

تصميم مرشح مشطي قابل للتوليف بعرض حزمة ترددية ثابت نسبياً باستخدام الحجر الطنانة المشطية

م. عبد الهادي فوال¹

د. علاء الدين سرحان³

د. شكري المقداد²

ملخص

قمننا بهذه المقالة بدراسة المرشح المشطي القابل للتوليف، حيث تم إجراء دراسة موسعة حول تصميم مرشح مشطي قابل للتوليف بعرض حزمة نسبي ثابت على مجال ترددي محدد ($BW=300$ MHz in X-band)، كما قمننا بدراسة الحجر الطنانة المشطية. تم في هذه العمل التطرق إلى إجرائية تركيب مرشح من نوع تشيبيشيف (chebyshev filter)، وكذلك استخدام مصفوفة الترابط في التصميم، كما تم توضيح الإجرائية المعتمدة للانتقال من القيم النظرية وكيفية التحقق الفيزيائي للمرشح المشطي القابل للتوليف، ولتحقيق هذا الغرض تمت الاستفادة من البرمجيات MATLAB و CST. وكانت النتائج جيدة وحصلنا على عرض حزمة ترددية ثابت نسبياً ($Percentage Bandwidth \approx 3.6\%$) مع تغيير التردد المركزي.

1. طالب ماجستير في قسم الاتصالات في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا، بريد إلكتروني: abd.fawal@hiast.edu.sy

2. مدير بحوث في قسم الاتصالات في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا، بريد إلكتروني: shokri.almekdad@hiast.edu.sy

3. باحث في قسم الاتصالات في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا، بريد إلكتروني: alaa.sarhan@hiast.edu.sy

Design of Comb-line Tunable Filter with a relatively Constant frequency Bandwidth Using Cavity Comb-line Resonators

Abd ALhadi Fawal¹, Shokri Almekdad², Alaa Aldin Sarhan³
^{1,2,3}Higher Institute for Applied Sciences and Technology (HIAS),
Damascus, Syria.

Emails: ¹ abd.fawal@hiast.edu.sy

² shokri.almekdad@hiast.edu.sy

³ alaa.sarhan@hiast.edu.sy

Abstract

In this article, we studied the tunable comb-line filter, where an extensive study about designing tunable comb-line filter with a relatively constant frequency bandwidth in the frequency band (BW=300 MHz in X-Band) has been done. Also, a study about comb-line resonators has been done.

In this work, a synthesis procedure for a filter of Chebyshev type was conducted and also, the coupling matrix was used in the design. The adopted procedure for transforming theoretical values to physical ones to achieve a tunable comb-line real filter was explained. For this purpose, Both MATLAB and CST softwares were used. The results were good and we obtained a relatively constant frequency bandwidth (*Percentage Bandwidth* $\approx 3.6\%$) with a change of center frequency.

1- المقدمة:

تم تطوير تقنيات ضبط مختلفة لإنشاء مرشحات قابلة للتوليف، وأكثرها شيوعاً هي التوليف الميكانيكي [1] والمغناطيسي [2] و الإلكتروني [3]. تختلف تقنيات التوليف عن بعضها البعض من حيث عامل الجودة، والقدرة على معالجة الطاقة والخطية. إن المرشحات القابلة للتوليف ميكانيكياً لها تطبيقات محدودة نظراً لحجمها الضخم ووزنها الثقيل وسرعة توليفها المنخفضة، إلا أنه لاغنى عنها في تطبيقات النظم الراديوية والميكروية التي تتطلب بعض التطبيقات فيها استطاعة عالية وكذلك ضبط لمرة واحدة.

في هذا العمل تم التطرق لأحد هذه المرشحات وهو المرشح المشطي القابل للتوليف والذي يستخدم في بنيته الرنانات المترابطة. حيث تم تصميم هذا النوع انطلاقاً من مصفوفة الترابط المولدة عن طريق كثيرات الحدود وانطلاقاً منها يتم استخراج معاملات الترابط ومعاملات الجودة على الدخل والخرج لهذا المرشح وبعدها يتم التصميم استناداً على هذه المعاملات والحصول على المرشح النهائي.

2- هدف البحث:

إنّ الهدف الأساسي من هذا البحث هو إيجاد إجرائية منهجية تنتقل من التصميم النظري للمرشح المراد تصميمه وفق مواصفات محددة وذلك استناداً إلى تركيب المرشح من كثيرات حدود واستخدام مصفوفة الترابط وإجراء دورانات على هذه المصفوفة لتصبح قابلة للتحقيق العملي ومن ثم استثمار النتائج النظرية لتحويلها إلى قيم فيزيائية وتحقيق المرشح بالمواصفات المرغوبة. بحيث يبقى عرض الحزمة الترددية ثابتاً نسبياً على مجال توليف ترددي مرغوب.

3- الدراسة النظرية:

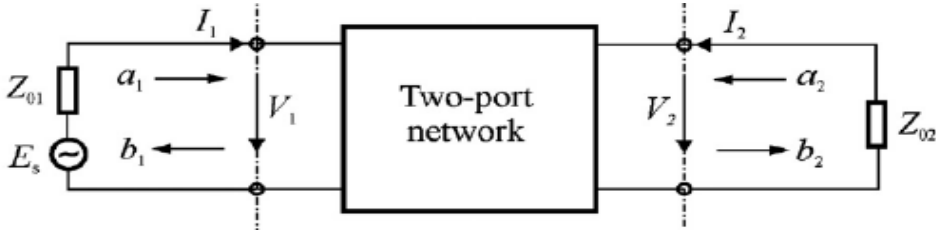
3-1- كثيرات الحدود لمعاملي العبور والانعكاس $S_{21}(s)$ و $S_{11}(s)$:

بالنسبة للغالبية العظمى تكون دارات الترشيح عبارة عن شبكة ذات بوابتين: بوابة المنبع على الدخل وبوابة الحمل على الخرج الموضحة بالشكل (1).

وبالتالي يمكن تمثيل مصفوفة التبعثر (S-parameter) بمصفوفة 2×2 الموضحة بالعلاقة (1):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

حيث b_1 و b_2 الأمواج التي تنتشر بعيداً عن البوابتين 1 و 2 على الترتيب ، و a_1 و a_2 الأمواج الواردة إلى البوابتين 1 و 2 على الترتيب.



الشكل 1: شبكة ذات بوابتين.

إذا كانت الدارة غير فعالة (Passive) وعديمة الضياع وعكوسة فإن معادلتى حفظ الطاقة محققتان:

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2)$$

$$S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{12}(s)S_{12}(s)^* = 1 \quad (3)$$

ومعادلة التعامد تعطي العلاقة التالية:

$$S_{11}(s)S_{12}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (4)$$

حيث عناصر مصفوفة التبعثر تابعة للتردد الزاوي $s = j\omega$.

يمكن أن نعبر عن ممانعة الدخل المقيسة للدائرة السابقة بالعلاقة التالية:

$$z(s) = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (5)$$

حيث $n(s)$ و $d(s)$ هما كثيرا حدود و $z(s)$ هو تابع حقيقي موجب. وبالتالي يمكن

تعريف معامل الانعكاس $p(s)$ على الشكل التالي:

$$p(s) = \pm \frac{\text{reflected wave}}{\text{incident wave}} = \frac{z(s) - 1}{z(s) + 1} = \frac{n(s) - d(s)}{n(s) + d(s)} \quad (6)$$

$$= \frac{F(s)}{E(s)}$$

يتم تلخيص خصائص كثيرات الحدود $P(s)$ و $E(s)$ و $F(s)$ بالنسبة لمرشح النموذج

الأولي للتمرير المنخفض (lowpass prototype filter) على النحو التالي:

$F(s)$: هو كثير حدود ذو معاملات حقيقية، وتقع جذوره على طول المحور التخيلي كأزواج مترافقة. تمثل الجذور الترددات التي لا تنعكس فيها الاستطاعة، ويطلق عليها أصفار الانعكاس (reflection zeros). عند هذه الترددات يكون فقد المرشح صفراً، ويمكن أن يكون $F(s)$ كثير حدود فردي أو زوجي.

