

آنتن خط استریپ با دوقطبی های بیضوی - ملاحظات نظری و آزمایشی

چکیده

این مقاله، جنبه های نظری و عملی اصلی را با در نظر گرفتن آنتن خط استریپ با دوقطبی های بیضوی ارائه می دهد. اصول طراحی آنتن خط استریپ، شکل آنها و ابعاد فیزیکی در اینجا ارائه می شوند. این مقاله، مشخصات خاص آنتن خط استریپ را با دوقطبی های بیضوی ترسیم می نماید. این مشخصات به طور آزمایشی بررسی می شوند.

کلمات کلیدی: آنتن خط استریپ، دوقطبی بیضوی، میکرواستریپ، مدار میکروویو

1. مقدمه

در همین زمان ها، اهمیت فزاینده سیستم های ارتباطی بی سیم و تلاش های فزاینده خدمات IT شخصی (فناوری های اطلاعات) (مثلاً بلوتوث) به طراحی و پیاده سازی ساختارهای میکرواستریپ جدید از مدارهای الکترونیکی مینیاتوری به آرایه های آنتن اختصاص داده شده اند. یک کاربرد مهم، طراحی آنتنهای میکرواستریپ است که نماینده های جذابی برای سیستم های تطبیقی در سیستم های ارتباطی کنونی و آینده هستند. مزایای عمده آنها، وزن سبک، هزینه کم، نقشه تطبیق کننده با سطح یا صفحه ای، بهره خوب (بهره به دست آمده قابل مقایسه با آنتن های کلاسیک بزرگ است) و قابلیت انسجام با مداربندی پردازشی سیگنال یا الکترونیکی است (Wong 1999). از طرف دیگر، طراحی مدارهای میکروویو غیرفعال/فعال نیاز به درک روابط ریاضی (یعنی تئوری) و کاربردها (یعنی شبیه سازی کامپیوتری و اندازه گیری ها) دارد.

روابط ریاضی تنها برای ساختارهای میکرواستریپ ایده آل سازی شده، ساده وجود دارد و می تواند تنها به درک اساس ها کمک نماید.

این مقاله به توصیف طراحی، معماری و آزمایش آنتن خط استریپ با دوقطبی های بیضوی می پردازد.

2. آنتن خط استریپ با دوقطبی های بیضوی

2.1. اصول طراحی

فرکانس تشدید انتخاب شده برای طراحی 900MHz است. طول موج حقیقی و نظری (Balanis 1997) برابرست

با

$$f = 900\text{MHz} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \lambda_{\text{th}} = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^8} = 33 \text{ cm} \quad (1)$$

$$\lambda_{\text{real}} = \frac{\lambda_{\text{th}}}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{33}{1.61} = 20.5 \text{ cm} \quad (2)$$

در اینجا، c و ϵ_r ، سرعت نور و ثابت نفوذپذیری نسبی هستند.

ابعاد عنصر شعاعی بیضوی (a, b -نیمی از محصور بیضی) برابرند با:

$$2a = \frac{\lambda_{\text{th}}}{4} \Rightarrow a = \frac{\lambda_{\text{th}}}{8} = 4.125 \text{ cm} \quad (3)$$

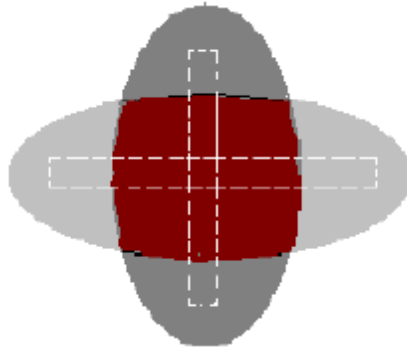
$$\frac{a+b}{a} = \frac{a}{b} \Rightarrow b = 0.61 \cdot 4.125 = 2.51 \text{ cm} \quad (4)$$

(برش طلایی بیضی - مطابق با نسبت درون یابی بهینه)

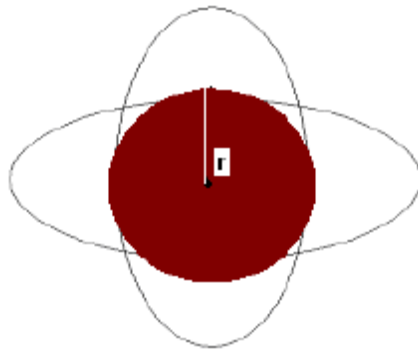
اندازه بیضی با استفاده از λ_{th} محاسبه می شود و برای محاسبه اندازه رزوناتور نوع شیار از λ_{real} استفاده می شود.

