تصميم مرشح عبور الحزمة ذي الخطوط المزدوجة للترددات المايكرويـة

ليث محمد الطعان　　سمير محمود أحمد　　غدير سالم عزيز
قسم الفيزياء / كلية العلوم
جامعة الموصل

الاستلام　　القبول
٢٠٠٩ / ٠٣ / ٣٠　　٢٠٠٩ / ٠٦ / ٠٣

Abstract

A parallel-coupled band pass filter is presented in this work. The filter was designed at center frequency of 2GHz, on two different substrate (ε_r=9) and (ε_r=16) with thickness (h=0.635mm). A brief description of design calculation steps is also included. Filter's response is characterized and their performance was compared from the output results like insertion loss, VSWR and bandwidth frequency. The Insertion loss and VSWR for substrate (ε_r=9) were (-1.24dB) and (1.5dB) respectively and the bandwidth was (960MHz). Where for (ε_r=16) the output results were to (-2.8dB), (2.5dB) and (800MHz) respectively. The Q-factor and filters size were reduces as ε_r and electrical losses increases for a certain filter design.

الخلاصة

يتضمن هذا العمل مرشح حزمة عبور نوع المزدوجات المتوازية الدقيقة. صمم المرشح عند تردد مركزي (2GHz) وعلى نوعين مختلفتين من قاعدة الأساس بثابت عزل (ε_r=9) وآخر بقيمة أعلى (ε_r=16) وبالسمك (h=0.635mm). تضمن العمل أيضاً وصفا لخطوات عمليات احتساب التصميم. استجابة المرشح واداؤه ميزتا من خلال معاملات العبور (الفقد) ونسبة الموجة الواقفة وعرض الحزمة العاملة. وكانت قيم معامل العبور (الفقد) ونسبة الموجة الواقفة (-1.24dB) و (1.5dB) على التوالي في حالة (ε_r=9) وكان وبعرض حزمة (960MHz). بينما في حالة (ε_r=16) فقد كانت النتائج (-2.84dB)، (2.5dB) و(960MHz) وعلى التوالي. وقد قلت قيمة عامل الكفاءة (Q) من (2.5) إلى (2.1)، وتقلصت أبعاد الحجم عند زيادة قيمة ثابت العزل المستخدم مع ارتفاع معامل العبور (الفقد) بنسبة معينة لمرشح معين.

1. المقدمة:

ان المرشحات بصورة عامة تتكون من مجموعة من المكونات التي تقوم بتحديد طيف الإشارة الداخلة بنطاق ترددي معين، ولقد اكتسبت دراسة المرشحات أهمية متزايدة مع مرور الزمن واتخذت اتجاهات متعددة ومع تطور البحوث المهتمة بهذا الاتجاه وجد مجـال واسـع لتطوير دراسة المرشحات، وعادة تقسم أنواع المرشحات إلـى المرشـحات الفعالـة Active filters والمرشحات غير الفعالة Passive filters او تعرف حسب تصنيف الترددات إلـى مرشحات لإمرار الترددات الواطئة Lowpass filters، مرشحات لإمرار التـرددات العاليـة highpass filters، مرشحات حزمة الإيقاف stopband filters، او مرشـحات لإمـرار الحزمة bandpass filters، وعلى الأغلب ففي التطبيقات الالكترونية تستخدم فيها الـشريحة المزدوجة وهي اما الرابط الموجـه directional couplers والمرشـحات. ان مرشـحات الشرائح الدقيقة عادة ما تستخدم الشرائح المزدوجة لأنواع مرشح إمرار الحزمة ومرشح إيقاف الحزمة [Combes, 1987] [Trinogga,1991]

ولقد مرت الدراسات العديدة في تصميم وتطوير المرشـحات التقريبيـة والتطبيقيـة بمراحل عديدة. فلقد قام الباحثان (Makimoto and Yamashita,1980) باستخدام العلاقات التقريبية في تصميم مرشحات إمرار الحزمة والتي تستخدم (SIR) وهذه العلاقـات تحـسب طول المزدوج المحتمل وكذلك ربع الطول الموجي للمزدوج ولهذا النوع من المرشح بعض الفوائد منها انه يسيطر على الاستجابة العشوائية وخـسارة الإدخـال وباسـتخدام معـادلات التصميم فأنه صمم وصنع مرشحان بشكل تجريبي وتم تقييم أدائهما وكانت النتيجـة مطابقـة بشكل تقريبي لمعلمات التصميم.

كذلك استخدم البرنامج (Microwave Office 2000) من قبـل البـاحثين (Tean and Johari,2000) لتصميم ومحاكاة تحليلية في تصميم مرشحات الموجات الدقيقـة نـوع إمرار الحزمة ذات الطبقات الشريحية ضمن التـردد (1.45-1.49GHz) وبعـد ذلـك قـام باختباره باستخدام محلل الشبكة وبمقارنة النتيجة بين المحاكاة والتصميم الفيزيائي نجد هنالـك اختلافات منها ان ثابت العزل يتغير بشكل كبير بين مجموعة وأخرى وهذا يعني ان المرشح له احتمالية تمرير الترددات العالية او الترددات الواطئة، كما ان هناك خسارة فـي التـصميم بسبب عامل (tangent loss) العالي، كما ان التوصيلات وربط الكيبلات بالأجهزة له تـأثير على النتائج.

