تطوير مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة في المجال الترددي k-Band

م. راما محمد

د. فريز عبود د. علاء الدين سرحان

الملخص

نقّدم في هذا البحث منهجية تصميم جديدة لبناء مرشح تمرير مجال انطلاقاً من بنية العناصر المتداخلة، حيث تمّ وضع النموذج الكهربائي للمرشح بالاعتماد على مفهوم السّعات الكهربائية الذاتية والمتبادلة لخطوط النقل المترابطة التي تشكل البنية الأساسية للمرشح.

بعد ذلك تمّ بناء النموذج الكهربائي المقترح بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة التي تتيح الحصول على مرشحات عريضة المجال، إلى أن تمّ التوصل إلى الأبعاد الفيزيائية لخطوط النقل التي تشكل المرشح بعد سلسلة من الحسابات التي تعتمد طريقة المحاولة والخطأ والمقارنة مع القيمة المحسوبة من مصفوفة ماكسويل، ثمّ أجريت عملية محاكاة لدراسة أداء المرشح وفق الأبعاد الناتجة، وتبين أن نتائج المحاكاة تحقق المطلوب من حيث التردد المركزي ($f_0 = 21.25\ GHz$)، وعرض مجال التمرير الكسري ($FBW = 0.49$) وعامل التعرج في مجال التمرير ($L_{Ar} = 0.1\ dB$).

الكلمات المفتاحية: العناصر المتداخلة–خطوط النقل الشرائحية المعلّقة– خطوط النقل المترابطة– السعات الكهربائية الذاتية والمتبادلة.

Developing Inter-Digital Band Pass Filter using Suspended Substrate Stripline Technology In K-Band

Eng. Rama Mohamed
Dr. Fariz Abboud **Dr. Alaa Eldin Sarhan**

ABSTRACT

In this paper, we present a new design methodology for constructing a bandpass filter based on an inter-digital structure. The electrical model of the filter was developed based on the concept of the self and mutual electric capacitances of the coupled transmission lines forming the basic structure of the filter.

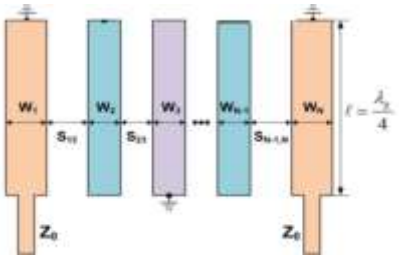
After that, the proposed electrical model was built using the suspended substrate striplines technology, which allows obtaining wide bandpass filters. The physical dimensions of the transmission lines that make up the filter were reached after a series of calculations that depend on the method of trial and error and compared with the calculated values from Maxwell's capacitance matrix. Then, a simulation was conducted to study the filter performance according to the obtained dimensions. It was found that the simulation results achieve the desired ones in terms of the center frequency ($f_0 = 21.25\ GHz$), Fractional Band Width ($FBW = 0.49$), and the bandpass ripple factor ($L_{Ar} = 0.1\ dB$).

Key Words: Interdigital - Suspended Substrate Stripline - Self and Mutual Electrical Capacitances.

1- المقدمة:

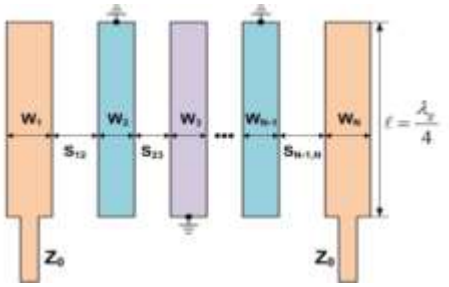
تتكون البنية العامة لهذا المرشح من عدة رنانات مترابطة طول كل واحدة منها يساوي ربع طول الموجة عند التردد المركزي، وتكون مقصورة النهاية من أحد الطرفين ومفتوحة من الطرف الآخر، ويتحقق الترابط من خلال خطوط الحقل الجانبية بين خطوط النقل المتجاورة.

تمَّ تعريف بنيتين لهذه المرشحات انطلاقاً من نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض، الأولى صالحة للمرشحات ذات المجال الضيق والمتوسط، والثانية للمرشحات ذات المجال العريض، في البنية الأولى الموضحة بالشكل (1) تعمل خطوط النقل من الرقم 2 وحتى N-2 كرنانات في حين تعمل خطوط النقل في الدخل ذات الرقم 1، وفي الخرج ذات الرقم N كمحولات ممانعة، أي أن آلية تصميم نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض بـN عنصر تفاعلي سنحصل بنتيجتها على مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة من المرتبة (N+2).



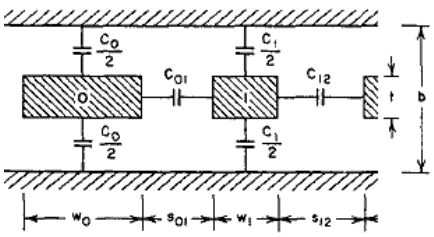
الشكل (1): مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة ضيق المجال.

في حين تختلف البنية المقترحة للمرشحات ذات المجال العريض والموضحة في الشكل (2) يكون فيها خطي النقل في الدخل والخرج مفتوحي النهاية أي أنَّ كافة العناصر تعمل كرنانات، وآلية تصميم النموذج الأولي لمرشح تمرير منخفض بـ N عنصر تفاعلي ستعطي مرشح تمرير مجال ذي عاصر متداخلة من المرتبة n.



الشكل (2): مرشح تمرير مجال ذو عناصر متداخلة عريض المجال.

يبين الشكل (3) مصفوفة من خطوط النقل المترابطة المتوازية المستخدمة في المرشحات ذات العناصر المتداخلة، حيث تعرَّف المواصفات الكهربائية لهذه البنية بالسّعات الذاتية لواحدة الطول C_k لكل خط نقل منسوباً إلى المستوي الأرضي، والسّعات المتبادلة $C_{k,k+1}$ بين كل خطي نقل متجاورين. **[7]**



الشكل (3): مقطع عرضي لخطوط نقل مترابطة بين مستويي أرضي متوازيين.

وعلى الرغم من كون هذا التمثيل غير واقعي وتظهر في كثير من الأحيان سعات متبادلة مع الخط التالي للخط المجاور، إلا أنَّ التجارب العملية أثبتت أن هذا التمثيل يتمتع بدقة مرضية.

وتجدر الإشارة إلى أنّه في المعادلات المعتمدة لتصميم هذه المرشحات تستخدم السّعات الذاتية والمتبادلة المقيّسة: $\frac{C_k}{\varepsilon}$، $\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon}$ حيث ε هو ثابت عازلية وسط الانتشار.

2- الّدراسات المرجعية:

- في العام 2020 تمَّ تقديم تصميم ومحاكاة لمرشح تمرير مجال بعرض مجال 280 MHz وتردد مركزي 19.9 GHz، حيث تتألف هذه البنية من:
  - ✓ روابط ميكروية هجينة غير فعَّالة.
  - ✓ مرشحي تمرير مجال تقليدين.
  - ✓ وحدة تحكم بالتغذية الخلفية مكونة من مزيح طوري ومكبر ربح متغير.

