

تحلیل و ساخت آنتن ریز نوار با کوپلینگ روزنه ای به همراه یک لایه عایقی با استفاده از فرم بسته توابع گرین حوزه مکان

مسعود کهریزی*، عباسعلی حیدری مزرعه آخوند** و مسعود کیوانفر***
دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه تربیت مدرس
پژوهشگاه علوم و تکنولوژی
(دریافت مقاله: ۱۳۷۵/۹/۲۵ - دریافت نسخه نهایی: ۱۳۷۶/۴/۷)

چکیده - در این مقاله آنتن ریز نوار با کوپلینگ روزنه ای که یک لایه عایقی به نام روبنا^۱ نیز روی هادی آنتن قرار دارد، تحلیل می شود. برای تحلیل آنتن، از روش ممان تمام موج در حوزه مکان^۲ استفاده می شود و در آن هر دو مؤلفه جریان الکتریکی روی هادی آنتن در نظر گرفته شده است. برای محاسبه توابع گرین حوزه مکان، از فرم بسته توابع گرین استفاده شده و در آن تمهیداتی برای دقت بیشتر صورت گرفته است. این روش با داشتن دقت مناسب، سرعت محاسبات را افزایش می دهد. پس از محاسبه جریانهای الکتریکی روی هادی آنتن، نماد تشعشی^۳ با استفاده از شکل مجانبی انتگرالهای سامرفلد محاسبه می شود. امپدانس ورودی آنتن نیز با استفاده از توزیع جریان الکتریکی روی خط تغذیه و از روش GPOF^۴ به دست آمده است. ضمناً از آنجا که پارامترهای آنتن به عنوان پارامتر ثانویه محاسبه شده اند، امکان بینش فیزیکی بیشتری در نتایج ایجاد می شود. با مقایسه نتایج حاصل و نتیجه تجربی و نتایجی که قبلاً انتشار یافته، از درستی روش و برنامه ها اطمینان حاصل شده است. همچنین تأثیر روبنا بر روی امپدانس ورودی آنتن و نماد تشعشی آن بررسی شده است.

Analysis of Aperture Coupled Microstrip Patch Antennas with a Superstrate Using the Space Domain Closed-Form Green's Functions

M. Kahrizi, A. Heidary and M. Kyvanfar

Department of Electrical Engineering, Tarbiat Modarres University Science and Technology Research Center

ABSTRACT- *Analysis of aperture-coupled microstrip antennas with a superstrate using space domain*

***محقق

**کارشناسی ارشد

*استادیار

طول آنتن	a	تابع هنکل مرتبه n درجه دو	$H_n^{(2)}(0)$	پهنای خط زیر نوار	w_f
پتانسیل مغناطیسی برداری	\bar{A}	چگالی جریان الکتریکی	\bar{J}	طول موج فضای آزاد	λ_0
پهنای آنتن	b	ثابت انتشار فضای آزاد	k_0	فاصله شعاعی	ρ
ضخامت لایه i ام	d_i	ثابت انتشار محیط i ام	k_i	ثابت عایقی محیط i ام	ϵ_{fi}
شدت میدان الکتریکی	\bar{E}	طول شکاف	l_a	دیورژانس	∇
تابع گرین	G	طول خط بعد از شکاف	l_s	کانولوشن	*
شدت میدان مغناطیسی	\bar{H}	پهنای شکاف	w_a		

closed form Green's functions is presented. Integral equations are derived from applying the boundary conditions on the radiating patch, across the aperture, and on the microstrip feedline. The computation of space domain green's functions is performed using the closed-form. The solution of the integral equations is based on the method of moments. The information about the input impedance of the antenna is extracted from the electric current distribution on the microstrip feedline using the matrix pencil technique. The radiation pattern is obtained from the electric current distribution on the antenna's patch utilizing the asymptotic forms of Sommerfeld integrals. The effect of considering a superstrate for different thicknesses and dielectric constants are examined. Numerical results are compared with other published and experimental results. The results show good agreement with previous data.

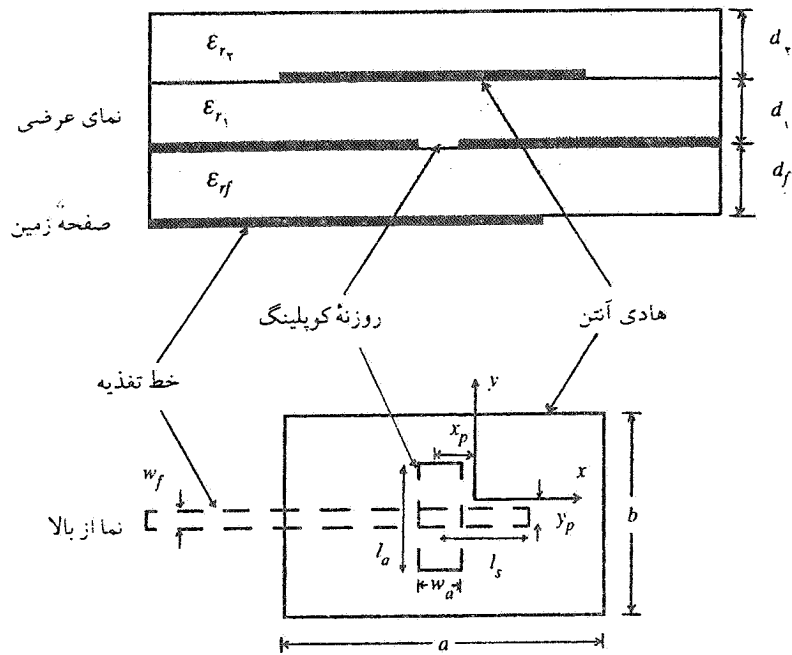
۱- مقدمه

ساختمان یک آنتن ریز نوار با کوپلینگ روزنه ای به همراه یک لایه عایقی روی هادی آنتن در شکل (۱) مشاهده می شود. این ساختار تغذیه برای نخستین بار توسط پوزار [۱] و با استفاده از شکاف دایره ای به عنوان روزنه کوپلینگ پیشنهاد شد و سپس سولیوان و شوآبرت [۲] از روزنه مستطیلی برای بهبود بازده کوپلینگ استفاده کردند. المان تشعشع کننده و خط تغذیه در دو طرف صفحه زمین قرار می گیرند و بنابراین کنش متقابل بین این دو قسمت به دلیل جداسازی صفحه زمین، کاسته می شود. خط تغذیه یک خط ریز نوار مدار باز است و المان تشعشع کننده یک هادی مستطیلی است و از طریق یک روزنه کوپلینگ که در صفحه زمین قرار دارد، تحریک می شود. مدارهای فعال مانند اسیلاتورها، تقویت کننده ها و ... در یک طرف صفحه زمین ساخته می شوند و هادی آنتن در طرف دیگر صفحه زمین قرار می گیرد. بنابراین استفاده از زیر بناهای ۵ با ثابت عایقی متفاوت در دو طرف صفحه زمین امکانپذیر است. معمولاً برای عملکرد بهتر، مدارهای فعال روی زیر بناهای نازک و با ثابت عایقی بالا ساخته می شوند، اما المانهای آنتن به منظور افزایش پهنای باند، بازده تشعشع و اصلاح زاویه کور

