الجمهورية العربية السورية
جامعة دمشق
كلية الهندسة الكهربائية والميكانيكية
قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

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

رسالة مقدمة لنيل درجة الماجستير في نظم الاتصالات المتقدمة

إعداد:

م. راما محمود محمد

إشراف:

أ.د. فريز عبود
الأستاذ في قسم الإلكترونيات والاتصالات

د. علاء الدين سرحان
باحث في مركز الدراسات والبحوث العلمية

2022

قرار لجنة الحكم

شكر و تقدير

أتوجه بخالص الشكر والتقدير للمشرف الرئيسي الأستاذ الدكتور فريز عبود، والمشرف المشارك الدكتور علاء الدين سرحان حيث كان لتوجيهاتهما القيِّمة الفضل الأكبر في إنَّجاز هذا العمل منذ إنَّ كان فكرة وحتى بلغ منتهاه.

كما أشكر عمادة كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية ممثلةً بعميدها الأستاذ الدكتور محمد مصطفى الموالدي والسادة النائبين.

وأخص بعميق الشكر والامتنان السيد الدكتور نضال زيدان رئيس قسم الالكترونيات والاتصالات والسيدة المهندسة رولا كيال والسيدة وردة فرح لدعمهم ومساندتهم لتذليل العقبات وتقديم العون على مدار زمن إنجاز البحث.

ولكل من قدم لي جهداً مهما صغر وساهم في إنجاز هذا العمل سواء في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية أو في مركز الدراسات والبحوث العملية.

وختاماً أتوجه بالشكر للسادة أعضاء لجنة الحكم الّذين كلَّفوا أنفسهم عناء قراءة هذا العمل وستكون توجيهاتهم لي دافعاً لتجويد العمل والارتقاء به....

المهندسة راما محمود محمد

الإهداء

إلى التي يشبه الصباح الذي يأتي بوجهها الجنة كثيراً.. حيث يشبه نعيمها وأمنها وأمانها.. حتى إنَّ لها جنتين واحدة تحت أقدامها وأخرى في قلبها ...

أمي

إلى معلمي وسندي وملجأي وحصن الأمان الوحيد والأخير .. صاحب العطاء اللامحدود والحب اللامشروط الذي ما من كلمات توفيه مقامه...

أبي

إلى من احتوى روحي بقلبه.. ومن يسكن الروح كيف القلب ينساه... إلى مرآة قلبي

زوجي حازم

إلى من فتح في قلبي كل أبواب الرحمة.. وعبقت روحي بوجوده بالحياة.. إلى الحب الأول والأخير والوحيد وهبة الله التي أحمده على عطائها كل يوم ...

سر حياتي ابني يحيى

إلى ملائكتي الحارسة وشركاء الرهان الذي يستحيل إنَّ يخذلك...

أخوتي أشرف ورهف

صديقتي وابنتي و ملجأي و بيت أسراري وشريكة هذه الأيام....

الغالية دانيا

فهرس المحتويات

قائمة الجداول I

قائمة الأشكال..... II

قائمة الاختصارات IV

الملخص..... V

الفصل الأول.....

1- مقدمة:..... 2

2- مشكلة البحث: 2

3- التساؤلات: 2

4- هدف البحث: 2

5- أهمية البحث: 3

6-حدود البحث: 3

7- الدراسات السابقة: 4

8- مناهج البحث وأدواته: 5

9- مكونات البحث: 5

الفصل الثاني..... 6

الدراسة النظرية..... 6

1- مرشح تمرير المجال ذي العناصر المتداخلة: 7

2- مزايا المرشحات ذات العناصر المتداخلة: 9

3- بناء مرشح تمرير المجال:..... 9

3-1- النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض: 9

3-2- استجابة مرشح تشيبتشيف:..... 10

3-3- معادلات حساب معاملات النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض من نوع تشيبشيف..... 12

3-4- تحويل استجابة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض إلى استجابة مرشح تمرير مجال : 13

3-5- معادلات تصميم مرشح ذي عناصر متداخلة عريض المجال :..... 14

4- مصفوفة المكثفات : 17
4- خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة: 19
5-1- المعادلات التحليلية لبنية خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة : 20
5-1-1. خطوط النقل الشرائحية الميكروية المعلَّقة المحجَّبة: 20
(Shielded Suspended Substrate Microstrip Line) 20
5-1-2. خطوط النقل الشرائحية المترابطة جانبيا [9] (Broad-Side Coupled Stripline): 23
5-2- مميزات تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة:..... 25
5-3- سيئات تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة: 26
6- مصفوفة الترابط العامة لمرشحات الرنانات المترابطة: 26
6-1- صياغة معادلات الحلقة : 27
6-2- صياغة معادلات العقدة:..... 31
6-3- مصفوفة الترابط العامة:..... 36
6-4- المعادلات العامة لاستخراج معاملات الترابط k :..... 37
6-4-1. الترابط الكهربائي لرنانتين مترابطتين متزامنتين : 39
6-4-2. الترابط المغناطيسي لرنانتين مترابطتين متزامنتين : 40
6-4-3. الترابط المختلط لرنانتين مترابطتين متزامنتين : 42
6-5- المعادلات العامة لاستنتاج عوامل الجودة الخارجية $\boldsymbol{Qe}$: 45
6-5-1. رنانة محمّلة وحيدة: 45
الفصل الثالث.....
منهج البحث وإجراءاته..... 50
1-إجرائية التصميم المقترحة:..... 51
1-1-وضع النموذج الكهربائي:..... 51
1-1-1-أثر الأبعاد في قيم مصفوفة السّعات المتبادلة: 52
- أثر عرض الناقل في السعة المتبادلة $\boldsymbol{Cm12}$: 54
- أثر عرض خط النقل المجاور في السعة الذاتية$\boldsymbol{Cm11}$: 55
- أثر التباعد في السعة الذاتية $\mathbf{Cm22}$:..... 55
1-1-2- أثر الأبعاد في مصفوفة ماكسويل: 57

1-1-2-1. السعات الذاتية لمصفوفة ماكسويل Cii: 57
1-1-2-2. السِّعات المتبادلة لمصفوفة ماكسويلCji: 57
1-2-تحويل النموذج الكهربائي إلى النموذج الفيزيائي المقابل: 61
1-3- محاكاة النموذج الفيزيائي: 70
1-4- تحليل نتائج المحاكاة: 71
1-4-1-الاستجابة المطالية: 71
1-4-2-عامل تعرج مجال التمرير: 72
1-4-3-تابع تأخير المجموعة لمعامل العبور: 73
1-4-4-الاستجابة الطورية لمعامل العبور: 73
1-5- الخاتمة: 77
1-6- التوصيات والمقترحات: 77
المراجع: 78

قائمة الجداول

جدول (1): السعات الذاتية والمتبادلة لمصفوفة ماكسويل لخطي نقل مترابطين. 58
جدول (2): السعات الذاتية والمتبادلة لمصفوفة ماكسويل لثلاث خطوط مترابطة. 60
جدول (3): مصفوفة السعات الكهربائية (Mutual) المتبادلة للمرشح. 61
جدول (4): مصفوفة ماكسويل النظرية للمرشح. 62
جدول (5): الأبعاد النهائية للرنانات والتباعد بينها. 67
جدول (6): مصفوفة ماكسويل للسعات الذاتية والمتبادلة الناتجة بعملية المحاكاة. 67
جدول (7): الانحراف النسبي المئوي أبعاد الرنانات النظرية والأبعاد الناتجة بعد إجراء عملية التوليف. 72
جدول (8):مصفوفة الترابط النظرية. 74
جدول (9): مصفوفة الترابط للمرشح الناتج بعد إجراء المحاكاة. 76
جدول (10): الإنَّحراف النسبي لقيم مصفوفة الترابط الناتجة بعد المحاكاة عن مصفوفة الترابط النظرية. 76

قائمة الأشكال

الشكل (1): مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة من ضيق إلى متوسط المجال. 7

الشكل (2): مرشح تمرير مجال ذو عناصر متداخلة عريض المجال. 8

الشكل (3): مقطع عرضي لخطوط نقل مترابطة بين مستويي أرضي متوازيين. 8

الشكل (4):النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض. 10

الشكل (5):استجابة مرشح التمرير المنخفض تشيبتشيف. 11

الشكل (6):نموذج اولي لمرشح تمرير منخفض من نوع تشيبتشيف. 13

الشكل (7): العلاقة بين استجابة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض وما يقابلها لمرشح تمرير المجال. 14

الشكل (8): N ناقل متوازي مع مستوي أرضي. 17

الشكل (9):البنية العامة لتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة. 19

الشكل (10): مقطع عرضي في البنية SSL. 20

الشكل (11): مقطع عرضي يوضح البنية BSCL. 23

الشكل (12):الدارة المكافئة ل n رنانة مترابطة. 27

الشكل (13): شبكة ثنائية المنافذ تمثل مرشح مؤلف من n رنانة مترابطة. 30

الشكل (14): دارة مرشح مؤلفة من n رنانة. 31

الشكل (15): شبكة ثنائية المنافذ تمثل مرشح مؤلف من n رنانة مترابطة. 35

الشكل (16): رنانتان مترابطتان. 38

الشكل (17) رنانتان متزامنتان مترابطتان كهربائياً. 39

الشكل (18) رنانتان متزامنتان مترابطتان مغناطيسياً. 41

الشكل (19): دارة مؤلّفة من أربع رنانات متزامنة مترابطة ترابطاً مختلطاً. 43

الشكل (20): بنيتي ترابط (دخل/ خرج) نموذجيتان لمرشحات الرنانات المترابطة: خط التغذية الفرعي (a) _ خط التغذية المترابط (b). 45

الشكل (21): الدارة المكافئة لرنانة دخل/خرج محملة وحيدة. 46

الشكل (22): الاستجابة الطورية لمعامل الإنَّعكاس للدارة المكافئة المبينة بالشكل (28). 48

الشكل (23): واجهة المستخدم لبناء مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة. 52

الشكل (24): خطي نقل متجاورين مترابطين. 52

الشكل (25): محاكاة خطي نقل مترابطين بتقانة الخطوط الشرائحية المعلَّقة باستخدام برنامج الComsol. 53

الشكل (26): أثر عرض الناقل في السعة المتبادلة. 54

الشكل (27): أثر عرض الناقل في السعة الذاتية. 55

الشكل (28): علاقة السّعة الذاتية لخط النقل بدلالة التباعد بين الناقلين. 56

الشكل (29): أثر التباعد في السعة المتبادلة. 56

الشكل (30):محاكاة ثلاثة خطوط مترابطة بتقانة خطوط النقل الشرائحية باستخدام البرنامج Comsol. 59

الشكل (31): بنية المرشح المقترحة. 62

الشكل (32): محاكاة بنية المرشح المقترحة باستخدام برنامج ال Comsol. 63

الشكل (33): مخطط تدفقي يوضح إجرائية حساب الأبعاد في النموذج الفيزيائي. 68

الشكل (34): مخطط تدفقي يوضح إجرائية عامة لحساب أبعاد النموذج الفيزيائي من أجل مرتبة المرشح n. 69
الشكل (35): محاكاة المرشح في البيئة HFSS. 70
الشكل (36): الاستجابة المطالية للمرشح. 71
الشكل (37): عامل تعرج مجال التمرير. 72
الشكل (38): تابع تأخير المجموعة. 73
الشكل (39): الاستجابة الطورية لمعامل العبور. 73
الشكل (40): حساب مصفوفة الترابط النظرية للمرشح باستخدام الأداة CST. 74
الشكل (41):حساب مصفوفة الترابط للمرشح الناتج ومقارنتها بمصفوفة الترابط النظرية. 75

قائمة الاختصارات

Inter Digital	العناصر المتداخلة
Center Frequency (f_0)	التردد المركزي
Edge Coupling	الترابط الحافي
Inter Digital Coupling	الترابط المتداخل
Distortion	التشويه
Coupled Resonators	الرنانات المترابطة
Inverse Chebyshev	تشيبتشيف العكسي
Relative Dielectric Constant (ε_r)	ثابت العازلية النسبي
Effective Dielectric Constant (ε_{eff})	ثابت العازلية الفعَّال
Suspended Substrate Stripline (SSS)	خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة
Tapped Feed Line	خط التغذية الفرعي
Coupled Feed Line	خط التغذية المترابط
Synchronized Resonator	رنانة متزامنة
Finite Difference Method	طريقة الفروقات المنتهية
Fractional Band Width (FBW)	عرض مجال التمرير الكسري
Reactive Element	عنصر تفاعلي
Insertion Loss (IL)	فقد التمرير
Return Loss (RL)	فقد الارجاع
Mutual Capacitance Matrix (C_m)	مصفوفة السعات المتبادلة
Maxwell Capacitance (C)	مصفوفة ماكسويل
Voltage Stable Waves Ratio (VSWR)	نسبة الأمواج المستقرة للجهد

الملخص

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

بعد ذلك بُني النموذج الكهربائي المقترح بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة التي تتيح الحصول على مرشحات عريضة المجال، إلى إنَّ تمّ التوصل إلى الأبعاد الفيزيائية لخطوط النقل التي تشكل المرشح بعد سلسلة من الحسابات التي تعتمد طريقة التجريب والخطأ والمقارنة مع القيمة المحسوبة من مصفوفة ماكسويل، ثمّ أجريت عملية محاكاة لمرشح بمواصفات محددة لدراسة فعّالية المنهجية المتبعة لدراسة أداء المرشح وفق الأبعاد الناتجة، وتبين إنَّ 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: عريض المجال- العناصر المتداخلة- خطوط النقل الشرائحية المعلقة- مصفوفة السعات الكهربائية المتبادلة- الرنانات المترابطة.

الفصل الأول
مقدمة عامة

1- مقدمة:

تتطلب أنظمة الاتصالات الراديوية الحالية والمستقبلية أفضل مواصفات الأداء الممكنة، وتعد المرشحات الترددية المكوّن الأهم للتحكم و ضبط نقاء الإشارة في هذه الأنظمة.

تمتاز الدَّارات المصَّغرة لمرشحات الخطوط الشرائحية المعلَّقة بمجالات تخميد وتمرير ممتازة لتلبية احتياجات الأنظمة المتقدِّمة، وتدعم مجموعة المرشحات الناتجة عن هذه التقانة احتياجات الأنظمة العسكرية والفضائية والتجارية بما في ذلك أنظمة الاستقبال الفائقة السرعة، بالإضافة إلى نظام الجيل الخامس والعديد من أنظمة الاتصالات السلكية عريضة المجال.

2- مشكلة البحث:

تطوير مرشح تمرير مجال يغطي المجال الترددي ($[GHZ]$ 16-26.5)، بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة.

3-التساؤلات:

1) ما هي المنهجية الواجب اعتمادها للوصول إلى المواصفات المطلوبة، كون المعادلات المعطاة في المراجع هي معادلات كهربائية تقريبية؟
2) ما هي الخوارزمية الواجب اتباعها للوصول إلى أبعاد فيزيائية تقريبية كانطلاقة لتحقيق المواصفات المطلوبة المقترحة؟
3) ما هي إجرائية تنفيذ النموذج الفيزيائي باستخدام التقانة المقترحة للوصول إلى المواصفات المطلوبة بعد إجراء معايرة بسيطة ومقارنتها مع الاستجابة النظرية التي تشكل الاستجابة المرجعية وفق المواصفات المطلوبة؟

4-هدف البحث:

تطوير مرشح تمرير مجال بالمواصفات الآتية:

1) المجال الترددي: $[GHZ]$ 16-26.5.
2) البنية: العناصر المتداخلة (Inter Digital).
3) التقانة: خطوط النقل الشرائحية المعلّقة (Suspended Substrate Stripline).

4) عامل تعرج مجال التمرير: (L_{Ar}=0.1 [dB]).

5) فقد الإرجاع: (R_L=-15 [dB]) .

6) الممانعة على الدخل والخرج: $Z_o = 50\ [\Omega]$.

7) عرض المجال الكسري: $\mathrm{FBW} = 0.49$. $Fractional\ Band\ Width$

8) الركيزة العازلة المقترحة:

الطراز: Rogers RT5880 بثابت عازلية نسبي $\varepsilon_r = 2.2$ وسماكتها $h = 0.254\ [mm]$ ظل زاوية الفقد $\tan\delta = 0.0009$.

5-أهمية البحث:

تطوير مرشح عريض المجال ضمن المجال الترددي k-Band بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة لما تتمتع به من خصائص من ناحية فقد التمرير المنخفض، إضافة إلى الحجوم الصغيرة وسهولة التصنيع والتجميع.

حيث لم يسبق إنَّ تمَّ تنفيذ مرشح بالمواصفات المرغوب فيها المقترحة بهذه التقانة وفق المراجع التي تمّ البحث فيها.

6-حدود البحث:

1) حد تقاني: التقانة المعتمدة (خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة).

2) حد زمني: المدة المعطاة لتنفيذ المشروع ضمن الدراسة.

3) حد علمي: المنهجية المتبعة والبرمجيات المتاحة.

7-الدراسات السابقة:

في العام 2020 تمَّ تقديم تصميم ومحاكاة لمرشح تمرير مجال بعرض مجال [MHZ] 280 وتردد مركزي $f_0 = 19.9\ [GHz]$، حيث تتألف هذه البنية من:

- روابط ميكروية هجينة غير فعَّالة (Two passive microwave hybrid couplers).
- مرشحي تمرير مجال تقليدين.
- وحدة تحكم بالتغذية الخلفية مكونة من مزيح طوري ومكبر ربح متغير

(Recursive path control module consisting of a phase shifter and an optionally variable gain amplifier

بحيث تتضمن البنية السَّابقة خصائص تغذية خلفية مستقرة غير حساسة لتغيرات حمل الخرج ضمن مجال التمرير **[1]**

كما تمّ في العام 2020 أيضاً عرض محاكاة لتصميم مرشح تمرير مجال بتقانة BICMOS ضمن مجال التمرير [GHZ] 20.75-41 **[2]**.

وفي العام 2019 عُرض تصميم ومحاكاة لمرشح تمرير مجال k-Band بتقانة:

Post Wall Iris (PWI) Substrate Integrated waveguide

ضمن مجال التمرير [GHZ] 19.36- 21.47 **[3]**

بالإضافة إلى دراسة **[4]** في العام 2018 تم فيها تحليل ومحاكاة لمرشح تمرير مجال K-Band بتقانة:

FSIW: Folded Substrate Integrated waveguide، ضمن مجال التمرير: [GHZ]20.8-25.13.

وفي العام 2018 نُشرت مقالة عرض فيها تصميم مرشح تمرير مجال ضمن مجال التمرير 2-18 [GHz] بعامل تعرج مجال تمرير [dB]2 وفقد إرجاع [dB] $L_R = -10$ بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة. **[5]**

8- مناهج البحث وأدواته:

اعتمد في هذا البحث منهج علمي بحثي، واستعين بالبرمجيات الآتية:

- Matlab 2019.
- COMSOL Multiphysics 5.5.
- ANSYS ELECTRONICS DESKTOP(HFSS) 2020.
- CST Studio Suite 2020.

9- مكونات البحث:

انطلقنا في هذا البحث من مواصفات مرغوب فيها، ثمَّ وضعت المنهجية العلمية التي اتبعناها للحصول على نموذج رياضي، وأتبع ذلك بخوارزمية مبتكرة لتحقيق المواصفات المطلوبة والتي من خلالها تمّ الحصول على الأبعاد الفيزيائية الأولية والتحقق من الحسابات باستخدام البرمجية (HFSS)، وأخيراً تمت قارنًا المحاكاة بعد إجراء توليف بسيط للحصول على استجابة قريبة جداً من الاستجابة النظرية.

وفي النهاية قارنًا بين مصفوفة الترابط النظرية المقابلة للمواصفات الأولية و مصفوفة الترابط للمرشح الناتج باستخدام البرنامج CST.

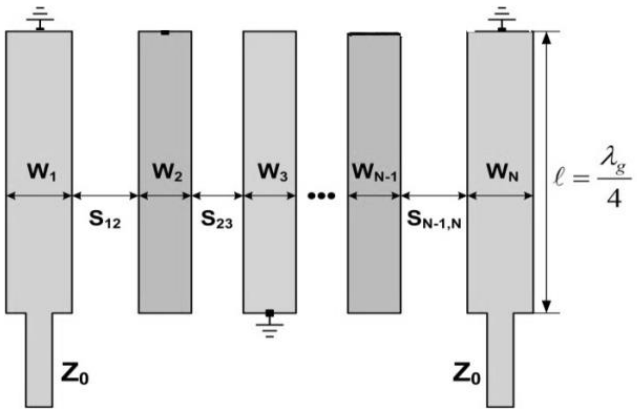
الفصل الثاني

الدراسة النظرية

1- مرشح تمرير المجال ذي العناصر المتداخلة: [6]

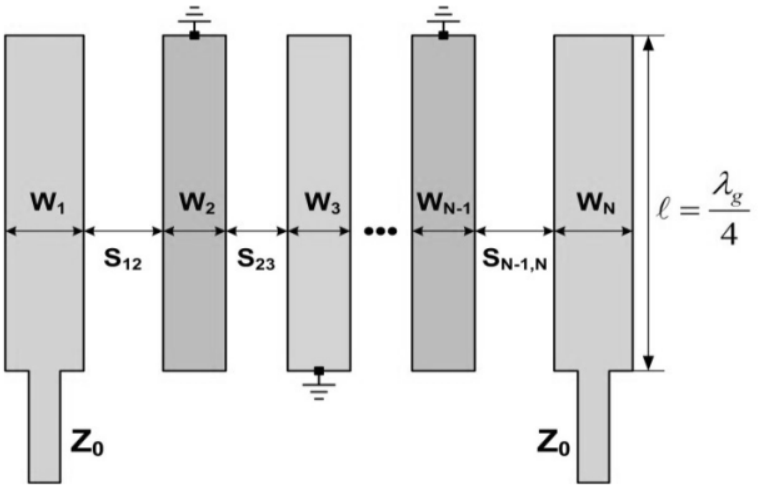
تتكون البنية العامة لهذا المرشح من عدة رنانات مترابطة طول كل واحدة منها يساوي إلى ربع طول الموجة عند التردد المركزي، وتكون مقصورة النهاية من أحد الطرفين ومفتوحة من الطرف الآخر، ويتحقق الترابط من خلال خطوط الحقل الجانبية بين خطوط النقل المتجاورة.

تمَّ تعريف بنيتين لهذه المرشحات إنَّطلاقاً من نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض، الأولى صالحة للمرشحات ذات المجال الضيق و المتوسط والثانية للمرشحات ذات المجال العريض، في البنية الأولى الموضحة بالشكل (1)، حيث تعمل خطوط النقل من الرقم 2 وحتى $n-1$ كرنانات، في حين تعمل خطوط النقل $1,n$ كمحولات ممانعة، أي إنَّ آلية تصميم نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض ب n عنصر تفاعلي (Reactive Element) سنحصل بنتيجتها على مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة من المرتبة $(n+2)$.



الشكل (1): مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة من ضيق إلى متوسط المجال [6].

