

# SENZOR VLAŽNOSTI ZEMLJIŠTA BAZIRAN NA METODI FAZNOG POMERAJA

Goran Kitić, Vasa Radonić, Nikolina Janković, Vesna Crnojević-Bengin, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad*  
gkitic@gmail.com, vasarad@uns.ac.rs, nikolina@uns.ac.rs, bengin@uns.ac.rs

**Sadržaj** – U ovom radu prikazan je razvoj senzora vlažnosti zemljišta namenjenog integraciji u bežičnu senzorsku mrežu koja ima za cilj monitoring poljoprivrednih površina. Senzor za određivanje permitivnosti zemljišta projektovan je da radi na metodi faznog pomeraja. Relacije pomoću kojih je moguće na osnovu izmerene efektivne permitivnosti odrediti apsolutnu vlažnost zemljišta opisane su u radu. Razmatran je uticaj fizičkih parametra samog senzora, realizovanog u mikrostrip arhitekturi, na rezultate merenja. Predložen je senzor vlažnosti na bazi Hilbertove fraktalne krive koji radi na učestanosti od 1.2 GHz, sa opsegom fazne razlike od  $66,64^\circ$  za promene vlažnosti zemljišta od 2 do 20%

## 1. UVOD

Vlažnost zemljišta je neophodan podatak prilikom proučavanja zemljišta, optimizacije prinosa u poljoprivredi (sistemi za navodnjavanje) i održavanja eko-sistema (šuma, parkova, zelenih površina, itd.). Većinu fizičkih i hemijskih osobina zemljišta određuje njegova vlažnost. Pravilan razvoj i održavanje biljaka upravo zavise od ovog faktora. Na primer, izrazito suvo zemljište kod biljaka izaziva smanjenu fotosintezu kao i redukovanu deobu ćelija. S druge strane previše vlažno zemljište podložno je ispiranju hranljivih sastojaka i nije u stanju da primi vodu od prirodnih padavina. Biljke u ovim uslovima postaju osetljivije na razne bolesti [1]. Primenom optimalnih sistema za parcijalna navodnjavanja moguće je uvećati prinose u proseku za 40 %. Iz navedenih razloga javila se potreba za preciznim merenjem vlažnosti zemljišta.

Vremenom su se razvile različite metode za merenje vlažnosti zemljišta koje se generalno mogu podeliti na direktne i indirektno.

Direktno metode karakteriše uzimanje uzorka zemljišta sa određene lokacije, merenje njegove mase ili zapremine pre i nakon sušenja, na osnovu čega se određuje vlažnost. Ove metode su tačne, precizne i relativno jeftine, ali su spore (traju minimum dva dana), destruktivne i ne dozvoljavaju ponovna merenja na istoj lokaciji [2].

Zbog navedenih mana direktnih metoda, razvile su se brojne indirektno metode koje procenjuju vlažnost zemljišta na osnovu merenja određene veličine koja neposredno zavisi od vlažnosti zemljišta. Ove metode se među sobom razlikuju po ceni, tačnosti i preciznosti, vremenu odziva, načinu realizacije, upravljanja kao i po izdržljivosti same opreme.

## 2. METODA FAZNOG POMERAJA

Jedna od indirektnih metoda koja se nameće svojom niskom cenom, dobrim vremenskim odzivom i mogućnošću integrisanja velikog broja senzora u jedinstven sistem jeste metoda faznog pomeraja.

Princip rada ove metode zasniva se na određivanju faznog pomeraja prilikom prostiranja sinusnog talasa kroz talasovod. Na pomeraj utiče brzina kojom se signal prostire, učestanost signala i fizičke osobine talasovoda.

### 2.1 Brzina prostiranja

Brzina prostiranja određena je dielektričnom permitivnošću na koju neposredno utiče vlažnost zemljišta. Uticaj promena vlažnosti zemljišta je posledica velike razlike u permitivnosti između suvog zemljišta i vode (relativna permitivnost suvog zemljišta je oko 2.5 a vode 81), [2].