جاروب ۶، روی زیر بناهایی با ثابت عایقی پایین ساخته می شوند. از دیگر مزایای این آنتنها، سادگی تحلیل و ساخت آنها در مقایسه با آنتنهایی است که به وسیله پروبهای کوآکسیال تغذیه می شوند [۲]. این آنتنها به دلیل مزایایی که دارند، کاربرد فراوانی در ساخت آرایه های فعال^۷ پیدا کرده اند.

۲- تحلیل تمام موج

برای تحلیل آنتن شکل (۱)، روش ممان حوزه مکان با استفاده از شکل بسته توابع گرین را به کار می بریم. تاکنون تحلیل این آنتن بدون روبنا در حوزه طیفی و با استفاده از توابع گرین حوزه طیفی صورت گرفته است. در این مقاله برای محاسبه توابع گرین حوزه مکان و به منظور افزایش سرعت محاسبات، از شکل بسته توابع گرین [۴ و ۵] استفاده می شود. صفحه زمین و عایقها در جهتهای x و y تا بینهایت ادامه دارند. هر دو مؤلفه جریان الکتریکی را روی هادی آنتن در نظر گرفته ایم. اما به دلیل کوچک بودن عرض روزنه کوپلینگ و خط تغذیه، میدان الکتریکی در محل روزنه و جریان الکتریکی روی خط تغذیه فقط در جهت x فرض شده اند. با استفاده از اصل هم ارزی می توانیم روزنه را با صفحه زمین ببندیم و به جای



شکل ۱- آنتن ریز نوار با کوپلینگ روزنه ای به همراه یک روبنا

$$E_y = -j\omega G_{yy}^A * J_y + \frac{1}{j\omega} \frac{\partial}{\partial y} (G_{qe} * \nabla \cdot \vec{J}) \quad (3)$$

$$H_x = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial}{\partial y} (G_{zx}^A * J_x + G_{zx}^A * J_y) - \frac{\partial}{\partial z} G_{yy}^A * J_y \right] \quad (4)$$

$$H_y = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial}{\partial z} G_{xx}^A * J_x - \frac{\partial}{\partial x} (G_{zx}^A * J_x + G_{zx}^A * J_y) \right] \quad (5)$$

به این ترتیب مسئله به دو قسمت جداگانه تقسیم می شود (شکل ۲):
 ۱- مسئله a ($z > 0$) که منابع تولید میدان در این ناحیه، جریان مغناطیسی \vec{M}_s و جریان مجهول \vec{J}_p روی هادی آنتن هستند.
 ۲- مسئله b ($z < 0$) که منابع تولید میدان در این ناحیه، جریان مغناطیسی \vec{M}_s و جریان مجهول \vec{J}_p روی خط زیرنوار هستند.
 مسئله a و مسئله b به وسیله جریان مغناطیسی \vec{M}_s به هم کوپل شده اند. میدانهای تولید شده در هر یک از این نواحی، با استفاده از توابع گرین برحسب جریانها بیان می شوند. با انتخاب پتانسیلهای برداری و اسکالر به عنوان توابع گرین، میدانهای ناشی از جریان الکتریکی $\vec{J} = \hat{x}J_x + \hat{y}J_y$ به صورت زیر بیان می شوند.

۱- هر دو مؤلفه مماسی میدان الکتریکی E_x و E_y روی هادی آنتن صفر است.

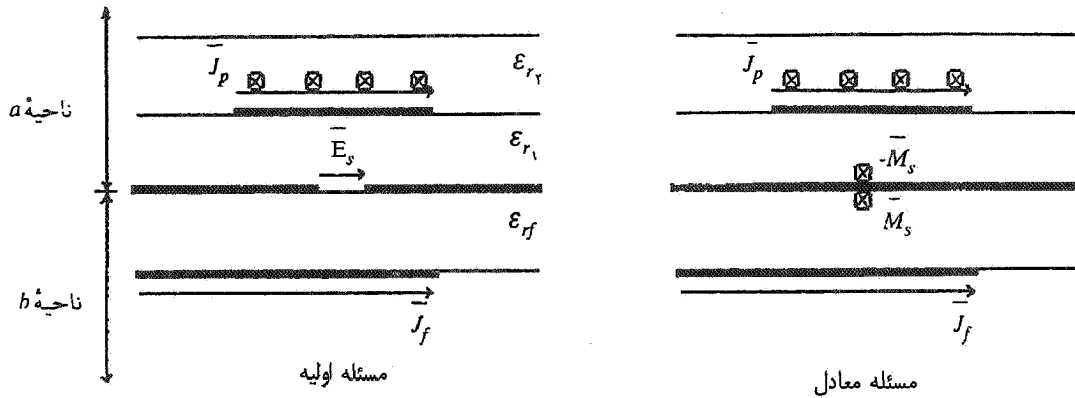
۲- میدان مغناطیسی H_y در محل روزنه پیوسته است.

۳- میدان الکتریکی E_x روی خط ریز نوار صفر است.

