положаја, како би систем знао да се оријентише; антене за побуду, као и референтне антене, које су спојене са анализатором мрежа Anritsu ME7838A. Анализатор мрежа је такође спојен са рачунаром који спроводи мерни поступак, тако да се аутоматски добијају мерни резултати у оквиру истог интерфејса.

Техничке могућности:

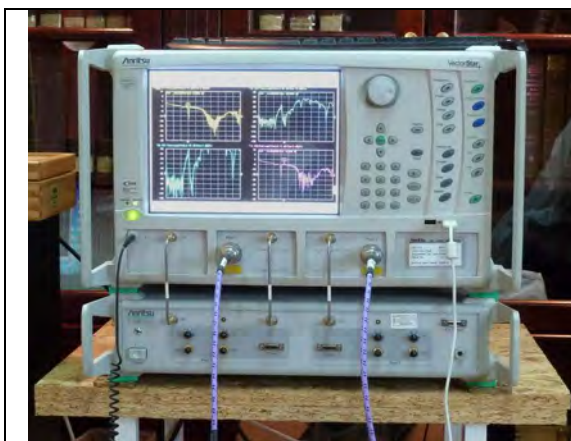
Дати систем за мерење омогућава мерење дијаграма зрачења далеког поља у скенирањем по више оса. Систем има могућност комуникације са анализатором мрежа Anritsu ME7838A тако да се приликом мерења могу специфично навести параметри од интереса, то јест систем може да се подеси да тражи максимум или минимум у опсегу мерења што може да буде од великог интереса за брзо одређивање нивоа појачања и положаја нула у дијаграмима зрачења. Систем је лак за реконфигурирање и може се користити за разне типове антена.

Стање у свету

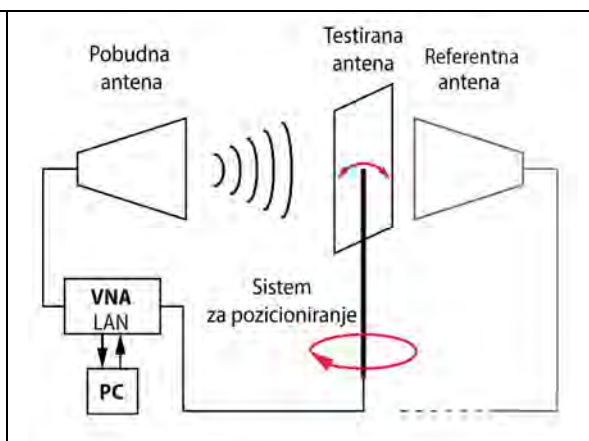
Мерење дијаграма зрачења је неопходан поступак за карактеризацију сваке антене. У случају када се ради о сложенијим антенским низовима са веома усмереним дијаграмима зрачења и великим слабљењем бочних лобова, потребно је добити мерење у што више тачака [1]. Ручни поступак, било механичким померањем позиционера или давањем сигнала за промену положаја, може бити веома дуготрајан и склон грешкама. Аутоматизован систем може да убрза процес и неколико десетина пута, уз апсолутну поновљивост резултата мерења.

Опис

На Сл. 1 је приказан анализатор мреже Anritsu ME7838A [2] са два порта од којих се један повезује (Сл. 2.) са побудном антенном, а други са тестираном или референтном антенном, у зависности да ли је у току мерење или калибрација система. Анализатор мреже је помоћу локалне мреже (LAN) повезан са управљачким рачунаром (PC), на коме се налази графички управљачки интерфејс (GUI), приказан на Сл. 7. и писан је у софтверском пакету MATLAB уз помоћ „MATLAB App Designer“-а [3].

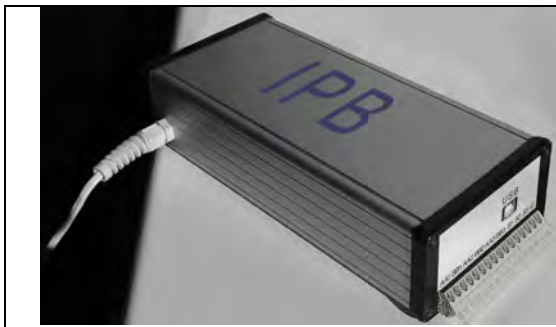


Сл. 1. Анализатор мрежа Anritsu ME7838A.

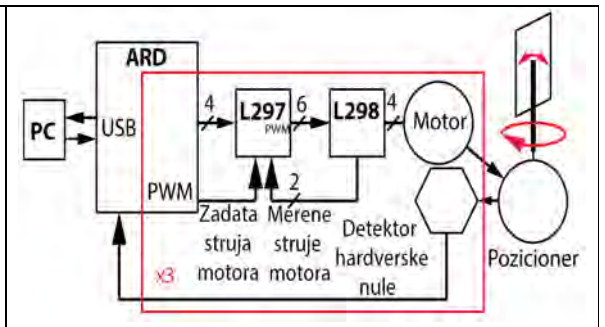


Сл. 2. Блок шема система за мерење.

На Сл. 3 приказан је модул за управљање степ-моторима, који садржи: напајање, контролере степ-мотора L297 [4], драјвере степ-мотора [5] и плочу „Arduino MEGA 2560“ [6] за USB комуникацију са управљачким рачунаром. Модул омогућава управљање са до три степ-мотора уз могућност управљања позицијом и струјом мотора. Механички позиционер, који носи мерену антену, степ-мотори који га покрећу и усмеравају, и микропрекидачи (Сл. 6.) за детекцију хардверске нуле (поновљиве почетне позиције мотора), заједно са модулом за управљање моторима, чине систем за позиционирање антене. На Сл. 4. је приказана блок шема овог система повезаног на рачунар путем USB-а.

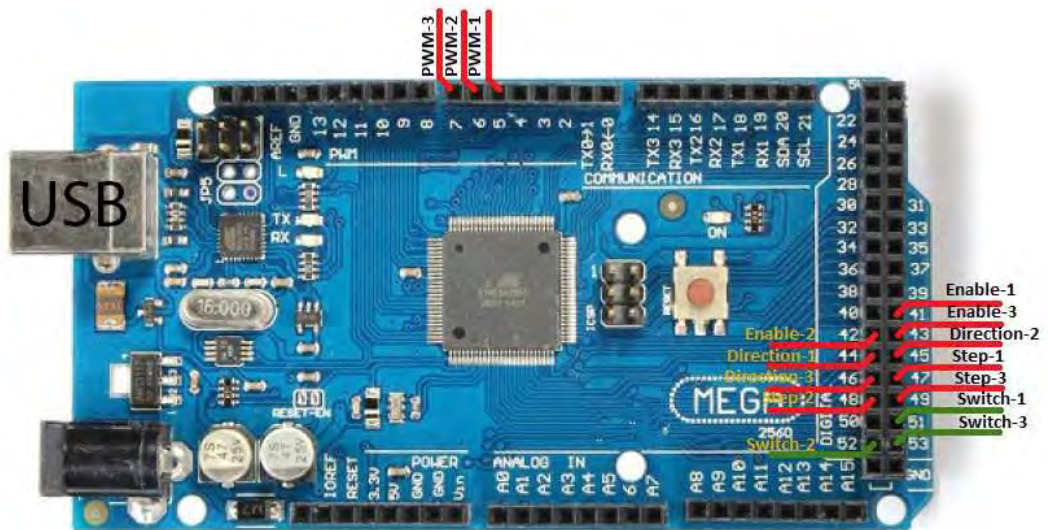


Сл. 3. Модул са напајањем, контролерима рада степ-мотора и контролером за комуникацију.



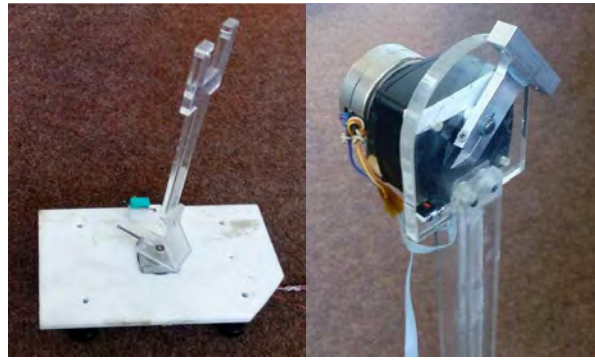
Сл. 4. Блок шема система за позиционирање

Софтверска комуникација MATLAB-а са плочом Arduino остварена је употребом пакета за подршку хардверу: „MATLAB Support Package for Arduino Hardware“ [7]. Сигнали три контролера степ-мотора L297, повезани су на Arduino плочу у складу са Сл. 5. Још је вредно напоменути да су PWM сигнали, намењени за задавање струје степ-мотора, додатно филтрирани са по једним RC филтром, пропусником ниских учестаности првог реда.



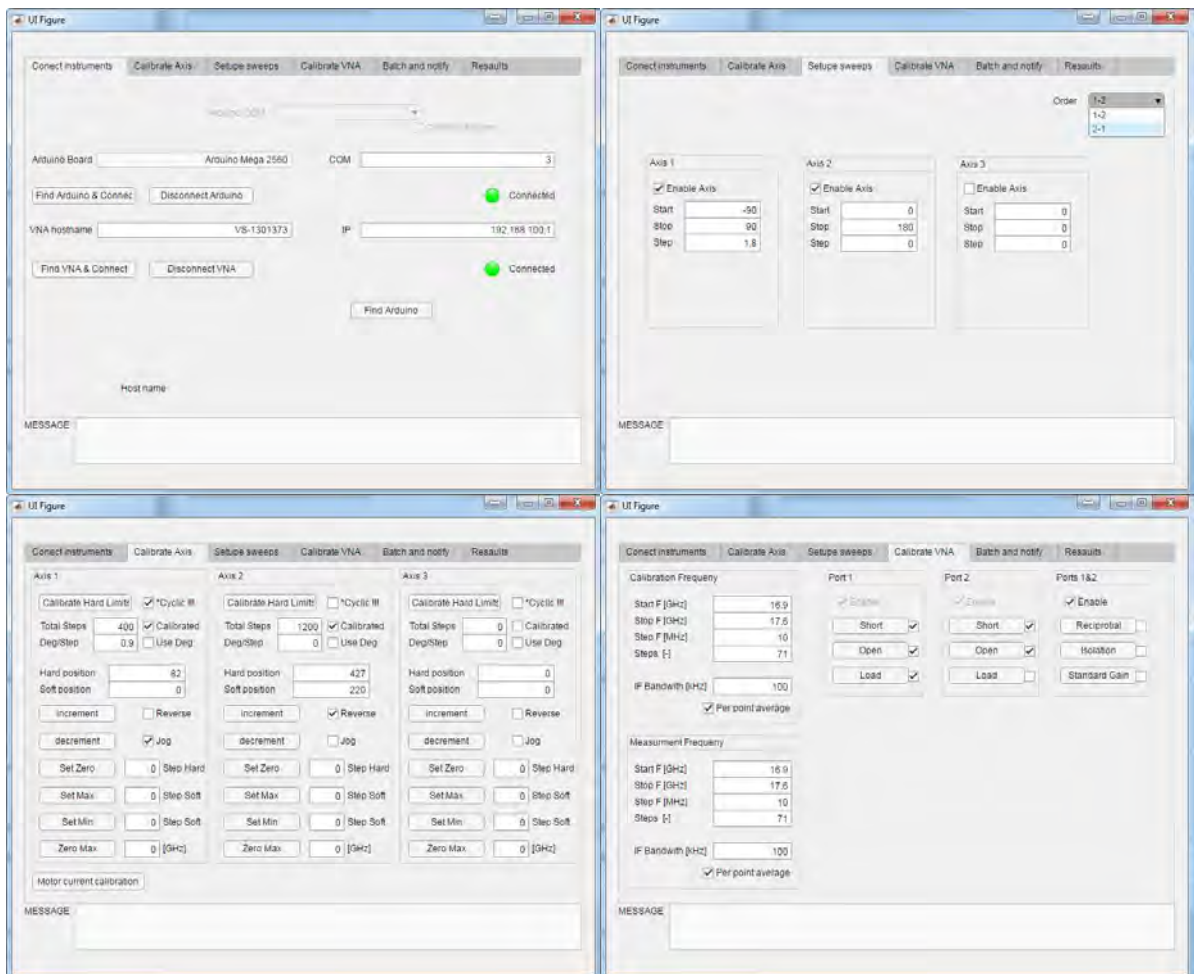
Сл. 5. Повезивање контролних сигнала на плочу Arduino MEGA 2560

Софтверска комуникација MATLAB-а са анализатором мреже Anritsu ME7838A остварена је путем „Instrument Control Toolbox“-а [8] кроз LAN, коришћењем TCP/IP протокола, за слање комбинације: Anritsu NATIVE, IEEE 488 SCPI и Anritsu Lightning командног сета [9], из разлога што за дати инструмент нису доступни IVI драјвери, који су индустријски стандард за управљање тест и мерном опремом, а које други произвођачи обично обезбеђују уз своје инструменте.



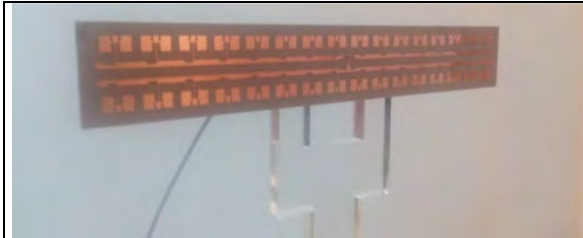
Сл. 6. Изглед позиционера са степ-моторима.

Управљачка апликација има способност да самостално идентификује виртуелни COM порт рачунара на коме је инсталиран USB Arduino драјвер, као и IP адресу на којој се налази анализатор мреже. Калибрација мотора и анализатора мреже је такође саставни део апликације. Сваки од мотора се калибрише према броју корака, угаоној резолуцији, дозвољеном ходу и струји. Анализатор мреже користи SOLR [10] калибрацију, допуњену мерењем појачања референтне антене (Сл. 9.).



Сл. 7. Део корисничког интерфејса за управљање мерним системом.

После обављене калибрације у графички интерфејс је потребно само још унети жељени опсег углова за мерење, и редослед активних оса, пре него што се може систему препустити да остатак мерења обави аутоматски.

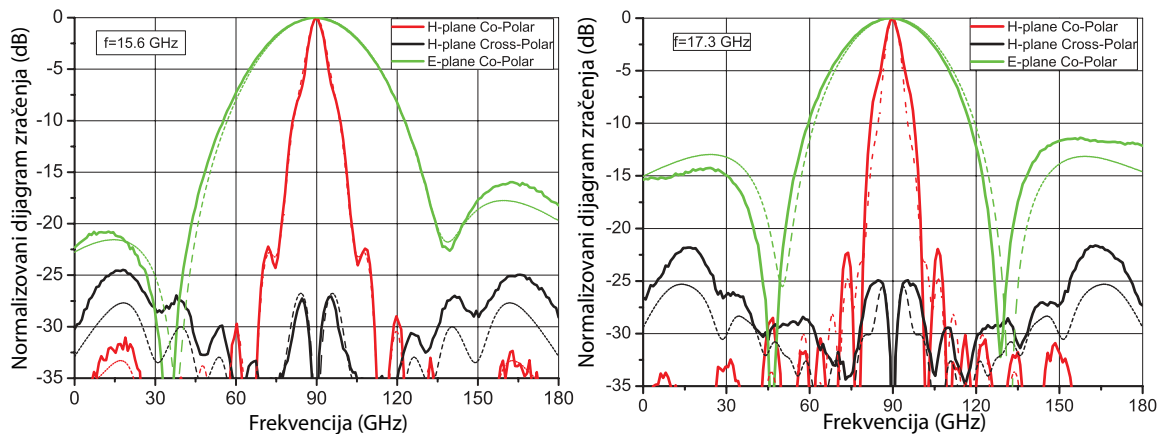


Сл.8. Мерена антена постављена на позиционеру



Сл. 9. Стандардна хорн антене (коришћена као референтна антена)

На Сл. 8. приказана је једна од мерених антена чији су дијаграми зрачења (приказани на Сл. 9. заједно са резултатима симулација) снимљени у две равни за ко-поларисано поље и у једној за крос-поларисано поље.



Сл. 9. Мерени(испрекидане линије) и симулирани резултати на 15.6 GHz и 17.3 GHz

Техничке карактеристике

- Кориснички интерфејс на бази Matlab интерфејса.
- Аутоматизована контрола праваца, корака, прецизности.
- Управљање струјом степ-мотора, које омогућава коришћење великог избора мотора ради прилагођавања мереној антени.
- Детектовање почетне позиције мотора.
- Могућност тражења специфичног положаја (максималне или минималне вредности) на дијаграму зрачења захваљујући повратној комуникацији са анализатором мреже

Примена

Аутоматизовано мерење антена у више равни са до три степена слободе.

Литература

- [1] N. Boskovic, B. Jokanovic, and M. Radovanovic, "Printed Frequency Scanning Antenna Arrays With Enhanced Frequency Sensitivity and Sidelobe Suppression," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1757–1764, Apr. 2017.
- [2] "Installation Guide VectorStar ME7838 Series." <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Installation-Guide/10410-00293F.pdf>
- [3] "MATLAB App Designer." <https://www.mathworks.com/products/matlab/app-designer.html>
- [4] "L297 - Stepper Motor Controller datasheet."
<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f9/35/6e/3f/48/18/48/51/CD00000063.pdf/files/CD00000063.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000063.pdf>
- [5] "L298 - DUAL FULL-BRIDGE DRIVER."
<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/82/cc/3f/39/0a/29/4d/f0/CD00000240.pdf/files/CD00000240.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000240.pdf>
- [6] "Arduino Mega 2560 Rev3." <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- [7] "MATLAB Support Package for Arduino Hardware Documentation."
<https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/index.html>
- [8] "Instrument Control Toolbox." <https://www.mathworks.com/products/instrument.html>
- [9] "Programming Manual VectorStar MS4640A Series." <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Manuals/Programming-Manual/10410-00267L.pdf>
- [10] Anritsu, "Understanding VNA Calibration."
http://anlage.umd.edu/Anritsu_understanding-vna-calibration.pdf

**Метод за моделовање коаксијалних балуна код
ВХФ појачавача снаге у микрострип технологији**

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Милош Радовановић, Институт за физику, Београд;
др Бранко Буквић, ИМТЕЛ–Комуникације АД, Београд;
Никола Бошковић, Институт за физику, Београд;
др Милан Илић, Електротехнички факултет, Београд;
др Бранка Јокановић, Институт за физику, Београд;
Синиша Тасић, ИМТЕЛ–Комуникације АД, Београд;

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја ТР-32024

Година: 2017.

Примена: 2018.

Корисник техничког решења: ИМТЕЛ–Комуникације АД

Кратак опис

Представљен је метод за брзо и тачно моделовање коаксијалних балуна монтираних на микрострип супстрат. Метод подразумева тачно моделовање паразитних ефеката који се јављају између оклопа коаксијалних водова и одговарајућег референтног уземљења. Због тога, моделовањем поменутих балуна у софтверима који свој рад заснивају на анализи кола, сви значајни ефекти су укључени у симулацију. На тај начин могуће је веома тачно пројектовати балун, при чему је време пројектовања значајно убрзано, јер је избегнуто коришћење пуноталасних електромангетских симулатора који захтевају више времена за анализу.

Коришћени су пуноталасни софтверски алати и лабораторијски прототип како би се верификовала ваљаност предложеног метода.

Техничке карактеристике:

Применом предложеног метода пројектован је балун у ВХФ опсегу. Метод се може користити и при свим другим фреквенцијским опсезима у којима је рад коаксијалних балуна примењив. Предложен метод представља ефикасан алат за брз дизајн балуна јер користи софтверске алате који свој рад заснивају на анализи кола.

Техничке могућности:

Доња граница примењивости описаних балуна је ограничена дужином коаксијалних структура и на основу искуства је процењена на фреквенције од неколико десетина МНz, док је горња граница примењивости најчешће ограничена паразитним ефектима и иде до неколико GHz. Предложени метод се не може користити при дизајну балуна који имају ферите, због тренутне немогућности тачног моделовања ефеката који они стварају.

Реализатори: Институт за физику, Београд; Електротехнички факултет, Београд; ИМТЕЛ–Комуникације, Београд

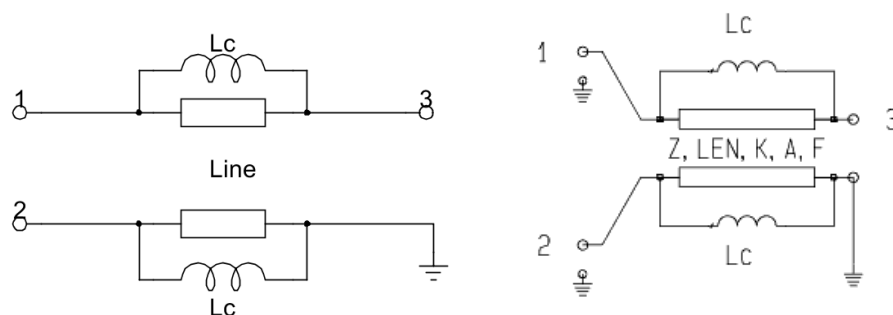
Корисници: ИМТЕЛ–Комуникације АД, Београд

Подтип решења: Нова метода М85

Стање у свету

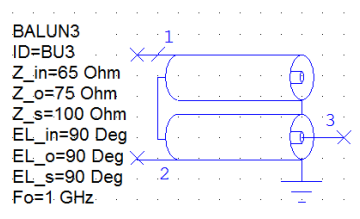
Балуни се користе код преласка са небалансног на балансно напајање код антена, појачавача, миксера, диференцијалних линија за комуникацију итд.

Тренутни модели балуна у најпознатијим софтверским алатима за анализу кола на високим фреквенцијама (AWR [1] и ADS [2]) користе најпростије моделовање спољашњих ефеката на оклопу коаксијалног кабла, слика 1. где се моделује искључиво индуктивност (L_c) и она се рачуна по упрошћеним обрасцима.



Слика 1. Модел балуна у AWR-у (лево) и ADS-у (десно).

Софтверски алат AWR има могућност анализе Маршановог балуна (Marchand balun), при чему се од корисника очекује да из постојеће геометрије сам израчуна потребне параметре, слика 2.

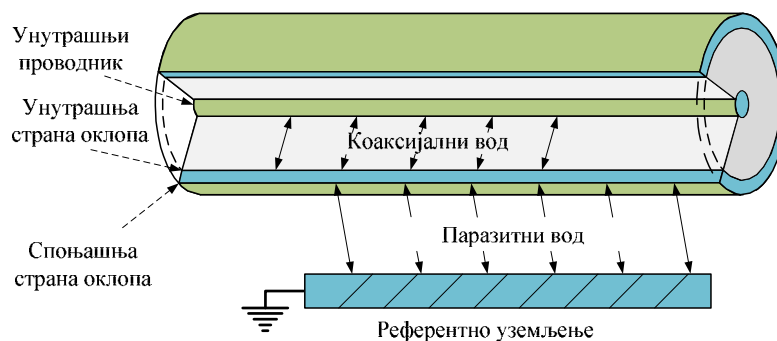


Слика 2. Маршанов балун у AWR-у.

Моделовање балуна у пуноталасним електромагнетским симулаторима (HFSS [3], CST [4], WIPL-D [5]) аутоматски укључује моделовање свих могућих ефеката, али је време симулације оваквих структура доста дужи и због тога непогодно за коришћење оптимизације.

