الجمهورية العربية السورية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكيّة والكهربائيّة
قسم هندسة الإلكترونيّات والاتصالات

# تطوير مرشحات تمرير ميكروية متعددة المجالات باستخدام الرنانات المقترنة في دليل الموجة المستطيل

أطروحة مُقدَّمة لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الاتصالات المتقدِّمة

إعداد

**م. معتز البيك**

المشرف العلمي
**أ.د. فريز عبود**

المشرف المشارك
**د. علاء الدين سرحان**

**العام الدراسي**

**2024-2023**

# المُستخلص

**خلفية البحث:** يقدم البحث في هذه الأطروحة منهجية تحليلية لتصميم مرشحات أمواج ميكروية متعددة مجالات التمرير، باستخدام التحويل الترددي بين مجالي الترددات المنسوبة والترددات الحقيقية للمرشح. تتضمن المنهجية أيضاً إجرائية لإيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات. ومن ثم منهجية لتحويل النموذج الرياضي الناتج إلى مرشحات بأبعاد فيزيائية عملية من أجل المحاكاة والتنفيذ والقياس.

**هدف البحث:** تصميم مرشحات ميكروية متعددة مجالات التمرير ذات الرنانات المقترنة عن طريق إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة، دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على تلك المصفوفة. وإجراء اختبارات تجريبية بالمحاكاة والقياس.

**المواد والطرائق:** جَرَى اتّباع منهجية تحليلية بحتة لحساب مصفوفات الترابط وتم التحقق منها باستخدام برمجيّة ماتلاب MATLAB، ومن ثم استخدام برمجيات محاكاة بنى الترددات العالية Microwave Office وCST Studio Suite لنمذجة الدارات المكافئة والبنى الكهرطيسية ثلاثية الأبعاد لتصميم ومحاكاة المرشحات المدروسة، حيث تم تنفيذ المرشحات بتكنولوجيا الرنانات المشطية المتداخلة.

**النتائج العملية:** من أجل التحقق من التركيب، تم تصميم بعض المرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام تقنية المرشحات المشطية المتداخلة، إذ تم تصميم ثلاثة مرشحات كأمثلة. حيث تم التحقق من علاقات التحويل الترددي من خلال الأمثلة. كما تم التحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس الأمثلة. ثم باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية تم إجراء تصميم لمرشحات رنانات مشطية متداخلة ثنائية وثلاثية مجال التمرير تحقق مواصفات المرشحات المطروحة، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح. تم أيضاً تنفيذ بعض النماذج للمرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير وقياسها باستخدام محلل شبكي NA سلمي من أجل التأكد من سلامة عمليتي التركيب والتصميم. أظهرت نتائج القياس توافقاً جيداً مع نتائج المحاكاة ما يشير إلى فاعلية هذه الطرائق المتبعة في التصميم.

**الاستنتاجات من وجهة نظر الباحث:** تُفضي نتائج هذه الأطروحة إلى التحقق من فعالية المنهجيات المطورة لتركيب وتصميم مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة متعددة مجالات التمرير.

**الكلمات المفتاحية:** *مرشح رنانات مشطية متداخلة، التحويل الترددي، المرشحات ثنائية مجالات التمرير، المرشحات ثلاثية مجالات التمرير، المرشحات متعددة مجالات التمرير، مصفوفة الترابط.*

# Abstract

**The scheme of the research:** This thesis presents an analytical methodology for the design of multi-pass band microwave filters, using frequency conversion between the normalized frequency and the real frequency domains of the filter. The methodology also includes a procedure for finding the equivalent circuit for this type of filter. Then a methodology for converting the resulting mathematical model into filters with practical physical dimensions for simulation, implementation and measurement.

**The aim of the research:** design of microwave multi-band filters using coupled resonators by finding the coupling matrix that fulfills the required filter specifications, without the need to perform numerical optimization on the coupling matrix. Performing empirical tests using simulation and measurements.

**Materials and methods:** A purely analytical methodology was followed to calculate coupling matrices, and it's verified using MATLAB software, and high-frequency structures simulator software MWO and CST studio suite were used to model the equivalent circuits and the 3D electromagnetic structures to design and simulate the studied filters, where interdigital resonator technology were used to implement the filters.

**Practical Results:** In order to verify the design, some multi-band filters were designed (synthesized) using interdigital filter technique. In order to verify the theoretical synthesis technique, three filters are designed as examples, where the frequency conversion relationships were verified through the examples. The equivalent circuit and the coupling matrix, which are analytically deduced, were also verified through the same examples. Then, using the electromagnetic structures simulation program, a design was made for two- and three-pass band interdigital resonator filters that meet the specifications of the proposed filters. The simulation results showed the possibility of achieving the required specifications of the filter's frequency responses. Some models of the two- and three-pass filters were implemented and measured using a scalar network analyzer in order to verify the validity of the synthesis and design processes. The measurement results showed a good agreement with the simulation results, indicating the effectiveness of these methods used in the design.

**Conclusions from researcher point of view:** the conclusions of this dissertation lead to verifying the effectiveness of the developed methodologies for multiband interdigital filters synthesis and design.

**Keywords***: interdigital resonator filter, frequency conversion, dual-band pass filters, triple-band pass filters, multi-band pass filters, coupling matrix***.**

**Syrian Arab Republic**

**Ministry of Higher Education and Scientific Research**

**Damascus University**

**Faculty of Mechanical and Electrical Engineering**

**Department of Electronics and Communications Engineering**




# Development of Microwave Multiband BandPass Filters using Coupled-Resonators in Rectangular Waveguide

**A Dissertation submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of PhD in Advanced Communications Engineering**

**By**

## Eng. Moutaz Albik

**Scientific Supervisor**

**Prof. Dr. Fariz Abboud**

**Co-Supervisor**

**Dr. Alaaeddin Sarhan**

**Academic Year**

**2023-2024**

الجمهورية العربية السورية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكيّة والكهربائيّة
قسم هندسة الإلكترونيّات والاتصالات

# تطوير مرشحات تمرير ميكروية متعددة المجالات باستخدام الرنانات المقترنة في دليل الموجة المستطيل

أطروحة مُقدَّمة لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الاتصالات المتقدِّمة

إعداد

**م. معتز البيك**

المشرف العلمي
**أ.د. فريز عبود**

المشرف المشارك
**د. علاء الدين سرحان**

**العام الدراسي**

**2024-2023**

# قرار لجنة الحكم مع توقيع اللجنة

# تصريح خطي Declaration

أنا الموقع أدناه أصرح بعلمي الكامل وقبولي:

1. أنّ كل ما ينتج عن البحث والأطروحة هو ملكيّة فكريّة وماليّة بالتشارك مع جامعة دمشق، وأنّني ألتزم بأخذ موافقة الجامعة في حال رغبتي بنشر البحث أو الأطروحة أو جزء منها نصّاً أو مضموناً خارج إطار الجامعة (من دور نشر أو مكتبات أو مواقع إلكترونيّة وغيرها من وسائل النشر).
2. أنّه لا يوجد أي جزء من هذه الأطروحة مُقتَبَس من عمل علمي آخر أو أُنجِزَ للحصول على شهادة أُخرى في جامعة دمشق أو أيّة جامعة أو معهد تعليمي داخل أو خارج الجمهوريّة العربيّة السورية.

**الاسم والتوقيع**

**معتز البيك**

# شكر وتقدير

أتوجه بجزيل الشكر والتقدير للمشرفين على البحث الأستاذ الدكتور فريز عبود والدكتور علاء الدين سرحان، لما قدماه لي من نصائح وتوجيهات ودعم علمي ولم يبخلا بتقديم الجهد والوقت اللازم لإخراج هذا العمل إلى النور.

وكذلك أتوجه بالشكر الجزيل للدكتور نضال زيدان ولجميع الأساتذة والمدرسين في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات الذين أغنوا البحث بتوجيهاتهم أثناء السيمنارات الدورية.

وأخيراً أتقدم بالشكر الجزيل إلى أعضاء لجنة الحكم الموقرين الذين أسهمت ملاحظاتهم وتوجيهاتهم في إغناء هذا البحث.

# الإهداء

إلى وطني الغالي . . . . . سوريا مهد الحضارات

إلى ملاكي، وحبي الباقي للأبد . . . . . .أمي

إلى الذي علمني كيف أرسم مستقبلي بنفسي . . . . . .أبي

إلى الذين هم سندي في الحياة . . . . . .أخوتي

إلى الذين يتمنون لي النجاح وأتمناه لهم . . . . . .أصدقائي

# فهرس المحتويات Table of Contents


قرار لجنة الحكم مع توقيع اللجنة ..... i

تصريح خطي Declaration ..... ii

شكر وتقدير ..... iii

الإهداء ..... iv

فهرس المحتويات Table of Contents ..... v

فهرس الأشكال Table of Figures ..... ix

فهرس الجداول Table of Tables ..... xiii

قائمة المصطلحات والاختصارات List of the Terms and Abbreviations ..... xiv

المستخلص Arabic Abstract ..... xvi

المستخلص الإنكليزي English Abstract ..... xvii

الفصل الأول: الإطار العام للبحث General Framework of the Research ..... 1

1.1 مقدمة ..... 2

2.1 بعض الدراسات السابقة ..... 3

3.1 مشكلة البحث ..... 9

4.1 هدف البحث ..... 11

5.1 أهمية البحث ..... 11

6.1 مسوغات البحث ..... 12

7.1 مُحدِّدات البحث ..... 12

8.1 حدود البحث ..... 13

9.1 منهج البحث وأدواته ..... 13

10.1 بنية الأطروحة ..... 14

**الفصل الثاني: الأسس النظرية للمرشحات Theoretical Basics of Filters ..... 16**

**1.2 مراجعة حول مرشحات الأمواج الميكروية..... 17**

**2.2 مرشحات النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض وتوابع تحويل المرشح..... 18**

**1.2.2 مرشحات النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض ..... 18**

**2.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Chebyshev وتابع تحويله ..... 19**

**3.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Butterworth وتابع تحويله..... 22**

**4.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Quasi Elliptic وتابع تحويله..... 23**

**3.2 قالب الممانعة أو السماحية..... 24**

**4.2 التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى مرشح تمرير المجال..... 27**

**5.2 تمثيل مرشحات الرنانات المترابطة بمصفوفات الترابط..... 29**

**1.5.2 نظرية مصفوفة الترابط العامة..... 30**

**2.5.2 تركيب مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية..... 33**

**الفصل الثالث: تقنية التركيب التحليلية العامة للمرشحات متعددة مجالات التمرير General Analytical Synthesis Technique of Multiband BandPass Filters ..... 35**

**1.3 مقدمة..... 36**

**2.3 المرشحات متعددة مجالات التمرير..... 38**

**3.3 تقنية تركيب المرشحات ثنائية مجالات التمرير ..... 39**

**1.3.3 الخطوة الأولى: إيجاد النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض ..... 40**

**2.3.3 الخطوة الثانية: التحويل الترددي ..... 40**

**3.3.3 الخطوة الثالثة: إيجاد مصفوفة الترابط والدارة المكافئة..... 43**

**4.3.3 استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير ..... 46**

**4.3 المرشحات ثلاثية مجالات التمرير..... 47**

**1.4.3 المرشحات ثلاثية مجالات التمرير: التقنية الأولى ..... 47**

**2.4.3 تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير: التقنية الثانية ..... 57**

3.4.3 استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير ..... 66

5.3 تعميم تقنية تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير بالاعتماد على الرنانات متعددة ترددات الرنين... 67

1.5.3 التركيب العام للمرشحات متعددة مجالات التمرير ..... 67

2.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط التفرعي..... 69

3.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط التسلسلي ..... 73

4.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط المختلط..... 76

6.3 الخاتمة ..... 79

الفصل الرابع: تصميم وتنفيذ بعض المرشحات متعددة مجالات التمرير Design and Implementation of Some MultiBand BandPass Filters. ..... 81

1.4 مقدمة..... 82

2.4 تصميم وتنفيذ مرشح ثنائي المجالات..... 82

1.2.4 تركيب المرشح ثنائي مجالات التمرير ..... 83

2.2.4 تصميم المرشح والمحاكاة..... 85

3.2.4 محاكاة المرشح ..... 91

4.2.4 تنفيذ المرشح والقياس..... 92

3.4 تصميم وتنفيذ مرشح ثلاثي المجالات ..... 93

1.3.4 تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير..... 94

2.3.4 تصميم المرشح والمحاكاة..... 97

3.3.4 تنفيذ المرشحات والقياس ..... 98

3.3.4 مقارنة مع بعض الأعمال المنشورة..... 102

4.4 التحقق من طريقة التعميم المقترحة لتركيب مرشح متعدد مجالات التمرير ..... 105

5.4 خاتمة البحث ..... 107

الآفاق المستقبليّة..... 110

**الأبحاث المنشورة ..... 111**

**قائمة المراجع ..... 112**

# فهرس الأشكال Table of Figures


**الشكل 1–1: نهاية طرفية راديوية لمحطة قاعدة خلوي GSM [3]. ..... 2**

**الشكل 1–2: المخطط الصندوقي لبنية مستقبل ذات مرشحي تمرير مجال على التوازي [14]. ..... 3**

**الشكل 1–3: مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام التفريع [13]. ..... 3**

**الشكل 1–4: المخطط الصندوقي لبنية مستقبل ذات مرشحي تمرير على التتالي أحدهما تمرير مجال عريض المجال والآخر منع مجال ..... 4**

**الشكل 1–5: مرشح متعدد مجالات التمرير يتحقق بتتالي مرشح عريض المجال ومرشحات منع مجال [16]..... 4**

**الشكل 1–6: المخطط الصندوقي لمرشح استقبال ثنائي مجالات التمرير [14]..... 5**

**الشكل 1–7: طرائق تحقيق مرشح متعدد مجالات التمرير بإدخل أصفار نقل ضمن مجال التمرير [16]..... 6**

**الشكل 1–8: طريقة تحقيق مرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام الرنانات متعددة الأنماط [16]. ..... 7**

**الشكل 1–9: عدة مجالات موزعة على عدة حزم إشعاعية بقعية في نظام HTS [16]. ..... 10**

**الشكل 1–10: عدة مجالات ترددية تحمل عدة حوامل في نظام اتصالات [16]..... 10**

**الشكل 2–1: تمثيل لشبكة ثنائية البوابة مع متحولات الشبكة [2]. ..... 17**

**الشكل 2–2: مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض (a) بنية الشبكة السلمية (b) البنية القرينة لها [16]..... 19**

**الشكل 2–3: استجابة نموذج أولي ذو تمرير منخفض من نوع Chebyshev حيث فقد الإرجاع يساوي20 dB[2]. 21**

**الشكل 2–4: استجابة مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Butterworth من الدرجة الخامسة. ..... 23**

**الشكل 2–5: استجابة المرشح Quasi Elliptic ذو صفري نقل عند Ω=±1.6 باللون الأزرق، الأحمر مرشح Chebyshev..... 24**

**الشكل 2–6: مخطط الدارة التعريفي لقالب الممانعة K وقالب السماحية J [57]..... 25**

**الشكل 2–7: دارة عناصر مجمعة مكافئة لقالب الممانعة [57]..... 26**

**الشكل 2–8: دارة عناصر مجمعة مكافئة لقالب السماحية [57]. ..... 26**

**الشكل 2–9: مكثف تفرعي وملف تسلسلي يمكن تبديلهما باستخدام قالب ممانعة وقالب سماحية [2]. ..... 26**

**الشكل 2–10: نموذج أولي ذو تمرير منخفض معدَّل باستخدام قالبات ممانعة أو قالبات سماحية [2]. ..... 27**

**الشكل 2–11: مخطط كهربائي يبين التحويل من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال [53]..... 28**

**الشكل 2–12: مرشح تمرير مجال ذو رنانات $LC$ وباستخدام قالبات ممانعة أو قالبات سماحية [57]. ..... 29**

**الشكل 2–13: الدارة المكافئة لدارة رنانات مترابطة عددها n [57]. ..... 30**

**الشكل 3–1: إجرائية إعادة النسبة التقليدية لمرشح تمرير مجال. ..... 38**

**الشكل 3–2: إجرائية إعادة النسبة التقليدية لمرشح متعدد مجالات التمرير. ..... 39**

**الشكل 3–3: الحصول على استجابة مرشح ثنائي مجالات التمرير انطلاقاً من استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض [67]. ..... 40**

**الشكل 3–4: نموذج مكافئ لمرشح ثنائي مجالات التمرير يستخدم مجموعة من الرنانات. ..... 43**

**الشكل 3–5: نموذج الدارة المكافئة لمرشح ثنائي مجالات التمرير المتمثل بالشكل (3–4). ..... 44**

**الشكل 3–6: إجرائية التحويل الترددي بين ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى ثلاثي مجالات التمرير (التقنيةالأولى). ..... 48**

**الشكل 3–7: الطبولوجيا العامة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الأولى. ..... 53**

**الشكل 3–8: نموذج الدارة المكافئ لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الأولى. ..... 54**

**الشكل 3–9: إجرائية التحويل الترددي بين ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض والمجال الترددي الحقيقي (التقنية الثانية). ..... 58**

**الشكل 3–10: الطبولوجيا العامة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الثانية. ..... 63**

**الشكل 3–11: نموذج الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الثانية. ..... 64**

**الشكل 3–12: مخطط التحويل الترددي. ..... 68**

**الشكل 3–13: الأنواع المختلفة للرنانات متعددة مجالات التمرير ذات الترابط. ..... 70**

**الشكل 3–14: طبولوجيا مرشح متعدد مجالات التمرير عام مبني برنانات ذات ترابط تفرعي. ..... 70**

**الشكل 3–15: رنانة ذات ترابط تفرعي. ..... 71**

**الشكل 3–16: مخطط $S_{21}$ في تقنية تركيب مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام رنانات ذات ترابط تفرعي. ..... 71**

**الشكل 3–17: طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات ذات ترابط تسلسلي..... 73**

**الشكل 3–18: الرنانة الأولى ذات الترابط التسلسلي من الشكل 3–17..... 74**

**الشكل 3–19: مخطط $S_{21}$ في تقنية تركيب مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام رنانات ذات ترابط تسلسلي..... 74**

**الشكل 3–20: طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات ذات ترابط مختلط..... 77**

**الشكل 3–21: رنانة ذات ترابط مختلط. ..... 77**

**الشكل 3–22: إجرائية التحويل الترددي لمرشح خماسي مجالات التمرير بترابط مختلط..... 78**

**الشكل 3–23: إيضاح لطريقة حساب مصفوفة الترابط لمرشح خماسي مجالات التمرير (الباحث). ..... 79**

**الشكل 4–1: نتيجة التحويل الترددي من نموذج أولي ذو تمرير منخفض إلى ثنائي مجالات التمرير (الباحث). ..... 83**

**الشكل 4–2: الدارة المكافئة لمرشح ثنائي مجالات التمرير المستخدم في المثال (الباحث). ..... 84**

**الشكل 4–3: استجابة الدارة المكافئة للمرشح المثال باستخدام برنامج Microwave Office (الباحث). ..... 84**

**الشكل 4–4: استجابة مصفوفة الترابط للمرشح المثال باستخدام MATLAB (الباحث). ..... 85**

**الشكل 4–5: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث). ..... 86**

**الشكل 4–6: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital ثنائية مجالات التمرير (الباحث). ..... 86**

**الشكل 4–7: رنانة مسؤولة عن مجالات التمرير لمرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث). ..... 88**

**الشكل 4–8: علاقة تغير تردد الرنين مع تغير عمق برغي المعايرة لرنانة تمرير مجال (الباحث). ..... 88**

**الشكل 4–9: رنانة منع المجال في مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث). ..... 88**

**الشكل 4–10: علاقة تغير تردد الرنين مع تغير عمق برغي المعايرة لرنانة منع مجال (الباحث). ..... 88**

**الشكل 4–11: رنانة طرفية في مرشح رنانات مشطية متداخلة مع استجابتها (الباحث). ..... 89**

**الشكل 4–12: تغير كل من عامل الجودة و عمق برغي المعايرة مع تغير ارتفاع الموصل hc (الباحث). ..... 89**

**الشكل 4–13: بنى الترابط بين رنانتين في مرشح ثنائي مجالات التمرير ذو رنانات مشطية متداخلة (الباحث). ..... 91**

**الشكل 4–14: أثر تغير المسافة بين رنانتيي تمرير مجال متجاورتين (الباحث). ..... 91**

**الشكل 4–15: أثر تغير المسافة بين رنانة تمرير مجال ورنانة منع مجال (الباحث). ..... 91**

**الشكل 4–16: استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير ذو الرنانات المشطية المتداخلة (الباحث). ..... 92**

**الشكل 4–17: المرشح ثنائي مجالات التمرير (الباحث). ..... 93**

**الشكل 4–18: استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير (الباحث). ..... 93**

**الشكل 4–19: استجابة مرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث). ..... 95**

**الشكل 4–20: الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير المستخدم في المثال (الباحث). ..... 98**

**الشكل 4–21: استجابة الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث). ..... 99**

**الشكل 4–22: مرشح رنانات مشطية متداخلة ثلاثي مجالات التمرير (الباحث). ..... 100**

**الشكل 4–23: استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير(المحاكاة باستخدام برنامج CST) (الباحث). ..... 101**

**الشكل 4–24: أجزاء المرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث). ..... 101**

**الشكل 4–25: المرشح ثلاثي مجالات التمرير بعد التجميع (الباحث). ..... 102**

**الشكل 4–26: استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير(مقارنة بين نتائج القياسات والمحاكاة) (الباحث). ..... 103**

**الشكل 4–27: بنية الترابط في مرشح خماسي مجالات التمرير باستخدام الترابط المختلط (الباحث). ..... 106**

**الشكل 4–28: استجابة مرشح خماسي مجالات التمرير باستخدام الترابط المختلط من خلال مصفوفة الترابط (الباحث). ..... 107**

# فهرس الجداول Table of Tables

**الجدول 1−1: مقارنة بين طرائق تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير. ..... 8**

**الجدول 2−1: قيم $g_i$ لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Chebyshev من الدرجة الخامسة [53]..... 22**

**الجدول 2−2: قيم $g_i$لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Butterworth من الدرجة الخامسة [53]. ..... 23**

**الجدول 3−1: مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث فقد التمرير وفقد الإرجاع (الباحث). ..... 104**

**الجدول 3−2: مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث التخميد ضمن مجال المنع (الباحث).. ..... 104**

**الجدول 3−3: مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث التخميد خارج مجالات التمرير (الباحث). ..... 105**

# قائمة المصطلحات والاختصارات List of the Terms and Abbreviations

| المصطلح باللغة الإنكليزية | الاختصار | المعنى باللغة العربية |
|---|---|---|
| Band Pass Filter | BPF | مرشح تمرير مجال |
| Band Stop Filter | BSF | مرشح منع مجال |
| Band Width | BW | عرض المجال الترددي |
| Coupling coefficient | K | معامل الترابط |
| Coupling Matrix | – | مصفوفة الترابط |
| De-normalized | – | معاد النسبة |
| Dual-band Filter | – | مرشح ثنائي مجالات التمرير |
| Dual-band Response | – | استجابة ثنائية المجالات |
| Eigenmode | – | النمط الذاتي |
| Frequency Domain | FD | المجال الترددي |
| Global System for Mobile Communication | GSM | النظام العالمي لاتصالات الهواتف المحمولة |
| High Throughput Satellite | HTS | السواتل ذات معدلات النقل العالية |
| Impedance or Admittance Inverter | – | قالب ممانعة أو سماحية |
| Insertion Loss | IL | فقد التمرير |
| Interdigital Filter | – | مرشح رنانات مشطية متداخلة |
| Interim Parameters | – | موسطات مؤقتة أو مساعدة |
| Long Term Evolution | LTE | التطور طويل الأمد |
| Low Pass Filter | LPF | مرشح تمرير منخفض |
| Lumped Elements | – | عناصر مجمعة |

| | | |
|---|---|---|
| Microwave Office | MWO | برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية |
| Multi-band Filter | – | مرشح متعدد مجالات التمرير |
| Multi-band Response | – | استجابة متعددة المجالات |
| Network Analyzer | NA | محلل شبكي |
| Normalized | – | منسوب |
| Quality Factor | Q | عامل الجودة |
| Return Loss | RL | فقد الإرجاع |
| Scattering or S-parameters | – | موسطات التبعثر |
| Stepped Impedance Resonators | SIR | الرنانات ذات الممانعة المتدرجة |
| Stub Loaded Resonators | SLR | الرنانات المحملة بأرومة |
| Stub Loaded Stepped Impedance Resonators | SLSIR | رنانات الممانعات المتدرجة المحملة بأرومة |
| Susceptance | – | التأثرية (الجزء التخيلي للسماحية) |
| Triple-band Filter | – | مرشح ثلاثي مجالات التمرير |
| Triple-band Response | – | استجابة ثلاثية المجالات |
| Wireless Local Area Network | WLAN | الشبكة المحلية اللاسلكية |

# المُستخلص

**خلفية البحث:** يقدم البحث في هذه الأطروحة منهجية تحليلية لتصميم مرشحات أمواج ميكروية متعددة مجالات التمرير، باستخدام التحويل الترددي بين مجالي الترددات المنسوبة والترددات الحقيقية للمرشح. تتضمن المنهجية أيضاً إجرائية لإيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات. ومن ثم منهجية لتحويل النموذج الرياضي الناتج إلى مرشحات بأبعاد فيزيائية عملية من أجل المحاكاة والتنفيذ والقياس.

**هدف البحث:** تصميم مرشحات ميكروية متعددة مجالات التمرير ذات الرنانات المقترنة عن طريق إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة، دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على تلك المصفوفة. وإجراء اختبارات تجريبية بالمحاكاة والقياس.

**المواد والطرائق:** جَرَى اتّباع منهجية تحليلية بحتة لحساب مصفوفات الترابط وتم التحقق منها باستخدام برمجيّة ماتلاب MATLAB، ومن ثم استخدام برمجيات محاكاة بنى الترددات العالية Microwave Office وCST Studio Suite لنمذجة الدارات المكافئة والبنى الكهرطيسية ثلاثية الأبعاد لتصميم ومحاكاة المرشحات المدروسة، حيث تم تنفيذ المرشحات بتكنولوجيا الرنانات المشطية المتداخلة.

**النتائج العملية:** من أجل التحقق من التركيب، تم تصميم بعض المرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام تقنية المرشحات المشطية المتداخلة، إذ تم تصميم ثلاثة مرشحات كأمثلة. حيث تم التحقق من علاقات التحويل الترددي من خلال الأمثلة. كما تم التحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس الأمثلة. ثم باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية تم إجراء تصميم لمرشحات رنانات مشطية متداخلة ثنائية وثلاثية مجال التمرير تحقق مواصفات المرشحات المطروحة، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح. تم أيضاً تنفيذ بعض النماذج للمرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير وقياسها باستخدام محلل شبكي NA سلمي من أجل التأكد من سلامة عمليتي التركيب والتصميم. أظهرت نتائج القياس توافقاً جيداً مع نتائج المحاكاة ما يشير إلى فاعلية هذه الطرائق المتبعة في التصميم.

**الاستنتاجات من وجهة نظر الباحث:** تُفضي نتائج هذه الأطروحة إلى التحقق من فعالية المنهجيات المطورة لتركيب وتصميم مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة متعددة مجالات التمرير.