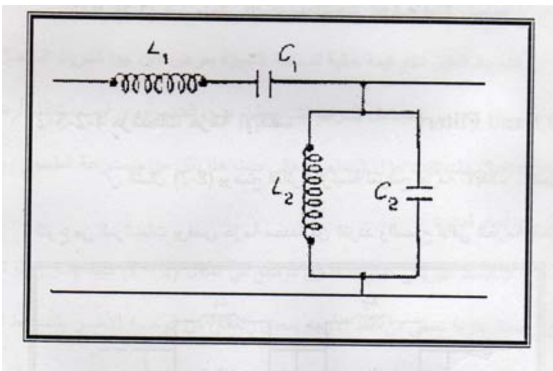
واستخدم الباحثان (Vantrepl and Bazire,2001) البناء المنهجي لتصميم جديد من المرشحات المايكروية ذات الخطوط المزدوجة بالاعتماد على برنامج (Agilent advanced design system) والتي جمعت بين محاكاة الدائرة والمحاكاة الكهرومغناطيسية ضمن قاعدة واحدة، ويصف البحث كيفية استخدام البناء الذاتي ودراسته في التصميم.

اما الباحثان (Ain and Hassan, 2007) فقد قدما تصميم نوع جديد من مرشحات إمرار الحزمة الشريحية المتماثل ضمن مدى حزمة S، ويتميز هذا التصميم بحجمه الصغير مقارنة مع نفس النوع من مرشحات إمرار الحزمة المزدوجة وكانت نتائج المحاكاة جيدة والمرشح المصمم مناسب للاستخدام من مختلف أنواع الأنظمة للموجات الدقيقة.

وفي عملنا هذا قدمنا تصميماً لمرشح عبور لترددات الحزمة L باستخدام برنامج Microwave Office التحليلي ودراسة تأثير ثابت العزل للقاعدة ومقارنة نتائج الخرج مع تصميم آخر للمرشح وفي نفس الظروف.

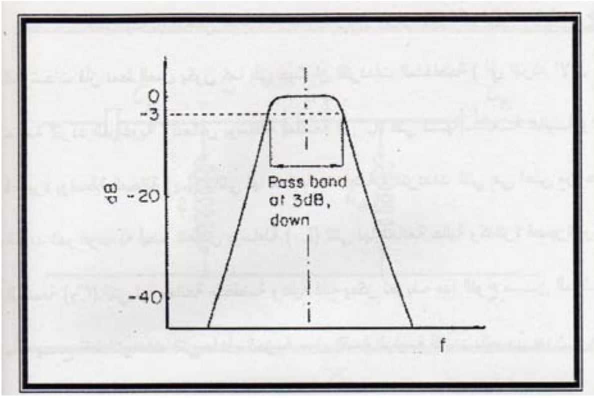
2. الجانب النظري:

ان مرشح إمرار الحزمة Band pass filter (BPF) من أنواع المرشحات التي تسمح فقط للحزمة المطلوبة من الترددات وحول القيمة الرئيسة للتردد بالمرور بدون توهين، والشكل (١) يوضح الدائرة الرئيسية لمرشح إمرار الحزمة ونمط العمل كالتالي حيث ان الترددات الواطئة (أي التردد الأقل من حزمة التردد المرغوبة) تنعكس بوساطة المتسعة (C1) التي لها ممانعة عالية ودائرة قصيرة بوساطة المحاثة (L2) والتي لها ممانعة منخفضة، أما الترددات التي هي أعلى من حزمة التردد المرغوب به تنعكس أيضاً بوساطة (L1) التي لها ممانعة عالية وكدائرة قصيرة بوساطة المتسعة (C2) التي لها ممانعة منخفضة .[Combes, 1987]



الشكل(1): الدائرة المكافئة لمرشح إمرار الحزمة BPF

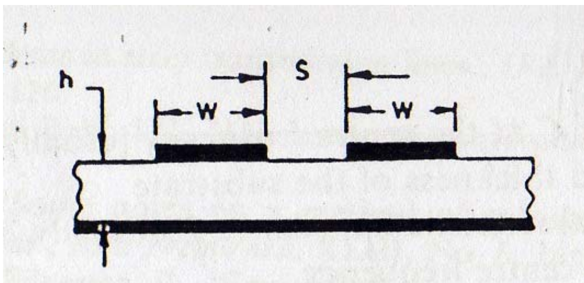
أما الشكل (2) فيوضح منحني الاستجابة الترددي لمرشح إمرار الحزمة وحزمة المرور التي تمثل مدى التردد بين القيم التي تكون أسفل (-3dB) من القمة وحزمة الرفض محددة عند (-20dB,-30dB, ….).