بحيث تتضمن البنية السَّابقة خصائص تغذية خلفية مستقرة غير حساسة لتغيرات حمل الخرج ضمن مجال التمرير. **[5]**

إلا أن هذا المرشح ضيق المجال، إضافة إلى أنَّ استخدام مكبرات إضافية بحلقة التغذية الراجعة يعني ارتفاع الكلفة المادية للتصنيع، وفي بحثنا اخترنا البنية الغير فعالة (Passive) لتقليل الكلفة المادية والحصول على مجال عريض.

- كما تمّ في العام 2020 أيضاً عرض محاكاة لتصميم مرشح تمرير مجال بتقانةBICMOS (أنصاف النواقل الثنائية القطبية المشابة بأكسيد المعدن المتمم)

ضمن مجال التمرير [GHz]20.75-41 **[1]**

مع الإشارة هنا إلى عدم توفر هذه التقانة وبالتالي لا يمكن تصنيعها.

- دراسة في العام **2019** تم فيها تحليل ومحاكاة لمرشح تمرير مجال K-Band بتقانة:

FSIW: Folded Substrate Integrated Waveguide

(دليل موجي شرائحي مطوي)

ضمن مجال التمرير: [GHz]20.8-25.13. **[3]**

- أما في عام 2018 تمّ عرض تصميم ومحاكاة لمرشح تمرير مجال k-Band بتقانة:

Post Wall Iris (PWI) Substrate Integrated Waveguide

(دليل موجي شرائحي يستخدم فتحات ضمن جدار معدني من الثقوب)

ضمن مجال التمرير: [GHz] 21.47 -19.36. **[8]**

والتي اعتمد فيها تقانة خطوط النقل الشرائحية Microstrip Lines والتي تمتاز بفقد عالي خاصة عند الترددات العالية.

- في العام 2017 نشرت مقالة تم فيها عرض تصميم مرشح تمرير مجال بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة.

ضمن مجال التمرير: 7.5-15.1 GHz **[7].**

- وفي العام 2017 نشرت مقالة تم فيها عرض تحليل لمرشحات بتقانة الخطوط الشرائحية المعلقة خاصة بتطبيقات مكبرات الاستطاعة الميكروية الرقمية **[2].**

3- إجرائية التصميم المعتمدة:

تستند إجرائية التصميم المقترحة إلى استخدام نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض للوصول إلى مرشح تمرير مجال بالاستجابة المطلوبة.

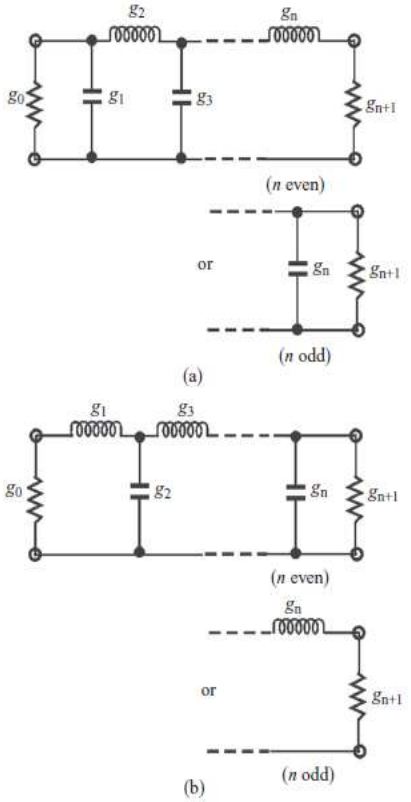
3-1- النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض: [9]

يعّرف النّموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض بأنَّه مرشح تكون قيم عناصره مقيّسة بحيث تكون ممانعة المنبع أو سماحيته تساوي إلى الواحد ويرمز لها بـ g_0، كما أن تردد القطع الزاوي أيضاً واحدي ويرمز له Ω_c ويساوي إلى الواحد أيضاً وواحدته rad/sec.

يوضح الشكل (4) شكلين مختلفين للنموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض بـ n قطب لتحقيق استجابات مرشحات الأقطاب من نوع تشيبتشيف.

حيث أن n هو عدد العناصر التفاعلية (رتبة المرشح)، g_0 ممانعة أو سماحية المنبع المقيسة وg_{n+1} ممانعة أو سماحية الحمل المقيسة.

يُستخدم هذا النموذج في تصميم العديد من المرشحات العملية سواء عبر تحويل العناصر أو التردد وسنقوم في القسم التالي بتقديم المعادلات والجداول المستخدمة لحساب قيم عناصر النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض دون الخوض في إجرائية تركيب المرشح، بالإضافة إلى تحديد درجة النموذج الأولي للمرشح.



الشكل (4) النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض.

3-2- استجابة مرشح تشيبتشيف:

للبدء بالتصميم تمّ اعتماد استجابة مرشح التمرير المنخفض تشيبتشيف كواحد من مرشحات الأقطاب الشهيرة، كون استجابته تمتاز بالقطع الحاد في المجال الترددي، إضافة إلى انخفاض درجة المرشح المطلوبة لتأمين الاستجابة الترددية ذاتها في حال اختيار استجابة أخرى كبيسسيل أو بتروورث.

مع الإشارة إلى أنّ حدة القطع المطلوب تأمينها في هذا النوع من المرشحات على حساب الاستجابة الزمنية الأكثر استقراراً في الأنواع الأخرى لمرشحات الأقطاب.

أما مرشحات الأقطاب والأصفار كمرشح تشيبتشيف العكسي والـ Elliptic فهي تحتاج إلى الأصفار في مجال التردد، وتؤمن مرونة عالية إضافة إلى حدة القطع إلا أنّ ذلك على حساب زيادة تعقيد التصميم لذلك نادراً ما نرى اعتماد هذه المرشحات في التصاميم العملية.