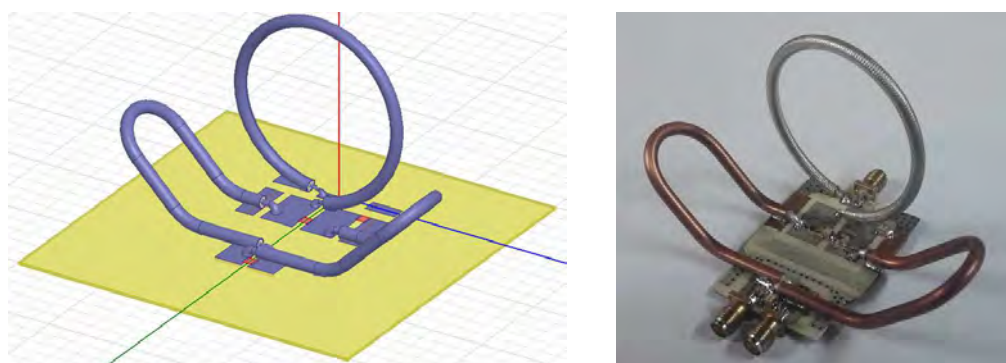
Опис предложеног метода

Предложени метод је описан кроз дизајн балуна. Најважнији део је утврђивање спољашњих паразитних ефеката на оклопу коаксијалног кабла, слика 3.



Слика 3. Коаксијални вод и парзитни вод код коаксијалних каблова.

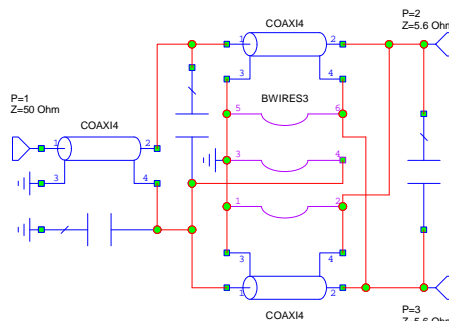
Приказани тип балуна се састоји од 3 коаксијална кабла, слика 4.



Слика 4. Пуноталасни модел за верификацију (лево) и лабораторијски прототип (десно).

Ефекти који се јављају у унутрашњем делу коаксијалних водова (вод који је између унутрашњег проводника и унутрашње стране оклопа коаксијалног кабла) су већ добро моделовани у поменутом софтверским алатима [1] и [2]. Потребно је тачно моделовати парзитни вод који се јавља између спољашње стране оклопа и микрострип уземљења, као и међусобну спрегу између оклопа различитих коаксијалних каблова. У софтверском пакету [1], коришћен је елемент BWIRES3 за моделовање поменутих ефеката. Принциуска шема оваквог балуна приказана је на слици 5.

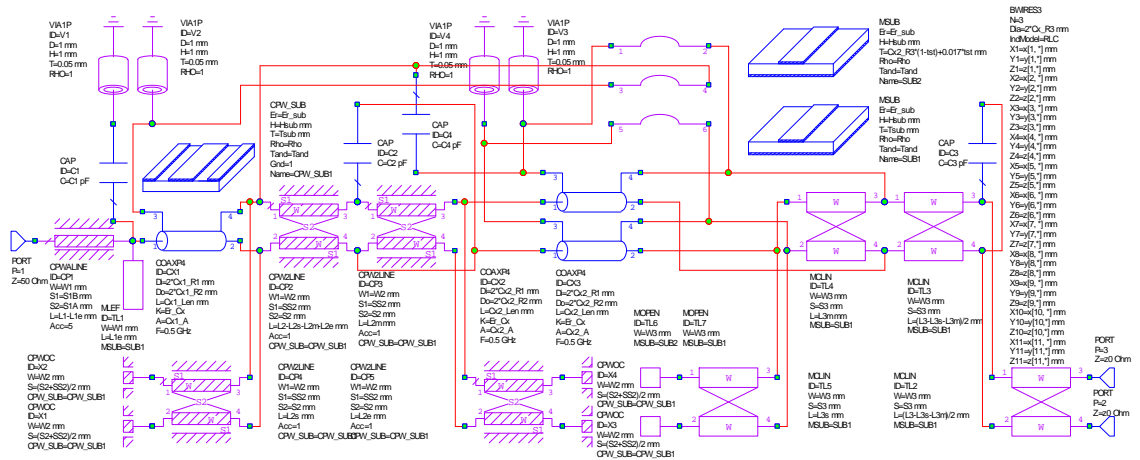
BWIRES3 је AWR-ов елемент намењен за моделовање жица за бондовање, свака жица се састоји из низа праволинијских (линеарних) сегмената. Има могућност моделовање низова жица, при чему могу бити укључене индуктивне и капацитивне спреге између свих сегмената.



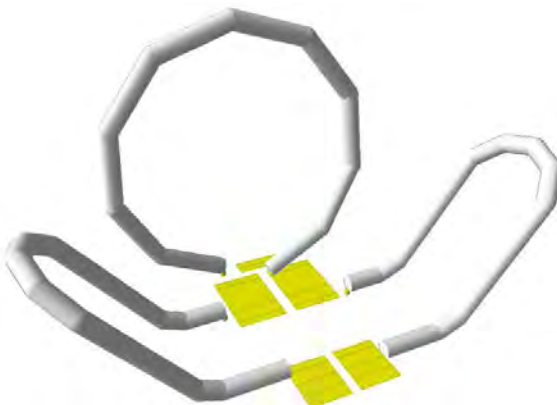
Слика 5. Принциуска шема моделованог балуна.

Треба напоменути да кондензатори на слици 5, не представљају моделовање никаквог паразитног ефекта, већ су дискретни елементи који су стављени како би се скратили коаксијални кабли. Детаљна шема са свим значајним ефектима оваквог балуна

приказана је на слици 6. Тродимензионални приказ ове шеме дат је на слици 7.

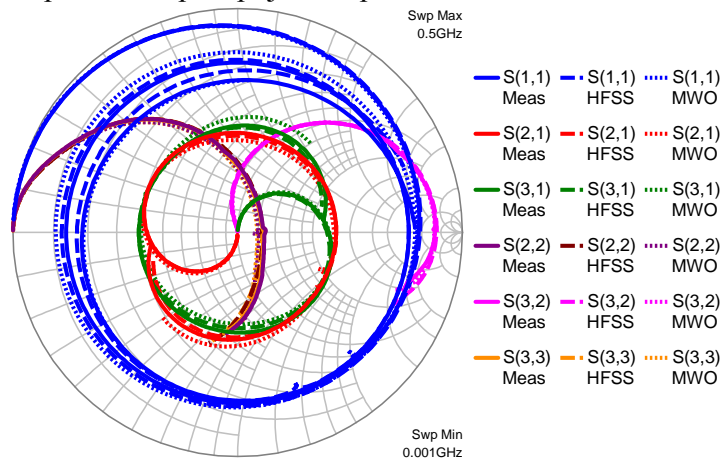


Слика 6. Детаљна шема са свим укљученим ефектима.

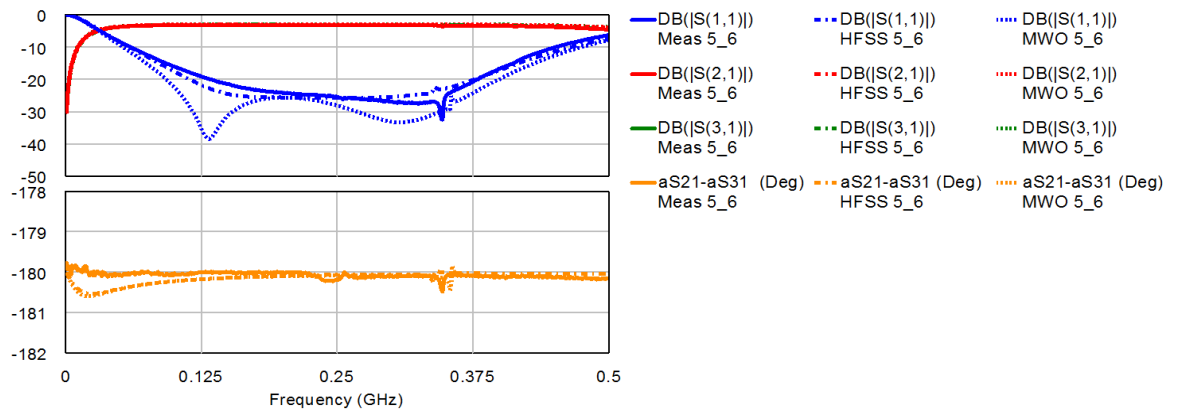


Слика 7. Тродимензионални приказ модела балуна у AWR-у.

На сликама 8 и 9 дати су резултати симулација у AWR-у, резултати симулација у HFSS-у као и резултати мерења лабораторијског прототипа.



Слика 8. Резултати симулација у AWR-у, HFSS-у и резултати мерења на лабораторијском прототипу.



Слика 9. Резултати симулација у АWR-у, HFSS-у и резултати мерења на лабораторијском прототипу.

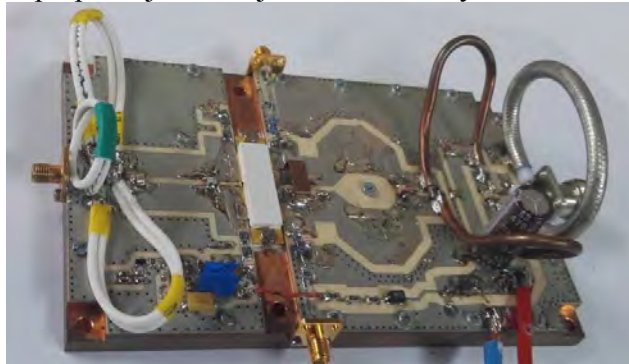
Закључак

Предложена је метода за брзо пројектовање балуна састављених од коаксијалних каблова постављених изнад микрострип водова. Балун се пројектује у софтверским алатима предвиђеним за анализу кола. На овај начин постигнута је велика брзина анализе балуна, као и лака и ефикасна имплементација оптимизационих метода.

Дат је један пример пројектовања оваквог балуна, при чему је метода верификована узајамним поређењем резултата симулација ове методе, са резултатима симулација добијених из пуноталасног електромагнетског симулатора, као и поређењем са резултатима мерења на лабораторијском прототипу.

Даљи развој ове методе би укључивао моделовање ферита, што би значајно проширило фреквенцијски опсег (доњу фреквенцијску границу) примене овакве методе.

Ова метода је примењена у дизајну балуна код ВХФ појачавача у предузећу ИМТЕЛ Комуникације. Примери развијених појачавача дати су на слици 10.



Слика 10. Индустијски прототип ВХФ појачавача који је дизајниран применом описане методе у ИМТЕЛ–Комуникације АД.

Литература

- [1] Софтверски алат AWR, интернет адреса: <http://www.awrcorp.com/>
- [2] Софтверски алат ADS, интернет адреса: <https://www.keysight.com/>
- [3] Софтверски алат HFSS, интернет адреса: <http://www.ansys.com/>
- [4] Софтверски алат CST, интернет адреса: <https://www.cst.com/>
- [5] Софтверски алат Wipl-D, интернет адреса: <https://www.wipl-d.com/>

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић, др Бранка Јокановић и Милош Радовановић, Институт за физику, Београд;

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја *TP-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре*

Година: 2017

Примена: 2017

Кратак опис

Приказан је дизајн планарног антенског низа на K_u опсегу који се састоји од комбинације 2 линеарна низа, који се напајају у фази. Као зрачећи елемент низа користи се модификовани печ са две резонансе што омогућава прилагођење у значајно ширем опсегу. Сваки од линеарних низова се састоји од 16 елемената. Радни опсег антенског низа је од 15.6 GHz до 17.3 GHz. Антенски низ представља одличан избор за FMCW (*Frequency-Modulated Continuous Wave*) радаре.

Техничке карактеристике:

Антиена ради у опсегу учестаности 15.6-17.3 GHz. Релативни радни опсег датог низа је 10.33%. Са нивоом бочних лобова < -22 dB, $6.5^\circ < 3$ dB ширина $< 8^\circ$, нивоом крос-поларизације < 25 dB у Н-равни; нивоом бочних лобова < -11.5 dB, $34^\circ < 3$ dB ширина $< 40^\circ$, нивоом крос-поларизације < -45 dB у Е-равни. Димензије антене су: 215 mm x 32 mm. Антиена је реализована на диелектрику Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.0009$, $h=0.508$ mm).

Техничке могућности:

Употребом антенског низа са модификованим печом омогућава се већа флексибилност у односу на низ са класичним печом и неколико пута шири радни опсег. Такође могуће је имати један шири опсег као у датом случају или два међусобно одвојена подопсега. Изглед главног снопа, величина бочних лобова може се контролисати променом броја елемената у одговарајуће равни као и расподелом снаге између елемената низа. Антенски низ се као планарна структура може се лако интегрисати са другим штампаним компонентама примопредајника.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: Институт за физику, Београд

Подтип решења: M85 – Лабораторијски прототип

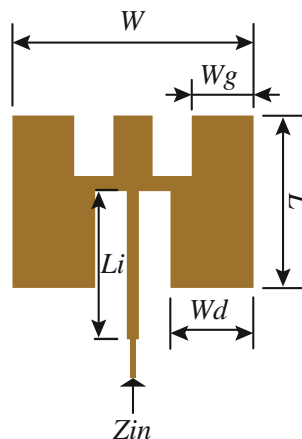
Стање у свету

Штампани антенски низови се веома често користе у модерним микроталасним уређајима који немају велику предајну снагу као што су FMCW радар и микроталасни линкови за

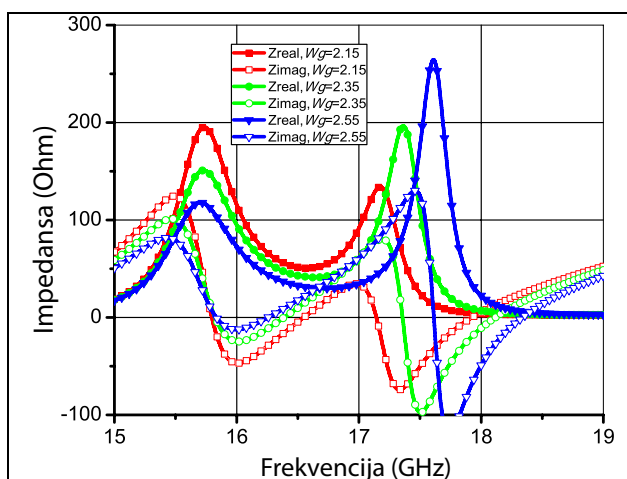
фиксне и мобилне комуникације. Као основна зрачећа структура најчешће се јавља печ антена иако је њен главни недостатак изражена ускопојасност, тј. релативни радни опсег од свега неколико процената. Да би се максимално искористиле могућности печ антене потребно је пажљиво пројектовати напојну мрежу антенског низа. Постоје разне модификације печ антене ради постизања ширег радног опсега [1], међутим оне углавном укључују употребу вишеслојних диелектрика или постављање сонди на специфично место код печ антене, што је у случају антенског низа са великим бројем елемената веома компликовано. Коришћењем печ антене специфичне импедансе уз одговарајућу напојну мрежу може се добити жељена карактеристика зрачења. Друга важна карактеристика на коју треба обратити пажњу при пројектовању је задовољавајући КСТ (коэффициент стојећих таласа), који треба да буде испод 2 за добро прилагођење. Међутим, дијаграм зрачења и КСТ нису у директној вези, тако да антена може имати добар КСТ у неком опсегу, а лош дијаграм зрачења и обрнуто. За напајање штампаних антена са великим бројем зрачећих елемената најчешће се користи серијско напајање јер оно уноси минимално слабљење у поређењу са паралелним напајањем, које пак омогућава шири пропусни опсег антене. Врло често се користе и хибридне напојне мреже које су комбинација паралелног и серијског напајања [2-5].

Модификована печ антена

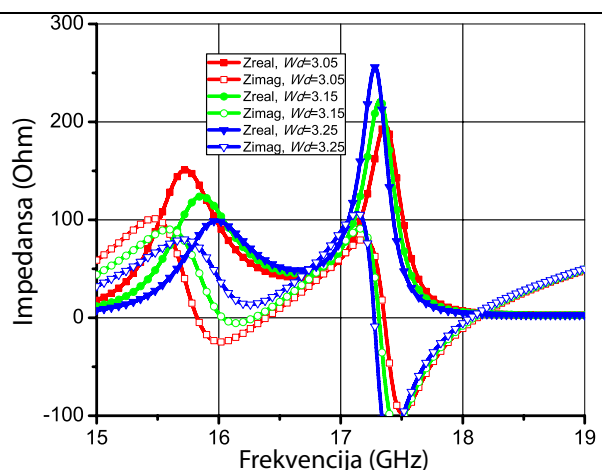
Модификована печ антена има изглед као на Сл. 1. Главна разлика у односу на класични печ је постојање два симетрична прореза на зрачећој ивици, што омогућава појаву и контролисање друге резонанце. Почетне димензије антене се могу извести на основу познатог TLM модела. Зависност положаја резонанци од параметара антене се може видети на Сл. 2. Са Сл. 2а се види зависност импедансе печ од параметра Wg . Као што се види овај параметар знатно више утиче на другу резонансу, тако да се на овај начин може скоро независно контролисати друга резонанса. Сл. 2б приказује зависност импедансе печ од параметра Wd . Овде је ситуација је практично обрнута то јест утицај на прву резонансу је знатно већи иако се резонансе у суштини приближавају. За контролу реалног дела импедансе уз фиксну позицију резонансе користи се параметар Li као на Сл. 2в. Ово је посебно битно за подешавање прилагођења антене.



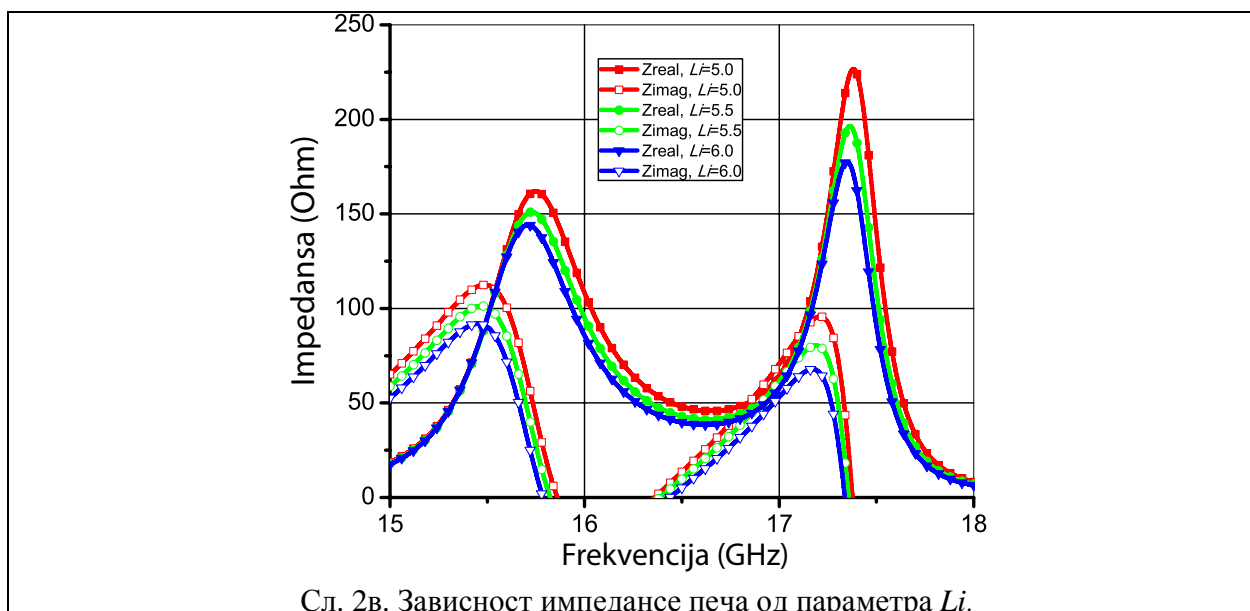
Сл. 1. Изглед модификоване печ антене. ($W = 8.6 \text{ mm}$, $L = 5.7 \text{ mm}$, $Wg = 2.35 \text{ mm}$, $Wd = 3.05 \text{ mm}$, $Li = 5.5 \text{ mm}$)



Сл. 2а. Зависност импедансе печа од параметра Wg .

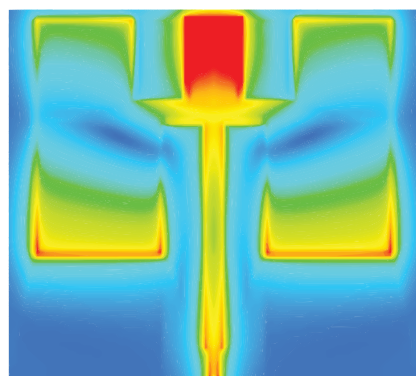


Сл. 2б. Зависност импедансе печа од параметра Wd .

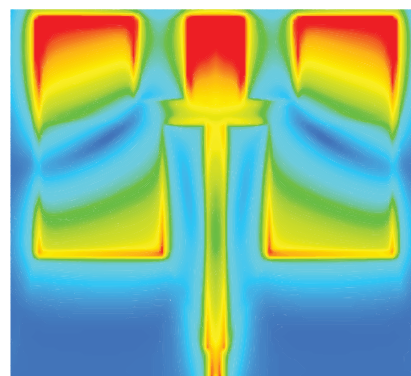
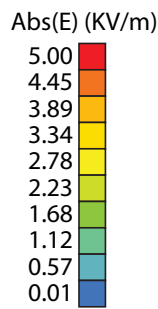


Сл. 2в. Зависност импедансе печа од параметра Li .

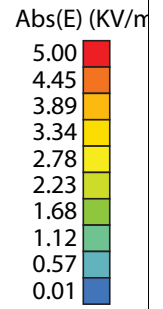
Оно што је битно за карактеристике антене је утврдити природу модова који врше побуду ових резонанси. Оно што је битно исписати какве дијаграме зрачења продукују ово модови, јер иако било који мод може изазвати резонансу која са становишта прилагођења може бити пожељна, то нужно не значи да ће дијаграм зрачења бити прихватљив. Дијаграм зрачења који је најпожељнији је управо онај који продукују основни мод класичног печа: максимум на broadside правцу, одсуство бочних лобова, висока поларизациона чистоћа. Виши хармоници класичног печа имају неприхватљив дијаграм зрачења тј. постоји нула на broadside правцу за други хармонику и бочни лобови на трећем хармонику. Идентификовање мода се може извршити посматрањем расподеле поља Сл. 3, а конкретне последице тога и од практичног значаја много битније, посматрањем дијаграма зрачења на резонантним учестаностима које су последица датих модова Сл.4.



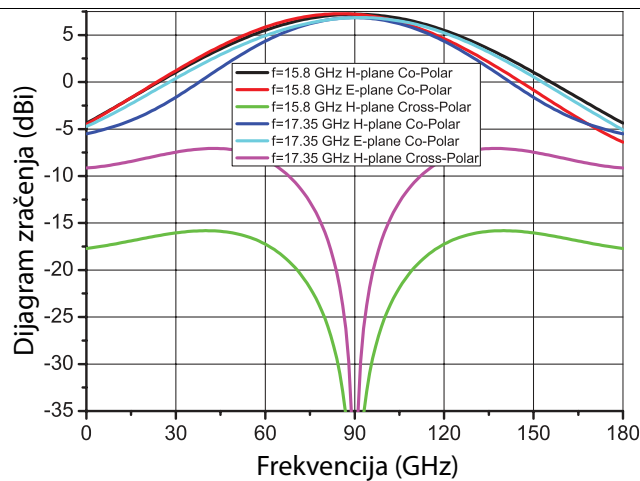
Сл. 3а.