آن جریان مغناطیسی معادل \vec{M}_s را در زیر صفحه زمین و جریان \vec{M}_s را بالای صفحه زمین در نظر بگیریم (شکل ۲). معادله زیر جریان \vec{M}_s را به میدان الکتریکی مجهول \vec{E}_s در شکاف مربوط می کند.

$$\vec{M}_s = \hat{z} \times \vec{E}_s \quad (1)$$

$$E_x = -j\omega G_{xx}^A * J_x + \frac{1}{j\omega} \frac{\partial}{\partial x} (G_{qe} * \nabla \cdot \vec{J}) \quad (2)$$



شکل ۲- استفاده از اصل هم ارزی برای تحلیل آنتن

$$\begin{bmatrix} [Z_{xx}^{aa}] & [Z_{xy}^{aa}] & [T_{xy}^{as}] \\ [Z_{yx}^{aa}] & [Z_{yy}^{aa}] & [T_{yy}^{as}] \\ [T_{yx}^{sa}] & [T_{yy}^{sa}] & [Y_{ayy}^{ss} + Y_{byy}^{ss}] \\ [\cdot] & [\cdot] & [T_{xy}^{fs}] \\ [\cdot] & [\cdot] & [Z_{xx}^{ff}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\cdot] \\ [\cdot] \\ [T_{yx}^{sf}] \\ [Z_{xx}^{ff}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] \\ [B] \\ [C] \\ [D] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\cdot] \\ [\cdot] \\ [\cdot] \\ [V^i] \end{bmatrix} \quad (13)$$

روزنه و جریان الکتریکی روی خط تغذیه را برحسب توابع بسط با ضرایب مجهول به صورت زیر بیان می‌کنیم:

$$\bar{J}_p = \hat{x} \sum_{n=1}^{N_x} A_n J_n^{px} + \hat{y} \sum_{n=1}^{N_y} B_n J_n^{py} \quad (10)$$

$$\bar{M} = \hat{y} \sum_{n=1}^{N_x} C_n M_n \quad (11)$$

$$\bar{J}^f = \hat{x} \sum_{n=1}^{N_f} D_n J_n^f \quad (12)$$

مرحله بعد انتخاب توابع آزمون است. در اینجا همان توابع J_n^{px} و J_n^{py} و M_n را به عنوان توابع آزمون به کار می‌بریم. با ضرب داخلی توابع آزمون در معادله های شرایط مرزی (۶) تا (۹) تعداد

در رابطه فوق بالانویسهای a ، s و f به ترتیب نشان دهنده محاسبه کویپینگ بین جریانهای روی آنتن، روزنه و خط تغذیه هستند و زیر نویسهای x و y جهت این جریانها را نشان می‌دهند. عناصر ماتریس از روابط زیر محاسبه می‌شوند:

شرایط مرزی فوق مجموعه معادله های زیر را نتیجه می‌دهند:

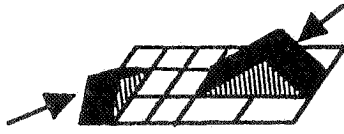
$$E_x^a(J_x^p) + E_x^a(J_y^p) + E_x^a(-M_y) = 0 \quad \text{روی هادی آنتن} \quad (6)$$

$$E_y^a(J_x^p) + E_y^a(J_y^p) + E_y^a(-M_y) = 0 \quad \text{روی هادی آنتن} \quad (7)$$

$$H_y^a(J_x^p) + H_y^a(J_y^p) + H_y^a(-M_y) = H_y^b(J_x^f) + H_y^b(M_y) \quad \text{در محل روزنه} \quad (8)$$

$$E_x^b(J_x^f) + E_x^b(M_y) + E_x^{inc} = 0 \quad \text{روی خط ریز نوار} \quad (9)$$

میدان الکتریکی ناشی از یک منبع ولتاژ سری است که خط ریز نوار را تحریک می‌کند. در حالت دریافت می‌توان چنین عبارتی را به معادله های (۶) و (۷) افزود. به منظور اعمال روش ممان، جریانهای مجهول را برحسب توابع پایه مناسب، که در اینجا توابع rooftop مثلثی هستند، بسط می‌دهیم. شکل (۳) این نوع توابع بسط را برای جریانها در جهتهای x و y نشان می‌دهد. به این ترتیب جریان الکتریکی روی هادی آنتن، جریان معادل مغناطیسی روی



تابع بسط در جهت y

شکل ۳- توابع rooftop مثلثی برای بسط جریانها در روش ممان

۳- شکل بسته توابع گرین در حوزه مکان

به منظور محاسبه عناصر ماتریسی روابط (۱۴) الی (۲۲)، ابتدا لازم است توابع گرین را محاسبه کنیم. پس از محاسبه توابع گرین، میدان ناشی از هر توزیع جریان توسط انتگرالی مشابه انتگرال کانولوش به دست خواهد آمد.

توابع گرین حوزه طیفی به شکل بسته بیان می‌شوند. اما در روش ممان حوزه طیفی ضربهای داخلی روی دامنه بینهایت تعریف می‌شوند و به دلیل نوسانی بودن تابع زیر انتگرال و وجود قطبهایی در مسیر انتگرالگیری، محاسبه این انتگرالها وقتگیر و مشکل است [۴]. در روش حوزه مکان ضربهای داخلی روی دامنه محدودی تعریف می‌شوند. اما توابع گرین حوزه مکان را باید با استفاده از توابع گرین حوزه طیفی به وسیله انتگرال سامرفلد^{۱۰} [۵] به صورت زیر محاسبه کنیم:

$$G = \frac{1}{4\pi} \int_c H_0^{(2)}(k\rho\rho) \tilde{G}(k_p) k_p dk_p \quad (24)$$

G و \tilde{G} به ترتیب توابع گرین حوزه مکان و حوزه طیفی هستند و $H_0^{(2)}$ تابع هنکل^{۱۱} نوع دوم است. این انتگرال را به جز در حالات خاص نمی‌توان به صورت تحلیلی محاسبه کرد و بنابراین برای محاسبه این انتگرالها نیز مشکلات روش حوزه طیفی وجود دارند. از طرف دیگر چنانچه بتوانیم \tilde{G} را با مجموعی از جملات نمایی مختلط بیان کنیم، آنگاه انتگرال (۲۴) را می‌توانیم با استفاده از رابطه زیر (اتحاد سامرفلد) به صورت تحلیلی محاسبه کنیم:

$$\frac{e^{-jk_r}}{r} = \frac{-j}{(2)} \int_c H_0^{(2)}(k\rho\rho) \frac{e^{-jk_z |z|}}{k_z} k_p dk_p \quad (25)$$

$$[Z_{xx,xy}^{aa}]_{ij} = \langle J_i^{py}, E_x^a (J_j^{px,y}) \rangle_{\text{patch}} \quad (14)$$

$$[Z_{yx,yy}^{aa}]_{ij} = \langle J_i^{py}, E_y^a (J_j^{px,y}) \rangle_{\text{patch}} \quad (15)$$

$$[T_{yx,yy}^{sa}]_{ij} = \langle M_i, H_y^a (J_j^{px,y}) \rangle_{\text{slot}} \quad (16)$$

$$[T_{xy,yy}^{as}]_{ij} = - \langle J_j^{px,y}, E_{x,y}^a (M_j) \rangle_{\text{patch}} \quad (17)$$

$$[Y_{ayy,byy}^{ss}]_{ij} = - \langle M_i, H_y^{a,b} (M_j) \rangle_{\text{slot}} \quad (18)$$

$$[T_{yx}^{sf}]_{ij} = - \langle M_i, H_y^b (J_j^f) \rangle_{\text{slot}} \quad (19)$$

$$[T_{xy}^{sf}]_{ij} = \langle J_i^f, E_x^b (M_j) \rangle_{\text{feed}} \quad (20)$$

$$[Z_{xx}^{ff}]_{ij} = \langle J_i^f, E_x^b (J_j^f) \rangle_{\text{feed}} \quad (21)$$

$$[V^i]_{i_1} = \langle J_{i_1}^f, E_x^{\text{inc}} \rangle_{\text{feed}} \quad (22)$$

