

Uopštenje izraza za transfer funkcije između antena u problemima inverznog rasejanja

Anja Kovačević, Marija Nikolić Stevanović, *Member, IEEE*, i Antonije Đorđević

Apstrakt—U radu su izvedeni izrazi za priraštaje koeficijentata rasejanja proizvoljnog para antena usled prisustva rasejača koji se nalazi u linearnoj nehomogenoj sredini. Glavni doprinos rada je uopštenje izraza za slučaj kada sredina u kojoj se nalazi rasejač poseduje magnetska svojstva. Takođe je pokazano da dobijeni izraz važi i u slučaju kada su nominalne impedanse pristupa različite i kompleksne.

Cljučne reči—Mikrotalasno formiranje slike; antenska merenja; transfer funkcija.

I. UVOD

Mikrotalasi imaju brojne primene u određivanju lokacije ili oblika nedostupnih objekata, poput detekcije zakopanih objekata pomoću radara za podzemna ispitivanja [1], pozicioniranja objekata iza zidova [2], medicinske dijagnostike [3] i nedestruktivnog ispitivanja materijala [4]. Svim navedenim aplikacijama zajedničko je korišćenje antena koje emituju elektromagnetsko zračenje, a potom mere perturbaciju elektromagnetskog polja usled prisustva ispitivanog objekta (rasejano polje). Većina algoritama za dobijanje slike polazi od jednačine inverznog rasejanja koja povezuje rasejano električno polje i izvore polja, odnosno indukovane struje u objektu [5]. Međutim, izlazi mernih sistema nisu vektorske veličine poput rasejanog električnog polja. Umesto toga, rezultati merenja [6] su najčešće skalarne veličine poput s -parametara [7]. Zbog toga je neophodno transformisati jednačinu rasejanja tako da u njoj figurišu veličine koje se zaista dobijaju kao rezultat eksperimenta. Izraz za bistatički prenos između realnih antena prvi put je izveden u [8], za slučaj kada se antene nalaze u vakuumu. Izvođenje je generalizovano u [9] tako da važi za proizvoljnu linearnu nemagnetsku sredinu. U [10] je prikazano alternativno izvođenje izraza za bistatički prenos na osnovu teoreme reciprociteta za elektromagnetska polja [11], [12]. U ovom radu se produbljuju izvođenja iz [10] tako što i rasejač, i okolna sredina mogu biti proizvoljni linearni dielektrici (tj. mogu posedovati magnetska svojstva). Takođe, uopštava se merni sistem tako što se dopušta da pristupi antena imaju različite nominalne impedanse, koje mogu biti kompleksne veličine.

Rad je organizovan na sledeći način. Nakon opštih razmatranja u Uvodu, u drugom poglavlju je izveden izraz za napon praznog hoda na pristupu prijemne antene usled prisustva rasejača, odakle se dobijaju izrazi za priraštaje impedansnih parametara. Zatim je izveden izraz za priraštaj napona na prilagođenom prijemniku, odakle su, zajedno sa Penfield-Kurokawa relacijama [7], određeni priraštaji parametara rasejanja između antena usled prisustva rasejača.

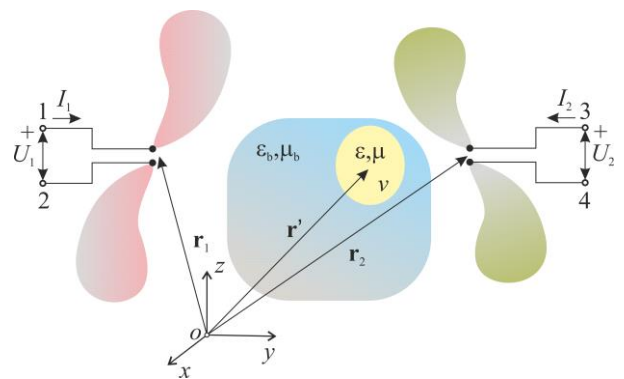
A. Kovačević, M. Nikolić Stevanović, i A. Đorđević – Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet, Bulevar kralja Aleksandra 73, 11020 Beograd, Srbija (e-mail: ka180112d@student.etf.bg.ac.rs, mnikolic@etf.rs, edjordja@etf.bg.ac.rs).

II. ELEKTROMAGNETSKI MODEL

A. Priraštaji impedansnih parametara

Posmatramo mikrotalasni merni sistem, namenjen za dobijanje slike nedostupnih objekata u kome, radi jednostavnosti, postoje samo dve antene (slika 1). Nedostupni objekat je na slici označen žutom bojom i nalazi se u linearnoj nehomogenoj sredini, koju nazivamo okolni medijum. U opštem slučaju okolni medijum obuhvata dielektrik (obojen plavom bojom) koji sakriva objekat, medijum u kome se nalaze antene, kao i metalne i dielektrične delove antena.

