Vol. 6, No. 10 and 11, P. (35-46)A, 2017

حساب مصفوفتي التيار والفولتية لهوائي شريطي دائري محمل بحلقتين معدنيتين ودراسة معاملات الهوائي

رائد مسلم شعبان، وائل عبد اللطيف، زكي عبد الله احمد
قسم علوم الفيزياء، كلية العلوم ، جامعة البصرة، البصرة، العراق.

تاريخ الاستلام: 20 / 10 / 2016
تاريخ قبول النشر: 26 / 2 / 2017

Abstract

A theoretical study of antenna design and calculation of voltage and current matrices using Electric Fields Integral Equation (EFIE) and Magnetic Field Integral Equation (MFIE) were presented. These equations have been solved, using the method of moments MoM. It is a numerical method with high calculation capacity also can use Galerkin's approach, which considered weighting functions to convert the integral equations to the linear matrices according to the antenna symmetry about z-axis.

The unknown electric current density on the surface of the conductor ,and both unknowns electric and magnetic density current on the surface of the dielectric were calculated .The number of basis functions on different surfaces that provide a saturation case for currents and voltages value were determined on deferent surfaces and calculated the propose antenna parameters .

Keywords

Basis functions, Radiation pattern, Bandwidth, Gain.

الخلاصة

يتضمن بحثنا هذا دراسة نظرية لتصميم هوائي شريطي دائري محمل بحلقتين معدنيتين CMSAL2AR وحساب كل من مصفوفة التيار والفولتية من خلال حل المعادلات التكاملية للمجال الكهربائي (Electric Field Integral Equation EFIE) والمجال المغناطيسي (Magnetic Field Integral Equation MFIE) حيث تم حل هذه المعادلات باستخدام طريقة العزوم (Method of Moment MoM)، وهي طريقة عددية ذات قدرة حسابية عالية وكذلك استخدام طريقة كالركن التي تفترض دوال وزنية لتحويل المعادلات التكاملية الى مجموعة من المصفوفات الخطية على اعتباران الهوائي متناظر حول المحور (Z).

وباستخدام هذه الطريقة يمكن استخدام كثافة التيارات السطحية (الكهربائية على سطح الموصل والكهربائية والمغناطيسية على السطح العازل) والممثلة بعدد من الدوال الأساسية المنتشرة على السطوح الداخلية والخارجية للهوائي وبالتالي حساب عدد النقاط على السطوح المختلفة التي تجعل حالة التيار والفولتية للهوائي بحالة تشبع لعدد من النقاط المختلفة على السطح السطوح المختلفة للهوائي وبالتالي اختصار العمليات الحسابية لإيجاد الهيكل الاشعاعي معاملات الهوائي قيد البحث.

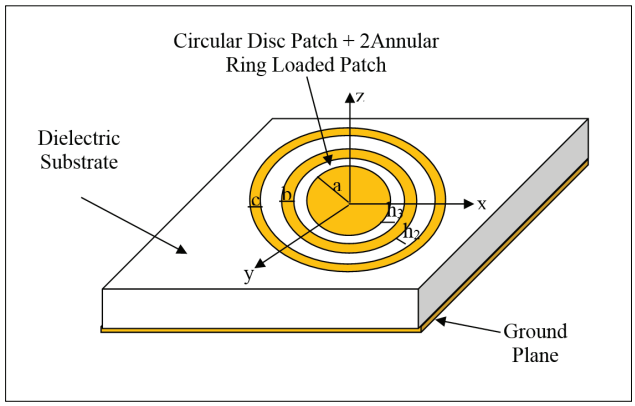
الكلمات المفتاحية

الدوال الأساسية، الهيكل الاشعاعي، عرض الحزمة، التحصيل.

1. المقدمة

يعد الهوائي الشريطي (Microstrip Antenna MSA) من أكثر أنواع الهوائيات انتشاراً ويتكون هذا النوع من الهوائيات من مشع (Patch) مثبت على جانب من شريحة عازلة كهربائيا (Dielectric Substrate) ويثبت على الجانب الأخر من هذه الشريحة قاعدة الهوائي (Ground Plane) [1], وتثار هذه الهوائيات بخط نقل محوري (Coaxial Line) أوخط نقل شريطي Microstrip (Line) عندما يتم تصميم الهوائيات ضمن مدى من الترددات تتراوح بين GHz (0.1-50) [2] .

على الرغم من الاستخدام الواسع للهوائيات الشريطية إلا أنها تعاني من نقاط ضعف عدة كضيق عرض الحزمة وقلة التحصيل لصغر حجم الهوائي[3,4]، ولتحسين معاملات الهوائي سوف نعمل على تغير شكل المشع للهوائي الشريطي الدائري من خلال إضافة حلقتين معدنيتين تثاران عن طريق الحث من خلال المشع الدائري الذي يغذى بثنائي قطب كهربائي كما مبين بالشكل (1) وبالتالي يمكن الانطلاق من حساب مصفوفة التيار والفولتية وتحديد كمية النقاط الموزعة على مناطق الهوائي لتصل المصفوفة لحالة من التشبع مع زيادة عدد تلك النقاط لحساب المعاملات المجهولة لمركبات التيارات السطحية الكهربائية والمغناطيسية.



الشكل (1): هوائي شريطي دائري محمل بحلقتين معدنيين.

الشكل (1) يمثل الهوائي تحت الاختبار وفيه (a) تمثل نصف قطر القرص الدائري و(c,b) تمثل سمك الحلقة الأولى و سمك الحلقة الثانية على التوالي و أن (h_3) يمثل المسافة الفاصلة بين الحلقة الأولى والقرص و(h_2) تمثل المسافة الفاصلة بين الحلقة الأولى والثانية.