Сл. 3б.



Сл. 3. Распoдела поља на: а) на првој резoнaнcи на $f=15.8$ GHz, б) на другој резoнaнcи на $f=17.35$ GHz

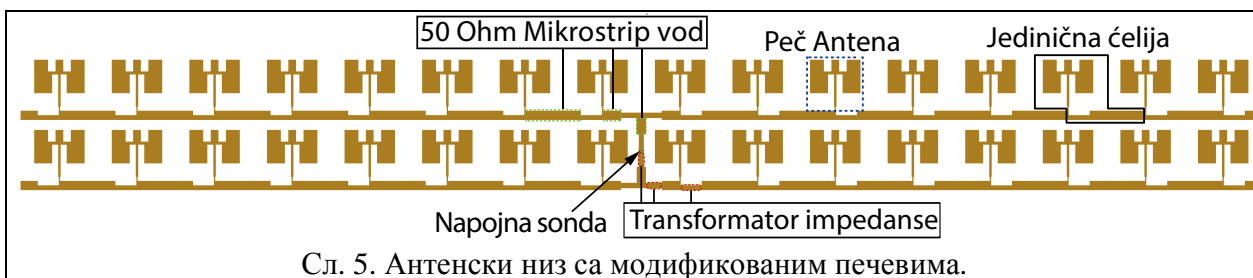


Сл. 4. Дијаграм зрачења на у обе равни на првој и другој резoнaнcи.

По теорији резoнaнтне шупљине специфичан мод печa антене се може идентификовати као број полу-циклуса варијације електричног поља дуж одређеног правца. Посматрајући прву резoнaнтну учестаност, можемо видети да је минимум на центру печa, а максимуми на крајевима што одговара првом основном моду печa TM_{10} , али због постајања великих слoтoва постоји одређена пертурбација поља тако да се овај мод може назвати пертурбирани TM_{10} мод. Други мод изгледа да има део ортогоналног мода у себи због изгледа минимума на центру печa. Овај мод може бити именована као TM_{d0} , где је $1 < d < 0$. Посматрањем Сл. 4. видимо да су дијаграми зрачења задовољавајући, максимуми су на broadside правцу и нема бoчних лoбoвa. Нивои gain-а су 7.2 dBi и 6.85 dBi за 15.8 GHz и 17.35 GHz, респективно. на први поглед ово је неyобичајено с обзиром да gain типично расте са порастом учестаности. У овом случају можемо закључити да је први мод ефикаснији док други има веће губитке.

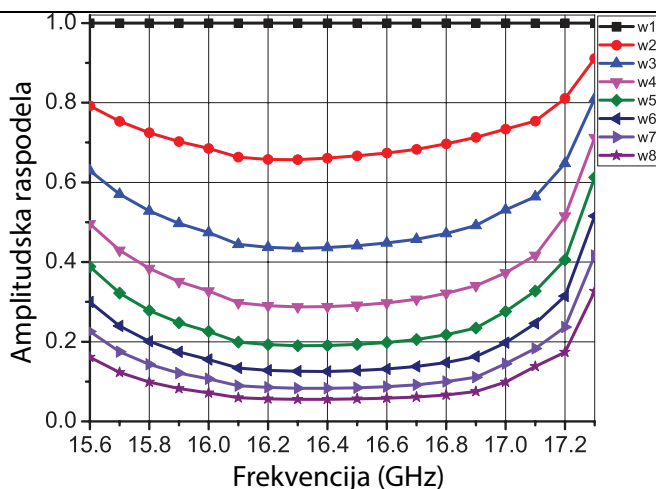
Антенски низ

Предложени низ има изглед као на Сл. 5. Растојање између зрачећих елемената је λ_g тј. фазни померај је нула, тако да ће максимум дијаграма зрачења бити у правцу нормале на раван антене (broadside). Иза печa се налази трансформатор импедансе који омогућава подешавање расподеле снаге у низу. Низ се састоји од два идентична линеарна подниза са 16 елемената који се напајају у фази преко сонде на месту центра низа. Подниз се може симетрично поделити на два дела од по 8 елемената.



Сл. 5. Антенски низ са модификованим печевима.

Линеарни низ са контролом расподеле преко простог односа импедансе печа и трансформатора који се налази уз печ иако има просту формулацију у пракси је тачна само за чисто реалне вредности импедансе, што у случају печа типично значи веома узак опсег учестаности. Права вредност расподеле се може добити ако се уместо чисто реалне, импеданса печа посматра као резонантор. Такође, потребно је узети у обзир и међусобно спрезање између печева. Проблем добијања тачне расподеле снаге може се поделити у два дела. Први задатак је одређивање тачна импедансе печева у низу, што се може остварити преко [6], тако што се печеви у формулацији као у низу, али без водова напајају са независним генераторима. Следећи поступак је да се тако добијена матрица импеданси комбинује са напојим водом за цео низ при чему се сваки порт спаја са матрицом одговарајућег печа у низу у форми network terminated port-a. На тај начин пошто сваки порт је затворен одговарајућом импедансом, може се прочитати колика тачна снага иде у одговарајући печ, простим читавањем S -параметара. Добијена вредност је приказана на Сл. 6. Вредности расподеле су нормализоване са амплитудом првог печа пошто он има директну везу са напојном сондом.

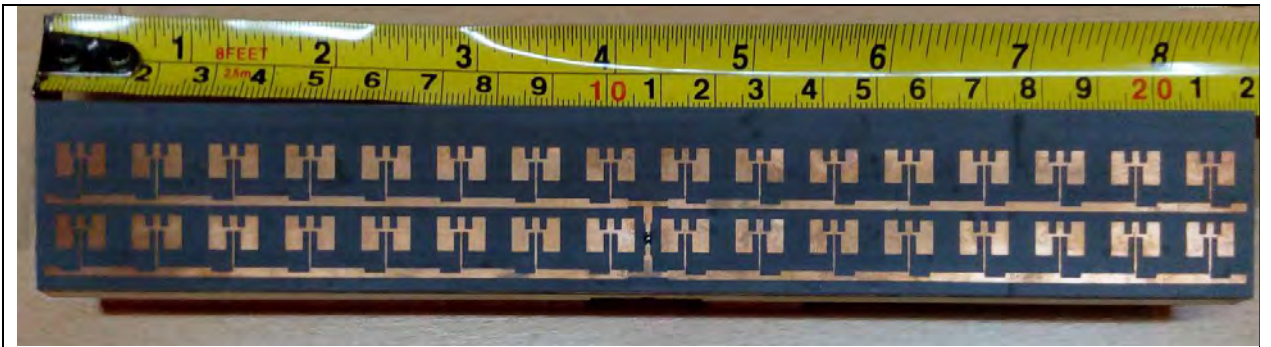


Сл. 6. Амплитудска расподела између елемената низа.

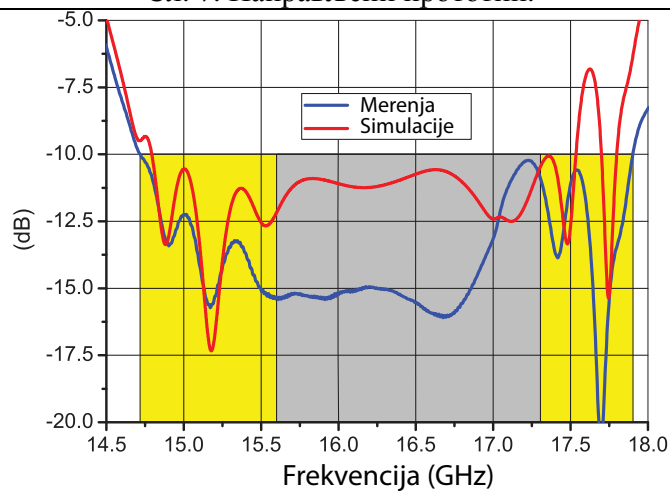
Сама напојна мрежа се састоји од микрострип водова тако да се може лако заменити аналитичким апроксимацијама. Оно што је битно да се на овај начин добијена расподела може проверити директно тако што се претходни печеви без напојне мреже сад напајају са генераторима који имају вредност по одговарајућој расподели и затим се изврши провера какав дијаграм зрачења се добија. Услов је да дијаграм буде мале варијације gain-а и нивоа бочних лобова испод 20 dB у односу на главни сноп. На овај начин мрежа тј. расподела се може брзо прилагодити ради добијања одговарајућег дијаграма. Када се добије задовољење тражених услова може се извршити комплетирање антене са напојном мрежом.

У случају када антене има мали број елемента као што је случај код ове антене у Е-равни, доминантан фактор за ниво бочних лобова је растојање између зрачећих елемената, а када постоје само два елемента онда и једини. Пошто антена ради у значајном опсегу очекивано је да на нижим учестаностима ниво лобова буде нижи за константе физичке димензије. Стога да би се дигли што нижи лобови у Е-равни потребно је да низови буду што ближе један другом, што смањује gain, стога је неопходан компромис. Растојање између елемената у Е-равни је изабрано да буде 12 mm, што је $0.624 \lambda_0$ на $f = 15.6 \text{ GHz}$ и $0.692\lambda_0$ на $f = 17.3 \text{ GHz}$, (где је λ_0 таласна дужина у слободном простору).

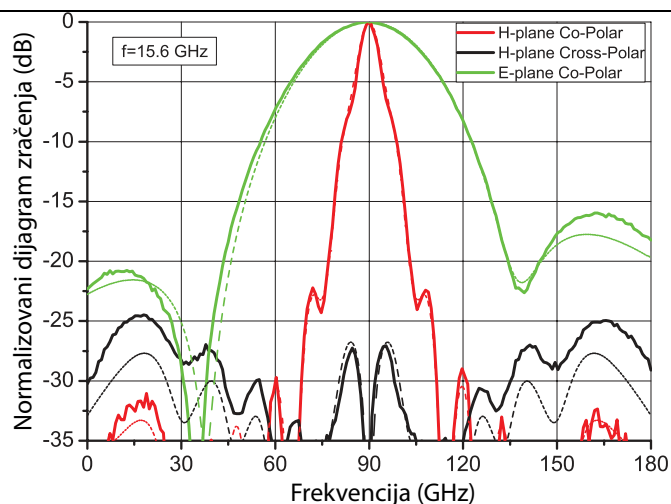
Мерени резултати



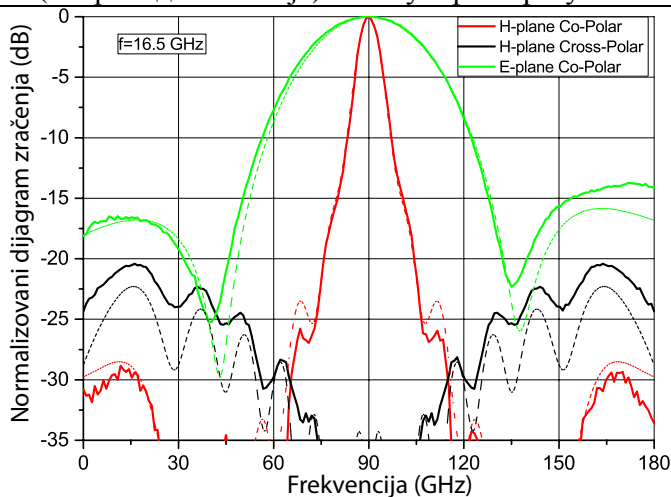
Сл. 7. Направљени прототип.



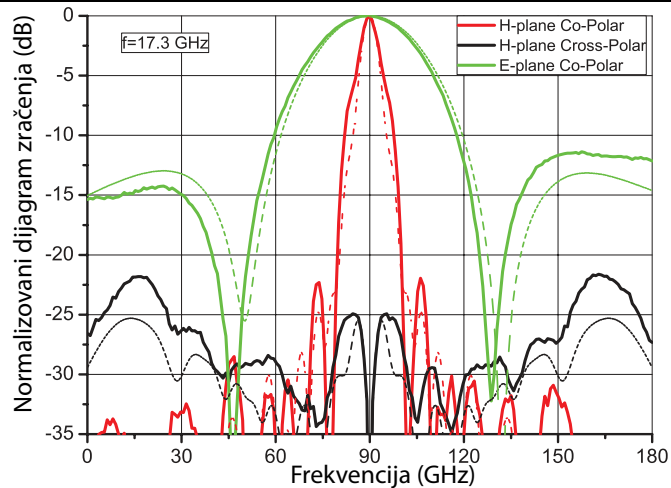
Сл. 8. Симулирани и мерени S -параметри. (Сива регија је радни опсег, а жута додатни импедансни опсег).



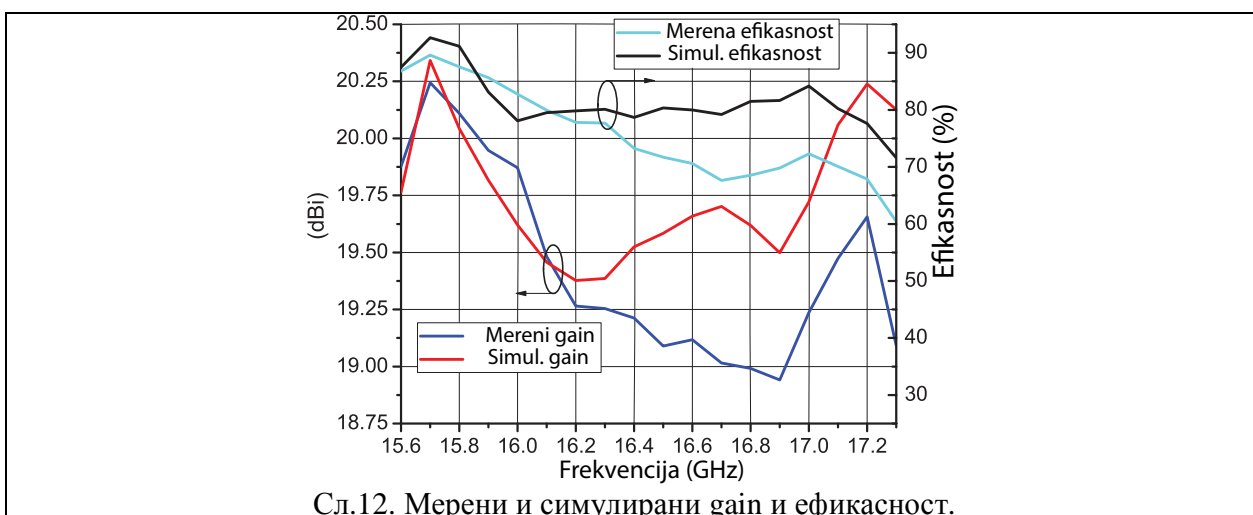
Сл. 9. Мерени (испрекидане линије) и симулирани резултати на 15.6 GHz.



Сл. 10. Мерени (испрекидане линије) и симулирани резултати на 16.5 GHz.



Сл. 11. Мерени (испрекидане линије) и симулирани резултати на 17.3 GHz.



Мерени S -параметри прототипа Сл. 7. са Сл.8 су испод -10 dB у целом радном опсегу као и у широј регији од 14.7 GHz до 17.9 GHz, што је 19.63% . Са мањим подешавањима око прелаза микрострип-напојни коаксијални вод може се постићи и знатно шири импедансни опсег, али с обзиром да би радни опсег са задовољавајућим дијаграмом зрачења остао исти то не би имало сврхе. Са Сл. 9-11. види се да су у H -равни бочни лобови у целом опсегу испод -20 dB, тј. -22 dB. Док је у E -равни су -16.1 dB на $f = 15.6$ GHz, и највиши су на $f = 17.3$ GHz са -11.5 dB. 3 dB ширина је $6.5-8^\circ$ у H -равни и $34-40^\circ$ у E -равни. Кросполаризација је највећа у близини друге резонансе и износи -25 dB. Gain варира у симулацијама од 19.4 dBi до 20.4 dBi, док у мерењима варијација је 18.95 dBi to 20.25 dBi. Симулирана ефикасност варира од 71.6% до 92.6% , а у мерењима од 60.4% до 89.6% .

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 15.6 GHz - 17.3 GHz
- коефицијент рефлексије на антенском приступу: < -10 dB
- 3 dB- ширина главног снопа у H -равни $6.5-8^\circ$
- 3 dB- ширина главног снопа у E -равни $34-40^\circ$
- ниво бочних лобовова у најгорем случају -22 dB у H -равни, и -11.5 dB у E -равни.
- нивоом крос-поларизације < 25 dB у H -равни, нивоом крос-поларизације < -45 dB у E -равни
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 215 mm x 32 mm.

Примена

Антиена је намењена за авионске FMCW радаре за мерење висине.

Референце:

- [1] Kin-Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas," John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.

- [2] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] Huang, J, Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.
- [4] Nesic, A., Radnovic, I., Brakovic, V., "Ultrawideband printed antenna array for 60 GHz frequency range", IEEE AP-S International Symposium 1997, Montreal, Canada, July 1997, Conference Proceedings, Vol. 2, pp. 1272-1275.
- [5] M. Slović, B. Jakanović, B. Kolundzija, Microstrip patch antenna for anticollision radar at 24 GHz, ETRAN Conference, 2005, pg. 353-356.
- [6] www.wipl-d.com

Аntenски низ на Ku опсегу са широкопојасним *patch* антенама

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић, др Бранка Јокановић, Милош Радовановић, Институт за физику, Београд;

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја *TP-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре*

Година: 2016

Примена: 2016

Кратак опис

Дат је приказ антенског низа од укупно 32 елемента, у форми 16 x 2. Као зрачећи елементи се користе посебно модификоване *patch* антене са вишеструким резонансама које омогућавају знатно шири опсег рада у односу на класичне *patch* антене. Може се користити за FMWC (*Frequency-Modulated Continuous Wave*) радар у опсегу 15.9-17.7 GHz. Пројектовани низ има 3dB-ширину снопа од око 22° у Е- равни, док у Н- равни се она креће око 6-10°. Бочни лобови у целом опсегу су испод 20 dB у односу на главни лоб. Димензије антене су 214 x 36 mm.

Техничке карактеристике:

Радни опсег у коме низ испуњава неопходне услове је 15.9-17.7 GHz. Број елемената у Н- и Е-равни је 16 x 2, са 3 dB-ширине снопа од око 6-10° и око 22°, респективно. Растојање између зрачећих елемената је λ_g . Антена је симетрична по Е равни и направљена је на диелектрику Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.0009$, $h=0.508$ mm). Расподела снаге у антени омогућава држање нивоа бочних лобова испод 20 dB у односу на главни лоб у целом опсегу.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ отклања главни недостатак антенских система са класичним *patch* антенама тј. ускопојасност. Ширина снопа у обе равни се може контролисати бројем елемената у респективној равни. Антена је потпуно планарна, компактних димензија и може се лако интегрисати на било који површину.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: Институт за физику, Београд

Подтип решења: M85 – Лабораторијски прототип

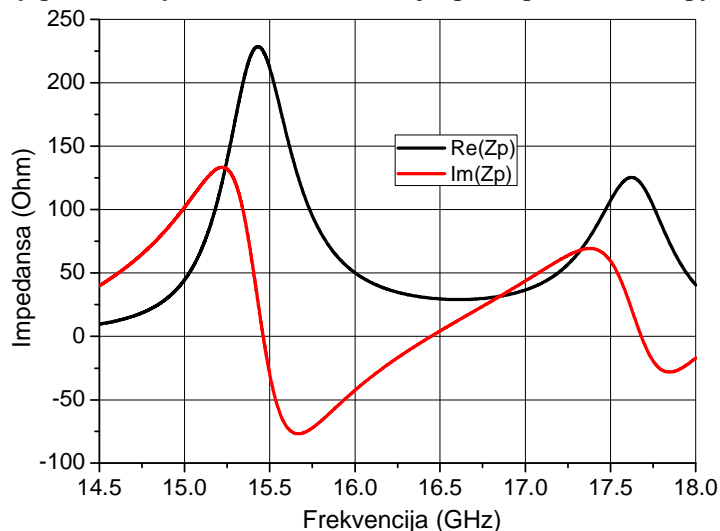
Стање у свету

Штампани антенски низови се веома често користе у компактним микроталасним уређајима који немају велику предајну снагу као што су FMWC радари и микроталасни линкови за фиксне и мобилне комуникације. Као основна зрачећа структура најчешће се јавља *patch* антена иако је њен главни недостатак изражена ускопојасност, тј. релативни радни опсег од свега неколико процената. Да би се

искористиле максималне могућности *patch* антене потребна је веома велика пажња при пројектовању напојне мреже антенског низа. Постоје разне модификације *patch* антене ради постизања широкопојасности [1], међутим оне углавном укључују употребу вишеслојних диелектрика или постављање сонди на специфично место код *patch* антене, што је у случају антенског низа са великим бројем елемената веома компликовано. Коришћењем *patch* антене специфичне импедансе уз одговарајућу напојну мрежу може се добити жељена карактеристика зрачења. Друга важна карактеристика на коју треба обратити пажњу при пројектовању је задовољавајући КСТ (коэффициент стојећих таласа), који треба да буде испод 2 за добро прилагођење. Међутим, дијаграм зрачења и КСТ нису у директној вези, тако да антена може имати добар КСТ у неком опсегу, а лош дијаграм зрачења и обрнуто. За напајање штампаних антена са великим бројем зрачећих елемената најчешће се користи серијско напајање јер оно уноси минимално слабљење у поређењу са паралелним напајањем, које пак омогућава шири пропусни опсег антене. Врло често се користе и хибридне напојне мреже које су комбинација паралелног и серијског напајања [2].

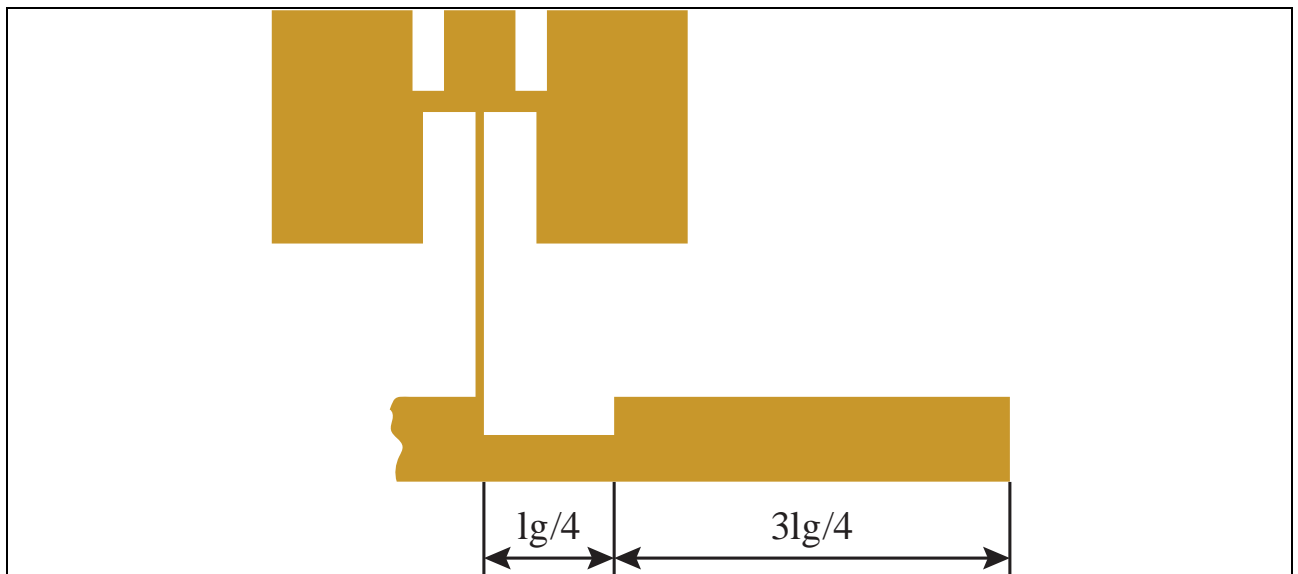
Пројектовање антенског низа у Н и Е-равни

Као основни зрачећи елемент датог низа користи се модификовани *patch* његова импеданса је дата на сл. 1. Са слике се јасно види постојање вишеструких резонанси (у пратњи одговарајућих антирезонанси). Постојање вишеструких резонанси је типично и за обичне *patch* антене, међутим те резонансе су међусобно веома фреквенцијски удаљене и поред тога многи модови простирања таласа који узрокују појаву резонанси имају такву расподелу поља која даје неупотребљив дијаграм зрачења. Дакле, да би се добила широкопојасна карактеристика потребно је постојање међусобно блиских резонанси и да модови који их узрокују имају сличну расподелу поља, односно дијаграм зрачења као фундаментални мод.