Kako bi se odredila brzina prostiranja elektromagnetnih talasa  $\gamma$  potrebno je odrediti kompleksnu konstantu prostiranja za sredinu sa gubicima, [3], koja se može definisati pomoću izraza:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}} \quad (1)$$

gde su  $\alpha$  i  $\beta$  realni i imaginarni deo konstante prostiranja, respektivno,  $\omega$  je ugaona učestanost signala, a  $\mu$ ,  $\varepsilon$  i  $\sigma$  su permeabilnost, permitivnost i provodnost sredine kroz koju se signal prostire, respektivno.

Ukoliko je imaginaran deo kompleksne konstante prostiranja poznat, moguće je odrediti brzinu signala  $v$  kao:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (2)$$

Imaginarna konstanta prostiranja može se odrediti iz jednačine (1) korišćenjem teoreme koja definiše realan i imaginaran deo kompleksnog broja pod kvadratnim korenom:

$$\sqrt{x + jy} = \sqrt{\frac{r+x}{2}} + j\frac{y}{\sqrt{2(r+x)}}, \quad (3)$$

gde je  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ .

Kombinovanjem jednačina (1), (2) i (3) dobija se konačan izraz za brzinu prostiranja elektromagnetnog talasa kroz sredinu sa gubicima:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{\frac{\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2}} + 1}{2}}} \quad (4)$$

U izrazu (4) brzina dominantno zavisi od dielektrične konstante i permeabilnosti, a potom i od provodnosti i učestanosti signala. Od navedenih veličina samo se permitivnost i provodnost menjaju sa vlažnošću zemljišta. Na magnetnu permeabilnost jedino utiče materijal od kog je sačinjen vod. Ukoliko se ne radi o nekom od feromagnetnih materijala (gvožđe, nikl, kobalt i njihove legure) permeabilnost iznosi  $4\pi \cdot 10^7$  H/m.

### 2.2 Radna učestanost

Jedna od bitnih prednosti metode faznog pomeraja je što se sva merenja vrše na jednoj učestanosti. Pri odabiru radne učestanosti uzima se u obzir da su uneseni gubici veći na

višim učestanostima, dok na nižim učestanostima brzina prostiranja signala zavisi između ostalog i od provodnosti sredine kroz koju se prostire signal, jednačina (4).

Uticaj provodnosti na brzinu moguće je zanemariti i na taj način posmatrati samo zavisnost od dielektrične permitivnosti ukoliko je ispunjen uslov:

$$\frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2} \ll 1. \quad (5)$$

Izraz za brzinu prostiranja (4) se u tom slučaju svodi na jednostavniju formu:

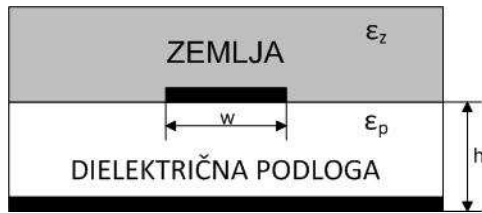
$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (6)$$

Da bi se odredila radna učestanost, za koju je ispunjen uslov (5), u obzir se uzimaju uobičajene vrednosti za poljoprivredno zemljište. Tipična provodnost obradivog zemljišta je 5 mS/m [4], dok se relativna permitivnost menja u opsegu od 2.5 do 20. Kako bi uslov (5) bio ispunjen za navedene vrednosti, neophodno je da radna učestanost bude reda veličine 1 GHz. Gornja granica učestanosti se određuje za konkretan senzor tako da snaga signala nema slabljenje veće od 3 dB (kako bi signal bio koristan) kao i da sama promena faze bude linearna.

### 2.3 Fizičke osobine senzora

Metoda fazne razlike koristi vodove za prostiranje signala. Između različitih topologija vodova mikrostrip linija (*microstrip line*) predstavlja najjednostavnije i najoptimalnije rešenje. Mikrostrip linije su danas sastavni deo svake štampane ploče što za posledicu ima optimizovanu fabrikaciju ove vrste vodova. Takođe, karakteriše ih jednostavna integracija sa pratećim elektronskim kolima, koja bi upravljala ovim tipom senzora.

