

تصميم مرشح تمرير حزمة في المجال X صغير الحجم وحاد القطع¹

المهندس أسامة حرفوش²

أ. د. عبد الرزاق البدوية³

د. خالد يزبك⁴

الملخص

يمكن تصميم مرشح تمرير حزمة باستخدام مقاطع متتالية من الخطوط الشرائحية المترابطة، ولكن للحصول على مرشح تمرير حاد القطع يجب زيادة عدد هذه المقاطع زيادة كبيرة مما يزيد في حجم المرشح و ضياعاته. وهذا يناقض الحصول على مرشح تمرير صغير الحجم ومضغوط وقليل الضياع. يقدم المقال تقنية لتصميم مرشح تمرير يغطي المجال الترددي (X-band) بمقطعين وعقب تفرعي (stub) (خط نقل تفرعي ينتهي بدارة مفتوحة أو مقصورة) لتصغير الحجم وتقليل الضياع مع قطع حاد خارج حزمة التمرير. تم تنفيذ المرشح وقياسه، وقد أظهرت النتائج تحسين الأداء مع تصغير الحجم مقارنة بمرشحات التمرير التي تستخدم مقاطع متتالية متعددة من الخطوط الشرائحية المترابطة.

¹ أعد البحث في سياق رسالة الدكتوراه للطالب أسامة حرفوش بإشراف الدكتور عبد الرزاق البدوية ومشاركة الدكتور خالد يزبك.

² قسم الاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق.

³ أستاذ مساعد - قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق.

⁴ باحث رئيسي - المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا.

1- مقدمة:

هناك العديد من الطرائق لتصميم المرشحات منها نظرية الفقد الداخلي Insertion Loss Method^[1] و يتصف المرشح المثالي بالخواص الآتية:

- فقد معدوم في حزمة التمرير.
- تخميد لانتهائي في حزمة الفقد.
- استجابة صفحة خطية في حزمة التمرير.

من الناحية العملية لا يمكن لمرشح أن يحقق الخواص السابقة معاً. ومن ثم لا بد من إيجاد حل وسط نركز فيه على الخواص التي تهم تطبيقنا.

1. المبدأ النظري لتصميم المرشحات:

لتصميم المرشحات نعتمد نظرية الفقد الداخلي^[1].

1-2 نظرية الفقد الداخلي:

تعرف استجابة المرشح من خلال نسبة الفقد في الاستطاعة كما يأتي: (بفرض أن المنبع موافق)

$$P_{LR} = \frac{\text{Power available from source}}{\text{Power delivered to load}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(w)|^2}$$

إن التابع $|\Gamma(w)|^2$ تابع زوجي بـ w^2 ، ومن ثم يكتب على شكل كثير حدود بـ w^2 :

$$|\Gamma(w)|^2 = \frac{M(w^2)}{M(w^2) + N(w^2)} \Rightarrow P_{LR} = 1 + \frac{M(w^2)}{N(w^2)}$$

وحتى يكون المرشح قابلاً للتحقيق الفيزيائي يجب أن يحقق العلاقة السابقة.

للحصول على مرشح يتمتع بقطع حاد ضمن حزمة المنع، نعتمد عادة استجابة ترددية من نوع Chepyshev Equal ripple (إذ يعطي معامل فقد الاستطاعة من أجل مرشح تمرير منخفض بكتيبرات حدود تشيبيشيف على الشكل الآتي:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{w}{w_c} \right)$$

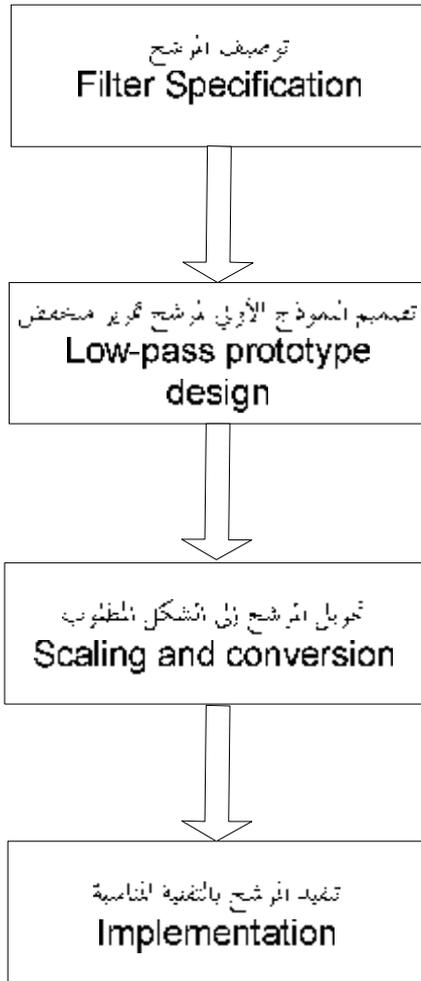
تعطي هذه الاستجابة اهتزازات ضمن حزمة التمرير مطالها $(1 + k^2)$ ، ناتجة من خواص كثير حدود