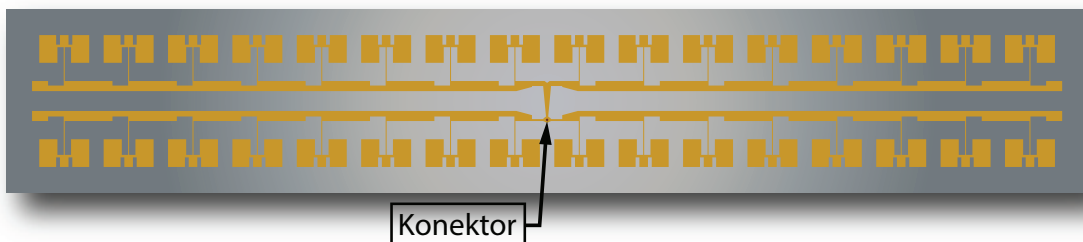


Сл. 1. Реални и имагинарни део импедансе *patch*-а.

Patch антене са датим карактеристикама су комбиноване у линеарни низ као у [3]. Расподела је одређена преко трансформатора импедансе чија је дужина $\lambda_g/4$ који је надовезан 42 Ω -ских водова дужине $3\lambda_g/4$, тако да је растојање између зрачећих елемената λ_g тј. фазни померај је нула, тако да ће дијаграм зрачења бити нормалан нагоре у односу на раван антене (*broadside*), сл. 1.

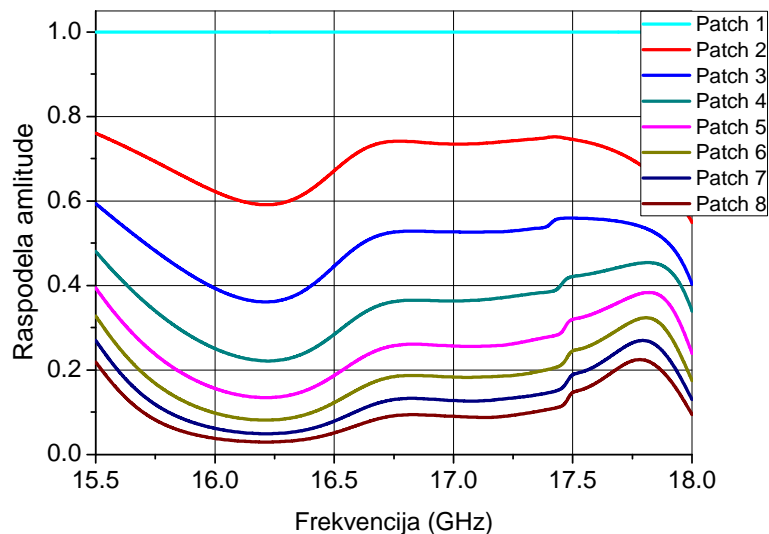


Сл. 2. Приказ основне ћелије антенског низа са модификованим *patch-ом* са трансформатором са одређивање расподеле и водом до пуне дужине од λ_g .



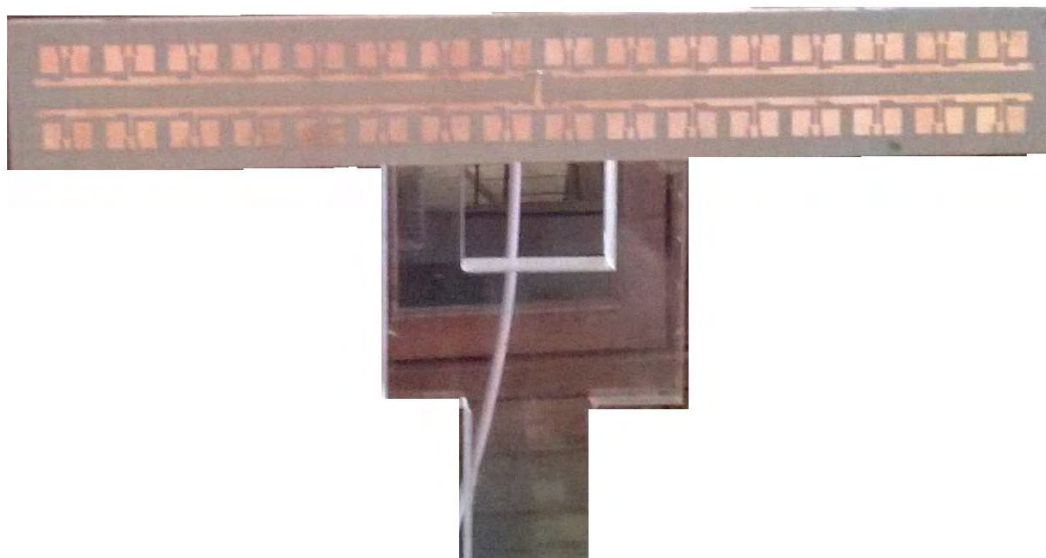
Сл. 3. Приказ целог антенског низа.

На сл. 3. је дат цео антенски низ. Може се рећи да се низ састоји од 4 идентична подниза сваки са по 8 зрачећих елемената. На крају сваког се налази вод укупне дужине од $\lambda_g/2$, тако да се сва снага враћа у фази. Поднизови су спојени преко мреже са пет приступа, где је напајање извршено преко коаксијалног порта одоздо на месту на сл. 3. Димензије остала 4 приступа су рачуната под условом да се на свима добије иста фаза и снага, односно да је $S_{12}=S_{13}=S_{14}=S_{15}$, где су претходни параметри комплексни S -параметри приступа мреже где је први порт коаксијални приступ. Два подниза су прво линеарно повезани као у огледалу да би се избегло скретање главног снопа услед промене фреквенције пошто λ_g даје фазни померај од 360° само на једној учестаности, [5]. Даље два подниза су међусобно антифазно оријентисани према друга два ради сузбијања кросполаризације. Растојање између антифазно оријентисаних поднизова је минимално за ову структуру тј. износи $\lambda_g/2$.



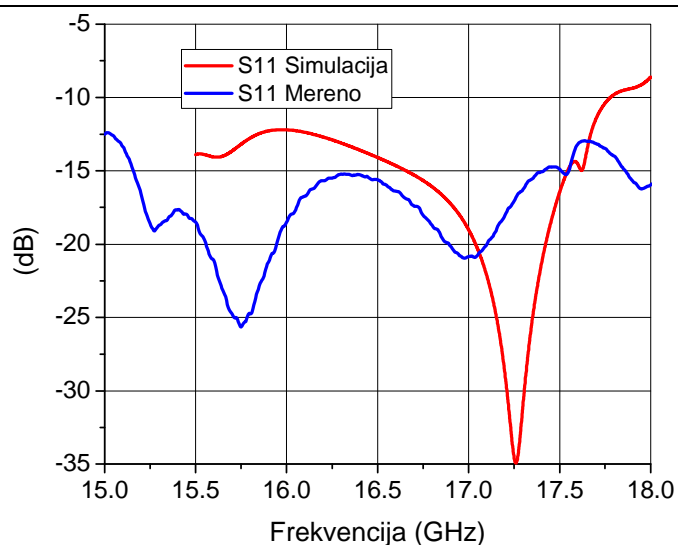
Сл. 4. Расподела амплитуде у датом низу.

Употреба вишеструких резонанси типично значи да ће расподела сложена и да у општем случају не може описати простом математичком формулацијом. Расподела било ког система се може добити ако се посматра допринос унесеног слабљења двопортног система (које потиче од израчивања снаге) при чему се врши прогресивно додавање елемената до коначног броја елемената низа. Тј. посматра се прво двопортна мрежа елемента као сл. 2, па се затим вежу два таква на ред до коначног краја низа тј. у овом случају због симетрије за расподелу је довољно на крају узети 8 елемената са сл. 2. на ред. Како су зрачећи елементи идентични сваки од њих ће зрачити приближно исту снагу (постојаће мале осцилације услед међусобног спрезања) међутим неће бити иста снага на располагању сваком елементу, тј. једино први има сву док сви остали умањени за потрошено код претходних елемената у низу.



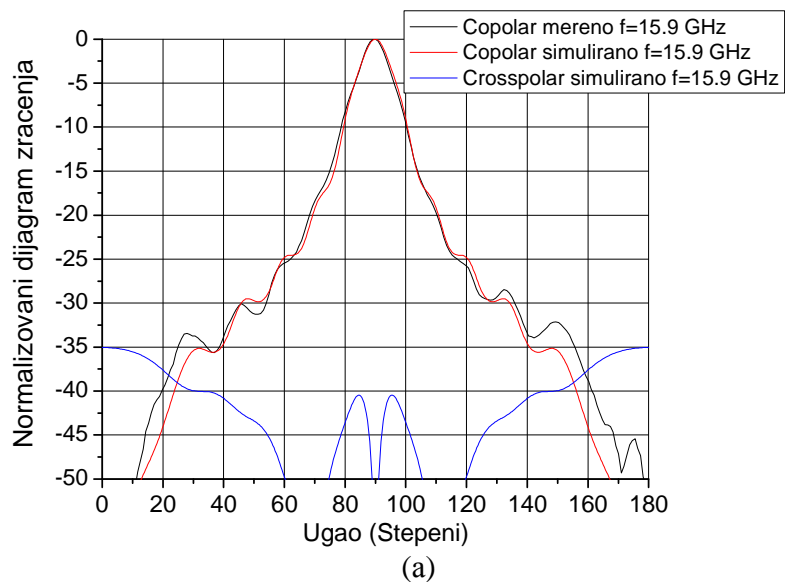
Сл. 5. Изглед реализоване антене на раму за мерење.

Цела структура је реализована коришћењем WIPL-D софтвера [4]. Диелектрик у употреби је RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508\text{mm}$).

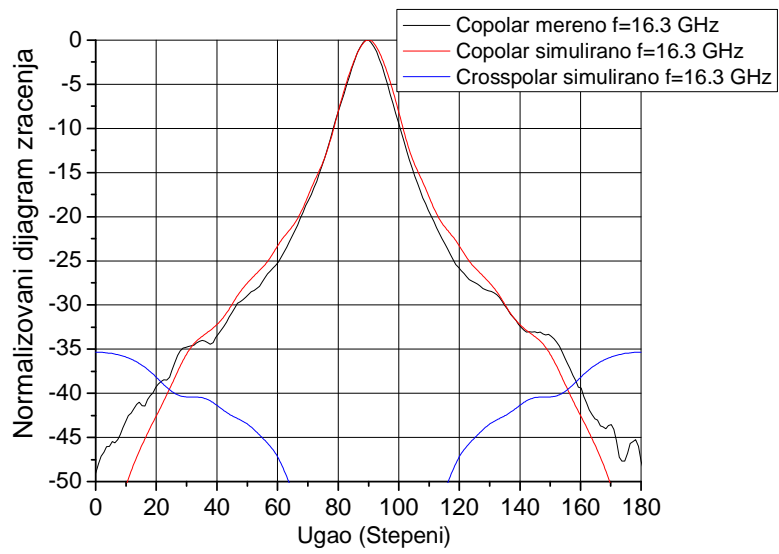


Сл. 6. S -параметри мерене и симулиране антене.

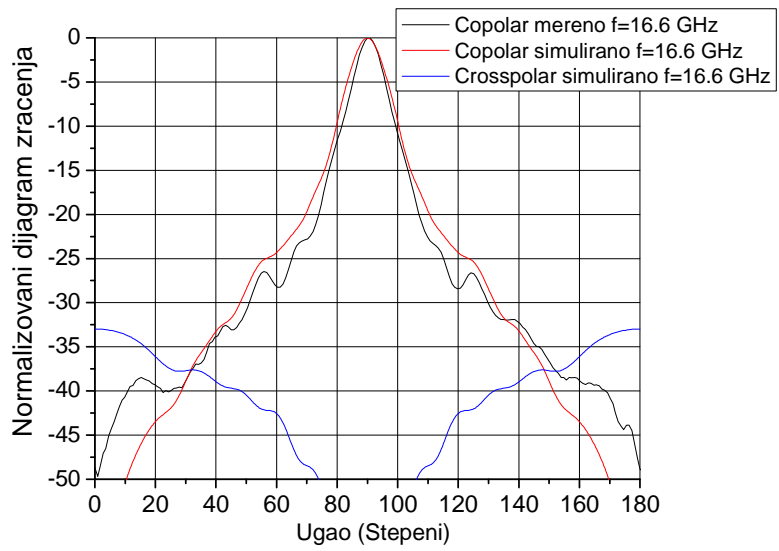
Сл. 6. приказује S -параметре (еквивалент КСТ-а), вредност испод -10 dB. Са слике се види да је у случају мерења та вредност и више од 3 GHz, практично иде око 20% релативног опсега што је у односу на типичних $3-4\%$ велико повећање. Значи у погледу прилагођења ова антена је 7 пута широкопојаснија у односу на низ са класичним *patch*-ом. Тако да сада критеријум по коме бочни лобови треба да буду испод -20 dB у односу на ниво бочног лоба одређује употребљив опсег рада.



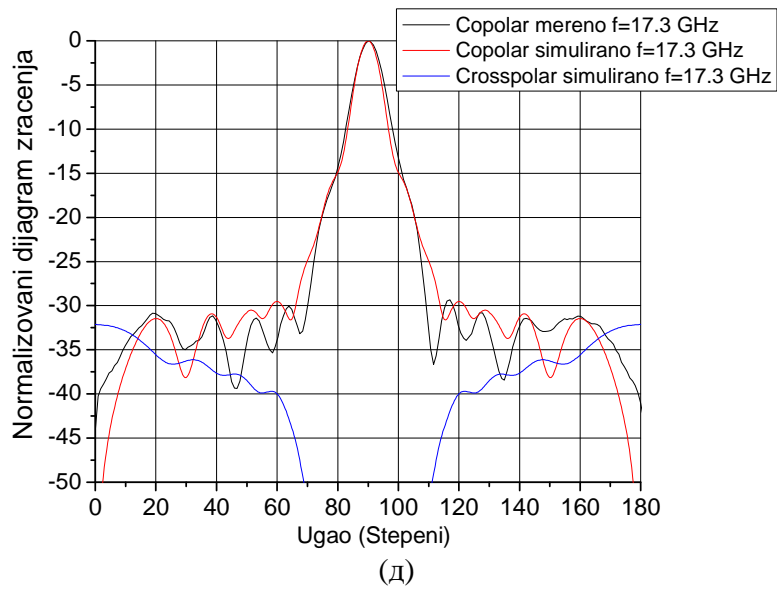
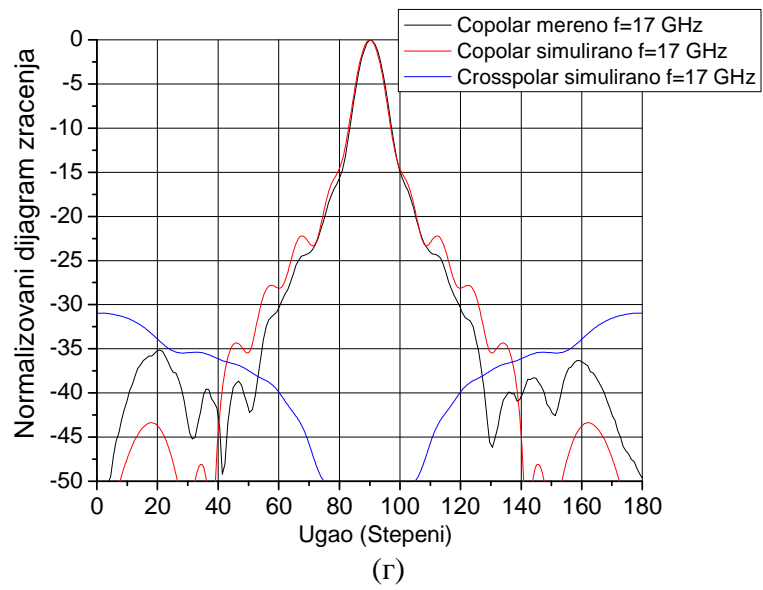
(a)

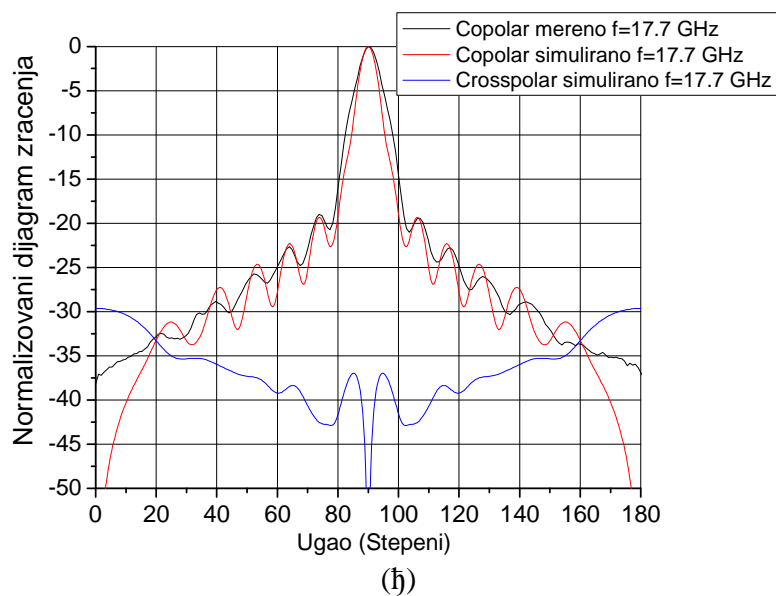


(b)

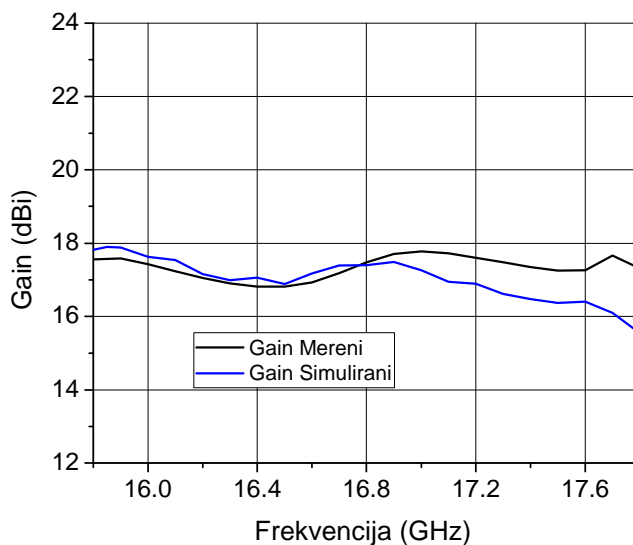


(B)





Сл. 7. Нормализовани дијаграми зрачења мерени и симулирани на: (а) 15.9 GHz, (б) 16.3 GHz, (в) 16.6 GHz, (г) 17 GHz, (д) 17.3 GHz, (ђ) 17.7 GHz.



Сл. 8. Мерени и симулирани gain антене.

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 15.9 GHz -17.7GHz
- прилагођење на антенском приступу: -10dB
- 3dB-ширина главног снопа око 6-10° у Н равни
- 3dB-ширина главног снопа око 22° у Е равни
- бочни лобови су испод -20 dB у Н-равни
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 214 x 36 mm

Примена

Антиена је намењена за FMCW радаре за мерење висине.

Референце:

- [1] Kin-Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas," John Wiley & Sons, Inc., New York., 2002.
- [2] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] M. Slović, B. Jokanović, B. Kolundzija, Microstrip patch antenna for anticollision radar at 24 GHz, ETRAN Conference, 2005, pg. 353-356.
- [4] www.wipl-d.com
- [5] Huang, J, Parallel-Series-Fed Microstrip Array with High Efficiency and Low Cross-Polarization, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, No. 5, pp. 230-233, May 1992.

Планарни антенски низ са проширеним опсегом скенирања

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић, др Бранка Јокановић и Милош Радовановић, Институт за физику, Београд;

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја *ТР-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре*

Година: 2016

Примена: 2016

Кратак опис

Приказан је дизајн планарног, фреквенцијски скенираног антенског низа на 10 GHz, који се састоји од четири линеарна подниза у антифазној конфигурацији, који имају по осам пентагоналних дипола различитих импеданси. Неуниформна амплитудска расподела у линеарном низу у Н-равни се контролише променом импеданси дипола у односу 1:9. Напојна мрежа између дипола линеарног низа се састоји од фазног померача који повећава фреквенцијску зависност фазног помераја између антенских елемената. Фазни померач је пројектован од осам SRRs (*Split-ring resonators*) који су спрегнути са симетричним микрострип водом. Антифазна структура планарног низа је остварена тако што су по два симфазна линеарна низа постављена као лик у огледалу, тј. тако да су им диполи окренути на супротну страну, , док им се напојна мрежа на улазу разликује за $\lambda_g/4$, тако да омогућава антифазно напајање. Променом фреквенције у опсегу од 9.80 до 10.20 GHz (око 4% у односу на централну учестаност), измерен је угао скенирања антене од око 59 степени, док је највеће измерено појачање антене 17 dBi.

Техничке карактеристике:

Фреквенцијски скенирана антена ради у опсегу учестаности 9.8-10.20 GHz. Основни захтев при пројектовању антене је да се обезбеди што већи угао скенирања за што мању промену учестаности, као и мала ширина главног лоба у обе равни, и мала варијацију добитка антене при скенирању. Реализован је планарни низ који у Н-равни има 3dB-ширину снопа од 15-22°, а у Е-равни је та ширина око 13°. Остварено је добро прилагођење тако да је рефлексија испод -10 dB у целом опсегу. Добитак антене је 15.5-17 dBi.

Антенски низ је реализован на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm) и постављен је изнад рефлекторске равни, на растојању $D=7.5$ mm. Површина реализованог низа је 170 mm x 120 mm.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ је знатно бољих карактеристика од оних до сада описаних у литератури, јер обезбеђује већи угао скенирања за знатно мању промену фреквенције и има мање димензије. Предложени дизајн има могућност контроле карактеристика попут

бочних лобова и 3dB-ширине главног снопа у обе равни. Предложена антена је веома једноставна за израду и лако се може скалирати на знатно више учестаности.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: Институт за физику, Београд

Подтип решења: M85 – Лабораторијски прототип

Стање у свету

Велика истраживања су рађена везано за комерцијалне радарске сензоре за мерење удаљености и правца мете, у циљу налажења једноставних и јефтиних решења. Показано је да комбинација *Frequency-Modulated Continuous-Wave (FMCW)* радара и фреквенцијски скениране антене омогућава добијање информација о правцу и удаљености објекта користећи минимум активних RF компоненти и дигиталног процесирања [1], [2]. Ипак, комерцијална примена највише зависи од доступности јефтиних фреквенцијски скенираних антена.