برای محاسبه تقاطعات محور بیضی، در مورد هارمونیک های بالاتر، از روش درون یابی (Morariu, 2009;

Evangelos, 2006:294-297) روی رزوناتور استوانه ای با تخمین مرزهای بیضی استفاده شد (اشکال 1 و 2)

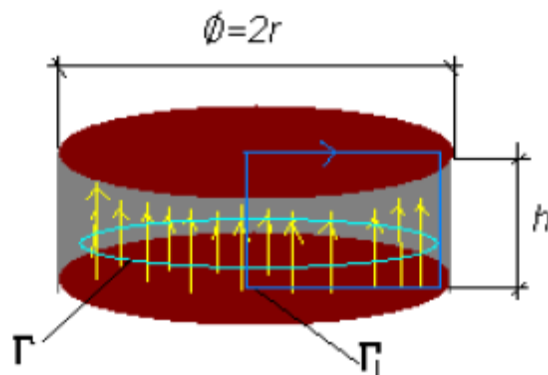


شکل 1. کاوک تشدید کننده فیزیکی



شکل 2. کاوک معادل استفاده شده برای محاسبه

این روش شامل معادل نمودن سطوح تابشی معمول با دو دوقطبی خط استریپ جمع آثار شده و جدا شده توسط لایه دی الکتریکی همانند شکل 1 می شود، با یک ناحیه دایروی معادل که در شکل 2 ارائه شده است و از تابش انتقالی روی مرز بیضوی و صفحه دوقطبی پشت دی الکتریک صرفه نظر می شود (تاثیر آنها مینیمم است)



شکل 3. رزوناتور معادل خط استریپ

با اعمال این روش، یک کاوک تشدیدکننده استوانه ای خط استریپ مانند شکل 3 به دست می آید که فرکانش تشدید آن با استفاده از محاسبه برای تغییر میدان الکترومغناطیسی فرکانس بالا بین صفحات خازن صفحه دایروی موازی با دی الکتریک ϵ_r نتیجه می شود.

محاسبه اجزای B و E برای میدان الکترومغناطیسی تابشی با اعمال شکل انتگرالی معادلات ماکسول به صورت تکراری زیر به دست می آید.

کاوک تشدیدکننده استوانه ای خط استریپ معادل

$$\oint F \cdot dl = \iint_{\Sigma} \nabla \times F \cdot ds \quad (5)$$

$$c^2 \nabla \times B = \frac{\partial}{\partial t} E \quad (6)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial}{\partial t} B \quad (7)$$

$$\oint_{\Gamma_1} E \cdot dl = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_{\Sigma_1} B \quad (8)$$

$$c^2 \oint_{\Gamma} B \cdot dl = \frac{\partial}{\partial t} \iint_{\Sigma} E \cdot ds \quad (9)$$

$$E = E_0 \cdot e^{j\omega t} \quad (10)$$

$$c^2 B \cdot 2\pi \cdot r = \frac{\partial}{\partial t} \iint E_0 \cdot e^{j\omega t} \quad (11)$$

$$c^2 B \cdot 2\pi \cdot r = \frac{\partial}{\partial t} E_0 \cdot e^{j\omega t} \int_0^r 2\pi \cdot r \cdot dr \quad (12)$$

$$c^2 B \cdot 2\pi \cdot r = E_0 \cdot j\omega \cdot e^{j\omega t} \cdot \pi \cdot r^2 \quad (13)$$

$$\Rightarrow B_1 = \frac{j\omega \cdot r}{2c^2} \cdot E_0 \cdot e^{j\omega t} \quad (14)$$

که تکرار اول میدان است.