**الكلمات المفتاحية:** *مرشح رنانات مشطية متداخلة، التحويل الترددي، المرشحات ثنائية مجالات التمرير، المرشحات ثلاثية مجالات التمرير، المرشحات متعددة مجالات التمرير، مصفوفة الترابط.*

# Abstract

**The scheme of the research:** This thesis presents an analytical methodology for the design of multi-pass band microwave filters, using frequency conversion between the normalized frequency and the real frequency domains of the filter. The methodology also includes a procedure for finding the equivalent circuit for this type of filter. Then a methodology for converting the resulting mathematical model into filters with practical physical dimensions for simulation, implementation and measurement.

**The aim of the research:** design of microwave multi-band filters using coupled resonators by finding the coupling matrix that fulfills the required filter specifications, without the need to perform numerical optimization on the coupling matrix. Performing empirical tests using simulation and measurements.

**Materials and methods:** A purely analytical methodology was followed to calculate coupling matrices, and it's verified using MATLAB software, and high-frequency structures simulator software MWO and CST studio suite were used to model the equivalent circuits and the 3D electromagnetic structures to design and simulate the studied filters, where interdigital resonator technology were used to implement the filters.

**Practical Results:** In order to verify the design, some multi-band filters were designed (synthesized) using interdigital filter technique. In order to verify the theoretical synthesis technique, three filters are designed as examples, where the frequency conversion relationships were verified through the examples. The equivalent circuit and the coupling matrix, which are analytically deduced, were also verified through the same examples. Then, using the electromagnetic structures simulation program, a design was made for two- and three-pass band interdigital resonator filters that meet the specifications of the proposed filters. The simulation results showed the possibility of achieving the required specifications of the filter's frequency responses. Some models of the two- and three-pass filters were implemented and measured using a scalar network analyzer in order to verify the validity of the synthesis and design processes. The measurement results showed a good agreement with the simulation results, indicating the effectiveness of these methods used in the design.

**Conclusions from researcher point of view:** the conclusions of this dissertation lead to verifying the effectiveness of the developed methodologies for multiband interdigital filters synthesis and design.

**Keywords***: interdigital resonator filter, frequency conversion, dual-band pass filters, triple-band pass filters, multi-band pass filters, coupling matrix***.**

# الفصل الأول

# الإطار العام للبحث

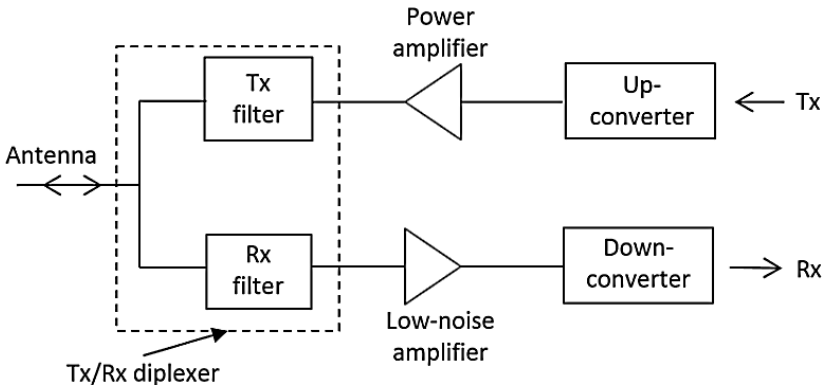
# General Framework of the Research

# الفصل الأول

# الإطار العام للبحث General Framework of the Research

## 1.1 مقدمة

إن المرشحات هي إحدى المكونات المهمة في الأنظمة السلكية واللاسلكية منذ نشوء الأنظمة الهاتفية [1]. ففي تطبيقات الأمواج الميكروية والراديوية كأنظمة الاتصالات والسواتل والرادارات وأنظمة سبر الفضاء والأجهزة الطبية التي تغطي المجال الترددي من 300 MHz حتى 300 GHz [2]، تُستخدم المرشحات بشكل أولي لفصل أو اختيار مجال ترددي من الطيف الكلي الذي تتشارك فيه الأنظمة [3]. يبين الشكل 1-1 الموقع النموذجي للمرشحات في النهاية الطرفية frontend لمحطة قاعدة نظام GSM خلوي. يُستخدم مرشح الإرسال TX لترشيح نواتج التعديل البيني intermodulation والتوافقيات التي تتواجد خارج المجال الترددي للمرسل، والتي تنشأ عن مكبر الاستطاعة، من أجل منع التسريب إلى المستقبل ونقل الإشارة المفيدة فقط إلى الهوائي. في حين أن المستقبل يكون محمي بواسطة مرشح ذو تخميد عالي في مجال الإرسال لعزل استطاعة الإرسال العالية [3]، وكذلك إشارات الإرسال للأنظمة المحيطة التي يمكن أن تؤثر سلباً على عمل النظام. هذه المرشحات هي مرشحات تمرير مجال غير فعالة مستخدمة لانتقاء وتمرير الإشارات المفيدة والتي يمكن أن تتعامل مع استطاعات عالية، عادةً ما تكون مطلوبة وبتكاليف منخفضة [4].




**الشكل 1-1: نهاية طرفية راديوية لمحطة قاعدة خلوي GSM [3].**

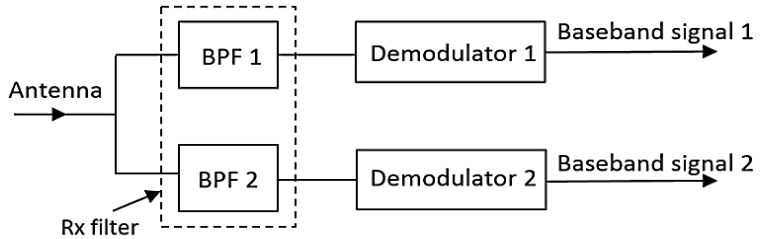
من أجل التعامل مع متطلبات الاستطاعة العالية والحفاظ على فقد تمرير $IL$ منخفض، تُعتبر المرشحات التي تعتمد على الحجرات الرنانة هي الخيار الأمثل في تطبيقات محطات القاعدة وتطبيقات السواتل. تم تحقيق مرشحات ثنائية مجالات التمرير، ذات الحجرات الرنانة بتقنيات مختلفة كالمرشحات المشطية combline [5] وبنى حجرات أدلة الموجة [6] [7] والرنانات العازلة [8]. وبالرغم من ذلك، تحقيق المرشحات ثلاثية مجالات التمرير (أو أكثر) كانت محدودة بالبنى الشرائحية [9]–[11]. وذلك

التحدي محصور بجمع المجالات الثلاثة (أو أكثر) والسيطرة على كل منها على حدى عند التعامل مع الحجرات الرنانة.

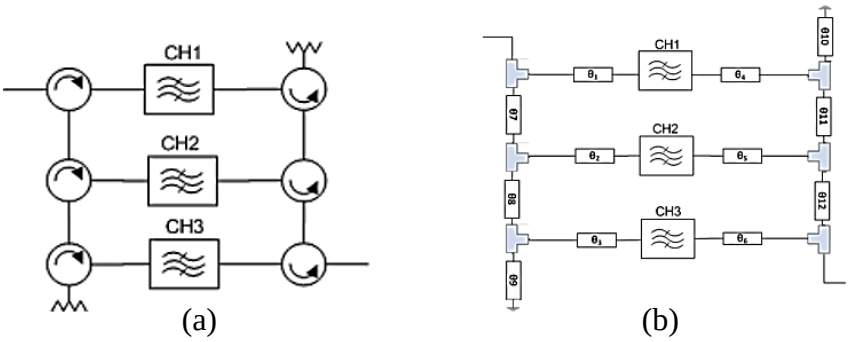
## 2.1 بعض الدراسات السابقة

يمكن تصنيف العمل المقدم في هذه الأطروحة بشكل عام على أنه تصميم لمرشحات متعددة مجالات التمرير، باستخدام تقنية تركيب تحليلية بحتة. مع المميزات الواردة لأنظمة الاتصالات متعددة المعايير، كان هناك العديد من الدراسات المهمة في تطوير مكونات أو عناصر مرسلات ومستقبلات متعددة مجالات التمرير، ومنها العديد من الدراسات الهامة حول تطوير المرشحات متعددة مجالات التمرير. ويمكن تصنيف الدراسات السابقة حول الترشيح متعدد مجالات التمرير إلى أربع مقاربات:

**1- الربط التفرعي لمرشحات وحيدة المجال:** هذه المقاربات تقليدية. إن إحدى الطرائق الممكنة لتحقيق وظائف متعددة مجالات التمرير في مستقبل ما هي بتكرار سلسلة الاستقبال من أجل كل مجال إشارة على حدى [12]، كما هو مبين في الشكل 1-2. ويكون لسلسلة المرسل- المستقبل نفس التشكيلة. كما يمكن تنفيذ مقاربات تقليدية أخرى، والتي يمكن تحقيقها إما باستخدام دوارات تربط بين عدة مرشحات وحيدة المجال كما هو مبين في الشكل 1-3 (a) أو باستخدام مبدأ التجميع كما هو مبين في الشكل 1-3 (b) [13]. في كلتا الحالتين يتم تقسيم الإشارة إلى قنوات ومن ثم يتم جمعها على الخرج. هذه البنى ذات حجوم كبيرة وتحتاج لاستخدام وصلتي تجميع ومرشح واحد لكل قناة.



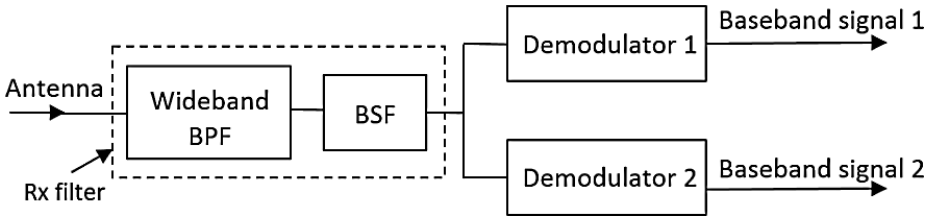

**الشكل 1-2: المخطط الصندوقي لبنية مستقبل ذات مرشحي تمرير مجال على التوازي [14].**



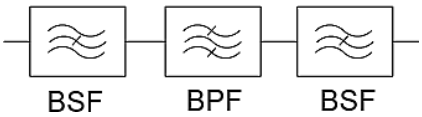

**الشكل 1-3: مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام التفريع (a) باستخدام دوارات (b) باستخدام وصلات T [13].**

**2- الربط المتتالي:** إن إحدى الطرائق الممكنة لتحقيق هذه الوظيفة يمكن أن تكون بوضع مرشح تمرير عريض المجال مع مرشح منع مجال BSF (أو عدة مرشحات BSF) على التتالي، من أجل تحقيق ترشيح ثنائي (أو متعدد) مجالات التمرير [14] [15]، كما هو موضح في الشكل 1-4. يمكن بالتالي تجميع مرشح تمرير عريض المجال مع عدد من مرشحات المنع ضيقة المجال كما هو مبين في الشكل 1-5 [16]. تتمتع هذه التشكيلة بسهولة وبساطة التصميم إلا أنها تصلح من أجل التطبيقات التي يكون فيها مجالات المنع بين مجالات التمرير ضيقة. والتحدي هو الحفاظ على فقد إرجاع RL مقبول على المجالات الفرعية (العلوي والسفلي) عندما يكون مجال المنع عريض.

تؤدي التقنيتين المذكورتين أعلاه إلى الحاجة إلى عدد كبير من المكونات، وبالتالي زيادة الحجم. بالإضافة إلى ذلك، تعاني المقاربة الأخيرة من فقد تمرير $IL$ عالي، ومن الصعوبة بمكان التحكم بمجالات التمرير ومجالات المنع.



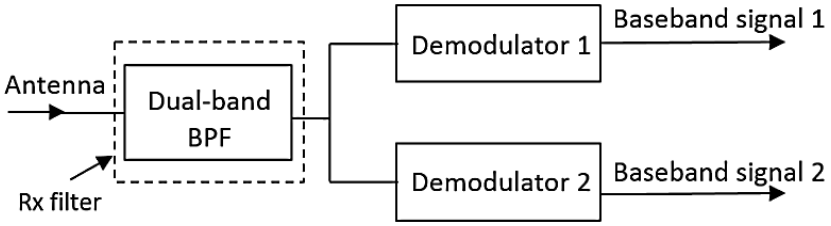

**الشكل 1-4: المخطط الصندوقي لبنية مستقبل ذات مرشحي تمرير على التتالي أحدهما تمرير مجال عريض المجال والآخر منع مجال [14].**




**الشكل 1-5: مرشح متعدد مجالات التمرير يتحقق بتتالي مرشح عريض المجال ومرشحات منع مجال [16].**

إن تصغير الحجوم مهم جداً في أنظمة الاتصالات الحديثة، وخاصةً عندما يكون هناك قيود على الحجوم والأوزان، كأنظمة الاتصالات العاملة على الطائرات وأنظمة الاتصالات النقالة متعددة مجالات التمرير وأنظمة الاتصال عبر السواتل [1]. حيث أن المرشحات متعددة مجالات التمرير تؤدي إلى تصغير الحجوم الكلية للمكونات الراديوية للأنظمة.

يؤدي وجود مرشح واحد متعدد مجالات التمرير إلى تصغير الحجوم والأوزان بشكل ملحوظ في النظام. يبين الشكل 1-6 [14] المخطط الصندوقي لمرشح ثنائي مجالات التمرير والذي يمكن أن يختصر 50% من الحجم والوزن المطلوبين مقارنةً بالمقاربتين الأوليتين لتحقيق نفس الوظيفة. كما يمكن استخدام المرشحات متعددة مجالات التمرير في أنظمة التعارف الراديوي cognitive radio والأنظمة العسكرية حيث هناك حاجة للتبديل بين قنوات الاتصال المختلفة لأغراض تكتيكية.




**الشكل 1-6: المخطط الصندوقي لمرشح استقبال ثنائي مجالات التمرير [14].**

**3- خلق عدة أصفار نقل ضمن مجال التمرير:** يتم إجراء ذلك في مرشح ذو درجة عالية من أجل تقسيم المجال الترددي إلى عدة مجالات. حيث يتم التحكم بعرض مجال كل من مرشحات القنوات والفواصل بين مجالات التمرير عن طريق التحكم بمواقع أصفار النقل، والتي يتم التحكم بها من خلال اختيار قيم الترابط بين رنانات المرشح، كما هو مبين في الشكل 1-7. يتم تركيب مصفوفة الترابط لمثل هذا النوع من المرشحات متعددة مجالات التمرير من خلال تقنيات التركيب المشروحة في بعض المراجع العلمية مثل [5] و [6]. إن طبولوجيا هذه المرشحات تكافئ تجميع مرشحات وحيدة المجال بدرجات منخفضة لبناء مرشح متعدد مجالات التمرير، باستخدام نفس عدد الرنانات انطلاقاً من مرشح وحيد المجال. وبالتالي فإن الحفاظ على الحجم باستخدام الطرائق التقليدية الواردة في الشكلين 1-3 و1-5 ليس مجدياً. إحدى طرائق تحقيق مبدأ خلق أصفار النقل هو إدخال الترابط التقاطعي [5] [17]، إلا أن هذه الطريقة غير مناسبة من أجل فاصل ترددي عريض بين القنوات، وذلك لأن قيم بعض معاملات الترابط يجب أن تكون كبيرة في هذه الأحوال، الأمر الذي لا يمكن تحقيقه فيزيائياً. ويبين الشكل 1-7 (b) شكلاً توضيحياً عاماً لنموذج الترابط في حال وجود ترابط تقاطعي. عُرِضَت في [18] طريقة تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير اعتماداً على التحويل الترددي بين المجال الترددي المنسوب ومجال الترددات الحقيقية. حيث تم الحصول على طبولوجيا جديدة تحوي ترابط تقاطعي. يمكن وفقاً لهذه الطريقة حساب معاملات الترابط وعوامل الجودة الخارجية تحليلياً. بالمقابل هناك طرائق تعتمد على تطبيق تقنية التحويل الترددي على تابع الترشيح ذو التمرير المنخفض من أجل تشكيل استجابة متعددة مجالات التمرير مع وجود ترابط تقاطعي [19] [20]. مما يزيد من تعقيد إجرائية تركيب المرشح. يمكن النظر إلى عملية التحويل الترددي على أنها طريقة لإنتاج عدة أصفار نقل ضمن استجابة ذات مجال تمرير واحد، مما يؤدي إلى تقسيمه إلى عدة مجالات [15]. ويمكن توليد مصفوفة الترابط للمرشح الناتج من الاستجابة متعددة مجالات التمرير الناتجة، وذلك باستخدام إجرائيات التركيب التي يمكن أن نجدها في [21]–[23]. بالتالي يمكن تصميم المرشح متعدد مجالات التمرير بالاعتماد على مصفوفة الترابط الناتجة. ويبين الشكل 1-7 (a) شكلاً توضيحياً عاماً لنموذج الترابط في حال عدم وجود ترابط تقاطعي. تم استخدام هذه الطريقة في تركيب الاستجابة ثنائية مجال التمرير لتصميم مرشحات ثنائية مجالات التمرير في [24]–[27]. ومع ذلك، فإن تركيب مصفوفة الترابط في [21]–[23] له قيود على طبولوجيا المرشح ودرجته. بالإضافة إلى ذلك، تعتمد المرشحات ثنائية مجالات التمرير في [24]–[27] على رنانات الشرائح الميكروية

Microstrip، وبالتالي فهي تعاني من فقد تمرير $IL$ (Insertion Loss) عالي، بالإضافة إلى قدرتها المنخفضة على التعامل مع الاستطاعات العالية. اقترح Gajaweera في [28] طريقة نيوتن رافسون لتركيب مصفوفة ترابط تناسب تحقيق مرشح ثنائي مجالات التمرير ذو طبولوجيا ودرجات مناسبة. ومع ذلك، لم يتم تنفيذ أي مرشح بناءً على مصفوفة الترابط التي تم تركيبها باستخدام طريقة نيوتن رافسون.

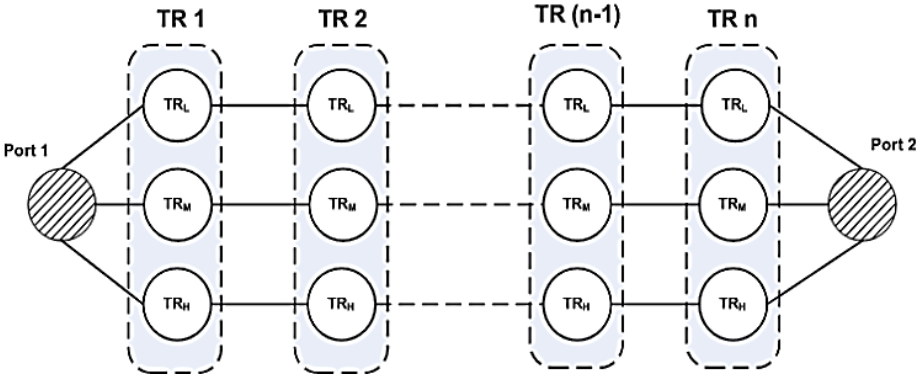



**الشكل 1-7: طرائق تحقيق مرشح متعدد مجالات التمرير بإدخال أصفار نقل ضمن مجال التمرير (a) طريقة رنانات أصفار النقل (b) طريقة الترابط التقاطعي [16].**

**4- استخدام الرنانات متعددة الأنماط:** حيث يتم التحكم بأنماط الرنين المسيطرة بحيث تقع عند الترددات المركزية لمجالات التمرير المرغوبة. يبين الشكل 1-8 عدة مسارات للإشارات التي يتم نقلها بالأنماط المرغوبة، حيث تكون مسارات القنوات غير متداخلة فيما بينها [16]. تتمثل الميزة الواضحة في هذه الطريقة بتوفير كبير في الحجم مع عدم التضحية بمعامل الجودة $Q$ (Quality factor). إن قيم الترابط في هذه الحالة تتعلق فقط بعرض مجال $(BW)$ القناة الواحدة فقط بدلاً من عرض المجال الكلي (الشامل لكل القنوات)، وبالتالي فإن هذه الطريقة قادرة على دعم فواصل ترددية أوسع بكثير بين القنوات. يكمن أحد التحديات في هذه الطريقة في وضع الرنانات بشكل صحيح بحيث يمكن خلق تشكيلة الترابط المناسبة في البنية. يتمثل التحدي الآخر لهذه التشكيلة في تحقيق أصفار نقل خاصة بكل من مجالات التمرير. ويرجع ذلك إلى توزيع أنماط الرنين المتعددة لكل من الرنانات متعددة الأنماط، وكذلك كيفية الإدراك والتحكم بالترابط التقاطعي والمتتالي بين الرنانات. توفر هذه التشكيلة أعلى درجة من توفير الحجم مع الاستخدام الأمثل للطيف الراديوي. من القيود الملحوظة لهذه الطريقة عندما تكون مجالات التمرير أقرب إلى بعضها البعض، يزداد التفاعل بين الأنماط المرغوبة، مما ينتج عنه ترابط شارد غير مرغوب فيه في البنية. لذلك فإن هذه التشكيلة ليست مثاليةً للظروف التي تتطلب فواصل ترددية ضيقة بين مجالات التمرير (على سبيل المثال، عندما تكون الفواصل الترددية أصغر من قيمة عرض المجال الترددي لأحد مجالات التمرير).

أحد أنواع هذه الرنانات هو الرنانات ذات الممانعة المتدرجة Stepped Impedance Resonators (SIR). أظهر العمل الأولي الذي قام به Makimoto و Yamashita في أوائل الثمانينيات

أنه يمكن ضبط تردد الرنين الثاني لرنانة شريحة ميكروية Microstrip ذات ممانعة متدرجة عن طريق تغيير نسبة الممانعة لخط الشريحة الميكروية غير المنتظمة، بينما يحدد الطول الإجمالي لخط الشريحة الميكروية تردد الرنين الأساسي[29]. تعاني معظم تصميمات مرشح ثنائي المجالات حتى الآن [30]–[32] التي تستخدم الشرائح الميكروية ذات الممانعات المتدرجة SIR المعدلة من فقد تمرير $IL$ عالي وقدرة منخفضة على التعامل مع الاستطاعات العالية.




**الشكل 1-8: طريقة تحقيق مرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام الرنانات متعددة الأنماط [16].**

نشأت دراسة رنانات الممانعات المتدرجة ودرج استخدامها في السنوات الأخيرة. تتشكل هذه الرنانة بتغيير ممانعتها المميزة، حيث يمكن أن تتكون من جزئين لكل منهما ممانعة مميزة مختلفة عن الآخر، يمكن أن يكون لهذين الجزئين نفس الطول أو أن يكون لهما طولين مختلفين. إن هذه الرنانة هي رنانة وحيدة النمط في أصلها عندما يكون لها ممانعة مميزة واحدة، فهي ترن عند تردد ما وليكن $f_0$ بالإضافة إلى مضاعفات هذا التردد. ولكن تغير الممانعة المميزة فيها يؤدي إلى تحرك ترددات الأنماط العليا مثل تردد رنين النمط الثاني $2f_0$ (بالإضافة إلى الأنماط الأخرى). وبالتالي فإن المرشح المشكل من هذه الرنانات سيكون له عدة مجالات تمرير بحيث تكون المجالات الكاذبة الناشئة ليست متوضعة عند مضاعفات التردد المركزي الأساسي، ولهذا السبب تُعتبر هذه الرنانات من الرنانات متعددة الأنماط. ويمكننا أن نجد عدة أعمال علمية منشورة تعتمد هذا النوع من الرنانات مثل [33] - [36].

اعتمد بعض المؤلفين في بعض المنشورات العلمية على دمج هذا المفهوم للرنانات SIR مع الرنانات المحملة بأرومة SLR لينشأ مفهوم مشترك لرنانة متعددة أنماط الرنين تسمى الرنانات المحملة بأرومات متدرجة الممانعة SLSIR، تم الاعتماد عليه في بناء بعض المرشحات متعددة الأنماط [33] [34] [40].

تمت أيضاً دراسة الرنانات العازلة وتطويرها للحصول على مرشحات ثنائية مجالات التمرير ذات فقد تمرير $IL$ منخفض وقدرة عالية نسبياً على التعامل مع الاستطاعات المتوسطة والعالية [8] [37]. ومع ذلك، لا توجد طريقة عامة متاحة لتصميم مرشحات ثنائية مجالات التمرير باستخدام الرنانات

العازلة. كما تم استخدام اللولب غير المنتظم في الهوائيات ثنائية المجالات [38] [39]، ومع ذلك، كان هناك القليل من الأبحاث حول هذه التشكيلة من أجل استخدامها في الرنانات والمرشحات.

إن للمنهجيات المقدمة أعلاه مزايا وعيوب ويجب استخدامها وفقاً لمتطلبات وسيناريوهات مختلفة. يبين الجدول 1-1 مقارنة بين الطرائق المتبعة في تعدد مجالات التمرير، حيث يعرض سرداً لخصائص هذه المنهجيات في حال استخدام أدلة الموجة. كما يمكننا أن نلاحظ، على الرغم من المزيد من القيود مقارنة بالمنهجيات الأخرى، فإن تحقيق الترشيح متعدد مجالات التمرير باستخدام تقنيات إدخال الأصفار سيؤمن أعلى توفير في الوزن والحجم والتكلفة، مع سهولة مقبولة في التصميم والتصنيع.