У литератури је предложена антена са фреквенцијским скенирањем напајана на централној фреквенцији од 6 GHz са меандром дужине $2\lambda_g$ у техници балансног микрострип вода, представљена у [3]. Антена поседује могућност скенирања великог сектора од око 50 степени, али захтева фреквенцијски опсег од 20% који је обично недоступан на нижим фреквенцијама. Ипак, ова антена управо због своје једноставности и коришћења балансног вода као фазног померача, има веома висок добитак од око 14 dBi, али и прилично висок ниво бочних лобова на појединим учестаностима. Сличан приступ заснован на коришћењу трансмисионих водова као фазних шифтера са малим губицима је предложен у [4]. Антена је реализована на трослојном диелектрику и показује веома велики опсег скенирања од 73 степена са веома слабом фреквенцијском осетљивошћу од 43,24⁰/GHz. Има веома компликовану структуру и захтева велики фреквенцијски опсег што су њени велики недостаци. Ускопојасно фреквенцијско скенирање са значајним побољшањем у фреквенцијској осетљивости од 1,64⁰/MHz је изложено у [5]. Предложена скенирајућа антена користи филтар пропусник опсега између индивидуалних антенских елемената који обезбеђује додатни фазни померај, али недостатак је прилично велико унесено слабљење у напојној мрежи што значајно редукује добитак антене. Тако да скенирајућа антена од 11 елемената поседује добитак од свега -6 dBi, што значи да без додатних активних елемената оваква антена није употребљива. У [5] су аутори предложили модификацију скенираног антенског низа [3] додајући фазне шифтере са SRR који су спрегнути са баланским микрострип водом. Добијена је значајно већа фреквенцијска осетљивост, али су због коришћења једнаких дипола у низу, лобови доста високи.

Фреквенцијски скениран антенски низ са SRR-фазним померачима

У случају коришћења идентичних зрачећих елемената у линеарном антенском низу [6] добија се ниво бочних лобова који иде и до 8 dB испод нивоа главног лоба, док типично износи око 10 dB. Употребом зрачећих елемената различите импедансе може се добити веће потискивање бочних лобова. У овом техничком решењу зрачећи елементи линеарног низа су тако пројектовани да се добије потискивање бочних лобова од око 21 dB у Н-равни. Коришћена је Долф-Чебишевљева расподела која је модификована тако што је узето у обзир слабљење фазних померача између дипола, које износи 1 dB и које се прогресивно повећава како се удаљавамо од тачке напајања низа.

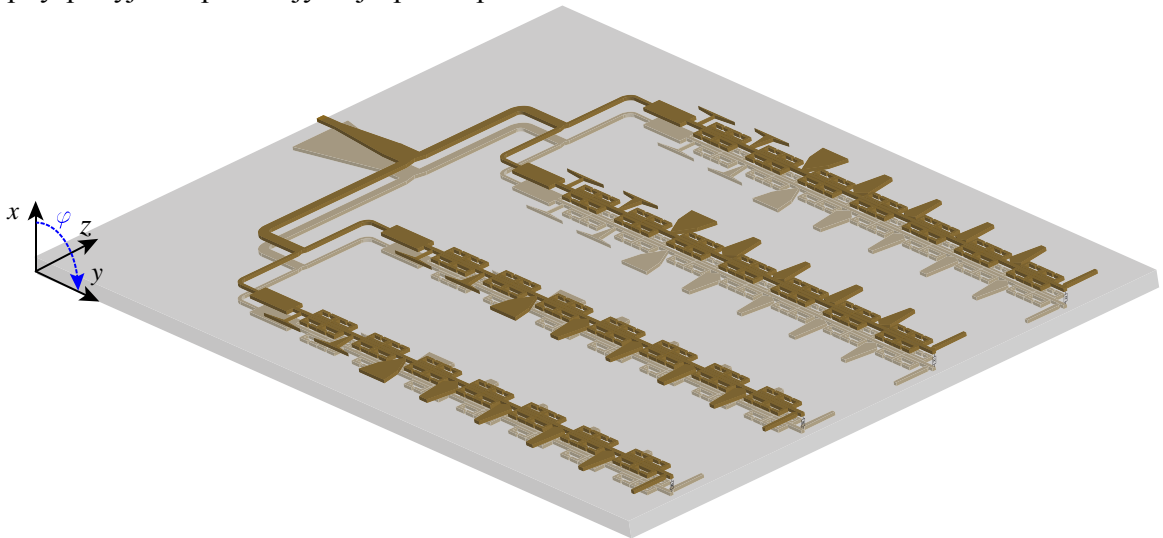
Добијене су следеће импедансе дипола дате у Табели 1 рачунате од тачке напајања. Види се да је захтевани однос импеданси дипола јако велики и износи око 1:9, што је могуће остварити помоћу посебно оптимизованих пентагоналних дипола.

ТАБЕЛА 1. Вредности импеданси дипола у Ω .

Z1=1073	Z2=518	Z3=209	Z4=150	Z5=119	Z6=126	Z7=182	Z8=214
---------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Димензије дипола су добијене оптимизацијом уз коришћење електромагнетског симулатора на бази методе момената WIPL-D Pro [7]. Антенски низ се налази на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Растојање између дипола је $0.66 \lambda_0$, тј. 20 mm на 10 GHz. Прелаз са балансног на небалансни микрострип вод се врши помоћу балуна са континуалном променом ширине (*taper*). Антенски низ је позициониран изнад рефлекторске равни на удаљености од четвртине таласне дужине у ваздуху.

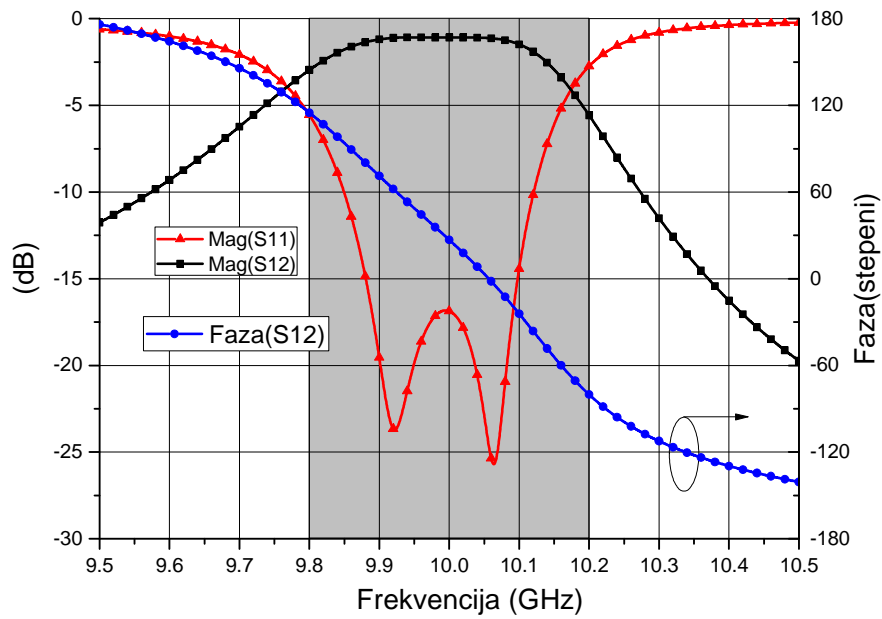
На Сл. 1. је дат излед планарног антенског низа. Парови симфазно напајаних линеарних низова су окренути као лик у огледалу, тако да међусобно имају антифазну оријентацију због потискивања кросполаризације. Они се антифазно напајају тако што је балун са уводним водом померен за $\lambda_g/4$ ка једном од парова антенских низова. На крају сваког линеарног низа се налази отпорник од 100 Ω , чија је вредност једнака импеданси вода, а који треба да спречи да се неизрачена снага врати назад у низ и проузрокује деградацију дијаграма зрачења.



Сл. 1. Штампани планарни антенски низ са SRR- фазним померачима.

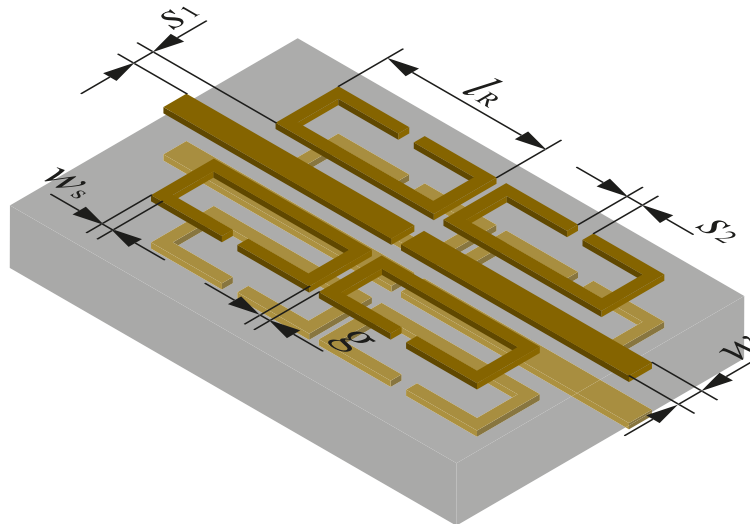
SRR-фазни померач се састоји од осам идентичних SRRs који су спрегнути са баланским микрострип водом. Четири SRRs се налазе на горњој страни супстрата, а четири тачно испод њих на другој страни супстрата. Између два пара наспрамних сплитринг резонатора се налази процеп са обе стране балансног микрострип вода који обезбеђује да се цела структура понаша као филтар пропусник опсега.

Фазни померач одређује карактеристике скенирања антене, односно угао и опсег скенирања. Његови симулирани параметри су дати на Сл. 2.



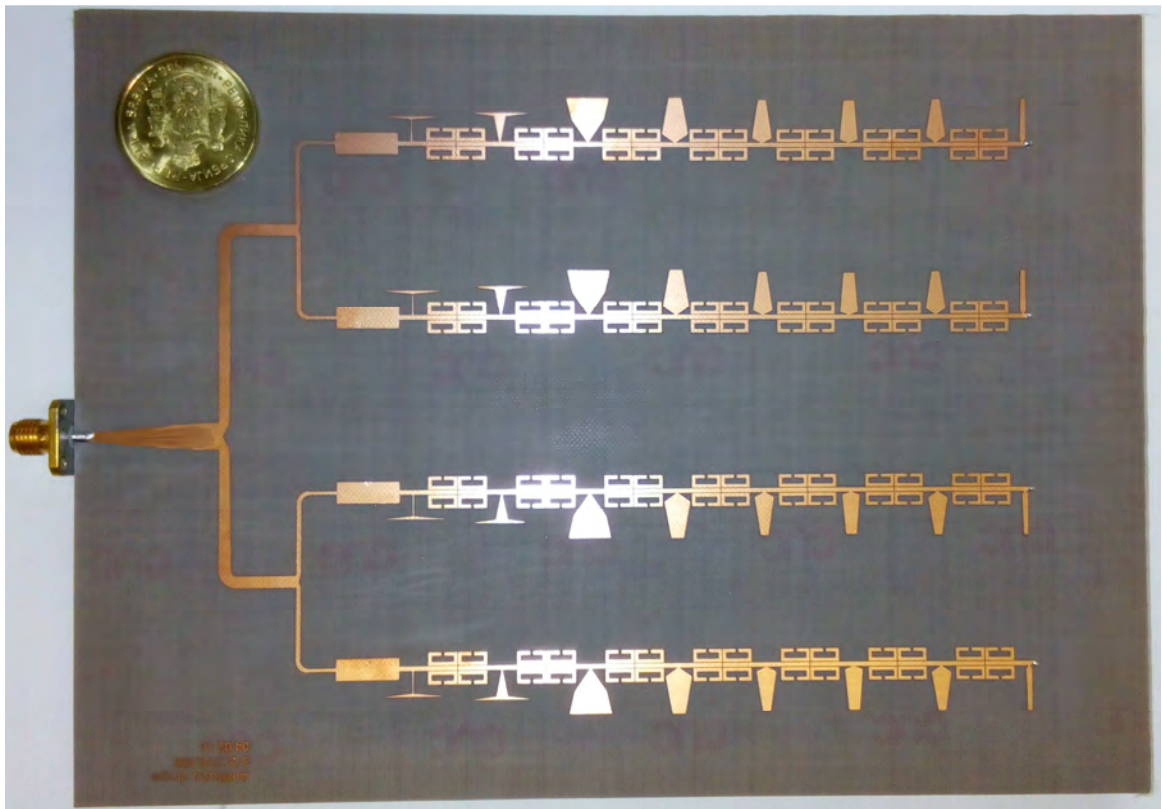
Сл. 2. Симулирани S -параметри фазног померача. Осенчени део је радни опсег.

Са Сл.2. се види да је коефицијент рефлексије S_{11} испод -10 dB на већем делу опсега учестаности, на коме је унето слабљење око -1 dB. Фазни померач у суштини представља филтар пропусник опсега, а управо брзе промене његове фазне карактеристике са учестаношћу омогућавају значајан фазни померај. Изглед фазног померача је дат на Сл. 3.



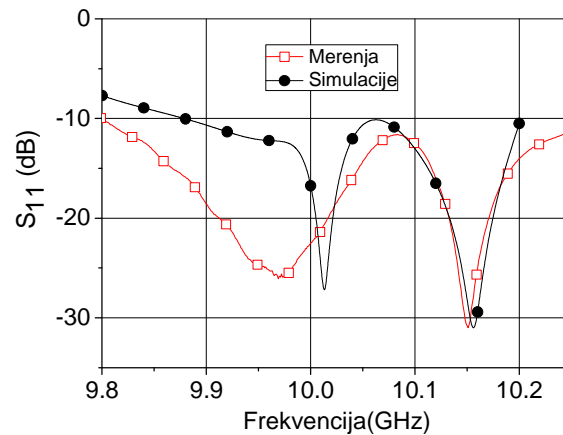
Сл. 3. Аксонометријски изглед и димензије SRR-фазног померача : $l_R=5$ mm, $w = 0.75$ mm, $s_2 = 0.45$ mm, $w_s=0.6$ mm, $s_1=g=0.1$ mm.

Фабриковани прототип је дат на Сл. 4. где се види да на улазу у линеарне низове имамо вод мале импедансе, односно велике капацитивности чија је улога да побољша прилагођење антене, тј. да смањи максимум рефлексије на око 10.06 GHz који је видљив на дијаграму S_{11} , на вредност испод -10 dB.



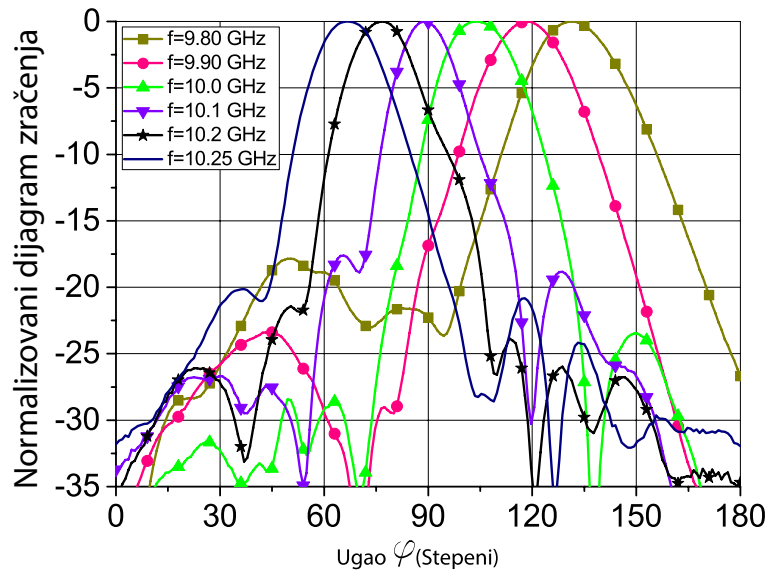
Сл. 4. Изглед реализованог прототипа антенског низа

На Сл 5. је дат приказ измерених и симулираних вредности S_{11} антене, где се види да је прилагођење свуда боље од -10 dB.

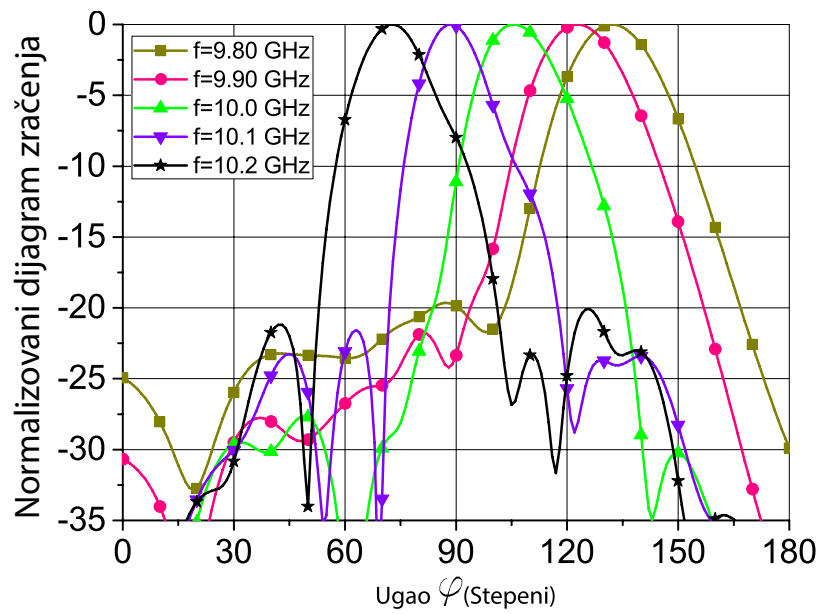


Сл 5. Измерене и симулиране вредности S_{11} антене.

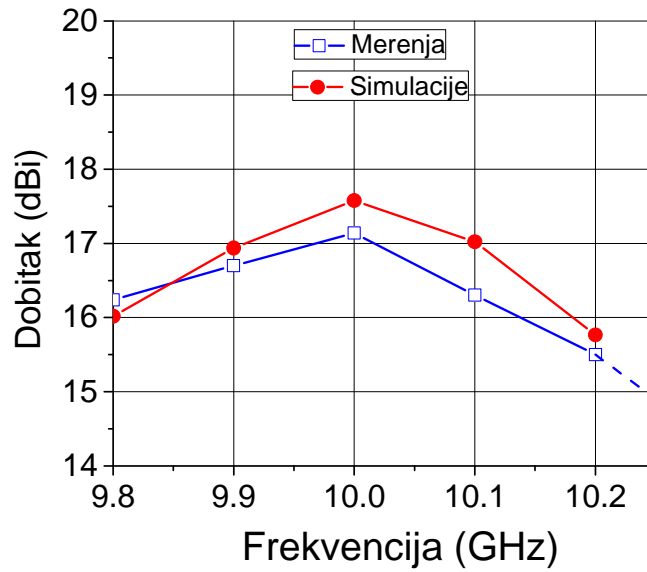
Измерени дијаграми зрачења у Н-равни приказани су на Сл. 6. где се види да је мерени опсег скенирања од 73 до 132° . Симулирани резултати дати су на Сл. 7. Са слике се види да је при скенирању ниво бочних лобова у најгорем случају око -17.7 dB у односу на ниво главног снопа, док у остатку опсега иде и испод -20 dB, што је очекивано с обзиром на одабрану расподелу снаге дуж линеарног низа. Такође је добијен веома велики угао скенирања од 59 степени.



Сл. 6. Измерени дијаграм зрачења у Н-равни на релевантим учестаностима.



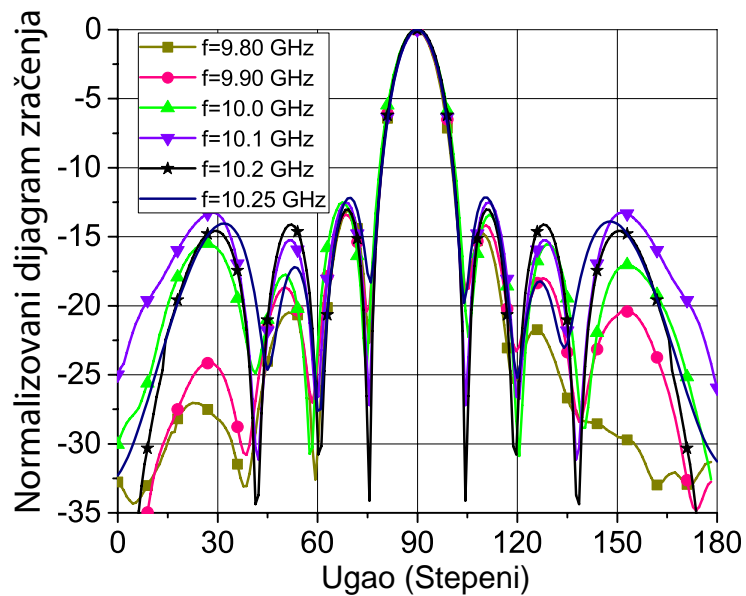
Сл. 7. Симулирани дијаграми зрачења у Н-равни.



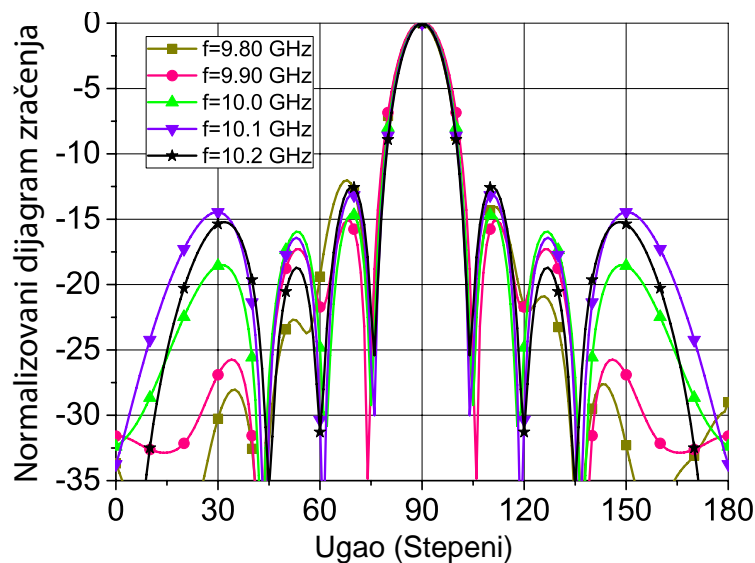
Сл. 8. Мерени и симулирани добитак антене.

На Сл. 6. и 8. се види да је додато мерење и на учестаности од 10.25 GHz, јер су добијени добро потискивање лобова и прилагођење, међутим по критеријуму максималне дозвољене варијације добитка од 2 dB не може се ипак сматрати прихватљивим.