تشبيشيف $T_N(x)$ [1] وقطع ضمن حزمة المنع (الميل) نسبته 20N dB/dec حيث N درجة المرشح ويبدأ بالقيمة $(\frac{k^2}{4} 2^{2N})$ ، ذلك لأنه من أجل $w \gg w_c$ يعطى معامل الفقد بالقيمة:

$$P_{LR} \approx \frac{k^2}{4} \left(\frac{2w}{w_c} \right)^{2N} \quad : w \gg w_c$$

2-2 مراحل تصميم المرشح بطريقة Insertion loss:

يبين المخطط الموضح في الشكل (1) مراحل تصميم مرشح بطريقة Insertion loss^[2].



الشكل (1) مراحل تصميم مرشح بطريقة Insertion loss.
3-2 تصميم المرشحات باستخدام خطوط النقل المترابطة^{[1][3]}.

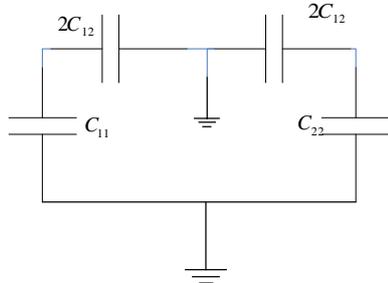
الشكل (3) خط نقل مترابط باستخدام تقنية Microstrip

يمكن التمييز بين نمطين للعمل:

1-4-2 النمط الفردي odd mode:

تكون في هذا النمط التيارات المارة في خطي النقل متساوية في المطال ومختلفة في الاتجاه، ومن ثمّ يتمتع الحقل الكهربائي بتناظر فردي بالنسبة إلى المستوي المنصف بين الخطين. يبيّن الشكل (4) الدارة المكافئة في هذه الحالة، ومنه نستنتج السعة المكافئة بين الخطين وطبقة الأرضي:

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$$



الشكل (4) الدارة المكافئة للنمط الفردي

ومن ثمّ الممانعة المميزة للنمط الفردي characteristic impedance تساوي:

$$Z_{Oo} = \sqrt{\frac{L}{C_o}} = \frac{\sqrt{LC_o}}{C_o} = \frac{1}{vC_o}$$

v سرعة الانتشار في خط النقل.

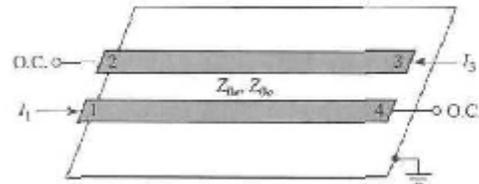
2-4-2 النمط الزوجي even mode:

تكون التيارات في هذا النمط و المارة في خطي النقل متساوية في المطال والاتجاه، ومن ثمّ يتمتع الحقل الكهربائي بتناظر زوجي بالنسبة إلى المستوي المنصف بين الخطين. يبيّن الشكل (5) الدارة المكافئة في هذه الحالة، ومنه نستنتج السعة المكافئة بين الخطين وطبقة الأرضي:

$$C_e = C_{11} = C_{22}$$

ومن ثمّ الممانعة المميزة للنمط الزوجي characteristic impedance تساوي:

يعدّ خط النقل المترابط مرشح تمرير حزمة عند قيادته من بوابتين (الأولى والثالثة مثلاً) وترك البوابات الأخرى مفتوحة (الثانية والرابعة)، كما هو مبين في الشكل (2)



الشكل (2) خط النقل المترابط كمرشح تمرير حزمة

لذلك سندرس خطوط النقل المترابطة ونتعرّف على

الممانعة المميزة للنمط الفردي Z_{oo} والزوجي Z_{oe}

2-4 خطوط النقل المترابطة [3] Coupled Line:

هي خطوط نقل قريبة من بعضها إلى حد يؤدي إلى تبادل الاستطاعة بينها. يبيّن الشكل (3) خط نقل مترابط باستخدام تقنية Microstrip والدارة المكافئة له. نفترض هنا أن نمط الانتشار هو TEM، ومن ثمّ تحدد خواص الحقل الكهربائي بالمكثفات المكافئة بين خطوط النقل وبسرعة الانتشار velocity of propagation في الخط.