Sva izvođenja koja slede, važe i za merni sistem koga čini proizvoljan broj antena.



Slika 1. Merna postavka sa definisanim referentnim smerovima struja i napona na pristupima antena.

Merni sistem možemo da posmatramo kao dvoportnu mrežu opisanu impedansnim (z) parametrima ili parametrima rasejanja (s) [7]. Pretpostavićemo da leva (prva) antena radi kao predajna, a desna (druga) kao prijemna. Predajna antena napaja se idealnim strujnim generatorom struje I_1 , a priključci prijemne antene su otvoreni ($I_2 = 0$). Na slici 1 su prikazani usvojeni referentni smerovi za struje i napone na priključcima antena. Međusobna impedansa, z_{21} , definiše se kao

$$z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad (1)$$

gde je U_2 napon praznog hoda prijemne antene. U problemima inverznog rasejanja koristi se i priraštaj međusobne impedanse, koji se definiše kao

$$\Delta z_{21} = \frac{\Delta U_{2,o.c.}}{I_1} = \frac{U_{2,o.c.} - U_{2,o.c.}^0}{I_1}, \quad (2)$$

gde su $U_{2,oc}$ i $U_{2,oc}^0$ naponi praznog hoda indukovani na pristupima antene u prisustvu i odsustvu rasejača, a $\Delta U_{2,oc}$ njihova razlika. Usvajajući oznake sa slike 1, imamo da je

$$\Delta U_{2,oc} = \int_3^4 (\mathbf{E}_{tot}^1 - \mathbf{E}_{inc}^1) \cdot d\mathbf{l} = \int_3^4 \mathbf{E}_s^1 \cdot d\mathbf{l}, \quad (3)$$

gde je \mathbf{E}_{tot}^1 vektor ukupnog električnog polja (polje u prisustvu rasejača), \mathbf{E}_{inc}^1 vektor incidentnog električnog polja (polje u odsustvu rasejača), a \mathbf{E}_s^1 vektor rasejanog električnog polja, pri čemu gornji indeks označava predajnu antenu.

Prema zapreminskoj teoremi ekvivalencije, izvori rasejanog polja su ekvivalentne električne i magnetske struje koje se nalaze u okolnom medijumu [5], [6]. (Ti izvori zamenjuju rasejač.) Ekvivalentne struje postoje samo unutar zapremine rasejača, a njihove zapreminske gustine određene su vektorima

$$\mathbf{J}_{eq}^1(\mathbf{r}') = j\omega(\varepsilon - \varepsilon_b)\mathbf{E}_{tot}^1(\mathbf{r}'), \quad (4)$$

$$\mathbf{M}_{eq}^1(\mathbf{r}') = j\omega(\mu - \mu_b)\mathbf{H}_{tot}^1(\mathbf{r}'), \quad (5)$$

gde je \mathbf{r}' vektor položaja proizvoljne tačke u rasejaču, ε i μ su permitivnost i permeabilnost rasejača, ε_b i μ_b su permitivnost i permeabilnost okolnog medijuma, a $\mathbf{H}_{tot}^1(\mathbf{r}')$ je vektor ukupnog magnetskog polja u tački \mathbf{r}' (polje u prisustvu rasejača). Primena zapreminske teoreme ekvivalencije i odgovarajući naponi prikazani su na slici 2.

Da bismo odredili $\Delta U_{2,oc}$ primenićemo teoremu reciprociteta [11], [12] na scenario sa slike 2, u kome pobudu predstavljaju ekvivalentne struje ($\mathbf{J}_{eq}^1, \mathbf{M}_{eq}^1$), a odziv je rasejano polje na mestu prijemne antene (\mathbf{E}_s^1). Na slici 3 prikazan je obrnut scenario, u kome je prethodna pobuda ($\mathbf{J}_{eq}^1, \mathbf{M}_{eq}^1$) ukinuta, a na mestu tih struja je okolni medijum. Druga antena radi kao predajna i napaja se idealnim strujnim generatorom struje I_2 . S obzirom na to da je druga antena jedini izvor zračenja, kao i da nema rasejača, druga antena proizvodi incidentno električno i magnetsko polje ($\mathbf{E}_{inc}^2, \mathbf{H}_{inc}^2$). Gornji indeks sada označava predajnu antenu. Na osnovu teoreme reciprociteta važi

$$\int_v (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv = \int_4^3 \mathbf{E}_s^1 \cdot I_2 d\mathbf{l} = -I_2 \Delta U_{2,oc}. \quad (6)$$