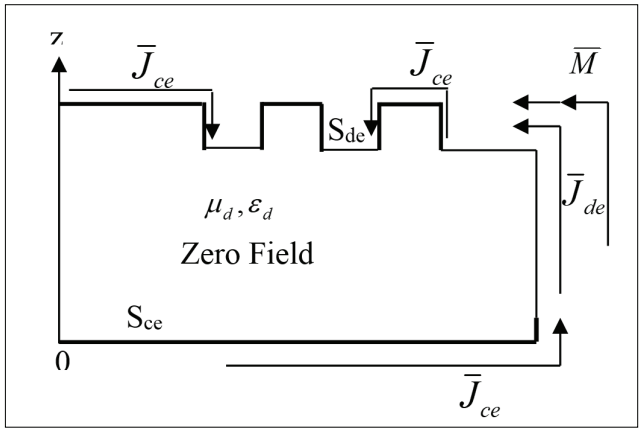
2. النظرية

استندت الدراسة النظرية لتحليل الهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين (CMSAL2AR) الى طريقة العزوم (MoM) وبالاستفادة من طريقة كالركن التي تفرض دوال وزنية مساوية للمرافق العقدي للدوال الأساسية [5,6]، كما استخدم مبدأ التكافؤ الذي يشير إلى استبدال مصادر المجال الكهرومغناطيسي بمصادر مكافئة إذ أن المصادر الكهرومغناطيسية المحتوات ضمن الحجم V والمحاط بالسطح S يمكن استبدالها بكثافة التيار السطحية [7,8] والتي توضح بالعلاقتين:

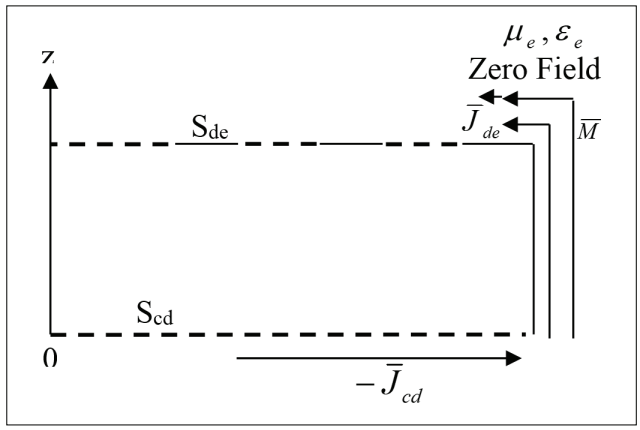
$$\bar{J}_S = \hat{n} \times \bar{H}_S \quad \ldots\ldots\ldots(1)$$

$$\bar{M}_S = -\hat{n} \times \bar{E}_S \quad \ldots\ldots\ldots(2)$$

بتطبيق مبدأ التكافؤ على الهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين يمكن تمثيل الهوائي بمنطقة التكافؤ الخارجية (V^e) التي تشمل السطحين S_{ce} (السطح الفاصل بين الموصل والفضاء الخارجي) و S_{de} (السطح الفاصل بين العازل والفضاء الخارجي) والموضحة في الشكل (2), ومنطقة التكافؤ الداخلية (V^d) التي تتكون من السطحين S_{cd} (السطح الفاصل بين الموصل والعازل) وS_{de} والمبينة في الشكل (3).



شكل(2): التكافؤ الخارجي



شكل (3): التكافؤ الداخلي

أن الهوائي الشريطي يتكون من مواد موصلة وعازلة وبالتالي فأنه يحتوي على نوعين من الشروط الحدودية للمسألة على كل من العازل والموصل [9]، وهذه الشروط الحدودية تفرض تلاشي مركبات المجال الكهربائي المماسية للسطح الموصل، بينما تكون المجالات المغناطيسية والكهربائية مستمرة عند سطح العازل [10] ويمكن وصفها كالتالي :-

$$\hat{n}\times\bar{E}^{e}=0 \qquad \text{on } S_{ce} \ldots\ldots(3\text{-a})$$

$$\hat{n}\times\bar{E}^{d}=0 \qquad \text{on } S_{cd} \ldots\ldots(3\text{-b})$$

$$\hat{n}\times\bar{E}^{d}=\hat{n}\times\bar{E}^{e} \qquad \text{on } S_{de} \ldots\ldots(3\text{-c})$$

$$\hat{n}\times\bar{H}^{d}=\hat{n}\times\bar{H}^{e} \qquad \text{on } S_{de} \ldots\ldots(3\text{-d})$$

وحسب مبدأ التكافؤ الخارجي والداخلي نجد كثافة التيارات كما يلي:

$$\bar{J}_{e}=\hat{n}\times\bar{H}^{e} \qquad \text{on } S_{ce} \ldots\ldots(4\text{-a})$$

$$\bar{J}_{d}=\hat{n}\times\bar{H}^{d} \qquad \text{on } S_{cd} \ldots\ldots(4\text{-b})$$

$$\bar{J}_{de}=\hat{n}\times\bar{H}^{e} \qquad \text{on } S_{de} \ldots\ldots(4\text{-c})$$

$$\bar{M}=-\hat{n}\times\bar{E}^{e} \qquad \text{on } S_{de} \ldots\ldots(4\text{-d})$$

إن التيار الكهربائي $\bar{J}$ يتولد على السطحين الموصل والعازل في حين يتولد التيار المغناطيسي $\bar{M}$ على السطح العازل فقط ، وعليه فعند تطبيق مبدأ التكافؤ على منطقتي التكافؤ الخارجية والداخلية للمسألة يمكن كتابة المعادلات التكاملية كما يلي:

$$\left.\begin{aligned}\hat{n}\times\bar{E}^{e}(\bar{J}_{e}+\bar{J}_{d},\bar{M})=0 \qquad \ldots\ldots(5\text{-a})\\ \hat{n}\times\bar{H}^{e}(\bar{J}_{e}+\bar{J}_{d},\bar{M})=0 \qquad \ldots\ldots(5\text{-b})\end{aligned}\right\} \text{ on } S_{ce} \text{ and } S_{de}$$

$$\left.\begin{aligned}\hat{n}\times\bar{E}^{d}(-\bar{J}_{d}-\bar{J}_{d},-\bar{M})+\hat{n}\times\bar{E}^{d}(\bar{J}^{id},0)=0 \qquad \ldots\ldots(5\text{-c})\\ \hat{n}\times\bar{H}^{d}(-\bar{J}_{d}-\bar{J}_{d},-\bar{M})+\hat{n}\times\bar{H}^{d}(\bar{J}^{id},0)=0 \qquad \ldots\ldots(5\text{-d})\end{aligned}\right\} S_{cd} \text{ and } S_{de}$$

حيث $\bar{E}^{a}(\bar{J},\bar{M})$ و $\bar{H}^{a}(\bar{J},\bar{M})$ يمثلان المجالين الكهربائي والمغناطيسي على التوالي المتولدين نتيجة التيار الكهربائي المحتث $\bar{J}$ والتيار المغناطيسي المحتث $\bar{M}$ والتي بدورها تشع في المنطقة الموصوفة بالمعاملات (μ_a,ε_a)، والرمز a يشير إلى منطقة التكافؤ e أو d، بينما ، $\bar{H}^{d}(\bar{J}^{id},0)$ يمثلان المجالين الكهربائي والمغناطيسي والناتجين من كثافة تيار المسلط ($\bar{J}^{id}$).