با توجه به قضیه هم پاسخی، بعضی از زیر ماتریسها را می‌توان از ترانواده زیر ماتریسهای دیگری به دست آورد و به این ترتیب از حجم محاسبات کاست:

$$[Z_{xy}^{aa}] = [Z_{yx}^{aa}]^T, [T_{xy}^{as}] = - [T_{yx}^{sa}]^T \quad (23)$$

$$[T_{yy}^{as}] = - [T_{yy}^{sa}]^T, [T_{yx}^{sf}] = - [T_{xy}^{fs}]^T$$

با محاسبه ماتریس ضرایب در معادله ماتریسی (۱۳) و حل این دستگاه معادلات ماتریسی، دامنه مجهول جریانها به دست می‌آیند. به منظور حل معادله ماتریسی (۱۳) ابتدا ماتریس ضرایب توسط روش تجزیه LU^۸ به یک ماتریس بالا مثلثی تبدیل شده است و سپس روش جایگزینی برگشتی^۹ برای محاسبه بردار ضرایب اعمال شده است. این روش دارای سرعت و دقت کافی برای حل معادله های ماتریسی بزرگ است.

قبل از بیان تابع گرین حوزه طیفی به صورت مجموعی از جملات نمایی، می توان سهم جملات مستقیم^{۱۲}، امواج سطحی^{۱۳} و جملات شبه ساکن^{۱۴} را همان گونه که در مرجع [۴] شرح داده شده، از تابع گرین خارج کرد. این کار باعث می شود قسمت باقیمانده تغییرات آرامی داشته باشد و سریعتر میرا شود و بنابراین بهتر می توان آن را به صورت جملات نمایی تقریب زد. در محاسبه مشاهده می شود بدون استخراج این جملات و با افزایش تعداد جملات نمایی و افزایش دامنه نمونه گیری تابع گرین حوزه طیفی، جوابها دارای دقت لازم هستند. با استفاده از روش GPOF [۶] تابع گرین حوزه طیفی \tilde{G} در لایه i ام یک ساختار چند لایه را به صورت زیر بیان می کنیم:

$$\tilde{G} \cong \frac{1}{k_{zi}} \sum_{m=1}^N a_m e^{-b_m k_{zi}} \quad (26)$$

اکنون با استفاده از اتحاد سامرفلد تابع گرین حوزه مکان به صورت شکل زیر بیان می شود:

$$G \cong \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^N a_m \frac{e^{-jk_i r_m}}{r_m} , \quad r_m = (\rho^2 - b_m^2)^{1/2} \quad (27)$$

به هنگام محاسبه عددی رابطه عددی رابطه فوق در ρ های بزرگ (مثلاً $\rho > 1/5\lambda$)، تابع گرین با دقت لازم محاسبه نمی شود. این امر می تواند به دلیل خطای عددی در محاسبه $e^{-jk_i r_m}$ (به دلیل بزرگ بودن k_i) باشد و یا تقریب رابطه (۲۶) به خوبی برقرار نباشد. چنانچه رابطه (۲۷) را به جای k_i برحسب k بیان کنیم، می توانیم این مشکل را برطرف سازیم. به این منظور باید تابع گرین حوزه طیفی (رابطه ۲۶) را به صورت زیر بیان کنیم:

$$\tilde{G} \cong \frac{1}{k_z} \sum_{m=1}^N a'_m e^{-b'_m k_z} \quad (28)$$

و بنابراین تابع گرین حوزه مکان به صورت زیر بیان می شود:

$$G \cong \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^N a'_m \frac{e^{-jk \cdot r'_m}}{r'_m} , \quad r'_m = (\rho^2 - b_m'^2)^{1/2} \quad (29)$$

شایان ذکر است در مرجع [۵] توابع گرین حوزه طیفی در حالت کلی برای یک ساختار چند لایه ای و برای منابع مختلف ارائه شده است.

توابع گرین حوزه طیفی لازم برای تحلیل را می توان از این مرجع استخراج کرد.

۴- محاسبه مشخصات آنتن

الف - محاسبه امیدانس ورودی

پس از محاسبه توزیع جریان الکتریکی روی خط ریز نوار، می توانیم با استفاده از روش GPOF ضریب انعکاس و امیدانس ورودی آنتن را محاسبه کنیم. با این روش جریان الکتریکی $I(x)$ روی خط ریز نوار را به وسیله مجموعی از توابع نمایی بیان می کنیم [۶]:

$$I(x) \cong \sum_{i=1}^{N_e} a_i e^{s_i x} , \quad x < L_s \quad (30)$$

که $x = L_s$ محل انتهای مدار باز خط میکرواستریپ در شکل (۱) است. N_e و s_i و a_i به ترتیب تعداد جملات نمایی، ثابت انتشار مختلط و دامنه جملات نمایی اند. ثابت انتشار مختلط بیانگر امواج نشتی و مدهای مراتب بالترند. بسط جریان به صورت فوق معادل با جداسازی عددی موج تابش، موج بازتابش و موجهای میرا و مرتبه بالاتر است برای مدهای اصلی منتشر شونده قسمت حقیقی s_i بسیار کوچک است، زیرا در غیر این صورت این مد منتشر نخواهد شد. نحوه محاسبه N_e و s_i و a_i به طور کامل در مرجع [۶] آمده است.