Uticaj vlažnosti zemljišta na prostiranje signala kroz mikrostrip se ogleda u efektivnoj permitivnosti mikrostripa koja zavisi od sredine koja se nalazi iznad mikrostripa, u ovom slučaju je to zemlja, kao i od same dielektrične podloge od koje je realizovan mikrostrip senzor, sl. 1.



Sl. 1. Mikrostrip linija

Efektivna permitivnost mikrostripa prikazanog na sl. 1. se može izračunati pomoću jednačine

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_p + \epsilon_z}{2} + \left( \frac{\epsilon_p - \epsilon_z}{2} \right) \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \right), \quad (7)$$

gde su  $\epsilon_p$  i  $\epsilon_z$  permitivnosti dielektrične podloge mikrostripa i zemlje koje se na njemu nalazi, a  $h$  i  $w$  debljina podloge i širina linije mikrostripa, [5].

Apsolutna vlažnost zemljišta može se odrediti na osnovu jednačine (8), gde su  $\epsilon_d$  i  $\rho_d$  permitivnost i gustina suvog zemljišta,  $\Psi$  apsolutna vlažnost, a  $\epsilon_w$  permitivnost vode.

$$\sqrt{\epsilon_z} = \sqrt{\epsilon_d + \rho_d \Psi (\sqrt{\epsilon_w} - 1)}, \quad (8)$$

Da bi se utvrdio uticaj fizičkih parametara mikrostripa na faznu razliku posmatra se sinusni signal,  $Asin\omega t$ , koji se prostire duž voda. Na početku voda, u trenutku  $t_1$ , faza signala jednaka je  $\omega t_1$ . Analogno tome na kraju voda, u trenutku  $t_2$  njegova faza je  $\omega t_2$ . Pomeraj faze  $\Delta\phi$  koji pri tom nastaje je:

$$\Delta\phi = \omega(t_2 - t_1) = \omega t_d, \quad (9)$$

gde je  $t_d$  vreme kašnjenja koje je potrebno signalu da stigne sa jednog na drugi kraj voda. Ako se razmatra pravolinijska mikrostrip linija na visokim učestanostima, sa podužnom induktivnošću  $L'$  i podužnom kapacitivnošću  $C'$  tada je brzina  $v$  kojom se signal prostire kroz vod jednaka

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}. \quad (10)$$

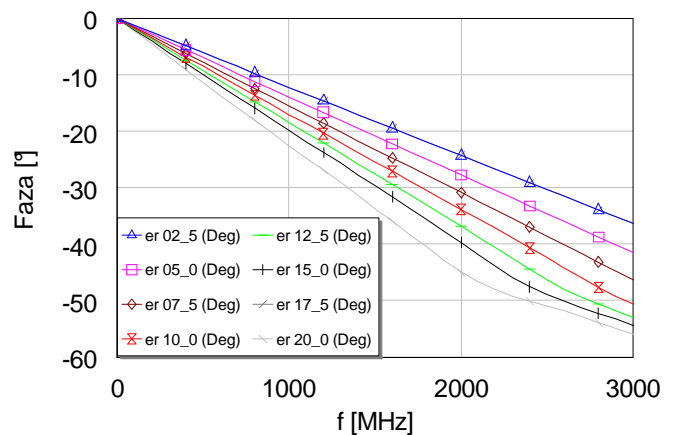
Za pravolinijski mikrostrip dužine  $L_{pm}$ , vreme  $t_d$  potrebno da se signal prenese sa jednog na drugi kraj voda može se odrediti kao:

$$t_d = \frac{L_{pm}}{v} = L_{pm} \sqrt{L'C'} = \sqrt{LC}, \quad (11)$$

a time i fazni pomeraj na sledeći preko jednačine:

$$\Delta\phi = \omega\sqrt{LC}, \quad (12)$$

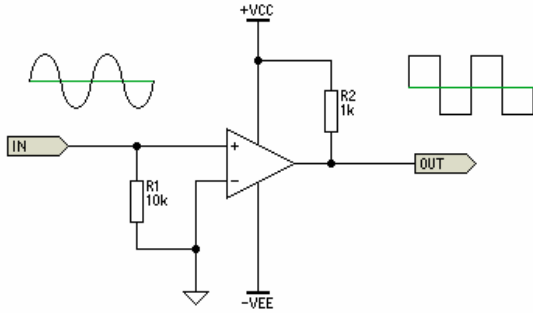
gde je  $L$  ukupna induktivnost, a  $C$  ukupna kapacitivnost mikrostrip linije. Na sl. 2. prikazani su rezultati simulacije promene faze signala sa učetanošću prilikom njegovog prostiranja kroz pravolinijski mikrostrip za slučajeve različitih relativnih permitivnosti (vlažnosti) zemljišta. Rezultati su dobijeni pomoću programskog paketa *Microwave Office*. Podloga na kojoj je vršena simulacija je debljine 0.508 mm, relativne permitivnosti 2.17, i ugla gubitaka 0.0009. Širina i dužina linije 1.6 mm i 6.7 mm, respektivno. Opseg vlažnosti zemljišta koji se posmatra je od 2 do 20 %.



Sl. 2. Pomeraj faze u zavisnosti od učestanosti

Može se primetiti da se karakteristike pomeraja faze u opsegu od 0-2 GHz za različite permitivnosti zemljišta razlikuju samo po nagibu. Vlažnost zemljišta utiče na nagib karakteristika i to preko kapacitivnosti  $C$ , jednačina (12), koja je srazmerna  $\epsilon_{eff}$ . Na taj način je moguće pomoću faznog pomeraja odrediti  $\epsilon_{eff}$ , a potom korišćenjem jednačina (7) i (8) izračunati apsolutna vlažnost zemljišta  $\Psi$ .

Postoji nekoliko načina na osnovu kojih se može izmeriti fazni pomeraj. Jedan je upotreba komparatora kao detektora prolaska kroz nulu sinusnog signala, koji bi na svom izlazu generisao odgovarajuću četvrtku, sl. 3. Ulazni i izlazni signali senzora bi se vodili na po jedan ovakav detektor, a generisane četvrtke na ulaz mikroprocesora koji bi računao faznu razliku.



Sl. 3. Detektor prolaska kroz nulu

Drugi način je da se koristi množak dva signala, jednog koji nema fazni pomeraj ( $s_1 = A_1 \cos \omega t$ ) i drugog kod kog se taj pomeraj javlja ( $s_2 = A_2 \cos(\omega t + \Delta \varphi)$ ). Na izlazu množača se dobija signal

$$s_1 \cdot s_2 = A_1 A_2 \cos \omega t \cos(\omega t + \Delta \varphi) = \frac{A_1 A_2}{2} (\cos \Delta \varphi + \cos(2\omega t + \Delta \varphi)). \quad (13)$$

Ako se ovaj signal filtrira kroz filter niskopropusnik opsega izdvojiće se  $\cos \Delta \varphi$ , a time i fazna razlika. Takođe, kao jednu od mogućnosti merenja faznog pomeraja, treba razmotriti upotrebu integrisanih kola koja postoje na tržištu čija funkcija je upravo određivanje fazne razlike dva signala.

Kako bi rezolucija merenja bila što bolja potrebno je da opseg faznih razlika između najsuvljeg i najvlažnijeg zemljišta bude što veći, ali ne veći od  $90^\circ$  (da bi se izbegla nejednoznačnost rezultata). Posmatraće se ekstremni slučajevi vlažnosti zemljišta, suvo (vlažnost ispod 2 %,  $\epsilon_r = 2.5$ ,  $\tan \delta = 0.006$ ) i vlažno (vlažnost oko 20 %,  $\epsilon_r = 20$ ,  $\tan \delta = 0.15$ ), za senzor realizovan pravolinijskim mikrostripom. Ukoliko je fazni pomeraj u slučaju suvog zemljišta:

$$\Delta \varphi_1 = \omega \sqrt{L_1 C_1}, \quad (14)$$

a u slučaju vlažnog zemljišta:

$$\Delta \varphi_2 = \omega \sqrt{L_2 C_2}, \quad (15)$$

tada je opseg faznih razlika:

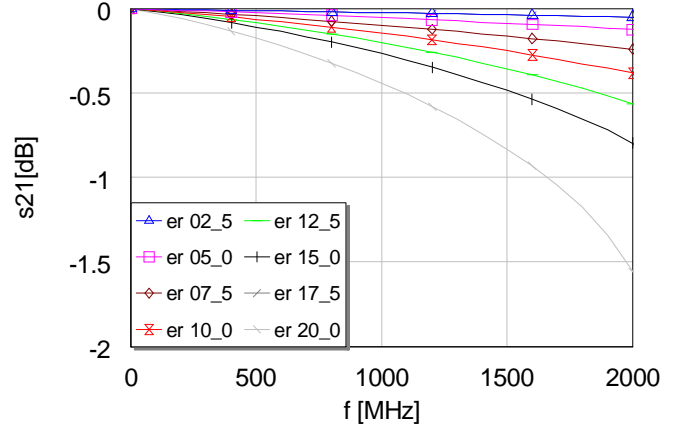
$$\Delta \Phi = \omega (\sqrt{L_1 C_1} - \sqrt{L_2 C_2}). \quad (16)$$

U izrazu (16) ukupna induktivnost  $L_1$  i kapacitivnost  $C_1$  pravolinijskog mikrostripa se odnose na slučaj suvog zemljišta, analogno tome  $L_2$  i  $C_2$  na slučaj vlažnog zemljišta. Pošto na induktivnost ne utiče vlažnost ( $L_1 = L_2 = L$ ) opseg faznih razlika se može definisati sledećim izrazom:

$$\Delta \Phi = \omega \sqrt{L} (\sqrt{C_1} - \sqrt{C_2}). \quad (17)$$

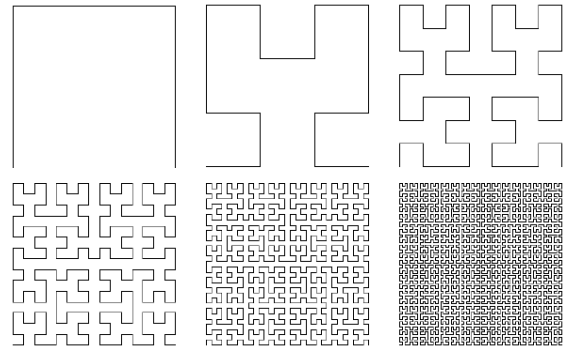
Kako bi se dobio što veći opseg fazne razlike potrebno je vršiti merenja na što višim učestanostima, potom povećati induktivnost senzora, kao i razliku kapacitivnosti u dva ekstremna slučaja vlažnosti zemljišta.

Povećanje učestanosti na kojoj se obavljaju merenja ima dve bitne mane. Pre svega uneseno slabljenje signala na višim učestanostima je veće, kako i pokazuju rezultati simulacije prikazani na sl. 4, a zavisnost faznog pomeraja od učestanosti postaje nelinearna, sl. 2. Na učestanosti od 2 GHz rezultati simulacije za pravolinijski mikrostrip pokazuju da je opseg faznih razlika  $20.67^\circ$ , a uneseno slabljenje u najgorem slučaju iznosi 1.56 dB.



Sl. 4. Uneseno slabljenje u zavisnosti od učestanosti

Drugi način uvećanja faznog opsega, podrazumeva povećanje induktivnosti senzora, koji se može ostvariti produženjem mikrostripa, ali to za posledicu ima veće gubitke i veće dimenzije senzora. U ovom radu predloženo je korišćenje Hilbertove fraktalne krive, koja ima osobinu da optimalno ispunjava prostor. Na sl. 5. prikazane su iteracije Hilbertovih krivi do šestog nivoa. Kompaktan senzor se može realizovati i korišćenjem meandrirane linije, ali kako je pokazano u [6] Hilbertova fraktalna kriva pokazuje veću vrednost induktivnosti na istoj realizovanoj površini.