يمكن التعبير عن التيارات المجهولة على السطوح المختلفة للهوائي بمجموعة من الدوال الاختبارية وباستخدام متسلسلة فورير والدوال المثلثية [11,12] لتقريب كثافة التيار على السطح S بالصيغة التالية:-

$$(\bar{J}_{ie} + \bar{J}_{id}) = \sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)} I_{in}^{1e}\bar{J}_{in}^{1e} + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)} I_{in}\bar{J}_{in}^{2e}\right] \quad \ldots\ldots (6\text{–a})$$

$$(\bar{J}_{id} + \bar{J}_{id}) = \sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)} I_{in}^{1d}\bar{J}_{in}^{1d} + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)} I_{in}\bar{J}_{in}^{2d}\right] \quad \ldots\ldots (6\text{–b})$$

$$\bar{M} = \eta_e \sum_{n=\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{2(N_d-4)} K_{in}\bar{M}_{in} \quad \ldots\ldots (6\text{–c})$$

وبتعويض المعادلات (6) في المعادلات (5) نحصل على:

$$\sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)} I_{in}^{1e}\bar{E}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{1e},0) + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)} I_{in}\bar{E}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{2e},0) + \eta_e\sum_{i=1}^{2(N_d-4)} K_{in}\bar{E}_{\tan}^{e}(0,\bar{M}_{in})\right] = 0$$

$$\text{on } S_{ce}, \quad \ldots\ldots (7\text{–a})$$

$$\sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)} I_{in}^{1d}\bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{1d},0) + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)} I_{in}\bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{2d},0) + \eta_e\sum_{i=1}^{2(N_d-4)} K_{in}\bar{E}_{\tan}^{d}(0,\bar{M}_{in})\right] = \bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}^{id})$$

$$\text{on } S_{cd}, \quad \ldots\ldots (7\text{–b})$$

$$\sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)}\{I_{in}^{1e}\bar{E}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{1e},0) + I_{in}^{1d}\bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{1d},0)\} + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)}\{I_{in}\bar{E}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{2e},0) + I_{in}\bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{2d},0)\} + \eta_e\sum_{i=1}^{2(N_d-4)}\{K_{in}\bar{E}_{\tan}^{e}(0,\bar{M}_{in}) + K_{in}\bar{E}_{\tan}^{d}(0,\bar{M}_{in})\}\right] = \bar{E}_{\tan}^{d}(\bar{J}^{id}), \text{ on } S_{de} \quad \ldots\ldots (7\text{–c})$$

$$\sum_{n=\infty}^{\infty}\left[\sum_{i=1}^{2(N-N_d-0)}\{I_{in}^{1e}\bar{H}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{1e},0) + I_{in}^{1d}\bar{H}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{1d},0)\} + \sum_{i=1}^{2(N_d-4)}\{I_{in}\bar{H}_{\tan}^{e}(\bar{J}_{in}^{2e},0) + I_{in}\bar{H}_{\tan}^{d}(\bar{J}_{in}^{2d},0)\} + \eta_e\sum_{i=1}^{2(N_d-4)}\{K_{in}\bar{H}_{\tan}^{e}(0,\bar{M}_{in}) + K_{in}\bar{H}_{\tan}^{d}(0,\bar{M}_{in})\}\right] = \bar{H}_{\tan}^{d}(\bar{J}^{id}), \text{ on } S_{de} \quad \ldots\ldots (7\text{–d})$$

وفي دراستنا الحالية استخدمنا طريقة كالركن وفي هذه الطريقة تكون الدوال الوزنية مساوية للمرافق العقدي للدوال الأساسية للتيار ($W = J^*$).

$$\bar{W}(\bar{r}) = \bar{W}^{t}(t,\phi) + \bar{W}^{\phi}(t,\phi) = \sum_{m=\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{N-4}[\bar{W}_{in}^{t}(t,\phi) + \bar{W}_{in}^{\phi}(t,\phi)] \quad \ldots\ldots (8\text{–a})$$

$$\bar{W}_{in}^{t}(t,\phi) = \hat{u}_t f_i(t)\, e^{-jm\phi} \quad \ldots\ldots (8\text{–b})$$

$$\bar{W}_{in}^{\phi}(t,\phi) = \hat{u}_\phi f_i(t)\, e^{-jm\phi} \quad \ldots\ldots (8\text{–d})$$

وباستخدام الضرب العددي للدوال الوزنية مع المعادلات (7) نحصل على المصفوفة التالية:-

$$\begin{bmatrix} [Z_{e,e}^{1e}]_n & [0]_n & [Z_{e,d}^{2e}]_n & \eta_e[Y_{e,d}^{3e}]_n \\ [0]_n & [Z_{d,d}^{1d}]_n & [Z_{d,d}^{2d}]_n & \eta_e[Y_{d,d}^{3d}]_n \\ [Z_{d,e}^{1e}]_n & [Z_{d,d}^{1d}]_n & [Z_{d,d}^{2e} + Z_{d,d}^{2d}]_n & \eta_e[Y_{d,d}^{3e} + Y_{d,d}^{3d}]_n \\ [Y_{d,e}^{1e}]_n & [Y_{d,d}^{1d}]_n & [Y_{d,d}^{2e} + Y_{d,d}^{2d}]_n & \eta_e[Z_{d,d}^{3e} + Z_{d,d}^{3d}]_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I^{1e}]_n \\ [I^{1d}]_n \\ [I]_n \\ [K]_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0]_n \\ [V_d^{d}]_n \\ [V_d^{d}]_n \\ [I_d^{d}]_n \end{bmatrix} \quad \ldots\ldots (9)$$

والتي يمكن اختصارها بالشكل التالي:

$$[\bar{T}_{nm}][\bar{I}_n] = [\bar{V}_n] \quad \ldots\ldots (10)$$

اذ ان $[\bar{I}_n]$ يمثل المصفوفة العمودية لمعاملات التيارات الكهربائية والمغناطيسية المجهولة، أما $[\bar{V}]$ فتمثل المصفوفة العمودية للإثارة والتي يكن حسابها من خلال حل المعادلات التكاملية السابقة باستخدام لغة البرمجة فورتران (90).

3. النتائج والمناقشة

أن مصفوفة كثافة التيار المتولدة على السطح الموصل والعازل للهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين والموصوفة من خلال المعادلات (6a and b) يمكن حسابها باستخدام إحدى طرق التكامل العددية المناسبة كطريقة كاوس التربيعية Quadrature method Gauss– . حيث يمثل الشكل (4–a) المركبات المحيطية والمماسية لكثافة التيارات الكهربائية التي تتوزع على السطوح الموصلة والعازلة للهوائي، كذلك نلاحظ ان المركبات المماسية هي المهيمنة والأكثر قيمة من المركبات المحيطية بسبب التناظر المحوري للهوائي قيد البحث . تزداد المساهمة لمناطق المشع الدائري وللحلقتين المعدنيتين بسبب عملية الحث للمجالات الكهرومغناطيسية من المشع الدائري عن طريق المغذي (ثنائي القطب) الى الحلقتين المعدنيتين والتين بدورهما تبثان المجالات الكهرومغناطيسية نتيجة لتوزيع التيارات على سطح الحلقة.