Iz (6) sledi

$$\Delta U_{2,oc} = -\frac{\int_v (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv}{I_2}, \quad (7)$$

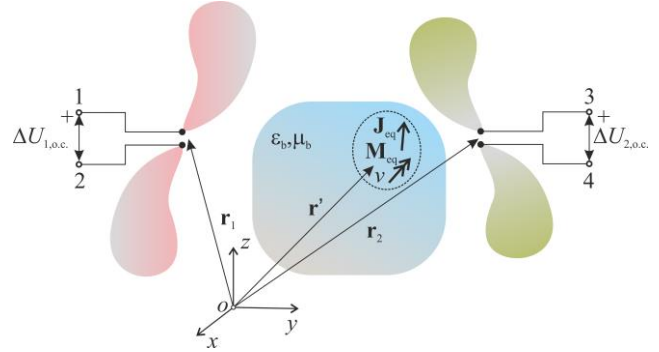
a iz (2) i (7) dobijamo

$$\Delta z_{21} = \frac{\Delta U_{2,oc}}{I_1} = -\frac{\int_v (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv}{I_1 I_2}. \quad (8)$$

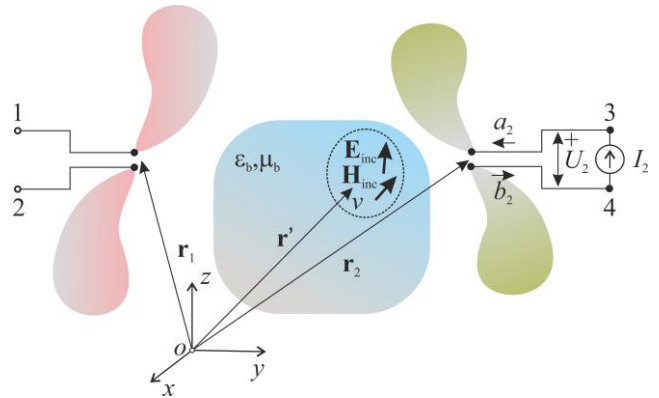
Isti postupak se može primeniti i kada niz čini M antena. U tom slučaju važi

$$\Delta z_{ji} = \frac{\Delta U_{j,oc}}{I_i} = -\frac{\int_v (\mathbf{E}_{inc}^j \cdot \mathbf{J}_{eq}^i - \mathbf{H}_{inc}^j \cdot \mathbf{M}_{eq}^i) dv}{I_j I_i}, \quad (9)$$

$i, j = 1, \dots, M.$



Slika 2. Ekvivalentne struje u okolnom medijumu kao izvori rasejanog polja i indukovanih napona na pristupima antena.



Slika 3. Primena teoreme reciprociteta za scenario ilustriran na slici 2.

B. Priraštaji parametara rasejanja

Slika 4 ilustruje pojednostavljenu mernu postavku koja je namenjena za određivanje s -parametara. Posmatramo opšti slučaj u kome su nominalne impedanse portova predajne i prijemne antene kompleksne veličine i iznose Z_{c1} i Z_{c2} , respektivno. Prva antena pobuđena je realnim naponskim generatorom unutrašnje impedanse Z_{c1} , a pristup druge antene zatvoren je impedansom Z_{c2} . Koeficijent transmisije definiše se kao

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad (10)$$

gde je a_1 kompleksni intenzitet incidentnog talasa na pristupu prve antene, a b_2 kompleksni intenzitet reflektovanog talasa na pristupu druge antene. Penfield-Kurokawa izrazi za kompleksne intenzitete incidentnih i reflektovanih talasa („talasa snage“) [7] glase:

$$a_i = \frac{U_i + I_i Z_{ci}}{2\sqrt{R_{ci}}}, \quad (11)$$

$$b_i = \frac{U_i - I_i Z_{ci}^*}{2\sqrt{R_{ci}}}, \quad (12)$$

respektivno, gde i označava indeks pristupa ($i = 1, 2$), a R_{ci} je realni deo impedanse Z_{ci} . Priraštaj koeficijenta transmisije definisan je sa [7]

$$\Delta s_{21} = \frac{\Delta b_2}{a_1} = \frac{b_2 - b_2^0}{a_1}, \quad (13)$$

gde su b_2 i b_2^0 kompleksni intenziteti reflektovanih talasa u prisustvu i odsustvu rasejača, redom, a Δb_2 njihova razlika. Odgovarajući scenario prikazan je na slici 5.