يوضح الشكل (5) استجابة مرشح تشيبتشيف والتي تبين التّعرجات المتساوية في مجال التمرير ومجال التخميد المسطح إلى أقصى درجة، حيث تابع التحويل التربيعي المعبر عن هذه الاستجابة بالعلاقة:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 T_n{}^2(\Omega)} \qquad (1)$$

حيث ε تعبر عن ثابت التعرجات المرتبط تعرجات مجال التمرير $L_{Ar}\,(dB)$ ويعطى بالعلاقة:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \qquad (2)$$

أمـا $T_n(\Omega)$ فهـو تـابع تشيبتشـيف مـن النـوع الأول والمرتبة n والذي يعطى بالعلاقة:

$$T_n(\Omega)=\begin{cases}\cos(n\cos^{-1}(\Omega)) & \text{for } |\Omega|\le 1\\ \cosh(n\cosh^{-1}(\Omega)) & \text{for } |\Omega|\ge 1\end{cases} \quad (3)$$

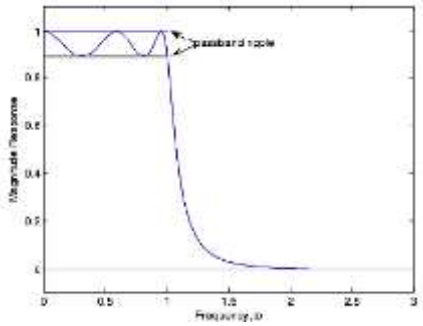
وبالتـالي كافـة المرشـحات المحققـة بالمعادلـة (1) تسـمى بمرشـحات تشيبتشـيف وقـد اشـتق رودس (Rhodes) مـن المعادلـة (1) تـابع التحويـل المنطقـي لمرشحات تشيبتشيف المعطى بالمعادلة:

$$S_{21}=\frac{\prod_{i=1}^{i=n}\left[\eta^2+sin^2(\frac{i\pi}{n})\right]^{-1/2}}{\prod_{i=1}^{i=n}(p+p_i)} \quad (4)$$

حيث:

$$p_i=j\cos[\sin^{-1}(j\eta)+\frac{(2i-1)\pi}{2n}] \quad (5)$$

$$\eta=sinh\left[\frac{1}{n}\sinh^{-1}\frac{1}{\epsilon}\right] \quad (6)$$



الشكل (5): استجابة مرشح التمرير المنخفض تشيبتشيف.

3-3- معـادلات حسـاب معـاملات النمـوذج الأولـي لمرشح التمرير المنخفض: [9]

تعطـى معـادلات حسـاب معـاملات المرشـح المبـين بالشكل (4) على النحو التالي:

$$g_0=1 \quad (7)$$

$$g_1=\frac{2}{\gamma}\sin(\frac{\pi}{2n}) \quad (8)$$

$$g_i=\frac{1}{g_{i-1}}*\frac{4*\sin\left[\left(\frac{2i-1}{2n}\right)\pi\right]*\sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2+sin^2[(\frac{(i-1)\pi}{n})]} \quad (9)$$

for i=2,3,…..n

$$g_{n+1}=\begin{cases}1 & for\ n\ odd\\ coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & for\ n\ even\end{cases} \quad (10)$$

حيث:

$$\beta=\ln\left[coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad (11)$$

$$\gamma=sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (12)$$

وتحدد درجة المرشح انطلاقاً من مواصفات التصميم المطلوبة كتعرجات مجال التمرير وتردد القطع الزاوي وتخميد مجال القطع بالعلاقة التالية:

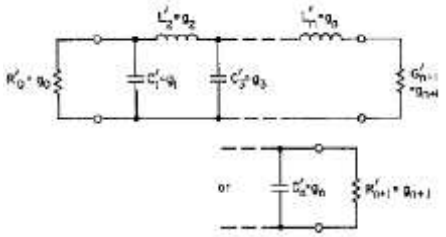
$$n\ge\frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}}-1}{10^{0.1L_{Ar}}-1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_S)} \quad (13)$$

وفـي حـال تـم توصـيف المرشـح بدلالـة نسـبة الأمـواج المسـتقرة للجهـد VSWR وفقـد الإرجـاع r ، عندئـذ تحسـب تعرجـات مجـال التمريـر بالعلاقة التالية:

$$L_{Ar}=-10*\log(1-10^{0.1*L_R}) \quad [dB] \quad (14)$$

3-4- تحويـل اسـتجابة النمـوذج الأولـي لمرشـح التمرير المنخفض إلى استجابة مرشح تمرير مجال:

يبـين الشـكل (6) نمـوذج أولـي لمرشـح تمريـر منخفض من نوع تشيبتشيف للوصول انطلاقاً منه إلى مرشـح تمريـر مجـال بالاسـتجابة المطلوبـة، حيـث أنَّ نمـوذج أولـي لمرشـح تمريـر مـنخفض بـ n عنصـر تفـاعلي ينـتج عنـه مرشـح تمريـر مجـال بـ n رنانـة (بما في ذلك رنانتي الدخل والخرج).



الشكل (6): نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض من نوع تشيبتشيف.

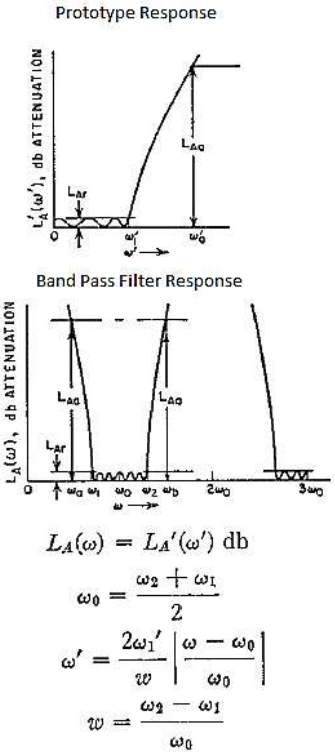
في حين يبين الشكل (7) استجابة النموذج الأولي لمرشـح التمريـر المـنخفض والاسـتجابة المقابلـة لمرشـح

تمرير المجال والتي تكون متناظرة حسابيا وتتكرر مجالات التمرير عند التوافقيات $_0, 3w_0, 5w_0$.

توضح المعادلات بأسفل الشّكل (7) عملية التحويل من مرشح التمرير المنخفض إلى مرشح تمرير مجال والذي نجد فيه أنَّ خصائص التخميد التابعة ل ω' في مرشح التمرير المنخفض يقابلها خصائص في مرشح تمرير المجال المتمركز حول w_0 كتابع للتردد الزاوي ω.

المعامل w هو عرض المجال الكسري والذي يعطى بالعلاقة $FBW = \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$، وهو المعامل الّذي سنستخدمه لاحقاً في كافة معادلات التصميم.

$$L_A(\omega) = L_A'(\omega')\ \text{db}$$



$$\omega_0 = \frac{\omega_2+\omega_1}{2}$$

$$\omega' = \frac{2\omega_1'}{w}\left|\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right|$$

$$w = \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$$

الشكل (7) العلاقة بين استجابة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض وما يقابلها لمرشح تمرير المجال.

3-5- معادلات تصميم مرشح ذي عناصر متداخلة عريض المجال:

كما ذكر سابقاً تتألف بنية مرشح تمرير المجال ذو العناصر المتداخلة من مصفوفة من خطوط النقل المترابطة المتوازية بين مستويي ارضي متوازيان.

سنستعرض الآن معادلات التصميم التي سنحصل بنتيجة تطبيقها على السّعات الذاتية لواحدة الطول لكل خط نقل على حدا، إضافة إلى السّعات المتبادلة لواحدة الطول لكل خطين متجاورين.

وتقوم إجرائية التصميم المقترحة في هذه الدراسة على مجموعة من التقديرات التقريبية التي تسمح بتبسيط حسابات التصميم وجعلها واضحة وسهلة للاستخدام.