$p(s)$: هو كثير حدود زوجي وله معاملات حقيقية. تقع جذوره على المحور التخيلي في أزواج مترافقة. تمثل هذه الجذور ترددات لا تنتقل عندها الاستطاعة، ويكون فقد المرشح لانهائياً. غالباً ما يشار إلى هذه الترددات بأنها أصفار التمرير (Transmission zeros) أو TZ.

$E(s)$: هو كثير حدود تقع كل جذوره في النصف الأيسر من المستوى العقدي s . عند تركيب المرشح يتم تقييم كثيرات الحدود $F(s)$ و $P(s)$ بحيث تكون أكبر معاملاتهما مساوية للواحد. ويتم تحقيق ذلك عن طريق استخلاص أكبر معاملات كثيرات الحدود

وتمثيل نسبتها كعامل ثابت. وبالتالي يتم التعبير عن معامل الانعكاس $S_{11}(s)$ عند البوابة 1 بالعلاقة (7):

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)} \quad (7)$$

حيث $E(s)$: هو كثير الحدود من الدرجة N مع معاملات عقدية e_0, e_1, \dots, e_N حيث N هي درجة المرشح المراد دراسته. وأيضاً $F(s)$ هو كثير حدود من الدرجة N مع معاملات عقدية f_0, f_1, \dots, f_N و ε_R يسمح بتقييس أعلى معامل من معاملات كثيري الحدود $F(s)$ و $E(s)$ للواحد ($e_N = 1$ و $f_N = 1$).
وبتعويض العلاقة (7) في العلاقة (2) نحصل على العلاقة التالية:

$$S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 - \frac{F(s)F(s)^*/\varepsilon_R^2}{E(s)E(s)^*} = \frac{P(s)P(s)^*/\varepsilon^2}{E(s)E(s)^*} \quad (8)$$

وبالتالي يمكن التعبير عن معامل العبور $S_{21}(s)$ كنسبة بين كثيري حدود:

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)} \quad (9)$$

حيث:

$$P(s)P(s)^*/\varepsilon^2 = E(s)E(s)^* - F(s)F(s)^*/\varepsilon_R^2$$

$$\varepsilon_R = \frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - 1}}$$

من المعادلتين (7) و (9) ، نجد أن كثيري الحدود $S_{21}(s)$. $S_{11}(s)$ يشتركان في مقام مشترك $E(s)$. حيث بسط $S_{21}(s)$ هو كثير الحدود $P(s)/\varepsilon$ أصفاره هي أصفار التمرير (TZs) للمرشح. وأيضاً تتوافق درجة كثير الحدود $P(s)$ مع عدد أصفار التمرير (n_{fz}) ، وبالتالي من أجل الدارة السلبية يجب أن يكون $n_{fz} < N$. [4,8]

3-2- تحقيق أصفار التمرير:

عندما تكون n_{fz} أقل من الدرجة N درجة كثير الحدود $E(s)$ و $\lim_{s \rightarrow \infty} (S_{21}(s)) = 0$ أي $0 < n_{fz} < N$ فإن أصفار التمرير عند اللانهاية هي $N - n_{fz}$.

بما أن الدارة عكوسة فإن $S_{21}(s) = S_{12}(s)$ وبالتعويض في المعادلات (2) و (3) و (4) نحصل على المعادلات التالية:

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (10)$$

$$S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (11)$$

$$S_{11}(s)S_{21}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (12)$$

ويمكننا كتابة معامل العبور ومعامل الانعكاس في الإحداثيات القطبية على الشكل التالي $S_{21} = |S_{21}|e^{j\theta_{21}}$ & $S_{22} = |S_{22}|e^{j\theta_{22}}$ & $S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_{11}}$ ومن المعادلتين (10) و (11) نجد أن $|S_{22}| = |S_{11}|$ وبالتالي من المعادلة (10) نحصل على:

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (13)$$

وبالتعويض في المعادلة (12) نحصل على:

$$|S_{11}|e^{j\theta_{11}} \cdot |S_{21}|e^{-j\theta_{21}} + |S_{21}|e^{j\theta_{21}} \cdot |S_{11}|e^{-j\theta_{22}} = 0$$

$$\Rightarrow |S_{11}| \cdot |S_{21}| (e^{j(\theta_{11}-\theta_{21})} + e^{j(\theta_{21}-\theta_{22})}) = 0 \quad (14)$$

هذه المعادلة تتحقق فقط في حالة:

$$e^{j(\theta_{11}-\theta_{21})} = -e^{j(\theta_{21}-\theta_{22})} \quad (15)$$

باستبدال إشارة السالب في المعادلة السابقة بالحد $e^{j(2k\pm 1)\pi}$ حيث k عدد صحيح.

وبالتعويض نحصل على المعادلة التالية:

$$e^{j(\theta_{11}-\theta_{21})} = e^{j((2k\pm 1)\pi + \theta_{21}-\theta_{22})} \quad (16)$$

$$\Rightarrow \theta_{21} - \frac{(\theta_{11} + \theta_{22})}{2} = \frac{\pi}{2} (2k \pm 1)$$

حيث $\theta_{11} \cdot \theta_{22} \cdot \theta_{21}$ صفحة $S_{11}(s), S_{22}(s), S_{21}(s)$ على الترتيب.

وبالتالي من العلاقة السابقة نجد أنه من أجل أي قيمة للتردد الزاوي s أن الفرق بين صفحة معامل العبور $S_{21}(s)$ ومتوسط الصفحة لمعامل الانعكاس $S_{11}(s)$ و $S_{22}(s)$ يساوي عدد فردي من $\pi/2$ وبالتالي يوجد تعامد بين المعاملات. وبالتالي معاملات الحدود العليا من الدرجة N لكثيري الحدود $E(s), F(s)$ وذو الدرجة n_{fz} لكثير الحدود $P(s)$ تكون مقيسة إلى الواحد ومن شرط التعامد يجب أن يضرب كثير الحدود $P(s)$ بـ j عندما يكون الفرق $(N - n_{fz})$ زوجياً. وبعبارة أخرى يجب أن يكون الفرق $(N - n_{fz})$ فردي. وبالتالي عندما يكون الفرق $(N - n_{fz})$ زوجي فإنه يجب إضافة $\pi/2$ إلى $\theta_{21}(s)$ التي تكافئ ضرب $P(s)$ بـ j .

لذلك، يمكننا الآن حساب كثير الحدود $P(s)$ كخطوة أولى في تصميم المرشح. وجذور كثير الحدود $P(s)$ هي أصفار التمرير، والتي عددها $(N - n_{fz})$. من خلال تطبيق شرط التعامد على مصفوفة التبعر، نحصل على المعادلة (17) من أجل $(N - n_{fz})$ عدد فردي:

$$F(s)P(s)^* + P(s)F_{22}(s)^* = 0 \quad (17)$$

ومن أجل $(N - n_{fz})$ عدد زوجي:

$$F(s)[jP(s)]^* + [jP(s)]F_{22}(s)^* = 0$$

or

$$F(s)P(s)^* - P(s)F_{22}(s)^* = 0 \quad (18)$$

وبالتالي يمكن كتابة العلاقتين السابقتين من أجل $(N - n_{fz})$ زوجي أو فردي على الشكل التالي:

$$F(s)P(s)^* - (-1)^{(N-n_{fz})}P(s)F_{22}(s)^* = 0 \quad (19)$$

$$F_{22}(s) = (-1)^N F(s)^* \text{ حيث}$$

وبالتالي يمكن كتابة مصفوفة التبعر (S-parameter) على الشكل التالي:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\varepsilon_R} & \frac{P(s)}{\varepsilon} \\ \frac{P(s)}{\varepsilon} & \frac{(-1)^{(n_{fz}+1)} P(s) F(s)^*}{\varepsilon_R} \end{bmatrix} \quad (20)$$

حيث الثابت ε و ε_R تستخدم لتقيس كثير الحدود $P(s), F(s)$. [5,7,18]

3-3- تصميم تركيب كثير الحدود $F(s)$:

بما أن جميع أصفار معامل الانعكاس لمرشح تشيبيشيف تقع على المحور الحقيقي للمستوي العقدي فإن صيغة الأقطاب المتناوبة (alternating poles) لدارة عديمة الضياع تكتب بالشكل التالي:

$$\begin{aligned} S_{21}(w)S_{21}(w)^* &= \frac{P(w).P(w)^*}{\varepsilon^2 P(w).P(w)^*} \\ &= \frac{1}{\left[1 - j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N(w)\right] \left[1 - j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N(w)^*\right]} \end{aligned} \quad (21)$$

حيث $k C_N(w) = \frac{F(w)}{P(w)}$ و k ثابت.