**الجدول 1-1. مقارنة بين طرائق تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير.**

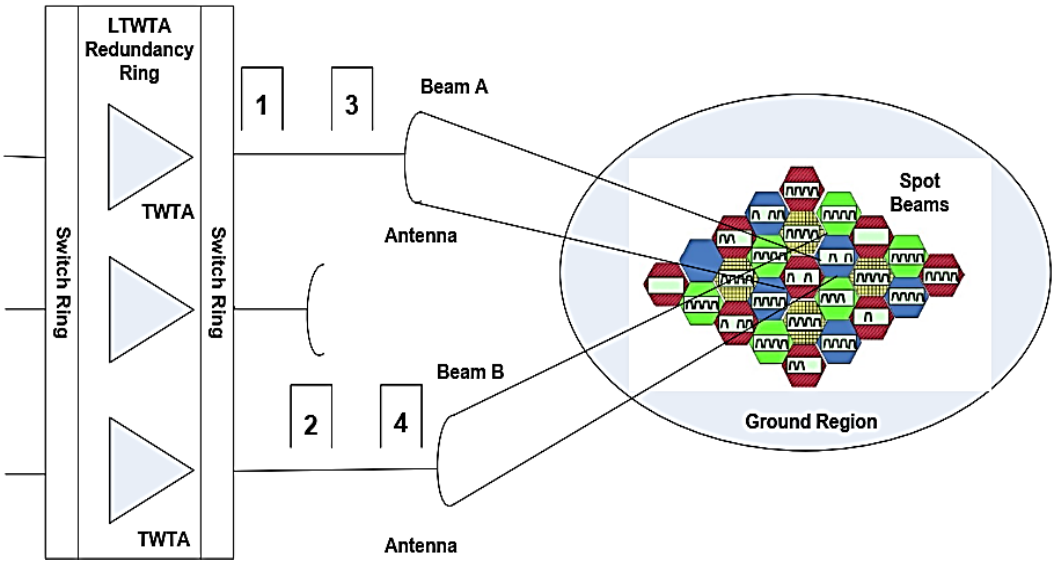
| المقاربة | المميزات الراديوية | صعوبة التصميم | الحجم والكتلة | الكلفة |
|---|---|---|---|---|
| **الربط التفرعي** | – توابع ترشيح محسنة<br>– لا حدود لمجال التمرير<br>– استجابة مثالية | عالي | كبير/متوسط | عالي/متوسط |
| **الربط المتتالي** | – مبدأ تقليدي<br>– لا حدود لمجال التمرير<br>– فقد تمرير عالي<br>– مجالات حماية ضيقة | منخفض | كبير | عالي |
| **إدخال أصفار نقل** | – تمثيل مصفوفة الترابط<br>– تابع ترشيح قناة محسن<br>– عدد مجالات تمرير $\geq 4$<br>– مجالات حماية ضيقة | منخفض | متوسط | منخفض |
| **رنانات متعددة الأنماط** | – تمثيل مصفوفة الترابط<br>– غالباً باستجابة Chebyshev<br>– عدد مجالات تمرير $\geq 3$<br>– مجالات حماية عريضة<br>– عرض مجال $< 2\%$ | عالي | صغير | منخفض |

## 3.1 مشكلة البحث

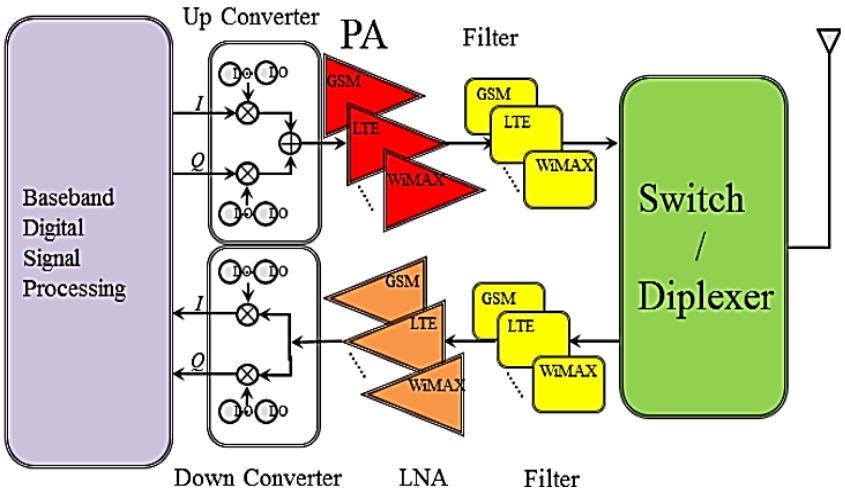
مع تفاقم ثورة الاتصالات الحديثة، ازداد الطلب على الأجهزة متعددة المعايير [41]. حيث أن التطور الأخير لأنظمة الاتصالات متعددة الوظائف القادرة على معالجة مقدار كبير من المعطيات، وبمستوى عالي من المرونة، ولَّد الحاجة إلى بنى ترشيح تمرير مجال جديدة ذات توابع ترشيح متقدمة [53]. فمن أجل ملاحقة المتطلبات المتزايدة للمستثمرين، تم حجز مجالات ترددية مختلفة من أجل الأنظمة التي تعمل على معايير مختلفة. وبالتالي كي يستطيع الجهاز أن يتعامل مع عدة مجالات ترددية، أو من أجل رفض بعض الترددات التي تشكل تداخلاً معه، نشأت الحاجة إلى المرشحات متعددة مجالات التمرير. وقد أصبح الترشيح متعدد المجالات وظيفةً مطلوبةً في الاتصالات من أجل زيادة التكامل بين أنظمة الترشيح والتجميع (Multiplexing) [42]. ومن ناحية أخرى، يمكن أن يعمل النظام الراديوي ضمن مجال ترددي عريض، مما يجعل النظام عرضة لإشارات تداخل قد تتواجد ضمن مجاله الترددي، وبالتالي كان لا بد من وضع عدة مجالات منع ضمن مجال عمل النظام [41]، وهذا ما يكافئ تقسيم المجال الترددي إلى عدة مجالات ترددية. كما أن ظهور أنظمة الاتصالات الحديثة، على سبيل المثال: الجيل الجديد من أنظمة الاتصال عبر السواتل ذات معدلات النقل العالية HTS ( High Throughput Satellite)، التي تعمل على عدة مجالات ترددية، إما باستخدام ترددات قفازة أو باستخدام مستقبلات تعمل بعدة وظائف على عدة مجالات ترددية، أدى إلى الحاجة إلى مرشحات متعددة مجالات التمرير تواكب حاجيات هذه الأنواع من الأنظمة [43]. يمكن تحقيق ذلك باستخدام عدد كبير من المرشحات متعددة مجالات التمرير لتجميع عدة قنوات غير متجاورة ترددياً وإرسالها إلى منطقة جغرافية محددة. يبين الشكل 1-9 مثالاً لحزمتين إشعاعيتين بُقَعيَّتين، حيث يتم إرسال مجالات ترددية غير مستمرة أو غير متجاورة عبرهما إلى منطقتين جغرافيتين مختلفتين على الأرض بناءً على المتطلبات الديموغرافية [16]. تقوم تشكيلات المرشحات ثنائية المجالات بتجميع مجالين ترددييين غير متجاورين من أجل الإرسال ضمن حزمة إشعاعية بقعية واحدة بينما تقوم برفض مجالات التمرير من الحزم الإشعاعية الأخرى. بشكل مشابه، في نظام الاتصالات اللاسلكية المبين في الشكل 1-10، يمكن لمرشحات الدخل والخرج متعددة المجالات أن تتعامل مع مكبرات منخفضة الضجيج ومكبرات استطاعة متعددة المجالات، من أجل إرسال واستقبال إشارات حوامل لاسلكية متعددة عبر هوائي واحد [16]. إن هذه البنية المبسطة للأنظمة تمكن مصمم النظام من زيادة عدد القنوات وبالتالي تحسين فعالية النظام. لذلك فقد شكلت المرشحات متعددة مجالات التمرير في الآونة الأخيرة موضوع بحث ملحوظ [43] – [49].

تدعم أنظمة الاتصالات الحديثة إذاً عدة معايير تعمل على عدة مجالات ترددية. على سبيل المثال، يعمل GSM (Global System for Mobile communication) على المجالين الترددييين 900 MHz و1800MHz، ويستخدم LTE (Long Term Evolution) المجالين 800MHz و 2600MHz

[50]، بينما يدعم WLAN (Wireless Local Area Network IEEE 802.11) المجالين الترددين 2.4 GHz و5 GHz [51]. وبالتالي فإن التطور في معايير الاتصالات وتطبيقاتها خلق الحاجة الماسة لتصميم الأنظمة اللاسلكية متعددة مجالات التمرير، والتي تحتاج بدورها إلى مرشحات متعددة مجالات التمرير.




**الشكل 1-9: عدة مجالات موزعة على عدة حزم إشعاعية بقعية في نظام HTS [16].**




**الشكل 1-10: عدة مجالات ترددية تحمل عدة حوامل في نظام اتصالات [16].**

ومن هنا يتبين لنا أهمية المرشحات متعددة مجالات التمرير المستخدمة في أنظمة الاتصالات أياً كان نوعها، من أجل دعم أكبر عدد من المستخدمين ضمن الطيف الترددي المتاح، مع الحفاظ على جودة الخدمات المقدمة لهم.

## 4.1 هدف البحث

إن الهدف الرئيسي لهذه الأطروحة هو تطوير منهجية عملية لتصميم مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة من أجل تحقيق وظيفة الترشيح متعدد مجالات التمرير ، وإثبات جدوى تحقيق مرشحات متعددة مجالات التمرير عالية الجودة في بنى أدلة الموجة المصغرة. على وجه التحديد، يتم التحقيق في الموضوعات البحثية التالية في هذه الأطروحة:

1) تركيب مرشحات ثنائية مجالات التمرير اعتماداً على مصفوفات الترابط المركبة باستخدام تقنيات التحويل الترددي.
2) تركيب مرشحات ثلاثية مجالات التمرير اعتماداً على مصفوفات الترابط المركبة باستخدام تقنيات التحويل الترددي.
3) تعميم تقنيات التحويل الترددي للحصول على مرشحات متعددة مجالات التمرير.
4) تصميم وتنفيذ مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير لاختبار تقنيات التركيب باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة.

## 5.1 أهمية البحث

تبرز أهمية العمل في هذا المجال في جوانب عِدّة، منها الأكاديميّة البحثيّة ومنها التطبيقيّة والتجاريّة. وبالتالي من المفيد مواكبة هذا النوع من الأبحاث التي تعتبر مهمة لشركات الاتصالات من حيث تطوير منظوماتها ورفع مستوى أداءها وخدماتها من أجل تلبية الطلب المتزايد على زيادة سرعات نقل المعلومات لتخديم عدد أكبر من المستخدمين بالجودة المطلوبة.

منذ اقتراح هذه الأنواع من المرشحات بحيث تكون متاحةً أمام الشركات المعنية، عملَ عدد كبير من الباحثين في تطوير الخصائص والتقانات لتحسينها. وقد تم التحسين على هذه المرشحات من حيث التطبيق المراد لها. فمن الباحثين من اهتم بتصغير حجومها، ومنهم من اهتم بمكاملتها مع أجزاء أخرى من المنظومات العاملة فيها. بينما اهتم آخرون بالحصول على مرشحات متعددة مجالات التمرير تتحمل استطاعات عالية بغرض تركيبها في مرسلات ذات استطاعات عالية. كما أن البعض منهم سعى وراء تحسين الاستجابة من حيث دقتها المطلوبة ومقدار التخميد بين مجالات التمرير، الأمر الذي يعزز العزل بين المجالات الترددية بغية زيادة العزل بين القنوات، و لايزال العمل والبحث جاري حتى الآن من أجل الحصول على التحسينات المنشودة والتي ذكرنا بعضها أعلاه.

## 6.1 مسوغات البحث

لقد فَرَضَ الطلب المتزايد على جودة الاتصالات وخدماتها تحدياتٍ كثيرةً على نظم الاتصالات بأنواعها المختلفة. وتطلَّب ذلك تحسينات على مفردات كثيرة في هذه النظم. من هذه المتطلبات إمكانية العمل على معايير مختلفة تستخدم مجالات ترددية مختلفة. وانسحب ذلك على مفردات أو مكونات هذه النظم. حيث تُعتبر المرشحات من المكونات المهمة في تلك النظم، نساهم في هذا العمل بالبحث في تطوير هذه المرشحات. وبإجراء مراجعة بسيطة للجدول 1-1 يمكننا أن نلاحظ طريقة إدخال أصفار النقل في تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير تتفوق على غيرها من حيث المعايير المذكورة في الجدول. وهذا ما يدفعنا لاتِّباع هذه الطريقة في هذه الأطروحة.

## 7.1 محددات البحث

إن أحد الأجزاء الحاسمة في تصميم المرشح متعدد مجالات التمرير هو تصميم مصفوفة الترابط وعوامل $Q$ الخارجية باستخدام مواصفات المرشح المطلوبة. بشكل عام، هناك طريقتان للحصول على مصفوفة الترابط؛ الأولى هي الأمثلة، والأخرى هي التركيب التحليلي. في هذه الأطروحة، تم دراسة تقنية التركيب التحليلي لمرشح متعدد مجالات التمرير. بالمقارنة مع طرائق الأمثلة، توفر تقنية التركيب التحليلي هذه حلاً سريعاً وفعالاً للغاية من أجل تصميم هذا النوع من المرشحات. وتم أيضاً تقديم مفاهيم مصفوفة الترابط وعوامل $Q$ الخارجية، بالإضافة إلى تقنيات التركيب الكلاسيكية للمرشحات في الفصل الثاني. إن جميع مصفوفات الترابط المقدمة في هذه الأطروحة عبارة عن مصفوفات $n \times n$ ، كل منها يحدد معاملات الترابط بين رنانات المرشح [2].

تعتمد هذه الطريقة على التحويل الترددي من مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى مجال الترددات الحقيقية للمرشح متعدد مجالات التمرير. من وجهة نظر طبولوجية، يتحقق التحويل الترددي باستخدام ما يسمى بالرنانة متعددة مجالات التمرير، والتي تُعد كتلة البناء الأساسية للمرشح متعدد مجالات التمرير. طالما أن مواصفات الترشيح معطاة بشكل واضح، يمكن أن تضمن هذه التقنية وجود حل يحقق المواصفات المطلوبة. هذا يعني أنه من الممكن توليد مرشح متعدد مجالات التمرير ذو مواصفات ما محددة، حيث يمكن حساب مصفوفة الترابط وعوامل الجودة $Q$.

**يتحدَّدُ هذا البحث من خلال النقاط التالية:**

- النظريات الأساسية المستخدمة في تصميم المرشحات: وهي تتضمن النظرية العامة للمرشحات، نظرية مصفوفة الترابط، تقنيات التركيب الكلاسيكية لمرشحات تمرير المجال. كما نناقش كثيرات الحدود المميزة المستخدمة في تقنيات التركيب التحليلية للمرشحات، وقد تم تغطية هذه النقاط في الفصل الثاني.

- استخدام تقنية تركيب تحليلية للمرشحات ثنائية وثلاثية مجال التمرير، ومن ثم تعميم هذه الطريقة على مرشحات متعددة مجالات التمرير. وتمت تغطية هذه النقاط في الفصل الثالث.
- إيجاد نموذج رياضي ونموذج دارة مكافئة للمرشحات المعطاة في النقطة السابقة حيث يتم تقديم الموسطات $S$ ومصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية. وتمت تغطية هذه النقاط في الفصل الثالث.
- إيجاد منهجية سهلة لتحويل موسطات النماذج الرياضية التي نحصل عليها إلى أبعاد فيزيائية يمكن تحقيقها عملياً من أجل التصميم والاختبار بالمحاكاة والقياس. وتم تغطية هذه النقطة في الفصل الرابع.
- استقراء خلاصة العمل المتبع في فترة البحث ودراسة إمكانيات التطوير الممكنة أيضاً واقتراح طريقة لتطوير إضافي. وهذه النقاط مغطاة في كل من خاتمة البحث والآفاق المستقبلية.

## 8.1 حدود البحث

الحد المكاني: جرى تنفيد هذا البحث في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة دمشق.

الحد التقاني: - جرى استخدام برمجية MATLAB للتحقق من النمذجة الرياضية للمرشحات متعددة مجالات التمرير (علاقات التحويل الترددي ومصفوفات الترابط).

- جرى استخدام برنامج MWO للتحقق من نماذج الدارات المكافئة المستنتجة.
- جرى استخدام برنامج CST Studio suite من أجل الحصول على منهجية تحويل عناصر مصفوفة الترابط إلى أبعاد فيزيائية عملية للمرشحات متعددة مجالات التمرير. ومن ثم محاكاة تلك المرشحات للحصول على استجاباتها.
- استخدام آلة تفريز لتنفيذ المرشحات المصممة باستخدام الألمنيوم الخلائطي.
- جرى استخدام Network Analyzer لقياس المرشحات المنفذة عملياً.

الحد الزمني: استغرق تنفيذ البحث مدة ثلاث سنوات وأحد عشر شهراً اعتباراً من تاريخ 2019/8/29 ولغاية 2023/7/29.

الحد العلمي: جرى اتباع منهجية تحليلية في تركيب مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير وتعميمها بأكثر من طريقة لتركيب مرشحات متعددة مجالات التمرير. وجرى وضع منهجاً دقيقاً لنقل موسطات النماذج الرياضية الناتجة إلى موسطات فيزيائية عملية للمرشحات ذات الرنانات المشطية المتداخلة.

## 9.1 منهج البحث وأدواته

تم اعتماد مراجع علمية من كتب ومقالات في مجلات علمية معتمدة في البحث العلمي كأدوات للبحث أثناء فترة التحضير لهذه الأطروحة. اعتُمِدَ في هذا البحث على منهجية تحليلية بحتة في إيجاد مصفوفة الترابط للمرشح والتي تُعتبر نموذجاً رياضياً للمرشح. تم اعتماد تقنيات تحويل ترددي متوافرة في

الأدبيات العلمية، وللتحقق من فعالية هذه التقنيات في تصميم المرشحات المنشودة، تم رسم الاستجابات الترددية انطلاقاً من صيغ التحويل باستخدام برنامج MATLAB (R2018a). ومن ثم تم التأكد من صحة النموذج الرياضي بطريقتين: الأولى هي رسم الاستجابة بناءً على مصفوفة الترابط المستخرجة باستخدام برنامج MATLAB، والطريقة الثانية هي استخراج دارة مكافئة للمرشح متعدد مجالات التمرير ومن ثم محاكاة هذه الدارة باستخدام أحد برامج محاكاة الدارات (تم استخدام برنامج Microwave Office(إصدار العام 2015)). بعد التحقق من صحة النموذج، تم التوجه إلى تحويل النموذج إلى نموذج فيزيائي مكافئ قابل للتحقيق عملياً باستخدام بعض المحاكيات في أحد برامج محاكاة البنى الكهرطيسية ثلاثية الأبعاد وهو برنامج المحاكاة CST Studio Suite (Eigenmode Solver وFrequency Domain Solver)، حيث تم وضع منهجية سهلة وبسيطة تساعد في الحصول على الأبعاد الفيزيائية. ومن ثم تمت محاكاة بعض المرشحات المصممة باستخدام المحاكي Frequency Domain Solver في البرنامج CST Studio Suite(إصدار العام 2020) للتأكد من صحة النموذج الناتج. وفي النهاية تم تصنيع بعض المرشحات (ثلاثة مرشحات) وقياسها باستخدام Scalar Network Analyzer(من طراز IFR 6823A 10MHz-20GHz) للتحقق من صحة نتائج المحاكاة المنفذة. تُعتبر البرامج المستخدمة من أهم البرامج التي يمكن استخدامها في هكذا أنواع من الأبحاث والدراسات، فهي تؤمن بيئات عمل متكاملة تتيح للباحثين العمل بأمان بمراعاة بعض الشروط التي تقارب النموذج المحاكى في الواقع العملي.

## 10.1 بنية الأطروحة

تتألف هذه الأطروحة من أربعة فصول:

تم في الفصل الأول تقديم الإطار العام للبحث والذي تضمن الحوافز وراء العمل في هذه الأطروحة والغرض من هذا العمل. كما أجريت بعض الدراسات المرجعية حول المرشحات متعددة مجالات التمرير.

يتناول الفصل الثاني النظريات الأساسية المستخدمة في تصميم المرشحات. وهي تتضمن النظرية العامة للمرشحات، نظرية مصفوفة الترابط وتقنيات التركيب الكلاسيكية لمرشحات تمرير المجال. كما يناقش كثيرات الحدود المميزة المستخدمة في تقنيات التركيب التحليلية للمرشحات من أجل رسم موسطات S.

يعرض الفصل الثالث تقنية تركيب تحليلية للمرشحات متعددة مجالات التمرير. للتمكن من رؤية درجة الحرية في تقنية التركيب هذه، تم تقديم عدة أمثلة لمرشحات متعدة مجالات التمرير، لكل من المجالات عرض مختلف، مع الحفاظ على نفس شكل الاستجابة. ومن أجل كل مثال، تم إيجاد موسطات S بمساعدة مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية. جرى اتباع منهجية تحليلية بحتة لتركيب

المرشحات ثنائية و ثلاثية مجالات التمرير اعتماداً على تقنية التحويل الترددي، حيث استخدمت تقنيتين لتركيب مرشحات ثلاثية مجالات التمرير بالاعتماد على صيغتين مختلفتين من صيغ التحويل الترددي. وبالاعتماد على التقنيتين المذكورتين، تم تعميم هذه التقنيات للحصول على ثلاثة طرائق مختلفة لتركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير .

يقدم في الفصل الرابع تصاميم لعدة مرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام تقنية الرنانات المشطية المتداخلة Interdigital Filter. حيث تم بدايةً تقديم تقنية التصميم الكلاسيكية لمرشحات الرنانات المشطية المتداخلة. ومن ثم تمت عرض المنهجية المقترحة لتحويل عناصر مصفوفة الترابط إلى أبعاد فيزيائية لمرشح الرنانات المشطية المتداخلة. وفي الجزء الثاني تم تقديم تصاميم حول مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير مع نتائج المحاكاة والقياس. كما تضمن هذا الفصل أيضاً مناقشة عامة حول النتائج التي تعطيها المرشحات المصممة والمنفذة .

# الفصل الثاني

# الأسس النظريّة للمرشحات

# Theoretical Basics of Filters

نستعرض في هذا الفصل النظريات الأساسية المستخدمة في تصميم المرشحات. وهي تتضمن النظرية العامة للمرشحات، نظرية مصفوفة الترابط وتقنيات التركيب الكلاسيكية لمرشحات تمرير المجال. كما نستعرض كيفية استخراج موسطات $S$ من مصفوفة الترابط من أجل رسم استجابة المرشح.

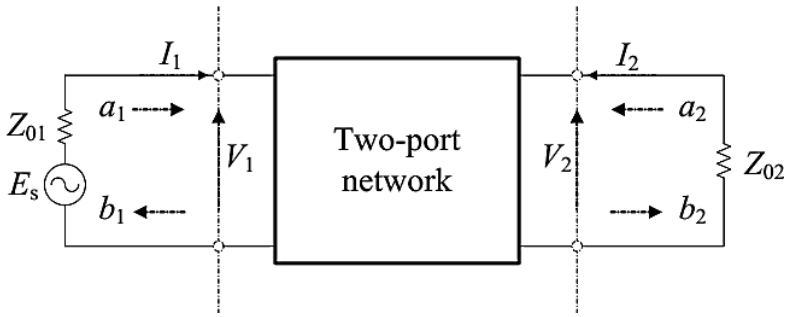
# الفصل الثاني

# الأسس النظريّة للمرشحات Theoretical Basics of Filters

## 1.2 مراجعة حول مرشحات الأمواج الميكروية

إن المرشح هو جهاز انتقاء ترددي، وله غالباً بوابتين. يسمح المرشح بتمرير مجال أو عدة مجالات من الترددات المرغوبة من دخله إلى خرجه بينما يمنع بقية المجالات الترددية غير المرغوبة من المرور عبره. بشكل عام، يمكن تصنيف المرشحات لأربعة أنواع: مرشح تمرير منخفض، مرشح تمرير عالي، مرشح تمرير مجال ومرشح منع مجال [53]. وفقاً لتوابع الترشيح المختلفة، يوجد عدة أصناف للاستجابات، حيث سنناقش هنا الاستجابات من نوع Chebyshev، Butterworth وQuasi-Elliptic [54].

يبين الشكل 2-1 مخطط شبكة ثنائية البوابة موصولة مع منبع وحمل، حيث تُستخدم هذه الشبكة في الطرائق الكلاسيكية لتحليل المرشحات. في الشكل 2-1، $V_1$ و $V_2$ و $I_1$ و $I_2$ هي متحولات الجهود والتيارات عند البوابتين؛ $Z_{01}$ و $Z_{02}$ هي الممانعات الطرفية؛ $E_s$ هو جهد المنبع [2].




**الشكل 2-1: تمثيل لشبكة ثنائية البوابة مع متحولات الشبكة [2].**

حيث $a_1$ و $a_2$ و $b_1$ و $b_2$ هي متحولات موجية. عادة ما يتم استعمال المتحولات الموجية بسبب صعوبة قياس الجهود والتيارات عند الترددات الراديوية والميكروية. حيث ترمز $a$ و $b$ إلى الأمواج الواردة والأمواج المنعكسة على التوالي، ويتم التعبير عنها بدلالة الجهود والتيارات على الشكل التالي [2]:

$$a_n = \frac{1}{2}\left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} \cdot I_n\right)$$
$$b_n = \frac{1}{2}\left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} \cdot I_n\right) \qquad : n = 1\,,2 \qquad (1\text{-}2)$$

لنفس السبب المذكور أعلاه، نستخدم ما يسمى بموسطات التبعثر أو الموسطات $S$ كي نعبر عن استطاعة الأمواج الممررة (Transmitted) والأمواج المنعكسة [16]. تعطى موسطات $S$ للشبكة ثنائية البوابة والمبينة في الشكل 2-1 كما يلي [2]:

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0}$$
$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} \tag{2-2}$$

إن موسطات $S$ التي نحصل عليها من العلاقات (2-2) تكون صحيحة بشرط أن يكون توافق الممانعات عند بوابتي الدخل والخرج مثالياً. حيث $S_{11}$ و $S_{22}$ هما معاملي الانعكاس، بينما $S_{21}$ و $S_{12}$ هما معاملي التمرير. في هذه الأطروحة نعتبر أن المرشحات المصممة هي شبكات ثنائية البوابة عكوسة Reciprocal ومتناظرة Symmetrical، أي سيكون دائماً $S_{12} = S_{21}^*$ و $S_{11} = S_{22}$. إن موسطات $S$ هي قيم عقدية، يُعبَّر عنها عادةً بالشكل الطوري أي على شكل مطال وطور. نعبر عن مطالات موسطات $S$ كالتالي [2]:

$$L_A = -20\log_{10}|S_{21}| \quad \text{dB}$$
$$L_R = -20\log_{10}|S_{11}| \quad \text{dB} \tag{3-2}$$

حيث $L_A$ و $L_R$ ترمزان إلى فقد التمرير وفقد الإرجاع على التوالي. عادةً ما يتم الاعتماد على تأخير المجموعة $\tau_d$ بدلاً من طور $S_{21}$ (أي $\phi_{21}$) من أجل توصيف الاستجابة الطورية للمرشح، والذي يُعرف على الشكل التالي [2]:

$$\tau_d = -\frac{d\phi_{21}}{d\omega} \tag{4-2}$$

حيث $\phi_{21}$ هي الزاوية أو الطور بالراديان، $\omega$ هو التردد الزاوي بواحدة Rad/Sec. إن تأخير المجموعة هو التأخير الزمني الحقيقي الذي تستغرقه موجة تسري من بوابة دخل المرشح إلى بوابة خرجه.

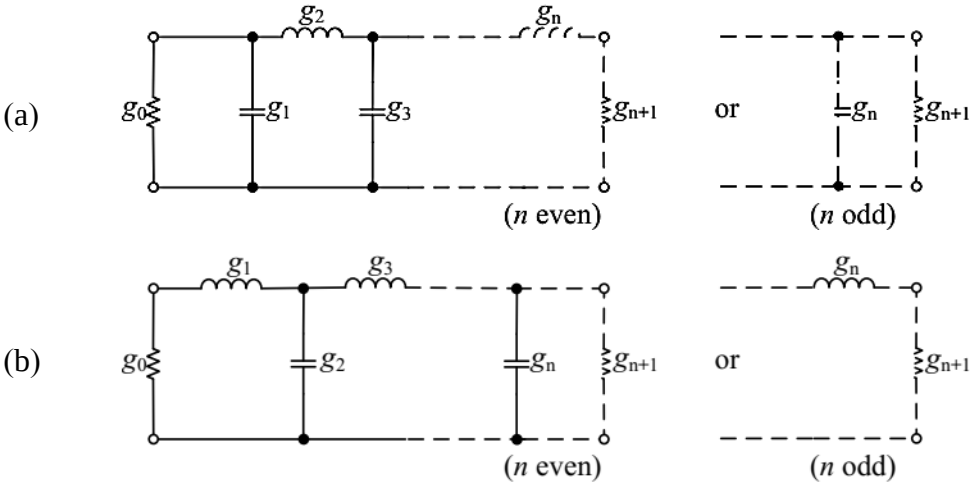
## 2.2 مرشحات النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض وتوابع تحويل المرشح

### 1.2.2 مرشحات النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض

يلعب مرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض دوراً مهماً في تحقيق تابع تحويل المرشح إلى دارة حقيقية، والذي يمكن اعتباره جزءاً حرجاً في عملية تركيب المرشحات [55] – [57]. يبين

الشكل 2-2 بنية الشبكة السلمية لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض مع البنية القرينة لها. تعتمد هذه الشبكات على العناصر المجمعة Lumped Elements التي تتضمن مكثفات وملفات ومقاومات.