اما الشكل (4–b) و(4–c) فيمثل كثافة التيار المغناطيسي الموزعة على السطوح العازلة للهوائي وللمركبات المماسية والمحورية على التوالي ويقسم الشكل الى ثلاث مناطق عازلة وهي (A) المنطقة العازلة الأولى و(B) المنطقة العازلة الثانية والتي تكون بين الحلقة الخارجية (ab_1) والداخلية (ab_2) اما المنطقة الثالثة (C) فتكون محصورة بين الحلقة

المعدنية الداخلية (ab_2) والقرص المشع حيث نلاحظ ان قيم المركبات المماسية للتيار المغناطيسي هي المهيمنة وتكون قيمتها اكبر بكثير من المركبات المحيطية وكذلك ارتفاع القيم للتيارات المغناطيسية كلما اقتربنا من القرص المشع لكونه المسؤول عن عملية البث للفضاء الخارجي لارتباطه بالمغذي (ثنائي القطب) .

اما بالنسبة لمصفوفة الفولتية المتولدة على السطوح الخارجية والداخلية للهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنية فقد رسمت المركبات المحيطية للفولتية كدالة لعدد الدوال المثلثية والمبينة في الشكل (5-a) حيث يلاحظ من الشكل المذكور إن عدد النقاط الملائمة التي تمثل حالة التشبع والتي بزيادتها تبقى القيم ثابته للسطوح الموصلة الداخلية للمركبة V_d^{ϕ} هي ($N_d = 3$) إما عدد النقاط الملائمة للسطوح العازلة للمركبة V_d^{ϕ} هي ($N_d = 3$) كما مبين بالشكل (5-a) إما الشكل (5-c) فيمثل عدد النقاط الملائمة للمركبة I_d^{ϕ} والتي هي . ($N_d = 3$)

اما الهيكل الاشعاعي للهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين الذي يمكن حسابه من خلال تطبيق العلاقة التالية: -

$$E(\theta,\phi) = \sqrt{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2} \quad \ldots\ldots (11)$$

ومن خلال تحليل الهيكل الاشعاعي يمكن حساب معاملات الهوائي كعرض الاشعاع والتحصيل، ولغرض تحسينها يتم استخدام ابعاد مختلفة لكي تعطي أفضل النتائج الممكنة.

نلاحظ الشكل (6) الذي يمثل الهيكل الاشعاعي للهوائي قيد البحث عندما تكون النسبة بين نصف قطر منطقة التحميل الى نصف قطر القرص الدائري المشع (R_{ab}=5.5) ودراسة تأثير تغير ابعاد الحلقتين المعدنيتين ab_1, ab_2 على الهيل الاشعاعي للهوائي عندما ينتشر بداخله النمط TM_1 عند المستوى الأساسي الكهربائي ($\varphi = 0^\circ$) والمغناطيسي ($\varphi = 90^\circ$)، نلاحظ امتلاك الهوائي هيكل اشعاعي له فلقة أساسية واحدة وفي كلا المستويين .

اما الشكل (7) يبين الهيكل الاشعاعي عند النسبة (R_{ab}=6.5) حيث نلاحظ تغير في عرض النصف للهيكل الإشعاعي ولكلا المستويين، وبالتالي يمكن حساب التحصيل ولجميع النسب المختلفة من (R_{ab}) باستخدام العلاقة التجريبية التالية :-

$$G\,(\mathrm{dB}) = 10\,Log\left(\frac{36800}{HP_{HO}\cdot HP_{EO}}\right) \ldots\ldots (12)$$

اذ يمثل الرمز (H) عرض الاشعاع للهيكل الاشعاعي.

كما مبين بالجدول (1) الذي يمثل مقارنة لتحصيل للهوائي قيد البحث مع الهوائيات الشريطية المختلفة حيث نلاحظ ازياد قيمة التحصيل وبنسب مختلفة مقارنة مع الهوائيات المختلفة وهذا تحسين مهم في معاملات الهوائي.

حيث نلاحظ أن قيمة (R_{ab} = 5.5) تعطي أفضل هيكل للإشعاع من حيث التحصيل من قيم R_{ab} الأخرى فيساوي (19.36,19.92) عندما (ab/ab_1=3.5 , 4) على التوالي.

اما لحساب عرض الحزمة للهيكل الاشعاعي الخاص بالهوائي قيد البحث فيكون عن طريق رسم المخطط البياني بين حزمة من الترددات المختلفة كدالة لنسبة الخسارة والتي تم حسابها من العلاقة التالية :-

$$\mathrm{Losses} = 1 - \mathrm{Prnormalized} \quad \ldots\ldots (13)$$

وبالتالي تحديد عرض الحزمة من العلاقة: -

$$\mathrm{BW}_{\mathrm{Narrowband}}\% = \left(\frac{f_u - f_l}{f_r} * 100\%\right) \quad \ldots\ldots (14)$$

حيث إن :-

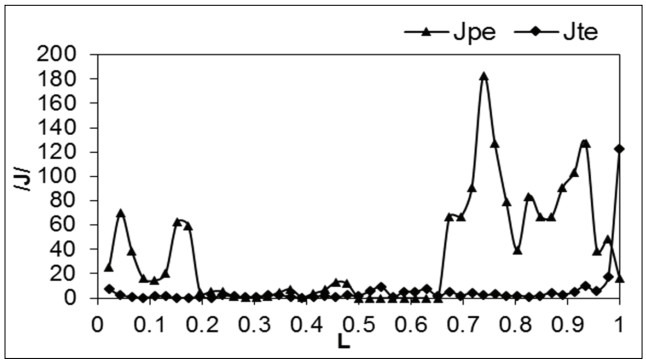
f_r : التردد الرنيني للهوائي

f_u : أعلى قيمة لتردد العمل

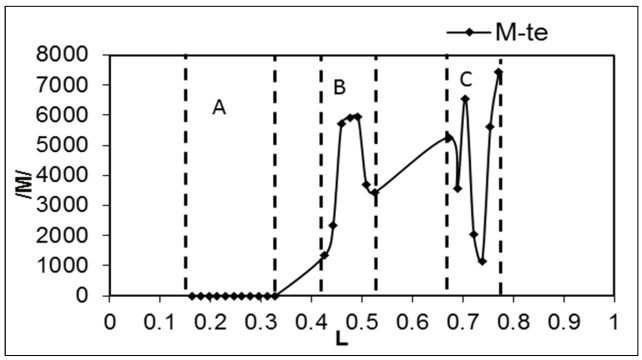
f_l : اقل قيمة لتردد العمل

نلاحظ الشكل (8) العلاقة بين حزمة من الترددات المختلفة كدالة لنسبة الخسارة عنما تكون النسبة (R_{ab}=5.5) ولأبعاد مختلفة من (ab/ab_1) ، كذلك الشكل (9) يمثل النسبة (R_{ab}=6.5) للأبعاد ذاتها للهوائي قيد الدراسة .