يُعرف $C_N(w)$ بتابع المرشح من الدرجة N ، وأقطابه وأصفاره هي جذور $P(s)$ و $F(s)$ على الترتيب. وله الصيغة التالية:

$$C_N(w) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n(w)) \right] \quad (22)$$

باستخدام المطابقة $\cos h(\theta) = \cos(j\theta)$ نحصل على مايلي:

$$C_N(w) = \cos \left[\sum_{n=1}^N \cos^{-1}(x_n(w)) \right] \quad (23)$$

حيث $x_n(w)$ تابع متغير بالنسبة للتردد. ويعرف بالشكل التالي:

$$x_n(w) = \frac{w - 1/w_n}{1 - w/w_n} \quad (24)$$

حيث w_n تردد صفر التمرير ذو الرقم n .

وبالتعويض في العلاقة (23) مع بعض العمليات الرياضية المفصلة في [8] نحصل على:

$$\begin{aligned} C_N(w) &= \frac{\prod_{n=1}^N \left[(w - 1/w_n) + \sqrt{1 - 1/w_n^2 w'} \right] + \prod_{n=1}^N \left[(w - 1/w_n) + \sqrt{1 - 1/w_n^2} \right]}{\prod_{n=1}^N [1 - w/w_n]} \quad (25) \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\prod_{n=1}^N [c_n + d_n] + \prod_{n=1}^N [c_n - d_n]}{\prod_{n=1}^N [1 - w/w_n]} \right] \\ c_n &= \left(w - \frac{1}{w_n} \right) \quad \& \quad d_n = w' \sqrt{1 - \frac{1}{w_n^2}} \end{aligned}$$

بالمقارنة مع العلاقة (21)، من الواضح أن مقام $C_N(w)$ له نفس أصفار كثير الحدود $P(s)$ بسط معامل التمرير $S_{21}(s)$. من المعادلة (21) من الواضح أن بسط $C_N(w)$ له نفس الأصفار كثير الحدود $F(s)$ بسط معامل التمرير $S_{11}(s)$. نلاحظ من العلاقة (25):

من أجل $N = 1$:

$$\text{Num}[C_1(w)] = \frac{1}{2} \left[\prod_{n=1}^1 [c_n + d_n] + \prod_{n=1}^1 [c_n - d_n] \right] = c_1$$

من أجل $N = 2$:

$$\text{Num}[C_2(w)] = c_1 c_1 + d_1 d_2$$

من أجل $N = 3$:

$$\text{Num}[C_3(w)] = (c_1 c_2 + d_1 d_2) c_3 + (c_2 d_1 + c_1 d_2) d_3$$

وبالتالي يمكن أن نكتب:

$$\text{Num}[C_N(w)] = \frac{1}{2} [G_N(w) + G'_N(w)] \quad (26)$$

حيث:

$$\begin{aligned} G_N(w) &= \prod_{n=1}^N (c_n + d_n) \\ &= \prod_{n=1}^N \left[(w - 1/w_n) + \sqrt{1 - 1/w_n^2} w' \right] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} G'_N(w) &= \prod_{n=1}^N (c_n - d_n) \\ &= \prod_{n=1}^N \left[(w - 1/w_n) - \sqrt{1 - 1/w_n^2} w' \right] \end{aligned} \quad (28)$$

طريقة حساب معاملات $\text{Num}[C_N(w)]$ هي طريقة تكرارية، أي من أجل الحصول على الحد من الدرجة n يجب أن يكون لدينا جميع الحدود من الحد الأول حتى الحد $n - 1$. ويمكن التعبير عن كثير الحدود $G_N(w)$ بالعلاقة التالية:

$$G_N(w) = U_N(w) + V_N(w) \quad (29)$$

حيث:

$$U_N(w) = u_0 + u_1 w + u_2 w^2 + \dots + u_n w^n \quad (30)$$

$$V_N(w) = v_0 + v_1 w + v_2 w^2 + \dots + v_n w^n \quad (31)$$

من أجل $N = 1$:

$$G_1(w) = [c_1 + d_1]$$

$$G_1(w) = \left(w - \frac{1}{w_n}\right) + w' \sqrt{1 - \frac{1}{w_n^2}}$$

$$G_1(w) = U_1(w) + V_1(w)$$

من أجل $N = 2$:

$$G_2(w) = G_1(w)[c_2 + d_2]$$

$$G_2(w) = [U_1(w) + V_1(w)] \left[\left(w - \frac{1}{w_n}\right) + w' \sqrt{1 - \frac{1}{w_n^2}} \right]$$

$$G_2(w) = U_2(w) + V_2(w)$$

حيث:

$$U_2(w) = wU_1(w) - \frac{U_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} V_1(w)$$

$$V_2(w) = wV_1(w) - \frac{V_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} U_1(w)$$

ونفس العملية تطبق على $G'_N(w)$ حيث $G'_N(w) = U'_N(w) + V'_N(w)$ ونجد أن

$$U'_N(w) = U_N(w) \text{ و } V'_N(w) = -V_N(w) \text{ وبالتالي نجد أن:}$$

$$\begin{aligned}
\text{num}[C_N(w)] &= \frac{1}{2} [G_N(w) + G'_N(w)] \\
&= \frac{1}{2} \left((U_N(w) + V_N(w)) + (U'_N(w) + V'_N(w)) \right) \\
&= U_N(w) \quad (32)
\end{aligned}$$

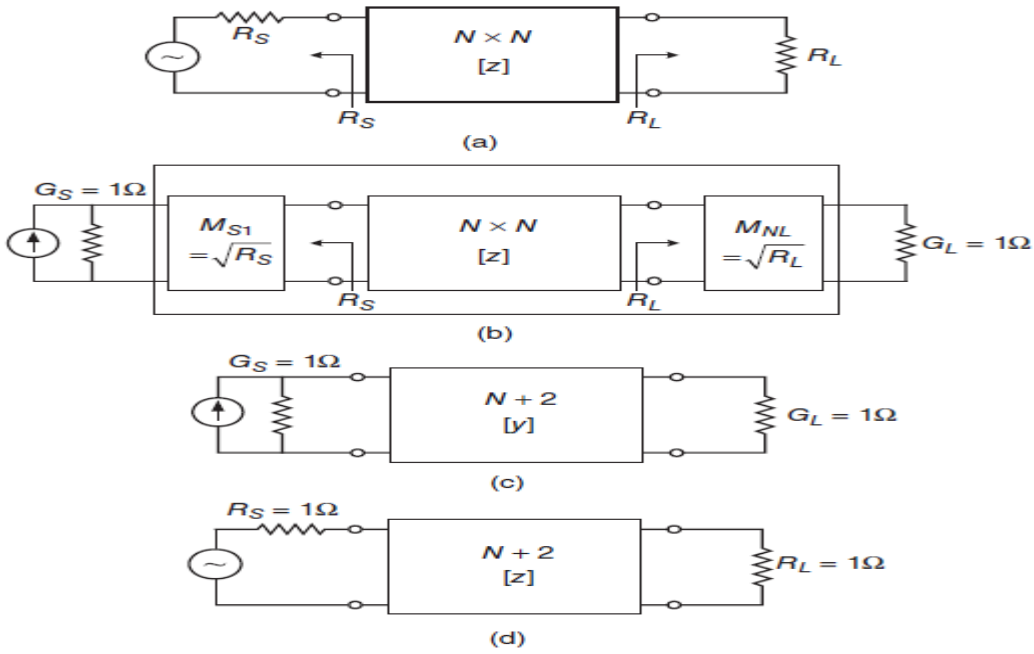
وهكذا يتم الحصول على أصفار $F(w)$ من خلال إيجاد جذور $[6,9].U_N(w)$

4- مصفوفة الترابط:

يمكن فصل مصفوفة الممانعة $[Z']_{N \times N}$ لدارة الرنين التسلسلية إلى قسم ممانعة حقيقية صرفة وآخر ممانعة تخيلية بحتة الموضحة في العلاقة (33):

$$[z'] = R + [sI + jM] = R + [z] \quad (33)$$

يوضح الشكل (a.2) مصفوفة الممانعة $[Z]$ ، وهي دارة ممانعة تخيلية صرفة تعمل بين منبع الجهد ومقاومة داخلية للمنبع R_S ومقاومة الحمل R_L . [7,12,15,17]



الشكل (2): أشكال دارات الدخل والخرج لمصفوفات الترابط (a) دائرة الطنين التسلسلية تمثل مصفوفة الترابط للممانعة $N \times N$ بين مقاومتي الدخل والخرج (b) الدارة في (a) مع محولات ممانعة لتصبح قيمة الممانعات الطرفية واحدة. (c) المصفوفة $N+2$ (الطنانات التفرعية) و الناقلات المقيسة G_S و G_L . (d) مصفوفة الممانعة $N+2$ (مع طنانات تسلسلية) و المقاومات الطرفية المقيسة R_S و R_L وهي الشبكة المناظرة لـ (c).