الشكل(2): منحني الاستجابة لمرشح إمرار الحزمة

الخطوط الشريطية للشريحة المزدوجة (parallel-coupled microstrip lines)

في الشكل (3) توضيح للمخطط الفيزيائي للشريحة الدقيقة المزدوجة والتـي تكـون عناصر المرشح الشريطي الدقيق ويتكون من أرضية عازلة تغطى من احد الأوجـه بمعـدن وتغطى من الوجه الآخر بشريحة معدنية مزدوجة، وتعتبر المعالم الأكثر أهمية في الـشريحة المزدوجة هي عرض الشريحة (w) مع العلم ان الخطين لهما نفس العرض، و(h) التي تمثل سمك الأرضية (substrate) والمسافة بين الخطين (s) ومن المعالم المهمة أيضاً الـسماحية النسبية (Relative permittivity) للأرضية (ε_r) وغالبا ما تكون قيمة السماحية عالية وذلك لكي يتركز المجال الكهرومغناطيسي فيها وبالتالي تقل الخسارة في المجـال خـارج الأبعـاد الفيزيائية للشريحة، اما السمك (t) الذي يمثل سمك الشريحة فأنه بصورة عامة اقل أهمية لـذا غالبا ما يهمل في الحسابات.



الشكل(3): المقطع العرضي لشريحة المزدوج الدقيق

3. طريقة التصميم

في تصميم أي مرشح يجب ان يحدد مجموعة من المعطيات الأساسية وحسب التصميم المطلوب مثل التردد المطلوب f، التردد المركزي f_o، السماحية النـسبية ε_r وسـمك الطبقـة

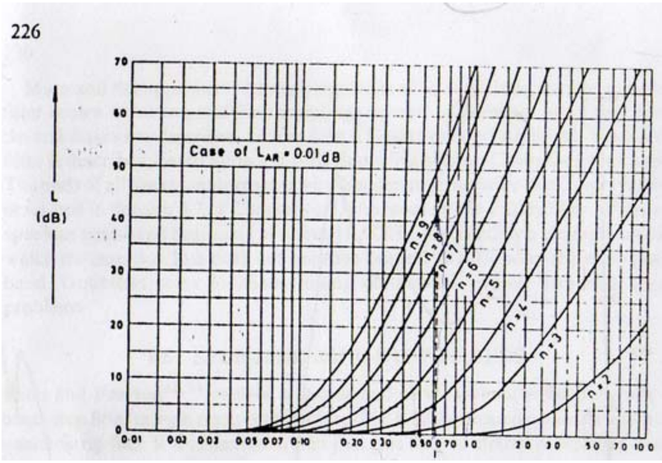
العازلة h، حيث يـتم احتـساب عـرض النطـاق الجزئـي (δ) مـن المعادلـة التاليـة، :[Edward,1981]

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_o} \qquad \text{.........(1)}$$

وتمثل f_1 و f_2 التردد عند بداية النطاق الترددي ونهايته و f_o التردد المركزي.
وبالاستفادة من المعادلة (1) أعلاه تحتسب نسبة التحويل الترددي (ω_i/ω_c) من المعادلة التالية:

$$\frac{\omega_i}{\omega_c} = \frac{2}{\delta}\left(\frac{f_i - f_o}{f_o}\right) \qquad \text{..........(2)}$$

حيث ان ω_c تردد القطع وعادة تساوي واحد[Edward,1981]، ω_i وتحـدد حـسب طبيعـة وإمكانية المرشح. ولتحديد عدد المقاطع (n) التي يتطلبها التصميم يمكن الاستعانة بالشكل (4) الذي يوضح خواص خسارة الإدخال للنموذج الأولي لمرشح chebyshev ومنها تؤخذ قيمة (gi) لعدد المقاطع المستخرجة بمساعدة الجدول (1).



الشكل (4): خسارة الإدخال لمقاطع المتسلسة [Edwards,1981]

بعد ذلك يتم حساب معاملات مقلوب المسامحة باستخدام المعادلات (3) و(4) و(5) التالية:
بالنسبة للمزدوج الأول

$$\frac{J_{01}}{Y_o} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0 g_1}} \qquad \text{..........(3)}$$

أما بالنسبة للمزدوج الوسطي

$$\left.\frac{J_{j,j+1}}{Y_o}\right|_{j=1to(n-1)} = \frac{\pi\delta}{2\omega_c\sqrt{g_j g_{j+1}}} \qquad \text{...........(4)}$$

و للمزدوج الأخير

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_o} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \qquad \text{...........(5)}$$