في حين تختلف البنية المقترحة للمرشحات ذات المجال العريض والموضحة في الشكل (2) بكون خطا النقل في الَّدخل والخرج مفتوحي النهاية، وتعمل كافة العناصر كرنانات، أما آلية تصميم النموذج الأولي لمرشح تمرير منخفض ب n عنصر تفاعلي ستعطي مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة من المرتبة n.

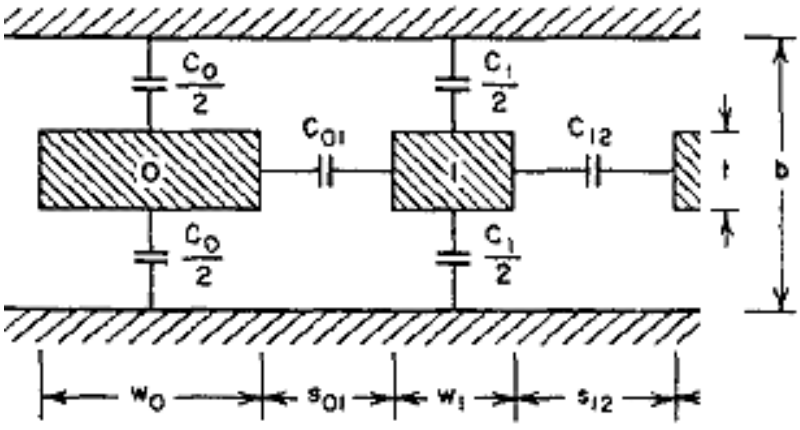


الشكل (2): مرشح تمرير مجال ذو عناصر متداخلة عريض المجال [6].

يبين الشكل (3) مصفوفة من خطوط النقل المترابطة المتوازية المستخدمة في المرشحات ذات العناصر المتداخلة، حيث يعبَّر عن المواصفات الكهربائية لهذه البنية بالسِّعات الذَّاتية لواحدة الطول C_k لكل خط نقل نسبة إلى المستوي الأرضي، والسعات المتبادلة $C_{k,k+1}$ بين كل خطي نقل متجاورين.

وعلى الرغم من كون هذا التمثيل غير واقعي بنسبة 100 %، وتظهر في كثير من الأحيان سعات متبادلة مع الخط الآتي للخط المجاور إلا إنَّ التجارب العملية أثبتت إنَّ هذا التمثيل يتمتع بدقة مرضية.

وتجدر الإشارة إلى إنَّه في المعادلات المعتمدة لتصميم هذه المرشحات تستخدم السعات الذاتية والمتبادلة المقيّسة : $\frac{C_k}{\varepsilon_r}$ $\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon_r}$ حيث ε_r هو ثابت العازلية النسبي لوسط الانتشار.



الشكل(3): مقطع عرضي لخطوط نقل مترابطة بين مستويي أرضي متوازيين [6].

2- مزايا المرشحات ذات العناصر المتداخلة:

1) تصغير الأبعاد.

2) تسامح مقبول نسبياً في الدِّقة المطلوبة للتصنيع كون الأبعاد بين الرنانات كبيرة.

3) تتمركز تكرارية المرشح عند ثلاثة أضعاف التردد المركزي المصمم عليه المرشح وبالآتي نحصل على حزمة منع عريضة.

4) يمكن تعزيز نسبة القطع وشدة تخميد مجالات القطع للمرشح من خلال إضافة أصفار تمرير (Transmition Zeros) لحذف تكرارية المرشح وبالآتي زيادة مجال المنع، تضاف من خلال رنانات إضافية ضمن مجال التكرار لتخميد المجال غير المرغوب.

5) يمكن تصنيعها في بنى لا تحتاج إلى مواد عازلة وبالآتي يتم التخلص من فقد التمرير (Insertion Loss) الناتج عن مفاقيد العازل.

3- بناء مرشح تمرير المجال:

تستند عملية بناء مرشح تمرير المجال إلى استخدام نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض للوصول إلى مرشح تمرير مجال بالاستجابة المطلوبة.

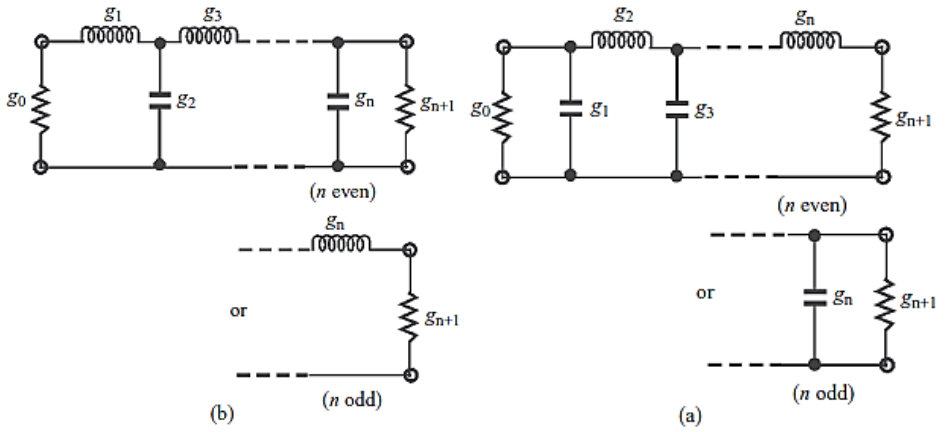
3-1- النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض [7]:

يعَّرف النَّموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض بإنَّه مرشح تكون قيم عناصره مقيّسة بحيث تكون ممانعة المنبع أو سماحيته تساوي إلى الواحد ويرمز لها بـ g_0، كما إنَّ 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 إنَّ n هو عدد العناصر التفاعلية (رتبة المرشح)، g_0 ممانعة أو سماحية المنبع المقيسة و g_{n+1} ممانعة أو سماحية الحمل المقيسة.

يُستخدم هذا النَّموذج في تصميم العديد من المرشحات العملية سواء من خلال تحويل العناصر أم التردد وسنقوم في القسم الآتي بتقديم المعادلات المستخدمة لحساب قيم عناصر النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض بدون الخوض في إجرائية تركيب المرشح، بالإضافة إلى تحديد درجة النموذج الأولي للمرشح.



الشكل (4):النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض [7].

3-2- استجابة مرشح تشيبتشيف: [7]

للبدء بالتصميم اعتمدنا 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 نفسها في حال اختيار استجابة أخرى كبيسسيل أو بتروورث.

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

أما مرشحات الأقطاب والأصفار كمرشح تشيبتشيف العكسي (Inverse Chebyshev) والـ Elliptic فهي تحتاج إلى أصفار نقل خارج مجال التمرير، وتؤمن مرونة عالية إضافة إلى حدة القطع إلا إنَّ ذلك على حساب زيادة تعقيد التصميم لذلك نادراً ما نرى اعتماد هذه المرشحات في التصاميم العملية.

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

مع الإشارة إلى إنَّ المتحول الترددي Ω سيشار له لاحقاً بالمتحول ω` كما ورد استخدامه في مراجع أخرى.

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

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

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

أما $T_n(\Omega)$ فهو تابع تشيبتشيف من النوع الأول والمرتبة n والذي يعطى بالعلاقة:

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

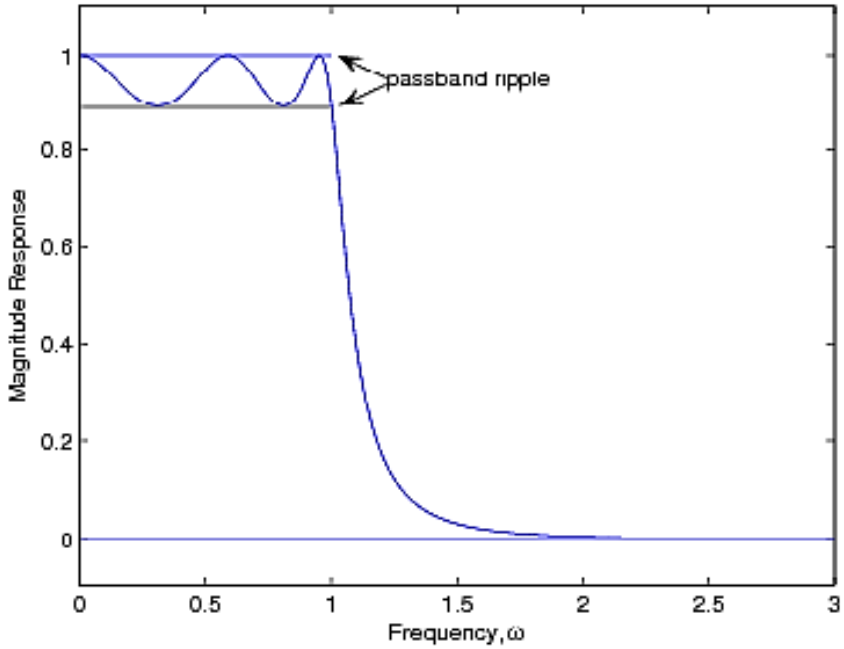
وبالآتي كافة المرشحات المحققة بالمعادلة (1) تسمى بمرشحات تشيبتشيف وقد اشتقت من المعادلة (1) تابع التحويل المنطقي لمرشحات تشيبتشيف المعطى بالمعادلة:

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

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 [7].

3-3- معادلات حساب معاملات النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض من نوع تشيبشيف: [7]

تعطى معادلات حساب معاملات المرشح المبين بالشكل (4) على النحو الآتي:

$$g_0 = 1 \tag{7}$$

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

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

for i=2,3,…..n

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

حيث:

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

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

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

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}}-1}{10^{0.1L_{Ar}}-1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \tag{13}$$

حيث إنَّ: L_{As} تخميد مجال القطع، L_{Ar} عامل تعرج مجال التمرير.

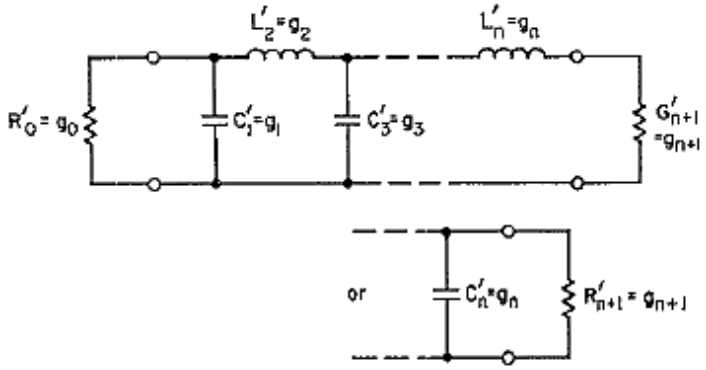
وفي حال تم توصيف المرشح بدلالة نسبة الأمواج المستقرة للجهد $VSWR$ وفقد الإرجاع L_R،عندئذ تحسب تعرجات مجال التمرير بالعلاقة الآتية:

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

ويعبر L_R عن فقد الإرجاع.

3-4- تحويل استجابة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض إلى استجابة مرشح تمرير مجال [6]:

يبين الشكل (6) نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض من نوع تشيبتشيف للوصول إنَّطلاقاً منه إلى مرشح تمرير مجال بالاستجابة المطلوبة، حيث إنَّ نموذج أولي لمرشح تمرير منخفض بـ n عنصر تفاعلي ينتج عنه مرشح تمرير مجال بـ n رنانة (بما في ذلك رنانتي الدخل والخرج).

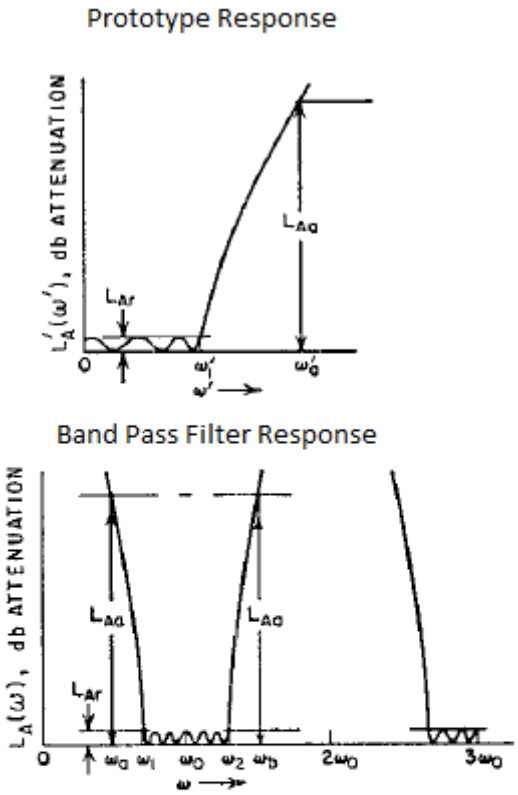


الشكل (6):نموذج اولي لمرشح تمرير منخفض من نوع تشيبتشيف [7].

في حين يبين الشكل (7) استجابة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض والاستجابة المقابلة لمرشح تمرير المجال والتي تكون متناظرة حسابياً وتتكرر مجالات التمرير عند التوافقيات $3\omega_0, 6\omega_0, 9\omega_0$.

توضح المعادلات بأسفل الشّكل (7) عملية التحويل من مرشح التمرير المنخفض إلى مرشح تمرير مجال والذي نجد فيه إنَّ خصائص التخميد التابعة ل ω` في مرشح التمرير المنخفض يقابلها خصائص في مرشح تمرير المجال المتمركز حول ω_0 كتابع للتردد الزاوي ω.

المعامل ω هو عرض المجال الكسري والذي يعطى بالعلاقة $\omega = \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$ =FBW، 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 [6].

3-5- معادلات تصميم مرشح ذي عناصر متداخلة عريض المجال [6]:

كما ذكر سابقاً تتألف بنية مرشح تمرير المجال ذي العناصر المتداخلة من مصفوفة من خطوط النقل المترابطة المتوازية بين مستويي أرضي متوازيين.

نستعرض الآن معادلات التصميم التي سنحصل بنتيجة تطبيقها على السّعات الذّاتية لواحدة الطول لكل خط نقل على حده، إضافة إلى السّعات المتبادلة لواحدة الطول بين 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 إلَّا إنَّ نتائج التصاميم التجريبية الناتجة عنها أثبتت أنَّها دقيقة بشكل كافٍ لمعظم التطبيقات العملية.

بعد إنَّ نقوم بحساب درجة النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض n، وحساب معاملاته نحسب الحدود الآتية:

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

$$\theta_{1=} \frac{\pi}{2} * \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} * FBW \tag{16}$$

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

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

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

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

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

$$\frac{Y_k}{Y_A}\Big|_{k=3\ to\ n-2} = N_{k-1,k}+N_{k,k+1} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \tag{22}$$

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

$$\frac{Z_n}{Z_A} = \omega`_1\ g_n\ g_{n+1}\ tan\,\theta_1 \tag{24}$$

حيث Z_A هي ممانعة عنصر الدخل، Y_A هي سماحية عنصر الدخل، $J_{k,k+1}$ محول السماحية بين العنصرين *k,k+1*، $N_{k,k+1}$ هو محول الممانعة بين العنصرين *k,k+1*.

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

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

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

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

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

حيث : $C_n = C_1$

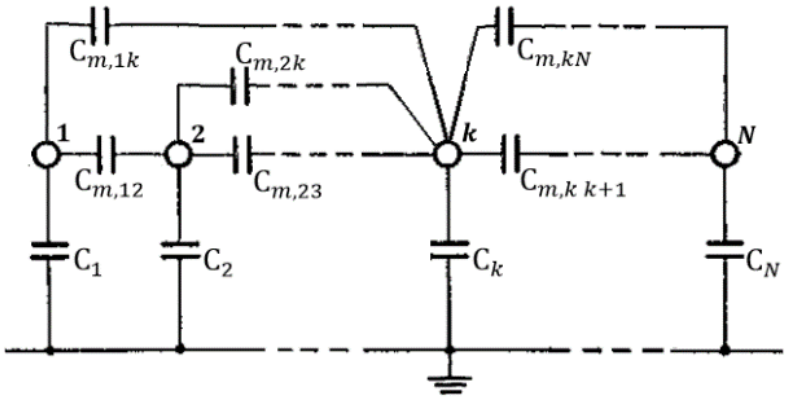
$$\frac{C_{12}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}\, Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_1/Z_A)} \tag{29}$$

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

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

حيث إنَّ ε هو ثابت العازلية و ε_r هو ثابت العازلية النسبي لوسط الانتشار، و h هو معامل تقييس السماحية (عدد بدون واحدة).

4- مصفوفة المكثفات [8]:



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

يوضح الشكل (8) بنية مكافئة مؤلفة من N ناقل ومستوي أرضي، حيث تعرّف مصفوفة السِّعات المتبادلة لهذه البنية على النحو الآتي:

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

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

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

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

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

الشحنة الكلية للناقل الأول:

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

ومنه نستنتج العلاقة بين مصفوفة ماكسويل ومصفوفة السعات المتبادلة:

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

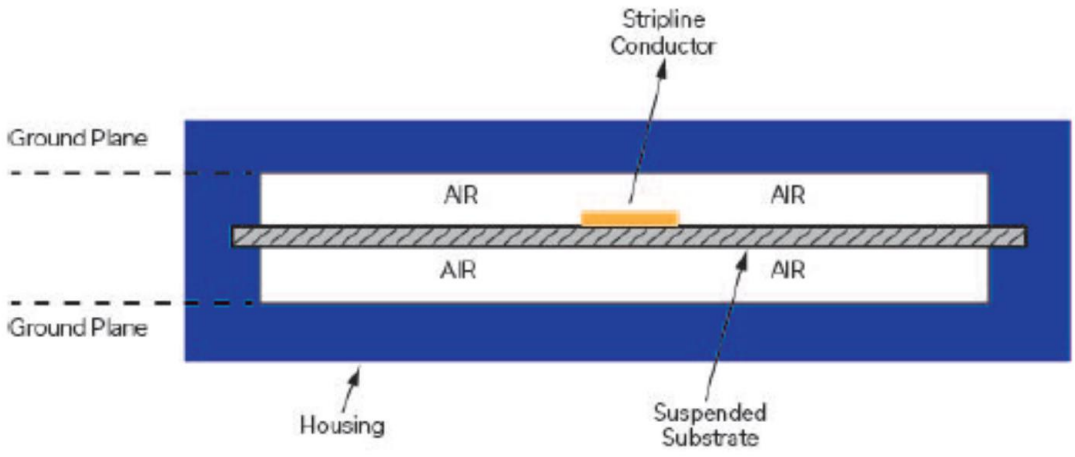
وتعرف مصفوفة ماكسويل من كون كافة عناصرها غير القطرية سالبة (مساوية بالقيمة للقيم المقابلة من مصفوفة السعات المتبادلة ومعاكسة لها بالإشارة).

4-خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة [9]:

تتألف تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة من خطوط نقل مطبوعة على وجهي ركيزة عازلة معلقٌة ضمن حجرة معدنية تمثل المستوي الأرضي وعازل من الهواء يحيط بالركيزة العازلة، وتؤمن هذه التقانة عامل جودة عالياً وضياعات منخفضة، كون معظم خطوط الحقل تنتشر في الهواء بدلاً من انتشارها في مادة عازلة صلبة ذات ثابت عازلية أعلى من الهواء.

تمتاز مرشحات الخطوط الشرائحية التقليدية سواء كانت Microstrip أو Stripline والتي تستخدم ركائز عازلة شائعة كركائز PTEE أم ركائز من مواد سيراميكية بفقد عالٍ بسبب ارتفاع قيمة ثابت العازلية النسبي لتلك الركائز مقارنة بالهواء، حيث يقترب الهواء من العازل المثالي المتمثل بالخلاء بثابت عازلية يساوي إلى الواحد، وعليه يقتصر الفقد في تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة على مقاومة المعدن وفقد الركيزة العازلة المستخدمة. كما تمتاز بدرجة ترابط عالية بين الرنانات بسبب تراكب خطوط الحقل على جانبي الركيزة (التراكب الجانبي) مقارنةً بالترابط الحافِّي (Edge Coupling) أو الترابط المتداخل (Inter Digital Coupling).

ويوضح الشكل (9) البنية العامة لتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة:



الشكل (9):البنية العامة لتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة [12].

5-1- المعادلات التحليلية لبنية خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة [9]:

قُدِّمت مقاربات عددية عديدة لتحليل تشكيلات عديدة من دارات خطوط النقل الشرائحية المعلّقة، إلَّا إنَّ هذه المقاربات بحاجة إلى برمجيات تتمكن من التغلب على التعقيدات الحسابية واختصار زمن الحسابات لتنفيذها.

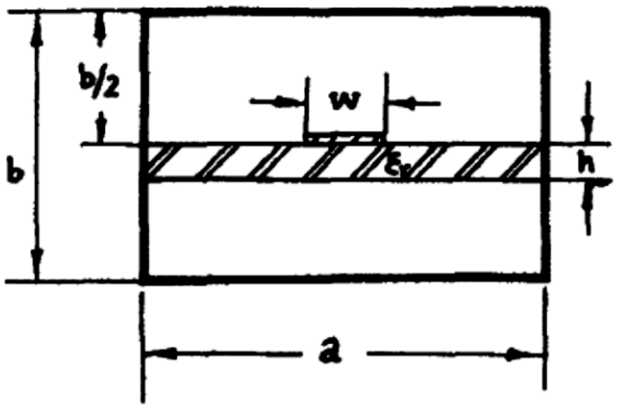
وعلى الرغم من وجود مجموعة من المعادلات البسيطة لتحليل وتركيب خطوط النقل الشرائحية المعلَّقة إلَّا إنَّها مناسبة فقط للبنى المفتوحة أي بدون أخذ أثر غطاء العلبة بعين الاعتبار.

وفيما يأتي مجموعة معادلات تحليلية تستند إلى منهجية تركيب المنحنيات بطريقة التربيعات الأصغرية

(Least Square Curve Fitting method) والتي تقارن نتيجتها بالمعادلات المستندة إلى طريقة الفروقات المنتهية (Finite Difference Method).

5-1-1. خطوط النقل الشرائحية الميكروية المعلَّقة المحجَّبة:
(Shielded Suspended Substrate Microstrip Line)

يوضح الشكل (10) مقطعاً عرضياً لخط نقل شرائحي معلَّق (SSL: Suspended Stripline).



الشكل (10): مقطع عرضي في البنية SSL [9].

حيث تعطى الممانعة المميزة لهذا الخط بالعلاقة:

$$Z = Z_o/\sqrt{\varepsilon_e} \qquad (34)$$

حيث: $\boldsymbol{Z_o}$ الممانعة المميزة لخط النقل الشرائحي فيما لو كان الوسط مملوءاً بالهواء (بدون وجود الركيزة العازلة).

$\boldsymbol{\varepsilon_e}$ ثابت العازلية الفعَّال للبنية SSL.