كلتا الشبكتين المذكورتين تُنتِجان نفس استجابة مرشح متعدد الأقطاب من الدرجة $n$. $g_0$ و $g_{n+1}$ ترمزان إلى المقاومة أو الناقلية على طرفي الشبكة، وعادةً ما تأخذان القيمة 1. بينما $g_1$ حتى $g_n$ ترمز إلى ذاتيات أو سعات عناصر المرشح. يبدأ تصميم مرشحات الأمواج الميكروية، بشكل عام، بمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض منسوب ذو عنصر المنبع ($g_0 = 1$) وقيمة تردد القطع الزاوي ($\Omega_c = 1$) [16]. هذا ما يبسِّط إجرائية تصميم المرشح، حيث أن مرشح النموذج الأولي له ممانعات منسوبة وعرض مجال منسوب. ومن ثم يمكننا أن نحصل على استجابة تمرير المجال بتطبيق التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى نموذج تمرير المجال. بالاعتماد على قيم كل من العناصر (الملفات والمكثفات)، يمكن لدارة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض أن تولِّد مختلف أنواع الاستجابات. وبما أن معظم التصاميم في هذه الأطروحة تعتمد على الاستجابة ذات التعرج المتساوي (Chebyshev)، سنشرح بشيء من التفضيل أولاً استجابة Chebyshev. ومن ثم سنورد مناقشة مختصرة حول الاستجابة ذات التسطح الأعظمي Butterworth والاستجابة شبه البيضوية Quasi Elliptic. سنورِد في الفقرات التالية إجرائيات التركيب لقيم $g_i$ من أجل مرشح Chebyshev و Butterworth.




**الشكل 2-2: مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض (a) بنية الشبكة السلمية (b) البنية القرينة لها [16].**

## 2.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Chebyshev وتابع تحويله

إن استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Chebyshev تكون ذات تعرج Ripple متساوي ضمن مجال التمرير وذات تسطح أعظمي خارج مجال التمرير. هذا مبين في المثال الموضح في الشكل 2-3. يمكننا أن نعرِّف استجابة Chebyshev بتابع مربع المطال التالي [2]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cdot T_n^2(\Omega)}$$
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 + |S_{11}(j\Omega)|^2 = 1 \quad (5\text{-}2)$$

حيث: $\Omega$ هي التردد الزاوي (Rad/Sec) في مجال الترددات المنسوبة، $\varepsilon$ هي عامل التعرج والذي يمكن أن نحصل عليه من مستوى التعرج ضمن مجال التمرير $L_{Ar}$ (قيمة التخميد الأعظمي في مجال التمرير الموضح في الشكل 2-3 (b)) على الشكل التالي [2]:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (6\text{-}2)$$

$T_n(\Omega)$ هو تابع Chebyshev والذي يمكن تعريفه على الشكل التالي [2]:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cdot \cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \le 1 \\ \cosh(n \cdot \cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| > 1 \end{cases} \quad (7\text{-}2)$$

حيث $n$ هي درجة المرشح Chebyshev، ما يعني أن عدد عناصر دارة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض يساوي $n$، كما هو موضح في الشكل 2-2.

يبين الشكل 2-3 (a) استجابة Chebyshev من الدرجة الخامسة؛ ومن أجل إيضاح التعرج ضمن مجال التمرير، يبين الشكل 2-3 (b) تكبيراً للاستجابة $S_{21}$ ضمن مجال التمرير. بما أن هذا المرشح يشكل نموذجاً أولياً، فإن تردد القطع الزاوي له يكون منسوباً إلى الواحد أي $\Omega_c = \pm 1$. مستوى التعرج ضمن مجال التمرير $L_{Ar}$ يساوي تقريباً 0.0436 dB، والذي يقابل معامل فقد إرجاع أعظمي قيمته 20dB في مرشح عديم المفاقيد (أي $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$). بما أن كل أصفار النقل في $S_{21}$ متوضعة في اللانهاية، فإنه عادةً ما يسمى بمرشح Chebyshev متعدد الأقطاب. يمكن إيجاد قيم $g_i$ لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض من نوع Chebyshev باستخدام مجموعة العلاقات التالية:

$$g_0 = 1.0 \quad (8\text{-}2)$$

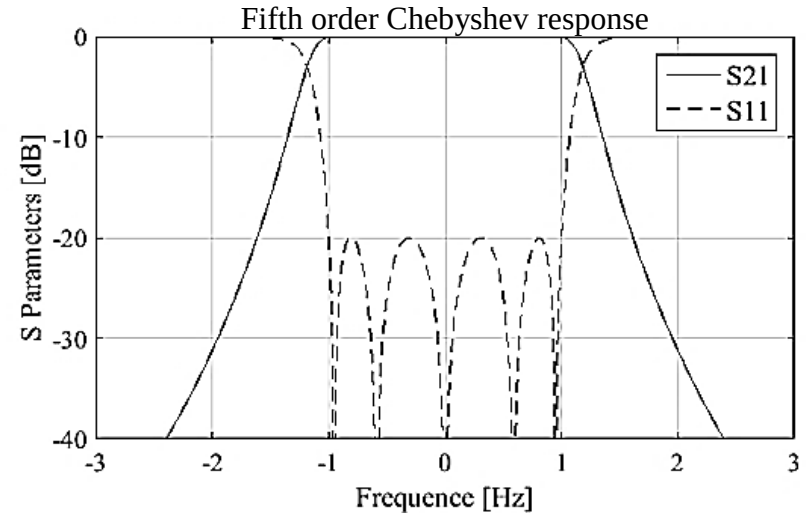
$$g_1 = \frac{2}{\gamma}\sin(\frac{\pi}{2}) \quad (9\text{-}2)$$

$$\vdots$$

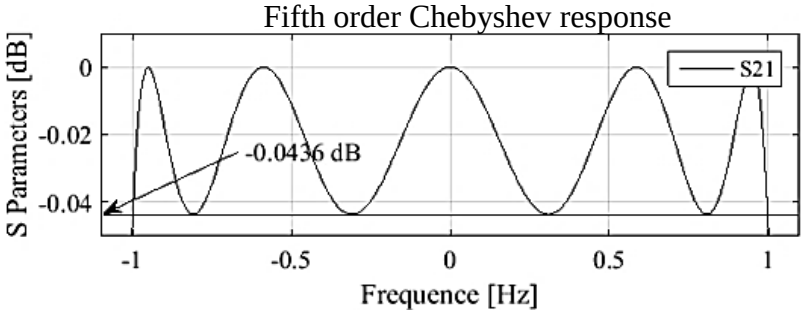
$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \cdot \frac{4\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \quad (10\text{-}2)$$

⋮

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & : n \quad odd \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & : n \quad even \end{cases} \tag{11-2}$$




(a) الاستجابة المطالية للموسطات $S$




(b) تكبير للاستجابة $S_{21}$ ضمن مجال التمرير لإظهار التعرج ضمنه

**الشكل 2-3: استجابة نموذج أولي ذو تمرير منخفض من نوع Chebyshev حيث فقد الإرجاع يساوي 20dB [2].**

حيث:

$$\beta = \ln\left(\frac{\sqrt{1+\varepsilon}+1}{\sqrt{1+\varepsilon}-1}\right) \tag{12-2}$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \tag{13-2}$$

حيث $\beta$ و $\gamma$ هما متحولان يُعرفان فقط من أجل تركيب قيم $g_i$. فمن أجل مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Chebyshev من الدرجة الخامسة ذو الاستجابة المبينة في الشكل (2-3)، يمكننا حساب قيم $g_i$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) وهي موضحة في الجدول (2-1).

**الجدول 2−1 قيم $g_i$ لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Chebyshev من الدرجة الخامسة [53] .**

| $g_0$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.9714 | 1.3721 | 1.8014 | 1.3721 | 0.9714 | 1 |

## 3.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Butterworth وتابع تحويله

إن استجابة Butterworth هي استجابة ذات تسطح أعظمي ضمن مجال التمرير ولذلك تسمى باستجابة التسطح الأعظمي أو Maximally Flat. يُعرَّف تابع تحويل مربع المطال لمرشحات Butterworth بالعلاقة التالية [57]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cdot \left(\frac{\Omega}{\Omega_C}\right)^{2n}} \qquad (14\text{-}2)$$

حيث $\varepsilon$ هي عامل التعرج المعطى بالعلاقة 2-6. وبالرغم من ذلك، على عكس مرشحات Chebyshev، يُعرَّف تردد القطع $\Omega_c$ بالنقطة الترددية المقابلة لفقد تمرير يساوي 3dB وهي النقطة الترددية التي يكون عندها $\varepsilon = 1$. وبالتالي من أجل مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من نوع Butterworth، يمكننا إعادة كتابة العلاقة (2-14) على الشكل التالي [2]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \qquad (15\text{-}2)$$

أما قيم $g_i$ الواردة في الشكل 2-2 من أجل مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض من نوع Butterworth فيمكن حسابها من خلال مجموعة العلاقات التالية [2]:

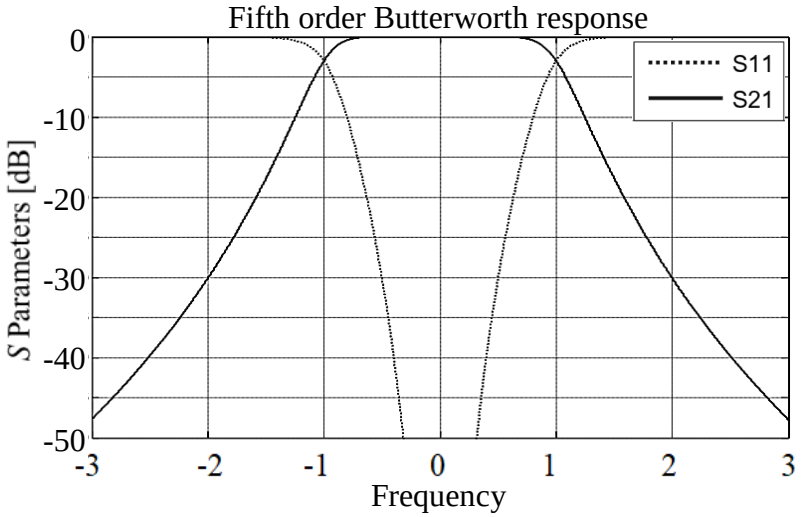
$$g_i = 1.0 \qquad : (i = 0, n+1) \qquad (16\text{-}2)$$

$$g_i = 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \qquad :(i = 1, \dots, n) \qquad (17\text{-}2)$$

على سبيل المثال، من أجل مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Butterworth من الدرجة الخامسة، فإن قيم $g_i$ تكون وفقاً للعلاقات (2-16) و (2-17) كما هي مبينة في الجدول 2-2، أما استجابة هذا النموذج فتكون كما هي موضحة في الشكل 2-4.

**الجدول 2-2 قيم $g_i$ لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Butterworth من الدرجة الخامسة [53].**

| $g_0$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.6180 | 1.6180 | 2 | 1.6180 | 0.6180 | 1 |




**الشكل 2-4 استجابة مرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض نوع Butterworth من الدرجة الخامسة.**

## 4.2.2 استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض نوع Quasi Elliptic وتابع تحويله

تستخدم المرشحات ذات الاستجابة Elliptic عند الحاجة إلى انتقائية ترددية عالية، وذلك بفضل إمكانية توضيع أصفار النقل لهذا النوع من المرشحات عند ترددات محدودة. للمرشحات ذات الاستجابة Elliptic قطعاً أكثر حديَّةً مقارنةً بمرشحات Chebyshev أو Butterworth [58]. هذه الميزة تحسِّن من الانتقائية الترددية للمرشح. وبالرغم من ذلك، بسبب إجرائية التركيب شديدة التعقيد وتنفيذ الدارة بالغ الصعوبة، فإن الخيار البديل الأكثر عملانيَّةً من المرشحات ذات الاستجابة Elliptic هو المرشحات ذات الاستجابة Quasi Elliptic. حيث في هذه المرشحات يوجد أصفار نقل تقع عند ترددات محدودة وترددات في اللانهاية [59].

يُعرَّف تابع تحويل مربع المطال للمرشحات ذات الاستجابة Quasi Elliptic بالعلاقة [60]:

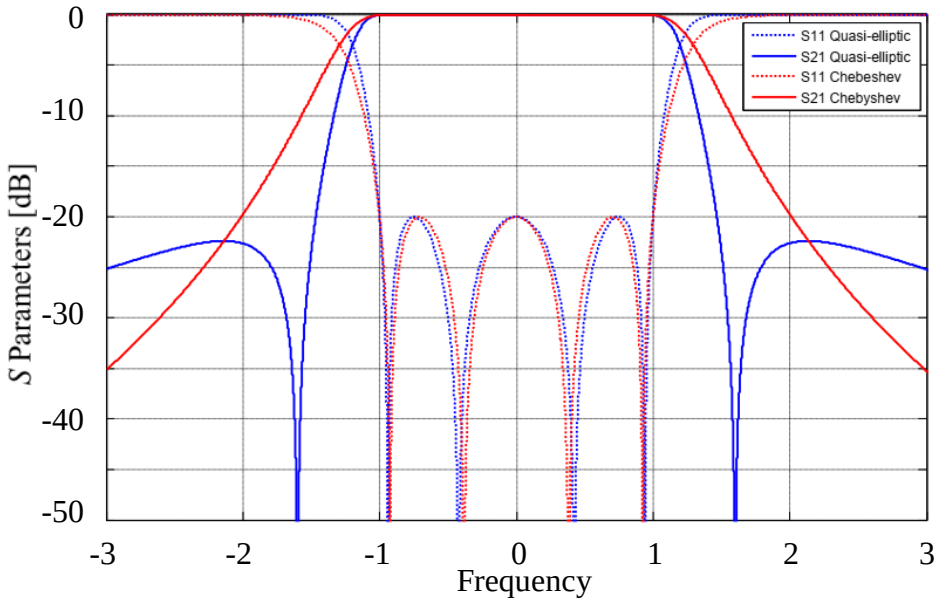
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cdot F_N^2(\Omega)} \qquad (18\text{-}2)$$

حيث يُعبَّر عن $F_N(\Omega)$ بالعلاقة [60]:

$$F_N = \cosh\left[(n-2)\cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega - 1}{\Omega_a - \Omega}\right) + \cosh^{-1}\left(\frac{\Omega_a\Omega + 1}{\Omega_a + \Omega}\right)\right] \qquad (19\text{-}2)$$

حيث $n$ هي درجة المرشح، $\Omega = \pm\Omega_a$ $(\Omega_a > 1)$ هي ترددات أصفار النقل خارج مجال التمرير. يمكننا أن نجد إجرائية التركيب المفصلة للمرشحات Quasi Elliptic في عدة مراجع علمية مثل [59] و [61]. وبالرغم من ذلك، إجرائية التركيب معقدة ولا يوجد صيغ صريحة تعطي قيم $g_i$ [54]. ولذلك توجد بعض الجداول التصميمية التي يمكن استخدامها في تصميم المرشحات Quasi Elliptic [60].

تعتبر الأمثّلة إحدى الطرائق البديلة من أجل تصميم المرشحات Quasi Elliptic. وكمثال نقدمه هنا، يبين الشكل 2-5 استجابة لمرشح نموذج أولي ذو تمرير منخفض Quasi Elliptic. حيث فقد الإرجاع الأعظمي يساوي 20dB، بينما يقع صفري النقل خارج مجال التمرير عند الترددين الزاويين $\Omega = \pm 1.6$. من أجل المقارنة، يُظهر الشكل 2-5 أيضاً استجابة من نوع Chebyshev لها نفس فقد الإرجاع ضمن مجال التمرير. يمكننا أن نلاحظ من الشكل أن استجابة المرشح Quasi Elliptic ذات انتقائية ترددية أعلى من مرشح Chebyshev بين منطقتي أصفار النقل.




**الشكل 2-5: استجابة المرشح Quasi Elliptic ذو صفري نقل عند $\Omega=\pm 1.6$ باللون الأزرق، الأحمر مرشح Chebyshev.**

## 3.2 قالب الممانعة أو السماحية

ندعو قالب الممانعة بالقالب $K$ وقالب السماحية بالقالب $J$ [2]. إن القالب $K$ أو القالب $J$ هو خط نقل طوله ربع طول الموجة قيمة ممانعته المميزة $K$ أو قيمة سماحيته المميزة $J$ عند كل الترددات.

يبين الشكل 2-6 المخطط الكهربائي لقالب الممانعة $K$ وقالب السماحية $J$ بين ممانعة أو سماحية أحد البوابتين والممانعة أو السماحية المنظورة من البوابة الأخرى، حيث؛ تُعطى قيمة الممانعة أو السماحية كالتالي [57]:




**الشكل 2-6: مخطط الدارة التعريفي لقالب الممانعة $K$ وقالب السماحية $J$ [57].**

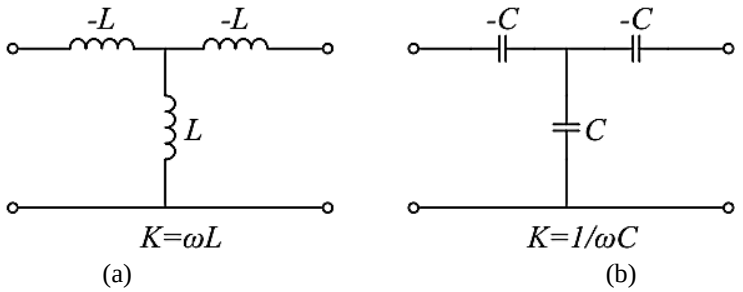
$$Z_K = \frac{K^2}{Z}, \qquad Y_J = \frac{J^2}{Y} \tag{20-2}$$

تبين هذه العلاقات أنه بتحميل بوابة الخرج بممانعة $Z$ أو سماحية $Y$، فإن قالب الممانعة $K$ أوقالب السماحية $J$ سيحولهما إلى الممانعة $Z_K$ أو السماحية $Y_J$. إن قيمة كل من $K$ و $J$ هي قيمة حقيقية. كما تشير هاتين العلاقتين إلى أنه إذا تم تحميل الخرج بحمل سعوي أو تحريضي، فإن الممانعة المنظورة من الدخل ستكون تحريضية أو سعوية على التوالي، أي أنه يوجد إزاحة طورية بقدر $\pm 90°$ بين الخرج والدخل في كلتا حالتي القالب. يمكن استبدال القالب $K$ بالقالب $J$ إذا تحقق الشرط $K = 1/J$، وعندها سيكون للقالبين نفس خصائص القلب [54].

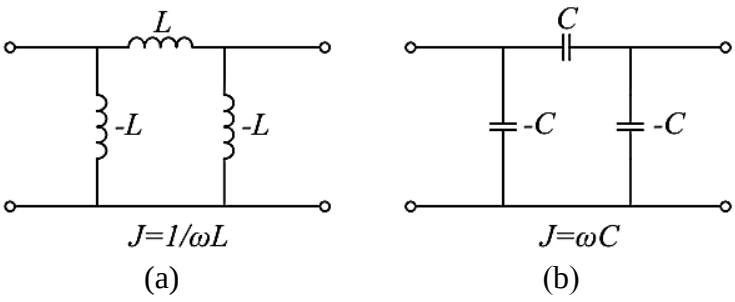
هناك عدة أشكال أخرى لدارات القالب بحالتيها، حيث يمكن تحقيقها بدارات مختلفة عن خط نقل طوله ربع طول الموجة، منها دارة العناصر المجمعة Lumped elements. على سبيل المثال الدارات المبينة في الشكلين 2-7 و2-8.

من المهم أن نرى أن قيم بعض عناصر الدارات المجمعة المكافئة هي قيم سالبة، وهذا يعني أنه من غير الممكن تحقيقها بعناصر حقيقية. ومع ذلك، عملياً، طالما أن القالبات هي كتل بناء أساسية في المرشحات ومن المفترض أن تكون ذات صلة بالرنانات، فإن العناصر ذات القيم السالبة يجب امتصاصها دائماً من قِبَل الرنانات المجاورة [54]. وحيث أنها ليست قالبات مثالية، ستكون حساسة للتغيرات في التردد، ولكن من أجل التطبيقات ضيقة المجال، تبقى ذات فاعلية مقبولة في التصميم. وفقاً لما ورد في [57]، عند استخدام هذه القالبات ذات العناصر المجمعة، يجب أن يكون عرض المجال النسبي للمرشح دون 20% إذا تم التصميم باستخدام رنانات نصف طول الموجة.

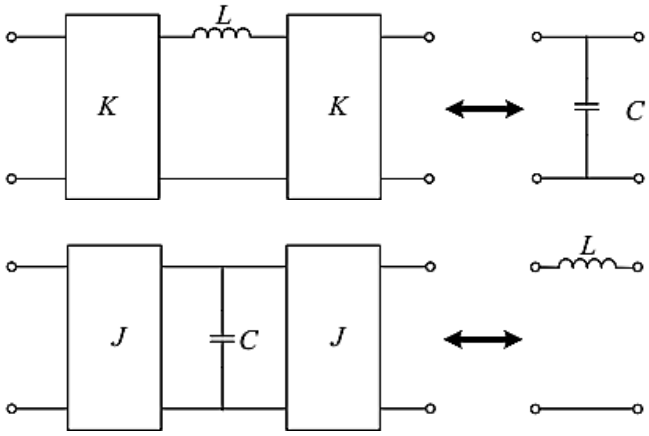
كما هو مبين في الشكل 2-9، إذا كان الملف ضمن شبكة ثنائية البوابة على شكل تسلسلي، يمكن رؤيته عند البوابات الخارجية من خلال القالبات وكأنه مكثف تفرعي من كلتا البوابتين والعكس بالعكس [2]. هذا ما يجعله أكثر ملائمةً في تنفيذ المرشح، وذلك لأنه يمكن التعامل مع ممانعة أو سماحية العنصر من خلال قيم $J$ أو $K$. على سبيل المثال، يمكن أن يتحول مرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض ذو الشبكة السلمية الوارد في الشكل 2-2 إلى الأشكال المبينة في الشكل 2-10 [2]. هذه البنية مفيدة في التحويل من ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى ترددات تمرير المجال، وهذا ما سنناقشه في الفقرة التالية. يمكن الحصول على معلومات تفصيلية أكثر في [2].



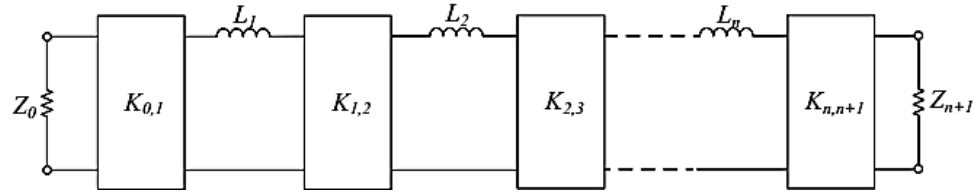

**الشكل 2-7: دارة عناصر مجمعة مكافئة لقالب الممانعة [57].**



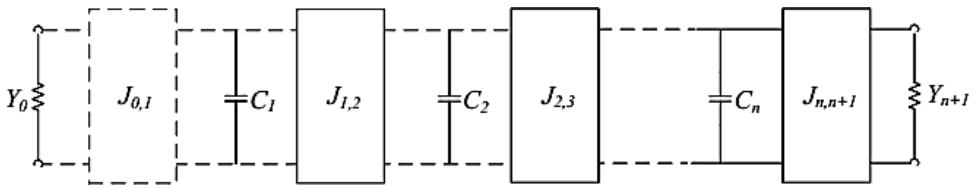

**الشكل 2-8: دارة عناصر مجمعة مكافئة لقالب السماحية [57].**




**الشكل 2-9: مكثف تفرعي وملف تسلسلي يمكن تبديلهما باستخدام قالب ممانعة وقالب سماحية [2].**




(a) باستخدام قالبات ممانعة




(b) باستخدام قالبات سماحية

**الشكل 2-10 نموذج أولي ذو تمرير منخفض معدَّل باستخدام قالبات ممانعة أو قالبات سماحية [2].**

## 4.2 التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى مرشح تمرير المجال

يبدأ التحويل الترددي عادةً بمرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض الوارد في الشكل 2-2. يمكن تحويل مرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى عدة أنواع من المرشحات؛ تقليدياً، مرشح التمرير المنخفض LPF، مرشح التمرير العالي HPF، مرشح تمرير المجال BPF ومرشح منع المجال BSF. سنناقش في هذه الفقرة التحويل من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال.

يمكن تحويل استجابة مرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى استجابة تمرير مجال ذو تردد مركزي ما $\omega_0$ وحافتي مجال تمرير $\omega_1$ و $\omega_2$، وذلك بتطبيق التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال التالي [2] [57] [62]:

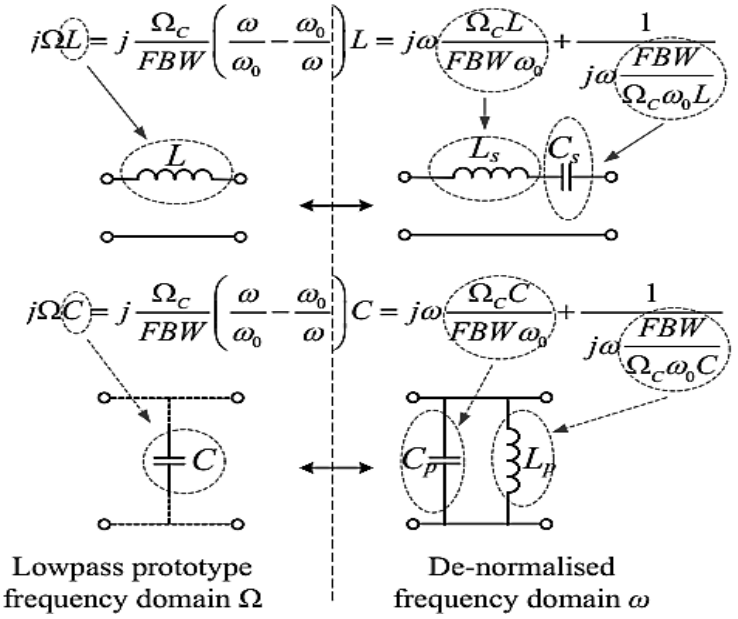
$$\Omega = B(\omega) = \frac{\Omega_C}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{21-2}$$

حيث FBW هو عرض المجال النسبي، ويمكن تعريف $FBW$ و $\omega_0$ على الشكل التالي:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{22-2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \tag{23-2}$$

بتطبيق العلاقة (2-21) على الملفات التسلسلية والمكثفات التفرعية المبينة في الشكل 2-10، سنجد أن الملفات التسلسلية أو المكثفات التفرعية في مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض قد تحولت إلى رنانات $LC$ تسلسلية أو تفرعية في مجال الترددات غير المنسوبة. يوضح الشكل 2-11 هذا التحويل.