وعلى الرغم من اعتماد معادلات التصميم على تقريبات رياضية ألا أن نتائج التصاميم التجريبية الناتجة عنها أثبتت أنها دقيقة بشكل كافي لمعظم التطبيقات العملية.

بعد أن نقوم بحساب درجة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض n، وحساب معاملاته نحسب الحدود التالية: [7]

$$(g_0 \sim g_n) \tag{15}$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} * \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} * FBW \tag{16}$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\Big|_{k=2\ \text{to}\ n-3} = \frac{g_2}{g_0 * \sqrt{g_k\, g_{k+1}}} \tag{17}$$

$$\frac{J_{n-2,n-1}}{Y_A} = \frac{1}{g_0} * \sqrt{\frac{g_0\, g_2}{g_n - 2g_{n+1}}} \tag{18}$$

$$N_{k,k+1}\big|_{k=2\ \text{to}\ n-2} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_1\, g_2\ \tan\theta_1}{2g_0}\right)^2} \tag{19}$$

$$\frac{Z_1}{Z_A} = \omega'_1\, g_0\, g_1\ \tan\theta_1 \tag{20}$$

$$\frac{Y_2}{Y_A} = \frac{\omega`_1 g_2}{2g_0} \tan\theta_1 + N_{23} - \frac{J_{23}}{Y_A} \quad (21)$$

$$\frac{Y_k}{Y_A}|_{k=3 \text{ to } n-2} = N_{k,k+1} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \quad (22)$$

$$\frac{Y_{n-1}}{Y_A} = \frac{\omega`_1 (2g_0 g_{n-1} - g_2 g_{n+1}) \tan\theta_1}{2g_0 g_{n+1}} + N_{n-2,n-1} - \frac{J_{n-2,n-1}}{Y_A} \quad (23)$$

$$\frac{Z_n}{Z_A} = \omega`_1 g_n g_{n+1} \tan\theta_1 \quad (24)$$

وتحسب بعد ذلك السّعات الذاتية والمتبادلة لواحدة الطول والمقيّسة لثابت العازلية ε وفق المعادلات التالية:

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A \frac{(1-\sqrt{h})}{(Z_1/Z_A)} \quad (25)$$

$$\frac{C_2}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_2}{Y_A}\right) - \sqrt{h}\frac{C_1}{\varepsilon} \quad (26)$$

$$\frac{C_k}{\varepsilon}|_{k=2 \text{ to } k=n-2} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_k}{Y_A}\right) \quad (27)$$

$$\frac{C_{n-1}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_{n-1}}{Y_A}\right) - \sqrt{h}\left(\frac{C_n}{\varepsilon}\right) \quad (28)$$

$$\frac{C_{12}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_1/Z_A)} \quad (29)$$

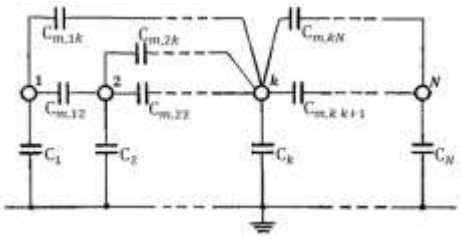
$$\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon}|_{k=2 \text{ to } n-2} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A h \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right) \quad (30)$$

اكتب المعادلة هنا.

$$\frac{C_{n-1,n}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)} \quad (31)$$

حيث أن ε هو ثابت العازلية و ε_r هو ثابت العازلية النسبي لوسط الانتشار، و h هو عامل قياس السماحية (لا واحدة له).

3-6- مصفوفة المكثفات: [11]



الشكل (8): N ناقل متوازي مع مستوي أرضي.

يوضح الشكل (8) بنية مؤلفة من N ومستوي أرضي، حيث تعرّف مصفوفة المكثفات المتبادلة لهذه البنية على النحو التالي:

$$\begin{bmatrix} C_{m,11} & C_{m,12} & \cdots & C_{m,1N} \\ C_{m,21} & C_{m,22} & \cdots & C_{m,2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{m,N1} & C_{m,N2} & \cdots & C_{m,NN} \end{bmatrix}$$

السّعة الذاتية i هي السعة الذاتية بين كل ناقل والمستوي الأرضي (i=1,2,3,….k,….,N)، في حين السّعة المتبادلة $< C_{ij} >$ هي السعة بين الناقل i والناقل j.

لكن هناك مصفوفة أخرى أكثر شيوعاً تعرف بمصفوفة ماكسويل تصف العلاقة بين الشحنة المختزنة بالمكثفات المتعلقة بالناقل i نسبة إلى الجهود على كافة النواقل في النظام، ومن الهام فهم العلاقة بين مصفوفة ماكسويل ومصفوفة السعات المتبادلة:

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1N} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} \ldots & \ldots & C_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

$$Q_1 = V_1 C_{m,11} + \sum_{k=2}^{N} (V_1 - V_k) C_{m,1k} = V_1 \sum_{k=1}^{N} C_{m,1k} - \sum_{k=2}^{N} V_k C \quad (32)$$

الشحنة الكلية للناقل:

$$Q_1 = \sum_{k=1}^{N} V_k C_{1k} \qquad (33)$$

ومنه نستنتج العلاقة بين مصفوفة ماكسويل ومصفوفة السعات المتبادلة:

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1N} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2}\cdots & \cdots & C_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N} C_{m,1i} & -C_{m,12} & \cdots & -C_{m,1N} \\ -C_{m,21} & \sum_{i=1}^{N} C_{m,2i} & \cdots & -C_{m,2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{m,N1} & -C_{m,N2}\cdots & \cdots & \sum_{i=1}^{N} C_{m,Ni} \end{bmatrix}$$

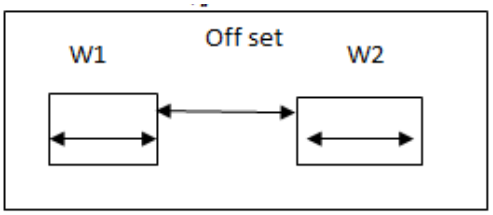
تعرَّف مصفوفة ماكسويل من كون كافة عناصرها الغير قطرية سالبة (مساوية بالقيمة للقيم المقابلة من مصفوفة السعات المتبادلة ومعاكسة لها بالإشارة.