ب - محاسبه نماد تشعشعی آنتن

برای محاسبه میدانهای دور آنتن نمی توان از روش شکل بسته توابع گرین حوزه مکان استفاده کرد، زیرا این روش برای محاسبه میدانها در صفحات "ثابت" $z = \text{ثابت}$ مناسب است. از این رو برای محاسبه توابع گرین در نقاط دور باید انتگرال سامرفلد (۲۴) را روی دامنه بینهایت محاسبه کرد. برای میدانهای دور ($r \rightarrow \infty$) با استخراج شکل مجانبی از روش تندترین نزول^{۱۵} [۷]، می توان انتگرالهای سامرفلد را به شکل بسته تحلیلی بیان کرد. برای محاسبه میدانهای دور آنتن، ابتدا پاسخ دقیق میدان ناشی از یک دیپل جریان الکتریکی در جهت x با اندازه واحد و قرار گرفته در محل مبدأ مختصات را به دست می آوریم. انتگرالهای سامرفلدی که در روابط میدانها ظاهر می شوند. به شکل کلی زیر خواهند بود:

$$E_\phi = \iint [J_x(x', y') G_E^{\phi x} + J_y(x', y') G_E^{\phi y}] \times e^{ik \cdot (x' \cos \phi + y' \sin \phi) \sin \theta} dx' dy' \quad (37)$$

جمله‌نمایی در رابطه (36) و (37) تأثیر ناشی از قرار گرفتن منابع در محلی به غیر از مبدأ مختصات است.

۵- نتایج

برای تحلیل آنتن، لازم است ابتدا توابع گرین حوزه طیفی محاسبه شوند و سپس با استفاده از روش GPOF به صورت مجموعی از جملات نمایی بیان شوند؛ یعنی ضرایب a'_m و b'_m در رابطه (28)، باید به عنوان ورودی به برنامه اصلی در فایلهایی موجود باشند. تمامی پارامترهای مدار، از یک فایل ورودی خوانده می‌شوند و بنابراین با تغییر هر کدام از آنها می‌توان تأثیر پارامترهای مختلف را بررسی کرد. قبل از آنکه آنتن شکل (1) تحلیل شود، مسائل ساده تری که حالات خاصی از آن هستند تحلیل می‌شوند. به این ترتیب از صحت روش و برنامه‌ها اطمینان حاصل می‌شوند. لازم به ذکر است که در کلیه مثالهای زیر زمان لازم برای محاسبه توابع گرین در حدود 10 الی 20 ثانیه است. در حالی که در روشهای عددی برای محاسبه این توابع بستگی به ساختار، این زمان در حدود چند دقیقه به بالاست.

مثال 1- در برنامه اصلی، تعداد توابع بسط روی هادی آنتن را صفر در نظر می‌گیریم. به این ترتیب می‌توان یک آنتن شکافی باریک را که توسط یک خط ریز نوار تحریک می‌شود، تحلیل کرد. شکل (4) ضریب انعکاس (یا امپدانس ورودی نرمال شده) یک آنتن شکافی باریک با ابعاد $0.16 \text{ cm} \times 0.04 \text{ cm}$ را نشان می‌دهد. سایر پارامترها عبارتند از $w_f = 0.635 \text{ cm}$ ، $d_s = 0.22 \text{ cm}$ ، $w_f = 0.635 \text{ cm}$ ، $d_f = 0.203 \text{ cm}$. صفحه مرجع برای محاسبه امپدانس ورودی، مرکز شکاف ($x = 0$) است. همان گونه که مشاهده می‌شود نتایج با نتایج مرجع [8] مطابقت دارد.

مثال 2- آنتن شکل (1) را بدون وجود لایه عایق روی هادی آنتن ($\epsilon_{r1} = 1$) تحلیل می‌کنیم. مشخصات آنتن عبارت است از $x_p = y_p = 0$ ، $l_s = 1/2 \text{ cm}$ ، $w_f = 0.44 \text{ cm}$ ، $w_a = 0.16 \text{ cm}$ (تحریک مستقارن)، $a = 4 \text{ cm}$ ، $b = 3 \text{ cm}$ ، $l_a = 1/1$ ، $f = 2/23 \text{ GHz}$ و $d_1 = d_f = 0.16 \text{ cm}$ ، $\epsilon_{r1} = \epsilon_{rf} = 2/54$

$$S_n(f) = \int_c f(k_\rho) k_\rho^{n+1} H_n^{(1)}(k_\rho \rho) e^{-u \cdot z} dk_\rho, \quad (31)$$

$$u_1 = (k_\rho^2 - k_z^2)^{1/2}$$

که n در اینجا می‌تواند یکی از مقادیر یک و یا صفر باشد. این انتگرال را می‌توان از روش تندترین نزول [V] برای میدانهای دور $r \rightarrow \infty$ به شکل بسته زیر بیان کرد:

$$s_n(f) = (\gamma k_z \cos \theta) (jk_z \sin \theta)^n f(k_z \sin \theta) \frac{e^{-jk_z r}}{r} \quad (32)$$

پس از محاسبه تابع گرین برای پتانسیل برداری مغناطیسی، می‌توان تابع گرین را برای مؤلفه های میدان الکتریکی به دست آورد. به عنوان مثال برای مؤلفه x میدان الکتریکی ناشی از دیپل جریان الکتریکی واحد در جهت x داریم

$$G_E^{xx} = -j\omega G_A^{xx} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial}{\partial x} (\nabla \cdot G_A^{xx}) \quad (33)$$