بشكل عام تكون الطرفية عند المنبع والحمل غير مساوية للصفر ويمكن تقييسها لممانعة واحدة عن طريق إدخال ممانعة المحولات $M_{S1} = \sqrt{R_S}$ و $M_{NL} = \sqrt{R_L}$ على الترتيب عند منبع وحمل الدارة على الترتيب الموضحة في الشكل (2.b). في كلتا الحالتين الموضحتين في الشكلين السابقين، تكون الممانعة التي ترى من الدارة عند الدخل هي R_S وعند الخرج هي R_L .

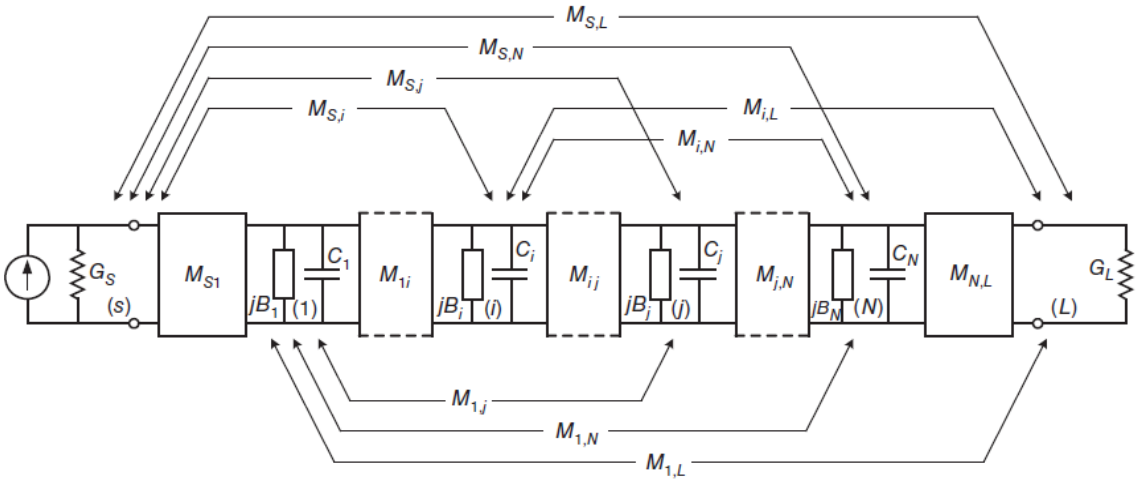
وبالتالي عند وضع المحولات على طرفي مصفوفة الممانعة $N \times N$ يكون لها الأثر التالي:

1. تصبح كل من ممانعة المنبع والحمل سماحية $G_L = 1 / R_S$ و $G_L = 1 / R_L$ على الترتيب، وأيضًا يتم تحويل منبع الجهد إلى منبع تيار $i_g = e_g / R_S$ الموضحة في الشكل (c.2).

2. يمكن استبدال المصفوفة $[z]$ المحاطة بالمحولين بدارة واحدة، والتي ستكون مصفوفة السماحية $[y]$. وبالتالي يمكن إضافة قيم المحولات على الدخل وعلى الخرج في المصفوفة $[y]$ من خلال إحاطة المصفوفة $N \times N$ بصف إضافي في الأعلى والأسفل وعمود إضافي على كل جانب، وبالتالي إنشاء المصفوفة $(N + 2) \times (N + 2)$. وبالتالي ستحتوي هذه الدارة على رنانات متسلسلة مع ممانعة منبع وحمل مقيستين R_S و R_L على الترتيب كما هو موضح بالشكل (d.2).

ويوضح الشكل (3) الدارة الممثلة لمصفوفة الترتيب $N \times N$ (تمثل الترابط

بين الرنانات) مع عناصر الربط على الدخل والخرج:



الشكل (3): الدارة الممثلة لمصفوفة الترابط $N \times N$ مع عناصر الربط على الدخل والخرج.

ويوضح الشكل (4) عناصر مصفوفة الترابط $(N + 2) \times (N + 2)$: [11,12]

	S	1	2	3	4	L
S	M_{SS}	M_{S1}	M_{S2}	M_{S3}	M_{S4}	M_{SL}
1	M_{S1}	M_{11}	M_{12}	M_{13}	M_{14}	M_{1L}
2	M_{S2}	M_{12}	M_{22}	M_{23}	M_{24}	M_{2L}
3	M_{S3}	M_{13}	M_{23}	M_{33}	M_{34}	M_{3L}
4	M_{S4}	M_{14}	M_{24}	M_{34}	M_{44}	M_{4L}
L	M_{SL}	M_{1L}	M_{2L}	M_{3L}	M_{4L}	M_{LL}

الشكل (4): عناصر مصفوفة الترابط $(N + 2) \times (N + 2)$.

5- دوران مصفوفة الترابط:

نجد مماسبق أن مصفوفة الترابط المحسوبة غير قابلة للتنفيذ العملي ولا بد من إجراء تحويلات لها لتكون قابلة للتنفيذ العملي ولتحقيق ذلك يتم ضرب مصفوفة الترابط $N + 2$ التي تم حسابها بمصفوفة الدوران $R_{N+2,N+2}$ كما هو موضح بالعلاقة (34):

$$M_1 = R_1 M_0 R_1^t \quad (34)$$

حيث M_0 المصفوفة الاصلية. و M_1 المصفوفة بعد الدوران و R_1 مصفوفة الدوران المعرفة في الشكل (5):

	1	2	3	4	5	6	7
1	1						
2		1					
3			c_r		$-s_r$		
4				1			
5			s_r		c_r		
6						1	
7							1

$c_r \equiv \cos \theta_r$ $s_r \equiv \sin \theta_r$

الشكل (5): مصفوفة الدوران R_1 .

وبالتالي من أجل المحور (*Pivot*) $[i, j]$ لمصفوفة الدوران R_r حيث $i \neq j$ تعني أن العناصر $R_{ii} = R_{jj} = \cos \theta_r$ و $R_{ij} = -R_{ji} = \sin \theta_r$ من أجل $(i, j \neq 1 \text{ or } N)$ و θ_r زاوية الدوران.

فمثلاً من أجل مصفوفة ترابط أبعادها 7×7 وبالتالي يجب إرجاعها إلى الشكل (6):

	1	2	3	4	5	6	7
1	s	m	④	③	②	①	xa
2	.	s	m	⑨	⑧	xa	xs
3	.	.	s	m	xa	xs	⑤
4	.	.	.	s	m	⑩	⑥
5	s	m	⑦
6	s	m
7	s

الشكل (6): يوضح مصفوفة الترابط بعد الدوران.

حيث s الترابط الذاتي و m الترابط على الخط الرئيسي و x_a الترابط المتقاطع غير المتناظر (*Asymmetric cross-coupling*) و x_c الترابط المتقاطع المتناظر (*Symmetric cross-coupling*). العناصر (.) تكون قيمها مساوية للقيم فوق القطر الرئيسي بسبب تناظر المصفوفة. أما العناصر المرقمة هي العناصر التي يجب تصفيرها في مصفوفة الترابط المحسوبة كما هو موضح في الشكل السابق نجد أن عدد الدورانات يساوي 10 أي يجب تصفير 10 عناصر من مصفوفة الترابط وتتم عملية الدوران لسطر أولاً ثم عمود وهكذا.