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_{\Sigma_{\Gamma_1}} \mathbf{B}_1 \cdot d\mathbf{s} \quad (15)$$

$$-h \cdot \mathbf{E}_1 = -\frac{\partial}{\partial t} \int_0^r \frac{j\omega \cdot r}{2c^2} \cdot E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot ds \quad (16)$$

$$-h \cdot \mathbf{E}_1 = \frac{\omega^2 \cdot E_0 \cdot e^{j\omega t}}{2c^2} \int_0^r r \cdot dr \cdot h \quad (17)$$

$$\text{where } ds = dr \cdot h \quad (18)$$

$$-E_1 = \frac{\omega^2 r^2 E_0}{4c^2} \cdot e^{j\omega t} \quad (19)$$

$$\Rightarrow E_1 = -\frac{\omega^2 r^2 E_0}{2c^2} \cdot e^{j\omega t} \quad (20)$$

$$E_T = E + E_1 \quad (21)$$

برای تکرار دوم:

$$c^2 \oint \mathbf{B}_2 \cdot d\mathbf{l} = \frac{\partial}{\partial t} \iint \mathbf{E}_1 \cdot d\mathbf{s} \quad (22)$$

$$c^2 \cdot 2\pi \cdot r \cdot B_2 = \frac{\partial}{\partial t} \iint -\frac{\omega^2 r^2 E_0}{4c^2} \cdot e^{j\omega t} \cdot ds \quad (23)$$

که در آن:

$$ds = 2\pi r \cdot dr$$

$$B_2 = \frac{-1}{2\pi \cdot r \cdot c^2} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^r 2\pi r \frac{\omega^2 r^2}{2^2 c^2} E_0 e^{j\omega t} dr \quad (25)$$

$$\oint E_2 \cdot dl = -\frac{\partial}{\partial t} \int_0^r B_2 \cdot h \cdot dr \quad (26)$$

$$-E_2 \cdot h = -\frac{\partial}{\partial t} h \int_0^r B_2 \cdot dr \quad (27)$$

$$\Rightarrow E_2 = -\frac{\partial}{\partial t} \int_0^r \frac{j\omega^3 r^3}{2^4 c^4} \cdot E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot dr \quad (28)$$

$$E = E + E_1 + E_2 + \dots \quad (29)$$

$$E_T = E \left[1 - \frac{(\omega r)^2}{(2c)^2} + \frac{(\omega r)^4}{(2c)^4} \frac{1}{2^2} - \frac{(\omega r)^6}{(2c)^6} \frac{1}{6^2} + \dots \right] \quad (30)$$

$$E_T = E \left[1 - \left(\frac{\omega \cdot r}{2c} \right)^2 \cdot \frac{1}{(1!)^2} + \left(\frac{\omega \cdot r}{2c} \right)^4 \frac{1}{(2!)^2} - \left(\frac{\omega \cdot r}{2c} \right)^6 \cdot \frac{1}{(3!)^2} + \dots \right] \quad (31)$$

با نامگذاری

$$x = \frac{\omega}{c} r \quad (32)$$

$$E_T = E \left(1 - \frac{1}{1^2} \left(\frac{x}{2} \right)^2 + \frac{1}{(1 \cdot 2)^2} \left(\frac{x}{2} \right)^4 - \frac{1}{(1 \cdot 2 \cdot 3)^2} \left(\frac{x}{2} \right)^6 + \dots \right) \quad (33)$$

$$E_T = E \cdot J_1 \quad (34)$$

تابع بسل $J_1(x)$ باید برای $x = 2.41; 5.52; 8.2$ پایان یابد.

برای کاوک تشدیدکننده استوانه ای معادل داریم

$$r = b = 2.51 \text{ cm} = 2.51 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

اولین فرکانس تشدید ($x=2.41$) برابرست با:

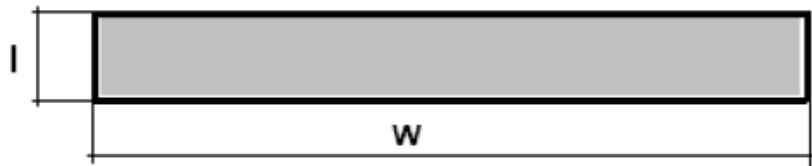
$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow f = \frac{c \cdot x}{2\pi r \sqrt{\epsilon_r}} = 2.85 \text{ GHz} \quad (35)$$

(نفوذپذیری دی الکتریک)

دومی فرکانس تشدید ($x=5.52$) برابر $f = 6.52 \text{ GHz}$ است.