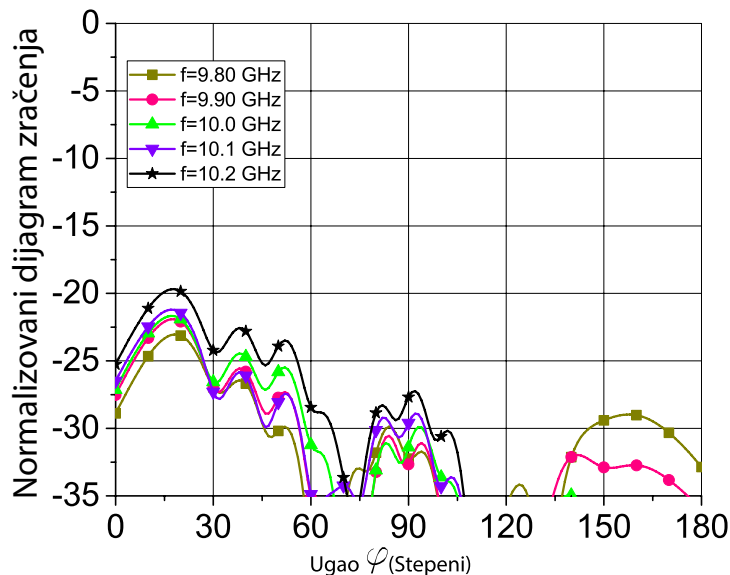
Мерени и симулирани дијаграми у Е-равни дати су на Сл. 9-10.



Сл. 9. Измерени дијаграм зрачења у Е-равни на релевантим учестаностима.



Сл. 10. Симулирани дијаграми зрачења у Е-равни



Сл. 11. Симулирани дијаграм кросполаризације у Е-равни

Са Сл. 11. се види да је кросполаризација испод -27 dB у опсегу главног лоба.

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 9.8 GHz -10.20 GHz
- коефицијент рефлексије на антенском приступу: < -10 dB
- опсег скенирања: 59° односно од 73° - 132°
- фреквенцијска агилност $14.75^\circ/100$ MHz
- 3dB- ширина главног снопа у опсегу скенирања 15° - 22° у азимуту
- 3dB- ширина главног снопа око 13° у елевацији
- ниво бочних лобова у најгорем случају -17.7 dB, већином око -20 dB у односу на главни снап

- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 170 mm x 120 mm x 7.5 mm

Примена

Скенирајућа антене се може употребити за радарске сензорске мреже, у медицини за бежично мерење ЕКГ-а, за праћење и детекцију блиских објеката, за аутомобилске радаре итд.

Референце:

- [1] Y. Alvarez-Lopez, C. Garcia-Gonzalez, C. Vazquez-Antuna, S. Ver-Hoeye, and F. Las Heras Andres, "Frequency scanning based radar system," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 132, 275-296, 2012.
- [2] M. Winfried, M. Wetzel and M. Menzel, "A novel direct imaging radar sensor with frequency scanned antenna," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1941-1944, 2003.
- [3] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1995. AP-S. Digest.
- [4] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [5] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging", *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1266,1269, 23-28 May 2010
- [6] Nikola M. Boskovic, Branka S. Jokanovic, Aleksandar D. Nestic, "Compact Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters ", *TELSIKS 2013*.
- [7] www.wipl-d.com

**Антенски низ са проширеним опсегом скенирања и пентагоналним диполима
различитих импеданси**

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић, др Бранка Јокановић и Милош Радовановић, Институт за физику, Београд;

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја *TP-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре*

Година: 2015

Примена: 2015

Кратак опис

Приказан је нови дизајн фреквенцијски скенираног антенског низа на 10 GHz који се састоји од осам пентагоналних дипола различитих импеданси. Неуниформна амплитудска расподела је остварена променом импеданси дипола у односу 1:11. Напојна мрежа између дипола је пројектована помоћу ћелија које повећавају фреквенцијску зависност фазног помераја између антенских елемената. Ћелија се састоји од осам SRR (*Split-ring resonators*) који су спрегнути са симетричним микрострип водом. Измерен је угао скенирања антене од 65 степени променом фреквенције у опсегу од 9.75 до 10.20 GHz (око 4.5% у односу на централну учестаност), док је највеће појачање антене 12.9 dBi.

Техничке карактеристике:

Фреквенцијски скенирана антена ради у опсегу учестаности 9.75-10.20 GHz. Основни захтев при пројектовању антене је да се обезбеди што већи угао скенирања за што мању промену учестаности. Реализован је линијски низ који у H-равни има 3dB-ширину снопа од 16-20°, а у E-равни је та ширина око 88° што одговара ширини снопа једног дипола. Антенски низ је реализован на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Остварено је добро прилагођење тако да је рефлексија испод -10 dB у целом опсегу. Добитак антене је 10.6-12.9 dBi. Антенски низ је постављен изнад рефлекторске равни, на растојању $D=7.5$ mm. Површина реализованог низа је 180 mm x 50 mm.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ је знатно бољих карактеристика од оних до сада описаних у литератури, јер обезбеђује већи угао скенирања за знатно мању промену фреквенције и има мање димензије. Предложени дизајн је доста флексибилан и оставља велике могућности за унапређење, везивањем неколико оваквих низова и омогућава једноставно контролисање расподеле снаге дуж низа, а самим тим и контролу нивоа бочних лобова.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: Институт за физику, Београд

Подтип решења: M85 – Лабораторијски прототип

Стање у свету

Антене са фреквенцијским скенирањем су специјалан случај фазираних антенских низова. Скенирање се остварује променом фреквенције улазног сигнала што узрокује фазни померај на трансмисионом воду који је постављен између зрачећих елемената антенског низа. При дизајну фреквенцијски скенираних антена најважнији фактори су: величина скенирајућег сектора, потребан фреквенцијски опсег, губици у структури низа који су веома критични за антенски добитак и ниво бочних лобова који се при скенирању повећавају.

У литератури је предложена антена са фреквенцијским скенирањем напајана на централној фреквенцији од 6 GHz са меандром дужине $2\lambda_g$ у техници балансног микрострип вода, представљена у [1]. Антена поседује могућност скенирања великог сектора од око 50 степени, али захтева фреквенцијски опсег од 20% који је обично недоступан на нижим фреквенцијама. Ипак, ова антена управо због своје једноставности и коришћења балансног вода као фазног померача, има веома висок добитак од око 14 dBi, али и прилично висок ниво бочних лобова на појединим учестаностима. Сличан приступ заснован на коришћењу трансмисионих водова као фазних шифтера са малим губицима је предложен у [2]. Антена је реализована на трослојном диелектрику и показује веома велики опсег скенирања од 73 степена са веома слабом фреквенцијском осетљивошћу од $43.24^0/\text{GHz}$. Има веома компликовану структуру и захтева велики фреквенцијски опсег што су њени велики недостаци. Ускопојасно фреквенцијско скенирање са значајним побољшањем у фреквенцијској осетљивости од $1,64^0/\text{MHz}$ је изложено у [3]. Предложена скенирајућа антена користи филтар пропусник опсега између индивидуалних антенских елемената који обезбеђује додатни фазни померај, али недостатак је прилично велико унесено слабљење у напојној мрежи што значајно редукује добитак антене. Тако, да скенирајућа антена од 11 елемената поседује добитак од свега -6 dBi. Што значи да без додатних активних елемената оваква антена није употребљива. У [4] су аутори предложили модификацију скенираног антенског низа [1] додајући фазне шифтере са SRR који су спрегнути са баланским микрострип водом. Добијена је значајно већа фреквенцијска осетљивост, али су због коришћења једнаких дипола у низу, лобови доста високи.

Фреквенцијски скениран антенски низ са SRRs фазним померачима

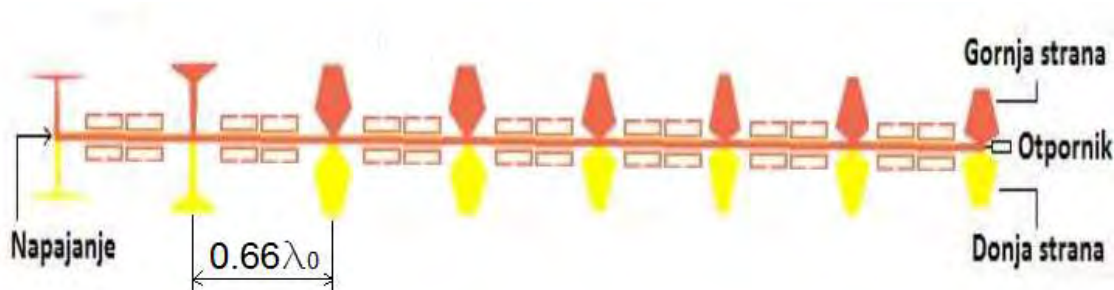
У случају коришћења идентичних зрачећих елемената [4] у резултујућем дијаграму зрачења ниво бочних лобова иде идо 8 dB испод ниво главног лоба, док типично износи око 10 dB. Употребом различитих зрачећих елемената може се добити побољшани ниво бочних лобова. У овом техничком решењу зрачећи елементи су тако пројектовани да се добије потискивање бочних лобова од 21 dB. Коришћена је Долф-Чебишевљева расподела која је модификована тако што је узето у обзир слабљење шифтера између дипола, које се прогресивно повећава како се удаљавамо од тачке напајања низа.

Добијене су следеће импедансе дипола дате у Табели 1 рачунате од тачке напајања. Види се да је захтевани однос импеданси дипола јако велики и износи око 1:11, што је могуће остварити помоћу посебно оптимизованих пентагоналних дипола, Сл. 1.

ТАБЕЛА 1. Вредности импеданси дипола у Ω .

Z1=1073	Z2=518	Z3=209	Z4=113	Z5=80	Z6=74	Z7=92	Z8=96
---------	--------	--------	--------	-------	-------	-------	-------

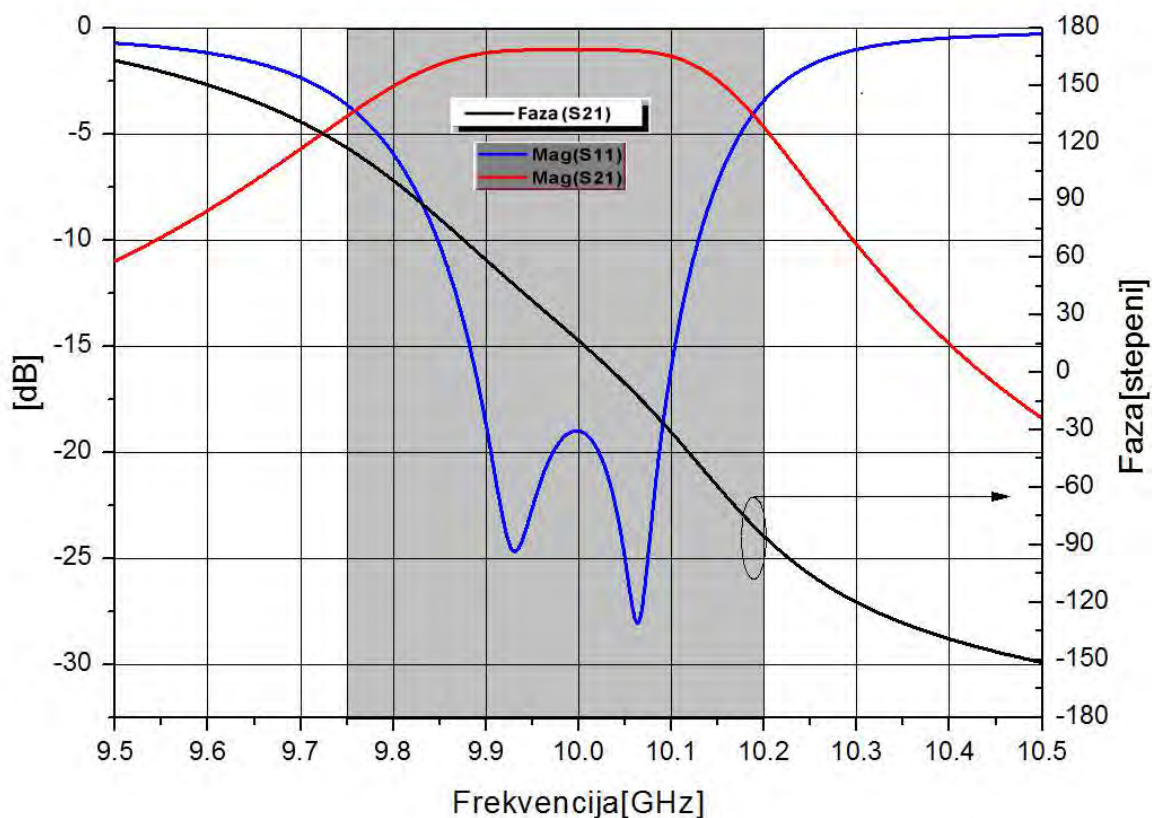
Структура се налази на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Димензије дипола су, коришћењем електромагнетског симулатора на бази методе момената WIPL-D Pro [5]. Растојање између дипола је $0.66 \lambda_0$, тј. 20 mm на 10 GHz. Прелаз са балансног на небалансни микрострип вод се врши помоћу балуна са континуалном променом ширине (*taper*). Антенски низ је позициониран изнад рефлекторске равни на удаљености од четвртине таласне дужине у ваздуху.



Сл. 1. Штампани антенски низ са SRRs као фазним шифтерима.

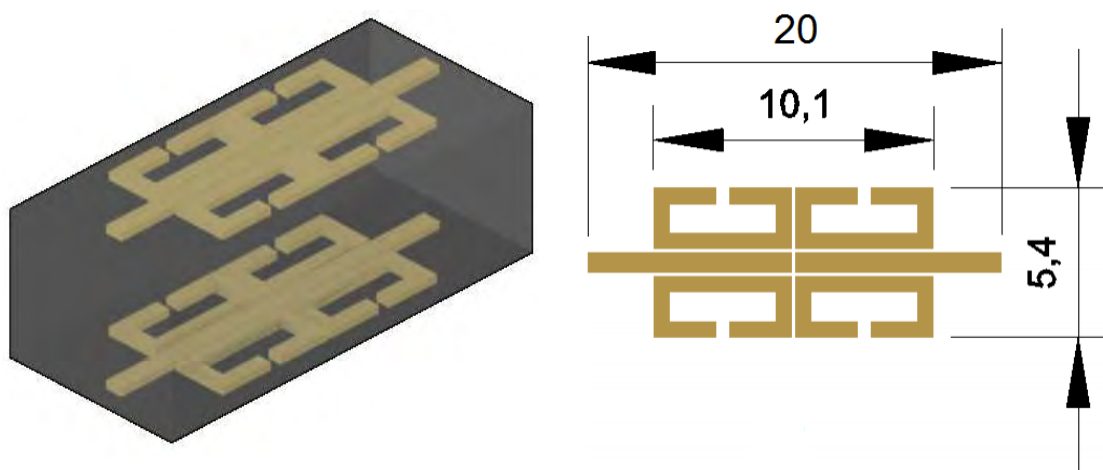
SRRs шифтер је дизајниран у форми једне ћелије која се састоји од осам идентичних SRRs који су спрегнути са баланским микрострип водом. Четири SRRs се налазе на горњој страни супстрата, а четири тачно испод њих на другој страни супстрата. Између два пара наспрамних сплит-ринг резонатора се налази процеп са обе стране балансног микрострип вода који обезбеђује да се цела структура понаша као филтар пропусник опсега.

Шифтер одређује карактеристике скениране антене, односно угао и опсег скенирања. Његови симулирани параметри су дати на Сл. 2.



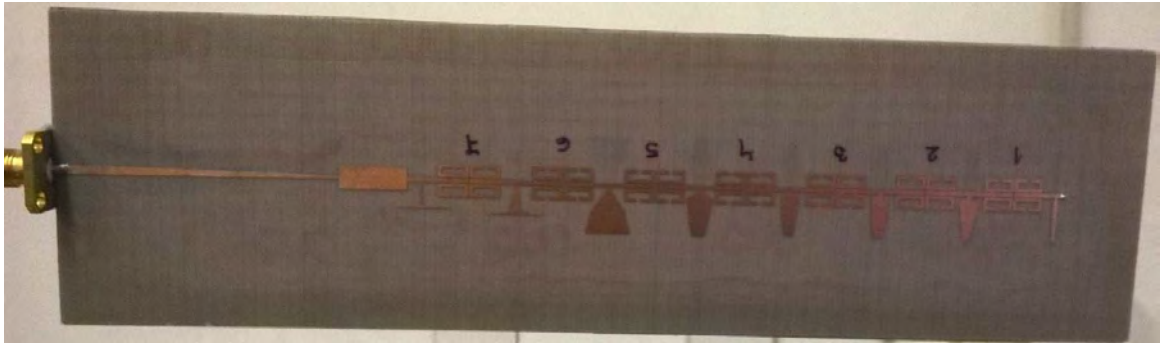
Сл. 2. Симулирани S-параметри фазног померача.
Осенчени део је радни опсег.

Са Сл.2. се види да је коефицијент рефлексије S_{11} испод -20 dB на већем делу опсега учестаности, на коме је унето слабљење око -1 dB. Шифтер у суштини представља филтар пропусник опсега, а управо брзе промене његове фазне карактеристике са учестаношћу омогућавају значајан фазни померај.



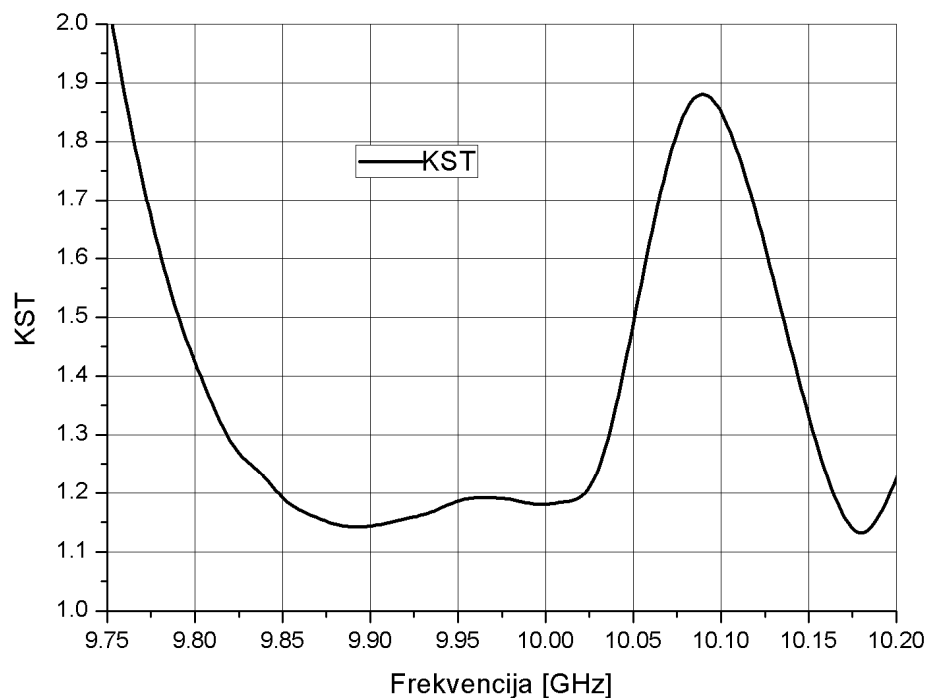
Сл. 3. Аксонометријски изглед фазног померача са SRR (слика лево) и поглед одозго раванске са релевантним димензијама у mm.

Фабриковани прототип је дат на Сл. 4. Са слике се види да између конектора који преко тејпера са једне стране и балуна са друге и антене имамо вод мале импедансе, односно велике капацитивности чија је улога да побољша прилагођење антене, тј. пик који искаче на дијаграму КСТ на око 10.08 GHz је прилагођен управо овим водом.



Сл. 4. Изглед реализованог прототипа антенског низа

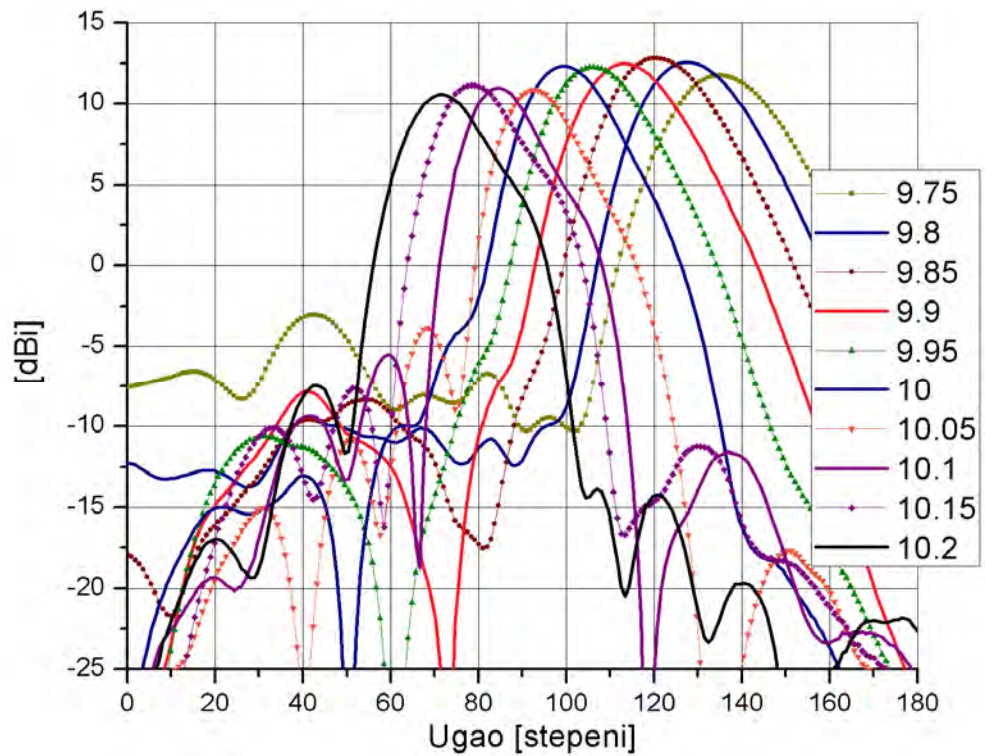
На Сл 5. је дат приказ измерених вредности КСТ антене, где се види да је прилагођење свуда боље од 2.



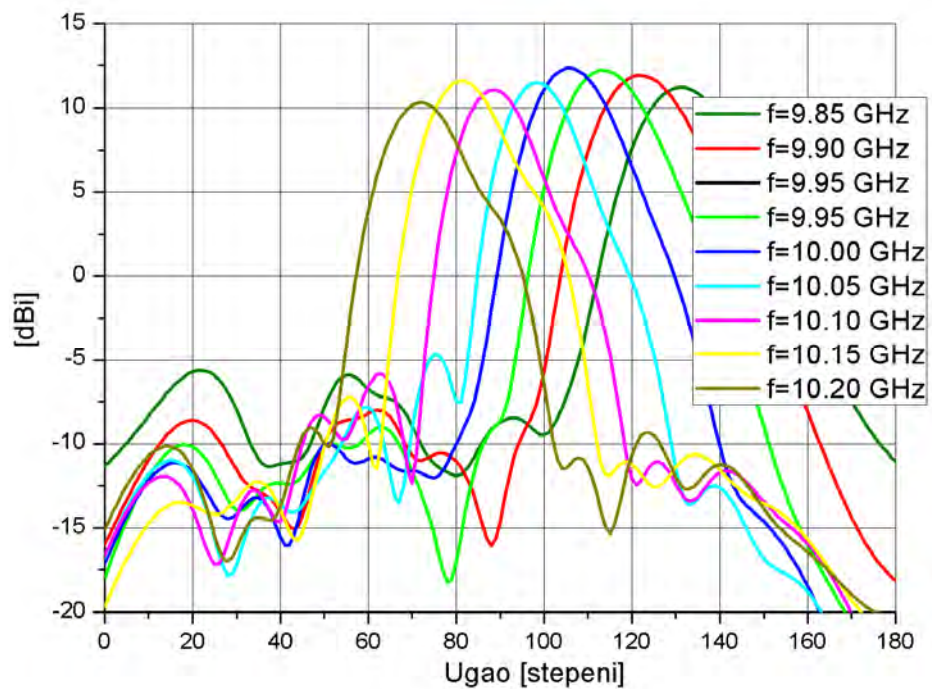
Сл 5. Измерене вредности КСТ-а антене.