إذ:

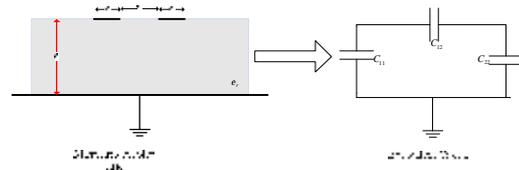
C_{12} تمثل السعة بين الناقلين بغياب الأرضي.

C_{11} تمثل السعة بين الناقل الأول والأرضي بغياب الناقل الثاني.

C_{22} تمثل السعة بين الناقل الثاني والأرضي بغياب الناقل الأول.

وفي الحالة التي يكون فيها الناقلان متشابهين في الحجم والتوضع بالنسبة إلى الأرضي يكون:

$$C_{11} = C_{22}$$



بعد ذلك قدمنا تصميماً مرشحاً بمقطعين مع عقب تفرعي مع إجراء محاكاة له، ومن ثم تنفيذه وقياس مواصفاته ومقارنة نتائج القياس بنتائج المحاكاة، وإبراز ميزة تصغير الحجم و تخفيض الضياع مع المحافظة على قطع حاد خارج مجال التمرير .

أجريت المحاكاة باستخدام البرمجية ADS (advanced design system) من شركة Agilent .

3- مقارنة مرشحين بدلالة عدد المقاطع:

لدراسة تأثير عدد المقاطع في مواصفات المرشح، سنقوم بتصميم مرشحين يحتوي الأول على اثني عشر مقطعاً، والآخر على أربعة مقاطع من خطوط نقل المترابطة.

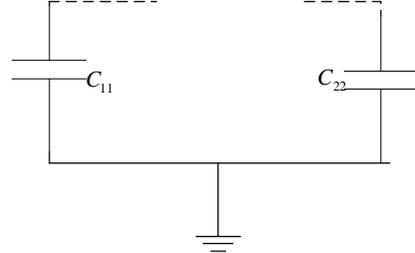
لتصميم المرشح الأول وتنفيذه استخدمنا قطعة من لوح دارة مطبوعة من نوع السيراميك لها المواصفات^[5]

($\epsilon_r = 9.6, h = 1\text{mm}$) في حين استخدمنا لتصميم المرشح الثاني وتنفيذه قطعة من لوح دارة مطبوعة من نوع التفلون لها المواصفات^[5] ($\epsilon_r = 3.25, h = 0.8\text{mm}$) . باستخدام البرمجية (ADS) حصلنا على معاملات خط النقل المترابط، أي طوله (L) وعرضه (W) والبعد بين الخطين (S) لكل مقطع من المقاطع ، والمبيّنة في الجدول (1) للمرشح الأول، وقد ذكرنا المقاطع الستة الأولى فقط، ونحصل على بقية المقاطع بالتناظر. أما معاملات خطوط النقل للمرشح الثاني فهي مبيّنة في الجدول (2).

	w(mm)	l(mm)	s(mm)
50 Ohm Line	1.8	3	
Section 1	0.235	4.779	0.127
Section 2	0.151	5.1	0.17
Section 3	0.194	4.9	0.16
Section 4	0.31	4.8	0.19
Section 5	0.483	4.7	0.11
Section 6	0.477	4.7	0.15

الجدول (1) أبعاد كل مقطع من مقاطع المرشح الأول

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{vC_e}$$



الشكل (5) الدارة المكافئة للنمط الزوجي

وبمعرفة الممانعتين المميزتين للنمطين الفردي والزوجي يمكن استنتاج الأبعاد الفيزيائية لمقطع خطي النقل المترابطين، وذلك بالاعتماد على برنامج المحاكاة ADS أو باستخدام المنحنيات^[1].