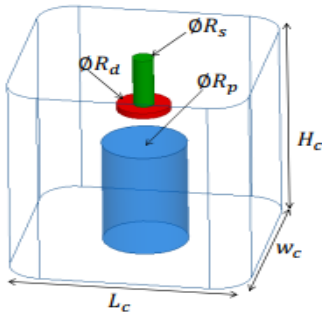
وقد تم برمجة هذه الخوارزمية باستخدام برنامج الماتلاب حيث أصبح بإمكاننا إجراء الدوران لأي مصفوفة ترابط [13].

6- أساسيات التصميم:

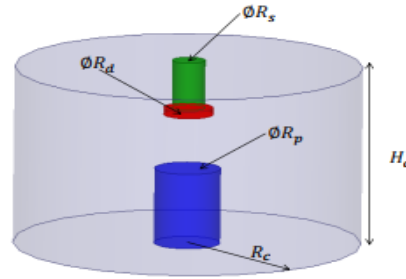
من أجل تصميم مرشح قابل للتوليف بعرض حزمة ثابت باستخدام الحجر الطنانة المشطية يجب مراعاة الخطوات التالية:

✓ تصميم طنانة قابلة للتوليف:

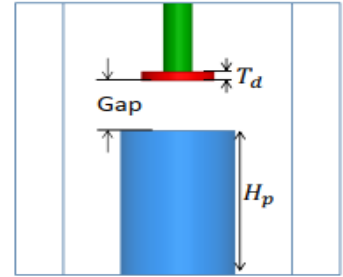
يمكن أن تحتوي حجر الطنانات المشطية على أشكال هندسية مختلفة كما في الشكل (7) نبين اثنين من الأشكال الهندسية الأكثر شيوعاً، وهما حجرتي طنين إحداها مكعبة و الأخرى إسطوانية:



(a) Cubical cavity



(b) Cylindrical cavity



(c) Two dimensional view

الشكل (7): أشكال حجر الطنين.

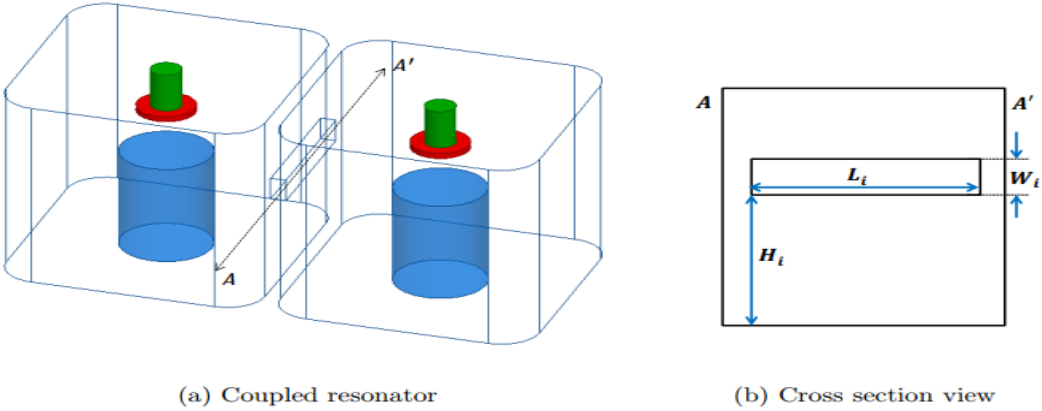
حيث يتم ضبط تردد الرنين عن طريق ضبط الفجوة بين الرنانة (القضيب) والبرغي.

✓ تصميم الترابط بين الرنانتين:

يمكن أن يكون الترابط بين الطنانات المختلفة تحريضياً أو سعويّاً. في حجر المرشحات المشطية، عادة يتم تحقيق الترابط التحريضي (inductive coupling) باستخدام فتحة بين الحجرتين بينما يتحقق الترابط السعوي عادةً باستخدام مسبار (probe). من أجل تحقيق قيمة ترابط محددة بين الطنانات، لذلك يجب تصميم هندسي للفتحة وللمسبار بشكل صحيح.

في حجر المرشحات المشطية ذات عرض الحزمة الترددي الثابت القابل للتوليف، يتم ضبط التردد المركزي عن طريق ضبط حجم الفجوة بين البرغي والرنانة. ويؤدي تغيير

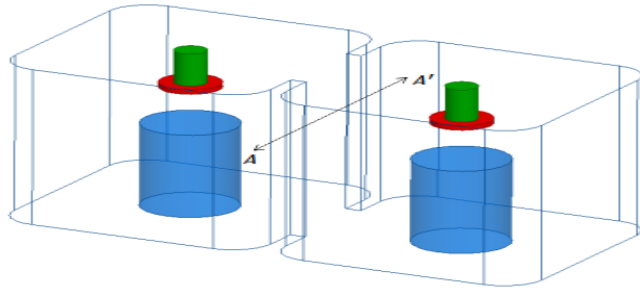
حجم الفجوة عموماً إلى تغيير توزيع المجال الكهربائي والمغناطيسي داخل التجويف، وبالتالي يتم تغيير قيم ترابط الطنانة. لذلك يمكن تحقيق ترابط تحريضي شبه ثابت باستخدام فتحة أفقية بين الحجرتين. حيث أن قيمة الترابط المقيسة المطلوبة لا تعتمد فقط على أبعاد الفتحة ولكن أيضاً على موضعها. ويوضح الشكل (8) هيكل الرنانتين المترابطتين مع الفتحة الأفقية:



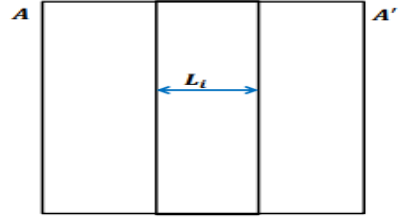
الشكل (8): هيكل الرنانتين المترابطتين مع أبعاد الفتحة الأفقية.

وبالتالي تعتمد قيمة الترابط بين الرنانتين على ثلاث معاملات، وهي ارتفاع الفتحة (H_i) وعرض الفتحة (W_i) وطول الفتحة (L_i).

لا يمكن للفتحة الأفقية توفير قيم ترابط عالية في مرشح قابل للتوليف بمجال ترددي عريض. لذلك يكون الربط بين الحجرتين باستخدام فتحة طولية كما هو موضح بالشكل (9).



(a) Coupled resonator

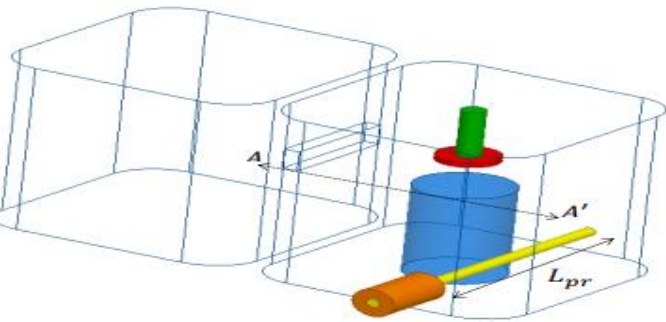


(b) Cross section view

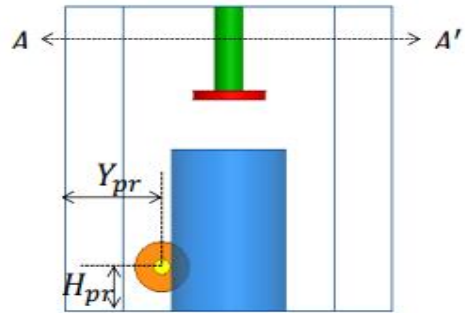
الشكل (9): هيكل الرنانتين المترابطتين مع أبعاد الفتحة الطولية.

✓ تصميم الترابط على الدخل والخرج:

لتصميم مرشح قابل للتوليف بعرض حزمة ترددي ثابت، يجب أن تظل الممانعة المقاسة (R) ثابتة عبر مجال التوليف. و يمكن تحقيق ذلك إذا تم استخدام مسار طويل لتحقيق ترابط على الدخل والخرج. يوضح الشكل (10) الترابط على الدخل والخرج باستخدام المسبار.