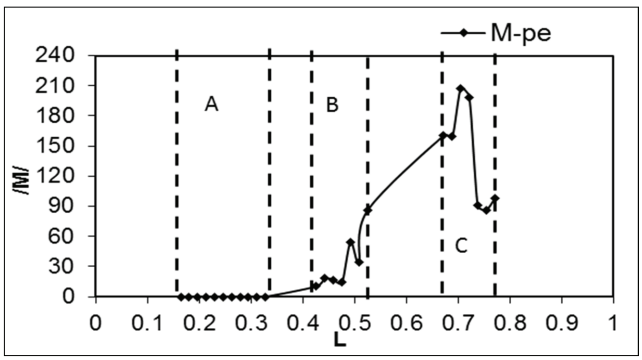
وبالتالي يمكن حساب عرض الحزمة للأبعاد المختلفة وتحديد الأفضل كما مبين بالجدول (1) الذي يمثل مقارنة مع الهوائيات الشريطية المختلفة حيث نلاحظ ن ان افضل عرض حزمة كان (BW٪=19.9) عندما تكون النسبة (R_{ab}=6.5) و (ab/ab_1=4.0) وبالتالي يمكن تحديد افضل الابعاد التي تحسن معاملات الهوائي لكل من التحصيل وعرض الحزمة عندما تكون النسبة (R_{ab}=5.5, R_{ab}=5.5) والابعاد (ab/ab_1=3.5, ab/ab_1=4.0) والتي عطي افضل اقتران كهرومغناطيسي في منطقة التحميل بين القرص الدائري المشع والحلقتين المعدنيتين كما مبين بالأشكال (11,10).



(4-a)

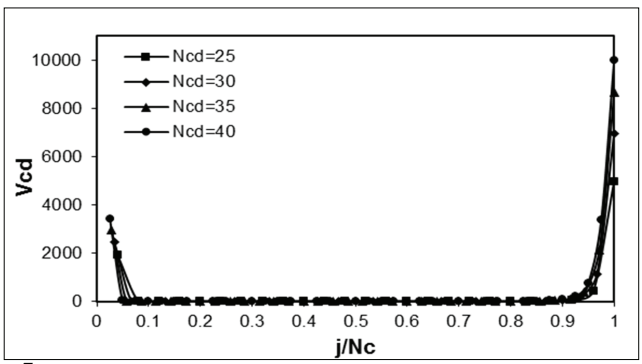


(4-b)

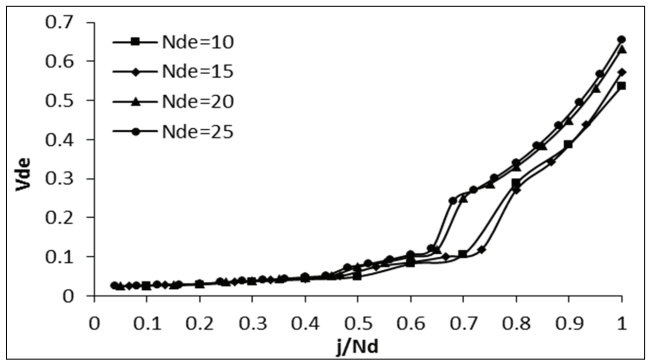


(4-c)

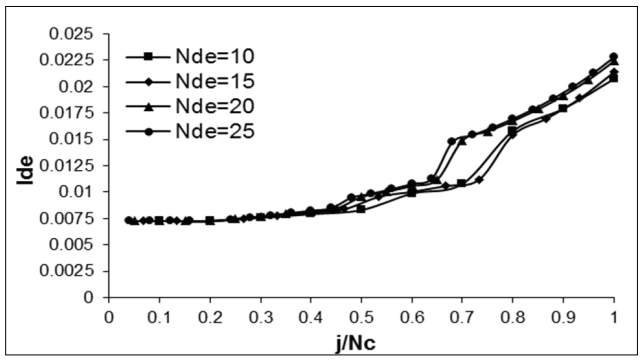
الشكل(4): كثافات التيارات الكهربائية والمغناطيسية السطحية للنمط المهيمن M_1 على السطح الخارجي للهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنية (a1=0.0077λ,h=0.00397λ,Rg1=0.01λ,Rg=0.31λ, $\varepsilon_r = 2.2$ (0o,ρf=0.08a,Rab=5.5,fr=800MHz= ϕ_f



(5-a)



(5-b)

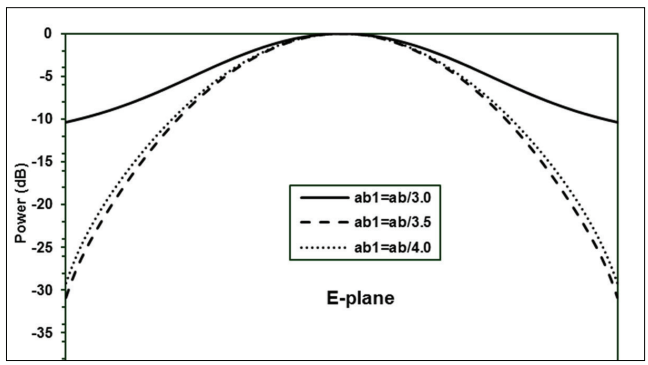


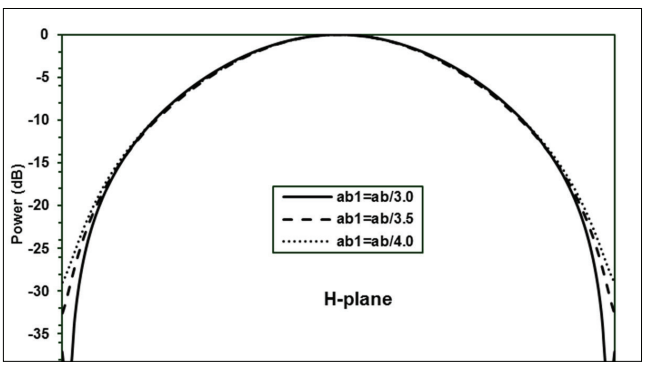
(5-c)