3-6-1- أثر الأبعاد على قيم كل من مصفوفة السّعات المتبادلة ومصفوفة ماكسويل:

لتحليل أثر كل من عرض النواقل والتباعد بينها على كل من مصفوفة السعات المتبادلة ومصفوفة ماكسويل بدأنا برسم بنية مؤلفة من خطي نقل متجاورين والموضحة بالشكل (9). حيث:

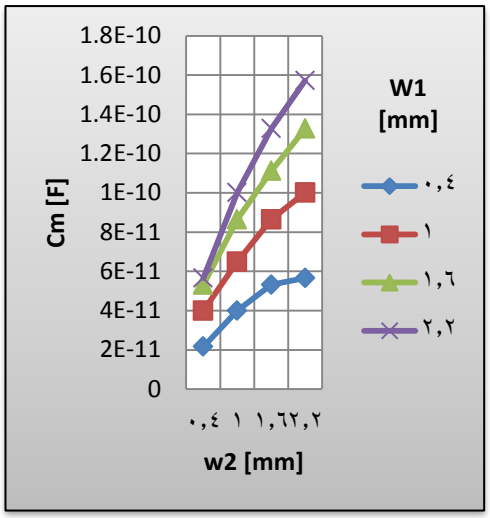
عرض الخط الأول [mm]	w1
عرض الخط الثاني [mm]	w2
التباعد بين خطي النقل [mm]	offset

بتقانة الخطوط الشرائحية المعلّقة وبالركيزة العازلة المقترحة، باستخدام أداة المحاكاة Comsol، وفي المرحلة الأولى ثبتنا التباعد offset=0.5 [mm] وقمنا بعملية مسح لكل من المتحولين w1 و w2 وحصلنا على النتائج التالية فيما يتعلق بالناقل الأول w1 (الأمر الذي ينطبق تماماً على الخط الثاني).



الشكل (9) خطي نقل متجاورين ومترابطين.

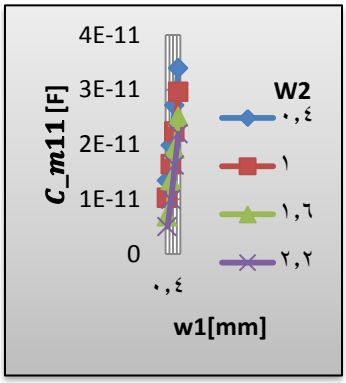
أثر عرض الناقل على السعة المتبادلة cm:



الشكل (10) أثر عرض خط النقل على السّعة المتبادلة.

تزداد السعة المتبادلة بين الناقلين cm للناقل بزيادة عرضه.

أثر عرض خط النقل المجاور على السعة الذاتية $m11$:

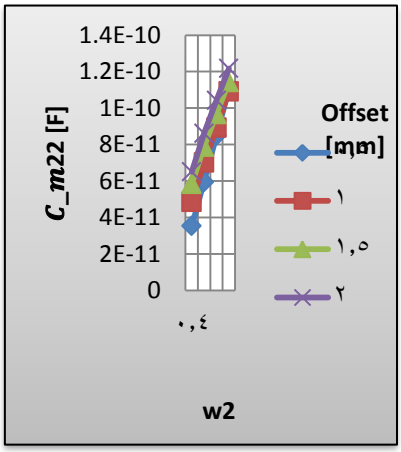


الشكل (11) علاقة السعة الذاتية للناقل بعرض خط النقل المجاور.

تنخفض السّعة الذاتية لخط النقل الأول $m11$ مع زيادة عرض الخط المجاور w2، ويفسّر ذلك بأنّ زيادة عرض الخط المجاور تحجب طبقة الأرضي عن خط النقل الأول، في حين تعرّف السّعة الذاتية C_{m11} بأنها السّعة بين الناقل والمستوي الأرضي. **[11]**

أثر التباعد على السعة الذاتية C_{m22} :

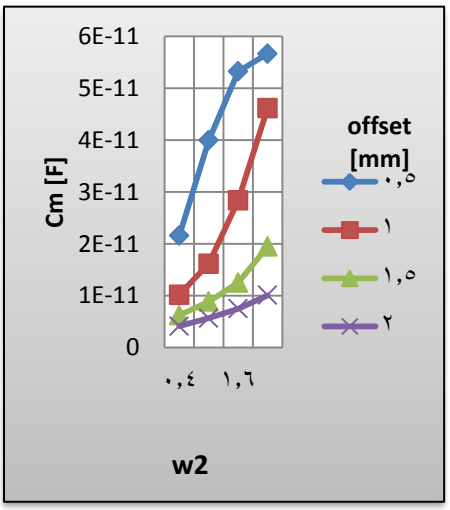
في هذه المرحلة ثبتنا قيمة عرض الناقل الأول w1=0.4 [mm] وقمنا بعملية مسح لكل من المتحولين (عرض الناقل الثاني) w2 والتباعد بين الناقلين (offset) وحصلنا على النتائج التالية:



الشكل (12) علاقة السّعة الذاتية لخط النقل بدلالة التباعد بين الناقلين.

تنخفض قيمة السعة الذاتية للناقل C_{m11} بانخفاض التباعد بين الناقلين بسبب حجب المستوي الأرضي عنه مع انخفاض التباعد.

أثر التباعد على السعة المتبادلة C_{m21} :



الشكل (13) أثر تباعد الناقلين على السعة المتبادلة.

تزداد السعة المتبادلة بين الناقلين C_{m21} بانخفاض التباعد بينهما.

مصفوفة ماكسويل:

انطلاقاً من تعريف مصفوفة ماكسويل والعلاقة بينها وبين مصفوفة السّعات المتبادلة ، وبعد تحليل أثر الأبعاد على مصفوفة السّعات المتبادلة يمكن تلخيص أثر الأبعاد على مصفوفة ماكسويل على النحو التالي:

السعات الذاتية لمصفوفة ماكسويل C_{ii}:

1) تزداد السّعة الذاتية للناقل بزيادة عرضه.
2) تزداد السّعة الذاتية للناقل بزيادة عرض الناقل المجاور كونه في هذه المصفوفة تحسب السّعة الذاتية للناقل بالنسبة إلى الأرضي مع اعتبار كافة النواقل الأخرى مؤرضة.
3) تزداد السّعة الذاتية C_{ii} للناقل بانخفاض التباعد بين الناقلين.

السّعات المتبادلة لمصفوفة ماكسويل C_{ji}:

1) تزداد السّعة المتبادلة في مصفوفة ماكسويل C_{ji} للناقل بزيادة عرضه.

2) تزداد السّعة المتبادلة للناقل في مصفوفة ماكسويل C_{ji} بزيادة عرض الناقل المجاور كونه في هذه المصفوفة تحسب السّعة الذاتية للناقل بالنسبة إلى الأرضي مع اعتبار كافة النواقل الأخرى مؤرضة.

3) تزداد السّعة المتبادلة في مصفوفة ماكسويل C_{ii} للناقل بانخفاض التباعد.

4) تزداد السّعة الذاتية C_{ii} للناقل بانخفاض التباعد بين الناقلين.