ومن ثم نوجد الممانعة لكل مقطع كممانعة للنمط الزوجي والفردي

$$(Z_{oe})_{j,j+1} = Z_o\left(1 + aZ_o + a^2 Z_o^2\right) \qquad \text{............(6)}$$

$$(Z_{oo})_{j,j+1} = Z_o\left(1 - aZ_o + a^2 Z_o^2\right) \qquad \text{........... (7)}$$

حيث تمثل Z_{oo}, Z_{oe} ممانعة الخط المزدوج للنمط الزوجي والفردي على التوالي فيما Z_o تمثل الممانعة المميزة للنظام، وان $a = J_{j,j+1}$. أما عرض الشريحة لكل مقطع من المرشح (w) فيمكن حسابها من معادلة عرض خط النقل (8) و (10) بالنسبة للشريحة الضيقة (عندما $(Z_o\rangle\{44-2\varepsilon_r\}\Omega$ ، [Edwards,1981]:

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H}{8} - \frac{1}{4\exp H}\right)^{-1} \qquad \text{..........(8)}$$

حيث

$$H = \frac{Z_o\sqrt{2(\varepsilon_r+1)}}{119.9} + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\right)\left(\ln\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r}\ln\frac{4}{\pi}\right) \qquad \text{..........(9)}$$

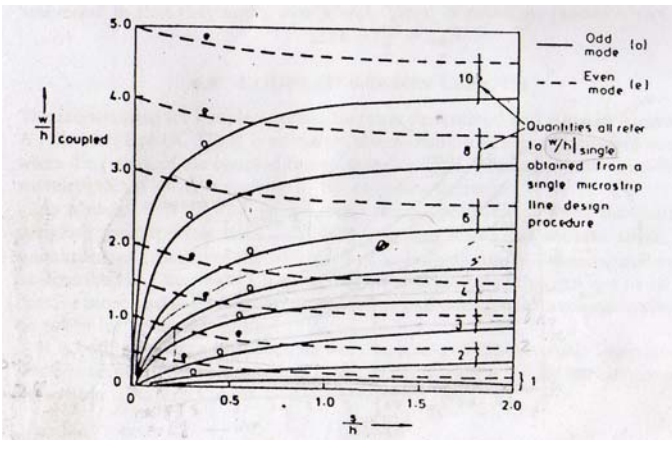
اما للشريحة العريضة (عندما $Z_o\langle\{44-2\varepsilon_r\}\Omega$) فان:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi}\{(d-1) - \ln(2d-1)\} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi\varepsilon_r}\left\{\ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r}\right\} \qquad \text{......(10)}$$

حيث

$$d = \frac{59.95\pi^2}{Z_o\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{.........(11)}$$

ألا إن $\left(\frac{w}{h}\right)$ و $\left(\frac{s}{h}\right)$ فانه يمكن إيجادها من الشكل (5) وبعد التعويض عن قيمة h نحصل على w وs تحت شرط s>0.1 mm .



الشكل(5): يبين المنحني العام المستخدم في تقنية التركيب [Edwards, 1981]

ومن ثم يتم إيجاد طول الشريحة ℓ بدلالة λ_g لحالتي الفردي والزوجي[Edwards,1981]:

$$\lambda_{ge} \approx \frac{300}{f}\frac{Z_{oe}}{Z_{01e}} \qquad \text{.........}(12)$$

$$\lambda_{go} \approx \frac{300}{f}\frac{Z_{oo}}{Z_{olo}} \qquad \text{.........}(13)$$

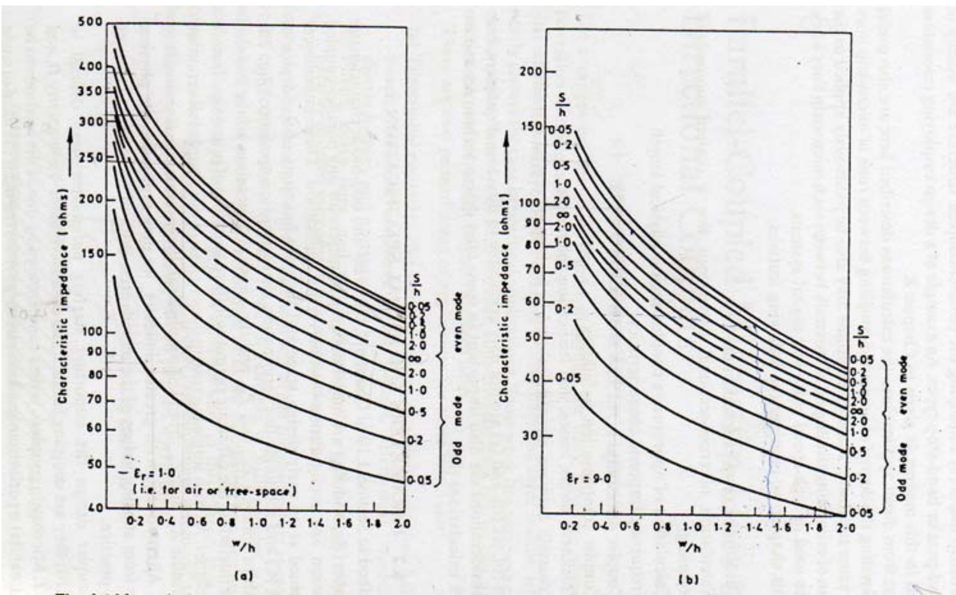
حيث ان f هي قيمة التردد، Z_{oe} و Z_{01e} تمثل الممانعة الزوجية في حالة $\varepsilon_r = 9$ والتي تم اختيارها لهذا البحث و$\varepsilon_r = 1$ في حالة الهواء وكذلك ان Z_{oo} وZ_{olo} تمثل الممانعة الفردية في حالة $\varepsilon_r = 9$ و $\varepsilon_r = 1$ على التوالي. فيما يتم إيجاد قيم كل من $Z_{oe}, Z_{o1e}, Z_{oo}, Z_{olo}$ من النتائج التحليلية للممانعة في الشكل (6)، حيث ان:

$$\lambda_{gm} = \frac{\lambda_{ge} + \lambda_{go}}{2} \qquad \text{..........}(14)$$

فيكون طول المقطع :

$$\ell = \frac{\lambda_{gm}}{4} \qquad \text{...........}(15)$$

وبذلك يكون قد تم تحديد أبعاد المرشح المطلوب.



الشكل (6): يبين النتائج العددية للممانعة الزوجية والفردية للخط الشريحي المزدوج
حيث (a) عندما $\varepsilon_r = 1$ (b) عندما [Edwards,1981] $\varepsilon_r = 9$

ويمكن حساب قيمة عامل الكفاءة من العلاقة التالية، [Edwards,1981]:

$$Q = \frac{f_o}{bandwidth}$$

4. الحسابات والنتائج:

تم اختيار التردد العامل (f=2.5-1.5GHz) والتردد الأساسي (f_o=2GHz) واختيرت القاعدة الأساس من مادة الالومينا بثابت عزل (ε_r=9) وبسمك (h=0.635mm). لـذا كانـت قيمة عرض النطاق الجزئي (δ=0.5) ونسبة التحويل التـرددي هـي ($\frac{\omega_i}{\omega_c}=-1.7$). وبعـد استخدام مخطط مرشح (chebyshev) الموضح في الشكل (4) تم تحديد عدد المقاطع في هذا المرشح بـ (n=6) ومنها احتسب قيم g_i للمقاطع المتسلسلة وكما في الجدول (1).

الجدول (1): قيم g_i للمقاطع المتسلسلة

g_o	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	0.781	1.36	1.69	1.535	1.497	0.71	1.101

اما معاملات ($\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}$) وممانعة الأنماط الزوجية والفردية للمقاطع المحددة (n) فكانت كما في الجدول (2).

الجدول (2): المعاملات النسبية وممانعة الأنماط الزوجية والفردية للمقاطع المحددة

j	$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}$	$(Z_{oe})_{j,j+1}\Omega$	$(Z_{oo})_{j,j+1}\Omega$
0	1.0025	150.3	50.125
1	0.76	115.625	40.625
2	0.517	89.00	37.5
3	0.487	86.01	37.25
4	0.517	89.00	37.5
5	0.761	115.625	40.625
6	1.0021	150.3	50.125

ولحساب نسبة $\left(\frac{w}{h}\right)_s$ الفردية للأنماط الفردية والزوجية فقد تـم إعـداد برنـامج باسـتخدام Matlab وعند كل ممانعة شريحة للمعادلات (8) و (10) وكما في الجدول(3):

الجدول (3): نسبة الفردية للأنماط الفردية والزوجية

الأنماط الفردية	$\left(\frac{w}{h}\right)_{so}$	3.271	4.366	4.851	4.894	4.851	4.366	3.271
	$Z_{oso}\Omega$	25.15	20.31	18.75	18.625	18.75	20.31	25.15
الأنماط الزوجية	$\left(\frac{w}{h}\right)_{se}$	0.402	0.779	1.321	1.406	1.321	0.779	0.402
	$Z_{ose}\Omega$	75.15	57.81	44.5	43.005	44.5	57.81	75.15

وتم إيجاد $\left(\frac{w}{h}\right)_c$ للمزدوج وكذلك $\left(\frac{s}{h}\right)$ لكل قيمة من $\left(\frac{w}{h}\right)_{so}$ و $\left(\frac{w}{h}\right)_{se}$ في الجدول (4):

الجدول (4): الأبعاد النسبية الفردية والزوجية لمقاطع التصميم

$\left(\frac{w}{h}\right)_{se}$	$\left(\frac{w}{h}\right)_{so}$	$\left(\frac{w}{h}\right)_c$	$\left(\frac{s}{h}\right)$
0.402	3.271	0.18	0.16
0.779	4.366	0.27	0.075
1.321	4.851	0.47	0.115
1.406	4.894	0.54	0.11
1.321	4.851	0.47	0.115
0.779	4.366	0.27	0.075
0.402	3.271	0.18	0.16