الشكل(5) تأثير عدد الدوال المثلثية على قيم المركبات المحورية للفولتية عند النمط المهيمن TM_{11} للهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين

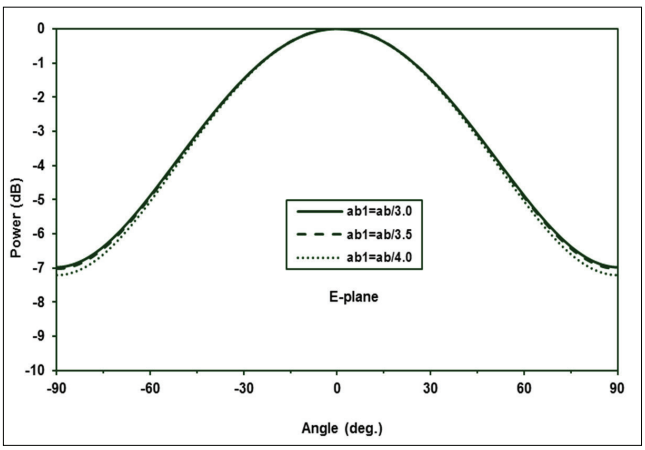
(Rg=0.31λ,Rg1=0.01λ,h=0.00397λ,a1=0.0077λ, $\varepsilon_r = 2.2$)

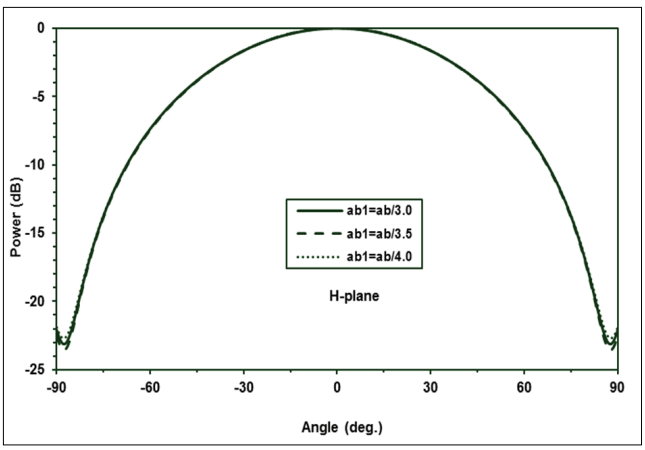
(ϕ_f =0o,ρf=0.08a,Rab=5.5,fr=800MHz)



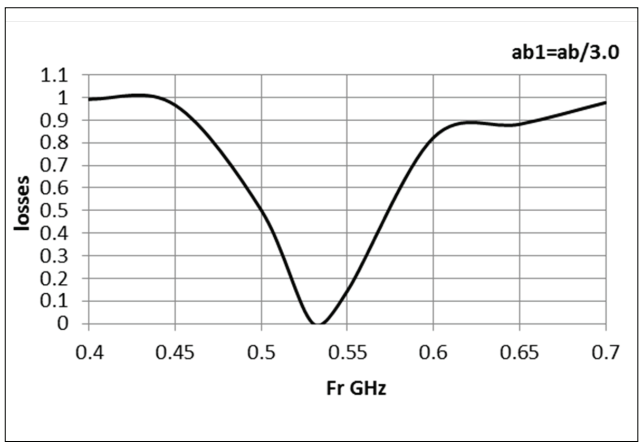


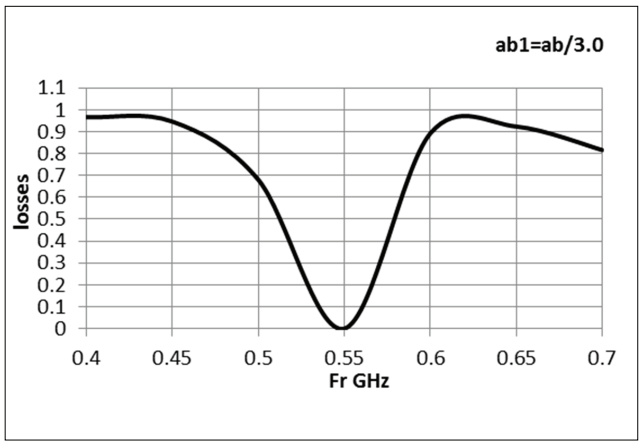
الشكل(6): الهياكل الإشعاعية للنمط TM_{11} المنبعثة من الهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين ولقيم مختلفة من (ab1) للنسبة (Rab 5.5=)