کاوک تشدیدکننده صفحه ای (Marchais, 2006: 319-322)

این مورد به طور متقارن روی محور اصلی بیضی قرار می گیرد که دارای شکل و ابعاد ارائه شده در شکل 4 است.



شکل 4. کاوک تشدیدکننده خط استریپ

مطابق با (2)، ابعاد عبارتند از

$$l = 0.52 \text{ cm} = 0.52 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

$$w = 5.125 \text{ cm} = 5.125 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

مدهای تشدید Em_{0n} می باشند.

$$\lambda_{\text{rez}} = \frac{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\left(\frac{m}{l}\right)^2 + \left(\frac{n}{w}\right)^2}} \quad (36)$$

$$f_{\text{rez}} = \frac{c}{\lambda_{\text{rez}} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (37)$$

مد E001 دلالت بر $m=0$ ، $w=5.125\text{cm}$ ، $n=1$ دارد؛ مطابق با (36)، برای $\epsilon_r = 2.6$ ، طول موج تشدید

است و فرکانس تشدید $f_{\text{rez}} = 1.13\text{GHz}$ می باشد. $\lambda_{\text{rez}} = 16.5\text{cm}$

در مورد پیکربندی آنتن دوقطبی $(\lambda/2)$ با عناصر تابشی بیضوی و رزوناتورهای شیار، فرآیند نوسان و برای طول

شیار $w = \lambda/4$ رخ می دهد. این ویژگی، مینیمم فرکانس عملیاتی آنتن کاهش می دهد در:

$$f_0 = \frac{f_{\text{rez}}}{4} = 282.5\text{MHz} \quad (38)$$

مطابق با (36)، (37)، (38)، مدهای تشدید E00n تعیین کننده فرکانس های تشدید ($n>1$) در آنتن $f=fn_0$ ، طیف گسترده کننده انتشار/دریافت برای آنتن است.

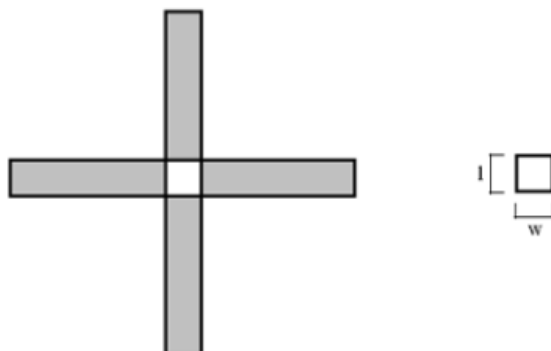
مد E101 که منجر به فرکانس های تشدید بالاتر می شود که مطابق با روابط (36) و (37) با 11GHz آغاز می شود.

▪ کاوک تشدیدکننده صفحه ای واقع در تقاطع شیارها (Morariu, 2009)

$$l = w = 0.5\text{cm} = 0.5 \cdot 10^{-2}\text{m}$$

مطابق با (36)، (37)، (38)، برای مد E001، $f_{\text{rez}}=2.9\text{GHz}$ است. مدهای تشدید E00n، فرکانس های

تشدید ($n>1$) را در $f=nf_0$ آنتن، طیف گسترده کننده انتشار/دریافت آنتن تعیین می کند.

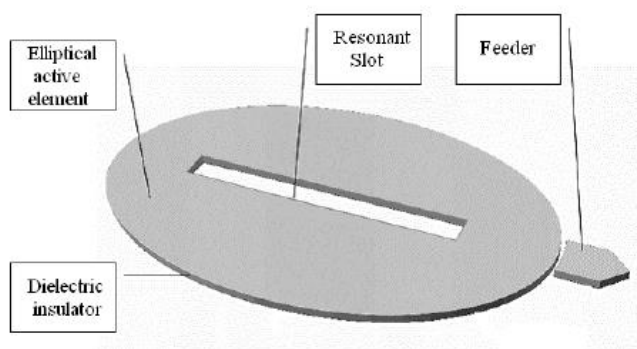


شکل 5. رزوناتورهای شیار

E101 منجر به فرکانس های تشدید بالاتر می شود که مطابق با روابط (36) و (37) با 16.7 GHz آغاز می شود.