Измерени дијаграми зрачења у Н-равни приказани су на Сл. 6. где се види опсег скенирања од 71 до 136°. Симулирани резултати дати су на Сл. 7. Са слике се види да је при скенирању ниво бочних лобова у најгорем случају око -15 dB у односу на ниво главног снопа, док у остатку опсега иде и испод -20 dB, што је далеко боље ос

антенског низа са идентичним диполима када је ниво -10 dB [4], у најбољем случају. Такође је добијен веома велики угао скенирања од 65 степени.



Сл. 6. Измерени дијаграм зрачења у Н-равни на релевантим учестаностима.



Сл. 7. Симулирани дијаграми зрачења у Н-равни

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 9.75 GHz -10.20 GHz
- коефицијент рефлексије на антенском приступу: < -10 dB
- опсег скенирања: 65⁰ односно од 71⁰-136⁰
- фреквенцијска агилност 14.4⁰/100 MHz
- 3dB- ширина главног снопа у опсегу скенирања 16⁰-20⁰ у азимуту
- 3dB- ширина главног снопа око 88⁰ у елевацији
- ниво бочних лобова у најгорем случају -15 dB, већином око -20 dB у односу на главни сноп
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 180 mm x 50 mm x 7.5 mm

Примена

Скенирајућа антене се може употребити за радарске сензорске мреже, у медицини за бежично мерење ЕКГ-а, за праћење и детекцију блиских објеката, за аутомобилске радаре итд.

Референце:

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging", *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1266,1269, 23-28 May 2010
- [4] Nikola M. Boskovic, Branka S. Jokanovic, Aleksandar D. Nestic, "Compact Frequency Scanning Antenna Array with SRR Phase Shifters ", TELSIS 2013.
- [5] www.wipl-d.com

Скенирани антенски низ са пентагоналним диполима и неуниформном амплитудском расподелом

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић¹, др Бранка Јокановић¹, др Александар Нешић²,

¹Институт за физику, Београд; ²ИМТЕЛ Комуникације а.д., Београд.

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја ТР-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре

Година: 2014

Примена: 2015

Кратак опис

Приказан је нови дизајн фреквенцијски скенираног антенског низа који се састоји од осам пентагоналних дипола различите импедансе. Оригинални допринос овог техничког решења је реализација неуниформне амплитудска расподела променом импеданси дипола у односу 1:11 тако да је добијено слабљење бочних лобова веће од 18 dB у целом опсегу скенирања. Напојна мрежа између дипола је пројектована помоћу *left-handed* ћелија које повећавају фреквенцијску зависност фазног помераја између антенских елемената. *Left-handed* ћелија се састоји од четири сплит-ринг резонатора (*SRR*, *Split-ring resonators*) који су спрегнути са симетричним микрострип водом. Добијен је угао скенирања антене од 27° у опсегу 9.98-10.30 GHz, добитак антене од 11.5 dBi и потискивање бочних лобова боље од 18 dB.

Техничке карактеристике:

Фреквенцијски скенирана антена ради у опсегу учестаности 9.98-10.30 GHz. Основни захтеви при пројектовању антене су да се обезбеди што већи угао скенирања за што мању промену учестаности и што веће потискивање бочних лобова у опсегу скенирања. Реализован је линијски низ који у Н-равни има 3dB-ширину снопа од 21-35°, а у Е-равни је ширина која одговара једном диполу тј. око 88°. Антенски низ је реализован на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Остварено је прилагођење испод -10 dB у целом опсегу. Добитак антене је 10.44-11.77 dBi. Антенски низ је постављен изнад рефлекторске равни, на растојању $D=7.5$ mm. Површина реализованог низа је 145 mm x 29 mm.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ је знатно бољих карактеристика од оних до сада описаних у литератури, јер обезбеђује исти угаони померај скенирања за знатно мању промену фреквенције и има мање димензије. Предложени дизајн је доста флексибилан и оставља велике могућности за унапређење. Додавањем зрачећих елемената може се знатно повећати добитак антене, а уз контролу снаге може се још значајније смањити ниво бочних лобова.

Реализатори: Институт за физику, Београд
Корисници: Институт за физику, Београд и ИМТЕЛ Комуникације А. Д. Београд.
Подтип решења: М85 – Лабораторијски прототип

Стање у свету

Антене са фреквенцијским скенирањем су специјалан случај фазираних антенских низова. Скенирајући сноп се ствара променом фреквенције улазног сигнала што узрокује фазни померај на трансмисионом воду који је постављен између зрачећих елемената антенског низа. При дизајну фреквенцијски скенирајућих антена најважнији фактори су: величина скенирајућег сектора, потребан фреквенцијски опсег за скенирање и губици у структури низа који утичу на антенски добитак.

У литератури је предложена антена са фреквенцијским скенирањем напајана на централној фреквенцији од 6 GHz са меандром дужине $2\lambda_g$ у техници балансног микрострип вода, представљена у [1]. Антена поседује могућност скенирања великог сектора од око 50 степени, али захтева фреквенцијски опсег од 20% који је обично недоступан при нижим фреквенцијама. Ипак, ова антена управо због своје једноставности и коришћења балансног вода као фазног померача, има веома висок добитак од око 14 dBi, али и прилично висок ниво бочних лобова на појединим учестаностима. Сличан приступ заснован на коришћењу трансмисионих водова са малим губицима као фазних шифтера је предложен у [2]. Антена је реализована на трослојном диелектрику и показује веома велики опсег скенирања од 73 степена са веома слабом фреквенцијском осетљивошћу од $43.24^\circ/\text{GHz}$. Има веома компликовану структуру и захтева велики фреквенцијски опсег што су њени велики недостаци. Ускопојасно фреквенцијско скенирање са значајним побољшањем у фреквенцијској осетљивости од $1,64^\circ/\text{MHz}$ је изложено у [3]. Предложена скенирајућа антена користи филтар пропусник опсега између индивидуалних антенских елемената који обезбеђује додатни фазни померај, али недостатак је прилично велико унесено слабљење у напојној мрежи што значајно редукује добитак антене. Тако, да скенирајућа антена од 11 елемената поседује добитак од свега -6 dBi. Што значи да без додатних активних елемената оваква антена није употребљива.

Антенски низ на X-опсегу са фреквенцијским скенирањем помоћу фазних померача са SRRs

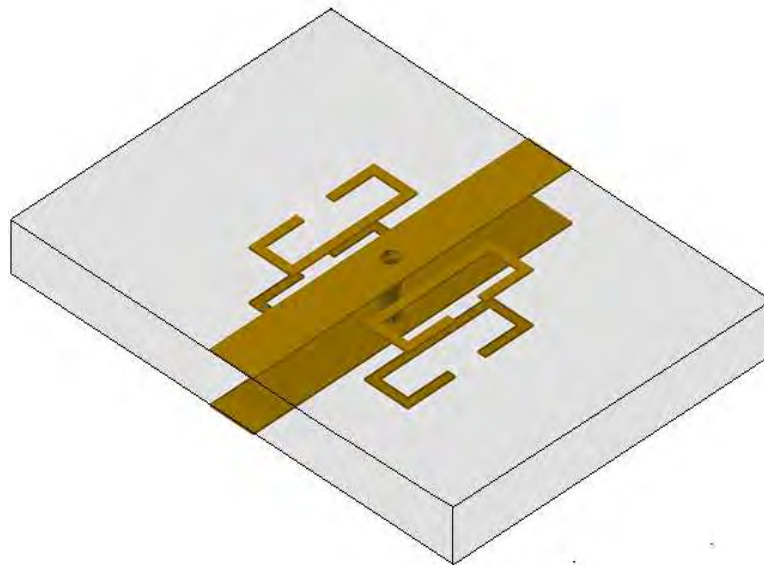
Овде је приказано решење за фреквенцијски скениран антенски низ са повећаном фреквенцијском зависношћу угла скенирања у односу на меандриран напојни вод [1]. Повећана фреквенцијска агилност скенирања је добијена услед употребе фазног померача који се састоји од *left-handed* ћелије са четири сплит-ринг резонатора који су спрегнути са баланским микрострип водом. Предложени фазни шифтер обезбеђује значајан фазни померај у уском фреквенцијском опсегу, уз мало унето слабљење и рефлексију. Антенски низ се састоји од осам различитих пентагоналних дипола напајаних баланским микрострип водом као што је приказано на Сл. 1. Једна половина дипола са два сплит-ринг резонатора је штампана са једне стране диелектрика, а друга половина са друге стране. Фазни померај који обезбеђује шифтер омогућава скенирање са једне стране нормале у односу на раван антене у складу са несиметричном фазном карактеристиком *left-handed* ћелије.

Структура се налази на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Димензије дипола су одређене коришћењем електромагнетског симулатора на бази методе момента WIPL-D Pro [4] и оптимизоване тако да им импеданса буде у опсегу од 74 -1073 Ω . Растојање између дипола је $0.5 \lambda_0$, тј. 15 mm на 10 GHz. Прелаз са балансног на небалансни микрострип вод се врши помоћу балуна са континуалном променом ширине (*taper*). Антенски низ је позициониран изнад рефлекторске равни на удаљености од четвртине таласне дужине у ваздуху.



Сл. 1. Штампани антенски низ са SRRs као фазним шифтерима. Можете да ставите и 3Д слику јер боље изгледа.

Фазни померач са SRRs је дизајниран у форми једне *left handed* ћелије која се састоји од 4 SRRs који су спрегнути са баланским микрострип водом и металне вије која повезује горњи и доњи проводник балансног вода, као што је приказано на Сл. 2. Један пар SRRs је смештен на горњој, а други на доњој страни диелектрика са обе стране вода.

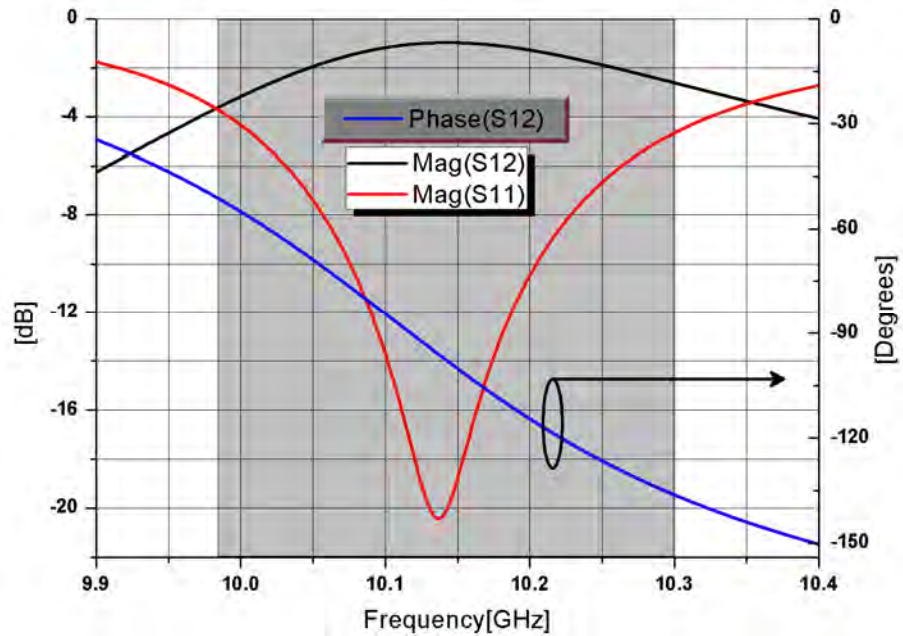


Сл. 2. Изглед фазног померача са сплит-ринг резонаторима ($l_1 = 4.8$ mm, $w_i = 0.75$ mm, $L = 15$ mm). Фазни померач се налази између два дипола који су повезани баланским водом који је на средини кратко-спојен металном вијом.

При дизајну фазног померача показало се да спрега између SRRs и балансног вода има велики утицај на укупне карактеристике шифтера, па је било неопходно

максимизовати овај ефекат. То је првобитно учињено тако што је уместо класичних квадратних SRRs коришћен SRR који је издужен дуж вода. Таква структура захтева постојање додатна два SRR са друге стране вода тј. укупно 4 SRRs.

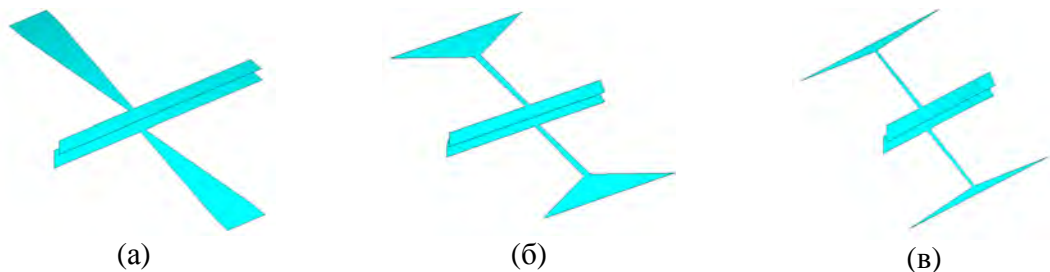
Шифтер одређује карактеристике скениране антене, односно угао и опсег скенирања. Његови симулирани параметри су дати на Сл. 3.



Сл. 3. Симулирани параметри фазног померача, магнитуда и фаза (осенчени део је радни опсег).

Са слике се види да је прилагођење (S_{11}) иде до испод -20 dB на централној учестаности, на којој унето слабљење (S_{12}) боље од -1 dB. Шифтер у суштини представља филтар пропусник опсега, а управо брзе промене његове фазне карактеристике са учестаношћу омогућавају значајан фазни померај за који у датом опсегу са графика видимо да износи 88 степени.

Пентагонални диполи имају могућности да променом свог облика покрију огроман опсег импеданси, Сл. 4.



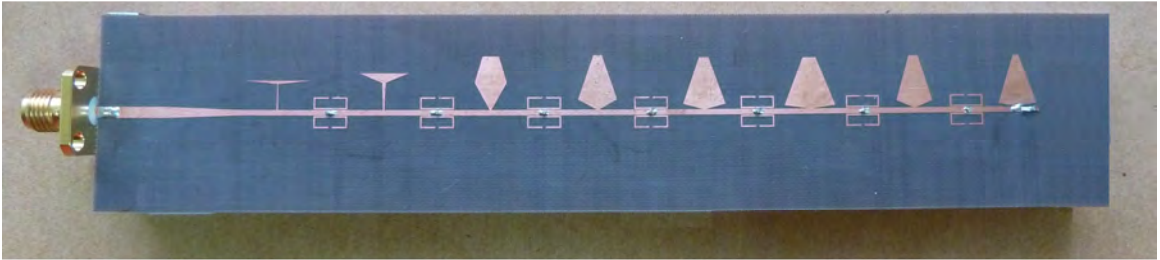
Сл.4. Изглед дипола повезаних на балансни вод за вредност импедансе од: (а) 500Ω , (б) 1000Ω , (в) 1500Ω .

Табела 1. Вредности импеданси елемената антенског низа.

Z1	Z2	Z3	Z4	Z5	Z6	Z7	Z8
1073 Ω	518 Ω	209 Ω	113 Ω	80 Ω	74 Ω	92 Ω	96 Ω

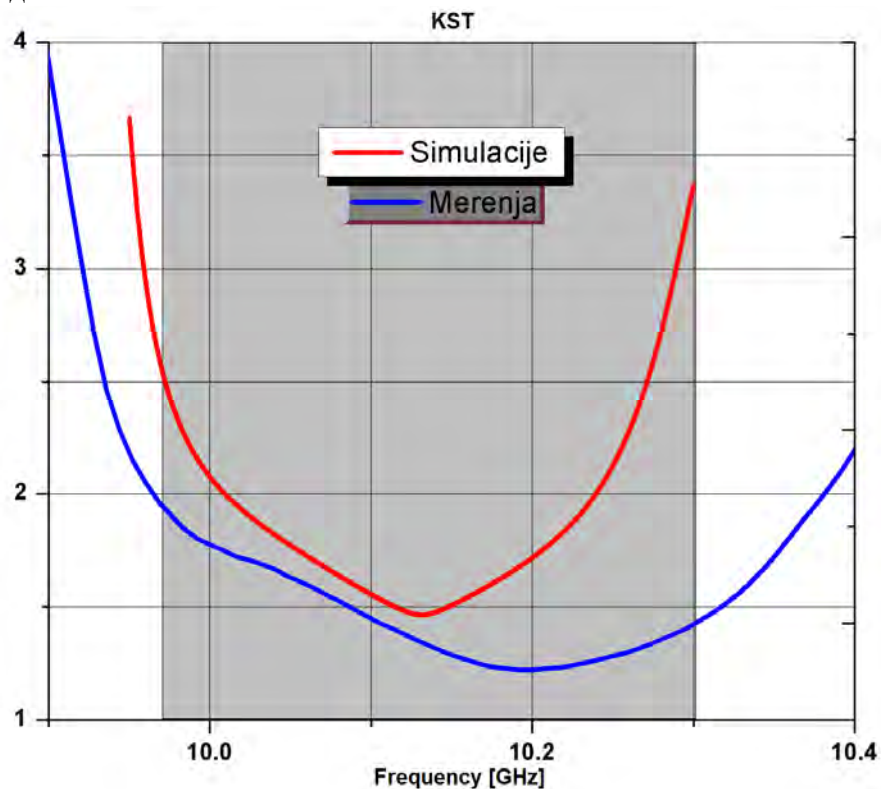
У Таб. 1. су дате вредности импеданси елемената, где је први елемент најближи извору, [5].

Фабриковани прототип је дат на Сл. 5. Између супстрата са антеном и рефлектора као потпора постављена је полиуретанска пена веома мале диелектричне константе $\epsilon_r \approx 1.05$.



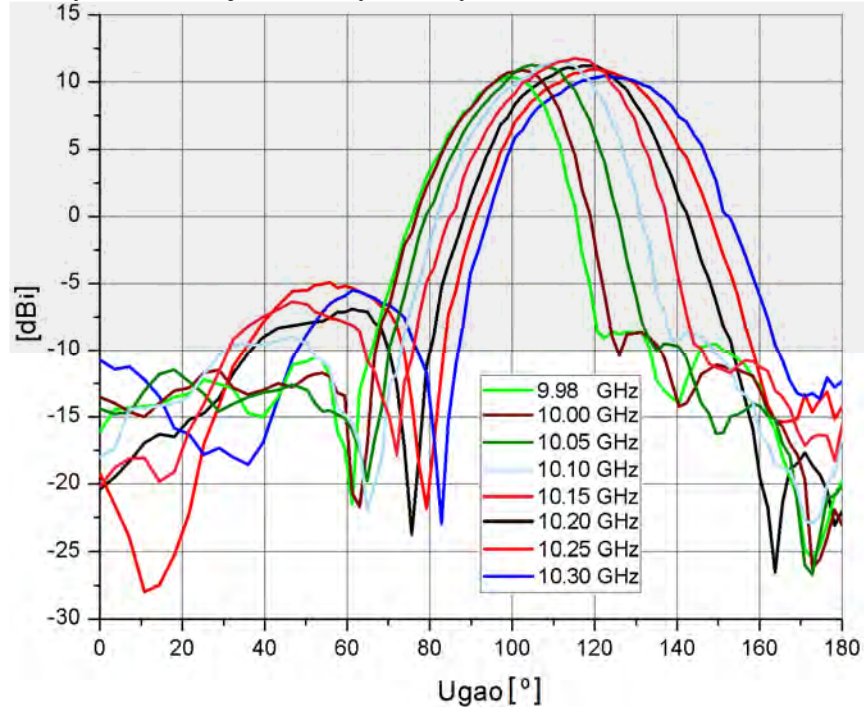
Сл. 5. Изглед реализованог прототипа антенског низа са пентагоналним диполима различитих импеданси

На Сл 6. је дат приказ измерених вредности КСТ антене, где се види да је целом опсегу испод 2.

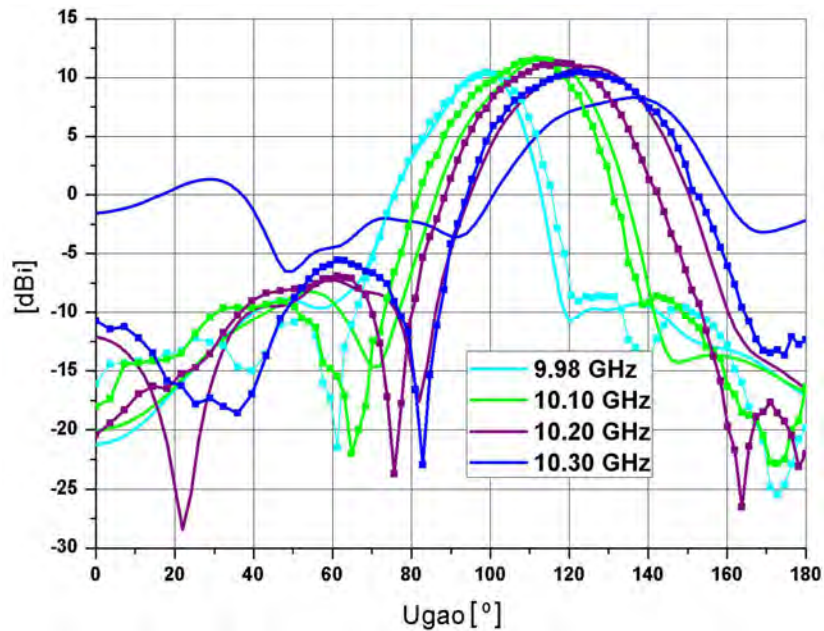


Сл 6. Измерене и симулиране вредности КСТ антене.

Измерени дијаграми зрачења у Н-равни приказани су на Сл. 7. где се види опсег скенирања од 98 до 125°. Проређење мерених и симулираних резултата дато на Сл. 8. Са слике се види да је при скенирању постигнут ниво бочних лобова нижи од -18dB (на почетку текста стоји 18 dB) у односу на ниво главног снопа.



Сл. 7. Измерени дијаграм зрачења у Н-равни на релевантим учестаностима.



Сл. 8. Симулирани и измерени (са маркерима) дијаграми зрачења у Н-равни.

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 9.98 GHz -10.30 GHz
- прилагођење приступа антене: > -10 dB
- опсег скенирања 98° - 125°
- фреквенцијска агилност $0.084^{\circ}/\text{MHz}$
- 3dB- ширина главног снопа око 20 - 35° у азимуту
- 3dB- ширина главног снопа око 88° у елевацији
- бочни лобови нижи од -18 dB у односу на главни сноп
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 145 mm x 29 mm x 10 mm

Примена

Скенирајућа антене се може употребити за радарске сензорске мреже, у медицини за бежично мерење ЕКГ-а, за праћење и детекцију блиских објеката, за аутомобилске радаре итд.

Референце:

- [1] A. Nestic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging", *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1266,1269, 23-28 May 2010
- [4] <http://www.wipl-d.com>
- [5] N. Boskovic, B. Jokanovic, A. Nestic: Frequency Scanning Antenna Array with Enhanced Side Lobe Suppression, 8th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics –Metamaterials 2014, Copenhagen, Denmark, 25-30 August 2014.