و ننوه إلى إنَّ المعادلات الآتية كافةً صالحة ضمن الشروط:

$$\mathbf{0.5 < \frac{h}{b} < 1} \qquad \mathbf{1 < \varepsilon_r < 9} \qquad \mathbf{1 \leq \frac{a}{b} \leq 2.5}$$

ثابت العازلية الفعَّال:

$$\sqrt{\varepsilon_e} = \left[1 + \left(E - F \ln\frac{w}{b}\right) \ln\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right]^{-1} \tag{35}$$

حيث:

(ضمن الشرط: $0 < w < a/2$):

$$E = 0.02077 + 1.2177\frac{h}{b} - 0.08364\frac{a}{b} \tag{36}$$

$$F = 0.03451 - 0.1031\frac{h}{b} + 0.01742\frac{a}{b} \tag{37}$$

أما ضمن الشرط: $a/2 < w < a$:

$$E = 0.4640 + 0.7647\frac{h}{b} - 0.2063\frac{a}{b} \tag{38}$$

$$F = -0.1424 + 0.3017\frac{h}{b} - 0.02411\frac{a}{b} \tag{39}$$

الممانعة المميزة Z_o:

ضمن الشرط $(0 < w < a/2)$:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi}\left[V + R\ln\left(\frac{6}{w/b} + \sqrt{1 + \frac{4}{(w/b)^2}}\right)\right] \quad (40)$$

حيث:

$$.\eta_0 = 120\pi$$

$$V = -1.1866 - 0.2035\frac{h}{b} + 0.4750\frac{a}{b} \quad (41)$$

$$R = 1.0835 + 0.1007\frac{h}{b} - 0.09457\frac{a}{b} \quad (42)$$

أما ضمن الشرط $(a/2 < w < a)$:

$$Z_0 = \eta_0\left[V + R\left[\frac{w}{b} + 1.3930 + 0.0667\ln\left(\frac{w}{b} + 1.999\right)\right]^{-1}\right] \quad (43)$$

حيث:

$$V = -0.6301 - 0.07082\frac{h}{b} + 0.2470\frac{a}{b} \quad (44)$$

$$R = 1.9492 + 0.1553\frac{h}{b} - 0.5123\frac{a}{b} \quad (45)$$

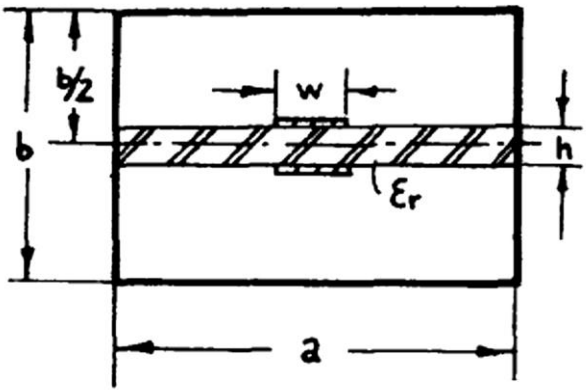
وعند مقارنة نتائج المعادلات السابقة بنتائج طريقة الفروقات المنتهية (Finite Difference method) نجد إنَّ الدقة بحدود:

$$\begin{cases} \pm 2\% & (for\ 0 < w < a/2 \\ \pm 3\% & (for\ a/2 < w < a \end{cases}$$

5-1-2. خطوط النقل الشرائحية المترابطة جانبيا [9] (Broad-Side Coupled Stripline):

يوضِّح الشكل (11) مقطعاً عرضياً لخطي نقل شرائحين مترابطين (بدون إزاحة بين موقعي الخطين) ضمن البنية (BSCL)، حيث يعد معامل الترابط K والممانعة المميزة Z_o هما المعاملانِّ الأكثر أهمية لتوصيف هذه البنية.

ولابد من التأكيد على إنَّ المعادلات الآتية كافةً صالحة ضمن الشرط: $(0< w < 0.45\ a)$



الشكل (11): مقطع عرضي يوضح البنية BSCL [9].

يعطى معامل الترابط والممانعة المميزة بالمعادلات الآتية:

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \qquad (46)$$

$$Z_o = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}} \qquad (47)$$

حيث إنَّ Z_{oe} , Z_{oo} هما الممانعة المميزة للنمط الفردي والنمط الزوجي على التوالي.

الممانعة المميزة للنمط الفردي:

$$Z_{oo} = {Z_{oo}}^{o} / \sqrt{\varepsilon_{00}} \qquad (48)$$

حيث إنَّ ${Z_{oo}}^{o}$: الممانعة المميزة لنمط التغذية الفردي بدون وجود الركيزة العازلة، (كأن البنية مملوءة بالهواء بشكل كامل).

ε_{00}: ثابت العازلية الفعّال لنمط التغذية الفردي، والذي يعطى بالعلاقة:

$$\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{00}}} = 1 + 0.5\left[H - P\,ln\left(\frac{w}{b} + \sqrt{\left(\frac{w}{b}\right)^2 + 1}\right)\right]\left[ln\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right) + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 1\right] \qquad (49)$$

حيث:

$$H = 0.7210 - 0.3568\frac{h}{b} + 0.02132\frac{a}{b} \qquad (50)$$

$$P = -0.3035 + 0.3743\frac{h}{b} + 0.07274\frac{a}{b} \qquad (51)$$

$${Z_{oo}}^{o} = \frac{\eta_0}{2}\left[S + T\,ln\left(\frac{0.2}{w/b} + \sqrt{1 + \frac{0.23}{(w/b)^2}}\right)\right] \qquad (52)$$

حيث:

$$S = -0.1073 + 1.67080\frac{h}{b} + 0.007484\frac{a}{b} \qquad (53)$$

$$T = 0.4768 + 2.1295\frac{h}{b} - 0.01278\frac{a}{b} \qquad (54)$$

الممانعة المميزة للنمط الزوجي بالعلاقة الآتية:

$$Z_{oe} = {Z_{oe}}^{o}/\sqrt{\varepsilon_{oe}} \qquad (55)$$

حيث إنَّ ${Z_{oe}}^{o}$: الممانعة المميزة لنمط التغذية الزوجي بدون وجود الركيزة العازلة، (كأنَّ البنية مملوءة بالهواء بشكل كامل).

ε_{oe}: ثابت العازلية الفعّال لنمط التغذية الزوجي والذي يعطى بالعلاقة:

$$\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{0e}}} = 1 + \left[H - P\,ln\left(\frac{w}{b}\right)\right]\left[ln\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right)\right] \qquad (56)$$

حيث:

$$H = 0.2245 + 07192\frac{h}{b} - 0.1022\frac{a}{b} \quad (57)$$

$$\mathrm{P} = 0.001356 + 0.06590\frac{\mathrm{h}}{\mathrm{b}} + 0.01951\frac{\mathrm{a}}{\mathrm{b}} \quad (58)$$

$$Z_{oe}{}^{o} = \frac{\eta_0}{2\pi}\left[S + T\ln\left(\frac{12}{w/b} + \sqrt{1 + \frac{16}{(w/b)^2}}\right)\right] \quad (59)$$

حيث:

$$S = -2.6528 + 0.9452\frac{h}{b} + 0.4531\frac{a}{b} \quad (60)$$

$$T = 1.4793 - 1.1903\frac{h}{b} - 0.04511\frac{a}{b} \quad (61)$$

وعند مقارنة نتائج المعادلات السابقة بنتائج طريقة الفروقات المنتهية (Finite Difference method) نجد إنَّ الدقة بحدود:

$$\begin{cases} \pm \mathbf{4.5}\% & (\text{للنمط الفردي}) \\ \pm \mathbf{3.5}\% & (\text{للنمط الزوجي}) \end{cases}$$

5-2- مميزات تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة:

1) ضياعات منخفضة وعامل جودة عالٍ كون معظم خطوط الحقل تنتشر ضمن الفجوة الهوائية بين مستويي الأرضي.
2) يساهم عازل الهواء في زيادة أبعاد الدارة المتكاملة والتي تعد من العوامل الحاسمة في دارت الأمواج الميللمترية و الميكروية، مما يسمح بهامش تسامح أكبر في عمليات التصنيع.
3) تسمح بقيم كبيرة للممانعات المميزة تصل حتى Ω [150]، ولا تسمح بقيم صغيرة مع ارتفاع التردد.
4) استقرار حراري كبير.
5) عرض مجال ترددي كبير.

6) لا يوجد إشعاع خارجي.

7) معامل الترابط في هذه التقنية أكبر مما تؤمنه تقانة الخطوط الشرائحية Microstrip، نظرا لإمكانية الطباعة على كلا وجهي الركيزة العازلة.

8) تمتلك خصائص الركيزة العازلة المستخدمة أثراً ضئيلا على كل من تخامد وسرعة الطور لوسط الانتشار.

5-3- سيئات تقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة:

1) تعقيد البنية.

2) الصعوبة في إجراء عمليات الضبط واكتشاف الأخطاء كون البنية كلها معلّقة في الوسط بين مستويي الأرضي .

6- مصفوفة الترابط العامة لمرشحات الرنانات المترابطة [7]:

تؤدي الحجرات الرنانة المترابطة دوراً مهماً في تصميم المرشحات الميكروية، ونسرد في هذا القسم تقنية عامة لتصميم مرشحات الرنانات المترابطة بحيث يمكن تطبيقها في أي نوع من الحجرات الرنانة بغض النظر عن البنية الفيزيائية.

وتمّ تطبيق هذه التقنية في:

- مرشحات المرشدات الموجيّة.
- مرشحات الرنانات العازلة (Dielectric Resonators Filters) .
- مرشحات خطوط الشرائح الميكروية (Microstrip).
- المرشحات المشطية السيراميكية(Ceramic Combline Filters) .
- المرشحات الفائقة التوصيل (Super Conducting Filters).

حيث تستند إجرائية التصميم هذه إلى معاملات الترابط للرنانات المترابطة وعلى عوامل الجودة الخارجية لكل من رنانتي الدخل والخرج، وهي من التقنيات الفعّالة والمرنة لذلك من المهم جداً إنَّ نفهم الأساس النظري من خلفها، لأن مصفوفة الترابط المعممة مهمة لتمثيل مجال واسع من بنى مرشحات الرنانات المترابطة.

6-1- صياغة معادلات الحلقة [7]:

يبين الشكل (12) الدارة المكافئة لـ n رنانة مترابطة حيث تشير كل من R,L,C إلى المقاومة والتحريضية والسعة على التوالي:

الشكل (12):الدارة المكافئة ل n رنانة مترابطة [7].

ويشير (i) إلى تيار الحلقة و (e_s) إلى جهد المنبع، بتطبيق قانون الجهد وهو أحد قوانين كيرشوف والذي ينص على أنَّ المجموع الجبري للجهود الهابطة في مسار مغلق يساوي إلى الصفر، يمكن تدوين معادلات الحلقة للدارة المبينة في الشكل (12) على النحو الآتي:

$$\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) i_1 - j\omega L_{12} i_2 \dots\dots\dots\dots - j\omega L_{1n} i_n = e_s \qquad (62)$$

$$-j\omega L_{21} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) i_2 \dots\dots\dots\dots - j\omega L_{2n} i_n = 0 \qquad (63)$$

$$-j\omega L_{n1} i_1 - j\omega L_{n2} i_2 + \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}\right) i_n = 0 \qquad (64)$$

حيث $L_{ij}=L_{ji}$ تمثلإنَّ التحريضيات المتبادلة بين الرنانتين (j) , (i)، وعلى اعتبار إنَّ التيارات كافةً في جميع الرنانات تدور بالاتجاه نفسه كما هو موضح بالشكل (12) يمكن تمثيل المعادلات السابقة على شكل مصفوفة على النحو الآتي:

$$\begin{pmatrix} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) & -j\omega L_{12} \cdots & j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \cdots & -j\omega L_{2n} \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} \cdots & \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}\right) \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (65)$$

أو:

$$[Z].[i] = [e]$$

حيث إنَّ $[Z][n \times n]$ هي مصفوفة الممانَعات وسنعد الرنانات ***متزامنة*** أي إنَّ تردد الرنين لكل الرنانات هو نفسه ويساوي إلى تردد الرنين (عند منتصف الحزمة للمرشح):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حيث:

$$L = L_1 = L_2 = L_3 = \cdots = L_n$$
$$C = C_1 = C_2 = C_3 = \cdots = C_n$$

وبالآتي تصبح المعادلة:

$$[Z] = \omega_0 * L * FBW * [\bar{Z}] \quad (66)$$

حيث يعرّف عرض المجال الكسري بالعلاقة الآتية:

$$(FBW) = \frac{\Delta_\omega}{\omega_0}$$

ومصفوفة الممانعات المقيّسة $[\bar{Z}]$ تعطى بحال مرشح متزامن بالعلاقة الآتية:

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 * L * FBW} + P & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{21}}{L}\frac{1}{FBW} \dots\dots & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{1n}}{L}\frac{1}{FBW} \\ -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{12}}{L}\frac{1}{FBW} & P \dots\dots & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{2n}}{L}\frac{1}{FBW} \\ -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{n1}}{L}\frac{1}{FBW} & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{L_{n2}}{L}\frac{1}{FBW} \dots\dots & \frac{R_n}{\omega_0 * L * FBW} + P \end{bmatrix} \quad (67)$$

حيث يعرف متحول تردد التمرير المنخفض العقدي (P) بالعلاقة الآتية:

$$P = j\frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad (68)$$

مع تعريف:

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad for\ i = 1\ or\ n \tag{69}$$

حيث إنَّ Q_{e1} و Q_{en} هما عاملا الجودة الخارجيين لكل من رنانتي الدخل والخرج.

ويعرّف معامل الترابط M_{ij} بالعلاقة الآتية:

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \tag{70}$$

حيث إنَّ L_{ij} هو التحريضية المتبادلة بين الرنانتين المتجاورتين، وبما إنَّ الرنانات ترن بشكل متزامن يمكننا اعتماد التقريب $(\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1)$ ويمكن تبسيط المعادلة (67) لتصبح على النحو الآتي:

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + P & -jm_{12} \dots\dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & P \dots\dots & -jm_{2n} \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} \dots\dots & \frac{1}{q_{en}} + P \end{bmatrix} \tag{71}$$

حيث إنَّ q_{e1} و q_{en} معاملا الجودة الخارجيين المقيسين لرنانتي الدخل والخرج:

$$q_{ei} = Q_{ei} * F_{BW}\ for\ i = 1,2, \dots\dots, n \tag{72}$$

و m_{ij} معاملات الترابط المقيّسة:

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \tag{73}$$

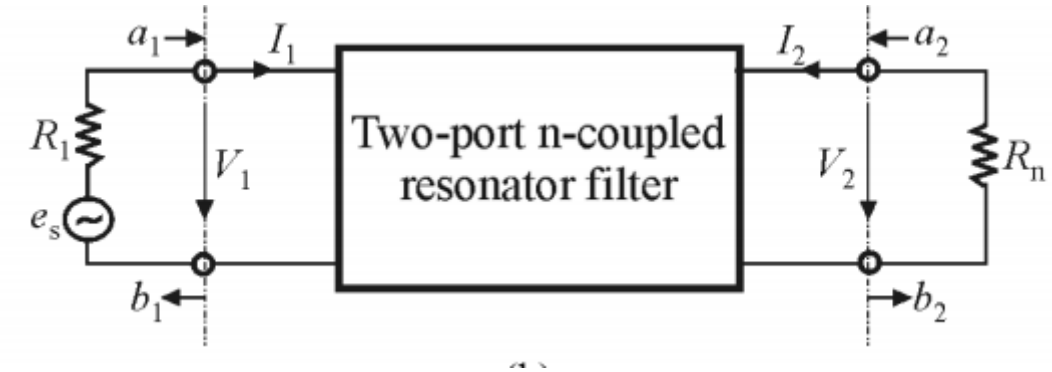
أما في حال كانت الرنانات المترابطة غير متزامنة أي إنَّ كل رنانة لها تردد رنين خاص بها:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \tag{74}$$

يعرَّف معامل الترابط للمرشح المولّف غير المتزامن بالعلاقة:

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}\ for\ i \neq j \tag{75}$$

يبين الشكل (13) شبكة ثنائية المنافذ تعبر عن تمثيل للدارة المبينة بالشكل (12)، حيث تعبر المتحولات V_1 و V_2 و I_1 و I_2 عن جهود وتيارات بوابتي الدخل والخرج على الترتيب، وبعد تحليل الدارتين في الشكل (12) والشكل(13) نجد إنَّ $(I_1 = i_1\ ,\ I_2 = -i_n\ ,\ V_1 = -i_1 R_1)$



الشكل (13): شبكة ثنائية المنافذ تمثل مرشح مؤلف من n رنانة مترابطة [7].

وتمت الإشارة إلى المتحولات الموجية ب a_1 و b_1 و a_2 و b_2 والتي تعرّف على النحو الآتي:

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \qquad b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \qquad (76)$$

$$a_2 = 0 \qquad b_2 = i_n\sqrt{R_n}$$

ومنه تعرّف معاملات التمرير و الانعكاس:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}\, i_n}{e_s} \qquad (77)$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s}$$

ومع تعويض القيم الآتية:

$$i_1 = \frac{e_s}{\omega_0 * L * FBW}\ [\bar{Z}]_{11}{}^{-1}$$

$$i_n = \frac{e_s}{\omega_0 * L * FBW} \, [\bar{Z}]_{n1}{}^{-1}$$

حيث إنَّ $[\bar{Z}]_{ij}{}^{-1}$ هو العنصر ذو السطر i والعمود j من مقلوب مصفوفة الممانعات المقيسة $[\bar{Z}]$.

سنجد إنَّ قيم معاملات الانعكاس والعبور تصبح على النحو الآتي:

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 * L * FBW} \, [\bar{Z}]_{n1}{}^{-1}$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 * L * FBW} \, [\bar{Z}]_{11}{}^{-1} \qquad (78)$$

وبتعويض قيم عوامل الجودة الخارجية المقيّسة لرنانتي الدخل والخرج سنحصل على الآتي:

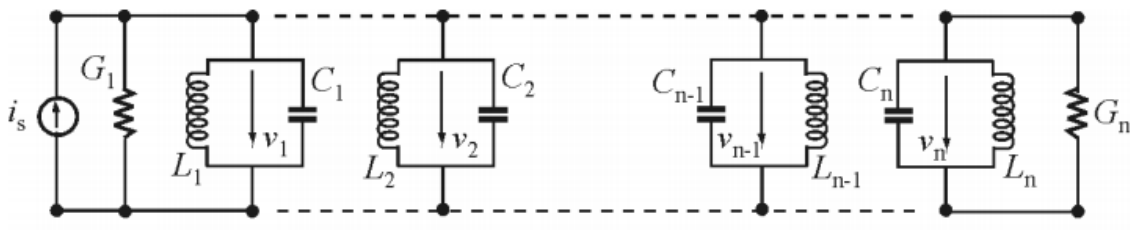
$$S_{21} = 2\frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} \, [\bar{Z}]_{n1}{}^{-1}$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} \, [\bar{Z}]_{11}{}^{-1} \qquad (79)$$

6-2- صياغة معادلات العقدة:

في الفقرة السابقة حسبنا كافة معاملات الترابط إنَّطلاقاً من التحريضيات المتبادلة بين الرنانات، لذلك فإنَّ الترابط المدروس هو ترابط مغناطيسي، سنحاول في هذه الفقرة استنتاج معاملات الترابط التي ستنتج لمرشح مؤلف من n رنانة و المبين بالشكل (14)، حيث تشير v_i إلى الجهود، و تعبر (G) عن السماحية، i_s تيار المنبع، C_{ij} السعة المتبادلة بين الرنانتين المتجاورتين. **[7]**

مع الإشارة إلى إنَّ كافة الجهود تقاس نسبة إلى النقطة المرجعية (الأرضي).



الشكل (14): دارة مرشح مؤلفة من n رنانة [7].

بتطبيق قانون التيار وهو قانون كيرشوف الآخر الذي ينص على أنَّ المجموع الجبري للتيارات التي تغادر عقدة ما في الدارة يساوي إلى الصفر بوجود تيار قيادة خارجي، تعطى معادلات العقدة للدارة السابقة بالعلاقات الآتية:

$$\left(G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}\right)v_1 - j\omega C_{12}v_2 \dots\dots\dots\dots - j\omega C_{1n}v_n = i_s \quad (80)$$

$$-j\omega C_{21}v_1 + \left(j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}\right)v_2 \dots\dots\dots\dots - j\omega C_{2n}v_n = 0 \quad (81)$$

$$-j\omega C_{n1}v_1 - j\omega C_{n2}v_2 + \left(G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}\right)v_n = 0 \quad (82)$$

حيث $C_{ij}=C_{ji}$ تمثلإنَّ السعات المتبادلة بين الرنانتين (j) (i)، وعلى اعتبار أنَّ لكافة الجهود في جميع الرنانات نفس الاتجاه كما هو موضح بالشكل (14) يمكن تمثيل المعادلات السابقة على شكل مصفوفة على النحو الآتي:

$$\begin{pmatrix} \left(G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1}\right) & -j\omega C_{12}\cdots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & \left(j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}\right)\cdots & -j\omega C_{2n} \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2}\cdots & \left(G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_s \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (83)$$

أو:

$$[Y].[v] = [i]$$

حيث إنَّ $[[Y][n \times n]]$ هي مصفوفة السّماحيات وسنعد إنَّ الرنانات متزامنة أي إنَّ تردد الرنين لكل الرنانات هو نفسه ويساوي إلى تردد الرنين (عند منتصف الحزمة للمرشح):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

حيث:

$$L = L_1 = L_2 = L_3 = \cdots = L_n$$
$$C = C_1 = C_2 = C_3 = \cdots = C_n$$

وبالآتي تصبح المعادلة:

$$[Y] = \omega_0 * L * FBW * [\bar{Y}] \tag{84}$$

حيث يعرّف عرض المجال الكسري بالعلاقة الآتية:

$$(FBW) = \frac{\Delta_\omega}{\omega_0}$$

ومصفوفة السّماحيات المقيّسة $[\bar{Y}]$ تعطى بحال مرشح متزامن بالعلاقة الآتية:

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 * C * FBW} + P & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{21}}{C}\frac{1}{FBW} \dots \dots & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{1n}}{C}\frac{1}{FBW} \\ -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{12}}{C}\frac{1}{FBW} & P \dots \dots & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{2n}}{C}\frac{1}{FBW} \\ -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{n1}}{C}\frac{1}{FBW} & -j\frac{\omega}{\omega_0}\frac{C_{n2}}{C}\frac{1}{FBW} \dots \dots & \frac{G_n}{\omega_0 * C * FBW} + P \end{bmatrix} \tag{85}$$

حيث يعرف متحول تردد التمرير المنخفض العقدي (P) بالعلاقة الآتية:

$$P = j\frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{86}$$

مع تعريف:

$$\frac{G_i}{\omega_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad for\ i = 1,2, \dots, n \tag{87}$$

حيث أنَّ Q_{e1} و Q_{en} هما عاملا الجودة الخارجيان لكل من رنانتي الدخل والخرج.