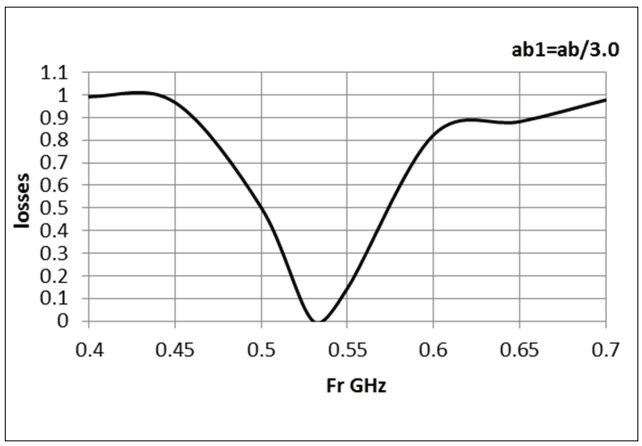


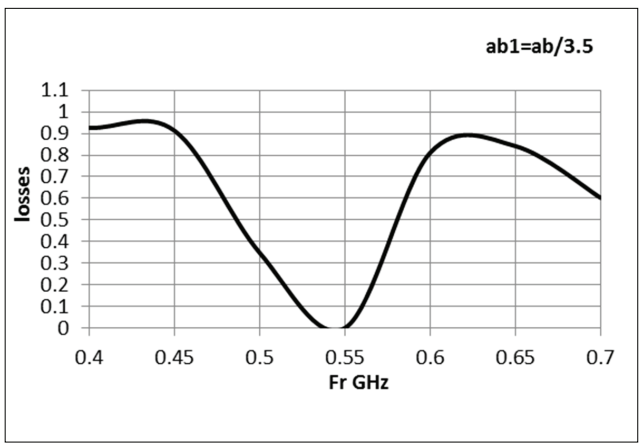


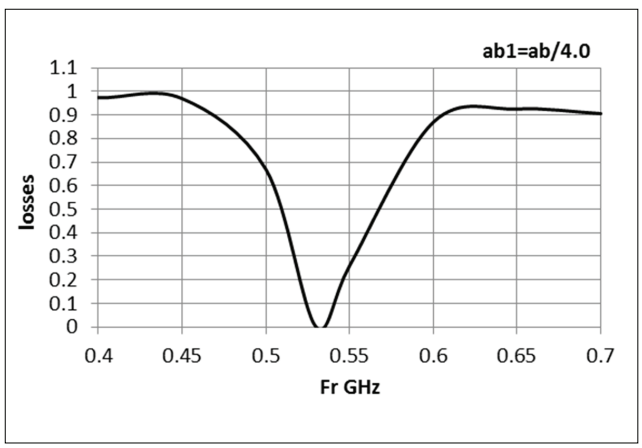
الشكل(7): الهياكل الإشعاعية للنمط TM_{11} المنبعثة من ا لهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين ولقيم مختلفة من (ab1) للنسبة (Rab 6.5=)

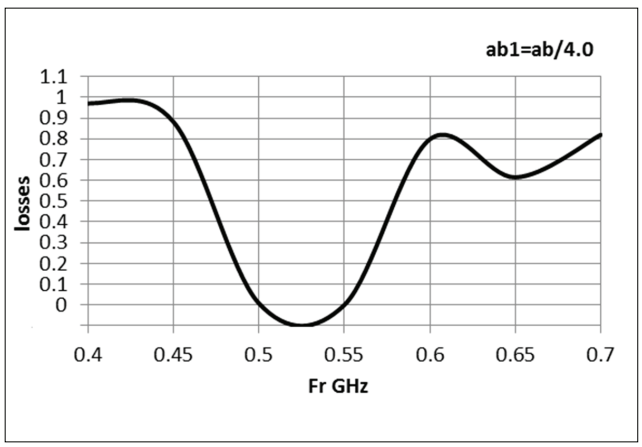










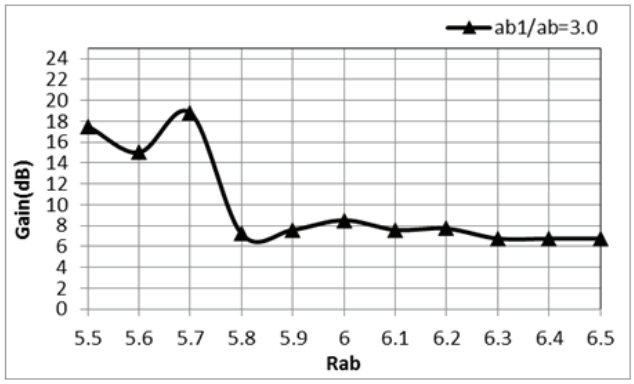


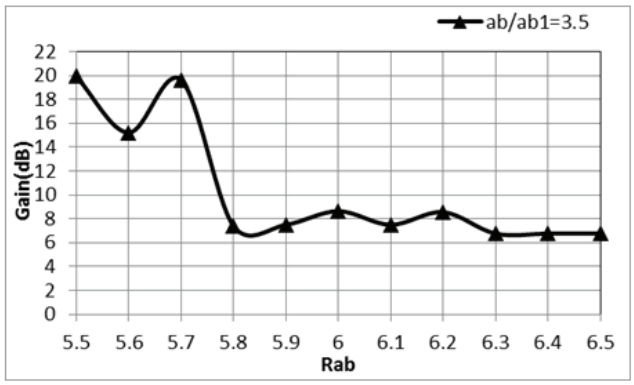
الشكل(8): عرض الحزمة للهوائي قيد الدراسة لقيم مختلفة من (**ab**1) للنسبة (R_{ab} =5.5).

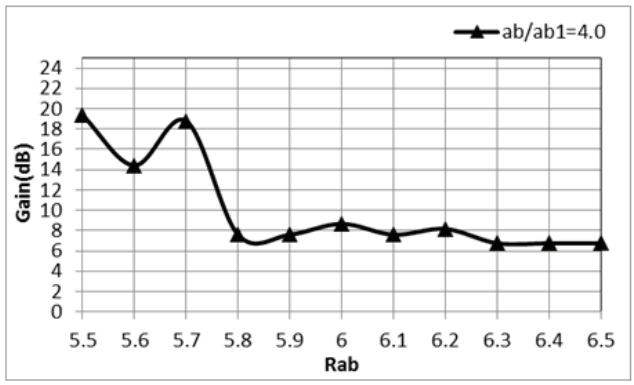
الشكل(9): عرض الحزمة للهوائي قيد الدراسة لقيم مختلفة من (**ab**1) للنسبة (**Rab** 6.5).

الجدول(1): مقارنة معاملات هيكل الإشعاع المنبعث من الهوائي قيد الدراسة ينتشر بداخلة النمط TM_{11} مع الهوائي الشريطي الدائري والهوائي الشريطي الحلقي والهوائي الشريطي الحلقي المحمل بقرص دائري كدالة للنسبة R_{ab} ولقيم مختلفة من النسبة (ab /ab1)