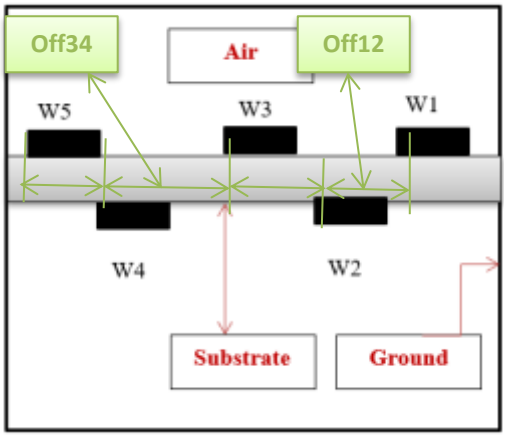
4- وضع النموذج الفيزيائي:

مواصفات المرشح المطلوب:

- مجال التمرير: $16 - 26.5\ GHz$.
- تعرجات مجال التمرير: 0.1 [dB].
- البنية: ذي عناصر متداخلة.
- التقانة: الخطوط الشرائحية المعلّقة.
- مرتبة المرشح: الخامسة.
- عرض المجال الكسري: $\boldsymbol{FBW = 0.49}$.
- الركيزة العازلة المقترحة:

الطراز: **RT5880 Rogers** بثابت عازلية نسبي $\varepsilon_r = 2.2$ وسماكتها $h = 0.254\ [mm]$.

وفق البنية المقترحة التالية:

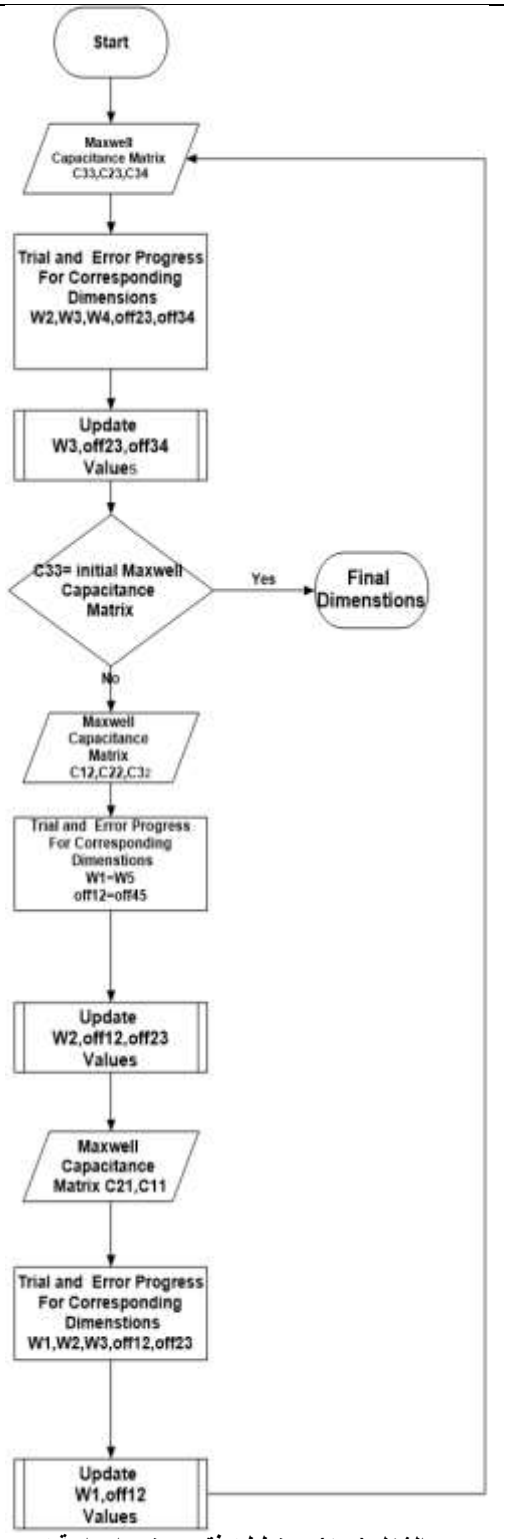


الشكل (14) بنية المرشح المقترحة.

مع الإشارة إلى أن هذه البنية متناظرة أي أنَّ **W1=W5**

W2=W4
off12=off45
off23=off34

حيث تم شرح الإجرائية التي اتبعت لحساب أبعاد النموذج الفيزيائي للمرشح من المرتبة الخامسة بالمخطط التدفقي الموضح بالشكل (15).



الشكل (15): مخطط تدفقي يوضح إجرائية تصميم النموذج الفيزيائي.

حيث تمّت في المرحلة الأولى برمجة معادلات مرشح تمرير المجال التي سردت سابقاً بواسطة برمجية ال Matlab بحيث ندخل كل من عرض المجال الكسري وعامل تعرج مجال التمرير ومرتبة المرشح لنحصل في الخرج على مصفوفة السّعات المتبادلة للرنانات بواحدة الفاراد [F].

الجدول (1): مصفوفة السّعات المتبادلة للمرشح.

1.46 E-11	**1.26 E-11**			
1.26 E-11	**2.60 E-11**	**1.21 E-11**		
	1.21 E-11	**2.45 E-11**	**1.21 E-11**	
		1.21 E-11	**2.60 E-11**	**1.2 E-11**
			1.26 E-11	**1.46 E-11**

والتي تقابل مصفوفة ماكسويل التالية:

الجدول (2): مصفوفة سعات ماكسويل المحسوبة نظرياً.

C11	C12			
C21	C22	C23		
	C32	C33	C34	
		C43	C44	C45
			C54	C55
والتي تقابل القيم				
3.04 E-11	-1.4 E-11			
-1.4 E-11	5.0 E-11	-1.2 E-11		
	-1.2 E-11	4.8 E-11	-1.2 E-11	
		-1.2 E-11	5.0 E-11	-1.4 E-11
			-1.4 E-11	3.0 E-11

ليصار في المرحلة اللّاحقة إلى معالجة هذه القيم للسّعات على مراحل متتالية ببرمجية ال Comsol.

والهدف هو البحث عن قيم أبعاد الرنانات التي تحقق مصفوفة السعات الكهربائية المتبادلة المحسوبة نظرياً.

حيث نبدأ من منتصف البنية أي الخطوط W2,W3,W4، ما يقابل في مصفوفة سعات ماكسويل للمرشح:

C33=4.8306 E-11

C23=C34=-1.218 E-11

حيث نبحث في قيم سعات ماكسويل الذاتية والمتبادلة لثلاث خطوط مترابطة عن قيم الأبعاد التي تحقق أقرب القيم إلى تلك السّعات ، وهذه القيم هي:

w3	2.25
off23, off34	2.95
w2, w4	2.4

ونعوض تلك القيم في بنية مؤلّفة من خمس رنانات مترابطة بتقانة الخطوط الشرائحية المعلّقة وبنفس الركيزة العازلة المقترحة باستخدام برمجية ال Comsol لنجد أن هذه القيم تحقق التالية:

4.5039E-11	**-1.2076E-11**	**-8.0520E-14**
-1.2076E-11	**4.8722E-11**	**-1.2076E-11**
-8.0520E-14	**-1.2076E-11**	**4.5040E-11**

ثمّ قمنا بعملية ضبط وأمثلة للأبعاد W3,W2,W4,off23,off34 حتى نقترب قدر الإمكان مما هو موجود في مصفوفة سعات ماكسويل التي حصلنا عليها في خرج الماتلاب.