**الشكل 2-11: مخطط كهربائي يبين التحويل من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال [53].**

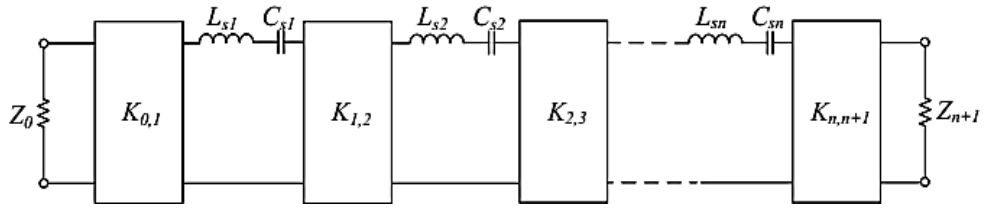
في الشكل 2-11، $L_s$ و $C_s$ هما عنصري الرنانة $LC$ التسلسلية، أما $L_p$ و $C_p$ هما عنصري الرنانة $LC$ التفرعية. وبشكل مشابه، بتطبيق التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال على مرشح النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض الوارد في الشكل 2-10 يمكننا أن نحصل على دارة تمرير المجال المبينة في الشكل 2-13 [57].

ويمكننا عندها أن نحصل على عناصر مرشح تمرير المجال باستخدام العلاقات التالية [2]:

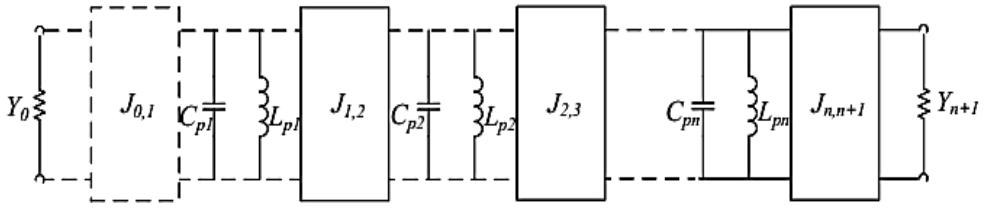
$$\begin{cases} L_{si} = \dfrac{\gamma_0 \Omega_C g_i}{FBW \cdot \omega_0} \\ C_{si} = \dfrac{FBW}{\gamma_0 \Omega_C g_i \omega_0} \end{cases} \qquad \begin{cases} L_{pi} = \dfrac{\gamma_0 FBW}{\Omega_C g_i \omega_0} \\ C_{pi} = \dfrac{\Omega_C g_i}{\gamma_0 FBW \omega_0} \end{cases} \tag{24-2}$$

حيث $\gamma_0$ هي عامل تقييس الممانعة المعرف بالعلاقة التالية [2]:

$$\gamma_0 = \begin{cases} \dfrac{Z_0}{g_0} \\ \dfrac{g_0}{Y_0} \end{cases} \tag{25-2}$$




(a) باستخدام قالبات ممانعة




(b) باستخدام قالبات سماحية

**الشكل 2-12 مرشح تمرير مجال ذو رنانات $LC$ وباستخدام قالبات ممانعة أو قالبات سماحية [57].**

بما أنه من الصعوبة بمكان أن نوجد عناصر الدارة المجمعة عند الترددات الراديوية والميكروية، فإن دارات العناصر الموزعة ستكون هي الخيار البديل الجيد في تصميم مرشحات الأمواج الميكروية. سنناقش دارات الرنانات المترابطة المستخدمة في تصميم دارات العناصر الموزعة في الفقرة التالية. تتيح دارة تمرير المجال المكافئة التي تحوي فقط قالبات ورنانات (الشكل 2-12) مرونة أكثر في تصميم دارات الرنانات المترابطة، كمرشحات النواقل الشرائحية الميكروية وأدلة الموجة. ومن المفيد أن نذكر هنا أن دليل الموجة المستطيل المصغر باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة هو ما سيتم استخدمه في الأمثلة الواردة في هذه الأطروحة حول المرشحات المنفذة.

## 5.2 تمثيل مرشحات الرنانات المترابطة بمصفوفات الترابط

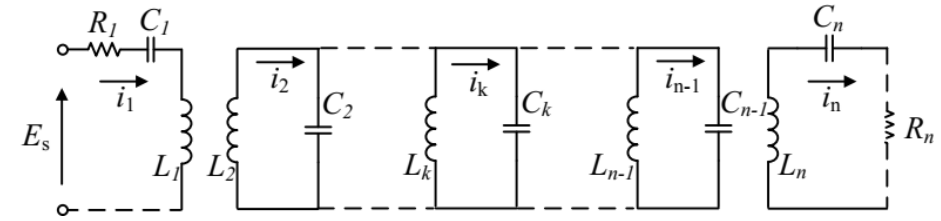
تعود نظرية مصفوفات الترابط في تصميم المرشحات إلى سبعينيات القرن الماضي، حيث تم اقتراحها في مجموعة من المنشورات العلمية من قِبَل Atia و Williams [22] [23] [63] [64]. بدلاً من استخراج العناصر الكهربائية واحداً تلو الآخر، الأمر الضروري في طريقة استخراج العناصر الكلاسيكية، تعطي طريقة مصفوفة الترابط خطة متكاملة للشبكة بعناصرها المصفوفية واحداً تلو الآخر وفقاً لكل عنصر فيزيائي في الدارة المكافئة للمرشح [65]. مما يسمح باستخدام بعض التقنيات مثل تدوير المصفوفة Matrix Rotation (أو ما يسمى بالتحويل التشابهي Similarity Transformation) وقلب المصفوفات وتشكيل المصفوفة التي تعوض تشكيلة الترابط للمرشح بحيث تحقق متطلبات التصميم المحددة.

نقدم في الفقرة 2-5-1 نظرية مصفوفة الترابط العامة بدءاً من معادلات العقد والحلقات. ونناقش في الفقرة 2-5-2 تقنيات التركيب المستخدمة لاستخراج معاملات الترابط وعوامل الجود $Q$ الخارجية.

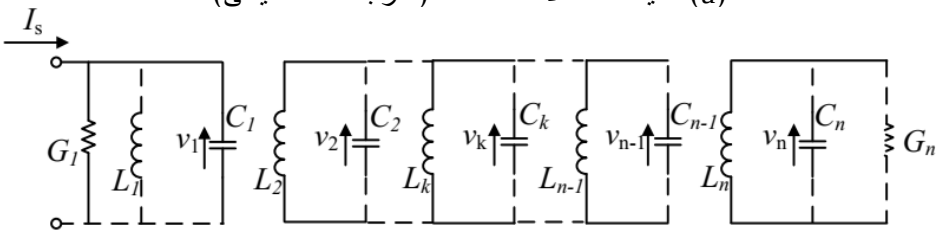
## 1.5.2 نظرية مصفوفة الترابط العامة

هناك نوعين من الدارات المكافئة لمرشحات الرنانات المترابطة ثنائية البوابة؛ يبين الشكل 2-13 (a) نموذج الترابط المغناطيسي، بينما يبين الشكل 2-13 (b) نموذج الترابط الكهربائي.

كما هو موضح في الشكل 2-13، ترمز $R$ و $G$ و $C$ و $L$ على التوالي إلى المقاومة والناقلية والسعة والذاتية. ترمز $R_1$ و $G_1$ و $C_1$ و $L_1$ إلى عناصر المنبع، و $R_n$ و $G_n$ و $C_n$ و $L_n$ إلى عناصر الحمل. $R_k$ و $G_k$ و $C_k$ و $L_k$ هي عناصر الرنانة ذات الترتيب $k$. $E_s$ و $I_s$ هما جهد وتيار المنبع. من أجل الرنانة ذات الترتيب $k$، $v_k$ هي جهد العقدة (نموذج الترابط المغناطيسي)، و $i_k$ هي تيار الحلقة (نموذج الترابط كهربائي)؛ نفترض أنها تأخذ نفس الاتجاهات في كل الحلقات والعقد.




(a) صياغة معادلات الحلقات (الترابط المغناطيسي)




(b) صياغة معادلات العقد (الترابط الكهربائي)

**الشكل 2-13: الدارة المكافئة لدارة رنانات مترابطة عددها $n$ [57].**

يتم تحليل كلا النموذجين بنفس الطريقة، وبالتالي سنورد هنا فقط تحليل الترابط المغناطيسي. نتبع في التحليل الطريقة المتبعة في [2][57]. بتطبيق قانون جهود كيرشوف (مجموع الجهود الهابطة حول حلقة ما يساوي الصفر) على الدارة المبينة في الشكل 2-13 (a)، يمكننا أن نحصل على $n$ معادلة حلقة [2]:

$$\left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) i_1 - j\omega L_{1,2} \cdot i_2 \; - \; \cdots \; - j\omega L_{1,n} \cdot i_n = E_s \qquad (26\text{-}2)$$

$$-j\omega L_{2,1} \cdot i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) i_2 \; - \; \cdots \; - j\omega L_{2,n} \cdot i_n = 0 \qquad (27\text{-}2)$$

$$\vdots$$

$$-j\omega L_{n,1} \cdot i_1 - j\omega L_{n,2} \cdot i_2 - \ldots\ldots\ldots \; \cdots \; + \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}\right) i_n = 0 \qquad (28\text{-}2)$$

حيث $L_{i,j} = L_{j,i}$ هي الذاتية المتبادلة بين الرنانتين $i^{th}$ و $j^{th}$؛ يمكننا أن نعبر عن هذه المعادلات بالشكل المصفوفي التالي [2]:

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{1,2} & \cdots & -j\omega L_{1,n} \\ -j\omega L_{2,1} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n,1} & -j\omega L_{n,2} & \cdots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (29\text{-}2)$$

أو بشكل مختصر عام:

$$[Z] \cdot [i] = [E_s] \quad (30\text{-}2)$$

حيث $[Z]$ هي مصفوفة الممانعات ذات الأبعاد $n \times n$. نقول أن المرشح مولّف بشكل متزامن عندما ترن كل رناناته عند نفس تردد الرنين $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$، حيث $L = L_1 = L_2 = \cdots = L_n$ و $C = C_1 = C_2 = \cdots = C_n$. في هذه الحالة، يمكننا أن نعبر عن مصفوفة الممانعات (30-2) على الشكل التالي [2]:

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot \overline{[Z]} \quad (31\text{-}2)$$

حيث $\overline{[Z]}$ هي مصفوفة الممانعات المنسوبة فقط من أجل المرشحات المولفة بشكل متزامن [2].

$$\overline{[Z]} = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j\frac{\omega L_{1,2}}{\omega_0 L \cdot FBW} & \cdots & -j\frac{\omega L_{1,n}}{\omega_0 L \cdot FBW} \\ -j\frac{\omega L_{2,1}}{\omega_0 L \cdot FBW} & p & \cdots & -j\frac{\omega L_{2,n}}{\omega_0 L \cdot FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\frac{\omega L_{n,1}}{\omega_0 L \cdot FBW} & -j\frac{\omega L_{n,2}}{\omega_0 L \cdot FBW} & \cdots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (32\text{-}2)$$

حيث: $p = j\frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$ هي متحول التردد العقدي للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. كمرشح ضيق المجال، يمكننا أن نعتبر أن $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$، وبالتالي يمكننا أن نبسّط العلاقة (32-2) إلى الشكل التالي [2]:

$$\overline{[Z]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{1,2} & \cdots & -jm_{1,n} \\ -jm_{2,1} & p & \cdots & -jm_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n,1} & -jm_{n,2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \qquad (33\text{-}2)$$

حيث $m_{i,j} = m_{j,i}$ هي معامل الترابط المنسوب بين الرنانتين $i$ و $j$؛ $q_{ei}$ $(i = 1, n)$ هي عوامل الجودة الخارجية المنسوبة. يمكن تعريف عناصر هذه المصفوفة وربطها بمعاملات الترابط غير المنسوبة العملية $M_{i,j}$ وعوامل الجودة الخارجية غير المنسوبة $Q_{ei}$ من خلال العلاقات التالية [2]:

$$m_{i,j} = \frac{M_{i,j}}{FBW} = \frac{L_{i,j}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} \qquad : i \neq j \qquad (34\text{-}2)$$

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW = \frac{\omega_0 L}{R_i} \cdot FBW \qquad : i = 1\,, n \qquad (35\text{-}2)$$

من أجل المرشحات غير المولفة تزامنياً (لكل من الرنانات تردد الرنين الخاص بها $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$)، تُعرَّف معاملات الترابط المنسوبة بالعلاقة التالية [2]:

$$m_{i,j} = \frac{M_{i,j}}{FBW} = \frac{L_{i,j}}{L} \cdot \frac{1}{FBW} \qquad i \neq j \qquad (36\text{-}2)$$

في حين نحصل على مصفوفة الممانعات المنسوبة بإضافة الترابط الذاتي $m_{i,i}$ في عناصر القطر الرئيسي للمصفوفة (2-33) والتي تصبح كالتالي [2]:

$$\overline{[Z]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{1,1} & -jm_{1,2} & \cdots & -jm_{1,n} \\ -jm_{2,1} & p - jm_{2,2} & \cdots & -jm_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n,1} & -jm_{n,2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{n,n} \end{bmatrix} \qquad (37\text{-}2)$$

بشكل مشابه، من أجل نموذج الترابط الكهربائي، بتطبيق قانون تيارات كيرشوف على الدارة المكافئة المبينة في الشكل 2-13 (b)، يمكننا أيضاً أن نحصل على مصفوفة السماحيات المنسوبة $\overline{[Y]}$.

من المفيد أن نلاحظ أن $[\overline{Y}]$ لها نفس شكل $[\overline{Z}]$، ما يعني أن المصفوفة العامة $[A]$ يمكن أن توصِّف كل أنواع الترابط في المرشح (بغض النظر عن كونه ترابط كهربائي أو مغناطيسي). تتشكل $[A]$ من ثلاث مصفوفات [2]:

$$[A]=\begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{1}{q_{en}} \end{bmatrix}+p\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}-j\begin{bmatrix} m_{1,1} & m_{1,2} & \cdots & m_{1,n} \\ m_{2,1} & m_{2,2} & \cdots & m_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n,1} & m_{n,2} & \cdots & m_{n,n} \end{bmatrix} \quad (38\text{-}2)$$

أو بشكل أكثر عموميةً:

$$[A] = [q] + p[U] - j[M] \quad (39\text{-}2)$$

حيث $[q]$ هي مصفوفة أبعادها $n \times n$، حيث $q_{e1}$ و $q_{en}$ تمثلان عوامل الجودة الخارجية المنسوبة $[U]$ هي مصفوفة واحدية أبعادها $n \times n$، $[M]$ هي مصفوفة عكوسة reciprocal أبعادها $n \times n$ وهي مصفوفة الترابط العامة. وستكون عناصر القطر الرئيسي أصفار عندما يكون المرشح مولف تزامنياً.

بما أن دارة الرنانات المترابطة المكافئة (الشكل 2-13) هي شبكة ثنائية البوابة (الشكل 2-1)، يمكننا أن نحصل على موسطات $S$ على الشكل التالي [2]:

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} \cdot [A]_{n1}^{-1} \quad (40\text{-}2)$$

$$S_{11} = \mp\left(1 - \frac{2}{q_{e1}} \cdot [A]_{11}^{-1}\right) \quad (41\text{-}2)$$

بمساعدة نظرية مصفوفة الترابط، يمكن تبسيط تصميم مرشح الرنانات المترابطة بعد تركيب مصفوفة الترابط العامة واستخراج عوامل الجودة الخارجية.

## 2.5.2 تركيب مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية

يمكن توصيف مرشح تمرير المجال بتابع تحويل دارة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض المكافئة، أي بدلالة قيم $g_i$. تُستخدم قيم $g_i$ هذه في تركيب معاملات الترابط وعوامل الجودة الخارجية للمرشحات. وتُعطى العلاقات الناظمة لذلك كالتالي [2]:

$$m_{i,j} = \frac{M_{i,j}}{FBW} = \frac{1}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \quad (42\text{-}2)$$

$$q_{e1} = Q_{e1} \cdot FBW = g_0 \cdot g_1 \quad (43\text{-}2)$$

$$q_{en} = Q_{en} \cdot FBW = g_n \cdot g_{n+1} \quad (44\text{-}2)$$

وبالرغم من ذلك، طريقة التركيب الكلاسيكية قد لا تعمل في الحالات الأكثر تعقيداً. فمن أجل تصميم مرشحات أكثر تعقيداً، تصبح بعض الطرائق الأخرى كالأمثلة أكثر فاعليةً، ولكن لاتزال طرائق التركيب الكلاسيكية مساهماً أساسياً بحيث أنها تقدم قيم بدائية جيدة من أجل الأمثلة [7] [24] [66].

# الفصل الثالث

# تقنية التركيب التحليلية العامة للمرشحات متعددة مجالات التمرير

# General Analytical Synthesis Technique of Multiband BandPass Filters

نقترح في هذا الفصل منهجاً تحليلياً مطوراً لتعميم تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير، يعتمد على التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية، حيث يتم تطبيق هذا التحويل على النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض لنحصل على مرشح ذو رنانات مترابطة على شكل خط مباشر، يترابط كل منها مع رنانات مسؤولة عن توضيع أصفار النقل ضمن مجالات المنع، دون وجود ترابط تقاطعي. ونحصل بالتالي على مصفوفة الترابط، التي تعطي الاستجابة الدقيقة للمرشح، من التحويل المفروض دون الحاجة لإجراء أمثلة على مصفوفة الترابط. يمكن تحقيق هذه المرشحات بأكثر من طبولوجيا، كل منها له مصفوفة ترابط خاصة به. كما نضمِّن في دراستنا طريقة استخراج الدارة المكافئة للمرشح متعدد مجالات التمرير وفق طبولوجيات ذات تشكيلات مختلفة.

# الفصل الثالث

# تقنية التركيب التحليلية العامة للمرشحات متعددة مجالات التمرير
# General Analytical Synthesis Technique of Multiband BandPass Filters

## 1.3 مقدمة

بعد دراسة طرائق تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير التي أجريناها في فقرة بعض الدراسات السابقة في جزء الإطار العام للبحث، يمكننا أن نجد أنه قد تم تصنيف تصميم هذه المرشحات بصنفين من الطرائق. يعتمد الصنف الأول على توابع الترشيح حيث يتم تركيب تابع الترشيح اعتماداً على كثيرات الحدود كما في [16]. في حين يعتمد الصنف الثاني الأكثر انتشاراً على تقنيات التحويل الترددي [67]. تطورت طرائق الصنف الثاني اعتماداً على تابع Zolatarev [68] و [69]، إلا أن تلك المقاربة لا تسمح بالتحكم بالتخميد بين مجالي التمرير (ضمن مجال المنع). يمكن أن يتم تركيب هذا النوع من المرشحات تحليلياً باستخدام تقنية توضيع أقطاب وأصفار النقل كما في [16] و [25] و [70]، إلا أن هذه التقنية تعتمد على الأمثَلة العددية [71]، حيث أن التقارب قد لا يكون مضموناً ويمكن أن تكون فعاليته عرضة للتساؤل (خاصةً في الأحوال التي نحتاج فيها لانتقائية ترددية عالية).

قدَّم الباحثون في [17] طريقةً لتصميم مرشح متعدد مجالات التمرير ذو مجالات تمرير متناظرة، أي أن مجالات التمرير لها نفس الاستجابة. في حين تم في [5] تقديم مقاربتين لتصميم مرشحات أمواج ميكروية ثنائية مجال التمرير، وذلك عن طريق خلق أصفار نقل وتوضيعها ضمن مجال المنع المطلوب. أدَّت الطريقة الأولى إلى استجابة متناظرة (مجالي التمرير لهما نفس العرض، وتتوضع أصفار النقل بشكل متناظر ضمن مجال المنع)، أما الاستجابة في الطريقة الثانية كانت غير متناظرة (كل من مجالي التمرير له عرض مختلف عن الآخر وكانت أصفار النقل متوضعة عند نفس التردد في مجال المنع). تعتمد كلتا الطريقتين على التحويل الترددي وعلى تقنية تركيب النموذج الأولي المعروفة [2] [62]، أما تنفيذ المرشحات في ذلك البحث [5] فقد اعتمد على حجرات الرنانات المشطية (combline). اقترح الباحثون في [70] تقنية تركيب وتصميم مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير لها استجابات ترددية متناظرة من نوع Chebyshev و Elliptic باستخدام تقنية أدلة الموجة الشرائحية. بينما ركز الباحثون في [19] على طريقة التركيب والتصميم وكيفية خلق مجال المنع باستخدام أصفار النقل، عن طريق ربط كل

من رنانات الخط المباشر (الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير) برنانات مسؤولة عن أصفار النقل في مجال المنع. حيث عرض الباحثون طريقة التركيب لمرشح ثلاثي مجالات التمرير اعتماداً على التحويل الترددي بين المجال الترددي المنسوب ومجال الترددات الحقيقية. وتم الحصول على طبولوجيا جديدة تحوي ترابط تقاطعي. يمكن وفقاً لهذه الطريقة حساب معاملات الترابط وعوامل الجودة الخارجية تحليلياً. من أجل التحقق من طريقة التركيب النظرية، تم تصميم وتنفيذ مرشح ثلاثي مجالات التمرير بتقنية خطوط النقل الشرائحية.

في كل الطرائق السابقة لتركيب المرشح، يتم الحصول على مصفوفة الترابط التي تمثل معاملات الترابط بين رنانات المرشح (بما في ذلك الرنانات المسؤولة عن مجالات المنع أو معاملات الترابط التقاطعي).

نقترح في هذا الفصل منهجية مطورة لتركيب مرشح متعدد مجالات التمرير تعتمد على التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية، انطلاقاً من التحويل الترددي، حيث يتم تطبيق هذا التحويل على النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض لنحصل على مرشح ذو رنانات مترابطة (ندعوها بالرنانات الأساسية أو الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير) على شكل خط مباشر inline، يترابط كل منها مع رنانات، تكون هذه الرنانات الجديدة مسؤولة عن توضيع أصفار النقل ضمن مجالات المنع، دون وجود ترابط تقاطعي. تشكل هذه المنهجية آلية دقيقة للحصول على مصفوفة الترابط انطلاقاً من المواصفات المطلوبة من المرشح، وهي: درجة المرشح وفقد الإرجاع أو عامل التعرج ضمن مجالات التمرير بالإضافة إلى ترددات حواف مجالات التمرير للمرشح المطلوب.

تم اقتراح تقنية أدلة الموجة في تصميم هذه الأنواع من المرشحات في بعض المنشورات العلمية مثل [45] [46]. وتم اقتراح تقنية الرنانات المشطية (Combline) في بعض المنشورات العلمية مثل [5] و [16]، حيث تم في [16] اقتراح طبولوجيَّتين باستخدام الرنانات المشطية، إحداها تعتمد الترابط التقاطعي، في هذه الطريقة والطريقة الأولى المقترحة في [5]، يحتاج تركيب مصفوفة الترابط إلى الأمثلة العددية. أما الطريقة الثانية في [16] فكانت باستخدام رنانات ثنائية النمط، إلا أن الترابط بين نمطي الرنانة، المسؤول عن مجال المنع، مقيد جداً بالأبعاد الهندسية للرنانات مما يضيف قيود على المواصفات التي يمكن أن يحققها المرشح من حيث عرض مجال المنع كما رأينا في الفصل الأول. سوف نعتمد تقنية الرنانات المشطية المتداخلة (Interdigital) المترابطة (كما سنرى في الفصل الرابع)، باعتبارها أدلة موجة مصغرة، في تصميم مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير، وهي تسمح بتحقيق الطبولوجيات الواردة في هذا الفصل. كما تسمح هذه التقنية بالحصول على مجالات أوسع لقيم الترابط بين الرنانة

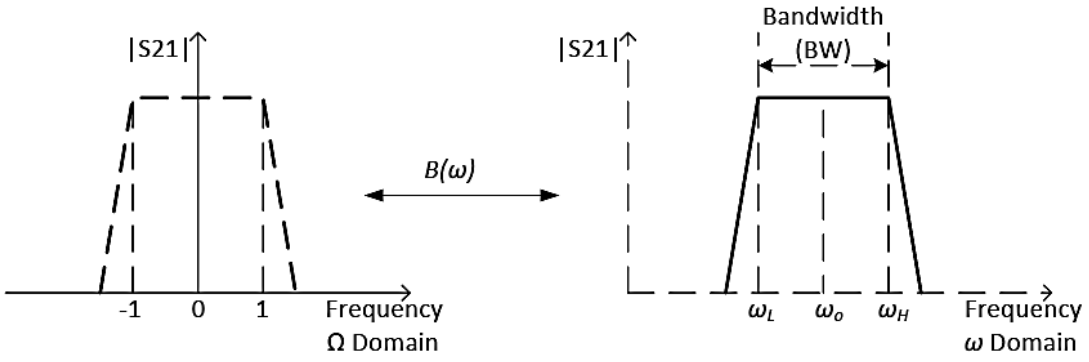
الأساسية للمرشح المسؤولة عن مجال التمرير الكلي والرنانات المسؤولة عن مجالات المنع. كما أنها تؤدي إلى اختصار حجوم المرشحات مقارنة بالرنانات المشطية (Combline).

## 2.3 المرشحات متعددة مجالات التمرير

يقوم التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال تقليدياً بتحويل استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى المجال الترددي الحقيقي. يُعطى هذا التحويل (والذي يُستخدم في إجرائية تقييس ترددات التمرير المنخفض إلى ترددات تمرير المجال) بالعلاقة (2-21) والذي يمكن كتابته على الشكل التالي:

$$\Omega = B(\omega) = \frac{\omega_0}{BW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \qquad (1\text{-}3)$$

حيث $\omega$ هي متحول التردد في المجال الترددي غير المنسوب de-normalized؛ $\Omega$ هي المتحول الترددي للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض في مجال الترددات المنسوبة normalized؛ $\omega_0$ هي التردد المركزي للمجال الترددي غير المنسوب؛ $BW$ عرض المجال متساوي التعرج لمجال التمرير غير المنسوب. يبين الشكل 3-1 بعض التوضيح لإجرائية إعادة النسبة de-normalization اعتماداً على العلاقة (3-1)، حيث $\omega_L$ و $\omega_H$ هي حدود مجال التمرير الأدنى والأعلى على التوالي.

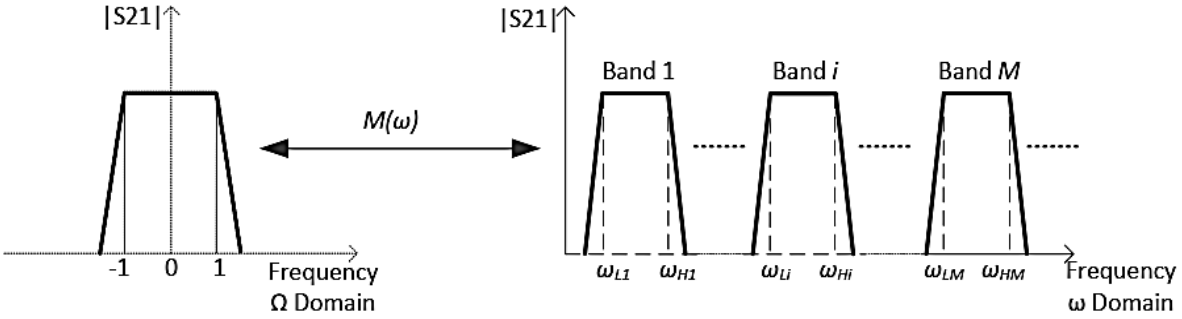



**الشكل 3-1: إجرائية إعادة النسبة التقليدية لمرشح تمرير مجال.**

لنعتبر الآن أنه لدينا حالة أخرى، بتطبيق تحويل ترددي جديد وليكن M(ω)، سيتم نقل استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى عدة مجالات تمرير ترددية بإجرائية إعادة نسبة واحدة. يوضح الشكل 3-2 هذه الإجرائية، حيث $\omega_{Li}$ و $\omega_{Hi}$ هما حدي المجال الترددي ذو الترتيب $i$.