Sl. 5. Izgled Hilbertovog fraktala od prvog do šestog reda

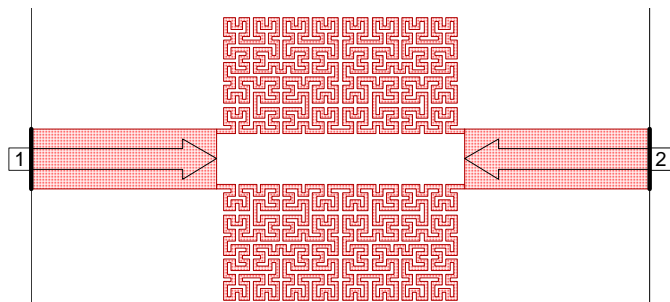
Još jedan način za povećanje opsega fazne razlike je putem povećanja razlike kapacitivnosti, a svodi na proširivanje linija mikrostripa,  $w$ , pošto su i  $C_1$  i  $C_2$  iz izraza (17) srazmerni ovoj veličini.

### 3. SENZOR NA BAZI HILBERTOVE FRAKTALNE KRIVE

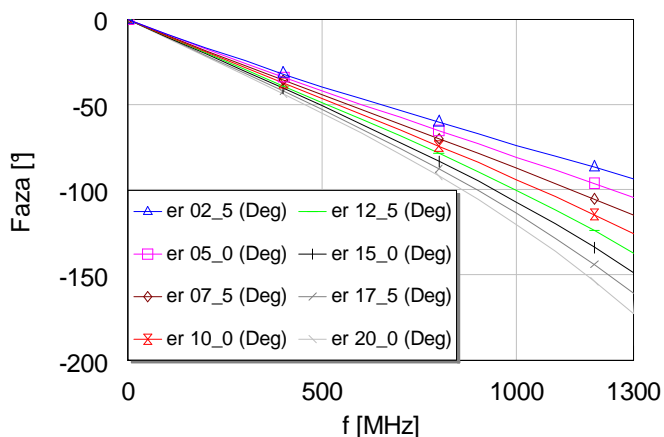
Predloženi senzor se sastoji od dva paralelno vezana segmenta, gde jedan segment čine dve na red vezane Hilbertove fraktalne krive četvrtog reda, sl. 6. Ova konfiguracija pokazala je najbolje karakteristike od svih analiziranih, koje se među sobom razlikuju po redu Hilbertove fraktalne krive, broju na red i u paralelu vezanih fraktala. Sama Hilbertova kriva, predloženog senzora, je realizovana sa širinom linije od  $100 \mu\text{m}$ , a razmak između susednih linija je takođe  $100 \mu\text{m}$ . Segmenti su dužine  $6.7 \text{ mm}$ ,

širine 3.1 mm i nalaze se na međusobnom rastojanju od 1.4 mm. Senzor je simuliran, a potom i fabrikovan na dielektričnoj podlozi debljine 0.508 mm, relativne permitivnosti 2.17 i ugla gubitaka 0.0009.