Na osnovu (12), priraštaj kompleksnog intenziteta reflektovanog talasa na pristupu druge antene je

$$\Delta b_2 = \frac{\Delta U_2 - \Delta I_2 Z_{c2}^*}{2\sqrt{R_{c2}}}, \quad (14)$$

pri čemu je

$$\Delta U_2 = -\Delta I_2 Z_{c2}. \quad (15)$$

Kada se (15) zameni u (14), dobija se

$$\Delta b_2 = \frac{-\Delta I_2 Z_{c2} - \Delta I_2 Z_{c2}^*}{2\sqrt{R_{c2}}} = \frac{\Delta U_2 \sqrt{R_{c2}}}{Z_{c2}}, \quad (16)$$

gde je

$$\Delta U_2 = \int_3^4 \mathbf{E}_s^1 \cdot d\mathbf{l}. \quad (17)$$

Da bismo odredili ΔU_2 , primenjujemo teoremu reciprociteta. U tu svrhu, zamenjujemo realni naponski generator ekvivalentnim strujnim generatorom koji je prikazan u donjem levom uglu slike 4. Ekvivalentan sistem prikazan je na slici 5. U obrnutom scenariju koji je prikazan na slici 6, druga antena radi kao predajna, pri čemu je pobuđena strujnim generatorom struje E/Z_{c2} . Na sličan način kao u (7), dobija se

$$\Delta U_2 = -\frac{\int (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv}{E/Z_{c2}}, \quad (18)$$

pri čemu se $(\mathbf{J}_{eq}^1, \mathbf{M}_{eq}^1)$ i $(\mathbf{E}_{inc}^2, \mathbf{H}_{inc}^2)$ određuju iz scenarija prikazanih na slikama 5 i 6, redom. Kada se (16) i (18) uvrste u (13), sledi

$$\Delta s_{21} = -\frac{\int (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv}{a_1 \frac{E}{\sqrt{R_{c2}}}}. \quad (19)$$

Na osnovu (11), imamo da je

$$a_2 = \frac{U_2 + I_2 Z_{c2}}{2\sqrt{R_{c2}}} = \frac{E}{2\sqrt{R_{c2}}} \quad (20)$$

jer je

$$I_2 = \frac{E}{Z_{c2}} - \frac{U_2}{Z_{c2}}. \quad (21)$$

Konačno, kada se (20) zameni u (19), dobija se izraz za priraštaj koeficijenta transmisije:

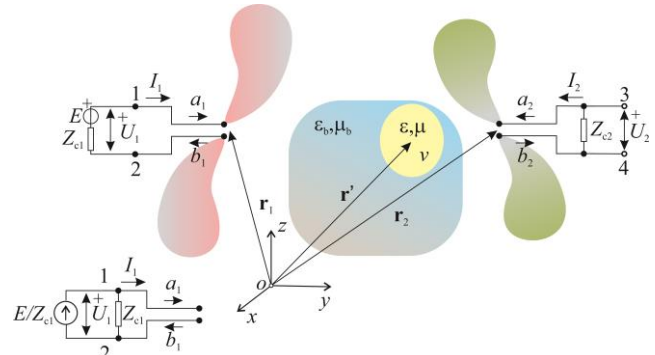
$$\Delta s_{21} = -\frac{\int (\mathbf{E}_{inc}^2 \cdot \mathbf{J}_{eq}^1 - \mathbf{H}_{inc}^2 \cdot \mathbf{M}_{eq}^1) dv}{2a_1 a_2}. \quad (22)$$

Na sličan način mogu se odrediti i priraštaji koeficijenata refleksije. Rezultati za priraštaje svih parametara rasejanja mogu se generalizovati za bilo koji par antena u mernom sistemu od M antena:

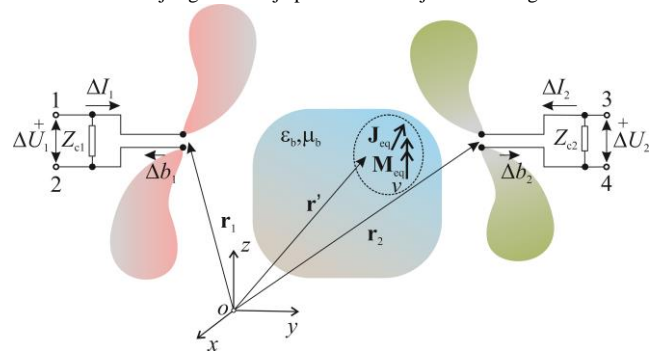
$$\Delta s_{ji} = -\frac{\int (\mathbf{E}_{inc}^j \cdot \mathbf{J}_{eq}^i - \mathbf{H}_{inc}^j \cdot \mathbf{M}_{eq}^i) dv}{2a_i a_j}, \quad i, j = 1, \dots, M. \quad (23)$$