5-2 النتيجة:

نهدف من هذه الدراسة النظرية إلى تصميم مرشح تمرير حزمة يغطي المجال الترددي band X، حاد القطع (التخميد خارج مجال التمرير بعد ترددات القطع ب 0.5GHz يقارب 20dB) باستخدام طريقة Insertion loss، وتقنية خطوط النقل المترابطة Coupled Line. يتطلب تحقيق هذا المرشح إلى اثني عشر مقطعاً من خطوط النقل المترابطة، ومن ثمّ يتطلب حجماً وضياعاً كبيرين بسبب زيادة عدد المقاطع^{[1][2]}، وبسبب الحاجة الماسة إلى تصغير الحجم و تخفيض الضياع، قدمنا تصميماً جديداً للمرشح يحقق متطلبات التصميم ويقلل الحجم والضياع.

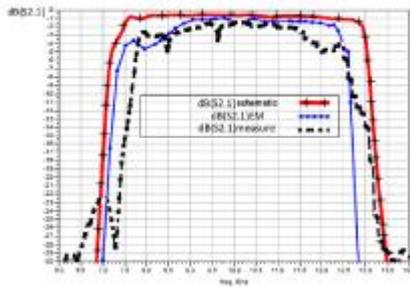
لإبراز الحاجة إلى عدد كبير من المقاطع للحصول على قطع حاد خارج مجال التمرير، قمنا بإجراء محاكاة لمرشحين يحتوي الأول على اثني عشر مقطعاً، والآخر على أربعة مقاطع، ثم نفذنا المرشحين وأجرينا قياس مواصفات كل منهما وقارنا نتائج القياس بنتائج المحاكاة .

بالمقارنة بين نتائج قياس المرشحين الأول والثاني المبينة في الشكل (12) نلاحظ أن المرشح الثاني يتمتع بضيق أقل بسبب انخفاض عدد المقاطع ولكن انخفضت حدة القطع بسبب انخفاض ميل المنحنى، ومن ثمَّ لزيادة حدة القطع يجب زيادة عدد المقاطع. مما يؤدي إلى المشاكل العملية التي نوهنا لها سابقاً. مما دفعنا للبحث عن تصميم جديد لمرشح يقدم حلاً لهذه المشاكل.

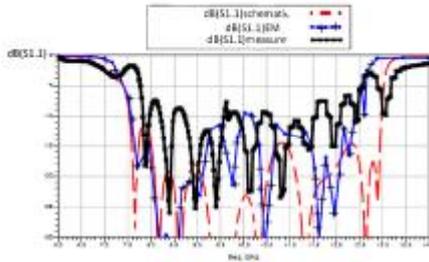
	w(mm)	l(mm)	s(mm)
50 Ohm Line	1.2	4	
Section 1	0.225	4.7	0.11
Section 2	0.27	4.74	0.11
Section 3	0.27	4.7	0.11
Section 4	0.25	4.7	0.11

الجدول (2) أبعاد كل مقطع من مقاطع المرشح الثاني

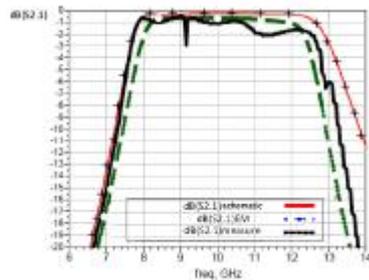
بعد ذلك حصلنا على الدارة المطبوعة للمرشح الأول (layout) المبينة في الشكل (6) وعلى الدارة المطبوعة للمرشح الثاني (layout) المبينة في الشكل (7)



الشكل (8) مقارنة بين المحاكاة الكهربائية والكهرطيسية و القياسات للمعامل $|S_{21}|$ بدلالة التردد للمرشح الأول



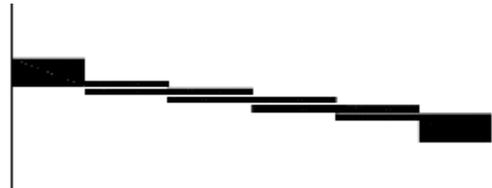
الشكل (9) مقارنة بين المحاكاة الكهربائية والكهرطيسية و القياسات للمعامل $|S_{11}|$ بدلالة التردد للمرشح الأول