نتيجة الأمثلة للجولة الأولى هي التالي:

w3	**2.25**
off23, off34	**2.94**

والتي تحقق التالي:

4.5134E-11	**-1.2207E-11**	**-8.1742E-14**
-1.2207E-11	**4.8910E-11**	**-1.2206E-11**
-8.1742E-14	**-1.2206E-11**	**4.5134E-11**

حيث يقصد بالأمثلة هنا اختيار الأبعاد التي تحقق قيمة السعات الذاتية والمتبادلة الأقرب قدر الإمكان إلى القيم الواردة في مصفوفة ماكسويل النظرية الموضحة في الجدول (2) والتي حصلنا عليها نتيجة برمجة المعادلات الكهربائية الواردة في المراجع النظرية بواسطة برمجية الماتلاب.

في المرحلة التالية: نبحث عن القيم التي تحقق أقرب ما يمكن إلى:

C12	C22	C23
-1.2689E-11	**5.0923E-11**	**-1.2183E-11**

حيث ننطلق من القيم التالية:

w1=w5	**0.49**
off12=off45	**1.94**
w2=w4	**2.37**
off23=off34	**2.92**
w3	**2.25**

والتي تحقق التالي:

2.7524E-11	**-1.2652E-11**	**-6.3070E-14**
-1.2652E-11	**5.1068E-11**	**-1.2273E-11**
-6.3070E-14	**-1.2273E-11**	**4.3861E-11**

ثمّ قمنا بعملية ضبط وأمثلة للأبعاد W1,W2,W3,off23,off34 حتى نقترب قدر الإمكان مما هو موجود في مصفوفة سعات ماكسويل التي حصلنا عليها في خرج الماتلاب.

نتيجة الأمثلة للجولة الثانية هي التالي:

off12	**1.94**
w2	**2.38**
off23	**2.93**

والتي تحقق التالي:

2.7579E-11	**-1.2729E-11**	**-6.2090E-14**
-1.2729E-11	**5.1170E-11**	**-1.2208E-11**
-6.2090E-14	**-1.2208E-11**	**4.3812E-11**

في الخطوة التالية نبحث عن القيم التي تحقق أقرب ما يمكن إلى القيم التالية:

C11	C21
2.73133E-11	-1.26893E-11

حيث ننطلق من الأبعاد التالية:

w1	0.49
off12	1.94
w2	2.38
off23	2.93
w3	2.25

نتيجة الأمثلة للجولة الثالثة هي التالي:

w1	0.47
off12	1.93

والتي تحقق التالي:

2.7304E-11	-1.2676E-11	-6.1670E-14
-1.2676E-11	5.119E-11	-1.208E-11
-6.1670E-14	-1.228E-11	4.3812E-11

وبنهاية هذه المرحلة نجد أن c22 لم تعد متأثرة بتغيرات w1,off12 .

أما المرحلة الرابعة والأخيرة نعود لمنتصف البنية لإعادة ضبط أبعاد خطوط النقل (w2,w3,w4) والتباعد (off23,off34) لنحقق التالي:

C23=C43	C33
1.2183E-11	4.8871E-11

حيث ننطلق من الأبعاد التالية:

w2, w4 2.38
off23, off34 2.93
w3 2.25

والتي تحقق التالي:

4.4958E-11	-1.2205E-11	-8.1704E-14
-1.2205E-11	4.8911E-11	-1.2206E-11
-8.1704E-14	-1.2206E-11	4.4959E-11

نلاحظ هنا أن C33 توصلت لقيمة مثالية.

الأبعاد النهائية:

w1, w5	0.47
off12, off45	1.93
w2, w4	2.38
off23, off34	2.93
w3	2.25

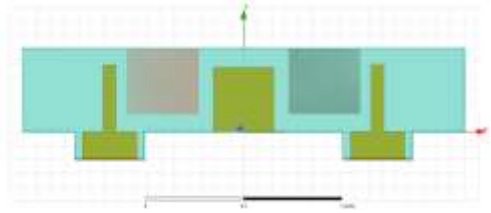
والتي تحقق مصفوفة ماكسويل للسّعات الذاتية والمتبادلة التالية:

الجدول (3): مصفوفة ماكسويل للسعات الذاتية والمتبادلة الناتجة بعد عملية المحاكاة.

2.73E-11	E-11 -1.27	E-14 -6.14	E-16 -7.33	E-18 -8.09
-1.27 E-11	5.12E-11	-1.22 E-11	-8.10 E-14	-7.33 E-16
-6.14 E-14	-1.22 E-11	4.89 E-11	-1.22 E-11	-6.14 E-14
-7.33 E-16	-8.10 E-14	-1.22 E-11	5.12 E-11	-1.27 E-11
-8.09 E-18	-7.33 E-16	-6.14 E-14	-1.27 E-11	2.73 E-11

5- النتائج والمناقشة:

انطلاقاً من القيم التي تمَّ الحصول عليها من الإجرائية المعتمدة في هذا البحث، تمّ إجراء المحاكاة باستخدام الأداة HFSS حيث يبين الشكل 17 بنية المرشح الناتج.



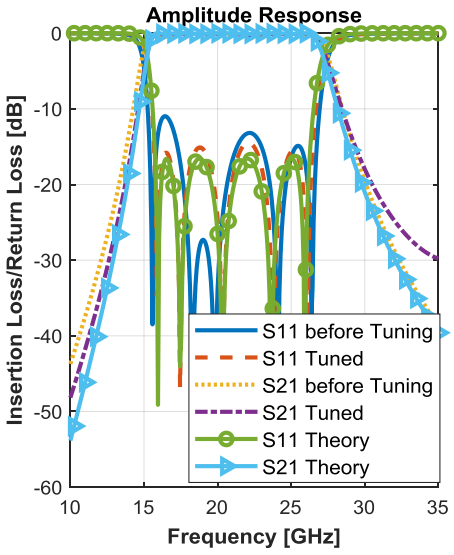
الشكل (16): محاكاة بنية المرشح الناتج.

حيث بلغت أبعاد الحجرة الناتجة:

الارتفاع	العرض	الطول
4[mm]	3[mm]	16 [mm]

وتمَّت مقارنة نتيجة محاكاة البنية الناتجة، مع نتائج المرشح المصمم باستخدام الواجهة البرمجية Matlab.

5-1- تفسير النتائج:



الشكل (16): استجابة المرشح الناتج.

يبين الشكل (16) الاستجابة المطالية للمرشح الناتج بعد إجراء المحاكاة (الاستجابة الكهربائية النظرية ومقارنتها بالاستجابة بعد عملية التوليف).