III. ZAKLJUČAK

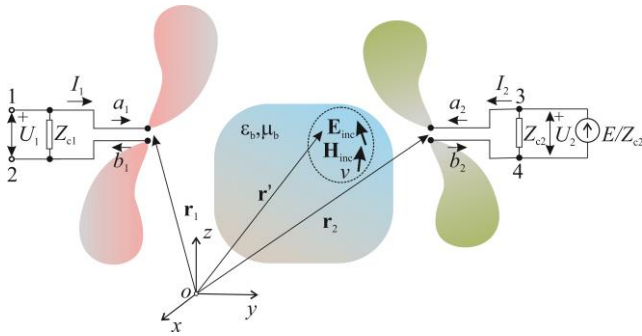
U ovom radu predstavljeno je izvođenje priraštaja bistatičke transfer funkcije (koeficijenta transmisije) između antena usled prisustva rasejača u proizvoljnoj linearnoj nehomogenoj sredini. Ova jednačina je fundamentalna za teoriju inverznog rasejanja i sastavni je deo većine algoritama za dobijanje slike pomoću mikrotalasa. Dobijeni izraz je opštiji od izraza u [9] i [10] jer se ne ograničava na nemagnetske sredine. Takođe, pokazano je da važi i u slučaju kada su nominalne impedanse pristupa kompleksne i različite.



Slika 4. Merna postavka za određivanje koeficijenta transmisije. Ekvivalentni strujni generator je prikazan u donjem levom uglu.



Slika 5. Ekvivalentni scenario za određivanje priraštaja s-parametara.



Slika 6. Teorema reciprociteta primenjena na scenario sa slike 5.

complex.

Generalization of transfer functions among antennas in inverse-scattering problems

Anja Kovačević, Marija Nikolić Stevanović i Antonije Đorđević

ZAHVALNICA

Sredstva za realizaciju ovog rada delimično su obezbeđena od strane Ministarstva za obrazovanje, nauku i tehnološki razvoj Republike Srbije, Sporazumom o realizaciji i finansiranju naučnog rada Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu (broj ugovora 1817/3), i od strane Srpske akademije nauka i umetnosti (projekat F133).

LITERATURA

- [1] M. Salucci, G. Oliveri, and A. Massa, "GPR prospecting through an inverse-scattering frequency-hopping multifocusing approach," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 53, no. 12, pp. 6573-6592, Dec. 2015.
- [2] S. Sadeghi, K. Mohammadpour-Aghdam, R. Faraji-Dana, and R. J. Burkholder, "A DORT-uniform diffraction tomography algorithm for through-the-wall Imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 4, pp. 3176-3183, April 2020.
- [3] L. Crocco, I. Karanasiou, M. James, R. Conceição, *Emerging Electromagnetic Technologies for Brain Diseases Diagnostics, Monitoring and Therapy*, Switzerland, Springer, 2016.
- [4] J F. Zidane *et al.*, "Nondestructive control of fruit quality via millimeter waves and classification techniques: investigations in the automated health monitoring of fruits," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 5, pp. 43-54, Oct. 2020.
- [5] M. Pastorino, *Microwave Imaging*, Wiley, Hoboken, NJ, USA, 2010.
- [6] N. Nikolova, *Introduction to Microwave Imaging*, EuMA High Frequency Technologies Series, Cambridge University Press, Cambridge, 2017.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Willy and Sons, USA, 2012, Section 4.1, pp. 166-173.
- [8] M. Haynes and M. Moghaddam, "Vector Green's function for S-parameter measurements of the electromagnetic volume integral equation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1400-1413, Mar. 2012.
- [9] A. S. Beaverstone, D. S. Shumakov, and N. K. Nikolova, "Frequency-domain integral equations of scattering for complex scalar responses," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 4, pp. 1120-1132, April 2017.
- [10] M. Nikolic Stevanovic and A. Djordjevic, "Simple Derivation of Transfer Functions in Bistatic Scattering Model," accepted for publication in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- [11] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York, USA, 1961.
- [12] B. D. Popovic, "Electromagnetic field theorems", *Proc. IEE*, Pt. A, vol. 128, no. 1, 1981, pp. 47-63.

ABSTRACT

We derive the expressions for the increments of the scattering coefficients of an arbitrary antenna pair due the presence of the scatterer in a linear inhomogeneous medium. The main contribution of this work is the generalization of the expressions in the case when the medium in which the scatterer is located has magnetic properties. It was also shown that the same expressions are valid in the case when the nominal impedances of the ports are different and