يعرّف معامل الترابط M_{ij} بالعلاقة الآتية:

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \tag{88}$$

حيث إنَّ C_{ij} هو السّعة المتبادلة بين الرنانتين المتجاورتين، وباعتماد التقريب $(\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1)$ (حيث إنَّ الرنانات متزامنة) يمكن تبسيط المعادلة (85) لتصبح على النحو الآتي:

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + P & -jm_{12} \dots \dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & P \dots \dots & -jm_{2n} \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} \dots \dots & \frac{1}{q_{en}} + P \end{bmatrix} \quad (89)$$

حيث إنَّ q_{e1} و q_{en} عاملا الجودة الخارجيان المقيسان لرنانتي الدخل والخرج:

$$q_{ei} = Q_{ei} * FBW \qquad for\ i = 1\ or\ n$$

و m_{ij} معاملات الترابط المقيّسة:

$$\mathrm{m_{ij}} = \frac{\mathrm{M_{ij}}}{\mathrm{FBW}} \quad (90)$$

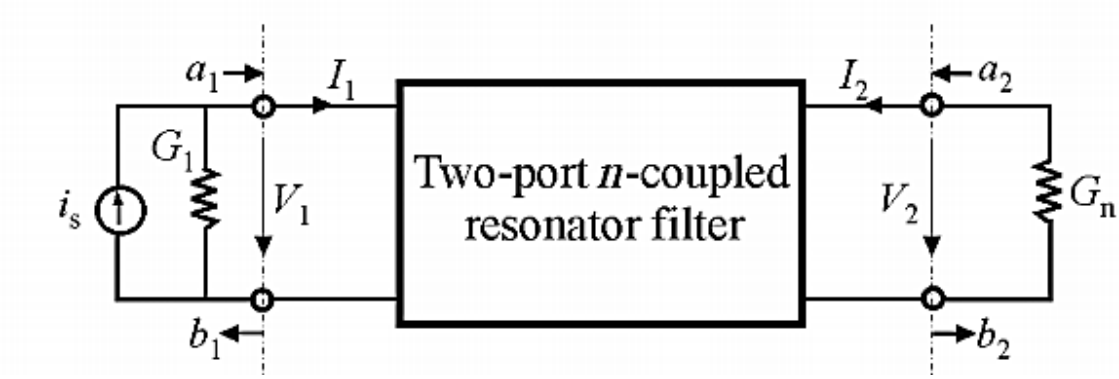
أما في حال كانت الرنانات مترابطة لكن غير متزامنة أي إنَّ كل رنانة لها تردد رنين خاص بها:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (91)$$

ومعامل الترابط للمرشح المولّف غير المتزامن يعطى بالعلاقة:

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}}\ for\ i \neq j \quad (92)$$

يبين الشكل (15) شبكة ثنائية المنافذ تعبر عن تمثيل للدارة المبينة بالشكل (14)، حيث تعبر المتحولات V_1 و V_2 و I_1 و I_2 عن جهود وتيارات بوابتي الدخل والخرج على الترتيب، وبعد تحليل الدارتين في الشكل (14) والشكل(15) نجد إنَّ $(I_1 = i_s - v_1 G_1\ ,\ V_2 = -v_n\ ,\ V_1 = v1)$



الشكل (15): شبكة ثنائية المنافذ تمثل مرشح مؤلف من n رنانة مترابطة [7].

وتمت الإشارة إلى المتحولات الموجية ب a_1 و b_1 و a_2 و b_2 والتي تعرّف على النحو الآتي:

$$a_1 = \frac{i_s}{2\sqrt{G_1}} \qquad b_1 = \frac{2v_1G_1 - i_s}{2\sqrt{G_1}} \qquad (93)$$

$$a_2 = 0 \qquad b_2 = v_n\sqrt{G_n}$$

ومنه تعرّف معاملات النقل و الانعكاس:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{G_1G_n}v_n}{i_s} \qquad (94)$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0} = \frac{2G_1v_1}{i_s} - 1$$

مع تعويض القيم الآتية:

$$v_1 = \frac{i_s}{\omega_0 * C * FBW}\ [\bar{Y}]_{11}{}^{-1}$$

$$v_n = \frac{v_s}{\omega_0 * C * FBW}\ [\bar{Y}]_{n1}{}^{-1}$$

حيث إنَّ $[\bar{Y}]_{ij}{}^{-1}$ هو العنصر ذو السطر i والعمود j من مقلوب مصفوفة السّماحيات المقيسة $[\bar{Y}]$.

سنجد إنَّ قيم معاملات النقل و الانعكاس تصبح على النحو الآتي:

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{G_1G_n}}{\omega_0 * C * FBW}\ [\bar{Y}]_{n1}{}^{-1} \qquad (95)$$

$$S_{11} = \frac{2G_1}{\omega_0 * C * FBW} \left[\bar{Y}\right]_{11}{}^{-1} - 1$$

وبتعويض قيم معاملات الجودة الخارجية المقيّسة لرنانتي الدخل والخرج سنحصل على الآتي:

$$\begin{aligned} S_{21} &= 2\frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{en}}} \left[\bar{Y}\right]_{n1}{}^{-1} \\ S_{11} &= \frac{2}{q_{e1}} \left[\bar{Y}\right]_{11}{}^{-1} - 1 \end{aligned} \qquad (96)$$

6-3- مصفوفة الترابط العامة [7]:

أبرز ما يمكن الاستناد إليه مما سبق إنَّ كافة معادلات معاملات الترابط تستند إلى مصفوفة الممانعات المقيّسة $[\bar{Z}]$ المقابلة لمصفوفة السماحيات المقيّسة $[\bar{Y}]$، وهذا أمر مهم جداً لأنَّه من الممكن إنَّ يقودنا إلى صيغة موحدة لمعادلات معاملات الترابط لأي مرشح مكون من n رنانة مترابطة بغض النظر عن كون الترابط كهربائياً أو مغناطيساً أو مزيج من الاثنين.

بدمج المعادلتين (96) و (79) في معادلة عامة واحدة نحصل على:

$$\begin{aligned} S_{21} &= 2\frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{en}}} \left[\bar{A}\right]_{n1}{}^{-1} \\ S_{11} &= \pm\left(1 - \frac{2}{q_{e1}} \left[\bar{A}\right]_{11}{}^{-1}\right) \end{aligned} \qquad (97)$$

حيث:

$$[A] = [q] + P[U] - j[m]$$

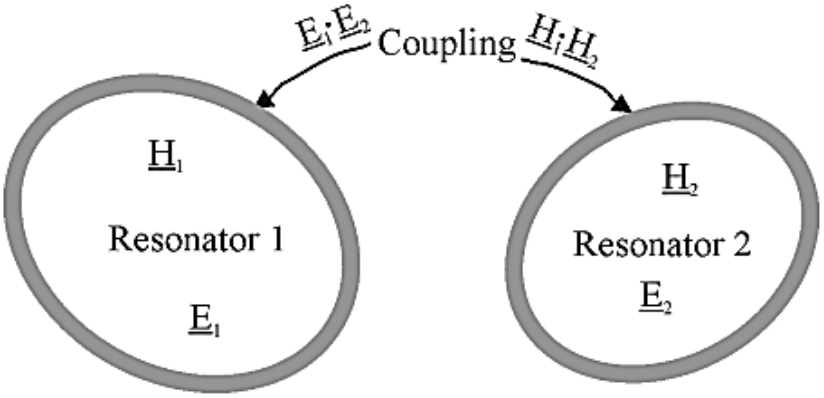
- $[m]_{(n\times n)}$ مصفوفة الترابط العامة وهي مصفوفة متناظرة $(m_{ij} = m_{ji})$ يسمح فيها بعناصر قطرية m_{ii} غير صفرية لمرشح مولّف غير متزامن.
- $[U]$ مصفوفة واحدية $(n \times n)$.
- $[q]_{(n\times n)}$ مصفوفة $(n \times n)$ كافة عناصرها أصفار ما عدا $q_{nn} = \frac{1}{q_{en}}$ و $q_{11} = \frac{1}{q_{e1}}$.

وبالنسبة لخصائص ترشيح معينة يمكن الحصول على مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية باستخدام إجرائية التركيب المقترحة من قبل Atia et al **[10]** وCameron **[11]** و ستكون لعناصر مصفوفة الترابط $[m]$ العامة للمرشحات المتزامنة قيم صفرية فقط في العناصر القطرية للمصفوفة، أما في المرشحات غير المتزامنة (والتي يكون فيها لكل رنانة تردد رنين خاص بها) سيكون هناك قيم غير صفرية حتى في العناصر القطرية للمصفوفة، إلّا إنَّه وبشكل عام العناصر غير الصفرية في أي مكان آخر تعني إنَّ الشبكة التي تمثلها المصفوفة $[m]$ يوجد الترابط فيها بين كل رنانة وكافة الرنانات الأخرى.

6-4- المعادلات العامة لاستخراج معاملات الترابط k [7]:

بعد تحديد مصفوفة الترابط $[m]$ لخصائص ترشيح مطلوبة، فالخطوة المهمة الآتية لتصميم المرشح هي إنَّشاء العلاقة بين قيمة معاملات الترابط والبنية الفيزيائية للرنانات المترابطة بغية تحديد الأبعاد الفيزيائية لتصنيع المرشح.

نستخدم الآن الرمز الأكثر شيوعاً لمعاملات الترابط k بدلاً من m، ويوضح الشكل (16) لرنانتين مترابطتين مع التأكيد على إنَّ البنية الفيزيائية للرنانة الأولى ليست بالضرورة مطابقة للبنية الفيزيائية للرنانة الثانية، إضافة إلى عدم ضرورة تطابق تردد الرنين لكل منهما.



الشكل (16): رنانتان مترابطتان [7].

يمكن استخدام المعادلة العامة الآتية لحساب معاملات الترابط k بين رنانتين مترابطتين غير متزامنتين سواء كان الترابط كهربائياً أم مغناطيساً أو مزيج من الاثنين:

$$k = \mp\frac{1}{2}\left(\frac{f_{o2}}{f_{o1}}+\frac{f_{o1}}{f_{o2}}\right)\sqrt{\left(\frac{{f_{p2}}^2-{f_{p1}}^2}{{f_{p2}}^2+{f_{p1}}^2}\right)^2-\left(\frac{{f_{02}}^2-{f_{01}}^2}{{f_{02}}^2+{f_{01}}^2}\right)^2} \qquad (98)$$

حيث تعطى ترددات رنين الرنانات بشكل عام:

$$f_{oi}=\frac{\omega_{0i}}{2\pi}$$

$$f_{pi}=\frac{\omega_{pi}}{2\pi} \quad \textit{For i= 1,2}$$

وفي حال كانت الرنانتان متزامنتين ستصبح المعادلة:

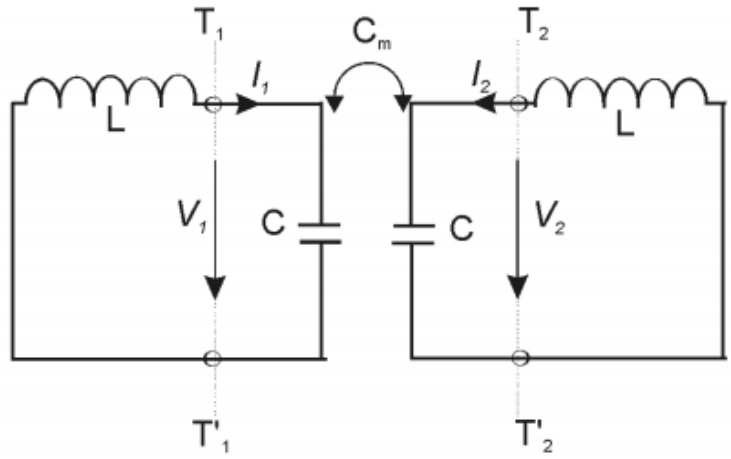
$$k=\pm\left(\frac{{f_{p2}}^2-{f_{p1}}^2}{{f_{p2}}^2+{f_{p1}}^2}\right) \qquad (99)$$

ويجب الأخذ بعين الاعتبار إنَّ إشارة معامل الترابط تعتمد بشكل كبير على البنية الفيزيائية للرنانات المترابطة، ومع ذلك بالنسبة لتصميم المرشح فإنَّ معنى الترابط السلبي أو الإيجابي هو أمر نسبي إلى حدٍ ما، وهذا يعني أنَّه إذا تمت الإشارة إلى ترابط ما على إنَّه ترابط موجب فهذا يعني أنَّ الاستجابة الطورية للترابط السالب معاكسة للاستجابة الطورية للترابط الموجب.

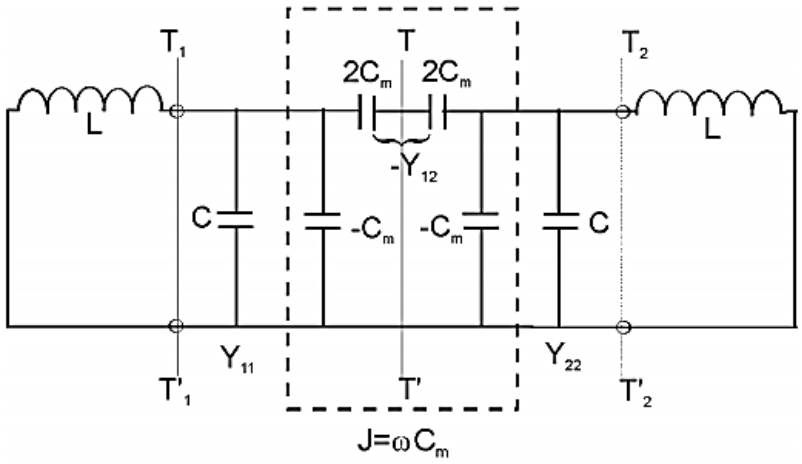
يمكن حساب الاستجابة الطورية للترابط من معاملات التبعثر (s-parameters) لبنية الترابط المقترحة، لكن اقتُرِح بدلاً من ذلك طريقة أبسط لتحديد ما إذا كانت بنيتي ترابط لهما نفس إشارة معاملات الترابط أو لا من خلال تطبيق الحقل الكهربائي أو المغناطيسي لحساب إما f_e أو f_m لكلا البنيتين على النحو الآتي:

6-4-1. الترابط الكهربائي لرنانتين مترابطتين متزامنتين [7]:

يبين الشكل (17-a) رنانتين مترابطتين كهربائياً مولّفتين على تردد الرنين نفسه وتمثل C_m السعة المتبادلة بين الرنانتين، أما الشكل (17-b) يبين الدارة المكافئة مع محول سماحية $j = \omega C_m$ الذي يعبر عن الترابط.



(a)



(b)

الشكل (17) رنانتان متزامنتان مترابطتان كهربائياً [7].

لو استبدل المستوي $T`\ T$ بحائط كهربائي (دارة مقصورة) سيكون تردد رنين الدارة المكافئة هو :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \qquad (100)$$

ويكون تردد الرنين هذا ذا قيمة أقل من تردد رنين رنانة مفردة غير مترابطة، ويفسر ذلك بكون الترابط في هذه الحالة يعزز من القدرة على تخزين الشحنة.

أما لو استبدل المستوي $T`\ T$ بحائط مغناطيسي (دارة مفتوحة) سيكون تردد رنين الدارة المكافئة هو :

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \qquad (101)$$

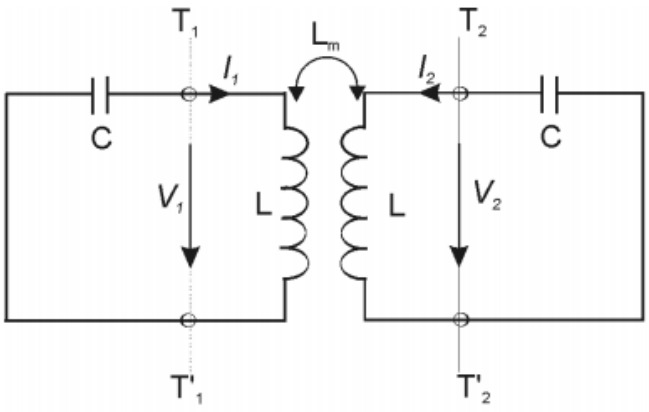
ويكون تردد الرنين هذا ذا قيمة أعلى من تردد رنين رنانة مفردة غير مترابطة، ويفسر ذلك بكون الترابط في هذه الحالة يقلل من القدرة على تخزين الشحنة.

ويعطى معامل الترابط الكهربائي في هذه الحالة بالعلاقة:

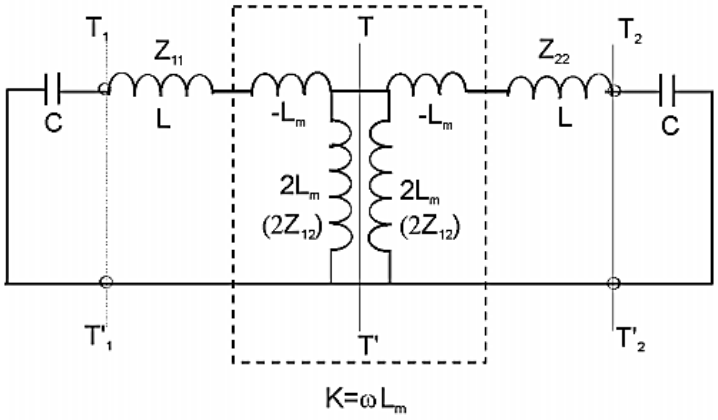
$$k_E = \left(\frac{{f_m}^2 - {f_e}^2}{{f_m}^2 + {f_e}^2}\right) = \frac{C_m}{C} \qquad (102)$$

6-4-2. الترابط المغناطيسي لرنانتين مترابطتين متزامنتين [7]:

يبين الشكل (18-a) رنانتين مترابطتين مغناطيسياً مولِّفتين على تردد الرنين نفسه، وتمثل L_m التحريضية المتبادلة بين الرنانتين، أما الشكل (18-b) يبين الدارة المكافئة مع محول ممانعة $K = \omega L_m$ يعبر عن الترابط.



(a)



(b)

الشكل (18) رنانتان متزامنتان مترابطتان مغناطيسياً [7].

لو استبدل المستوي $T` T$ بحائط كهربائي (دارة مقصورة) سيكون تردد رنين الدارة المكافئة هو :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L - L_m)}} \qquad (103)$$

ويكون تردد الرنين هذا ذا قيمة أعلى من تردد الرنين لرنانة مفردة غير مترابطة، ويفسر ذلك بكون الترابط في هذه الحالة يقلل من القدرة على تخزين الشحنة.

أما لو استبدل المستوي $T` T$ بحائط مغناطيسي (دارة مفتوحة) سيكون تردد رنين الدارة المكافئة هو:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L - L_m)}} \qquad (104)$$

ويكون تردد الرنين هذا ذا قيمة أقل من تردد رنين رنانة مفردة غير مترابطة، ويفسر ذلك بكون الترابط في هذه الحالة يعزز من القدرة على تخزين الشحنة.

ويعطى معامل الترابط الكهربائي في هذه الحالة بالعلاقة:

$$k_M = \left(\frac{{f_e}^2 - {f_m}^2}{{f_m}^2 + {f_e}^2}\right) = \frac{L_m}{L} \qquad (105)$$

6-4-3. الترابط المختلط لرنانتين مترابطتين متزامنتين [7]:

يبين الشكل (19) دارة بأربع رنانات بترابط مغناطيسي وكهربائي معاً، ويبين القسم (a) التمثيل الشبكي المكافئ للدارة أما القسم (b) فيعبر عن الدارة المكافئة، وتجدر الإشارة إلى إنَّ معاملات السّماحية (Y) تعبر عن الشبكة الثنائية الأقطاب المتوضعة على يسار المستوي المرجعي ($T_1T_1`$) ويمين المستوي المرجعي ($T_2T_2`$) ، في حين إنَّ معاملات الممانعة (Z) تعبر عن الشبكة الثنائية المتوضعة على يمين المستوي المرجعي ($T_1T_1`$) ويسار المستوي المرجعي ($T_2T_2`$) ، وتعطى معاملات السماحية والممانعة بالعلاقات الآتية:

$$Y_{11} = Y_{22} = J\omega C$$

$$Y_{12} = Y_{21} = J\omega C_m`$$

$$Z_{11} = Z_{22} = J\omega L$$

$$Z_{12} = Z_{21} = J\omega L_m`$$

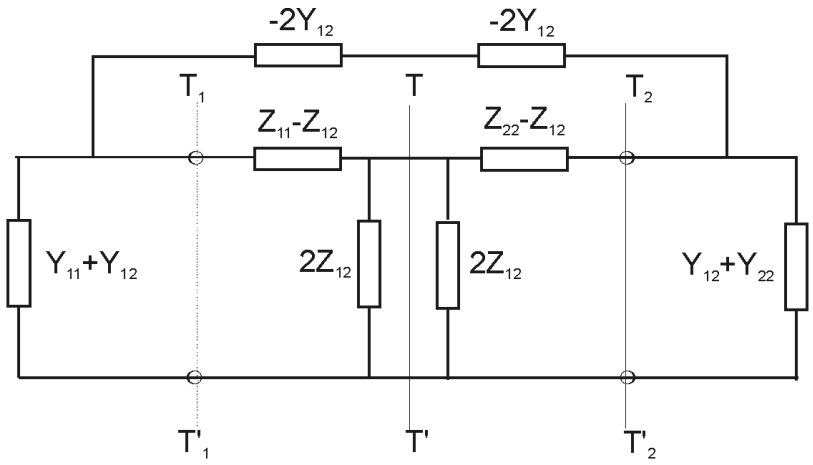
$L_m`$,C,L, $C_m`$
السّعات والتحريضيات الذّاتية والمتبادلة المكافئة لدارة
العناصر المبينة في الشكل (b)

حيث:

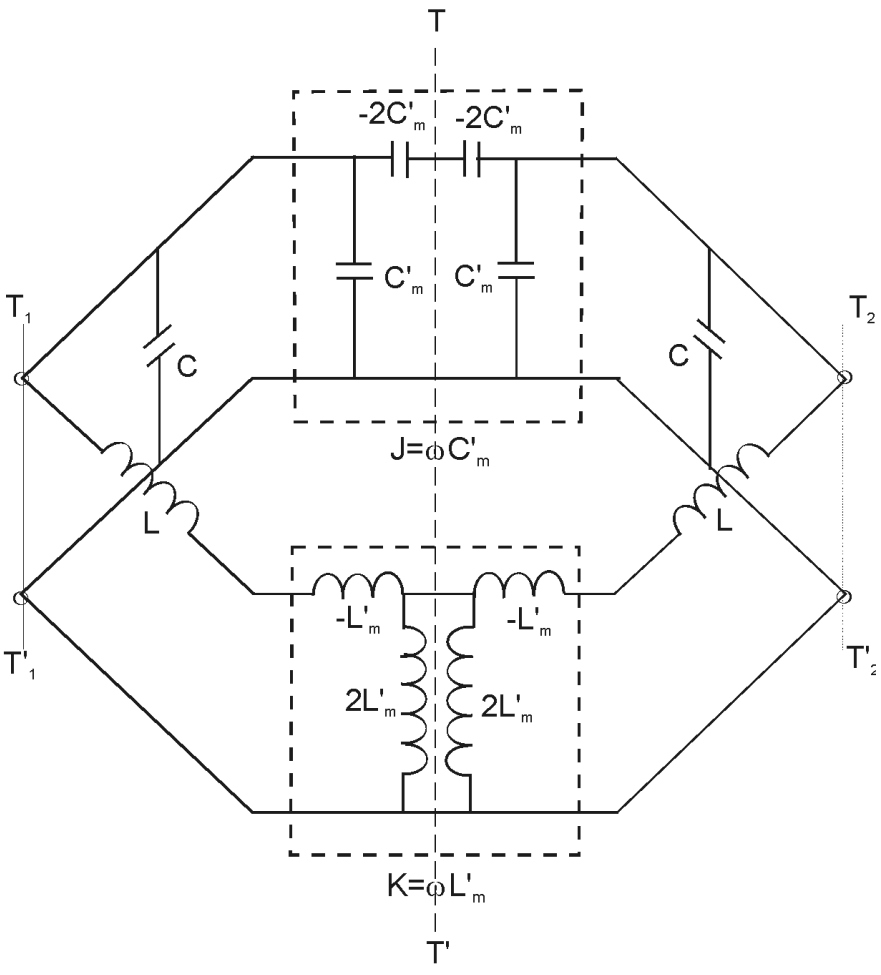
$K = \omega L_m`$ محول الممانعة

$J = \omega C_m`$ محول السماحية

المعبران عن الترابط المغناطيسي والكهربائي على الترتيب.