(a) First resonator loaded with input probe



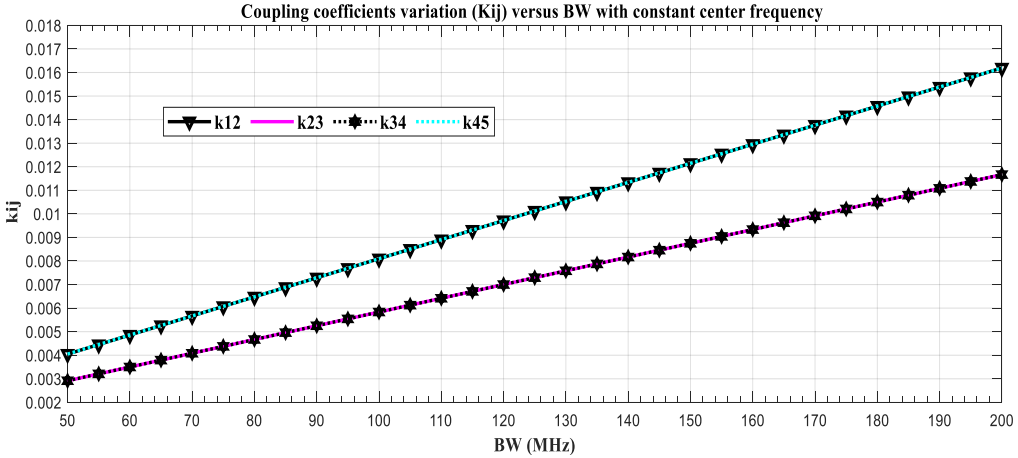
(b) Cross section view

الشكل (10): الترابط على الدخل والخرج باستخدام المسبار.

تعتمد قيمة الترابط على الدخل والخرج على ثلاث معاملات وهي طول المسبار (L_{pr})، وارتفاع المسبار (H_{pr})، ومسافة المسبار إلى جدار الحجرة الجانبي (Y_{pr}) [14].

7- دراسة تأثير تغيرات المجال الترددي على عناصر مصفوفة الترابط ومعاملتي الجودة على الدخل والخرج:

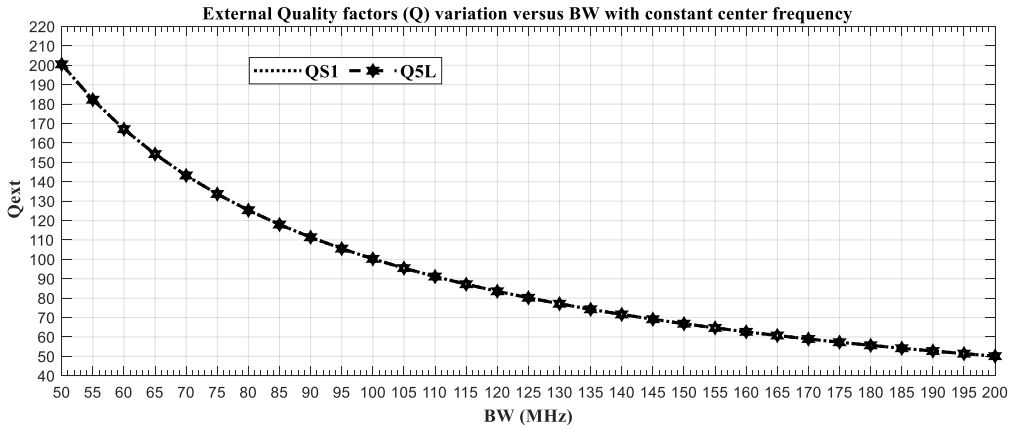
قمنا بدراسة تأثير تغييرات المجال الترددي مع ثبات التردد المركزي على عناصر مصفوفة الترابط ومعاملتي الجودة على الدخل والخرج للمرشح المرغوب، فمن أجل معاملات الربط باختيار المعاملات $k_{12}, k_{23}, k_{34}, k_{45}$. تم تغيير عرض حزمة المرشح $BW \in [50, 200] MHz$ مع ثبات التردد المركزي. والنتائج موضحة بالشكل (11):



الشكل (11): تغيرات عناصر مصفوفة الترابط بتغيير المجال الترددي مع ثبات التردد المركزي.

بسبب تناظر المرشح يكون معامل الترابط k_{12}, k_{45} منطبقين ويكون معامل الترابط k_{45}, k_{23} منطبقين نلاحظ أنه بزيادة المجال الترددي تزداد قيمة معاملات الترابط.

ومن أجل عامل الجودة الخارجي على الدخل والخرج بنفس الشروط السابقة ينتج لدينا الشكل (12).

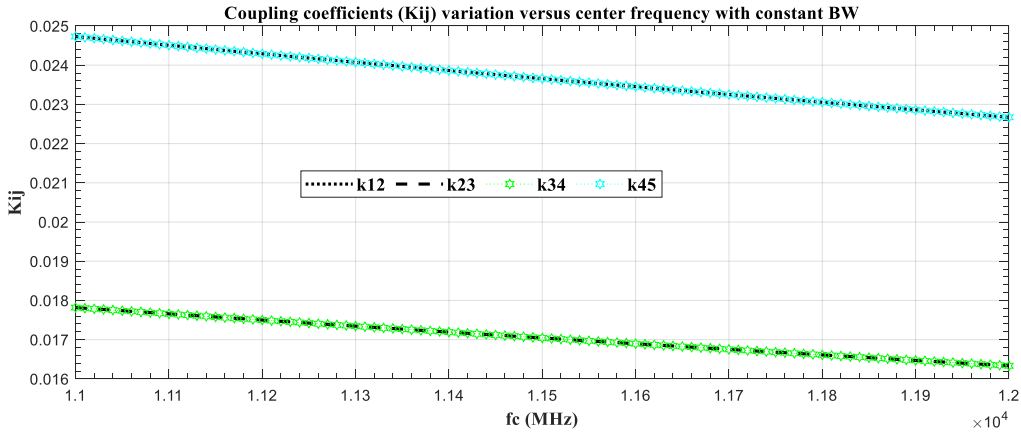


الشكل (12): تغيرات عامل الجودة الخارجي على الدخل والخرج بتغيير المجال الترددي مع ثبات التردد المركزي.

بسبب تناظر المرشح يكون عامل الجودة الخارجي للدخل والخارج منطبقان ونلاحظ أنه بزيادة المجال الترددي تتناقص قيمة عامل الجودة الخارجي للدخل والخارج.

8- دراسة تأثير تغيرات التردد المركزي على عناصر مصفوفة الترابط ومعاملتي الجودة على الدخل والخرج:

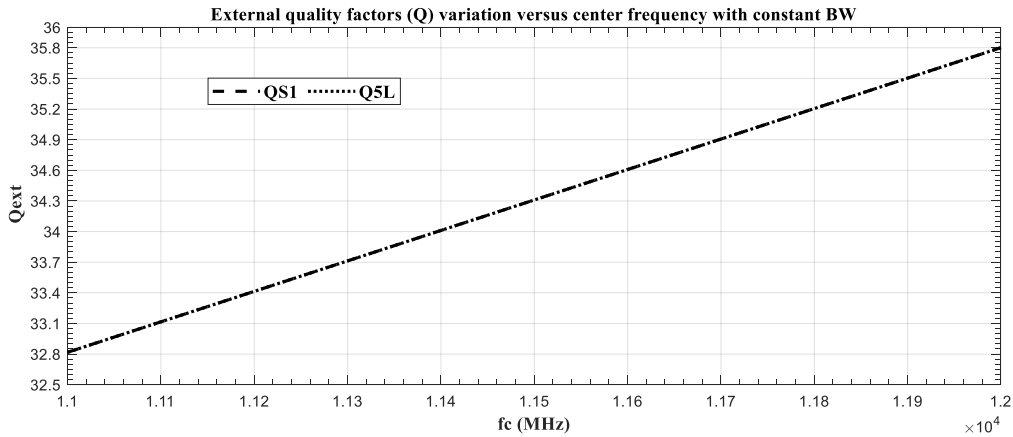
قمنا بدراسة تأثير تغيرات التردد المركزي مع ثبات المجال الترددي على عناصر مصفوفة الترابط ومعاملتي الجودة على الدخل والخرج فمن أجل معاملات الربط كما هو موضح بالشكل (13) قمنا باختيار المعاملات $k_{12}, k_{23}, k_{34}, k_{45}$. تم تغيير التردد المركزي $f_c \in [11, 12] \text{ GHz}$ مع ثبات عرض الحزمة الترددية للمرشح. والنتائج موضحة بالشكل (14).