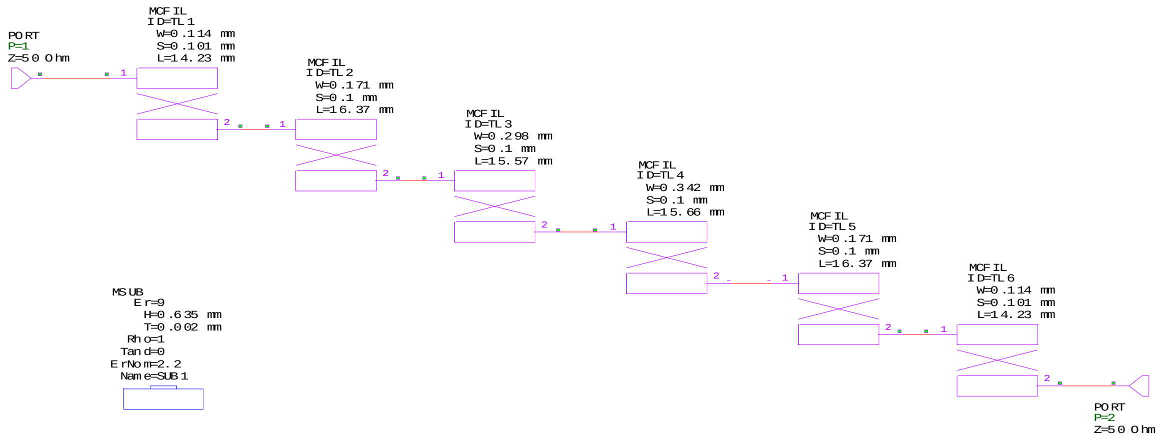
وبعد تحديد قيم الأبعاد الأساسية s,w تم احتساب طول تلك المقاطع المحددة وكما في المعادلة (15) حيث وجد ان الأبعاد s,w,ℓ للمقاطع n_i كما موضحة في الجدول (5):

الجدول (5): الأبعاد الأساسية لمقاطع التصميم

N	W (mm)	S (mm)	ℓ (mm)
1	0.114	0.101	14.23
2	0.171	0.1	16.37
3	0.298	0.1	15.57
4	0.342	0.1	15.66
5	0.171	0.1	16.37
6	0.114	0.101	14.23

وفي المرحلة اللاحقة تم احتساب نتائج ومعاملات التصميم عند اختيارنا لقاعدة أساس ذات ثابت عزل اكبر($\varepsilon_r = 16$) وبنفس الطريقة تم الحصول على مرشح كانت فيه أطوال التصميم اقل حجماً نسبياً، فمع زيادة قيمة ثابت العزل من $\varepsilon_r = 9$ إلى $\varepsilon_r = 16$ انخفض حجم أطوال التصميم بنسبة (0.9%) وقورنت نتائج التحليل بين الحالتين.

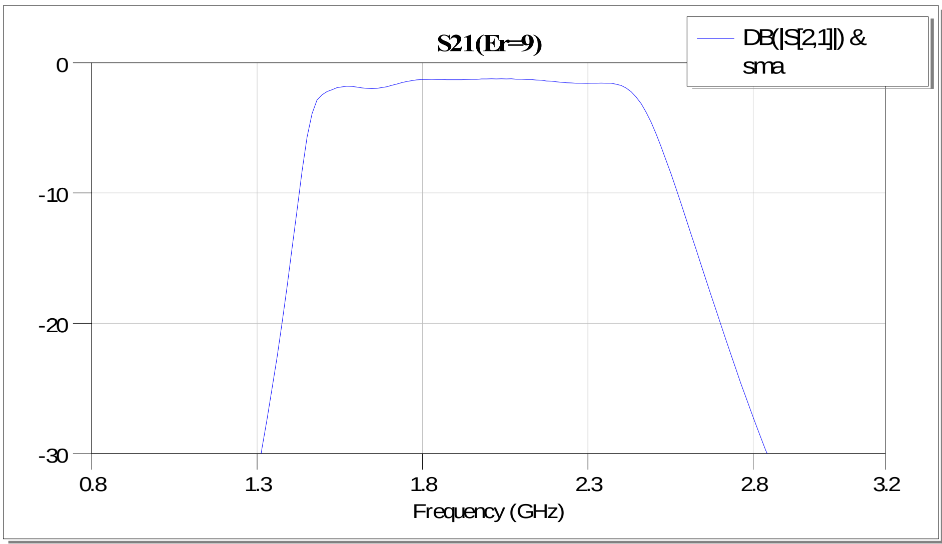
بعد التوصل للأبعاد المطلوبة في التصميم تم وضع دائرة الكترونية مناسبة للتصميم مستعيا ببرنامج (microwave office 2000) المختبري فظهر كما في الشكل (7) للأبعاد في حالة $\varepsilon_r = 9$ ومنها لي $\varepsilon_r = 16$ ولكن مع اختلاف في قيم الأبعاد.