حيث يشير المنحني S21(Theory) إلى منحني معامل العبور النظري (الاستجابة الكهربائية) والمنحني S21 (Before Tuning) إلى منحني معامل العبور الناتج عن عملية محاكاة المرشح بأبعاد النموذج الفيزيائي الناتج، إلا أن هذه النتائج أظهرت أن الأبعاد الناتجة بحاجة إلى عملية توليف بسيط لضبط الاستجابة (S21 Tuned) حيث تعود الفروقات بين القيم التي تمَّ الحصول عليها حسابياً بطريقة المحاولة والخطأ والنتائج النظرية إلى أنَّ النموذج الكهربائي الذي تمَّ اعتماده كبداية لتصميم هذا المرشح ينقصه ما يؤمنه برنامج المحاكاة HFSS باعتماد المحاكاة باستخدام الموجة الكاملة: (Full Wave Simulation) باعتماده على الحقول الكهربائية والمغناطيسية في البنية ثلاثية الأبعاد.

إلَّا أن الأبعاد الأولية قبل التوليف تؤمن نقطة البدء للقيم الفيزيائية لأبعاد خطوط النقل المعتمدة.

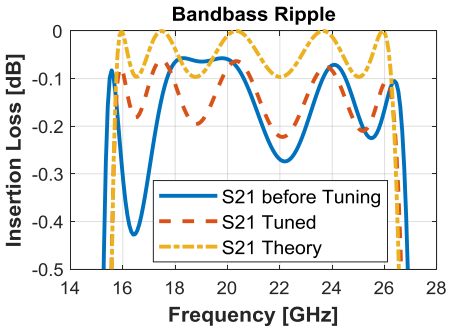
ويوضح الشكل توضع تردد الرنين المركزي عند التردد [GHz] 21.25، وقيمة فقد الإرجاع ضمن مجال التمرير تتوضع تحت مستوى ال - 15[dB] أي أنه بعد عملية التوليف اقترب كثيراً من المستوي المحسوب نظرياً.

ويوضح الجدول (4) مدى انحراف القيم العملية عن القيم المحسوبة نظرياً.

الجدول(4): مقارنة الأبعاد النظرية بالأبعاد العملية

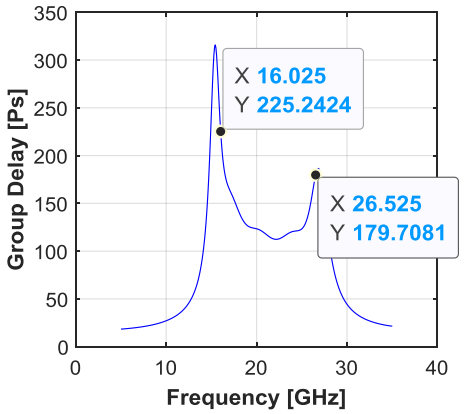
البعد [mm]	القيمة الأولية	القيمة المحسوبة عملياً بعد التوليف	قيمة الانحراف النسبي المئوي (%)
W1=W5	0.47	0.463	1
W2=W4	2.38	2.591	9
W3	2.25	2.189	3
L1=L5	2.63	2.368	10
L3	2.63	2.307	12
L2=L4	2.63	2.351	11
off12=off45	1.92	1.92	0
off23=off34	2.93	2.93	0

يبين الشكل (17) أن عرض مجال التمرير لم يتغير كثيراً وبعد التوليف تمَّ الحصول على تعرجات شبه متساوية ضمن مجال التمرير مقارنة مع التصميم النظري إلا أنّ زيادة مستوى التعرج يعود إلى إدخال فقد العازل للركيزة العازلة المستخدمة.



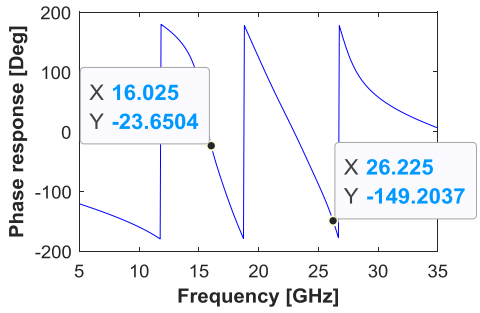
الشكل (17): عامل التعرج ضمن لمعامل العبور ضمن مجال التمرير.

يبين الشكل (18) أن تابع تأخير المجموعة يتغير تغيراً طفيفاً حول القيمة [PS] 190 ضمن مجال التمرير أي أن كافة المركبات الترددية تتأخر بنفس المقدار وبالتالي لا تتعرض الإشارة إلى التشويه الناتج عن التشتت.



الشكل (18): تابع تأخير المجموعة لمعامل العبور.

يبين الشكل (19) أن طور معامل العبور خطي ضمن المجال الترددي المطلوب وهذا يتوافق مع تابع تأخير المجموعة له.



الشكل (19): الاستجابة الطورية لمعامل العبور.

وفي الخلاصة تبين أن كافة النتائج التي تمَّ الحصول عليها تتوافق مع الدراسات النظرية والمراجع العلمية مع اختلاف المجال الترددي المطلوب.

6- التطبيقات العملية:

هذا المرشح تطبيق خاص بالسطع الإلكتروني حيث يحتاج إلى عرض مجال كبير لاستقبال طيف من الاشارات الرادارية وقنوات اتصال خاصة تعمل على هذه المجالات.

إضافة لما تتمتع به تقانة خطوط النقل الشرائحية من ناحية الحجوم الصغيرة وانخفاض فقد التمرير وسهولة التصنيع والتجميع.

Reference

[1] Kai Men, H. L. (2020, Oct 1). Design of a Ka-Band U-Shaped Bandpass Filter with 20-GHz Bandwidth in 0.13-m BiCMOS Technology. *Electronics*, 11.

***[2] Microwave and Optical Technology Letters*. (2017, September). Retrieved May 1, 2020, from https://www.researchgate: https://www.researchgate.net/publication/318165748**

[3] Nitin Muchhal, T. A. (2019). Slot Integrated Folded Substrate IntegratedWaveguide Bandpass Filter for K Band Applications. *Advances in Signal Processing and Communication*, pp. pp 117-124.

[4] Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering.* JohnWiley & Sons, Inc.

[5] Seong-Mo Moon, H. L.-Q. (2020, Oct 3). Absorptive K-Band Bandpass Filter Using a Balanced Recursive Structure. *Electronics*, 10.

[6] Boyoung Lee, S. N. (2017). K-Band Substrate-Integrated Waveguide Filter Using TM21 Mode With Enhanced Stopband Attenuation. *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*.

[7] GEORGE L. MATTHAEI, L. Y. (1980). *MICROWAVE FILTERS IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS AND COUPLING STRUCTURES.* ARTECH HOUSE.

[8] Gouranga Dhaundiaa, M. B. (2018). PWI Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter in K Band. *ICCIIoT*, (p. 4).

[9] HONG, J.-S. (2011). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications.* A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION.

[10] Hunter, I. (2006). *Theory and Design of Microwave Filters.* Institution of Engineering and Technology.

[11] R.K.Mongia, I. .. (2007). *RF and Microωave Coupled Line Circuits.* BOSTON.LONDON: ARTCH HOUSE.