سنشرح تقنيات تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير بدءاً من المرشح ثنائي المجال ومن ثم المرشح ثلاثي المجال. وسنقوم في هذا الفصل بمقاربة تعميم لتصميم مرشح متعدد مجالات التمرير، حيث يقدم هذا التعميم حلاً تحليلياً للتصميم بما في ذلك مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية

وموسطات $S$. حيث نقوم في الفصل الرابع بإعطاء أمثلة تطبيقية حول المرشحات متعددة مجالات التمرير بدءاً من ثنائية المجال وثلاثية المجال وانتهاءً بمثال عن المرشحات متعددة مجالات التمرير التي تعتمد التعميم المطروح.




**الشكل 3-2: إجرائية إعادة النسبة التقليدية لمرشح متعدد مجالات التمرير.**

## 3.3 تقنية تركيب المرشحات ثنائية مجالات التمرير

تقدم المنهجية المتبعة، والمشروحة في هذه الفقرة، تقنية تمكننا من تصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير باستخدام إجرائية تركيب تحليلية. ما يميز هذه التقنية عن غيرها، هو أنها تنتج مجالات ترددية اعتباطية (أي اختيارية تحدَّد من قِبَل المصمم) غير متناظرة وتتحكم في مكان مجال المنع دون استخدام الأمثلة العددية [71] على مصفوفة الترابط. وفقاً لإجرائية التركيب هذه، يتم اشتقاق ما يسمى بموسطات مؤقتة أو مساعدة interim parameters (تردد الرنين، وموسط ميل التأثيرية susceptance لكل رنانة) مباشرة من حدود مجالات التمرير المطلوبة، وتكون الموسطات المؤقتة بالإضافة إلى بعض القيم من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، كافية لحساب موسطات تصميم المرشح الكامل (مصفوفة الترابط وعوامل الجودة $Q$ الخارجية). هذه التقنية التحليلية أكثر فعالية من التقنيات التي تستخدم طرائق الأمثَلة.

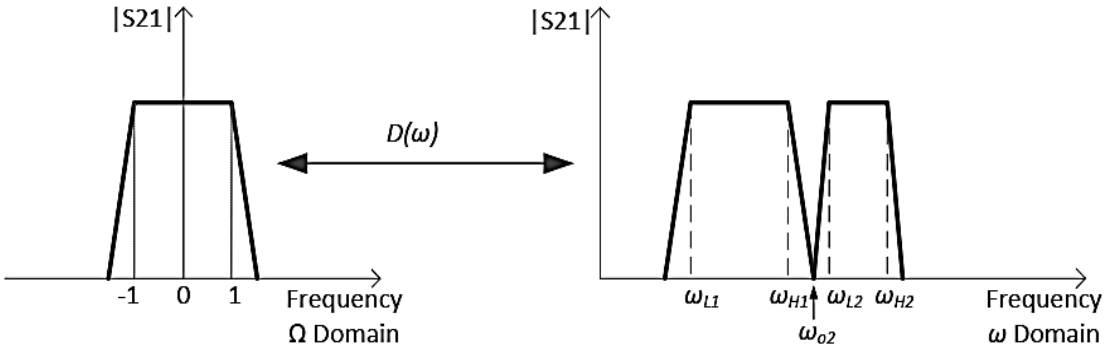
تتكون إجرائية التركيب من ثلاث خطوات رئيسية. تتمثل **الخطوة الأولى** في تركيب نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من أحد الأنواع (اخترنا في مثالنا المقترح في هذه الأطروحة مرشح من نوع Chebyshev متعدد الأقطاب)، وتتمثل **الخطوة الثانية** في تطبيق التحويل بين النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى نموذج ثنائي المجالات (نرمز لهذا التحويل بالرمز $D(\omega)$) الذي يقوم بتحويل استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى استجابة غير منسوبة (أي في مجال الترددات الحقيقية) ثنائية مجالات التمرير. **والخطوة الثالثة** هي إيجاد مصفوفة الترابط للمرشح. بناءً على إجرائية التركيب، يمكن التحقق من صحة التركيب من خلال الاستجابة التي يمكن أن نحصل عليها من مصفوفة الترابط، أو بعد إيجاد قيم الترددات الحقيقية عن طريق التحويل العكسي لتابع التحويل الترددي، أو من الدارة المكافئة، أو من المرشح نفسه بالمحاكاة أو القياس.

### 1.3.3 الخطوة الأولى: إيجاد النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض

نختار في دراستنا نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من نوع Chebyshev. وقد أجرينا الدراسة اللازمة حول النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض وكيفية استخراج عناصرها في الفصل الثاني في الفقرة 2−2 ولا داعي لإعادة الدراسة هنا.

### 2.3.3 الخطوة الثانية: التحويل الترددي

إن المقصود بالتحويل الترددي هو الحصول على استجابة مرشح ثنائي مجالات التمرير انطلاقاً من استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. يوضح الشكل 3-3 هذا التحويل.




**الشكل 3-3: الحصول على استجابة مرشح ثنائي مجالات التمرير انطلاقاً من استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض [67].**

في الشكل 3-3، $\omega_{H1}$ و $\omega_{L1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{L2}$ هي حدود مجالي التمرير الأول والثاني، وهي تمثل مواصفات مجالات التمرير للمرشح المطلوب. $\omega_{02}$ هي تردد أصفار النقل بين مجالي التمرير. في تقنية التركيب، ليس من الضروري أن يكون لمجالي التمرير نفس العرض (أي أن الاستجابة ستكون غير متناظرة). ومع ذلك، سيكون لكلا مجالي التمرير نفس شكل الاستجابة داخل المجال وخارجه، ويتم تحديد هذه الاستجابة من خلال استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. تُعطى علاقة التحويل من ترددات النموذج ثنائي مجالات التمرير أو مجال الترددات الحقيقية إلى ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض أو مجال الترددات المنسوبة بالعلاقة التالية [67]:

$$\Omega = D(w) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \frac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right)} \qquad (2\text{-}3)$$

حيث $b_1$ و $b_2$ هي موسطات ميل التأثرية و $\omega_{01}$ و $\omega_{02}$ هي على التوالي تردد رنين للرنانات المسؤولة عن مجال التمرير ولنسميها **رنانات تمرير المجال** وتردد رنين الرنانات المسؤولة عن مجال المنع ولنسميها **رنانات منع المجال**. تُعرَّف كل من الموسطات $b_1$ و $\omega_{01}$ و $b_2$ و $\omega_{02}$ التحويل

الترددي في هذه العلاقة. من الجدير بالذكر أنه بالإضافة إلى تعريف التحويل الترددي، فإن هذه الموسطات المؤقتة الأربعة تحدد الأبعاد الفيزيائية لجميع الرنانات في المرشح ثنائي المجالات. نورِد المزيد من التفاصيل في الفقرات التالية.

إن التحويل الترددي الوارد في العلاقة (2-3) يقوم بالتحويل من مجال الترددات الحقيقية إلى مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي. إلا أن التحويل المطلوب من أجل التصميم يجب أن يكون بالاتجاه المعاكس، أي من مجال الترددات المنسوبة (للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض) إلى مجال الترددات الحقيقية. ومن أجل إجراء هذا التحويل لا بد من الحصول على الموسطات المؤقتة أولاً من مواصفات مجال التمرير ومن ثم نوجد العلاقة العكسية للعلاقة (2-3) أي:

$$\omega = D^{-1}(\Omega) \tag{3-3}$$

بالتالي من أجل الحصول على التحويل المطلوب، لابد أولاً أن نوجد الموسطات المؤقتة.

### 1.2.3.3 إيجاد الموسطات المؤقتة

من أجل إيجاد العلاقة بين الموسطات المؤقتة ($b_1$ و $\omega_{01}$ و $b_2$ و$\omega_{02}$) ومواصفات مجالات تمرير المرشح ($\omega_{H1}$ و $\omega_{L1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{L2}$)، تم استخدام مفهوم التحويل المعتمد في [67]. إذا طبقنا علاقة التحويل الترددي (2-3) سيتم تحويل الحدود الدنيا لمجالي التمرير $\omega_{L1}$ و $\omega_{L2}$ من مجال الترددات الحقيقية غير المنسوبة إلى التردد 1- في مجال الترددات المنسوبة أو ترددات مجال النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، بينما يتم تحويل الحدود العليا لمجالي التمرير $\omega_{H1}$ و $\omega_{H2}$ إلى التردد 1+ كما هو موضح في الشكل 3-3. يمكننا أن نعبر عن ذلك باستخدام العلاقة (2-3) على الشكل التالي:

$$D(-\omega_{L1}) = D(-\omega_{L2}) = D(\omega_{H1}) = D(\omega_{H2}) = 1 \tag{4-3}$$

لنعيد كتابة العلاقة (2-3) على الشكل التالي:

$$VD(\omega) = D(\omega) - 1 = \frac{ZD(\omega)}{PD(\omega)} \tag{5-3}$$

حيث $ZD(\omega)$ و $PD(\omega)$ هما كثيري حدود بالمجهول $\omega$ بحيث تكون أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط تساوي الواحد. أي يمكننا أن نكتب $D(\omega) - 1$ على شكل كسر بسطه ومقامه كثيري حدود. وبما أن هذا الكسر ينعدم عند كل من $\omega_{H1}$ و $\omega_{L1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{L2}$ فإن هذه الترددات تشكل أصفاراً للبسط $ZD(\omega)$ أي أن:

$$ZD(\omega) \equiv (\omega + \omega_{L1}) \cdot (\omega + \omega_{L2}) \cdot (\omega - \omega_{H1}) \cdot (\omega - \omega_{H2}) = 0 \tag{6-3}$$

نستطيع بالتالي أن ننشر هذه العلاقة لنحصل على كثير حدود من الدرجة الرابعة أمثال الحد ذو القوة الأعلى فيه يساوي الواحد. وبالتالي فهو يأخذ الشكل التالي:

$$ZD(\omega) \equiv \omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega^1 + z_0 = 0 \quad (7\text{-}3)$$

حيث أن قيم $z_i$ في هذه العلاقة تابعة لحدود مجالات التمرير. وهي تُعطى بالعلاقات التالية:

$$z_3 = \omega_{L1} + \omega_{L2} - \omega_{H1} - \omega_{H2} \quad (8\text{-}3)$$

$$z_2 = \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} + \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} - (\omega_{L1} + \omega_{L2}) \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2}) \quad (9\text{-}3)$$

$$z_1 = \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} \cdot (\omega_{L1} + \omega_{L2}) - \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2}) \quad (10\text{-}3)$$

$$z_0 = \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} \cdot \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} \quad (11\text{-}3)$$

كما يمكننا أن نعيد كتابة العلاقة (5-3) باستخدام العلاقة (2-3) بتوحيد المقامات والتحويل إلى كسر بسطه ومقامه كثيري حدود، وبعد نسبة البسط والمقام إلى أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط، يمكننا أن نكتب $ZD(\omega)$ بدلالة الموسطات المؤقتة على الشكل التالي:

$$ZD(\omega) \equiv \omega^4 + \omega^3 \cdot \left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\right) + \omega^2 \cdot \left(\omega_{01}^2 + \omega_{01}^2 + \frac{\omega_{01}\omega_{01}}{b_1 b_2}\right) + \omega \cdot \left(\frac{\omega_{01}\omega_{02}^2}{b_1}\right) + \frac{\omega_{01}\omega_{01}}{b_1 b_2} = 0 \quad (12\text{-}3)$$

بالمطابقة بين (3-7) و (3-12) نجد أن:

$$\omega_{01} = \sqrt{-\frac{z_0 \cdot z_3}{z_1}} \quad (13\text{-}3)$$

$$\omega_{02} = \sqrt{-\frac{z_1}{z_3}} \quad (14\text{-}3)$$

$$b_1 = \sqrt{-\frac{z_0}{z_1 \cdot z_3}} \quad (15\text{-}3)$$

$$b_2 = \frac{z_1 \cdot z_3^2}{z_1 \cdot z_2 \cdot z_3 + z_1^2 - z_0 \cdot z_3^2} \cdot \sqrt{-\frac{z_1}{z_3}} \quad (16\text{-}3)$$

وبذلك نكون قد حسبنا قيم الموسطات المؤقتة بدلالة مواصفات مجالات التمرير المطلوبة بطريقة تحليلية بحتة. حيث تُعطى قيم $z_i$ بالعلاقات (3-8) حتى (3-11).

### 2.2.3.3 التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية

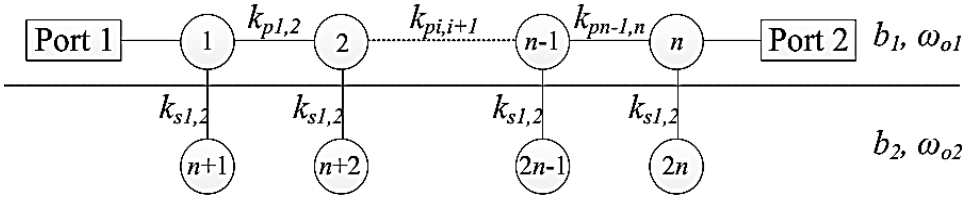
بعد أن أوجدنا الموسطات المؤقتة، أصبح بإمكاننا أن نوجد علاقة التحويل العكسي التي تسمح لنا بإيجاد الاستجابة في مجال الترددات الحقيقية (أي استجابة المرشح الحقيقي) انطلاقاً من الاستجابة في مجال الترددات المنسوبة (أو استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض) أي من العلاقة (3-3). وهي، من أجل مرشح ثنائي مجالات التمرير، معادلة من الدرجة الرابعة تُعطى بمساعدة العلاقة (3-2) على الشكل التالي:

$$\omega^4 - \omega^3 \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01}}{b_1}\right) - \omega^2 \cdot \left(\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02}}{b_1 \cdot b_2}\right) + \omega \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{02}^2}{b_1}\right) + (\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2) = 0 \quad (17\text{-}3)$$

يمكن حل هذه المعادلة باستخدام MATLAB، وتم أيضا استخدم MATLAB من أجل التحقق من علاقة التحويل من خلال المثال الذي سنطرحه في الفصل الرابع.

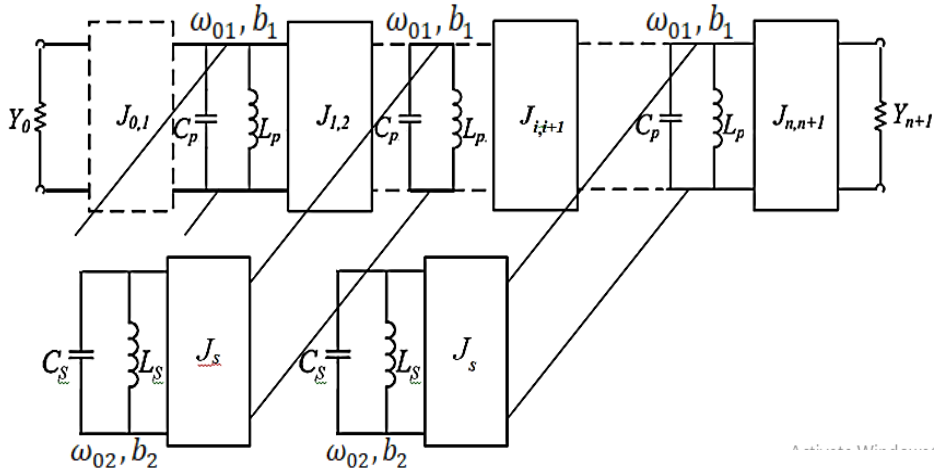
## 3.3.3 الخطوة الثالثة: إيجاد مصفوفة الترابط والدارة المكافئة

لنأخذ بعين الاعتبار مرشح ثنائي المجالات يحتوي على $2n$ رنانة كما هو مبين في الشكل 3-4. الرنانات من 1 إلى $n$ هي رنانات تمرير المجال، وكلها ترن عند التردد $\omega_{01}$. الرنانات من $n+1$ إلى $2n$ هي الرنانات منع المجال، وكلها ترن عند التردد $\omega_{02}$. يوجد بالتالي $n$ رنانة متطابقة ثنائية ترددات الرنين في المرشح ثنائي مجالات التمرير ذو الدرجة $2n$. كل من هذه الرنانات تشكل الوحدة الدورية لمرشح التمرير ثنائي المجالات، حيث يمكن اعتبارها اللبنات الأساسية للبنية، كما هو الحال في تصميم مرشحات البنى الدورية [53]. بالنسبة لطبولوجيا المرشح ثنائي مجالات التمرير، وباستخدام التحويل الترددي الوارد في العلاقة (3-3)؛ فإن استجابة هذه البنية تحتوي على مجالي تمرير، ولكن كل مجال تمرير سيكون له استجابة Chebyshev من الدرجة $n$.




**الشكل 3-4: نموذج مكافئ لمرشح ثنائي مجالات التمرير يستخدم مجموعة من الرنانات.**

يبين الشكل 3-5 الدارة المكافئة للبنية الموضحة في الشكل 3-4، هذه الدارة موصوفة بالموسطات المؤقتة ومحولات سماحيات $J$ المتصلة برنانات تمرير المجال. من بين الموسطات المؤقتة، يصف $b_1$ و $\omega_{01}$ رنانات تمرير المجال من 1 حتى $n$ ، بينما يصف $b_2$ و $\omega_{02}$ رنانات منع المجال من $n+1$ حتى $2n$. ونوضح فيما يلي طريقة إيجاد عناصر مصفوفة الترابط وعناصر الدارة المكافئة.




**الشكل 3-5: نموذج الدارة المكافئة لمرشح ثنائي مجالات التمرير المتمثل بالشكل (3-4).**

تمثل الدوائر في الشكل 3-4 الرنانات بينما تمثل الخطوط المستمرة بينها الترابط بين الرنانات. الرنانتان الطرفيتان متصلتان مع بوابتي الدخل والخرج بواسطة محولي السماحية الطرفيين $J_{01}$ و $J_{n,n+1}$ الموضحين في الدارة المكافئة في الشكل 3-5 أو عن طريق عوامل الجودة $Q_{es}$ و $Q_{eL}$ على الدخل والخرج على التوالي في الشكل 3-4. ترتبط كل من رنانات تمرير المجال برنانة منع مجال لتشكلان معاً ما يسمى **بالرنانة ثنائية ترددات الرنين**. تمثل $Y_0$، $Y_{n+1}$ في الشكل 3-5 السماحية المنسوبة عند الدخل والخرج. تمثل $J_{i,i+1}$ قيمة محول السماحية بين الرنانتين اللتين لهما الترتيب $i$ و $i+1$، بينما تمثل $J_s$ قيمة محول السماحية بين كل رنانة من رنانات تمرير المجال ورنانة منع المجال المقترنة بها. $\omega_{01}$ و $b_1$ هما تردد الرنين وموسط ميل التأثرية لرنانات تمرير المجال في حين أن $\omega_{02}$ و $b_2$ هما تردد الرنين وموسط ميل التأثرية لرنانات منع المجال. تشكل استجابة الجزء الواقع فوق الخط في الشكل 3-4 استجابة Chebyshev متعدد الأقطاب، بينما تشكل الرنانات الموجودة تحت الخط المستمر مجال المنع بين مجالي تمرير المرشح.

### 1.3.3.3 إيجاد مصفوفة الترابط

تُعطى مصفوفة الترابط للمرشح ثنائي المجالات بالعلاقة التالية:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps} \\ M_{ps} & M_s \end{bmatrix} \quad (18\text{-}3)$$

أي أنها تتألف من تركيب لأربعة مصفوفات نعرف كل منها على الشكل التالي [2] [62]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots\cdots\cdots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \cdots\cdots\cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \cdots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \quad (19\text{-}3)$$

$$: \begin{cases} k_{i,i} = \dfrac{\omega_0}{\omega_{01}} - \dfrac{\omega_{01}}{\omega_0} & : i = 1, \dots, n \\ k_{i,i+1} = k_{i+1,i} = \dfrac{1}{b_1\sqrt{g_i g_{i+1}}} & : i = 1, \dots, n-1 \end{cases}$$

$$M_s = \begin{bmatrix} k_{n+1,n+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{2n,2n} \end{bmatrix} \quad (20\text{-}3)$$

حيث: $: k_{n+i,\mathrm{n}+i} = \dfrac{\omega_0}{\omega_{02}} - \dfrac{\omega_{02}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \dots, n$

$$M_{ps} = \begin{bmatrix} k_{1,\mathrm{n}+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{n,2n} \end{bmatrix} \quad (21\text{-}3)$$

حيث: $: k_{i,n+i} = \dfrac{1}{\sqrt{b_1 b_2}} \qquad : i = 1, \dots, n$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L1} \cdot \omega_{H2}} \quad (22\text{-}3)$$

وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [2]:

$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \quad (23\text{-}3)$$

$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \quad (24\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني.

### 2.3.3.3 إيجاد عناصر الدارة المكافئة

يمكن أن نحصل على قيم محولات السماحيات $J$ في الدارة المكافئة من إجرائية تصميم مرشحات Chebyshev متعددة الأقطاب بالعلاقات التالية [2]:

$$\left.\begin{aligned} J_{01} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_0 \cdot g_1}} \\ J_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{1}{g_i \cdot g_{i+1}}} \\ J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_n \cdot g_{n+1}}} \end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}3)$$

$$J_s = 1 \qquad (26\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني. أما قيم باقي عناصر الدارة (الملفات والمكثفات) فتعطى بالعلاقة التالية:

$$b_i = \omega_{0i} \cdot C_i \qquad (27\text{-}3)$$
$$: i = \begin{cases} p \text{ or } s \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1 \text{ or } 2 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$$

حيث:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} \qquad (28\text{-}3)$$
$$: i = \begin{cases} p \text{ or } s \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1 \text{ or } 2 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$$

## 4.3.3 استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير

بعد أن أوجدنا الدارة المكافئة وعناصر مصفوفة الترابط، يمكننا أن نوجد استجابة المرشح إما بمحاكاة الدارة المكافئة في برنامج لمحاكاة الدارات مثل ADS أو MWO أو غيرها من البرامج المستخدمة في محاكاة دارات الأمواج الميكروية، أو باستخدام مصفوفة الترابط بمساعدة برنامج MATLAB. تُعطى استجابة المرشح بالعلاقات (2-40) و (2-41) الواردتين في الفصل الثاني. وبمساعدة العلاقة (2-39)، والتي سنعيد كتابتها هنا:

$$[A] = [q] + p[U] - j[M] \qquad (29\text{-}3)$$

حيث $[M]$ هي مصفوفة الترابط التي تُعطى عناصرها بالعلاقات (3-19) – (3-21). أما $[U]$ هي المصفوفة الواحدية و $p$ هو التحويل الترددي أي العلاقة (3-2). و $[q]$ هي مصفوفة الجودة، جميع عناصرها تساوي الصفر ماعدا العنصر الأول من القطر الرئيسي الذي يساوي مقلوب عامل الجودة عند الدخل أي $1/q_{e1}$، والعنصر الأخير من القطر الرئيسي ويساوي مقلوب عامل الجودة عند الخرج أي $1/q_{en}$، وهما معطيين بالعلاقتين (3-23) و(3-24).

## 4.3 المرشحات ثلاثية مجالات التمرير

نقترح في هذه الفقرة استخدام تقنيتين لتركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير باستخدام إجرائيتي تركيب تحليليتين مختلفتين لتصميم مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة ثلاثية مجالات التمرير كما سنرى في الفصل الرابع. حيث تعتبر التقنية الأولى امتداد للتقنية المشروحة في الفقرة السابقة لتصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير. بينما تختلف التقنية الثانية عن الأولى بالطبولوجيا وشكل تابع التحويل الترددي. ما يميز هاتين التقنيتين عن غيرهما، هو أنهما تنتجان مجالات تردد اعتباطية غير متناظرة وتتحكمان في مكان مجالات المنع دون استخدام الأمثلة العددية [71] على مصفوفة الترابط. وفقاً لتقنيتي التركيب المتبعتين، وكما في حالة التقنية المتبعة في تركيب مرشح ثنائي مجالات التمرير، يتم اشتقاق موسطات مؤقتة أو مساعدة (تردد الرنين، وموسط ميل التأثيرية susceptance لكل رنانة) مباشرة من حدود مجالات التمرير المطلوبة، وتكون الموسطات المؤقتة بالإضافة إلى بعض القيم من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، كافية لحساب موسطات تصميم المرشح كاملةً (مصفوفة الترابط ومعاملات الجودة الخارجية $Q$).

كما أجرينا في الفقرة 3-3، ستعتمد تقنيتي التركيب على التحويل الترددي بين مجال الترددات المنسوبة ومجال الترددات الحقيقية. تتضمن تقنيتي التركيب صياغتين مختلفتين للتحويل الترددي واللتين تقابلان طبولوجيتين مختلفتين من الرنانات متعددة ترددات الرنين، إلا أن كلتا التقنيتين تنتجان استجابة ثلاثية مجالات التمرير. سنشرح فيما يلي طرائق تصميم المرشح ثلاثي مجالات التمرير باستخدام التقنيتين المذكورتين.

### 1.4.3 المرشحات ثلاثية مجالات التمرير: التقنية الأولى

تتكون إجرائية التركيب من ثلاث خطوات رئيسية. تتمثل **الخطوة الأولى** في تركيب نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من أحد الأنواع (اخترنا في مثالنا المقترح في هذه الأطروحة مرشح من نوع Chebyshev متعدد الأقطاب)، وتتمثل **الخطوة الثانية** في تطبيق التحويل بين التمرير المنخفض إلى نموذج ثلاثي مجالات التمرير (نرمز لهذا التحويل بالرمز $T(\omega)$) الذي يقوم بتحويل الاستجابة من

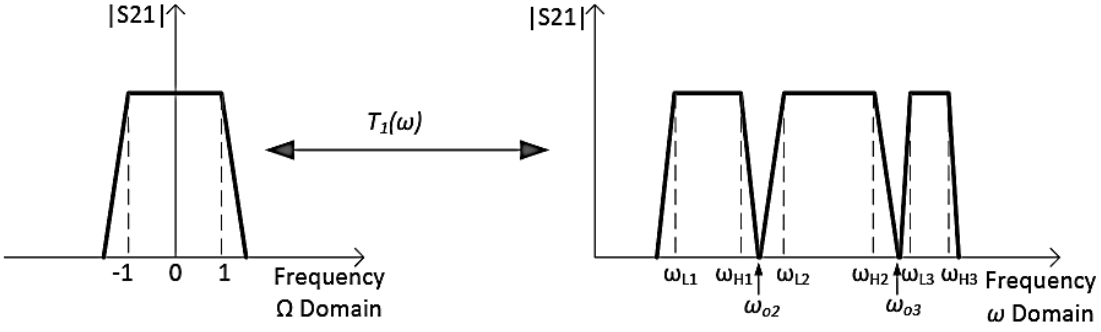
مجال الترددات غير المنسوبة (أي من مجال الترددات الحقيقية) ثلاثية مجالات التمرير إلى مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. **الخطوة الثالثة** هي إيجاد مصفوفة الترابط للمرشح. بناءً على إجرائية التركيب، يمكن التحقق من صحة التركيب من خلال الاستجابة التي يمكن أن نحصل عليها من مصفوفة الترابط، أو بعد إيجاد قيم الترددات الحقيقية عن طريق التحويل العكسي لتابع التحويل الترددي أو من محاكاة المرشح نفسه بعد تحويل مصفوفة الترابط إلى أبعاد فيزيائية باستخدام إحدى التقنيات المشهورة للمرشحات، والتي اخترنا أن تكون مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة.