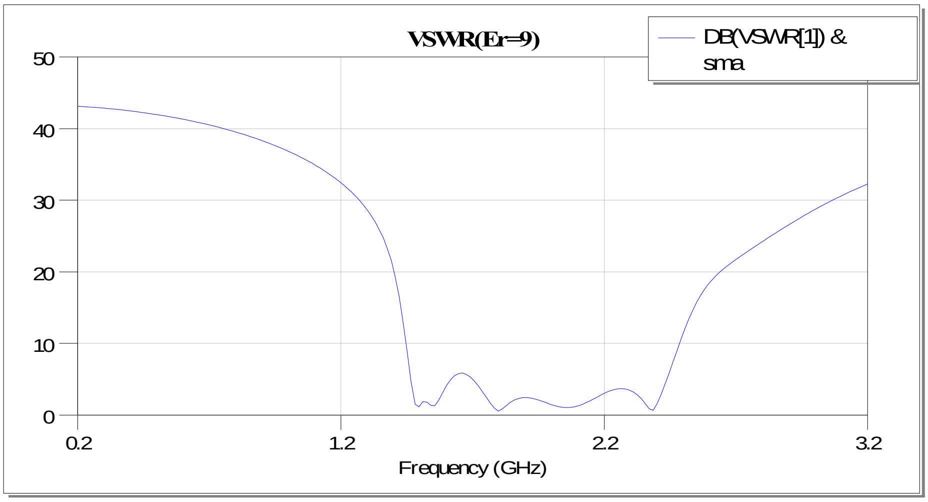
الشكل (7): الدائرة الالكترونية للمرشح المصمم

5. مناقشة النتائج

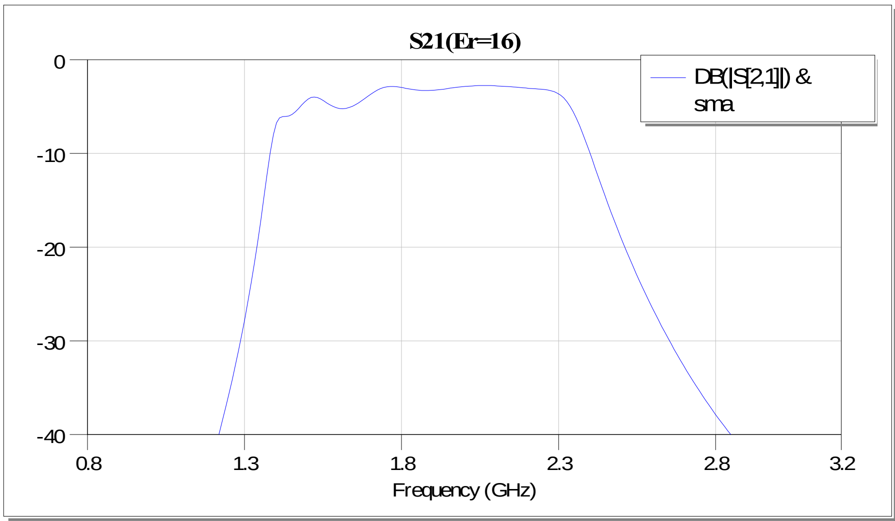
قيست حساسية المرشح من خلال احتساب معامل العبور (الفقد) (S_{21}) وكذلك نسبة الموجة الواقفة (VSWR) باستخدام قيمتين لثابت عزل القاعدة $\varepsilon_r = 9$ وقيمة أعلى $\varepsilon_r = 16$ واعتبرت (h=0.635mm) وكذلك احتسبت عرض الحزمة العابرة (BW) عند منطقة (- 3dB) من القيمة العظمى للتردد المركزي f_0 فكانت الأشكال (8) و(9) و(10) و(11) وتم تحليل دائرة التصميم للمرشح.



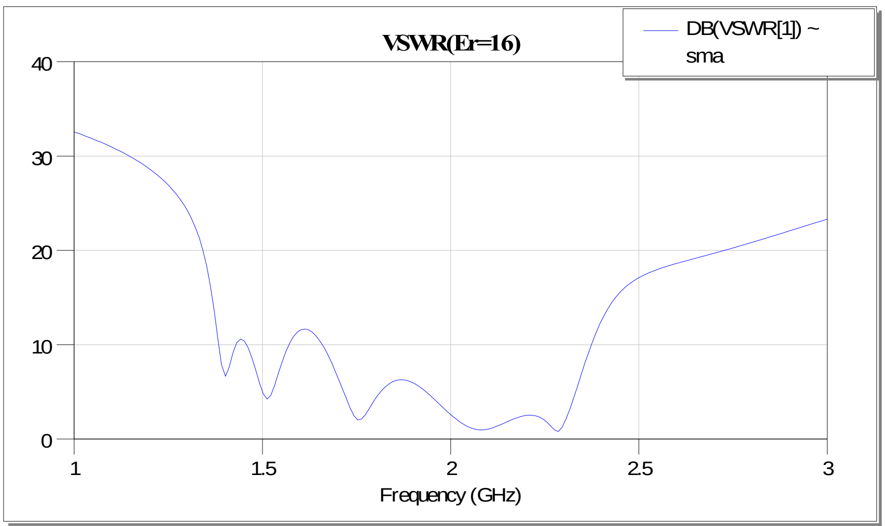
الشكل(8): يبين معامل العبور (الفقد) (S_{21}) عندما $\varepsilon_r = 9$