الشكل (10) مقارنة بين المحاكاة الكهربائية والكهرطيسية و القياسات للمعامل $|S_{21}|$ بدلالة التردد للمرشح الثاني



الشكل (6) الدارة المطبوعة للمرشح الأول (layout)



الشكل (7) الدارة المطبوعة للمرشح الثاني (layout)

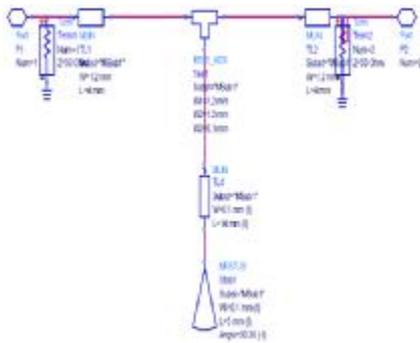
وبتطبيق المحاكاة الكهربائية لعناصر خطية متاحة ضمن مكتبة البرمجية ADS ، ومن ثم تطبيق المحاكاة الكهرطيسية (full wave EM) التي تتيحها البرمجية ADS على بنية المرشحين، وبتنفيذ كلتا الدارتين السابقتين ومن ثم قياس مواصفات كلا المرشحين حصلنا على النتائج المبينة في الأشكال (8,9,10,11) حيث تظهر الأشكال المقارنة بين المحاكاة الكهربائية والكهرطيسية و القياسات للمعامل $|S_{21}|$ و المعامل $|S_{11}|$ بدلالة التردد. من الواضح في الشكل (8) أن الضياع (insertion loss) نحو 3dB والتخميد نحو 20dB بعد ترددات القطع ب 0.5GHz. وبالعودة إلى الشكل (10) نلاحظ أن الضياع (insertion loss) نحو 1dB والتخميد نحو 20dB بعد ترددات القطع ب 1GHz.

$$Z_{in} = -jZ_0 \cdot \cot(bl) \quad (3)$$

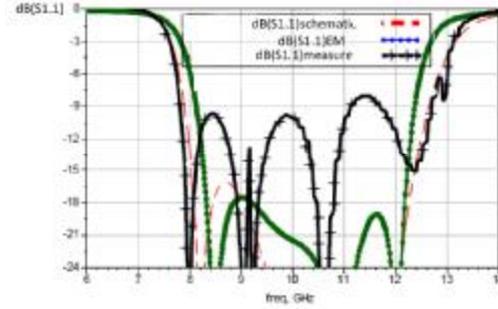
إذ Z_{in} ممانعة الدخل لخط النقل و Z_0 الممانعة المميزة لخط النقل
إذا كان طول خط النقل مساوياً ربع طول الموجة فإن ممانعة الدخل تنعدم وتصبح الدارة مقصورة. ومن المعلوم أن ممانعة الدخل لخط نقل مقصور النهائية تعطى بالعلاقة:

$$Z_{in} = jZ_0 \cdot \tan(bl) \quad (4)$$

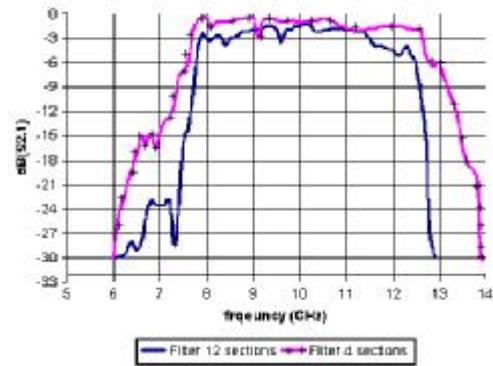
إذ Z_{in} ممانعة الدخل لخط النقل و Z_0 الممانعة المميزة لخط النقل.
إذا كان طول خط النقل مساوياً لطول الموجة فإن ممانعة الدخل تنعدم وتصبح الدارة مقصورة. إذاً من العلاقات السابقة يمكن اختيار طول العقب التفرعي وطول خط النقل في المخطط الكهربائي لدارة العقب التفرعي المبين في الشكل (13) بحيث تمنع الدارة ترددات معينة من العبور وتختار هذه الترددات بحيث تكون قريبة من ترددات قطع المرشح، وهي تساوي في حالتنا $7GHz$ ، وتوافقيتها كما هو مبين في الشكل (14) الذي يمثل نتائج المحاكاة الكهرطيسية للعقب التفرعي.