الشكل (13): تغيرات عناصر مصفوفة الترابط بتغيير التردد المركزي مع ثبات المجال الترددي.

بسبب تناظر المرشح يكون معاملا الترابط k_{12}, k_{45} منطبقين ويكون معاملا الترابط k_{45}, k_{23} منطبقين نلاحظ أنه بزيادة التردد المركزي تتناقص قيمة معاملات الترابط بشكل خطي.

ومن أجل عامل الجودة الخارجي على الدخل والخرج وبنفس الشروط السابقة ينتج لدينا الشكل (14).



الشكل (14): تغيرات عامل الجودة الخارجي على الدخل والخرج بتغيير التردد المركزي مع ثبات المجال الترددي.

بسبب تناظر المرشح يكون عامل الجودة الخارجي للدخل والخارج منطبقين ونلاحظ أنه بزيادة المجال الترددي تزداد قيمة عامل الجودة الخارجي للدخل والخرج.

9- النتائج والمناقشة:

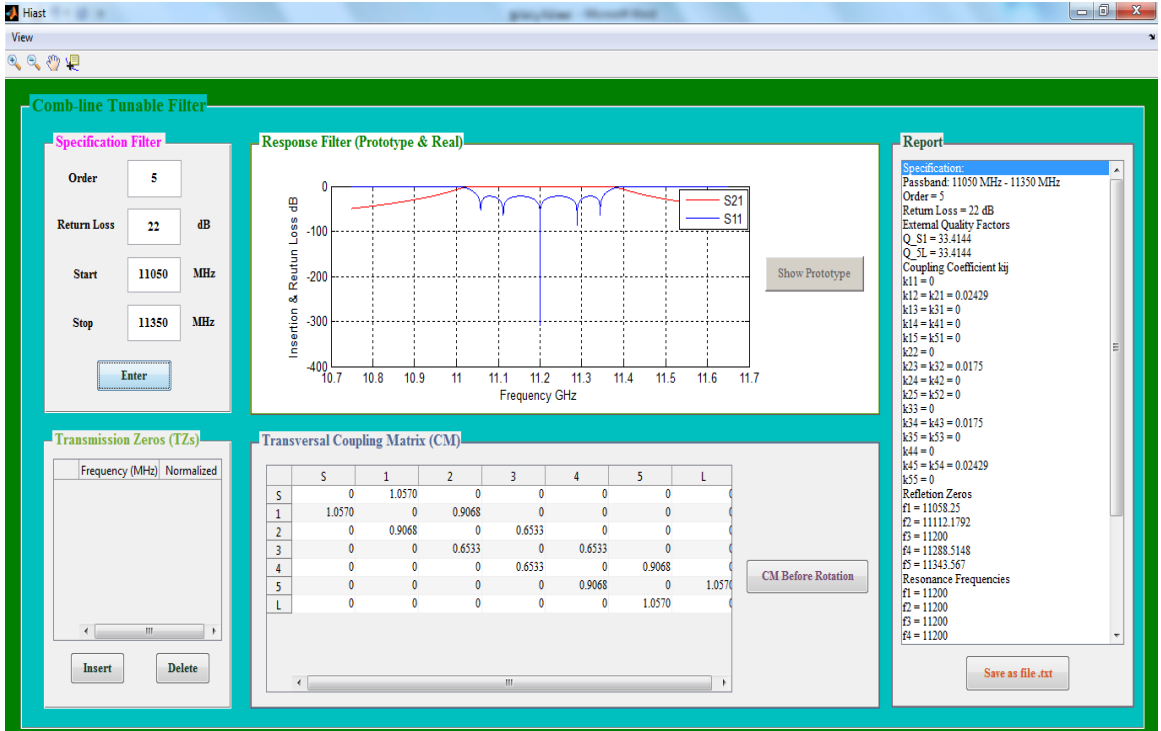
قمنا في هذه الفقرة بتصميم مرشح تمرير حزمة في المجال X – Band من أجل رتبة مرشح $N = 5$ وفق المواصفات التالية:

الجدول (1): معاملات التصميم للمرشح في المجال X-Band من أجل $N = 5$.

Lower cutoff frequency f_L	11050 MHz
Upper cutoff frequency f_H	11350 MHz
Return Loss	22 dB
Order Filter	5

ثم قمنا بإدخال هذه المعاملات إلى البرنامج المصمم على الماتلاب للحصول على مصفوفة الترابط قبل الدوران وبعد الدوران. وأيضاً حساب معاملات الربط الفيزيائية ومعامل الربط على الدخل والخرج كما هو موضح بالشكل (15):

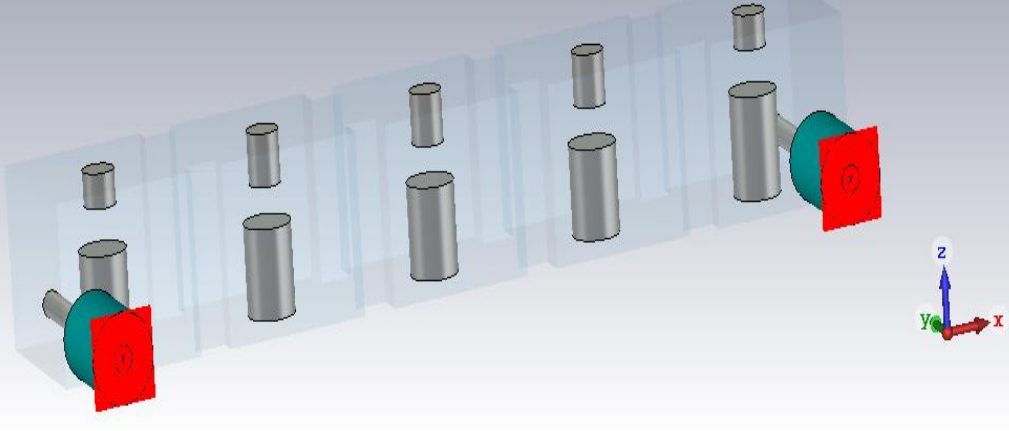
تصميم مرشح مشطي قابل للتوليف بعرض حزمة ترددية ثابت نسبياً باستخدام الحجر الطنانة المشطية



الشكل (15): النتائج التي حصلنا عليها من الواجهة المنفذة على الماتلاب لمرشح X-Band من

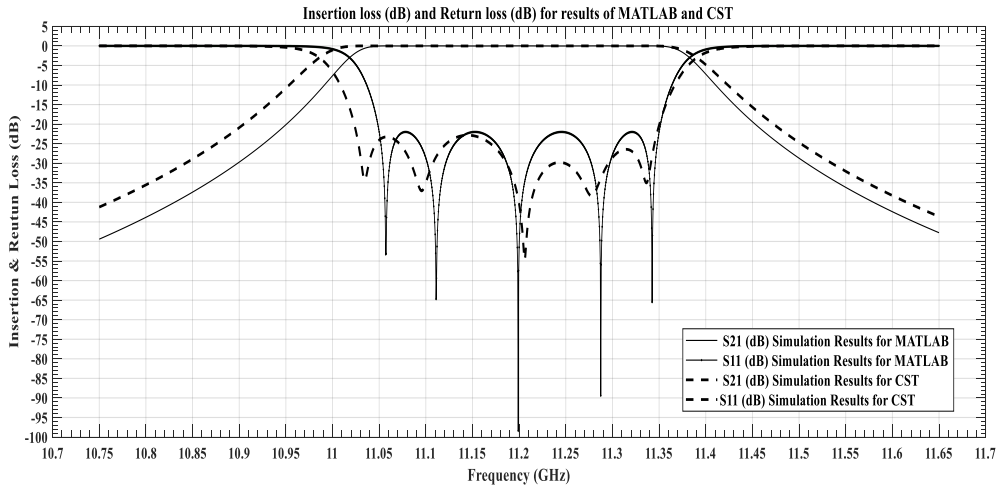
$$N = 5$$

بعد الحصول على المعاملات السابقة باستخدام برنامج ماتلاب تم تصميم المرشح المطلوب باستخدام برنامج CST حيث حصلنا على الشكل (16).