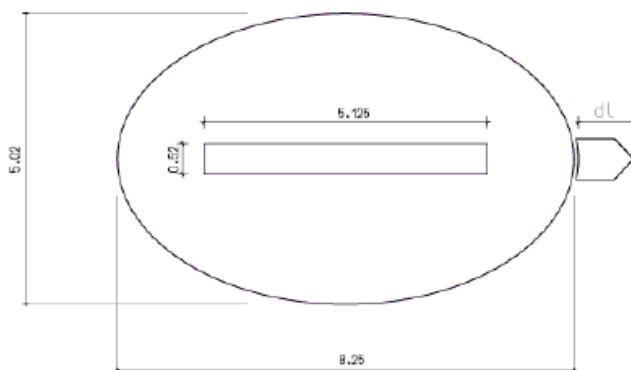
2.2 معماری آنتن.

آنتن به دست آمده دارای شکل و ابعاد ارائه شده در اشکال 5،6 و 7 است.

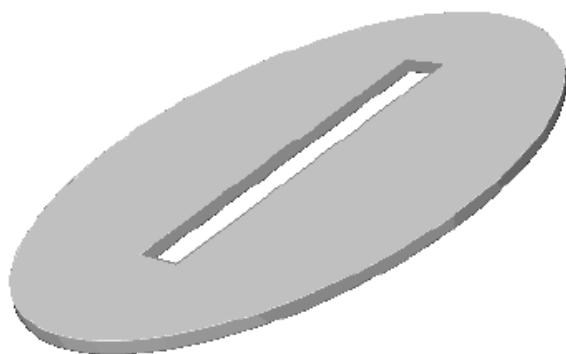


شکل 6. دید پانورامیک آنتن خط استریپ

از نقطه نظر فیزیکی، آنتن میکرواستریپ دارای یک طرح فعال پیاده سازی شده با عناصر تشدیدکننده در باند فرکانسی مشخص شده، به طور دی الکتریک جدا شده توسط طرح رسانای زمین است. ضریب عایق مرزی میدان الکترومغناطیسی متناسب با نفوذپذیری نسبی (ϵ_r) لایه دی الکتریک است.



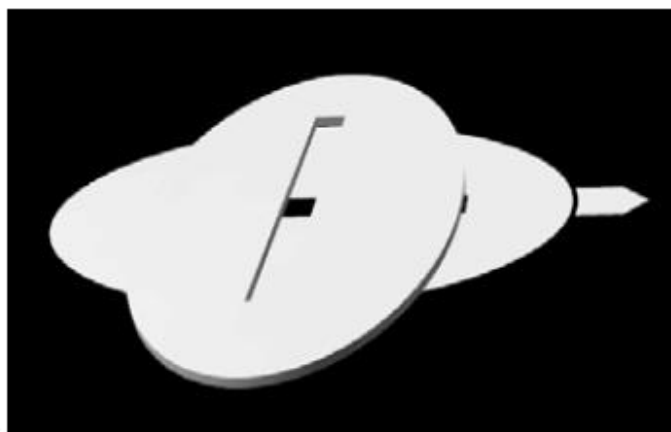
شکل 7. ابعاد عنصر تابشی آنتن



شکل 8. دید پانورامیک عنصر تابشی

دو عنصر تابشی انتن فهرست شده روی لایه عایق جمع آثار می شوند، روی یک جبهه و دیگری روی پشت به

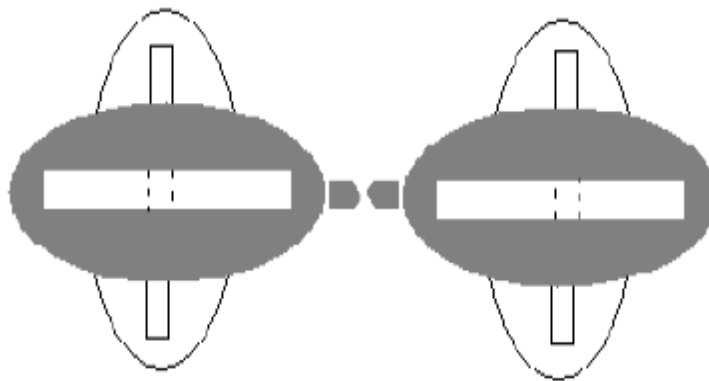
محورهای هومولوگ در زاویه $\pi/2$ به صورت نشان داده شده در شکل 9.