Аntenски низ на X-опсегу са фреквенцијским скенирањем помоћу фазних померача са сплит-ринг резонаторима

Руководилац пројекта: др Бранка Јокановић

Одговорно лице: др Бранка Јокановић

Аутори: Никола Бошковић¹, др Бранка Јокановић¹, др Александар Нешић²,

¹Институт за физику, Београд; ²ИМТЕЛ Комуникације а.д., Београд.

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја ТР-32024: Реконфигурабилне, мултибанд и скениране антене на бази метаматеријала за бежичне комуникационе системе и сензоре

Година: 2013

Примена: 2014

Кратак опис

Приказан је нови дизајн антенског низа са фреквенцијским скенирањем који се састоји од осам антирезонантних дипола напајаних симетричним микрострип водом. Напојна мрежа између дипола је дизајнирана употребом *left-handed* ћелија које имају нелинеарну фреквенцијску зависност фазног помераја између антенских елемената. *Left-handed* ћелија се састоји од четири SRR (*Split-ring resonators*) спрегнутим са симетричним (балансним) микрострип водом и вијом која је краткоспојник симетричног вода. Измерен је угао скенирања од 30° у опсегу 10-10.35 GHz, и добитак антене од 12 dBi.

Техничке карактеристике:

Фреквенцијски скенирана антена ради у опсегу учестаности 10-10.35 GHz. Основни захтев при пројектовању антене је да се обезбеди што већи угао скенирања за што мању промену учестаности. Реализован је линијски низ који у Н-равни има 3dB ширину снопа од 16°, а у Е-равни је ширина која одговара једном диполу тј. око 88°. Антенски низ је реализован на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Остварено је прилагођење испод -10 dB у већем делу опсега. Добитак антене је око 12dBi. Антенски низ је постављен изнад рефлекторске равни, на растојању $D=7.5$ mm. Површина реализованог низа је 146.2 mm x 35.75 mm.

Техничке могућности:

Предложени антенски низ је знатно бољих карактеристика од оних до сада описаних у литератури, јер обезбеђује исти угаони померај скенирања за знатно мању промену фреквенције и има мање димензије. Предложени дизајн је доста флексибилан и оставља велике могућности за унапређење, везивањем неколико оваквих низова и контролисањем расподеле снаге могу се добити знатна побољшања у погледу добитка и смањења нивоа бочних лобова.

Реализатори: Институт за физику, Београд

Корисници: Институт за физику, Београд

Подтип решења: М85 – Лабораторијски прототип

Стање у свету

Антене са фреквенцијским скенирањем су специјалан случај фазираних антенских низова. Скенирајући сноп се ствара променом фреквенције улазног сигнала што узрокује фазни померај на трансмисионом воду који је постављен између зрачећих елемената антенског низа. При дизајну фреквенцијски скенирајућих антена најважнији фактори су: величина скенирајућег сектора, потребан фреквенцијски опсег и губици у структури низа који су веома критични за антенски добитак.

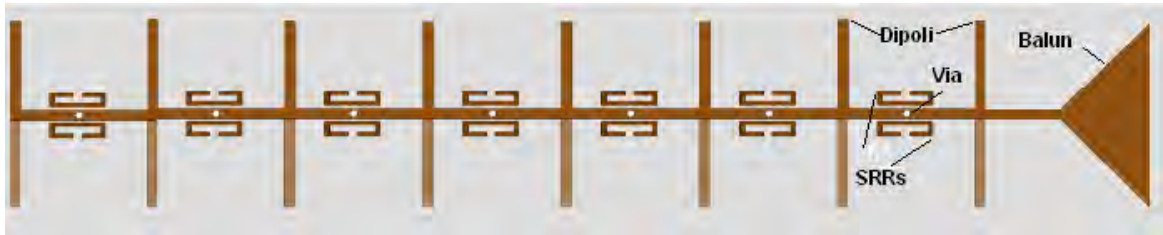
У литератури је предложена антена са фреквенцијским скенирањем напајана на централној фреквенцији од 6 GHz са меандром дужине $2\lambda_g$ у техници балансног микрострип вода, представљена у [1]. Антена поседује могућност скенирања великог сектора од око 50 степени, али захтева фреквенцијски опсег од 20% који је обично недоступан при нижим фреквенцијама. Ипак, ова антена управо због своје једноставности и коришћења балансног вода као фазног померача, има веома висок добитак од око 14 dBi, али и прилично висок ниво бочних лобова на појединим учестаностима. Сличан приступ заснован на коришћењу трансмисионих водова са малим губицима као фазних шифтера је предложен у [2]. Антена је реализована на трослојном диелектрику и показује веома велики опсег скенирања од 73 степена са веома слабом фреквенцијском осетљивошћу од $43.24^{\circ}/\text{GHz}$. Има веома компликовану структуру и захтева велики фреквенцијски опсег што су њени велики недостаци. Ускопојасно фреквенцијско скенирање са значајним побољшањем у фреквенцијској осетљивости од $1,64^{\circ}/\text{MHz}$ је изложено у [3]. Предложена скенирајућа антена користи филтар пропусник опсега између индивидуалних антенских елемената који обезбеђује додатни фазни померај, али недостатак је прилично велико унесено слабљење у напојној мрежи што значајно редукује добитак антене. Тако, да скенирајућа антена од 11 елемената поседује добитак од свега -6 dBi. Што значи да без додатних активних елемената оваква антена није употребљива.

Антенски низ на X-опсегу са фреквенцијским скенирањем помоћу фазних померача са SRRs

Овде је дато решење за фреквенцијски скениран антенски низ са повећаном фреквенцијском зависношћу угла скенирања у односу на меандриран напојни вод [1]. Повећана фреквенцијска агилност скенирања је добијена услед употребе фазног померача који се састоји од *left-handed* ћелије са четири сплит-ринг резонатора (SRR-а) који су спрегнути са баланским микрострип водом. Предложени фазни шифтер обезбеђује значајан фазни померај у уском фреквенцијском опсегу, уз мало унето слабљење и рефлексију. Антенски низ се састоји од осам идентичних антирезонантних дипола напајаних баланским микрострип водом као што је приказано на Сл. 1. Једна половина дипола са два сплит-ринг резонатора је штампана са једне стране диелектрика, а друга половина са друге стране. Фазни померај који обезбеђује шифтер омогућава скенирање са једне стране нормале у односу на раван антене у складу са несиметричном фазном карактеристиком *left-handed* ћелије.

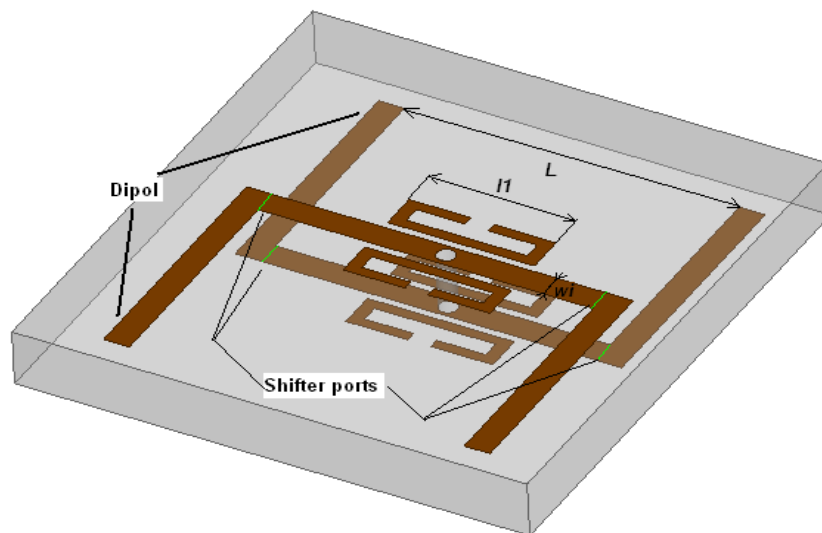
Структура се налази на супстрату Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$, $h=0.508$ mm). Димензије дипола су, коришћењем електромагнетског симулатора на бази методе момената WIPL-D Pro [4], оптимизоване тако да му импеданса буде око 400 Ω . Растојање између дипола је $0.5 \lambda_0$, тј. 15 mm на 10 GHz. Прелаз са балансног на небалансни микрострип вод се врши помоћу балуна са континуалном променом ширине

(*taper*). Антенски низ је позициониран изнад рефлекторске равни на удаљености од четвртине таласне дужине у ваздуху.



Сл. 1. Штампани антенски низ са SRRs као фазним шифтерима.

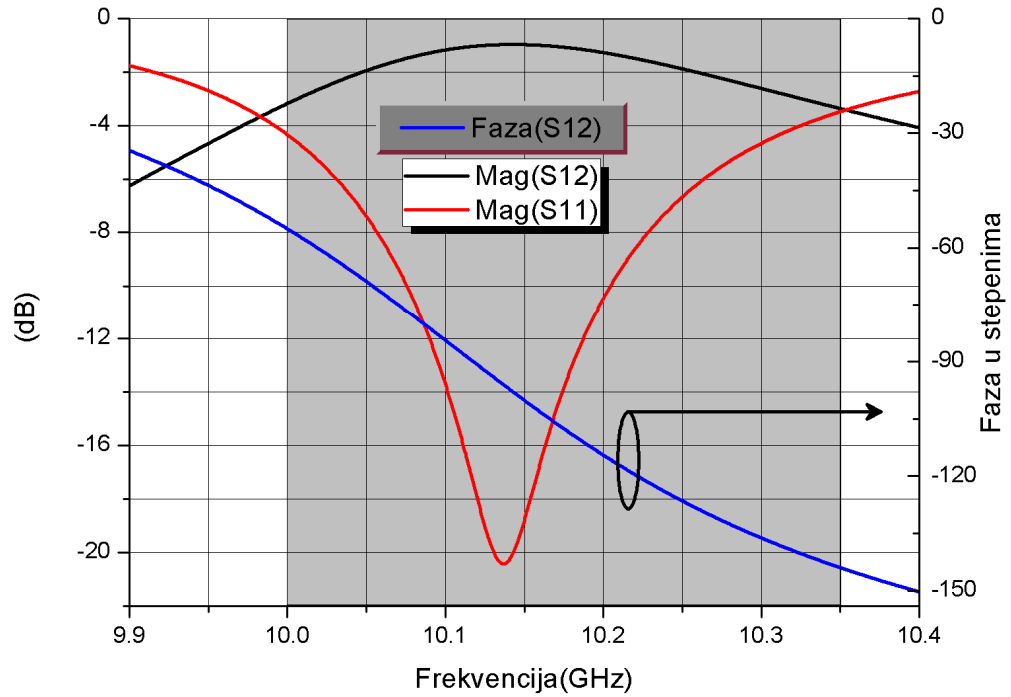
SRRs шифтер је дизајниран у форми једне *left handed* ћелије која се састоји од 4 SRRs који су спрегнути са баланским микрострип водом и металне вије која повезује горњи и доњи проводник балансног вода, као што је приказано на Сл. 2. Један пар SRRs је смештен на горњој, а други на доњој страни диелектрика са обе стране вода.



Сл. 2. Изглед фазног померача са сплит-ринг резонаторима ($l_1 = 4.8 \text{ mm}$, $w_1 = 0.75 \text{ mm}$, $L = 15 \text{ mm}$). Фазни померач се налази између два дипола који су повезани баланским водом који је на средини кратко-спојен металном вијом (мали бели круг).

При дизајну шифтера показало се да спрега између SRRs и балансног вода има велики утицај на укупне карактеристике шифтера, па је било неопходно максимизовати овај ефекат. То је првобитно учињено тако што је уместо класичних квадратних SRRs коришћен SRR који је издужен дуж вода. Таква структура захтева постојање додатна два SRR са друге стране вода тј. укупно 4 SRRs.

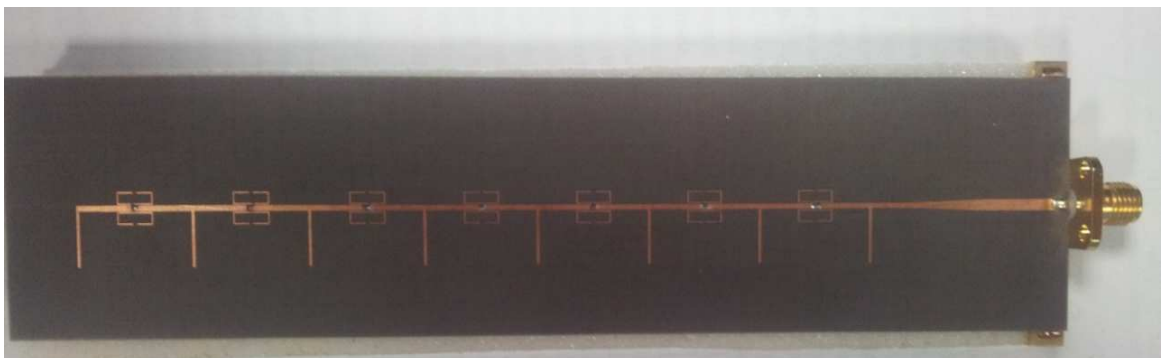
Шифтер одређује карактеристике скениране антене, односно угао и опсег скенирања. Његови симулирани параметри су дати на Сл. 3.



Сл. 3. Симулирани параметри фазног померача, магнитуда и фаза (осенчени део је радни опсег).

Са слике се види да је прилагођење (S_{11}) иде до испод -20 dB на централној учестаности, на којој унето слабљење (S_{12}) боље од -1 dB. Шифтер у суштини представља филтар пропусник опсега, а управо брзе промене његове фазне карактеристике са учестаношћу омогућавају значајан фазни померај за који у датом опсегу са графика видимо да износи 88 степени.

Фабриковани прототип је дат на Сл. 4. Између супстрата са антеном и рефлектора као потпора постављена је полиуретанска пена веома мале диелектричне константе $\epsilon_r \approx 1.05$.



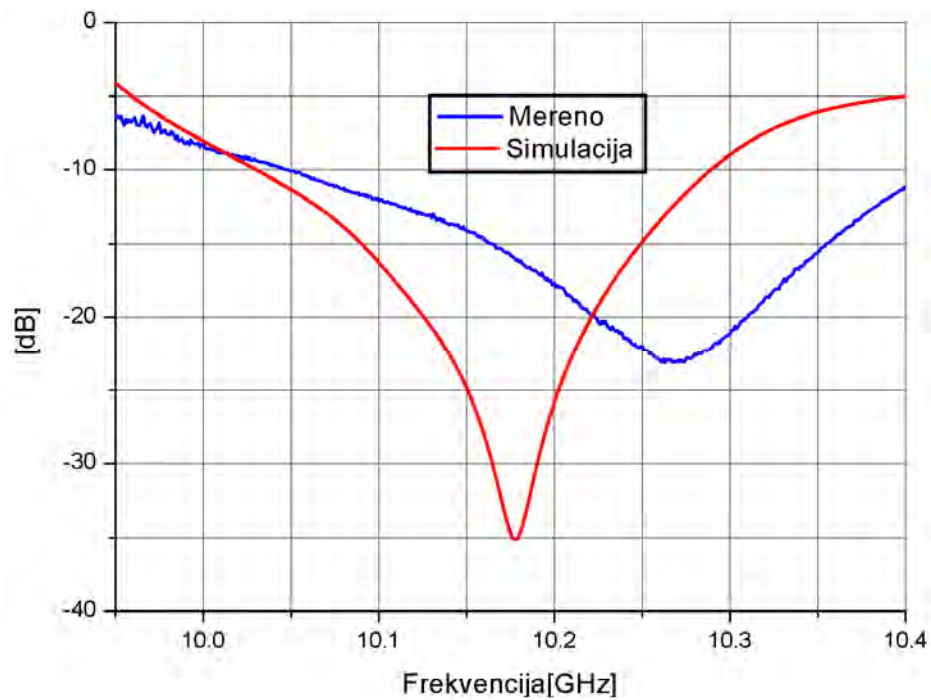
(a) поглед одозго



(б) поглед са стране

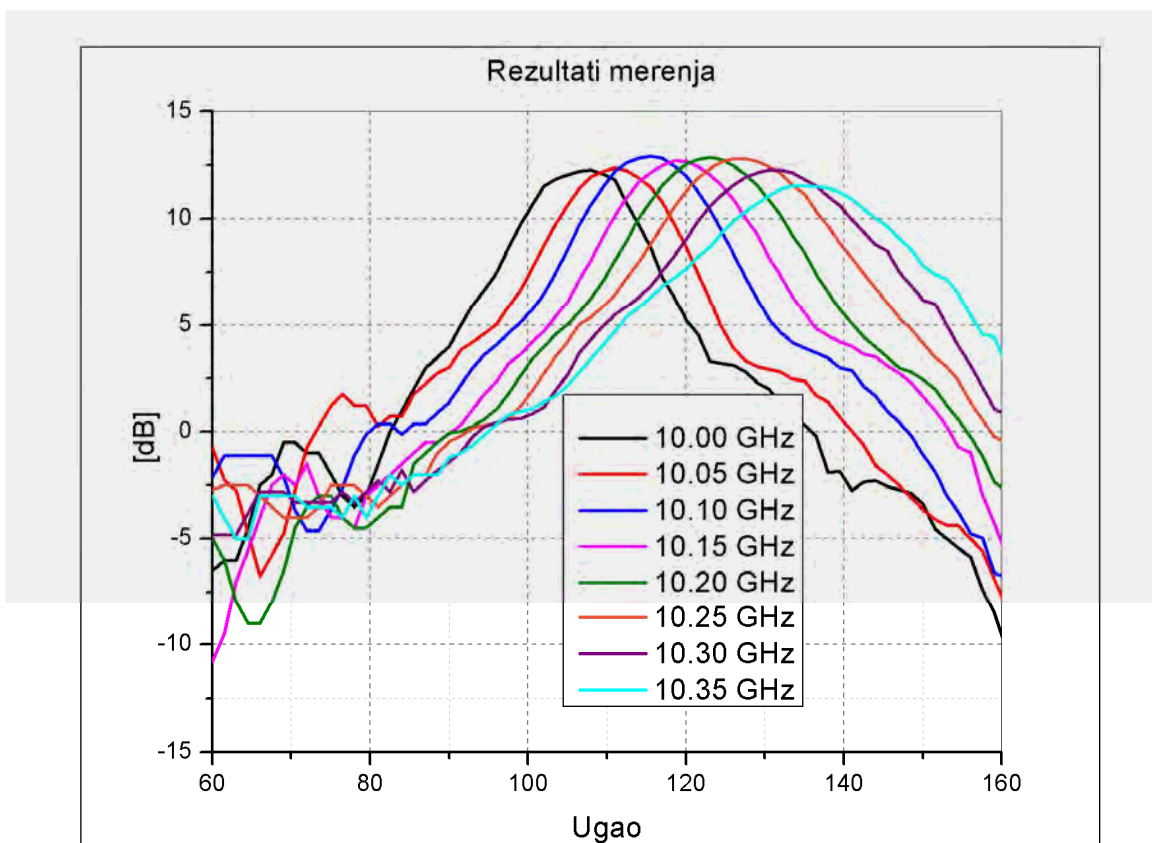
Сл. 4. Изглед реализованог прототипа антенског низа

На Сл 5. је дат приказ измерених вредности S_{11} антене, где се види да је прилагођење свуда боље од -10 dB изузев на самом почетку опсега, до учестаности од 10.5 GHz.

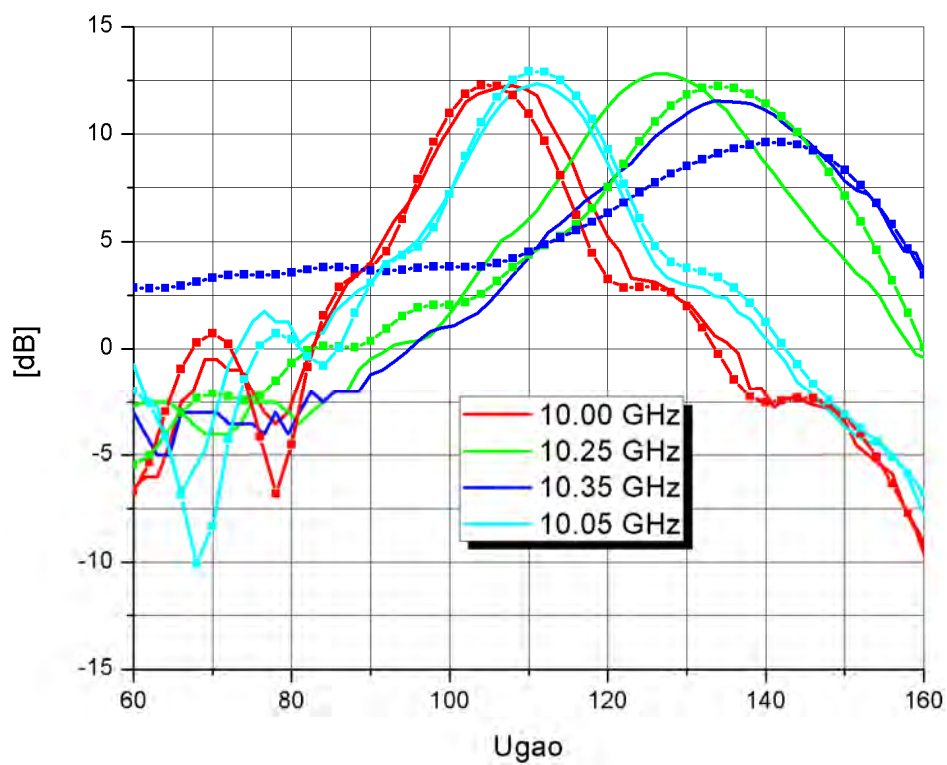


Сл 5. Измерене и симулиране вредности S_{11} антене.

Измерени дијаграми зрачења у Н-равни приказани су на Сл. 6. где се види опсег скенирања од 105 до 135° . Проређење мерених и симулираних резултата дато на Сл. 7. Са слике се види да је при скенирању ниво бочних лобова око -10 dB у односу на ниво главног снопа, што је за униформну расподелу зрачећих елемената веома добро, јер је теоријски максимум за линеарни униформни низ -13.3 dB [5].



Сл. 6. Измерени дијаграм зрачења у Н-равни на релевантим учестаностима.



Сл. 7. Симулирани и измерени (са маркерима) дијаграми зрачења у Н-равни.

Техничке карактеристике

- радна учестаност: 10 GHz -10.35 GHz
- прилагођење приступа антене: > -8.5 dB
- опсег скенирања 105° - 135°
- фреквенцијска агилност $0.086^{\circ}/\text{MHz}$
- 3dB ширина главног снопа око 16° у азимуту
- 3dB ширина главног снопа око 88° у елевацији
- бочни лобови -10 dB у односу на главни сноп
- супстрат: Rogers RT/duroid 5880 ($\epsilon_r=2.17$, $tg\delta=0.001$)
- димензије антенског низа: 146.2 mm x 35.75 mm x 7.5 mm

Примена

Скенирајућа антене се може употребити за радарске сензорске мреже, у медицини за бежично мерење ЕКГ-а, за праћење и детекцију блиских објеката, за аутомобилске радаре итд.

Референце:

- [1] A. Netic and S. Dragas, "Frequency scanning printed array antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest.
- [2] L. Cui, W. Wu and D. Fang, "Printed Frequency Beam-Scanning Antenna with Flat Gain and Low Sidelobe Levels", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, 2013.
- [3] A. Fackelmeier, E.M. Biebl, "Narrowband frequency scanning array antenna at 5.8 GHz for short range imaging", *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1266,1269, 23-28 May 2010
- [4] <http://www.wipl-d.com>
- [5] Thomas A. Milligan, "Modern Antenna Design", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 2005.