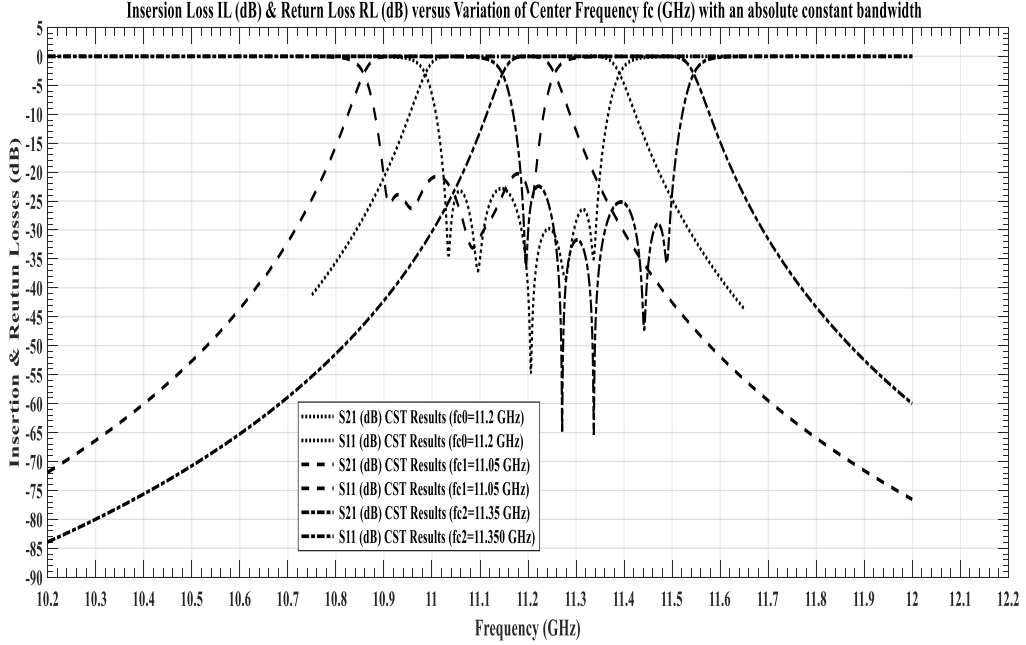
الشكل (16): المرشح المصمم في المجال X-band من أجل $N=5$.

حيث حصلنا على النتائج الموضحة بالشكل (17):



الشكل (17): استجابة المرشح X-band من أجل $N=5$ باستخدام برنامج CST ومقارنته مع المرشح المصمم باستخدام برنامج MATLAB.

تظهر النتائج مدى التطابق الجيد بين برنامجي الماتلاب والـ CST ونأتي الآن إلى إجراء توليف للمرشح باستخدام برنامج CST وذلك بتغيير فقط براغي المعايرة لنحصل على النتيجة الموضحة في الشكل (18).



الشكل (18): استجابة المرشح بتغيير التردد المركزي باستخدام برنامج CST بتغيير فقط براغي المعايرة (أي الفجوات الهوائية بين براغي المعايرة والرنانات).

من الشكل (18) يتبين أن قيمة النسبة المئوية لتغيير عرض الحزمة (Percentage Bandwidth) وذلك وفق المعيار $3 - dB Bandwidth$ موضحة في الجدول (2):

الجدول (2): يوضح قيم النسبة المئوية لتغيير عرض الحزمة بتغيير التردد المركزي وفق

المعيار $3 - dB$ Bandwidth

$f_{c0} = 11.2 \text{ GHz}$	$BW_0 = \frac{0.40547}{11.2} * 100 \% \approx 3.6 \%$
$f_{c1} = 11.05 \text{ GHz}$	$BW_1 = \frac{0.39729}{11.05} * 100 \% \approx 3.6 \%$
$f_{c2} = 11.35 \text{ GHz}$	$BW_2 = \frac{0.39781}{11.35} * 100 \% \approx 3.5 \%$

من هذه النتائج يتبين أنه على مجال توليف حوالي 300 MHz لا يكاد يتغير عرض الحزمة الترددي النسبي مع إرجاع فقد يبقى أقل من القيمة $-20 \text{ dB} < RL$ من أجل الترددات المركزية الثلاثة وبالتالي يكون التصميم جيد.

10- الخلاصة:

تم في هذا البحث دراسة إجرائية تركيب مرشح تشيبيشيف، وبناءً عليها تم تصميم الواجهة الضرورية باستخدام برنامج MATLAB والتي سهلت بشكل كبير العمل، وبوساطتها تمت دراسة أثر تغيرات التردد المركزي و عرض الحزمة الترددية على معاملات الترابط وكذلك معامل الجودة الخارجي على كل من الدخل والخرج للمرشح. كما تم التطرق إلى مصفوفة الترابط وكيفية الاستفادة منها في التصميم، وذلك لما تتمتع به من مرونة عالية في تركيب المرشح، ومن خلالها تم حساب كل المعاملات الضرورية في تركيب المرشح من حيث معاملات الترابط وكذلك الجودة. ثم تم العمل على تصميم مرشح بمواصفات محددة واختبار جودة التصميم النظري باستخدام برنامج MATLAB ودراسة مختلف الآثار اللازم دراستها وتأثيرها على مواصفة المرشح والتي كانت دليلاً ضرورياً أثناء نقل المرشح من الحيز النظري إلى الحيز العملي الفيزيائي التطبيقي ولتحقيق ذلك تم استخدام برنامج CST لهذا الغرض. بعدها تم توليف المرشح على مجال ترددي $BW=300 \text{ MHz}$ في الحزمة الترددية X-Band وتم الحصول على تغيرات في عرض الحزمة الترددية النسبي أقل من 3.6% وهذا يعتبر نجاحاً كبيراً .

المراجع :References

- [1] Iskander, M. "RF tunable resonators and filters". M.Sc. thesis. University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2014.
- [2] J. Krupka, A. Abramowicz, and K. Derzakowski, "Magnetically tunable filters for cellular communication terminals," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2329–2335, 2006.
- [3] Fouladi, Siamak, et al. "High-Q and narrowband tunable combine bandpass filters using MEMS capacitor banks and piezomotors." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61.1 (2012): 393-402.
- [4] Atia, A.E. and Williams, A.E., "New types of bandpass filters for satellite transponders.", *COMSAT Technical Review*, 1, 21–43, (1971).
- [5] Atia, A.E. and Williams, A.E., "Narrow-bandpass waveguide filters.", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-20*, 258–265, (2015).
- [6] Atia, A.E. and Williams, A.E., "Nonminimum-phase optimum-amplitude bandpass waveguide filters.", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-22*, 425–431, (2017).
- [7] Atia, A.E., Williams, A.E., and Newcomb, R.W., "Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis.", *IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-21*, 649–655, (2005).
- [8] Kurokawa, Kaneyuki. "Power waves and the scattering matrix." *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 13.2 (1965): 194-202.
- [9] Ge, C., Zhu, X.-W., Jiang, X., and Xu, X.-J. (2016) A general synthesis approach of coupling matrix with arbitrary reference impedances. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25 (6), 349–351.
- [10] Frickey, D.A. (1994) Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42 (2), 205–211.
- [11] Bell, H. Clark. "The coupling matrix in low-pass prototype filters." *IEEE Microwave Magazine* 8.2 (2007): 70-76.

-
- [12] Cameron, Richard J., Chandra M. Kudsia, and Raafat R. Mansour. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. John Wiley & Sons, 2018.
- [13] Matthaei, George Lawrence, Leo Young, and Edward McClung Thompson Jones. Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. Artech house, 1980.
- [14] Nasresfahani, Mitra. Design and Fabrication of Centre Frequency and Bandwidth Tunable Cavity Filters. MS thesis. University of Waterloo, 2014.
- [15] Cameron, Richard J. "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 51.1 (2003): 1-10.
- [16] Bell, H. Clark. "The coupling matrix in low-pass prototype filters." IEEE Microwave Magazine 8.2 (2007): 70-76.
- [17] Hunter, Ian. Theory and design of microwave filters. No. 48. Iet, 2001.