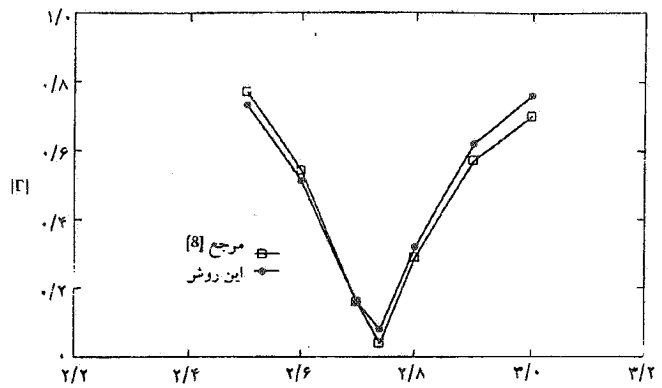
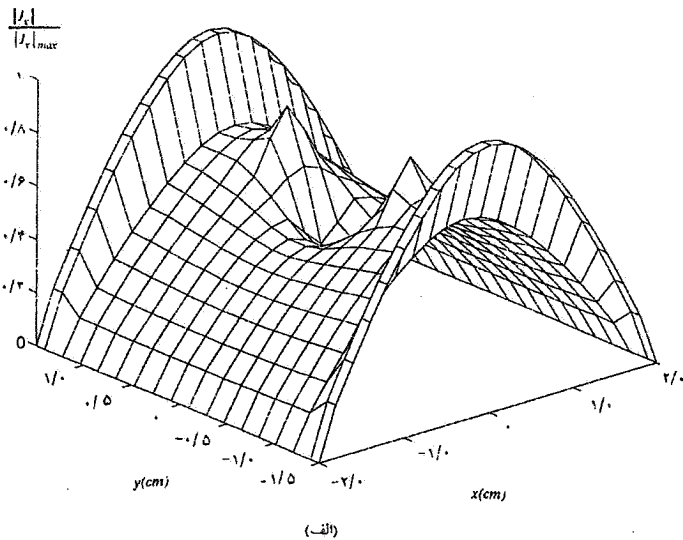
پس از استخراج مؤلفه G_E^{xx} ، G_E^{yy} و G_E^{zz} ، مؤلفه های میدان در نقاط دور و در مختصات کروی به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$G_E^{\theta x} = (G_E^{xx} \cos \phi + G_E^{yx} \sin \phi) \cos \theta - G_E^{zx} \sin \theta \quad (34)$$

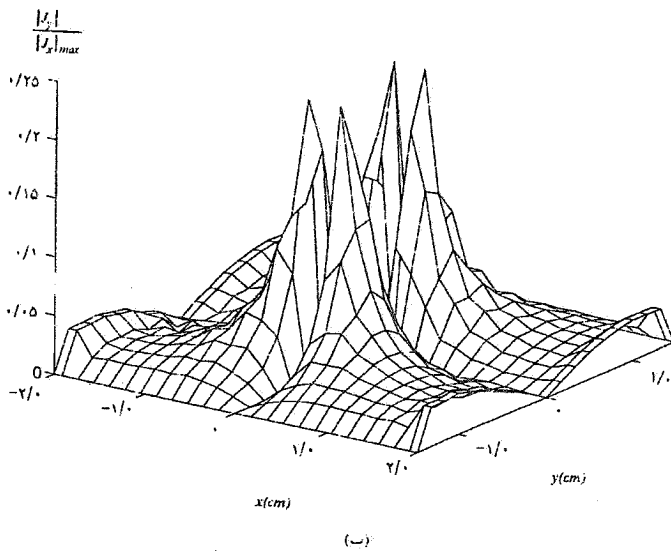
$$G_E^{\phi x} = -G_E^{xx} \sin \phi + G_E^{yx} \cos \phi \quad (35)$$

G_E^{yx} در نقاط دور صفر خواهد شد. بالانویس x در $G_E^{\theta x}$ و $G_E^{\phi x}$ نشان می‌دهد که این میدانها از دیپلی که در جهت x قرار دارد تولید شده‌اند. با استفاده از تقارن، میدانهای ناشی از یک دیپل در جهت y ($G_E^{\theta y}$ و $G_E^{\phi y}$) را می‌توانیم با تغییر ϕ به $\phi - \frac{\pi}{2}$ در روابط (34) و (35) به دست آوریم. در نهایت، برای توزیع جریان دلخواه $\vec{J}(x, y) = \hat{x}J_x(x, y) + \hat{y}J_y(x, y)$ و $G_E^{\theta x}$ ، $G_E^{\theta y}$ ، $G_E^{\phi x}$ ، $G_E^{\phi y}$ و بانتگرالگیری روی توزیع جریان به صورت زیر محاسبه کرد.

$$E_\theta = \iint [J_x(x', y') G_E^{\theta x} + J_y(x', y') G_E^{\theta y}] \times e^{ik \cdot (x' \cos \phi + y' \sin \phi) \sin \theta} dx' dy' \quad (36)$$



شکل ۴- تغییرات ضریب انعکاس آنتن شکافی مثال (۱) برحسب فرکانس ابعاد شکاف $w_f=0.635\text{cm}$, $4.0\text{cm} \times 0.1016\text{cm}$
 $d_f=0.203\text{cm}$, $\epsilon_{rf}=2/2$, $l_s=0.22\text{cm}$



شکل (۵) دامنه جریانهای روی آنتن را نشان می‌دهد. حداکثر اختلاف نتایج این روش با نتایج مرجع [۳] ۰/۵ درصد است. با تغییر محل تحریک می‌توان تأثیر جابه‌جایی روزنه تحریک را بررسی کرد.

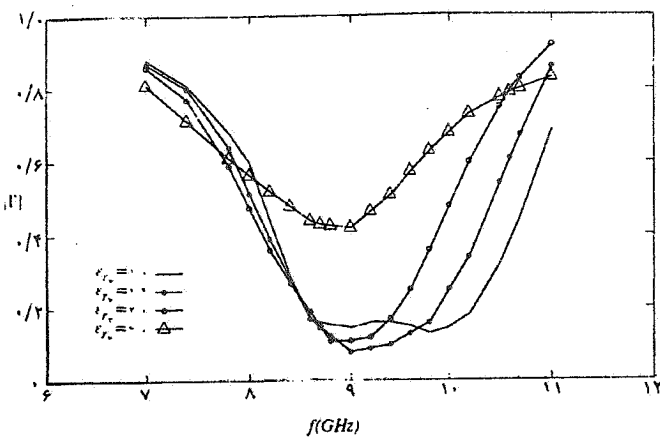
مثال ۳- برای بررسی تأثیر روبنا بر روی امپدانس ورودی، آنتنی را با مشخصات: $a = 1\text{cm}$, $b = 1/4\text{cm}$ و $l_a = 1/0\text{cm}$
 $d_1 = 0.317\text{cm}$, $\epsilon_{rf} = 6/15$, $\epsilon_{r1} = 2/33$, $w_f = 0.273\text{cm}$,
 $d_f = 0.1905\text{cm}$ و $d_2 = 0.2\text{cm}$, $l_s = 0.3\text{cm}$, $w_a = 0.03\text{cm}$
در دو مرحله تحلیل می‌کنیم. در مرحله اول آن را بدون روبنا (۱) $\epsilon_{r2}=1$ و در مرحله بعد آن را با یک روبنا (۱/۱۷) $\epsilon_{r2}=1/17$ تحلیل می‌کنیم. شکل (۶) $|\Gamma|$ را برای این دو مقدار ϵ_{r2} برحسب فرکانس نشان می‌دهد. در این شکل پدیده جالبی مشاهده می‌شود؛ فرکانس تشدید (که در آن تطبیق امپدانس وجود دارد) با اضافه کردن یک لایه عایق روی آنتن و در ازای اندکی کاهش پهنای باند، تغییر می‌یابد.