### 1.1.4.3 الخطوة الأولى: إيجاد النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض

نختار في دراستنا نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من نوع Chebyshev. وقد أجرينا الدراسة اللازمة حول النماذج الأولية ذات التمرير المنخفض وكيفية استخراج عناصرها في الفصل الثاني في الفقرة 2-2، ولا داعي لإعادة ذكرها هنا.

### 2.1.4.3 الخطوة الثانية: التحويل الترددي

إن المقصود بالتحويل الترددي هنا هو الحصول على استجابة مرشح ثلاثية مجالات التمرير انطلاقاً من استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. يوضح الشكل 3-6 هذا التحويل وفقاً للتقنية الأولى التي نتبعها في هذا الفصل، حيث: $\omega_{L1}$ ، $\omega_{H1}$ ، $\omega_{L2}$ ، $\omega_{H2}$ ، $\omega_{L3}$ و $\omega_{H3}$ هي مواصفات مجالات التمرير والتي تشكل حدود مجالات التمرير كما هو موضح في الشكل 3-6. $\omega_{02}$ و $\omega_{03}$ هي النقاط الترددية لأصفار النقل في الاستجابة قبل عملية النسبة، حيث تقع أصفار النقل بين مجالات التمرير الثلاثة. في إجرائية التركيب، ليس من الضروري أن يكون لمجالات التمرير نفس العرض (أي أن الاستجابة ستكون غير متناظرة). ومع ذلك، سيكون لمجالات التمرير نفس شكل الاستجابة داخل المجال، ويتم تحديد شكل الاستجابة ذلك من خلال استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض.




**الشكل 3-6: إجرائية التحويل الترددي بين ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى ثلاثي مجالات التمرير (التقنية الأولى).**

يُعطى التحويل الترددي من الترددات الحقيقية أو ترددات الاستجابة ثلاثية مجالات التمرير إلى مجال الترددات المنسوبة أو ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض بالعلاقة التالية [16] [19]:

$$\Omega = T(w) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \frac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right)} - \frac{1}{b_3\left(\frac{\omega}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega}\right)} \qquad (30\text{-}3)$$

حيث تُعرِّف الموسطاتُ $b_1$، $\omega_{01}$، $b_2$، $\omega_{02}$، $b_3$ و $\omega_{03}$ التحويلَ الترددي في هذه العلاقة وتُدعى بالموسطات المؤقتة (Interim Parameters). من الجدير بالذكر أنه بالإضافة إلى تعريف التحويل الترددي، فإن هذه الموسطات المؤقتة تحدد مادياً أو فيزيائياً جميع الرنانات في المرشح ثلاثي مجالات التمرير المقترح. حيث $b_1$ ، $b_2$ و $b_3$ هي موسطات ميل التأثرية و $\omega_{01}$ ، $\omega_{02}$ و $\omega_{03}$ هي ترددات الرنين للرنانات. نورِد المزيد من التفاصيل في الفقرات التالية.

إن التحويل الترددي الوارد في العلاقة (30-3) يقوم بالتحويل من مجال الترددات الحقيقية إلى مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي. إلا أن التحويل المطلوب من أجل التصميم يجب أن يكون بالاتجاه المعاكس، أي من مجال الترددات المنسوبة (للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض) إلى مجال الترددات الحقيقية. ومن أجل إجراء هذا التحويل لا بد من الحصول على الموسطات المؤقتة أولاً من مواصفات مجالات التمرير ومن ثم نوجد التحويل العكسية للعلاقة (30-3) أي:

$$\omega = T^{-1}(\Omega) \qquad (31\text{-}3)$$

بالتالي من أجل الحصول على التحويل المطلوب، لابد أولاً أن نوجد الموسطات المؤقتة.

**إيجاد الموسطات المؤقتة:**

إذا طبقنا علاقة التحويل الترددي (30-3) سيتم تحويل الحدود الدنيا لمجالات التمرير $\omega_{L1}$ و $\omega_{L2}$ و $\omega_{L3}$ من مجال الترددات الحقيقية غير المنسوبة إلى التردد 1- في مجال الترددات المنسوبة أو ترددات المجال للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، بينما يتم تحويل الحدود العليا لمجالات التمرير $\omega_{H1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{H3}$ إلى التردد 1+ كما هو موضح في الشكل 3-6. يمكننا أن نعبر عن ذلك باستخدام العلاقة (30-3) على الشكل التالي:

$$T(-\omega_{L1}) = T(-\omega_{L2}) = T(-\omega_{L3}) = T(\omega_{H1}) = T(\omega_{H2}) = T(\omega_{H3}) = 1 \qquad (32\text{-}3)$$

لنعيد كتابة العلاقة (30-3) على الشكل التالي:

$$VT(\omega) = T(\omega) - 1 = \frac{ZT(\omega)}{PT(\omega)} \tag{33-3}$$

حيث $ZT(\omega)$ و $PT(\omega)$ هما كثيري حدود متحولهما هو $\omega$ بحيث تكون أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط تساوي الواحد. أي يمكننا أن نكتب $T(\omega) - 1$ على شكل كسر بسطه ومقامه كثيري حدود كما يلي:

$$VT(\omega) = \frac{\omega^6 + z_5\omega^5 + z_4\omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega^1 + z_0}{p_5\omega^5 + p_4\omega^4 + p_3\omega^3 + p_2\omega^2 + p_1\omega^1 + p_0} \tag{34-3}$$

حيث $ZT(\omega)$ هو البسط و $PT(\omega)$ هو المقام وتكون $z_i$ $(i = 0,1,2,3,4,5)$ هي معاملات كثير الحدود $ZT(\omega)$، و$p_i$ $(i = 0,1,2,3,4,5)$ هي معاملات كثير الحدود $PT(\omega)$. بالعودة إلى العلاقة (33-3)، نجد أن هذا الكسر ينعدم عند كل من $\omega_{H1}$ و $\omega_{L1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{L2}$ و $\omega_{H3}$ و $\omega_{L3}$، بالتالي فإن هذه الترددات تشكل أصفاراً للبسط $ZT(\omega)$ أي أن:

$$\begin{aligned} ZT(\omega) \equiv (\omega + \omega_{L1}) \cdot (\omega + \omega_{L2}) \cdot (\omega + \omega_{L3}) \\ \cdot (\omega - \omega_{H1}) \cdot (\omega - \omega_{H2}) \cdot (\omega - \omega_{H3}) = 0 \end{aligned} \tag{35-3}$$

نستطيع بالتالي أن ننشر هذه العلاقة لنحصل على كثير حدود من الدرجة السادسة أمثال الحد ذو القوة الأعلى فيه يساوي الواحد. وبالتالي فهي تأخذ الشكل التالي:

$$ZT(\omega) \equiv \omega^6 + z_5\omega^5 + z_4\omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega + z_0 = 0 \tag{36-3}$$

حيث أن قيم $z_i$ في هذه العلاقة تابعة لحدود مجالات التمرير. وإذا نشرنا العلاقة (35-3) سنجد أنها تُعطى بالعلاقات التالية:

$$z_5 = \omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3} - \omega_{H1} - \omega_{H2} - \omega_{H3} \tag{37-3}$$

$$\begin{aligned} z_4 = {} & \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} + \omega_{L2} \cdot \omega_{L3} + \omega_{L1} \cdot \omega_{L3} + \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} + \omega_{H2} \cdot \omega_{H3} + \omega_{H1} \cdot \omega_{H3} \\ & -(\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3}) \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H3}) \end{aligned} \tag{38-3}$$

$$\begin{aligned} z_3 = {} & \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} \cdot (\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3} - \omega_{H3}) \\ & -\omega_{L1} \cdot \omega_{L2} \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H2} - \omega_{L3}) \\ & +\omega_{H3} \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2}) \cdot (\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3}) \\ & -\omega_{L3} \cdot (\omega_{L1} + \omega_{L2}) \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H2}) \end{aligned} \tag{39-3}$$

$$z_2 = \omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3}\cdot(\omega_{L1}+\omega_{L2}+\omega_{L3}) - \omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}\cdot(\omega_{H1}+\omega_{H2}+\omega_{H2}) + (\omega_{L1}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H2}+\omega_{L1}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H3}+\omega_{L1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3})\cdot(\omega_{L2}+\omega_{L3}) + (\omega_{H1}\cdot\omega_{H2}+\omega_{H1}\cdot\omega_{H3}+\omega_{H2}\cdot\omega_{H3})\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3} \quad (40\text{-}3)$$

$$z_1 = \omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}\cdot(\omega_{H1}\cdot\omega_{H2}+\omega_{H2}\cdot\omega_{H3}+\omega_{H1}\cdot\omega_{H3}) - \omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3}\cdot(\omega_{L1}\cdot\omega_{L2}+\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}+\omega_{L1}\cdot\omega_{L3}) \quad (41\text{-}3)$$

$$z_0 = -\omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3} \quad (42\text{-}3)$$

كما يمكننا أن نعيد كتابة العلاقة (33-3) باستخدام العلاقة (30-3) بتوحيد المقامات والتحويل إلى كسر بسطه ومقامه كثيري حدود، وبعد نسبة البسط والمقام إلى أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط يمكننا أن نكتب $ZT(\omega)$ بدلالة الموسطات المؤقتة على الشكل التالي:

$$ZT(\omega) \equiv \omega^6 + \omega^5\cdot\left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\right) + \omega^4\cdot\left(-\omega_{01}^2-\omega_{02}^2-\omega_{03}^2-\frac{\omega_{01}\omega_{02}}{b_1b_2}-\frac{\omega_{01}\omega_{03}}{b_1b_3}\right) + \omega^3\cdot\frac{\omega_{01}}{b_1}(\omega_{02}^2+\omega_{03}^2) + \omega^2\cdot\left(\omega_{01}^2\omega_{02}^2+\omega_{01}^2\omega_{03}^2+\omega_{02}^2\omega_{03}^2+\frac{\omega_{01}\omega_{02}}{b_1b_2}\omega_{03}^2+\frac{\omega_{01}\omega_{03}}{b_1b_3}\omega_{02}^2\right) + \omega\cdot\left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\omega_{02}^2\omega_{03}^2\right) + (-\omega_{01}^2\omega_{02}^2\omega_{03}^2) = 0 \quad (43\text{-}3)$$

بالمطابقة بين العلاقتين (36-3) و (43-3) وبمساعدة العلاقات (37-3) حتى (42-3) نجد أن:

$$\omega_{01} = \sqrt{-\frac{z_0\cdot z_5}{z_1}} \quad (44\text{-}3)$$

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{-z_5+\sqrt{z_3^2-4z_5\cdot z_1}}{2z_5}} \quad (45\text{-}3)$$

$$\omega_{03} = \sqrt{\frac{-z_5+\sqrt{z_3^2-4z_5\cdot z_1}}{2z_5}} \quad (46\text{-}3)$$

$$b_1 = \sqrt{-\frac{z_0}{z_1\cdot z_5}} \quad (47\text{-}3)$$

$$b_2 = \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02} \cdot (\omega_{03}^2 - \omega_{02}^2)}{b_1 z_2 - x_1 + x_2 \cdot \omega_{02}^2} \tag{48-3}$$

$$b_3 = \frac{b_1 \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{03}}{-b_2 \cdot x_2 - \omega_{01} \cdot \omega_{02}} \tag{49-3}$$

حيث:

$$x_1 = b_1(\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2 + \omega_{01}^2 \cdot \omega_{03}^2 + \omega_{02}^2 \cdot \omega_{03}^2) \tag{50-3}$$

و:

$$x_2 = b_1(\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{03}^2 + z_4) \tag{51-3}$$

وبذلك نكون قد حسبنا قيم الموسطات المؤقتة بدلالة مواصفات مجالات التمرير المطلوبة بطريقة تحليلية بحتة وفق التقنية الأولى. حيث تُعطى قيم $z$ بالعلاقات (3-37) – (3-42).

**التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية**

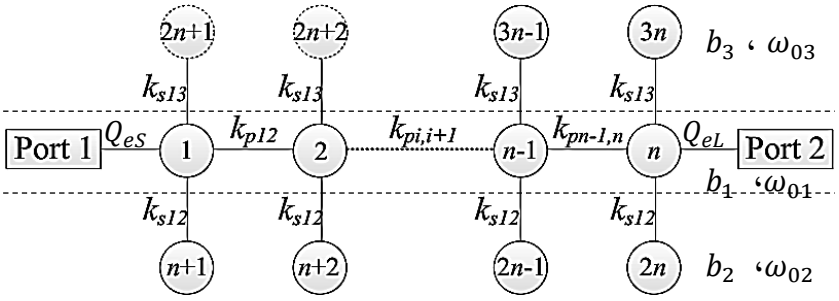
بعد أن أوجدنا الموسطات المؤقتة، أصبح بإمكاننا أن نوجد علاقة التحويل العكسي (3-31) التي تسمح لنا بإيجاد الاستجابة في مجال الترددات الحقيقية (أي استجابة المرشح الحقيقي) انطلاقاً من الاستجابة في مجال الترددات المنسوبة (أو استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض). وهي، من أجل مرشح ثلاثي مجالات التمرير، معادلة من الدرجة السادسة تُعطى بمساعدة العلاقة (3-30) على الشكل التالي:

$$\begin{aligned}
&\omega^6 - \omega^5 \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01}}{b_1}\right) - \omega^4 \left(\frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02}}{b_1 \cdot b_2} + \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{03}}{b_1 \cdot b_3} + \omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{03}^2\right) \\
&+\omega^3 \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01}}{b_1}(\omega_{02}^2 + \omega_{03}^2)\right) \\
&+\omega^2 \cdot \left(\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2 + \omega_{01}^2 \cdot \omega_{03}^2 + \omega_{02}^2 \cdot \omega_{03}^2 + \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02} \cdot \omega_{03}^2}{b_1 \cdot b_2} + \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{03} \cdot \omega_{02}^2}{b_1 \cdot b_3}\right) \\
&+\omega \cdot \left(-\frac{\Omega \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{02}^2 \cdot \omega_{02}^2}{b_1}\right) + (-\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2 \cdot \omega_{03}^2) \ = 0
\end{aligned} \tag{52-3}$$

يمكن حل هذه المعادلة باستخدام MATLAB، وتم أيضا استخدم MATLAB من أجل التحقق من علاقة التحويل من خلال المثال الذي سنطرحه في الفصل الرابع.

### 3.1.4.3 الخطوة الثالثة: إيجاد مصفوفة الترابط وعناصر الدارة المكافئة

لنأخذ بعين الاعتبار مرشح ثلاثي مجالات التمرير يحتوي على $3n$ رنانة كما هو مبين في الشكل 3-7. الرنانات من 1 إلى $n$ هي رنانات تمرير المجال، وكلها ترن عند التردد $\omega_{01}$. الرنانات من $n+1$ إلى $2n$ هي الرنانات المسؤولة عن أحد مجالات المنع وسندعوها برنانات منع المجال الأول، وكلها ترن عند التردد $\omega_{02}$، بينما الرنانات من $2n+1$ إلى $3n$ هي الرنانات المسؤولة عن مجال المنع الثاني وسندعوها برنانات منع المجال الثاني، وهي ترن عند التردد $\omega_{03}$. يوجد بالتالي $n$ رنانة متطابقة ثلاثية ترددات الرنين في المرشح ثلاثي مجالات التمرير ذو الدرجة $3n$. كل من هذه الرنانات تشكل الوحدة الدورية للمرشح ثلاثي المجالات، حيث يمكن اعتبارها اللبنات الأساسية للمرشح [67]. بالنسبة لطبولوجيا المرشح ثلاثي مجالات التمرير، نستخدم فيه التحويل الترددي الوارد في (3-30)؛ ستحتوي استجابة هذه البنية على ثلاثة مجالات تمرير، ولكن كل مجال تمرير سيكون له نفس شكل استجابة Chebyshev من الدرجة $n$.



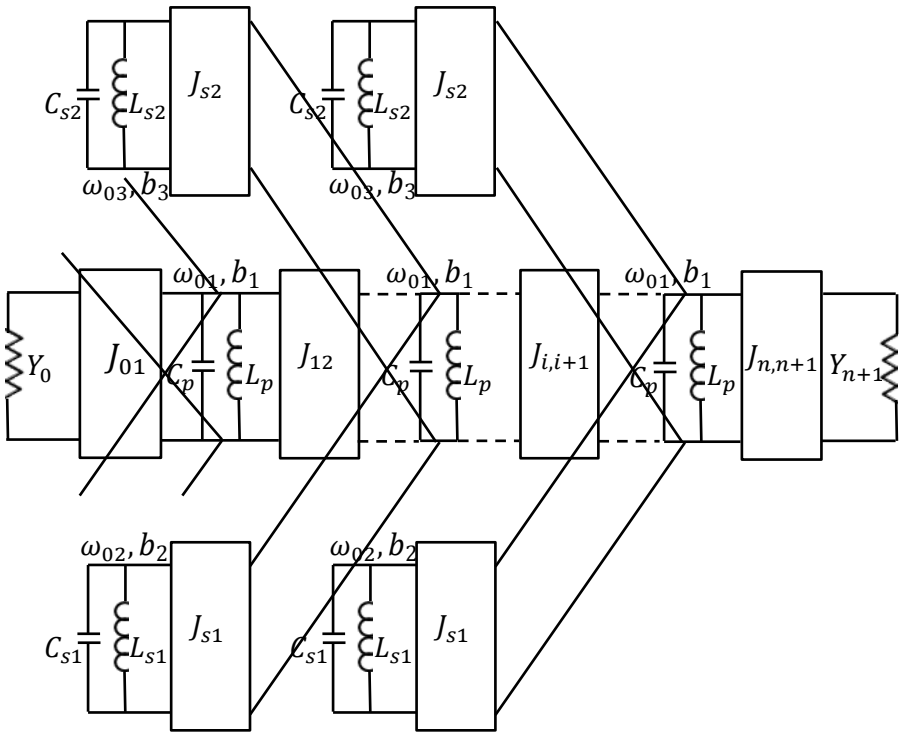

**الشكل 3-7: الطبولوجيا العامة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الأولى.**

في المرشح ثلاثي مجالات التمرير هذا، كل رنانة متعددة (ثلاثية) ترددات الرنين تحتوي على رنانة تمرير مجال ورنانتي منع مجال، ترن رنانتي منع المجال عند ترددين مختلفين، وهما مربوطتين مباشرةً مع رنانة تمرير المجال نفسها. $Q_{eS}$ و $Q_{eL}$ هما عاملي الجودة الخارجيين للمنبع والحمل على التوالي. تمثل $k_{p\,i,i+1}$ (حيث $i = 1, \dots, n-1$) الترابط بين رنانتين متجاورتين من رنانات تمرير المجال. تمثل $k_{s\,i,n+i}$ (حيث $i = 1, \dots, n$) الترابط بين رنانة من رنانات تمرير المجال ورنانة من رنانات منع المجال الأول والتي ترن عند التردد $\omega_{o2}$، بينما تمثل $k_{s\,i,2n+i}$ (حيث $i = 1, \dots, n$) الترابط بين رنانة من رنانات تمرير المجال ورنانة من رنانات منع المجال الثاني التي ترن عند التردد $\omega_{o3}$.

يبين الشكل 3-8 الدارة المكافئة (الموصوفة بمحولات السماحيات $J$ المتصلة برنانات تمرير المجال ورنانات منع المجال) للبنية الموضحة في الشكل 3-7 (الموصوفة بالموسطات المؤقتة). من بين الموسطات المؤقتة، $b_1$ و $\omega_{01}$ هما على التوالي موسط ميل التأثرية وتردد الرنين لرنانات تمرير المجال

من 1 حتى $n$، بينما $b_2$ و $\omega_{02}$ هما على التوالي موسط ميل التأثرية وتردد الرنين لرنانات منع المجال الأول وهي الرنانات من $n+1$ حتى $2n$، أما $b_3$ و $\omega_{03}$ فهما على التوالي موسط ميل التأثرية وتردد الرنين لرنانات منع المجال الثاني وهي الرنانات من $2n+1$ حتى $3n$. ونوضح فيما يلي طريقة إيجاد عناصر الدارة المكافئة وعناصر مصفوفة الترابط.

تمثل الدوائر في الشكل 3-7 الرنانات بينما تمثل الخطوط المستمرة بينها الترابط بين الرنانات. الرنانتان الطرفيتان متصلتان مع بوابتي الدخل والخرج بواسطة محولي السماحية الطرفيين $J_{01}$ و $J_{n,n+1}$ الموضحين في الدارة المكافئة في الشكل 3-8 أو عن طريق عوامل الجودة $Q_{eS}$ و $Q_{eL}$ على الدخل والخرج في الشكل 3-7. ترتبط كل من رنانات تمرير المجال برنانتين كل منهما مسؤولة عن أحد مجالي المنع لتشكل الرنانات الثلاثة معاً، كما ذكرنا، ما يسمى **بالرنانة ثلاثية ترددات الرنين**-Triple resonance frequency resonator. تمثل $Y_0$، $Y_{n+1}$ في الشكل 3-8 السماحية المنسوبة عند الدخل والخرج. تمثل $J_{i,i+1}$ قيمة محول السماحية بين الرنانتين اللتين لهما الترتيب $i$ و $i+1$، بينما تمثل $J_{s1}$ و $J_{s2}$ قيمة محول السماحية بين كل من رنانات تمرير المجالات ورنانات منع المجال الأول والثاني على التوالي. تشكل استجابة الجزء الواقع بين الخطين المنقطين في الشكل 3-7 استجابة Chebyshev متعددة الأقطاب، بينما تشكل كل من الرنانات الموجودة تحت الخط المنقط السفلي وفوق الخط المنقط العلوي مجالي المنع بين مجالات تمرير المرشح الثلاثة.




**الشكل 3-8: نموذج الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الأولى.**

**إيجاد عناصر الدارة المكافئة**

يمكن أن نحصل على قيم محولات السماحيات $J$ في الدارة المكافئة من إجرائية تصميم Chebyshev بالعلاقات التالية [2]:

$$\left.\begin{aligned} J_{01} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_0 \cdot g_1}} \\ J_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{1}{g_i \cdot g_{i+1}}} \\ J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_n \cdot g_{n+1}}} \end{aligned}\right\} \quad (53\text{-}3)$$

$$J_{s1} = J_{s2} = 1 \quad (54\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11). أما قيم باقي عناصر الدارة (الملفات والمكثفات) فتعطى بالعلاقة التالية:

$$b_i = \omega_{0i} \cdot C_i \quad (55\text{-}3)$$

حيث:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad (56\text{-}3)$$

حيث: $$i = \begin{cases} p, & s_1 \text{ or } s_2 & \text{for } C_i \text{ and } L_i \\ 1, & 2 \text{ or } 3 & \text{for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$$

**إيجاد عناصر مصفوفة الترابط:**

وفقاً للشكل (3-7) يمكننا أن نكتب مصفوفة الترابط لمرشح ثلاثي مجالات التمرير على الشكل التالي:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps1} & M_{ps2} \\ M_{ps1} & M_{s1} & [0] \\ M_{ps2} & [0] & M_{s2} \end{bmatrix} \quad (57\text{-}3)$$

حيث [0] هي مصفوفة صفرية أبعادها $n \times n$. أي يمكن تمثيل مصفوفة الترابط بتركيب لخمسة مصفوفات جزئية. نعرف كل من المصفوفات الجزئية الواردة في العلاقة (3-57) على الشكل التالي[2] [62]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots\cdots\cdots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \cdots\cdots\cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \cdots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \quad (58\text{-}3)$$

$$: \begin{cases} \mathrm{k_{i,i}} = \frac{\omega_0}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_0} & : i = 1, \ldots, n \\ \mathrm{k_{i,i+1}} = \mathrm{k_{i+1,i}} = \frac{1}{\mathrm{b_1}\sqrt{\mathrm{g_i g_{i+1}}}} & : i = 1, \ldots, n-1 \end{cases}$$

$$M_{s1} = \begin{bmatrix} k_{n+1,n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{2n,2n} \end{bmatrix} \quad (59\text{-}3)$$

$$: k_{n+i,n+i} = \frac{\omega_0}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

$$M_{s2} = \begin{bmatrix} k_{2n+1,2n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{3n,3n} \end{bmatrix} \quad (60\text{-}3)$$

$$: k_{2n+i,2n+i} = \frac{\omega_0}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

$$M_{ps1} = \begin{bmatrix} k_{1,n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{n,2n} \end{bmatrix} \quad (61\text{-}3)$$

$$: k_{i,n+i} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_2}} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

$$M_{ps2} = \begin{bmatrix} k_{1,2n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{n,3n} \end{bmatrix} \quad (62\text{-}3)$$

$$: k_{i,2n+i} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_3}} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

حيث:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L1} \cdot \omega_{H3}} \quad (63\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني. وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [2]:

$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \quad (64\text{-}3)$$

$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \quad (65\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11).

## 2.4.3 تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير: التقنية الثانية

كما في التقنية الأولى، تتكون إجرائية التركيب من ثلاث خطوات رئيسية. تتمثل **الخطوة الأولى** في تركيب نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من أحد الأنواع (اخترنا في مثالنا المقترح في هذه الأطروحة مرشح من نوع Chebyshev متعدد الأقطاب، وذلك تماشياً مع المثال المقترح مع التقنية الأولى كما سنجد في الفصل الرابع وذلك من أجل المقارنة)، وتتمثل **الخطوة الثانية** في تطبيق التحويل بين النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى نموذج ثلاثي مجالات التمرير (نرمز لهذا التحويل بالرمز $T(\omega)$) الذي يقوم بتحويل استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى استجابة غير منسوبة (أي في مجال الترددات الحقيقية) ثلاثية مجالات التمرير. **الخطوة الثالثة** هي إيجاد مصفوفة الترابط للمرشح. بناءً على إجرائية التركيب، يمكن التحقق من صحة التركيب من خلال الاستجابة التي يمكن أن نحصل عليها من مصفوفة الترابط، أو بعد إيجاد قيم الترددات الحقيقية عن طريق التحويل العكسي لتابع التحويل الترددي أو من محاكاة المرشح نفسه بعد تحويل مصفوفة الترابط إلى أبعاد فيزيائية باستخدام إحدى التقانات المشهورة للمرشحات، والتي اخترنا أن تكون مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة.

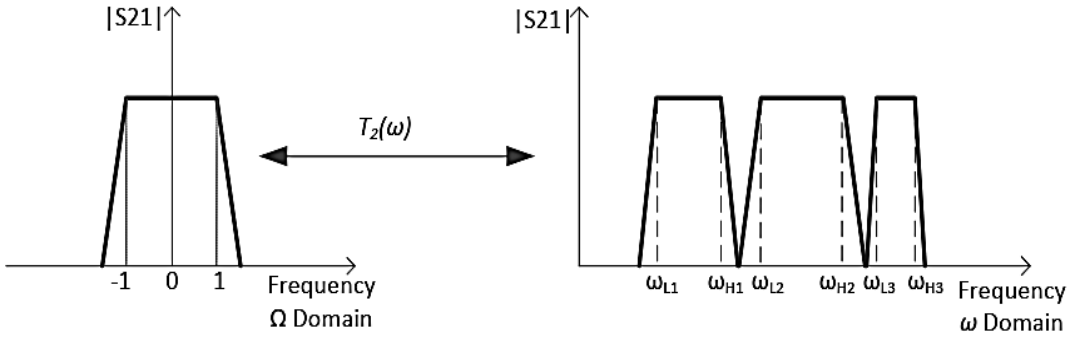
### 1.2.4.3 الخطوة الأولى: إيجاد النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض

نختار في دراستنا نموذج أولي ذو تمرير منخفض ذو استجابة من نوع Chebyshev. ولا حاجة لتكرار الدراسة الواردة في الفقرة 2.2.