شکل 9. دیدگاه جلو-پشت انتن

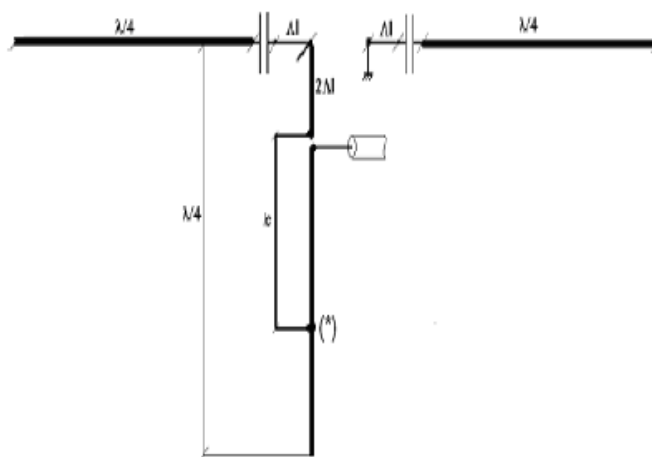
برای عبور سیگنال دریافت شده یا تحویل داده شده، آنتن دارای بار متقارن، تطبیق و متقارن نمودن برای عبور سیگنال و از کابل کوکسیال لازم است.

نوع آنتن دوقطبی باز (شکل 10) با مقدار $Z_{ant} \approx 40-60\Omega$. نباید اتخاذ شود، اما برای متقارن نمودن آن اجباری است (برای عبور کابل کوکسیال نامتقارن با $Z = 50\Omega$).

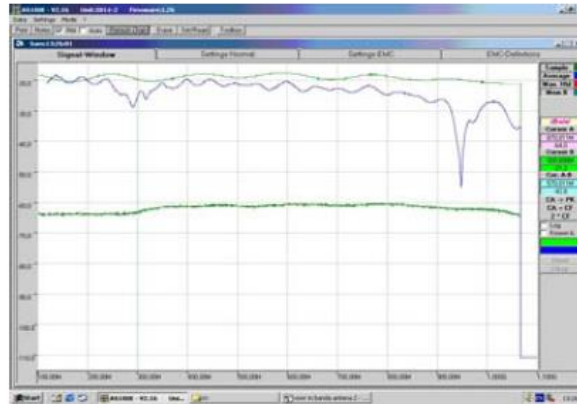


شکل 10. دوقطبی باز

نقشه شکل 11 برای اتخاذ برای تغذیه کننده کوکس با استفاده از نمودار VSWR (شکل 12) توسعه یافته است. اتخاذ امپدانس تغذیه کننده با حرکت نقطه نشان داده شده با (*) به دست می آید.