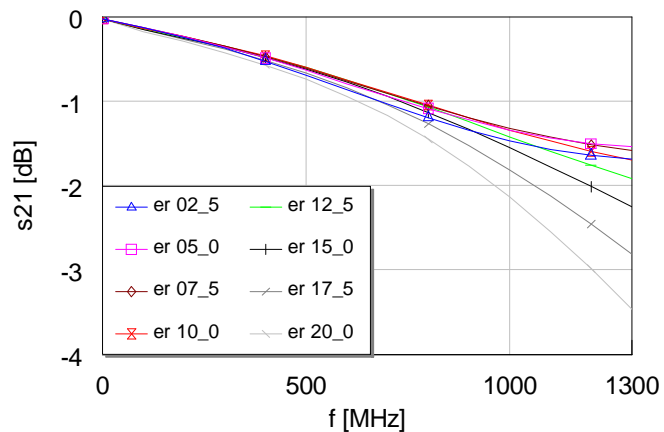
Prvobitne analize senzora pokazale su da se povećanjem reda fraktalne krive povećava opseg fazne razlike, ali i uneseno slabljenje. Isto ponašanje dobija se i za vezivanje na red više fraktalnih krivih. Paralelnim vezivanjem fraktala dobija se približno isti fazni opseg, ali se smanjuje uneseno slabljenje. Rezultati simulacije pomeraja faze i unesenog slabljenja za predloženi senzor prikazani su na sl. 7.



Sl. 6. Fabrikovani senzor na bazi Hilbertove fraktalne krive



a)



b)

Sl. 7. Simulacioni rezultati za predloženi senzor: a) pomeraj faze b) uneseno slabljenje.

Dobijeni rezultati pokazali su da fazni opseg na radnoj učestanosti od 1.2 GHz iznosi  $66.64^\circ$ , a uneseno slabljenje je u najgorem slučaju 2.98 dB. U odnosu na pravolinijski mikrostrip iz odeljka 2 ovog rada, koji je iste dužine, fazni opseg je povećan za više od tri puta. Iako je u ovom slučaju uneseno slabljenje veće ono je ispod dozvoljene granice od 3dB.

## 4. ZAKLJUČAK

U ovom radu prikazan je proces projektovanja senzora vlažnosti zemljišta koji je namenjen integraciji u bežičnu senzorsku mrežu. Projektovani senzor vlažnosti zemljišta je na bazi Hilbertove fraktalne krive četvrtog reda, i radi na principu faznog pomeraja. Analiziran je uticaj fizičkih parametara na karakteristike senzora. Predloženi senzor meri vlažnost zemljišta na učestanosti od 1.2 GHz, sa opsegom fazne razlike od  $66.64^\circ$ , a uneseno slabljenje je maksimalno 2.98 dB. Treba napomenuti da je senzor fabrikovan i da je trenutno u fazi testiranja, tako da nisu isključene mogućnosti daljih promena u cilju poboljšanja njegovih performansi.

## LITERATURA

- [1] M.M. Ludlow, K.J. Sommer, D.J. Flower, R. Ferraris, and H.B. So "Influence of root signals resulting from soil dehydration and high soil strength on the growth of crop plants," *Current Topics in Plant Biochemistry and Physiology*, 8:81-99, 1989.
- [2] Rafael Muñoz-Carpena, "Field Devices For Monitoring Soil Water Content", *University of Florida – IFAS extension*
- [3] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [4] <http://www.chem.hawaii.edu/uham/soil.html>
- [5] Richard Liu, Zhibin Zhang, Rui Zhong, Xuemin Chen and Jing Li, *Nanotechnology synthesis study: Technical Report 0-5239-1*, pp.76-79, April 2007.
- [6] V. Crnojević-Bengin, "Nove konfiguracije fraktalnih i LH mikrostrip rezonatora," doktorska disertacija, Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu, 2006

**Abstract** –The designing process of the soil moisture sensor is presented in this work. The developed sensor is intended to be integrated into wireless network which goal is the monitoring of the agricultural soils. The operating principle of this sensor is based on the phase shift method which in essence represents the measurement of the soil permittivity. Some expression for the calculation of the absolute moisture content from effective permittivity are presented in this work. The influence of the sensor's physical parameters on the measurements is considered. In the end the proposal of the sensor based on the Hilbert fractal curve is given. The proposed sensor works on the frequency of 1.2 GHz with the range of phase shift of  $66.64^\circ$ , in the case of the soil moisture content change from 2 % to 20 %.

## THE SOIL MOISTURE SENSOR BASED ON THE PHASE SHIFT METHOD

Goran Kitić, Vasa Radonić, Nikolina Janković, Vesna Crnojević-Bengin