الشكل (13) المخطط الكهربائي لدارة العقب التفرعي



الشكل (11) مقارنة بين المحاكاة الكهرطيسية و الكهرطيسية و القياسات للمعامل $|S_{11}|$ بدلالة التردد للمرشح الثاني



الشكل (12) المقارنة بين نتائج قياس المرشحين الأول والثاني
4- المرشح المقترح بمقطعين من خطوط النقل المترابطة مع عقب تفرعي:

نعلم أن خط نقل بنهاية يكافئ دارة طنين تسلسلية أو تفرعية حسب النهاية وبالاستفادة من خواص دارة الطنين التفرعية التي تمنع الترددات الموافقة لترددات الطنين وتسمح لباقي الترددات بالعبور. سنقوم هنا بجمع مرشح بمقطعين مع عقب تفرعي للحصول على مرشح يحقق المواصفات المطلوبة بحجم وضياح أقل [4]. وبذلك يؤمن المرشح بمقطعين حجم صغير وضياح قليل جداً دون حدة قطع، ولكن إضافة العقب التفرعي يؤمن حدة قطع عالية جداً. سنستفيد من هذه الخواص لتصميم المرشح المنشود.

1-4 تصميم العقب التفرعي للمرشح:

من المعلوم أن ممانعة الدخل لخط نقل مفتوح النهاية تعطى بالعلاقة:

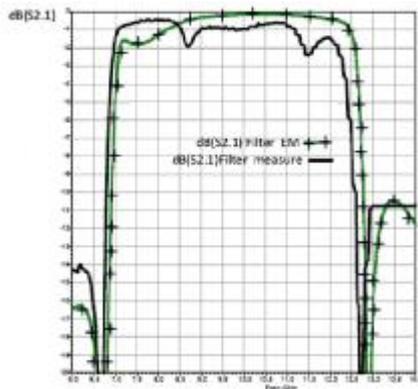
	w(mm)	l(mm)	s(mm)
50 Ohm Line	1.2	4	
Section 1	0.14	5	0.11
Section 2	0.12	5	0.15
Stub line	0.1	14	
Stub(90 deg)	0.1	5.15	0.11

الجدول (3) معاملات خط النقل المترابط أي طوله (L)

وعرضه (W) والبعد بين الخطين (S) ومعاملات

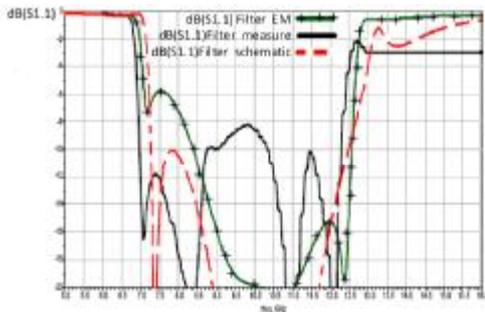
العقب للمرشح

وبتطبيق المحاكاة الكهربية على بنية المرشح وبتنفيذ الدارة السابقة، ومن ثم قياس مواصفاتها حصلنا على النتائج المبينة في الشكل (17) والشكل (18). التي تبين المقارنة بين المحاكاة الكهربية والكهربية والقياسات للمعامل $|S_{21}|$ والمعامل $|S_{11}|$ بدلالة التردد.



الشكل (17) مقارنة بين المحاكاة الكهربية و الكهربية و

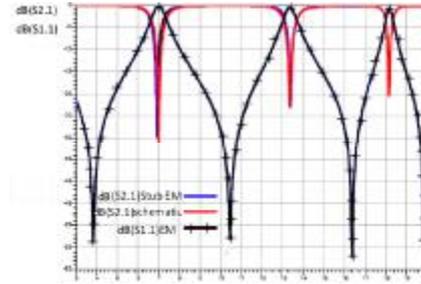
القياسات للمعامل $|S_{21}|$ بدلالة التردد .



الشكل (18) مقارنة بين المحاكاة الكهربية و الكهربية و

والقياسات للمعامل $|S_{11}|$ بدلالة التردد

من الواضح في الشكل (17) أن الضياع (insertion loss) ضمن حزمة التمرير أقل من 1dB والتخميد

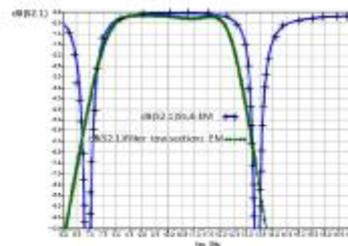


الشكل (14) نتائج المحاكاة الكهربية للعقب التفرعي.