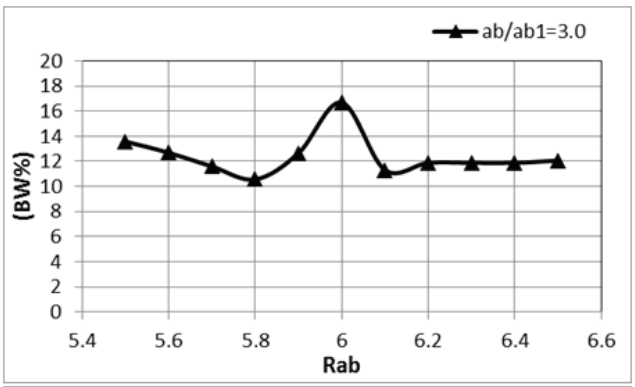
Antenna Type	*ab/ab*1	HP_H^o *(deg)*	HP_E^o *(deg)*	*Directive gain (dB)*	*BW% S*=2
CMSA [9]	----	80	100	6.8	1.1
ARMSA[9]	----	81	103	6.1	0.7
ARLMSA[10]	----	66	66	9.2	5.5
CMSAL2AR (R_{ab}=5.5)	3.0 3.5 4.0	72 58 60	68 64 66	17.52 19.92 19.36	13.58 15 11.13
CMSAL2AR (R_{ab}=5.6)	3.0 3.5 4.0	86 84 92	76 76 76	15.01 15.21 14.42	12.7 17.26 12.83
CMSAL2AR (R_{ab}=5.7)	3.0 3.5 4.0	64 60 64	66 64 66	18.8 19.63 18.8	11.6 12.92 13.86
CMSAL2AR (R_{ab}=5.8)	3.0 3.5 4.0	92 88 84	76 76 76	14.42 14.81 15.21	10.56 11.79 12.83
CMSAL2AR (R_{ab}=5.9)	3.0 3.5 4.0	84 86 84	76 76 76	15.21 15.01 15.21	12.64 7.64 7.16
CMSAL2AR (R_{ab}=6.0)	3.0 3.5 4.0	76 74 78	68 68 64	17.05 17.28 17.35	16.69 9.811 9.43
CMSAL2AR (R_{ab}=6.1)	3.0 3.5 4.0	84 86 84	76 76 76	15.21 15.01 15.21	11.32 7.73 7.54
CMSAL2AR (R_{ab}=6.2)	3.0 3.5 4.0	84 80 80	74 64 70	15.44 17.13 16.35	11.88 11.32 11.69
CMSAL2AR (R_{ab}=6.3)	3.0 3.5 4.0	88 88 88	80 80 80	14.36 14.36 14.36	11.88 11.5 11.13
CMSAL2AR (R_{ab}=6.4)	3.0 3.5 4.0	88 88 88	80 80 80	14.36 14.36 14.36	11.88 16.60 18.11
CMSAL2AR (R_{ab}=6.5)	3.0 3.5 4.0	88 88 88	80 80 80	14.36 14.36 14.36	12.07 17.64 19.9

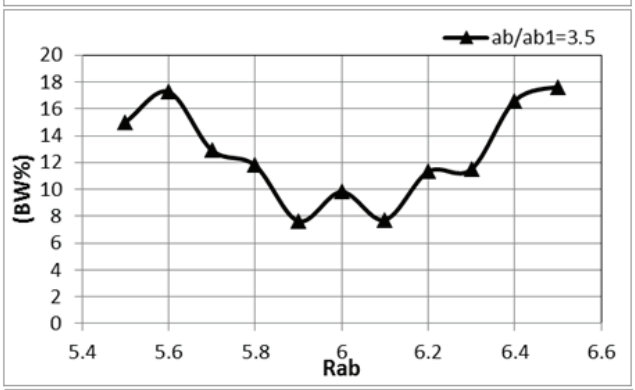


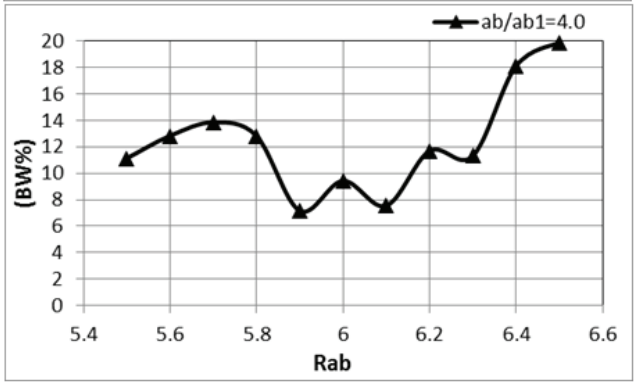




الشكل(10): التحصيل كدالة للنسبة (R_{ab}) ولقيم مختلفة من النسبة (ab_1/ab)







الشكل(11):عرض الحزمة كدالة للنسبة (R_{ab}) ولقيم مختلفة من النسبة (ab/ab_1)

الاستنتاجات

1- اعتمدنا في بحثنا هذا على طريقة العزوم التي تعدّ من أفضل الطرائق العددية لتحليل الهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين لإعطائها نتائج أكثر دقه كونها تأخذ تأثير جميع الشروط الحدودية الخاصة بجسم الهوائي.

2- نلاحظ أن قيم كثافات التيار المتمثلة على سطح الهوائي الشريطي الدائري المحمل بحلقتين معدنيتين ذات قيم اقل من قيم كثافات التيار للهوائي الشريطي الدائري والحلقي[13] بسبب توزيع كثافات التيار على المناطق المشعة الثلاث (القرص والحلقتين) أي زيادة مساحة المشع.

3- تأثير عدد الدوال المثلثية على قيم المركبات المحورية للفولتية واضحا فحالات التشبع تكون ($N_d = 3$) و ($N_d = 2$).

4-أفضل النتائج لعرض الحزمة والتحصيل كانت (19.9٪) و dB (19.92) على التوالي.

المصادر

[1] Bahl, I . J . and Bahartia, P., "Microstrip antennas", Artech House, Inc., (1980) .

[2] Deschamps, G.A., "Microstrip Microwave antennas", presented at the 3rd USAF Symposium on Antennas, (1953).

[3] Howell,J.Q., "Microstrip antennas", IEEE AP-S Int. Symp.Digest, ,pp.177-180, (1972).

[4] De, A., C. K. Chosh, and A. K. Bhattacherjee. "Design and Performance Analysis of Microstrip Patch Array Antennas with different configurations." International Journal of Future Generation Communication and Networking 9.3, 97-110, (2016).

[5] James, J. R. and Hall, P. S., "Handbook of microstrip antennas", Peter Peregrines, London, U. K., (1989).

[6] Hassan, N. J., "Design of Annular Ring Coupled to an Annular Ring Microstrip Antenna", M. Sc. Thesis submitted to College of Science of Basrah University, Iraq, (2012).

[7] Harrington , R . F , " Field computation by moment methods ", Macmillan, New York, (1993).

[8] Karan, Şakir. "Method of moments analysis of microstrip antennas in cylindrically stratified media using closed-form Green's functions". Diss. bilkent university, (2012).

[9] Timothy, E . D, and Christos G. C," Integral equation analysis of dielectric and conducting bodies of revolution in the presence of arbitrary surfaces" IEEE Transaction on Antennas and propagation , Vol. 43. No. 7, pp.674-680, (1995).

[10] Resende, U. C., Moreira, F. J. S.," Efficient evaluation of singular integrals in moment methods applied to solve scattering problems from bodies of revolution", IEEE , (2006).

[11] Jian B. , Daoxiang W. , and Kai N.Y. ," Radiation and scattering from bi-isotropic bodies of revolution " , IEEE, (2007).

[12] Resende, U. C., Moreira, F. J. S.," Efficient evaluation of singular integrals in moment methods applied to solve scattering problems from bodies of revolution", IEEE , (2006).

[13] AL-Saymaree, R. M.,"Design of Annular Ring Microstrip Antennas Loaded by circular Disc ", M. Sc. Thesis submitted to College of Science of Basrah University, Iraq, (2011).