الشكل(9): يبين نسبة الموجة الواقفة (VSWR) عندما $\varepsilon_r = 9$



الشكل (10): يبين معامل العبور (الفقد) (S_{21}) عند $\varepsilon_r = 16$



الشكل (11): يبين نسبة الموجة الواقفة (VSWR) عندما $\varepsilon_r = 16$

وقد لخصت نتائج الخرج كما في الجدول (6):

الجدول (6): مقارنة نتائج الخرج للمرشح عند قيمتي ثابت عزل القاعدة الاساس

substrate	f_0 GHz	S_{21} (dB)	VSWR (dB)	Bandwidth (BW)MHz	Q-Factor
$\varepsilon_r = 9$ h=0.635	2	-1.24	1.5	960	2.5
$\varepsilon_r = 16$ h=0.635	2	-2.84	2.54	800	2.1

من الأشكال (8) و(9) و(10) و(11) والجدول 6، يلاحظ انخفاضاً في عرض الحزمة العابرة وان قيمة ε_r الأصغر تعني سرعة اكبر للموجة منها في القيمة الأكبر، ومع زيادة ε_r وارتفاع الخسارة الكهربائية قد تزداد قيمة امتصاصية العازل وتقل عرض الحزمة العابرة عند ارتفاع قيمة ε_r ، كما ويلاحظ ان ارتفاع قيمة ثابت العزل للقاعدة الأساس قد يزيد من قيمة معامل العبور(الفقد) S_{21} بحوالي (1dB) فيما زادت قيمة نسبة الموجة الواقفة بحوالي (1dB) أيضاً في منطقة العمل.

وقد تم الحصول على عرض حزمة عابرة (960MHz) عندما استخدم ثابت عزل بقيمة $\varepsilon_r = 9$ إلا ان قيمة هذه الحزمة انخفضت إلى (800MHz) عندما زادت قيمة ε_r إلى $\varepsilon_r = 16$ وكذلك قلت فيه عامل الكفاءة (Q) من (2.5) إلى (2.1) حيث ان استخدام ε_r أوطأ رفع من عامل الكفاءة نسبياً.

6. الاستنتاجات

تم تصميم مرشح حزمة العبور نوع المزدوجات المتوازية الدقيقة بتردد مركزي ($f_0 = 2GHz$) وبعرض حزمة تقريبا (22%). ان ارتفاع قيمة ثابت العزل خفض من قيمة عرض الحزمة العابرة ورفع من قيمة معامل العبور (الفقد) S_{21} وكذلك قلل من قيمة عامل الكفاءة، ويعتبر هذا التصميم كمرنانات متوازية الترتيب تعطي مزدوجات قياسية للحزم الترددية نسبياً، وقد تم دراسة حساسية المرشح من خلال قياس معاملات الانعكاس والعبور لها.

كذلك اظهر التصميم انه يمكن تقليص حجمه نسبيا بزيادة قيمة ثابت العزل. كما انه يمكن تقليل عرض حزمة العبور باستخدام قاعدة أساس ذات حساسية كهربائية واطئة.

المصادر

1) Bahl, I. and Bhartia, P.,(1988), "Microwave solid state circuit design", John Wiley and sons,Ine.

2) Combes, P. F., Graffieuil, J. Sautereau, F. J., (1987), "Microwave components, Devices and active circuits", John Wiley and sons, Ine.

3) Edward, T. C., (1981), "Foundation for Microstrip circuit design", John Wiley and sons, Ine.

4) Makimoto, M., Yamashita, Y., (1980), "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators". IEEE transactions on microwave theory and techniques vol. MTT-28, No.12 .

5) Trinogga, L. A., Kaizhou, G. Hunter, I. C., (1991), "Parctical microstrip circuit design". Ellis Horwood.

6) Tean, T. G. Johari, M. Hj. A. B. (2000), "Design of microstrip bandpass coupled lines filter". Danny9811@yahoo.co.uk.

7) Ain, M. F. Hassan, S. I., (2007), "Design of symmetrical microstrip bandpass filter for S-band frequency range". American Journal of applied sciences.

8) Vantrepol, L. Bazire, B. (2001), "New design methodology for microwave coupled line filters based on Agilent advanced design system. Agilent technologies, France.