(a)



(b)

الشكل (19): دارة مؤلّفة من أربع رنانات متزامنة مترابطة ترابطاً مختلطاً [7].

وبإدخال كل من الحائط الكهربائي والحائط المغناطيسي على التوالي عند المستويات المرجعية نحصل على تردد الرنين بحال الترابط الكهربائي وفق العلاقة:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m`)(C - C_m`)}} \tag{106}$$

وتردد الرنين المغناطيسي وفق العلاقة:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m`)(C + C_m`)}} \tag{107}$$

وكما يتضح من المعادلات السابقة يمتلك كل من الترابط المغناطيسي والكهربائي الأثر نفسه على إنَّزياح تردد رنين الرنانات، ويعطى معامل الترابط المختلط إنَّطلاقاً من المعادلتين السابقتين بالعلاقة الآتية:

$$k_x = \left(\frac{{f_e}^2 - {f_m}^2}{{f_e}^2 + {f_m}^2}\right) = \frac{CL_m` + LC_m`}{LC + L_m`C_m`} \tag{108}$$

ومع اعتبار إنَّ $LC \gg L_m`C_m`$ تصبح المعادلة:

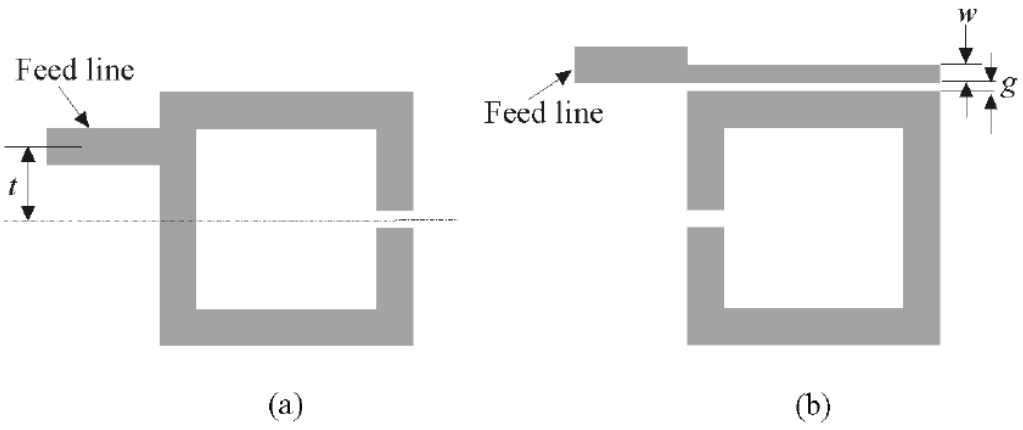
$$k_x = \frac{L_m`}{L} + \frac{C_m`}{C} = k_M` + k_E` \tag{109}$$

مما يشير إلى إنَّ الترابط المختلط ينتج عن تراكب أثري الترابط الكهربائي والمغناطيسي مع ضرورة الانتباه عند التعامل مع الترابط المختلط إنَّ تراكب كل من الأثريين قد ينتج عنه أثران متعاكسان إما تعزيز أو إلغاء بعضهما البعض، فإذا سمحنا للسعات أو التحريضيات المتبادلة بتغير الإشارة فسنجد إنَّ كلاً من الترابطين قد يلغي بعضها بعضاً.

6-5- المعادلات العامة لاستنتاج عوامل الجودة الخارجية Q_e: [7]

يوضح الشكل (20) بنيتي ترابط (دخل/خرج) نموذجيتين لمرشحات الرنانات المترابطة على الرغم من إمكانية استخدامهما مع أنواع أخرى، حيث تسمى الأولى الموضحة بالشكل (20-a) خط التغذية الفرعي (Tapped Line)، والثاني الموضح بالشكل (20-b) يسمى بخط التغذية المترابط Coupled Feed Line، في النوع الأول يستخدم خط نقل ممانعته [Ω] 50 يوصل مباشرة إلى دخل أو خرج الرنانة ويتم التحكم بقيمة الترابط أو عامل الجودة الخارجي من خلال تعديل موقع خط التغذية (Tapping Position t)، وكلّما كانت t أصغر كلّما اقترب خط التغذية الفرعي من الأرضي وهذا يؤدي إلى ترابط أضعف وعامل جودة خارجي أكبر.

أما في البنية المبينة بالشكل (20-b) تحدد قيمة كل من الترابط و عامل الجودة الخارجي بقيمة عرض الفجوة g وعرض الخط w، وكلّما كانت الفجوة أصغر وعرض الخط أصغر سيؤدي ذلك إلى ترابط أقوى وعامل جودة خارجي أصغر للرنانة.

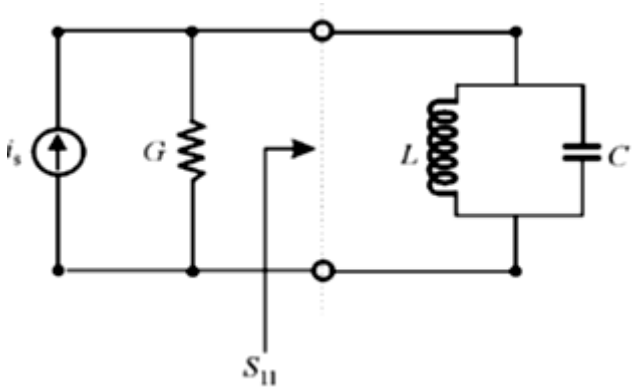


الشكل (20): بنيتي ترابط (دخل/ خرج) نموذجيتان لمرشحات الرنانات المترابطة: خط التغذية الفرعي (a) _ خط التغذية المترابط (b) [7].

6-5-1. رنانة محمّلة وحيدة: [7]

من أجل استخراج قيمة عامل الجودة الخارجي Q_e إنَّطلاقاً من الاستجابة الترددية لرنانتي الدخل أو الخرج سنفترض الدارة المكافئة المبينة بالشكل (21) والتي تكافئ دخل أو خرج الرنانة في الشكل (21-a) بحيث تكون قيمة عامل الجودة الخارجي الذي سيستخرج متسقةً مع ما سيتم تحديده عند

تشـكيل مصـفوفة التـرابط العامـة، حيـث تعبـر G عـن السـماحية الخارجيـة المرتبطـة بـدارة الـرنين المثاليـة (L,C).



الشكل (21): الدارة المكافئة لرنانة دخل/خرج محملة وحيدة [7].

معامل الانعكاس عند بوابة الدخل S_{11} :

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - {Y_{in}}/{G}}{1 + {Y_{in}}/{G}} \qquad (110)$$

في حين إنَّ سماحية دخل الرنانة Y_{in}:

$$Y_{in} = j\omega c + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (111)$$

وبجوار تردد الرنين $(\omega=\omega_0 \mp \Delta\omega)$ تصبح المعادلة :

$$Y_{in} = j\omega_0 c.* \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad ; \quad \frac{(\omega^2 - {\omega_0}^2)}{\omega} \approx 2\Delta\omega \text{ مع اعتماد التقريب} \qquad (112)$$

بتعويض قيمة Y_{in} في المعادلة (110) ومع ملاحظة إنَّ $\boldsymbol{Q_e = \frac{\omega_0 C}{G}}$ سنجد :

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e.\left(2\Delta\omega/\omega_0\right)}{1 + jQ_e.\left(2\Delta\omega/\omega_0\right)} \qquad (113)$$

وطالما افترضنا إنَّ الرنانة عديمة الضياع بالآتي إنَّ مطال $|S_{11}| = 1$ (بجوار تردد الرنين) وسبب ذلك أنَّ الدارة بجوار تردد الرنين تعمل كدارة مفتوحة، إلّا أنَّ الاستجابة الطورية لـ S_{11} تتناسب عكساً مع التردد حيث يبين الشكل (22) الاستجابة الطورية ل S_{11} كتابع لـ $(\frac{\Delta\omega}{\omega_0})$، حيث إنَّه وعند تغير الطور $\pm 90°$ ستكون القيمة المقابلة لـ $\Delta\omega$:

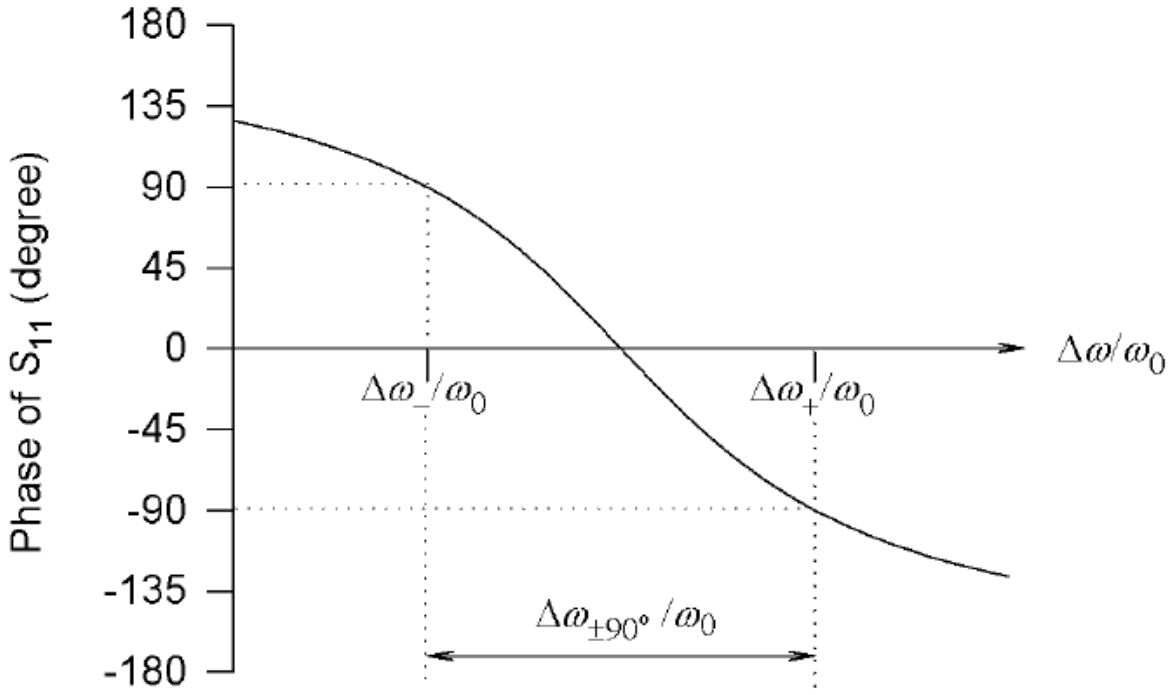
$$2Q_e \frac{\Delta_\omega}{\omega_0} = \pm 1 \qquad (114)$$

في حين القيمة المطلقة لعرض المجال بين ال $\pm 90°$ تشير إلى :

$$\Delta_{\omega_{\pm 90°}} = \Delta\,\omega_+ - \Delta\,\omega_- = \frac{\omega_0}{Q_e} \qquad (115)$$

يعطى عامل الجودة الخارجي Q_e بالعلاقة:

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta_{\omega_{\pm 90°}}} \qquad (116)$$



الشكل (22): الاستجابة الطورية لمعامل الإنّعكاس للدارة المكافئة المبينة بالشكل (28) [7].

كما يمكن حساب Q_e من تابع تأخير المجموعة ل S_{11} عند تردد الرنين على النحو الآتي:

بفرض :

$$\emptyset = \tan^{-1}\left(\frac{2Q_e\,\Delta\omega}{\omega_0}\right) \qquad (117)$$

من المعادلة (113) يمكن استنتاج إنَّ :

$$S_{11} = e^{-j2\emptyset} \qquad (118)$$

يعطى تابع تأخير المجموعة ل S_{11} :

$$\tau_{S11}(\omega) = -\frac{\partial(-2\emptyset)}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0}\cdot\frac{1}{1+\left(2Q_e\,{}^{\Delta\omega}/_{\omega_0}\right)} \qquad (119)$$

يذكر إنَّه وبجوار تردد الرنين يكون $\omega=\omega_0+\Delta\omega$ ، أمّا عند تردد الرنين $\Delta\omega=0$ تصبح معادلة تأخير المجموعة تنتهي إلى قيمة عظمى:

$$\tau_{S11}(\omega_0)=\frac{4Q_e}{\omega_0} \qquad (120)$$

وبالآتي تصبح قيمة عامل الجودة الخارجي:

$$Q_e=\frac{\omega_0*\tau_{S11}(\omega_0)}{4} \qquad (121)$$

حيث:

$$\omega_0=2\pi f_0$$

الفصل الثالث

منهج البحث وإجراءاته

1-إجرائية التصميم المقترحة:

تقسم منهجية التصميم المتبعة إلى المراحل الآتية:

1- وضع النموذج الكهربائي.

2- تحويل النموذج الكهربائي إلى النموذج الفيزيائي المقابل.

3- محاكاة النموذج الفيزيائي ودراسة الاستجابة العملية.

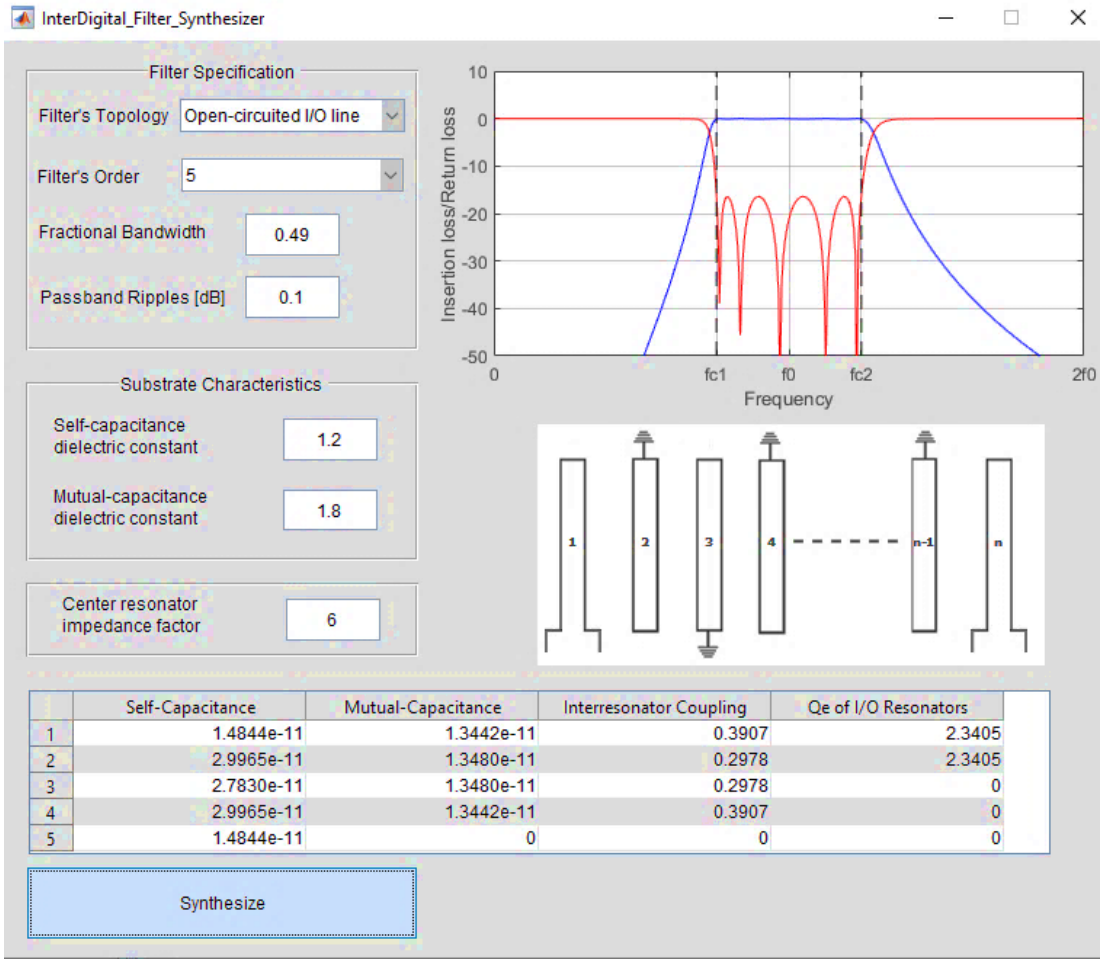
4- عملية التوليف والمعايرة.

5- مقارنة استجابة المرشح بعد إجراء المحاكاة بالاستجابة النظرية وتحليل النتائج.

1-1- وضع النموذج الكهربائي:

بدأت عملية وضع النموذج الكهربائي من مواصفات المرشح المطلوب، من خلال بناء النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض لتحديد مرتبة المرشح بتعويض قيمة كل من تعرجات مجال التمرير L_{Ar} وتردد القطع الزاوي Ω_c وتخميد مجال القطع L_{AS} في المعادلة (13) لنجد إنَّ مرتبة المرشح اللازمة لتحقيق المطلوب هي المرتبة الخامسة.

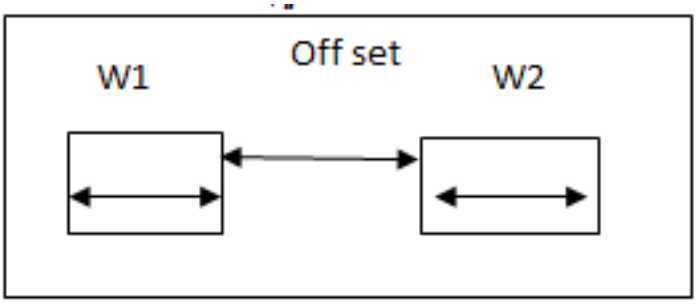
ثمَّ طُبقت عملية تحويل النموذج الأولي إلى مرشح تمرير مجال من خلال برمجة معادلات حساب معاملات النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض (من المعادلة 7 وحتى المعادلة 12)، بالإضافة إلى معادلات تصميم مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة عريض المجال (من المعادلة 15 وحتى المعادلة 24)، ومعادلات حساب مصفوفة السِّعات الكهربائية الذاتية والمتبادلة المقيّسة والمنسوبة لواحدة الطول (من المعادلة 25 وحتى المعادلة 31) بوساطة برنامج ال MATLAB حيث صممت واجهة تتيح للمستخدم إدخال مرتبة المرشح المطلوبة وعرض المجال الكسري وطريقة التغذية المطلوبة وفي حالتنا اخترنا طريقة التغذية المفتوحة كون المرشح عريض المجال، لنحصل في الخرج على الاستجابة النظرية المفترضة (استجابة تشيبتشيف) ومصفوفة السَعات الكهربائية المتبادلة (Mutual) للرنانات، ويوضح الشكل (23) واجهة المستخدم المصممة.



الشكل (23): واجهة المستخدم لبناء مرشح تمرير مجال ذي عناصر متداخلة.

1-1-1- أثر الأبعاد في قيم مصفوفة السّعات المتبادلة:

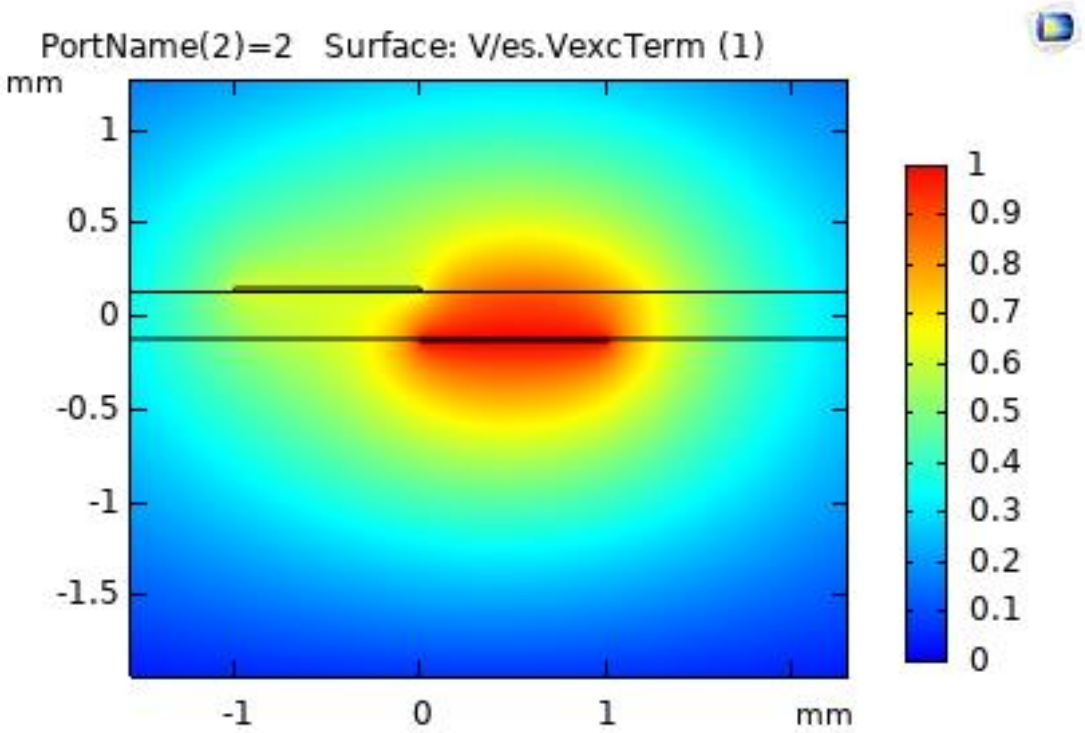
إنَّطلاقاً من عدم وجود معادلات كهربائية توصف السعات الكهربائية لتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة ولاسيما بوجود إزاحة بين الشرائح، كان لا بد من إجراء تحليل أثر كل من عرض النواقل والتباعد بينها على مصفوفة السعات المتبادلة ومصفوفة ماكسويل، حيث بدأنا برسم بنية مؤلفة من خطي نقل متجاورين وموضحة بالشكل (24):



الشكل (24): خطي نقل متجاورين مترابطين.

- ✓ عرض الخط الأول [mm]w1.
- ✓ عرض الخط الثاني [mm] w2.
- ✓ التباعد بينهما [mm] offset .

بتقانة الخطوط الشرائحية المعلَّقة وبالركيزة العازلة المقترحة، باستخدام أداة المحاكاة Comsol كما يوضح الشكل (25)، حيث يوضح توزع شدة الحقل لكل ناقل.