شکل ۵- توزیع جریان روی آنتن، $a=4\text{cm}$, $b=3\text{cm}$, $l_a=1/1$
 $x_p=y_p=0$, $l_s=1/2\text{cm}$, $w_f=0.44\text{cm}$, $w_a=0.16\text{cm}$
مستقران، $f=2.23\text{GHz}$ و $d_1=d_f=0.16\text{cm}$, $\epsilon_{rf}=\epsilon_{r2}=2/54$
(الف) - مؤلفه x ، (ب) - مؤلفه y

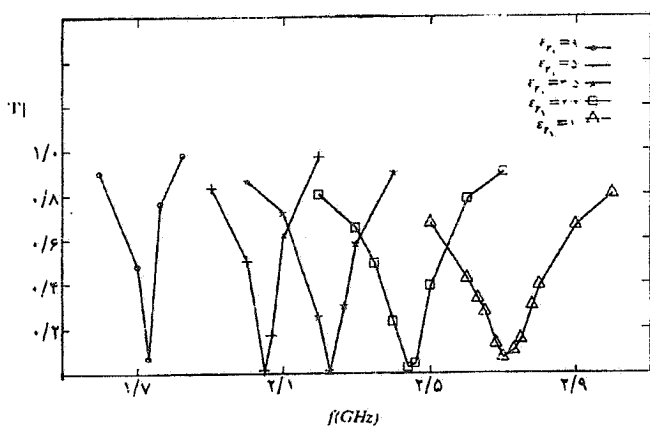
مثال ۴- آنتنی با مشخصات $a = 0.7\text{cm}$, $b = 1/1\text{cm}$
 $w_f = 0.09\text{cm}$, $l_s = 0.11\text{cm}$, $w_a = 0.04\text{cm}$, $l_a = 0.75\text{cm}$
(بدون روبنا) $d_f = 0.0614\text{cm}$, $d_1 = 0.317\text{cm}$, $\epsilon_{rf} = 6/15$
برای کار در باند X طراحی و ساخته شده است. VSWR خط تغذیه آنتن با استفاده از دستگاه تحلیل‌کننده مدار اندازه‌گیری شده و شکل (۷) آن را به همراه نتایجی که از محاسبه کامپیوتری به دست آمده،

نشان می‌دهد. شکل (۸) تغییرات ضریب انعکاس این آنتن را به‌ازای مقادیر مختلف ϵ_{r2} نشان می‌دهد. با افزایش پهنای باند کم شده و ضریب انعکاس نیز افزایش می‌یابد. زمان لازم برای محاسبه تابع گرین برای تحلیل این ساختمان در هر فرکانس ۱۴ ثانیه بوده است در حالی که با استفاده از روشهای انتگرالگیری حدود ۱۲ دقیقه وقت لازم بود.

مثال ۵- روی آنتن شکافی مثال ۱، یک لایه عایقی با ضخامت



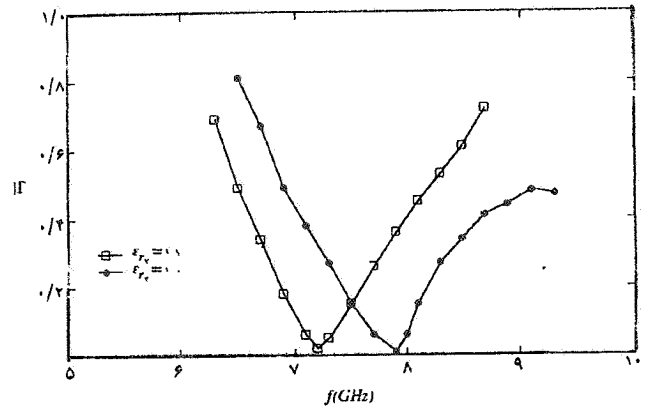
شکل ۴- تأثیر ثابت عایقی روبنا بر روی ضریب انعکاس آنتن مثال (۴)



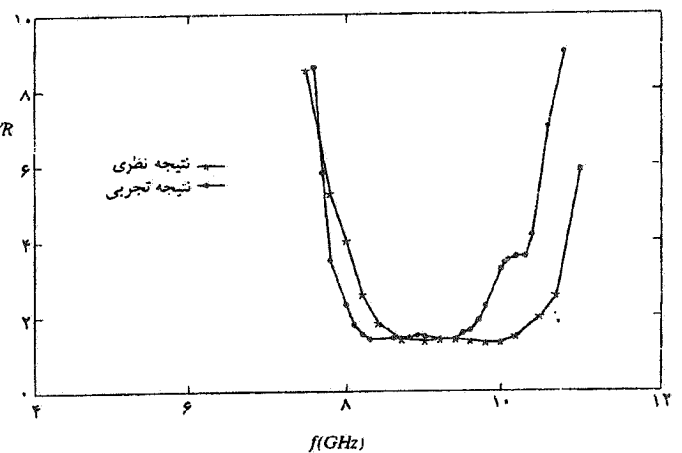
شکل ۵- تأثیر ثابت عایقی روبنا بر روی ضریب انعکاس آنتن شکافی مثال (۵)

ضخامت این لایه نیز می‌تواند فرکانس تشدید و پهنای باند آنتن را تغییر دهد.

مثال ۶- نماد تشعشی آنتن مثال (۴) را برای بررسی اثر روبنا بر روی نماد تشعشی محاسبه می‌کنیم و شکل (۱۰) نتایج آن را نشان می‌دهد. در این شکل $|E_0|_{\max}$ ، ماکزیمم مقدار $|E_0|$ برای حالتی است که روبنا وجود ندارد. از شکل (۱۰-الف) مشاهده می‌شود با افزایش ϵ_{r2} توانی که در $\theta=0^\circ$ ارسال و یا دریافت می‌شود افزایش می‌یابد. از شکل (۱۰-ب) مشاهده می‌شود که می‌توان ϵ_{r2} را به گونه‌ای انتخاب کرد (در اینجا $1/4$) که نماد تشعشی بر حسب ϕ تغییراتی نداشته باشد.