شکل 11. تطبیق تغذیه کننده



شکل 12. VSWSR در مورد $\Gamma = 0$ ، $\Gamma = 1$ و باند درونی



شکل 13. باند باز 50MHz برای VSWSR 1,3,5

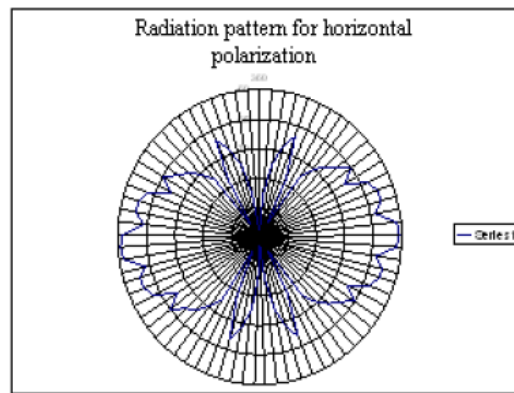


شکل 14. دید جلو-پشت برای انتن خط استریپ با دوقطبی های بیضوی

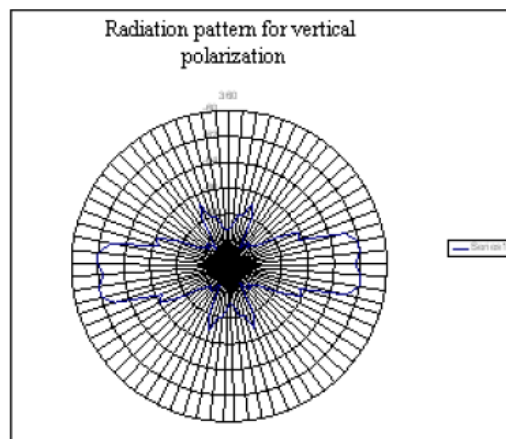
2.3 نتایج آزمایشی.

شکل 14 نشاندهنده انتن خط استریپ تحقق یافته با دوقطبی های بیضوی است.

آنتن خط استریپ پلاریزه عمودی از 260MHz تا 1000MHz عمل می کند. این انتن دارای دو باند فرکانسی است که در آن به طور بهینه عمل می کند [260MHz-470MHz and 780MHz-1000MHz]. در مورد قطبیت افقی، آنتن خط استریپ از 230 MHz تا 1000MHz عمل می کند. دوباره، به طور بهینه در دو باند فرکانسی [230MHz-450MHz and 780MHz-1000MHz] عمل می کند.



شکل 15. الگوی تابشی آنتن خط استریپ پلاریزه افقی با دوقطبی های بیضوی



شکل 16. الگوی تابشی آنتن خط استریپ با قطبیت عمودی با دوقطبی های بیضوی

4. نتیجه گیری

طراح، معماری و آزمایش آنتن میکرواستریپ با دوقطبی های بیضوی بررسی شده است. فرآیند آزمایش نشان داد که آنتن پیشنهادی با موارد زیر مشخص می شود: بهره مهم، باند پوشش فرکانس گسترده- دو تطبیق امپدانس بسیار خوب عمومی و افقی بین آنتن و تغذیه کننده. بنابراین، تطبیق با تغذیه کننده 50ohm با افت کمتر از 0.3dB ایجاد می شود. همچنین به نظر می رسد که تطبیق تغذیه کننده در یک گستره فرکانسی نسبتاً وسیع (اتخاذ دینامیک) ممکن است. از طرف دیگر، الگوی تابشی آنتن نشاندهنده یک لوب به اندازه کافی بزرگ در مورد قطبیت افقی است؛ در مورد قطبیت عمودی، این لوب صاف می شود

BIBLIOGRAPHY

1. Amman, M. (1997). Design of Rectangular Microstrip Patch Antennas for the 2.4 GHz Band. *Applied Microwave & Wireless*, pp. 24-34.
2. Balanis, C.A. (1997). *Antenna Theory, Analysis and Design*. New York: John Wiley & Sons, 2nd edition.
3. Evangelos, S.A., et al. (2006). Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-Fed Antennas for Ultra wideband Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp. 294-297.
4. Gueguen, E., Thudor, F., Chambelin, P.A. (2005). Low Cost UWB Printed Dipole Antenna with High Performances. *IEEE Int. Conf. UWB*, pp. 89-92.
5. Liang, G., Liu, Y., Mei, K.K. (1989). Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time domain finite-difference method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 17, pp. 1949-1957.
6. Marchais, C., Le Ray, G., Sharaiha, A. (2006). Stripline slot antenna for UWB communication. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, pp. 319-322.
7. Morariu, Ghe., Alexandru, M., Miron, M., Romanca, M., Machedon-Pisu, M., Dobrescu, A. (2009). Experiment-supported study on the bipolar disk microstrip antenna. DAAAM International Vienna – Austria: *EU Annals of DAAAM & Proceedings*.
8. Pozar, D.M., Schaubert, D.H. (1995). *Microstrip Antenna*, Piscataway: IEEE Press.
9. Stutzman, W.L., Thiele, G.A. (1998). *Antenna Theory and design*, 2nd Ed. New York: John Wiley & Sons.
10. Wong, K.L. (1999). *Design of Nonplanar Microstrip Antennas and Transmission Lines*. New York: John Wiley & Sons.