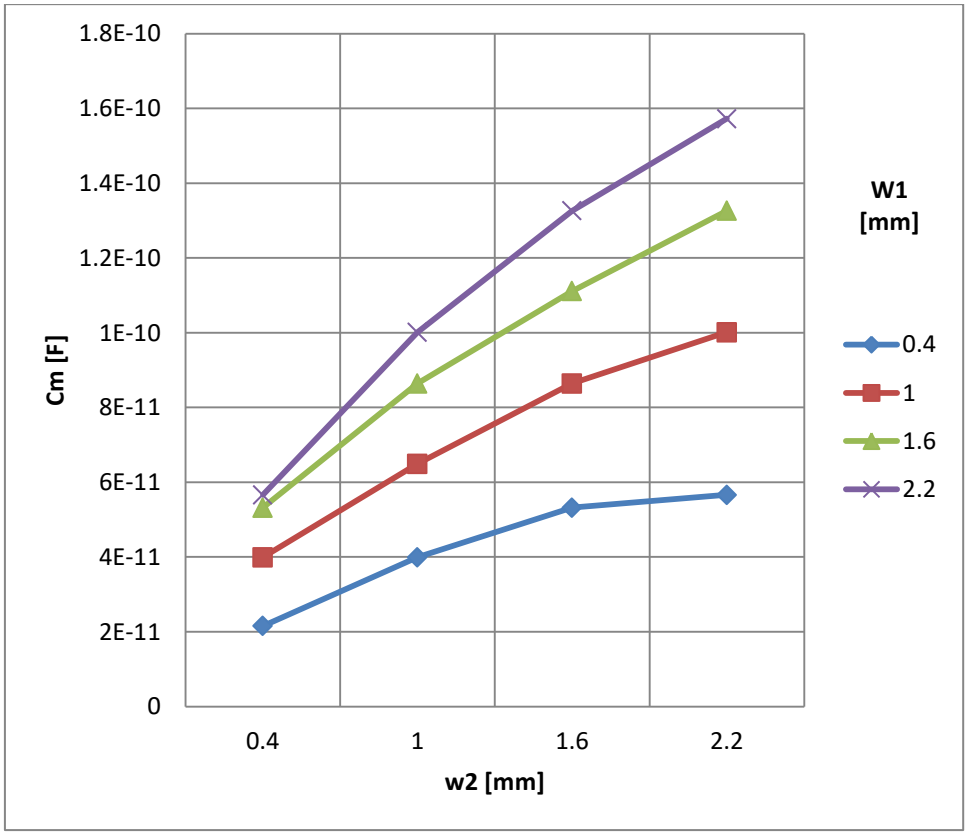
الشكل (25): محاكاة خطي نقل مترابطين بتقانة الخطوط الشرائحية المعلَّقة باستخدام برنامج الComsol.

وفي المرحلة الأولى ثبتنا التباعد offset=0.5 [mm] وقمنا بعملية مسح لكل من المتحولين w1 و w2 وحصلنا على النتائج الآتية فيما يتعلق بالناقل الأول w1 (الأمر الذي ينطبق تماماً على الخط الثاني).

- **أثر عرض الناقل في السعة المتبادلة C_{m12}:**

تزداد السعة المتبادلة بين الناقلين C_{m12} بزيادة عرض أي منهما، حيث يوضح الشكل (26) نتائج مسح عدة قيم لعرض خط النقل الثاني w2، بثبات التباعد بين الناقلين المتجاورين ومن أجل عدة قيم لعرض الناقل الأول.

حيث إنَّه و من أجل قيمة معينة للتباعد وعرض معين لعرض الناقل الأول W1، تزداد السعة المتبادلة بين الناقلين بزيادة عرض الناقل الثاني W2.



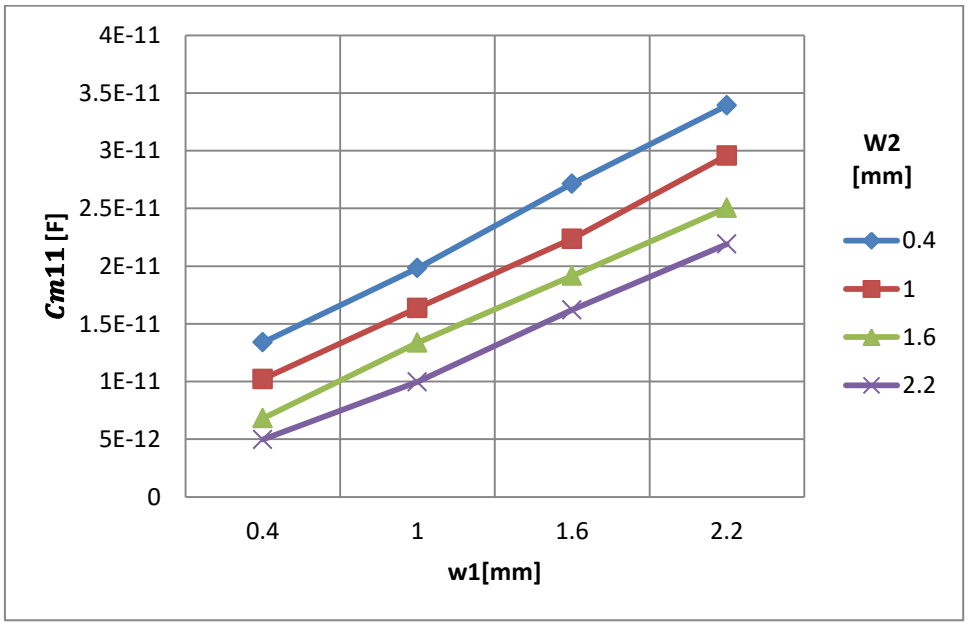
الشكل (26): أثر عرض الناقل في السعة المتبادلة.

كما يشير الشكل (26) إنَّ السعة المتبادلة تزداد مع زيادة عرض الناقل الأول W1، أي إنَّ السعة المتبادلة بين الناقلين تزداد بزيادة عرض كل منهما.

- **أثر عرض خط النقل المجاور في السعة الذاتية C_{m11} :**

يوضح الشكل (27) إنَّ السّعة الذاتية لخط النقل الأول C_{m11} تنخفض مع زيادة عرض الخط المجاور w2، ويفسَّر ذلك بأنَّ زيادة عرض الخط المجاور تحجب طبقة الأرضي عن خط النقل الأول، في حين تعرَّف السِّعة الذاتية C_{m11} بإنَّها السِّعة بين الناقل والمستوي الأرضي بوجود الناقل الآخر.

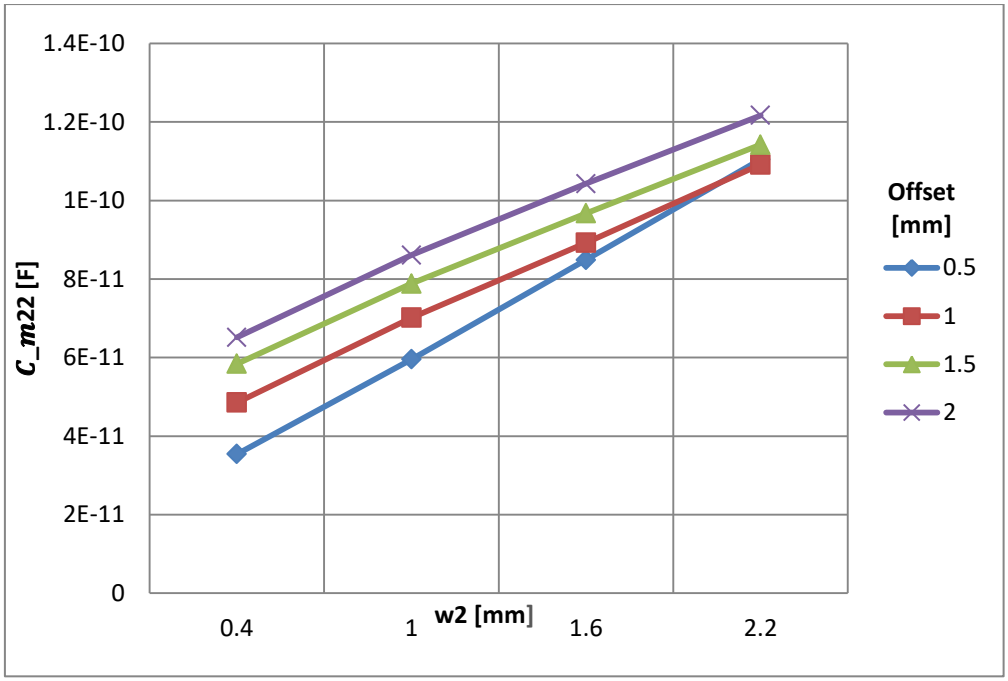
في حين تزداد السعة الذاتية للناقل بزيادة عرضه مع ثبات قيمة كل من التباعد بينه وبين الناقل الآخر، وثبات عرض الناقل الآخر.



الشكل (27): أثر عرض الناقل في السعة الذاتية.

- **أثر التباعد في السعة الذاتية C_{m22} :**

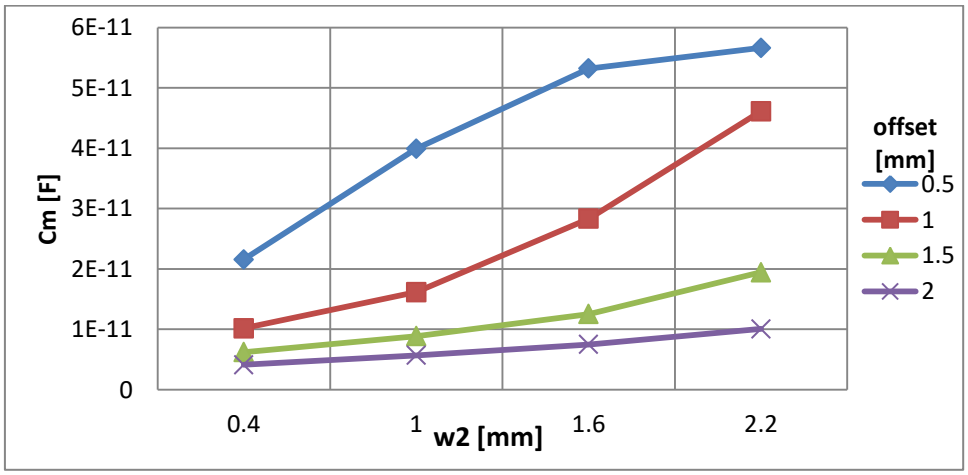
في هذه المرحلة ثبتنا قيمة عرض الناقل الأول w1=0.4 [mm] وقمنا بعملية مسح لكل من المتحولين (عرض الناقل الثاني) w2 والتباعد بين الناقلين (offset) وحصلنا على النتائج الموضحة في الشكل (28) والتي تبين انخفاض قيمة السعة الذاتية للناقل C_{m11} بانخفاض التباعد بين الناقلين، بسبب حجب المستوي الأرضي عنه مع انخفاض التباعد بين الناقلين.



الشكل (28): علاقة السّعة الذاتية لخط النقل بدلالة التباعد بين الناقلين.

أثر التباعد في السعة المتبادلة C_{m21} :

يوضح الشكل (29) إنَّ السِّعة المتبادلة بين الناقلين C_{m21} تزداد بانخفاض التباعد بينهما.



الشكل (29): أثر التباعد في السعة المتبادلة.

و في الخلاصة تشير النتائج السابقة إلى تعدد درجات الحرية في إيجاد الأبعاد الفيزيائية للمرشح، حيث أنه من أجل مصفوفة ماكسويل من المرتبة الخامسة والتي تمثل المرشح المرغوب به بلغ عدد درجات الحرية خمس درجات ، وهذا ما ينعكس على مصفوفة سعات ماكسويل كما سنوضح في الفقرة الآتية.

1-1-2- أثر الأبعاد في مصفوفة ماكسويل:

إنَّطلاقاً 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 الآتي:

1-1-2-1. السعات الذاتية لمصفوفة ماكسويل C_{ii}:

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

1-1-2-2. السِّعات المتبادلة لمصفوفة ماكسويل C_{ji}:

1) تزداد السِّعة المتبادلة في مصفوفة ماكسويل للناقل C_{ji} بزيادة عرضه.
2) تزداد السّعة المتبادلة للناقل في مصفوفة ماكسويل C_{ji} بزيادة عرض الناقل المجاور كونه في هذه المصفوفة تحسب السّعة المتبادلة بين الناقلين باعتبار كافة النواقل الأخرى مؤرضة، وزيادة عرض الناقل المجاور بمثابة زيادة سطح اللبوس المقابل للسعة.
3) تزداد السّعة المتبادلة في مصفوفة ماكسويل C_{ii} للناقل بانخفاض التباعد.

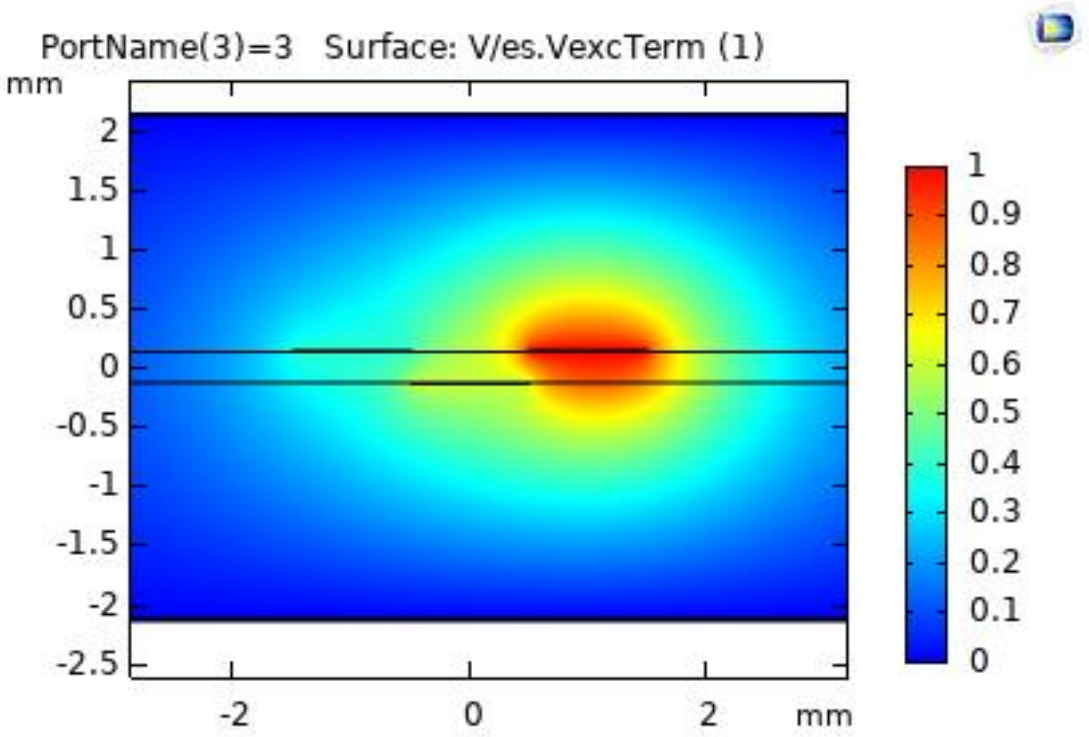
ويبين الجدول (1) مجموعة قيم مكثفات ماكسويل التي تمَّ الحصول عليها بنتيجة تحليل خطي نقل متجاورين.

جدول (1): السعات الذاتية والمتبادلة لمصفوفة ماكسويل لخطي نقل مترابطين.

Offset[mm]	w1[mm]	w2[mm]	C11 [F]	C22 [F]	Cm [F]
1	1	1.6	1.65720E-11	2.30750E-11	5.13830E-11
1	1	2.2	1.45470E-11	2.79660E-11	7.34800E-11
1	1.6	1.6	2.11900E-11	2.11900E-11	7.46720E-11
1	1.6	2.2	1.94010E-11	2.57540E-11	9.75130E-11
1	2.2	2.2	2.39390E-11	2.39390E-11	1.20760E-10
1.5	0.4	0.4	1.66940E-11	1.66940E-11	6.22350E-12
1.5	0.4	1	1.52920E-11	2.20730E-11	8.86160E-12
1.5	0.4	1.6	1.39610E-11	2.67780E-11	1.25280E-11
1.5	0.4	2.2	1.24560E-11	3.13860E-11	1.94600E-11
1.5	1	1	2.04060E-11	2.04060E-11	1.32340E-11
1.5	1	1.6	1.89350E-11	2.48620E-11	2.07440E-11
1.5	1	2.2	1.74210E-11	2.92090E-11	3.70560E-11
1.5	1.6	1.6	2.32930E-11	2.32930E-11	3.74170E-11
1.5	1.6	2.2	2.18020E-11	2.75580E-11	5.99140E-11
1.5	2.2	2.2	2.6057E-11	2.6057E-11	8.3000E-11
2	0.4	0.4	1.7841E-11	1.7841E-11	4.1396E-12
2	0.4	1	1.6796E-11	2.3382E-11	5.6874E-12
2	0.4	1.6	1.5796E-11	2.819E-11	7.5062E-12
2	0.4	2.2	1.4697E-11	3.2794E-11	1.0079E-11
2	1	1	2.2101E-11	2.2101E-11	7.9471E-12
2	1	1.6	2.0927E-11	2.6688E-11	1.0809E-11
2	1	2.2	1.9695E-11	3.1059E-11	1.5426E-11
2	1.6	1.6	2.5365E-11	2.5365E-11	1.5622E-11
2	1.6	2.2	2.4036E-11	2.9603E-11	2.5432E-11
2	2.2	2.2	2.8219E-11	2.8219E-11	4.505E-11
2	2.8	0.4	3.7368E-11	1.3422E-11	1.4365E-11
2	2.8	1	3.5381E-11	1.8351E-11	2.5078E-11
2	2.8	1.6	3.3829E-11	2.2667E-11	4.492E-11
2	2.8	2.2	3.2414E-11	2.6859E-11	6.7894E-11
2	2.8	2.8	3.1052E-11	3.1051E-11	9.0931E-11
2.5	2.8	0.4	3.8894E-11	1.5412E-11	8.308E-12
2.5	2.8	1	3.7316E-11	2.049E-11	1.2147E-11
2.5	2.8	1.6	3.5957E-11	2.4892E-11	1.8143E-11
2.5	2.8	2.2	3.4629E-11	2.9107E-11	3.1168E-11
2.5	2.8	2.8	3.3317E-11	3.3317E-11	5.2743E-11

* **E-11=** $\mathbf{10^{-11}}$, $\boldsymbol{Example}$: $\mathbf{6.7E-11}\ [\boldsymbol{F}] = \mathbf{67}\ [\boldsymbol{PF}]$

وفي المرحلة الآتية كانت الدراسة والمحاكاة بنية مؤلفة من ثلاثة خطوط نقل مترابطة وباستخدام الركيزة العازلة المقترحة كما يوضح الشكل (30) و باستخدام البرمجية Comsol ، والتي فُصِّلت نتائجها في الجدول (2).



الشكل (30):محاكاة ثلاثة خطوط مترابطة بتقانة خطوط النقل الشرائحية باستخدام البرنامج Comsol.

جدول (2): السعات الذاتية والمتبادلة لمصفوفة ماكسويل لثلاث خطوط مترابطة.

w1 [mm]	off12 [mm]	w2 [mm]	off23 [mm]	w3 [mm]	C22 [F]	C12=C32 [F]	C11=C33 [F]
3.2	1.75	0.8	1.75	3.2	5.73070E-12	4.18380E-11	3.65230E-11
1.6	1	0.8	1	1.6	6.38590E-12	3.93560E-11	2.24040E-11
2.4	1.75	0.8	1.75	2.4	8.45460E-12	2.15810E-11	3.13430E-11
3.2	1.75	1.6	1.75	3.2	9.40490E-12	7.27970E-11	3.48050E-11
0.8	1	0.8	1	0.8	1.00170E-11	1.91690E-11	1.68940E-11
1.6	1	1.6	1	1.6	1.05250E-11	7.00150E-11	2.04830E-11
3.2	2.5	0.8	2.5	3.2	1.09930E-11	1.30690E-11	4.00080E-11
1.6	1.75	0.8	1.75	1.6	1.15990E-11	1.22160E-11	2.58300E-11
2.4	1.75	1.6	1.75	2.4	1.21850E-11	4.76410E-11	2.96200E-11
3.2	1.75	2.4	1.75	3.2	1.30710E-11	1.03540E-10	3.30920E-11
2.4	2.5	0.8	2.5	2.4	1.37390E-11	8.69300E-12	3.42770E-11
0.8	1.75	0.8	1.75	0.8	1.47660E-11	7.93870E-12	1.98460E-11
0.8	1	1.6	1	0.8	1.47880E-11	4.28090E-11	1.47480E-11
3.2	2.5	1.6	2.5	3.2	1.48620E-11	2.52110E-11	3.83670E-11
1.6	1	2.4	1	1.6	1.52170E-11	1.00140E-10	1.83260E-11
1.6	1.75	1.6	1.75	1.6	1.56410E-11	2.27920E-11	2.41590E-11
2.4	1.75	2.4	1.75	2.4	1.59150E-11	7.82600E-11	2.78790E-11
1.6	2.5	0.8	2.5	1.6	1.61780E-11	6.14940E-12	2.83440E-11
3.2	1.75	3.2	1.75	3.2	1.67920E-11	1.34170E-10	3.13530E-11
2.4	2.5	1.6	2.5	2.4	1.80500E-11	1.37840E-11	3.27780E-11
0.8	2.5	0.8	2.5	0.8	1.84420E-11	4.34600E-12	2.19140E-11
3.2	2.5	2.4	2.5	3.2	1.84930E-11	5.24200E-11	3.66820E-11
0.8	1.75	1.6	1.75	0.8	1.94460E-11	1.24600E-11	1.83180E-11
1.6	1.75	2.4	1.75	1.6	1.95060E-11	4.83680E-11	2.23800E-11
2.4	1.75	3.2	1.75	2.4	1.97570E-11	1.08830E-10	2.60880E-11
1.6	2.5	1.6	2.5	1.6	2.09960E-11	9.05640E-12	2.70360E-11
0.8	1	2.4	1	0.8	2.16020E-11	7.07930E-11	1.17530E-11
2.4	2.5	2.4	2.5	2.4	2.18690E-11	2.55420E-11	3.11640E-11
3.2	2.5	3.2	2.5	3.2	2.21250E-11	8.30530E-11	3.49870E-11
1.6	1.75	3.2	1.75	1.6	2.36130E-11	7.86920E-11	2.04750E-11
0.8	1.75	2.4	1.75	0.8	2.37630E-11	2.24740E-11	1.65710E-11
0.8	2.5	1.6	2.5	0.8	2.38270E-11	6.19520E-12	2.08210E-11
1.6	2.5	2.4	2.5	1.6	2.52310E-11	1.38600E-11	2.55830E-11
2.4	2.5	3.2	2.5	2.4	2.55460E-11	5.26400E-11	2.94610E-11
0.8	1.75	3.2	1.75	0.8	2.85420E-11	4.73520E-11	1.44120E-11
0.8	2.5	2.4	2.5	0.8	2.86200E-11	8.83450E-12	1.95740E-11
1.6	2.5	3.2	2.5	1.6	2.91300E-11	2.54830E-11	2.39440E-11
0.8	2.5	3.2	2.5	0.8	3.30600E-11	1.34430E-11	1.80940E-11

* **E-11=** $\mathbf{10^{-11}}$, $\boldsymbol{Example}$: $\mathbf{6.7E-11\ [F] = 67\ [PF]}$

الآن سنعتمد النتائج التي حصلنا عليها في الجدول (2) والجدول (3) كنقطة انطلاق لبناء النموذج الفيزيائي المرغوب، في حين يبين الجدول (3) مصفوفة السعات الكهربائية (Mutual) الذاتية والمتبادلة التي حصلنا عليها في خرج الماتلاب ليصار إلى معالجتها في الخطوة اللاحقة لبناء النموذج الفيزيائي المطلوب:

جدول (3): مصفوفة السعات الكهربائية (Mutual)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

Cm11	Cm12			
Cm21	Cm22	Cm23		
	Cm32	Cm33	Cm34	
		Cm43	Cm44	Cm45
			Cm45	Cm55

1-2- تحويل النموذج الكهربائي إلى النموذج الفيزيائي المقابل:

يوضح الشكل (31) بنية المرشح المقترح بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة، بحيث تطبع الرنانات على وجهي الركيزة العازلة بالتناوب، مع الإشارة إلى إنَّ هذه البنية متناظرة أي أنَّ:

w1=w5

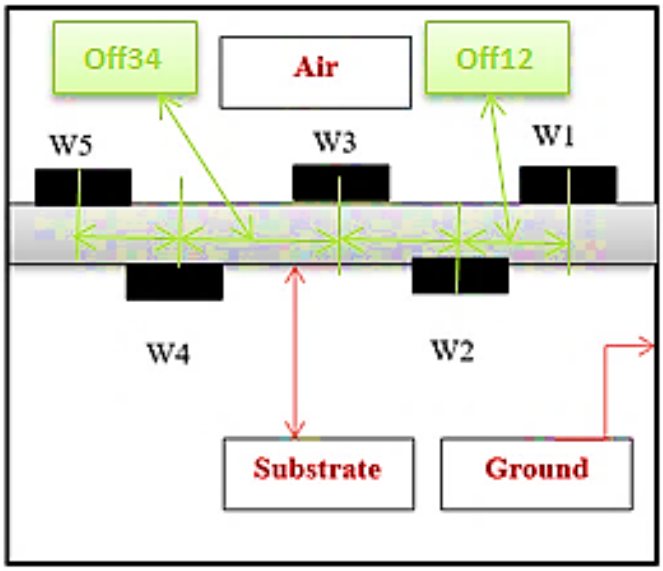
w2=w4

off12=off45

off23=off34

L1=L5

L2=L4



الشكل (31): بنية المرشح المقترحة.