2-4 تصميم مرشح يحتوي مقطعين:

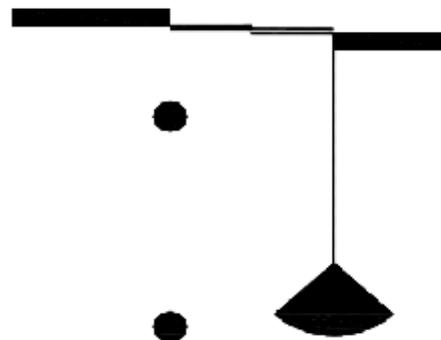
يصمم كالمسابق وسنكتفي بعرض الاستجابة الترددية لكل من المرشح والعقب التفرعي على الشكل نفسه لإظهار خواص المرشح، وخواص العقب التفرعي، ويبين الشكل (15) هذه الخواص.

الآن بضم كلا الجزئين إلى بعضهما بعضاً نحصل على الدارة المطبوعة (layout) للمرشح المقترح المبينة في الشكل (16)، ويظهر الجدول (3) معاملات خط النقل المترابط أي طوله (L) وعرضه (W) والبعد بين الخطين (S) ومعاملات العقب للمرشح.



الشكل (15) الاستجابة الترددية لكل من العقب التفرعي

والمرشح بمقطعين



الشكل (16) الدارة المطبوعة (layout) للمرشح المقترح

يحتوي اثني عشر مقطوعاً (الضياع نحو 3dB) والمرشح الذي يحتوي أربع مقاطع (الضياع 1dB). والسيئة في المرشح المقترح هو زيادة عرض المجال قليلاً بسبب حدة القطع للعقب التفرعي (-7-12.5GHz).

بناءً على هذه النتائج فإن هذه التقنية ملائمة لتطوير المرشحات الميكروية عريضة المجال من حيث تصغير الحجم وتخفيض الضياع.

References

- [1] David M.Pozar , Microwave Engineering, 2nd Edition, Wiley.
- [2] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. Norwood, MA: Artech House, 1980, p. 152.
- [3] R. J. Cameron, "Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross couplings," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no.12, pp. 2862–2872, Dec. 2002.
- [4] J.S. Hong, M.J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open- Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", IEEE Trans. Microwave Theory Techn., vol. 44, pp. 2099-2109, 1996.
- [5] Agilent Technologies, Inc.; information at www.agilent.com

ضمن حزمة المنع يصل إلى نحو 20dB بعد 0.3GHz من ترددات القطع . بالمقارنة بين نتائج قياس كل من المرشح المقترح والمرشح الأول الذي يحتوي على اثني عشر مقطوعاً والمبينة في الشكل (19) نلاحظ أن الضياع أقل ضمن حزمة التمرير مع زيادة حدة القطع ضمن حزمة المنع و زيادة عرض مجال التمرير.



الشكل (19) مقارنة نتائج قياس كل من المرشح المقترح والمرشح الأول

تبين نتائج القياسات للمرشحات المنفذة جميعها مقارنة بنتائج المحاكاة انزياحاً للتردد المركزي ناتجاً عن ترتيبات التنفيذ العملي، ويمكن معالجة هذا الانزياح بإعادة تنفيذ دارة المرشح بعد إعادة ضبط أبعاد الخطوط آخذين بالحسبان ترتيبات التنفيذ العملي.

الاستنتاجات:

تبين نتائج المرشح المقترح أنه يحقق المواصفات المطلوبة ويتمتع بحجم أقل مقارنة بالمرشحين الأول والثاني، وله حدة قطع أعلى من كلا المرشحين نحو 20dB بعد ترددات القطع بـ 0.3GHz، أما في المرشح الذي يحتوي اثني عشر مقطوعاً نحو 20dB بعد ترددات القطع بـ 0.5GHz، وفي المرشح الذي يحتوي أربعة مقاطع نحو 20dB بعد ترددات القطع بـ 1GHz. أما من ناحية الضياع (insertion loss) فإن المرشح المقترح له ضياع ضمن حزمة التمرير 0.8dB وهو أقل من الضياع في المرشح الذي