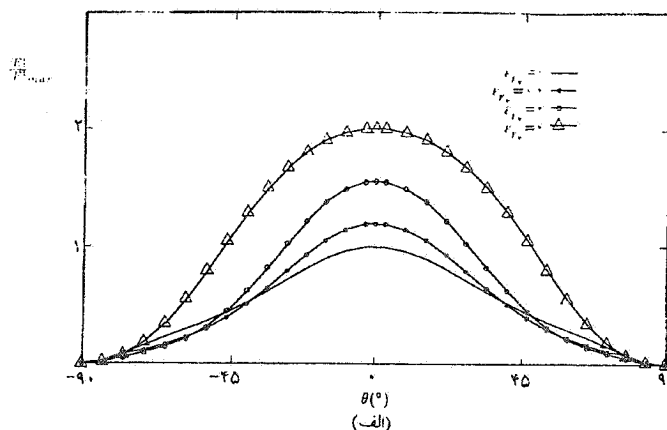
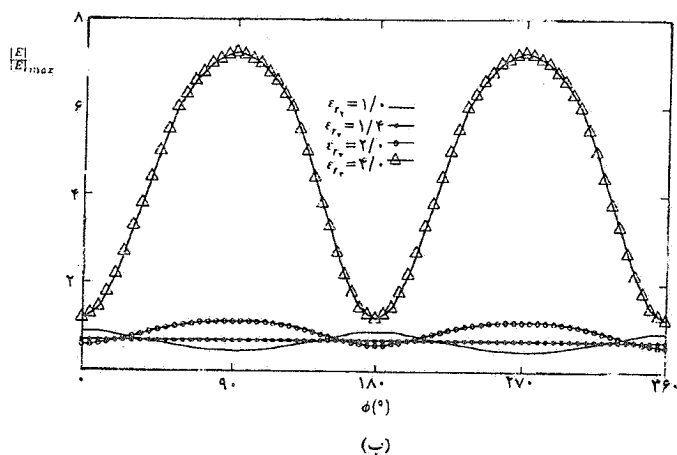


شکل ۶- تأثیر روبنا بر روی ضریب انعکاس آنتن مثال (۳)، $a=1\text{cm}$ ، $d_s=0/3\text{cm}$ ، $w_a=0/3\text{cm}$ ، $d_a=1/0\text{cm}$ ، $b=1/4\text{cm}$ ، $d_1=0/31\text{cm}$ ، $\epsilon_{rf}=6/15$ ، $\epsilon_{r1}=2/33$ ، $w_f=0/273\text{cm}$ ، $d_f=0/1905\text{cm}$ ، $d_v=0/2\text{cm}$



شکل ۷- نتیجه تجربی و نظری برای VSWR آنتن مثال (۴)، $w_a=0/3\text{cm}$ ، $d_a=0/75\text{cm}$ ، $b=1/1\text{cm}$ ، $a=0/7\text{cm}$ ، $d_1=0/31\text{cm}$ ، $\epsilon_{rf}=6/15$ ، $w_f=0/09\text{cm}$ ، $d_s=0/11\text{cm}$ ، $d_f=0/0614\text{cm}$

$0/2\text{cm}$ قرار می‌دهیم. به ازای مقادیر مختلف ثابت عایقی این لایه، تغییرات اندازه ضریب انعکاس آنتن بر حسب فرکانس محاسبه شده است و شکل (۹) آن را نشان می‌دهد. همان گونه که از شکل مشاهده می‌شود با افزایش ثابت عایقی روبنا، فرکانس تشدید تغییر می‌یابد و همراه با آن پهنای باند آنتن نیز کاهش می‌یابد. چنانچه کاهش پهنای باند محدود کننده نباشد، می‌توان با اضافه کردن یک لایه عایقی روی آنتن، فرکانس کار آن را به راحتی تغییر داد. افزایش



شکل ۱۰- تأثیر ثابت عایقی روینا بر روی نماد تشعشی آنتن مثال (۶)، $f=9\text{GHz}$

(الف) در صفحه $\phi=0^\circ$ ، (ب) در صفحه $\theta=70^\circ$

۶- نتیجه گیری

حوزه طیفی و نتیجه تجربی مطابقت دارد. لایه روینا می تواند فرکانس کار و امپدانس ورودی آنتن را تغییر دهد و می توان از آن برای اصلاح نماد تشعشی آنتن استفاده کرد.

در این مقاله از روش ممان تمام موج حوزه مکان و شکل بسته توابع گرین حوزه مکان (برای افزایش سرعت محاسبات) برای تحلیل آنتن ریز نوار با کوپلینگ روزنه ای به همراه یک لایه عایق و ساختارهای مشابه استفاده شده است. نتایج به خوبی با روش ممان

واژه نامه:

- | | | |
|---|----------------------|----------------------|
| 1- superstrate | 6- scan | 12- direct terms |
| 2- Spatial domain full wave moment method | 7- active array | 13- surface waves |
| 3- radiation pattern | 8- LU decomposition | 14- quasi static |
| 4- Generalized pencil of functions | 9- back substitution | 15- steepest descent |
| 5- substrate | 10- Sommerfeld | |
| | 11- Hankel | |

مراجع

- Pozar, D. M., "Microstrip Antenna Aperture-coupled to a Microstripline", *Electron. Lett.* Vol. 21, pp. 49-50, 1985.
- Sullivan, P. L. and Schaubert, D. H., "Analysis of an Aperture-coupled Microstrip Antenna", *IEEE Trans, Antennas propagat.*, Vol. AP-34, pp. 977-984, 1986.
- Yang, X. H. and Shafai, L., "Characteristics of Aperture Coupled Microstrip Antennas with Various Radiating patches and Coupling Apertures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. Ap-43, pp. 72-78, 1995.
- Aksun, M. I. and Mitra, R., "Derivation of Closed Form Green's Functions for a General Microstrip Geometry", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 40, pp. 2055-2062, 1992.
- Dural, G. and Aksun, M. I., "Closed-From Green's Functions for General Sources and Stratified Media", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, pp. 1545-1551, 1995.
- Hua, Y. and Sarkar, T. K., "Generalized Pencil of Function Method for Extracting Poles of an Em.

System From its Transient Response", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 37, pp. 229-234, 1989.

7. Mosig, J. R. and Gardiol, F. E., "Dynamic Radiation Model for a Microstrip Structure" in "*Advances of Electronics and Electron Physics*", Vol. 59, P. Hawkes, Editor, NY: Academic Press, pp. 139-237.

8. Kahrizi, M., Sarkar, T. K. and Maricevic, Z. A., "Analysis of a Wide Radiating Slot in the Ground Plane of a Microstrip Line", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 41, pp. 29-36, 1993.