نبدأ بتحويل مصفوفة السعات الكهربائية المتبادلة الموضحة في الجدول (3) إلى مصفوفة ماكسويل النظرية المقابلة والموضحة في الجدول (4):

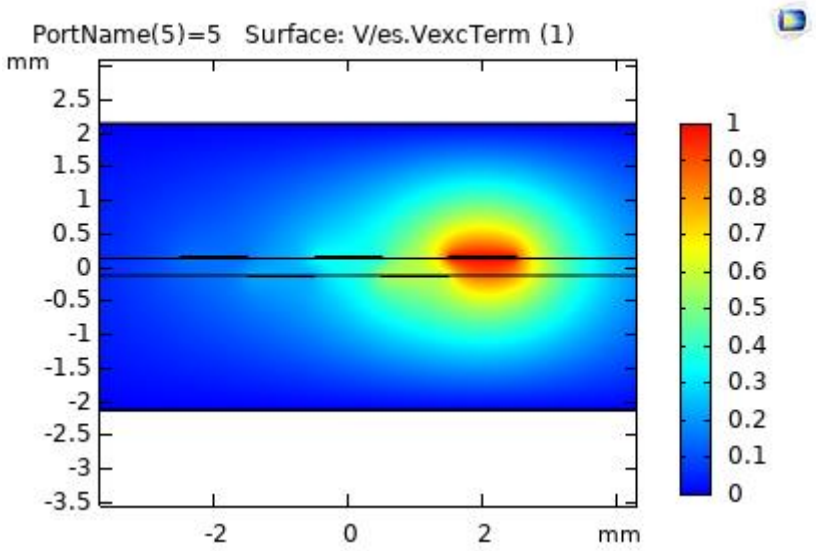
جدول (4): مصفوفة ماكسويل النظرية للمرشح.

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

C11	C12			
C21	C22	C23		
	C32	C33	C34	
		C43	C44	C45
			C45	C55

وانطلاقا من البنية الموضحة بالشكل (31) حسبنا الأبعاد الفيزيائية لخطوط النقل التي تشكل المرشح بعد سلسلة من الحسابات التي تعتمد طريقة التجريب والخطأ والمقارنة مع القيمة المحسوبة من مصفوفة ماكسويل وفق المراحل الآتية:

بدأنا برسم بنية مؤلّفة من خمسة رنانات مترابطة بتقانة الخطوط الشرائحية المعلّقة وبالركيزة العازلة المقترحة نفسها باستخدام برمجية ال Comsol، كما يوضح الشكل (32):



الشكل (32): محاكاة بنية المرشح المقترحة باستخدام برنامج ال Comsol.

1- نبدأ من منتصف البنية أي الخطوط w2,w3,w4، ما يقابل في مصفوفة سعات ماكسويل للمرشح:

C33	C23=C34
4.8306 E-11	-1.218 E-11

حيث نبحث في قيم سعات ماكسويل الذاتية والمتبادلة لثلاثة خطوط مترابطة في الجدول (2) عن قيم الأبعاد التي تحقق أقرب القيم إلى تلك السّعات ، وهذه القيم هي:

w3	2.25
off23, off34	2.95
w2, w4	2.4

والتي تحقق النتائج الآتية:

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 تحديد وضبط للأبعاد w3,w2,w4,off23,off34 حتى نقترب قدر الإمكان مما هو موجود في مصفوفة سعات ماكسويل التي حصلنا عليها في الجدول (4).

نتيجة الأمثلة للجولة الأولى هي الآتي:

w3	2.25
off23 = off34	2.94

والتي تحقق الآتي:

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

2- في المرحلة الآتية نبحث في الجدول (2) عن القيم التي تحقق أقرب ما يمكن إلى:

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

حيث ننطلق من القيم الآتية:

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

والتي تحقق الآتي:

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 الجدول (2).

نتيجة الأمثلة للجولة الثانية هي الآتي:

off12	1.94
w2	2.38
off23	2.93

والتي تحقق الآتي:

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**

3– في الخطوة الآتية نبحث عن القيم التي تحقق أقرب ما يمكن إلى القيم الآتية:

C21	C11
-1.26893E-11	2.73133E-11

حيث ننطلق من الأبعاد الآتية:

w1	0.49
off12	1.94
w2	2.38
off23	2.93
w3	2.25

نتيجة الأمثلة للجولة الثالثة هي:

w1	0.47
off12	1.93

والتي تحقق الآتي:

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 إنَّ C22 لم تعد متأثرة بتغيرات w1,off12 .

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

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

حيث ننطلق من الأبعاد الآتية:

w2, w4	2.38
off23, off34	2.93
w3	2.25

والتي تحقق الآتي:

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

نلاحظ هنا إنَّ C33 توصلت لقيمة مثالية مقارنة بمصفوفة ماكسويل (الجدول 4).

ويوضح الجدول (5) الأبعاد النهائية للرنانات بعد انتهاء عملية المحاكاة وفق البنية الموضحة في الشكل (31).

جدول (5): الأبعاد النهائية للرنانات والتباعد بينها.

البعد	القيمة [mm]
w1, w5	**0.47**
off12, off45	**1.93**
w2,w4	**2.38**
off23, off34	**2.93**
w3	**2.25**
L1=L5	**2.63**
L3	**2.63**
L2=L4	**2.63**

أطوال الرنانات نظريا تساوي إلى ربع طول الموجة عند التردد المركزي وفق العلاقة الآتية:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad where \qquad L = \frac{\lambda_g}{4}$$

حيث: $\varepsilon_{eff} \approx 1.8$:ثابت العازلية الفعّال، وعند التعويض بالمعادلة السابقة نجد أنَّ أطوال الرنانات نظرياً يساوي [mm] 2.63، إلا إنَّه وعند تعويض هذه القيمة لأطوال الرنانات تبّين أنَّه يجب تقليل هذا الطول لتلافي ظهور سعات إضافية بين نهاية كل رنانة وجدار الحجرة المعدنية مما يسبب انحراف بالاستجابة.

وبعد إجراء محاكاة للمرشح وفق الأبعاد المبينة بالجدول (5) وجد أنَّها تحقق مصفوفة ماكسويل للسّعات الذاتية والمتبادلة الآتية والموضحة في الجدول (6):

جدول (6): مصفوفة ماكسويل للسعات الذاتية والمتبادلة الناتجة بعملية المحاكاة.

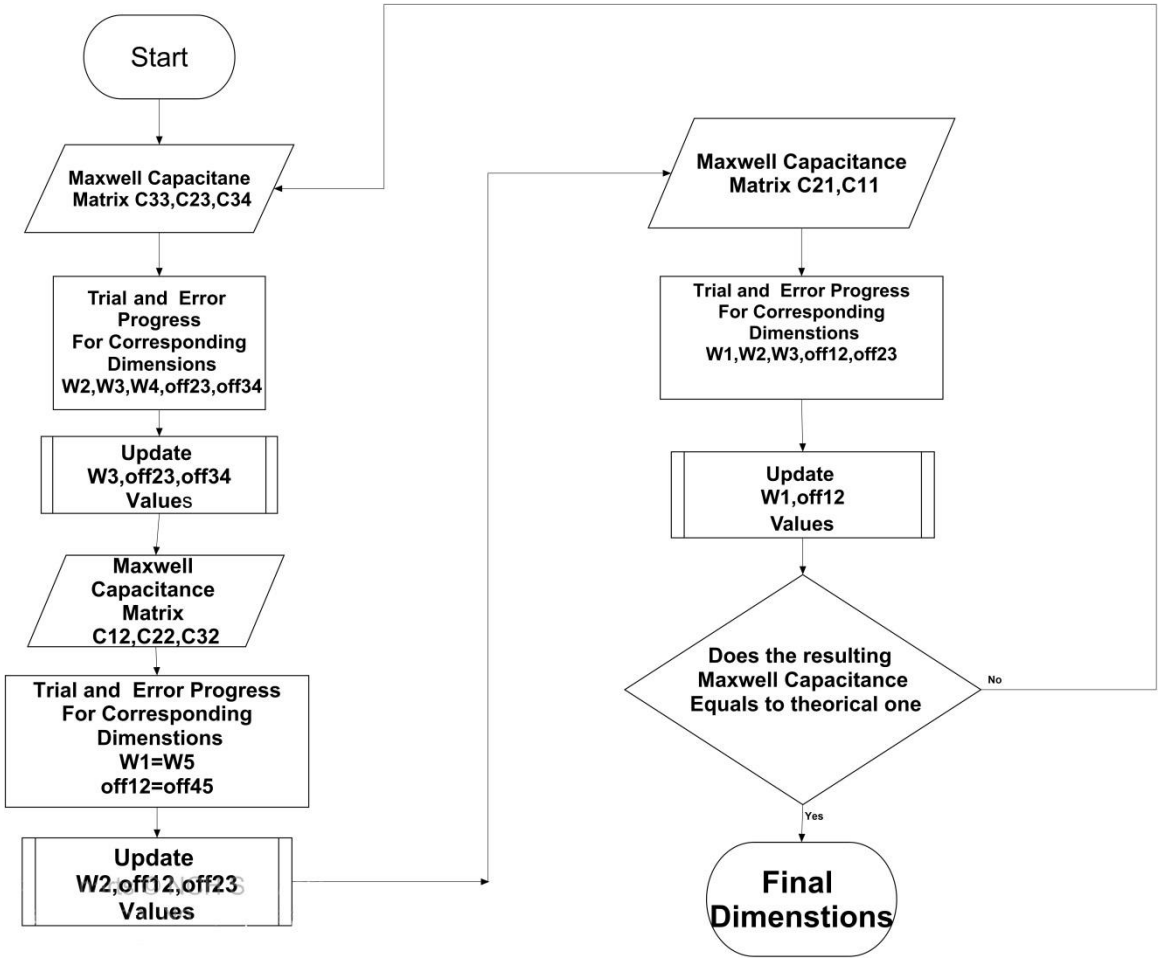
2.73E-11	**E-11 -1.27**	E-14 -6.14	E-16 -7.33	-8.09 E-18
-1.27 E-11	**5.12 E-11**	**-1.22 E-11**	- 8.10 E-14	-7.33 E-16
-6.14 E-14	**-1.22 E-11**	**4.89 E-11**	**-1.22 E-11**	**-6.14 E-14**
-7.33 E-16	-8.10 E-14	**-1.22 E-11**	**5.12 E-11**	**-1.27 E-11**
-8.09 E-18	-7.33 E-16	-6.14 E-14	**-1.27 E-11**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

والتي تقارن بالجدول (4) لمصفوفة ماكسويل النظرية للسعات الذاتية والمتبادلة للمرشح.

جدول (4): مصفوفة ماكسويل النظرية للمرشح.

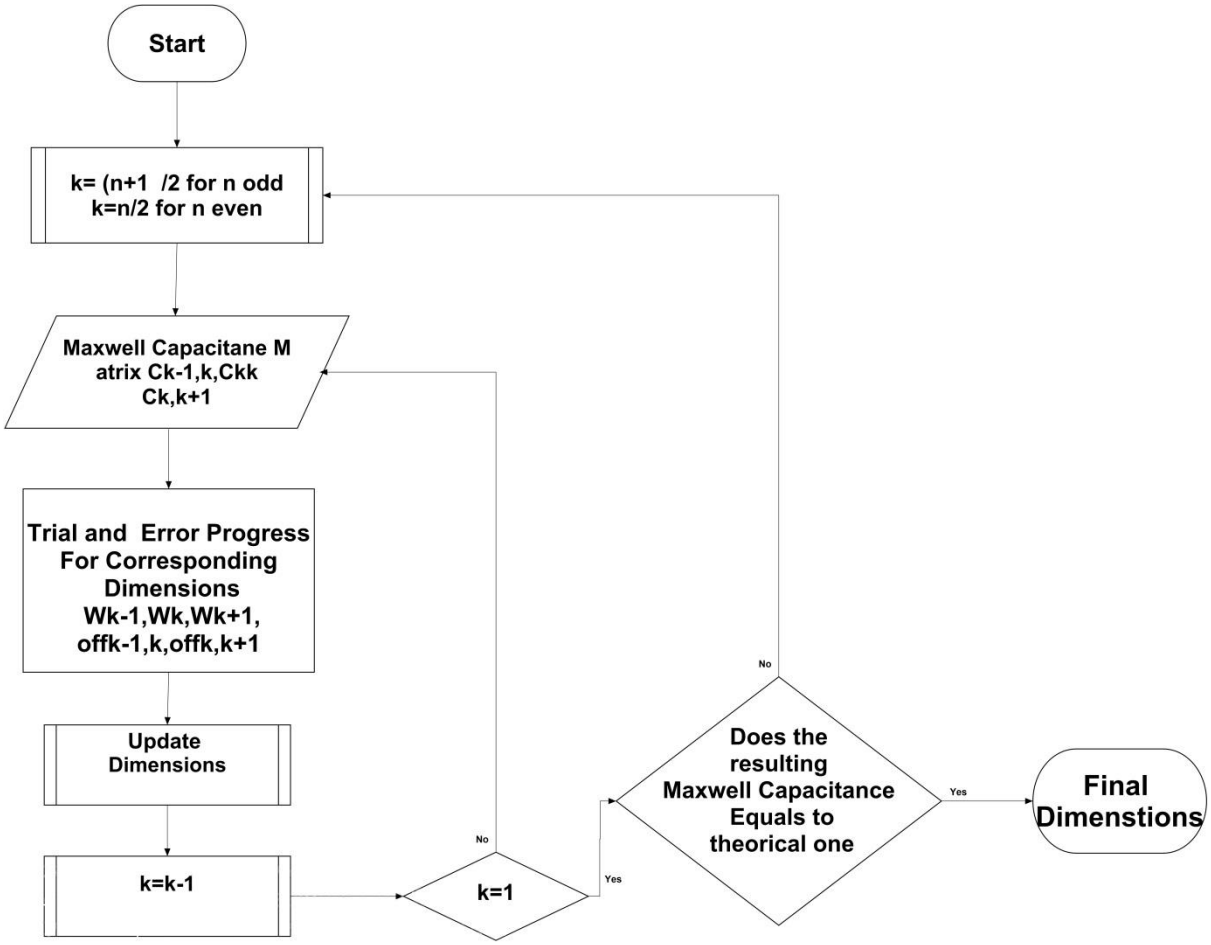
3.04 E-11	-1.4 E-11			
-1.4 E-11	5.0 E-11	-1.2 E-11		
	-1.2 E-11	4.8 E-11	-1.2 E-11	
		-1.2 E-11	5.0 E-11	-1.4 E-11
			-1.4 E-11	3.0 E-11

ويوضح الشكل (33) إجرائية حساب أبعاد النموذج الفيزيائي المتبعة والتي تلخص الخطوات السابقة التي تم تنفيذها:



الشكل (33): مخطط تدفقي يوضح إجرائية حساب الأبعاد في النموذج الفيزيائي.

وتعمم الإجرائية السابقة من أجل مرتبة المرشح n على النحو الآتي كما يوضح الشكل (34):

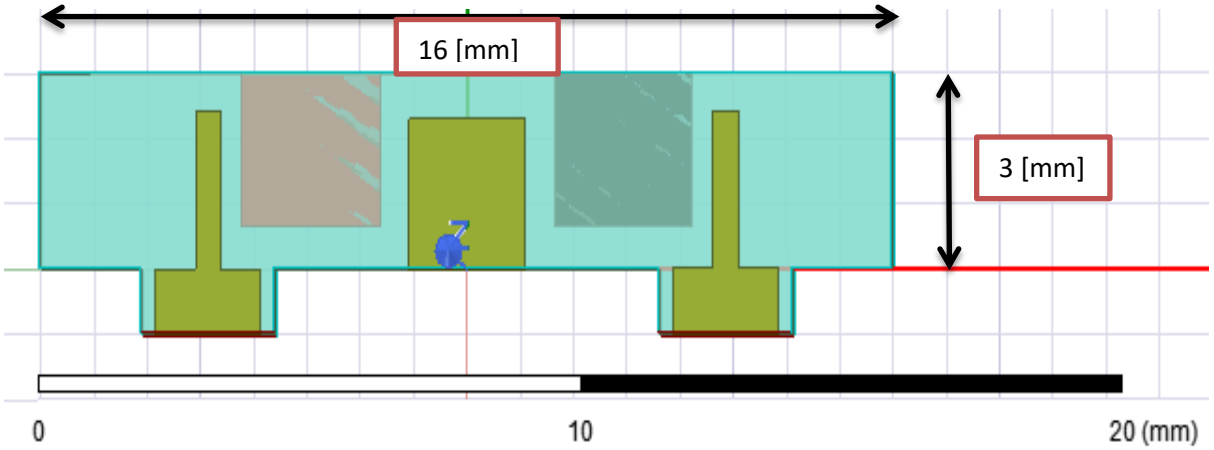


الشكل (34): مخطط تدفقي يوضح إجرائية عامة لحساب أبعاد النموذج الفيزيائي من أجل مرتبة المرشح n.

حيث نبدأ من منتصف البنية بإسناد قيمة المتحول k والتي تختلف حسب مرتبة المرشح n (زوجية أو فردية)، ثمّ نبحث في جدول سعات ماكسويل النظرية للمرشح المطلوب عن قيم السعات التي تقابل خطوط النقل الثلاثة في منتصف البنية، ونبحث في الجدول (2) عن الأبعاد التي تحقق أقرب ما يكون إلى تلك السعات، ونجري عملية إعادة المحاولة والخطأ على تلك الأبعاد وعند الانتهاء نحدِّث قيمة تلك الأبعاد وننتقل إلى الخطوط الثلاثة الجانبية بعد انقاص قيمة المتحول k وتعاد الحلقة السابقة إلى أن تصبح قيمة المتحول $k=1$ وعندها يتم التحقق من تحقيق مصفوفة ماكسويل النظرية وفي حال التحقق نكون قد حصلنا على الأبعاد المطلوبة وإلا تعاد العملية من البداية مع العودة لمنتصف البنية.

1-3- محاكاة النموذج الفيزيائي:

إنَّطلاقاً من القيم التي حصلنا عليها من الإجرائية المعتمدة في هذا البحث، أجرينا المحاكاة باستخدام الأداة HFSS حيث يبين الشكل (35) محاكاة لبنية المرشح الناتج.



الشكل (35): محاكاة المرشح في البيئة HFSS.

حيث بلغت أبعاد الحجرة الناتجة:

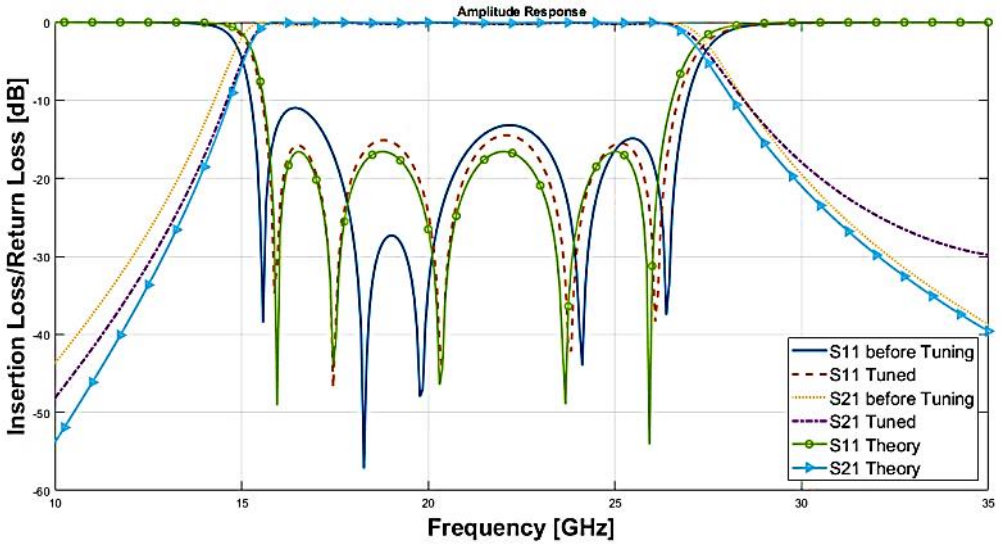
الارتفاع [mm]	العرض [mm]	الطول [mm]
4	3	16

وبعد إجراء المحاكاة تمت مقارنة الاستجابة الناتجة بالاستجابة النظرية حيث ظهر انحراف للاستجابة النظرية عن الاستجابة الناتجة عن المحاكاة، وكان لابد من إجراء عملية توليف بسيط للأبعاد لضبط استجابة المرشح وفيما يلي تحليل للنتائج ومناقشتها.

1-4- تحليل نتائج المحاكاة:

1-4-1- الاستجابة المطالية:

يبين الشكل (36) الاستجابة المطالية للمرشح الناتج يعد إجراء المحاكاة (الاستجابة النظرية ومقارنتها بالاستجابة بعد عملية التوليف):



الشكل (36): الاستجابة المطالية للمرشح.

تعود الفروقات بين القيم التي حصلنا عليها حسابياً بطريقة المحاولة والخطأ والنتائج النظرية إلى إنَّ النموذج الكهربائي الذي اعتمدناه 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.

كما يتبين من النتائج التي حصلنا عليها إنَّ المنهجية التي اتبعناها تعطي نتائج تحتاج إلى قليل من التوليف لنحصل على الاستجابة المطلوبة، إلَّا إنَّها تؤمن نقطة البدء للقيم الفيزيائية لأبعاد خطوط النقل المعتمدة.

إلا إنَّ النتائج تبين إنَّ فقد الإرجاع ضمن مجال التمرير بعد عملية التوليف اقترب كثيراً من المستوي المحسوب نظرياً.

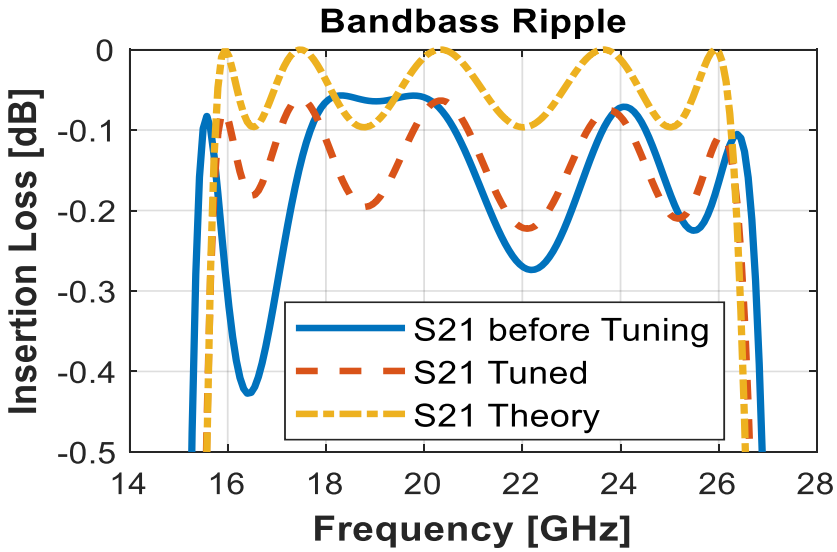
حيث يوضح الجدول (7) مدى انحراف القيم العملية لأبعاد الرنانات عن القيم المحسوبة نظرياً.

جدول (7): الانحراف النسبي المئوي أبعاد الرنانات النظرية والأبعاد الناتجة بعد إجراء عملية التوليف.

البعد [mm]	القيمة النظرية	القيمة المحسوبة عملياً	قيمة الانحراف النسبي المئوي (%)
W1=W5	0.47	0.463	1.49%
W2=W4	2.38	2.591	8.87%
W3	2.25	2.189	2.71%
L1=L5	2.63	2.368	9.96%
L3	2.63	2.307	12.28%
L2=L4	2.63	2.351	10.61%
off12=off45	1.92	1.92	0.00%
off23=off34	2.93	2.93	0.00%

1-4-2- عامل تعرج مجال التمرير:

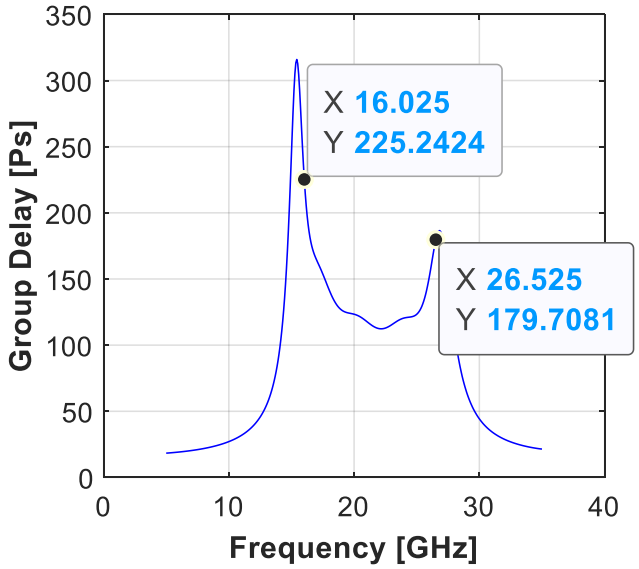
يبين الشكل (37) إنَّ عرض مجال التمرير لم يتغير كثيراً، و بعد التوليف حصلنا على تعرجات شبه متساوية ضمن مجال التمرير مقارنة مع التصميم النظري إلا إنَّ الانزياح الحاصل بمستوى التعرج يعود إلى إدخال فقد العازل للركيزة العازلة المستخدمة، على اعتبار إنَّ الاستجابة النظرية لا تأخذ بعين الاعتبار ذلك الفقد.



الشكل (37): عامل تعرج مجال التمرير.

1-4-3- تابع تأخير المجموعة لمعامل العبور:

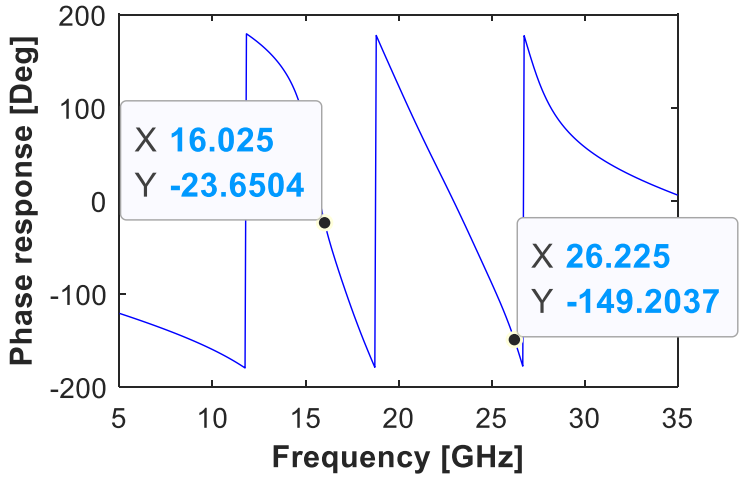
يبين الشكل (38) إنَّ تابع تأخير المجموعة يتغير تغيراً طفيفاً حول القيمة 190° ضمن مجال التمرير.



الشكل (38): تابع تأخير المجموعة.

1-4-4- الاستجابة الطورية لمعامل العبور:

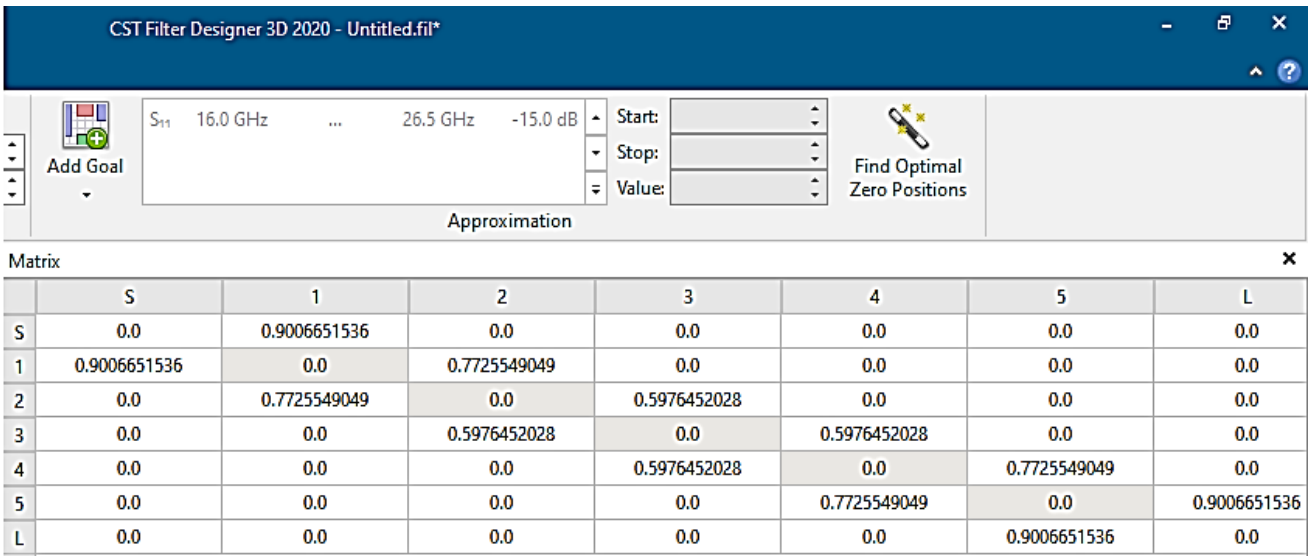
يبين الشكل (39) إنَّ طور معامل العبور خطي ضمن المجال الترددي المطلوب وهذا يتوافق مع تابع تأخير المجموعة له. مما يعني أنّ كافة المركبات الترددية تتأخر بنفس المقدار تقريباً وبالتالي لا تعاني الإشارة من التشويه (Distortion) عند مرورها عبر هذا المرشح .



الشكل (39): الاستجابة الطورية لمعامل العبور.

1-4-5- مصفوفة الترابط للمرشح الناتج:

لحساب مصفوفة الترابط لنتائج محاكاة المرشح الناتج ومقارنتها بمصفوفة الترابط النظرية استعنَّا بالأداة (CST Studio Suite 2020 _CST Filter Designer 3D) حيث نقوم بإدخال مرتبة المرشح وعامل تعرج مجال التمرير وفقد الإرجاع وبداية مجال التمرير ونهائيته للمرشح المطلوب إضافة إلى مرتبة المرشح والبنية المقترحة، لنحصل على مصفوفة الترابط النظرية للمرشح. كما يوضح الشكل (40).



	S	1	2	3	4	5	L
S	0.0	0.9006651536	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
1	0.9006651536	0.0	0.7725549049	0.0	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.7725549049	0.0	0.5976452028	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.5976452028	0.0	0.5976452028	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.5976452028	0.0	0.7725549049	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.7725549049	0.0	0.9006651536
L	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.9006651536	0.0

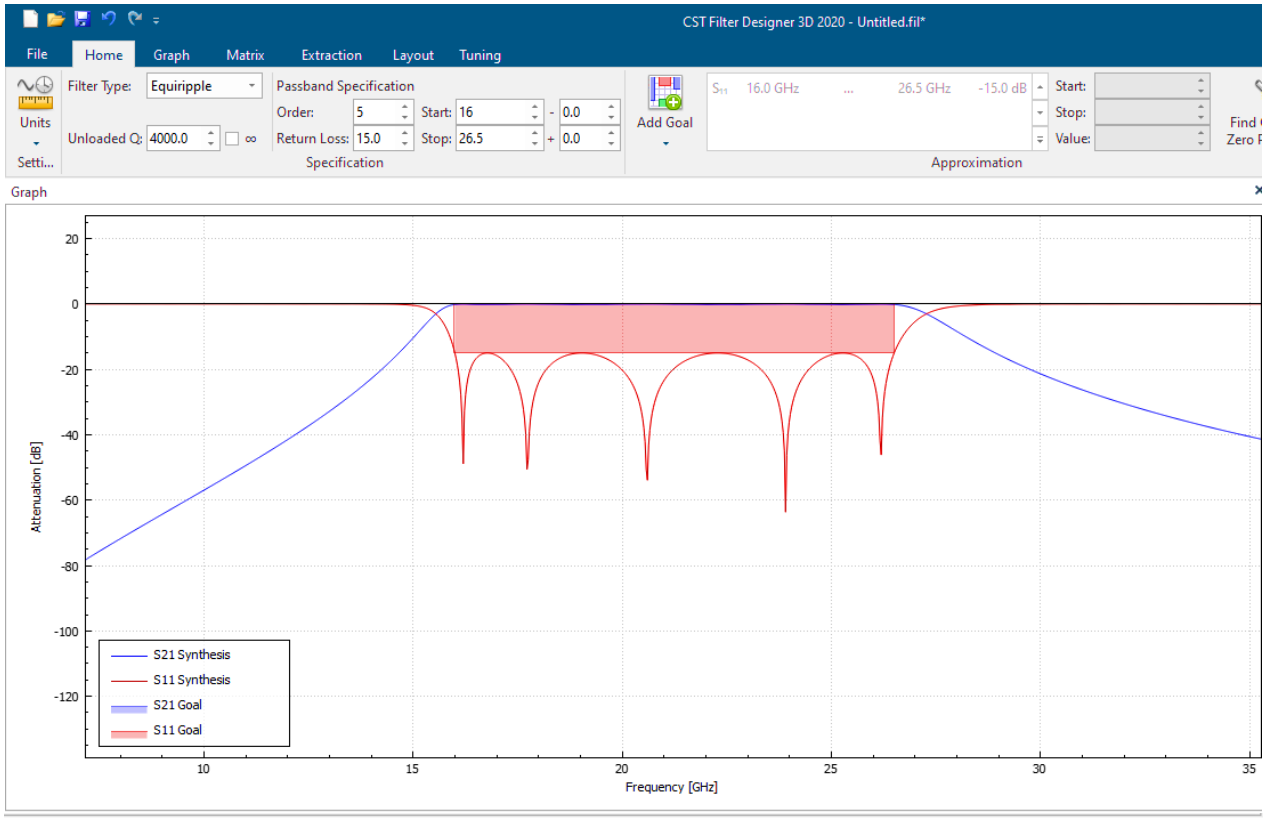
الشكل (40): حساب مصفوفة الترابط النظرية للمرشح باستخدام الأداة CST.

ويوضح الجدول (8) قيم مصفوفة الترابط النظرية الناتجة، وكما نلاحظ إنَّ العناصر القطرية لهذه المصفوفة هي عناصر صفرية كون الرنانات في هذا المرشح متزامنة.

جدول (8):مصفوفة الترابط النظرية.

0	0.900665	0	0	0	0	0
0.900665	0	0.772555	0	0	0	0
0	0.772555	0	0.597645	0	0	0
0	0	0.597645	0	0.597645	0	0
0	0	0	0.597645	0	0.772555	0
0	0	0	0	0.772555	0	0.900665
0	0	0	0	0	0.900665	0

وفي المرحلة الآتية حوَّلنا نتائج محاكاة المرشح (معاملات التبعثر – S-Parameters) إلى ملف بصيغة S2p، ثمَّ حملنا هذا الملف إلى الأداة CST Filter Designer 3D كما يوضح الشكل (41)، حيث قامت تلك الأداة بحساب الفرق النسبي المئوي لمصفوفة الترابط النظرية عن مصفوفة الترابط الناتجة عن محاكاة المرشح بعد إجراء عمليات التوليف.



Matrix (Reference: Synthesized Matrix)

	S	1	2	3	4	5	L
S	0.0	0.88829 -1.4%	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
1	0.88829 -1.4%	-0.0099749 +0.5%	0.76244 -1.3%	0.0	0.0	0.0	0.0
2	0.0	0.76244 -1.3%	0.0038558 -0.19%	0.59714 -0.085%	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.59714 -0.085%	-0.00012555 +0.0%	0.59665 -0.17%	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.59665 -0.17%	0.0028628 -0.14%	0.76592 -0.86%	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.76592 -0.86%	-0.0099404 +0.5%	0.89381 -0.76
L	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.89381 -0.76%	0.0

الشكل (41):حساب مصفوفة الترابط للمرشح الناتج ومقارنتها بمصفوفة الترابط النظرية.

ويوضح الجدول (9) مصفوفة الترابط لاستجابة المرشح بنتيجة المحاكاة ببرنامج ال HFSS بعد إجراء عملية التوليف، حيث يلاحظ ظهور عناصر قطرية غير صفرية في هذه المصفوفة، ويفسّر ذلك لانحراف ترددات رنين الرنانات المترابطة بعضها عن بعض ، إلا إنَّ قيم هذه الانحرافات مهملة كما هو واضح من قيم العناصر القطرية للمصفوفة.

جدول (9): مصفوفة الترابط للمرشح الناتج بعد إجراء المحاكاة.

0	0.888288	0	0	0	0	0
0.888288	-0.00997	0.762436	0	0	0	0
0	0.762436	0.003856	0.597137	0	0	0
0	0	0.597137	-0.00013	0.596647	0	0
0	0	0	0.596647	0.002863	0.765918	0
0	0	0	0	0.765918	-0.00994	0.893809
0	0	0	0	0	0.893809	0

وختاماً يبين الجدول (10) مدى الانحراف النسبي المئوي لمصفوفة الترابط لنتيجة المحاكاة عن مصفوفة الترابط النظرية، حيث نجد إنَّ أعظم انحراف تبلغ قيمته حوالي ال 1%، مما يؤكد صحة نتائج محاكاة النموذج الفيزيائي، ويعزى الانحراف الناتج إلى كون مصفوفة الترابط النظرية تُحسب بناءً على معادلات كهربائية فقط .

جدول (10): الإنحراف النسبي لقيم مصفوفة الترابط الناتجة بعد المحاكاة عن مصفوفة الترابط النظرية.

0.0%	-1.24%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
-1.24%	-1.00%	-1.01%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%
0.0%	-1.01%	0.39%	-0.05%	0.0%	0.0%	0.0%
0.0%	0.0%	-0.05%	-0.01%	-0.10%	0.0%	0.0%
0.0%	0.0%	0.0%	-0.10%	0.29%	-0.66%	0.0%
0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	-0.66%	-0.99%	-0.69%
0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	-0.69%	0.0%

1-5- الخاتمة:

في الخلاصة قدمنا تصميماً لمرشح تمرير مجال ضمن المجال الترددي [GHz] 16.26.5 وفق المواصفات المطلوبة من حيث عامل تعرج مجال التمرير وفقد الإرجاع، حيث كانت مرتبة المرشح الناتج هي المرتبة الخامسة، وانطلقنا من بنية العناصر المتداخلة وحققنا هذه البنية بتقانة خطوط النقل الشرائحية المعلّقة بالاعتماد على مصفوفة السعات المتبادلة، كما وجدنا بمقارنة مصفوفة الترابط للمرشح الناتج بعد إجراء عملية التوليف أنَّها تقارب مصفوفة الترابط النظرية للمرشح، وحصلنا بالنتيجة على منهجية لتصميم هذا النوع من المرشحات يمكن أن توصلنا إلى نتائج جيدة من حيث الاستجابة.

1-6- التوصيات والمقترحات:

1) تصميم مرشح بالمواصفات المطلوبة نفسها باستخدام الأداة البرمجية الموجودة ضمن برنامج ال CST والتي تعتمد على مصفوفة الترابط، وتحقيقها عملياً بالمحاكاة والحصول على الأبعاد الفيزيائية للمرشح المطلوب ومقارنتها مع النتائج التي حصلنا عليها بالمنهجية المعتمدة في هذه الأطروحة.
2) دراسة مستفيضة لأنماط الانتشار العليا وكيفية تخميدها للحفاظ على نمط انتشار وحيد هو النمط الأساسي الذي اعتمد في هذه الدراسة.
3) تصنيع المرشح ومقارنة النتائج العملية المقاسة مع نتائج المحاكاة التي حصلنا عليها في دراستنا.

المراجع:

[1]. Seong-Mo Moon, H. L.-Q. (2020, October 3). Absorptive K-Band Bandpass Filter Using a Balanced Recursive Structure. *Electronics*, 1-10.

[2]. Kai Men, H. L. (2020, Oct 1). Design of Ka-Band U Shaped band pass filter ωith 20 Ghz Band ωidth in 0.13 BICMOS Technology. *Electronics*, pp. 51-62.

[3]. Gouranga Dhaundiaa, M. B. (2019). PΩI Substrate Integrated Ωaveguide Bandpass Filter in K Band. *International Journal of Computational Intelligence & loT, 2*, 1-4.

[4]. Super-ωideband cascaded bandpass filter using suspended substrate stripline technology. (2019). *Microωave and Optical Technology Letters*, 1-9.

[5]. Slotted Folded Substrate Integrated Ωaveguide Band Pass Filterωith Enhanced Bandωidth for Ku/K Band Applications. (2018). *Progress In Electromagnetics Research M, 70*, 51-60.

[6]. GEORGE L. MATTHAEI, L. Y. (1980). *MICROΩAVE FILTERS,MICROΩAVE FILTERS, AND COUPLING STRUCTURES.* INC.685 Canton Street: ARTECH HOUSE.

[7].HONG, J.-S. (2011). *Microstrip Filters For RF / Microωave Applications.* Neω Jersey: John Ωiley & Sons, Inc., Hoboken.

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

[9]. Yamina Bekri, N. B. (2012). Analysis and Design of Shielded Suspended and Inverted Microstrip Lines for Microωave Applications. *THE COMPUTING SCIENCE AND TECHNOLOGY INTERNATIONAL JOURNAL*, 33-38.

[10]. A. E. Atia, A. E. (1974). Narroω-band multi-coupled cavity synthesis. *IEEE Trans*, 649−655.

[11]. Cameron, R. J. (1999). General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions. *IEEE Trans.*, 433−442.

[12]. Understanding Suspended Substrate Stripline Filters, Mini Circuits.

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 ωas 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: Wide Band_ Inter Digital_ Suspended Substrate Stripline_ Mutual Capacitance Matrix_ Coupled Resonators.

Syrian Arab Republic
Damascus University
Damascus University Journal

الجمهورية العربية السورية
جامعة دمشق
مديرية مجلات جامعة دمشق

موافقة نشر
research approval

Damascus 09/01/2022

No. 903

دمشق 2022/01/09

رقم البحث: 903

Dear

Eng. Rama Mohamed
Dr. Fareez Aboud
Dr. Alaa Al-Deen Sarhan

We are pleased to inform you that your research entitled:

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

Sent to us on 06/08/2021
has been accepted by
Damascus University Journal for
The Engineering Sciences

On 09/01/2022
Best regards

Editor in chief Journal
for The Engineering Sciences

Prof. Natalia Arieh

Director of journal

Prof. Ahed Abou yboues

ISSN 1999-7302

السادة

م. راما محمد
د. فريز عبود
د. علاء الدين سرحان

يسرنا إعلامكم أن بحثكم المعنون:

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

المرسل إلينا بتاريخ 2021/08/06
قد قبل للنشر في
مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية
بتاريخ 2022/01/09
مع فائق الاحترام

رئيس التحرير

ISSN 2789-6854 (online)

Syrian Arab Republic.

Damascus University.

Faculty Of Mechanical And Electrical Engineering.

Electronics And Communication Department.

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

Thesis prepared to achieve the Master Degree in Advanced Communication Systems.

By

Eng.Rama Mohamed

Supervised By:

Dr. Fariz Abboud

Professor in Electronics and Communication Department

Dr. Alaa Eldin Sarhan

Researcher and Tutor At Higher Institute For Applied Science And Technology (HIAST)

Communication Department

2022