### 2.2.4.3 الخطوة الثانية: التحويل الترددي

تم استخدام تشكيلة مختلفة كمقاربة أخرى لتركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير ذو استجابة Chebyshev. يبين الشكل 3-9 عملية التحويل. ما يجب ملاحظته هنا هو أنه، بشكل مخالف لتقنية

تركيب مرشح ثلاثي المجالات الأولى، مواقع أصفار النقل لن تكون هي ترددات الرنين للرنانات المسؤولة عن مجالات المنع.




**الشكل 3-9 إجرائية التحويل الترددي بين ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض والمجال الترددي الحقيقي (التقنية الثانية).**

الرموز المشار إليها والمستخدمة في الشكل 3-9 هي نفسها المستخدمة في الشكل 3-6 والمعرفة سابقاً. وكما في التقنية الأولى المشروحة أعلاه، يمكن أن تأخذ مجالات التمرير الثلاثة عرض مجال اعتباطي وترددات مركزية اعتباطية.

في هذه التقنية يُعطى التحويل الترددي من مجال الترددات الحقيقية إلى مجال الترددات المنسوبة بالعلاقة التالية [16] [19]:

$$\Omega = T(\omega) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \frac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right) - \frac{1}{b_3\left(\frac{\omega}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega}\right)}} \qquad (66\text{-}3)$$

أيضاً في هذه العلاقة وكما ورد في التقنية الأولى لتصميم مرشح ثلاثي مجالات التمرير، تُعرِّف الموسطات $b_1$ و $\omega_{01}$ و $b_2$ و $\omega_{02}$ و $b_3$ و $\omega_{03}$ التحويل الترددي في هذه العلاقة وهي تُدعى أيضاً بالموسطات المؤقتة (Interim Parameters). من الجدير بالذكر أنه بالإضافة إلى تعريف التحويل الترددي، فإن هذه الموسطات المؤقتة تحدد مادياً أو فيزيائياً جميع الرنانات في المرشح ثلاثي مجالات التمرير المقترح. حيث $b_1$ و $b_2$ و $b_3$ هي موسطات ميل التأثرية و $\omega_{01}$ هو تردد رنين رنانات تمرير المجال أما $\omega_{02}$ و $\omega_{03}$ فهي تمثل ترددات الرنين لرنانات المنع **دون أن يعني ذلك أنها تمثل أصفار النقل بين مجالات التمرير الثلاثة.** نورِد المزيد من التفاصيل في الفقرات التالية.

إن التحويل الترددي الوارد في العلاقة (3-66) يقوم بالتحويل من مجال الترددات الحقيقية إلى مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. إلا أن التحويل المطلوب من أجل التصميم يجب أن يكون بالاتجاه المعاكس، أي من مجال الترددات المنسوبة (للنموذج الأولي ذو التمرير المنخفض) إلى مجال الترددات الحقيقية. ومن أجل إجراء هذا التحويل لا بد من

الحصول على الموسطات المؤقتة أولاً من حدود مجالات التمرير ومن ثم نوجد العلاقة العكسية للعلاقة (66-3) أي:

$$\omega = T^{-1}(\Omega) \tag{67-3}$$

بالتالي من أجل الحصول على التحويل المطلوب، لابد أولاً أن نوجد الموسطات المؤقتة.

**إيجاد الموسطات المؤقتة:**

يمكننا أن نستنتج العلاقة بين الموسطات المؤقتة ($b_1$ و $\omega_{01}$ و $b_2$ و $\omega_{02}$ و $b_3$ و $\omega_{03}$) ومواصفات مجالات التمرير ($\omega_{L1}$ و $\omega_{L2}$ و $\omega_{L3}$ و $\omega_{H1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{H3}$) باستخدام نفس الطريقة المتبعة مع التقنية الأولى والمشروحة في الفقرة السابقة. يمكننا أن نعبر عن الكسر $VT(\omega)$ على الشكل التالي:

$$VT(\omega) = T(\omega) - 1 = \frac{ZT(\omega)}{PT(\omega)} = \frac{\omega^6 + z_5\omega^5 + z_4\omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega^1 + z_0}{p_5\omega^5 + p_4\omega^4 + p_3\omega^3 + p_2\omega^2 + p_1\omega^1 + p_0} \tag{68-3}$$

حيث $ZT(\omega)$ و $PT(\omega)$ هما كثيري حدود متحولهما هو $\omega$ بحيث تكون أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط تساوي الواحد، و $z_i$ $(i = 0,1,2,3,4,5)$ هي معاملات كثير الحدود $ZT(\omega)$، و $P_i$ $(i = 0,1,2,3,4,5)$ هي معاملات كثير الحدود $PT(\omega)$. إذا طبقنا علاقة التحويل الترددي (3-66) سيتم تحويل الحدود الدنيا لمجالات التمرير $\omega_{L1}$ و $\omega_{L2}$ و $\omega_{L3}$ من مجال الترددات الحقيقية غير المنسوبة إلى التردد $-1$ في مجال الترددات المنسوبة أو ترددات النموذج الاولي ذو التمرير المنخفض، بينما يتم تحويل الحدود العليا لمجالات التمرير $\omega_{H1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{H3}$ إلى التردد $+1$ كما هو موضح في الشكل 3-9. أي أن هذا الكسر ينعدم عند كل من $\omega_{H1}$ و $\omega_{L1}$ و $\omega_{H2}$ و $\omega_{L2}$ و $\omega_{H3}$ و $\omega_{L3}$، وبالتالي فإن هذه الترددات تشكل أصفاراً للبسط $ZT(\omega)$ أي أن:

$$ZT(\omega) \equiv (\omega + \omega_{L1}) \cdot (\omega + \omega_{L2}) \cdot (\omega + \omega_{L3}) \cdot (\omega - \omega_{H1}) \cdot (\omega - \omega_{H2}) \cdot (\omega - \omega_{H3}) = 0 \tag{69-3}$$

نستطيع بالتالي أن ننشر هذه العلاقة لنحصل على كثير حدود من الدرجة السادسة أمثال الحد ذو القوة الأعلى فيه يساوي الواحد. وبالتالي فهي تأخذ الشكل التالي:

$$ZD(\omega) \equiv \omega^6 + z_5\omega^5 + z_4\omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega^1 + z_0 = 0 \tag{70-3}$$

حيث أن قيم $z_i$ في هذه العلاقة تابعة لحدود مجالات التمرير. وهي، إذا نشرنا العلاقة (3–69) تُعطى بالعلاقات التالية:

$$z_5 = \omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3} - \omega_{H1} - \omega_{H2} - \omega_{H3} \tag{71-3}$$

$$\begin{aligned} z_4 = {} & \omega_{L1}\cdot\omega_{L2} + \omega_{L2}\cdot\omega_{L3} + \omega_{L1}\cdot\omega_{L3} + \omega_{H1}\cdot\omega_{H2} + \omega_{H2}\cdot\omega_{H3} \\ & + \omega_{H1}\cdot\omega_{H3} - (\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3})\cdot(\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H3}) \end{aligned} \tag{72-3}$$

$$\begin{aligned} z_3 = {} & \omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot(\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3} - \omega_{H3}) \\ & - \omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot(\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H2} - \omega_{L3}) \\ & + \omega_{H3}\cdot(\omega_{H1} + \omega_{H2})\cdot(\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3}) \\ & - \omega_{L3}\cdot(\omega_{L1} + \omega_{L2})\cdot(\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H2}) \end{aligned} \tag{73-3}$$

$$\begin{aligned} z_2 = {} & \omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3}\cdot(\omega_{L1} + \omega_{L2} + \omega_{L3}) \\ & - \omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{:3}\cdot(\omega_{H1} + \omega_{H2} + \omega_{H2}) \\ & + (\omega_{L1}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H2} + \omega_{L1}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H3} + \omega_{L1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3})\cdot(\omega_{L2} + \omega_{L3}) \\ & + (\omega_{H1}\cdot\omega_{H2} + \omega_{H1}\cdot\omega_{H3} + \omega_{H2}\cdot\omega_{H3})\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3} \end{aligned} \tag{74-3}$$

$$\begin{aligned} z_1 = {} & \omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}\cdot(\omega_{H1}\cdot\omega_{H2} + \omega_{H2}\cdot\omega_{H3} + \omega_{H1}\cdot\omega_{H3}) \\ & - \omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3}\cdot(\omega_{L1}\cdot\omega_{L2} + \omega_{L2}\cdot\omega_{L3} + \omega_{L1}\cdot\omega_{L3}) \end{aligned} \tag{75-3}$$

$$z_0 = -\omega_{L1}\cdot\omega_{L2}\cdot\omega_{L3}\cdot\omega_{H1}\cdot\omega_{H2}\cdot\omega_{H3} \tag{76-3}$$

كما يمكننا أن نعيد كتابة العلاقة (3-68) باستخدام العلاقة (3-66) بتوحيد المقامات والتحويل إلى كسر بسطه ومقامه كثيري حدود، وبعد نسبة البسط والمقام إلى أمثال الحد ذو القوة الأعلى في البسط يمكننا أن نكتب $ZT(\omega)$ بدلالة الموسطات المؤقتة على الشكل التالي:

$$\begin{aligned} ZT(\omega) \equiv {} & \omega^6 + \omega^5\cdot\left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\right) + \omega^4\cdot\left(-\omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 - \omega_{03}^2 - \frac{\omega_{02}\omega_{03}}{b_2 b_3}\right) \\ & + \omega^3\cdot\frac{\omega_{01}}{b_1}(\omega_{02}^2 + \omega_{03}^2) \\ & + \omega^2\cdot\left(\omega_{01}^2\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2\omega_{03}^2 + \omega_{02}^2\omega_{03}^2 + \frac{\omega_{02}\omega_{03}}{b_2 b_3}\omega_{01}^2\right) \\ & + \omega\cdot\left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\omega_{02}^2\omega_{03}^2\right) + (-\omega_{01}^2\omega_{02}^2\omega_{03}^2) = 0 \end{aligned} \tag{77-3}$$

بالمطابقة بين (3-70) و (3-77) نجد أن:

$$\omega_{01} = \sqrt{-\frac{z_0\cdot z_5}{z_1}} \tag{78-3}$$

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{z_1^2 z_4 z_5 - z_5^2 z_0 z_1 - z_1^2 z_3}{z_5^2 z_0 z_3 - z_5^2 z_1 z_2 + z_1^2 z_5}} \tag{79-3}$$

$$\omega_{03} = \sqrt{\frac{z_1}{z_5 \cdot \omega_{02}^2}} \tag{80-3}$$

$$b_1 = \sqrt{-\frac{z_0}{z_1 \cdot z_5}} \tag{81-3}$$

$$b_2 = \sqrt{\frac{z_1 \cdot z_5^2}{\left(\frac{z_0 \cdot z_3}{z_1} + \frac{z_1}{z_5} - z_2\right) \cdot \left(z_4 \cdot z_5 - \frac{z_0 \cdot z_5^2}{z_1} - z_3\right)}} \tag{82-3}$$

$$b_3 = \frac{\omega_{01} \cdot \omega_{02} \cdot \omega_{03}}{b_1 \cdot b_2 [z_3 - z_5 \cdot (\omega_{02}^2 + \omega_{03}^2)]} \tag{83-3}$$

وبذلك نكون قد حسبنا قيم الموسطات المؤقتة بدلالة حدود مجالات التمرير المطلوبة بطريقة تحليلية بحتة وفق التقنية الثانية. حيث تُعطى قيم $z_i$ بالعلاقات (3-71) حتى (3-76).

**التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية**

بعد أن أوجدنا الموسطات المؤقتة، أصبح بإمكاننا أن نوجد علاقة التحويل العكسي (3-67) التي تسمح لنا بإيجاد الاستجابة في مجال الترددات الحقيقية (أي استجابة المرشح الحقيقي) انطلاقاً من الاستجابة في مجال الترددات المنسوبة (أو استجابة النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض). وهي، من أجل مرشح ثلاثي مجالات التمرير، معادلة من الدرجة السادسة تُعطى بمساعدة العلاقة (3-66) على الشكل التالي:

$$\omega^6 - \omega^5 \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01}}{b_1}\right) - \omega^4 \cdot \left(b_3 \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{02} + \frac{\omega_{02} \cdot \omega_{03}}{b_2} + \omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{03}^2\right)$$
$$+\omega^3 \cdot \left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01}}{b_1}\left(\omega_{02}^2 + \omega_{03}^2 + \frac{\omega_{02} \cdot \omega_{03}}{b_2}\right)\right)$$
$$+\omega^2 \cdot \left(\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2 + \omega_{01}^2 \cdot \omega_{03}^2 + \omega_{02}^2 \cdot \omega_{03}^2 + \frac{\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02} \cdot \omega_{03}}{b_2} + \frac{b_3 \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{02} \cdot \omega_{03}^2}{b_1 \cdot b_2}\right)$$
$$-\left(\frac{\Omega \cdot \omega_{01} \cdot \omega_{02}^2 \cdot \omega_{02}^2}{b_1}\right)\omega - (\omega_{01}^2 \cdot \omega_{02}^2 \cdot \omega_{03}^2) = 0\,. \tag{84-3}$$

يمكن حل هذه المعادلة باستخدام MATLAB، وتم أيضا استخدم MATLAB من أجل التحقق من علاقة التحويل من خلال المثال الذي سنطرحه في الفصل الرابع.

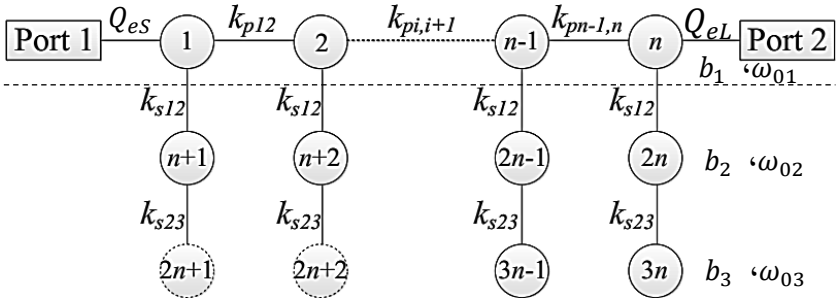
### 3.2.4.3 الخطوة الثالثة: إيجاد مصفوفة الترابط

لنأخذ بعين الاعتبار مرشح ثلاثي مجالات التمرير يحتوي على 3n رنانة كما هو مبين في الشكل 3-10. الرنانات من 1 إلى n هي رنانات تمرير المجال، وكلها ترن عند التردد $\omega_{01}$. الرنانات من $n+1$ إلى $2n$ هي مجموعة من الرنانات المسؤولة عن مجالي المنع وهي ترن عند التردد $\omega_{02}$، والرنانات من $2n+1$ إلى $3n$ هي مجموعة ثانية من الرنانات المسؤولة مجالي المنع وهي ترن عند التردد $\omega_{03}$. تشكل الرنانات التي لها الترتيب $i$ و $n+i$ و $2n+i$ (حيث $i=1,\dots,n$) رنانة ثلاثية ترددات الرنين. يوجد بالتالي $n$ رنانة متطابقة ثلاثية ترددات الرنين في المرشح ثلاثي مجالات التمرير ذو الدرجة $3n$. كل من هذه الرنانات تشكل الوحدة الدورية لمرشح ثلاثي مجالات التمرير، حيث يمكن اعتبارها اللبنات الأساسية لبنية المرشح كما في حالة التقنية الأولى المشروحة أعلاه. بالنسبة لطوبولوجيا المرشح ثلاثي مجالات التمرير، التي تستخدم التحويل الترددي الوارد في (3-66)؛ استجابة هذه البنية تحتوي على ثلاثة مجالات تمرير، ولكن كل مجال تمرير سيكون له استجابة Chebyshev من الدرجة $n$.

في المرشح ثلاثي مجالات التمرير هذا، كل رنانة متعددة (ثلاثية) ترددات الرنين تحتوي على رنانة تمرير مجال ورنانتي منع مجال. إن رنانتي منع المجال لا ترنان عند نفس التردد، إحداهما مرتبطة مباشرةً مع رنانة تمرير المجال أما الأخرى فهي مرتبطة برنانة منع المجال الأولى. تجدر الإشارة هنا إلى أن رنانتي منع المجال هما معاً مسؤولتين عن مجالي المنع وليس كل منهما على حدى مسؤولة عن أحد مجالي المنع كما في حالة التقنية الأولى المشروحة في الفقرة السابقة. $Q_{es}$ و $Q_{eL}$ هما عاملي الجودة الخارجيين للمنبع والحمل على التوالي. تمثل $k_{p\,i,i+1}$ (حيث $i=1,\dots,n-1$) الترابط بين رنانتين متجاورتين من رنانات تمرير المجال. تمثل $k_{s\,i,n+i}$ (حيث $i=1,\dots,n$) الترابط بين رنانة من رنانات مجال التمرير ورنانة من رنانات مجالات المنع والمرتبطة بها مباشرةً (والتي ترن عند التردد $\omega_{o2}$ دون أن يعني ذلك أن $\omega_{o2}$ هي تردد صفر النقل في مجال المنع الأول)، بينما تمثل $k_{s\,n+i,2n+i}$ (حيث $i=1,\dots,n$) الترابط بين رنانتين من رنانات منع المجالات حيث ترن هاتين الرنانتين عند الترددين $\omega_{o2}$ و $\omega_{o3}$ (نكرر هنا ايضاً أن هذين الترددين هما ليسا مواقع أصفار النقل الواقعة ضمن مجالات المنع كما في حالة التقنية الأولى).

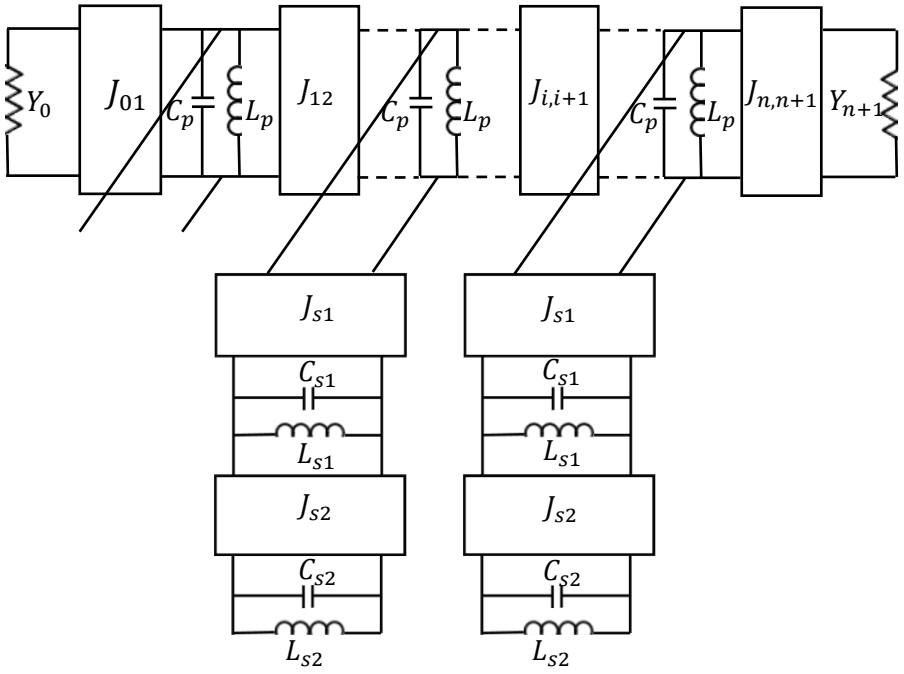
يبين الشكل 3-11 الدارة المكافئة (الموصوفة بمحولات السماحيات $J$ المتصلة برنانات تمرير المجال ورنانات منع المجال) للبنية الموضحة في الشكل 3-10 (الموصوفة بالموسطات المؤقتة). من

بين الموسطات المؤقتة، يصف $b_1$ و $\omega_{01}$ رنانات تمرير المجال من 1 حتى $n$ ، بينما تصف $b_2$ و $\omega_{02}$ رنانات منع المجالات المرتبطة مباشرةً برنانات تمرير المجالات أي الرنانات من $n+1$ حتى $2n$ ، أما $b_3$ و $\omega_{03}$ فهي تصف رنانات منع المجالات من $2n+1$ حتى $3n$. ونوضح فيما يلي طريقة إيجاد عناصر الدارة المكافئة وعناصر مصفوفة الترابط.




**الشكل 3-10 الطبولوجيا العامة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الثانية.**

تمثل الدوائر في الشكل 3-10 الرنانات بينما تمثل الخطوط المستمرة بينها الترابط بين الرنانات. الرنانتان الطرفيتان متصلتان مع بوابتي الدخل والخرج بواسطة محولي السماحية الطرفيين $J_{01}$ و $J_{n,n+1}$ الموضحين في الدارة المكافئة في الشكل 3-11 أو عن طريق عوامل الجودة $Q_{eS}$ و $Q_{eL}$ على الدخل والخرج في الشكل 3-10. ترتبط كل من الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير برنانة واحدة مسؤولة عن مجالات المنع والتي ترتبط بدورها برنانة أخرى مسؤولة أيضاً عن مجالات المنع، لتشكل الرنانات الثلاثة معاً، كما ذكرنا، ما يسمى **بالرنانة ثلاثية ترددات الرنين** Triple-Resonance Frequency Resonator. تمثل $Y_0$، $Y_{n+1}$ في الشكل 3-11 السماحية المنسوبة عند الدخل والخرج. تمثل $J_{i,i+1}$ (حيث $i = 1, \dots, n$) قيمة محول السماحية بين الرنانتين اللتين لهما الترتيب $i$ و $i+1$، بينما تمثل $J_{s1}$ قيمة محول السماحية بين كل رنانة من رنانات تمرير المجال وإحدى رنانات منع المجالات، في حين أن $J_{s2}$ تمثل محول السماحية بين رنانتي منع مجالات بينهما $n$ رنانة. $\omega_{01}$ و $b_1$ هما تردد الرنين وموسط ميل التأثرية للرنانات تمرير المجال في حين أن $\omega_{02}$ و $b_2$ هما تردد الرنين وموسط ميل التأثرية لمجموعة من رنانات منع المجالات والمرتبطة مباشرةً برنانات تمرير المجال، أما $\omega_{03}$ و $b_3$ هما تردد الرنين وموسط ميل التأثرية لباقي رنانات منع المجالات والمرتبطة فقط برنانات منع مجالات أخرى. تشكل استجابة الجزء الواقع فوق الخط المنقط في الشكل 3-10 استجابة Chebyshev متعددة الأقطاب، بينما تشكل كل من الرنانات الموجودة تحت الخط المنقط السفلي مجالي المنع بين مجالات تمرير المرشح الثلاثة.




**الشكل 3-11: نموذج الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الثانية.**

**إيجاد عناصر الدارة المكافئة**

يمكن أن نحصل على قيم محولات السماحيات $J$ في الدارة المكافئة من إجرائية تصميم Chebyshev متعددة الأقطاب بالعلاقات التالية [2]:

$$\left.\begin{aligned} J_{01} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_0 \cdot g_1}} \\ J_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{1}{g_i \cdot g_{i+1}}} \\ J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_n \cdot g_{n+1}}} \end{aligned}\right\} \qquad (85\text{-}3)$$

$$J_{s1} = J_{s2} = 1 \qquad (86\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11). أما قيم باقي عناصر الدارة (الملفات والمكثفات) فتعطى بالعلاقة التالية:

$$b_i = \omega_{0i} \cdot C_i \qquad (87\text{-}3)$$

حيث: $i = \begin{cases} p, & s_1 \text{ or } s_2 \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1, & 2 \text{ or } 3 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} \tag{88-3}$$

حيث: $i: \begin{cases} p, & s_1 \text{ or } s_2 \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1, & 2 \text{ or } 3 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$

**إيجاد عناصر مصفوفة الترابط:**

وفقاً للشكل 3-10 يمكننا أن نمثل مصفوفة الترابط لمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً للتقنية الثانية على الشكل التالي:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps1} & [0] \\ M_{ps1} & M_{s1} & M_{ps2} \\ [0] & M_{ps2} & M_{s2} \end{bmatrix} \tag{89-3}$$

حيث $[0]$ هي مصفوفة صفرية أبعادها $n \times n$. أي يمكن تمثيلها بتركيب لخمسة مصفوفات جزئية. نعرف كل من المصفوفات الجزئية الواردة في العلاقة (3-89) على الشكل التالي [2] [62]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots\cdots\cdots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \cdots\cdots\cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \cdots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \tag{90-3}$$

$$: \begin{cases} k_{i,i} = \frac{\omega_0}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_0} & : i = 1, \ldots, n \\ k_{i,i+1} = k_{i+1,i} = \frac{1}{b_1\sqrt{g_i g_{i+1}}} & : i = 1, \ldots, n-1 \end{cases}$$

$$M_{s1} = \begin{bmatrix} k_{n+1,n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & & \ldots\ 0 & k_{2n,2n} \end{bmatrix} \tag{92-3}$$

$$: k_{n+i,n+i} = \frac{\omega_0}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

$$M_{s2} = \begin{bmatrix} k_{2n+1,2n+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & & \ldots\ 0 & k_{3n,3n} \end{bmatrix} \tag{93-3}$$

$$: k_{2n+i,2n+i} = \frac{\omega_0}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \ldots, n$$

$$M_{ps1} = \begin{bmatrix} k_{1,n+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & & \dots & 0 \quad k_{n,2n} \end{bmatrix} \tag{94-3}$$

$$: k_{i,n+i} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_2}} \qquad : i = 1, \dots, n$$

$$M_{ps2} = \begin{bmatrix} k_{n+1,2n+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & & \dots & 0 \quad k_{2n,3n} \end{bmatrix} \tag{95-3}$$

$$: k_{n+i,2n+i} = \frac{1}{\sqrt{b_2 b_3}} \qquad : i = 1, \dots, n$$

حيث:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L1} \cdot \omega_{H3}} \tag{96-3}$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني. وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [2]:

$$\begin{aligned} q_{e1} &= \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \\ q_{en} &= \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \end{aligned} \tag{97-3}$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11).

## 3.4.3 استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير

بعد أن أوجدنا الدارة المكافئة وعناصر مصفوفة الترابط وفقاً للتقنيتين المشروحتين أعلاه، يمكننا أن نوجد استجابة المرشح إما بمحاكاة الدارة المكافئة في برنامج لمحاكاة الدارات مثل ADS أو MWO أو غيرها من البرامج المستخدمة في محاكاة دارات الأمواج الميكروية، أو باستخدام مصفوفة الترابط. تُعطى استجابة المرشح بالعلاقة (2-40) و (2-41)، وبمساعدة العلاقة (2-39)، والتي سنعيد كتابتها هنا:

$$[A] = [q] + p[U] - j[M] \tag{98-3}$$

حيث $[M]$ هي مصفوفة الترابط التي تُعطى عناصرها بالعلاقات (3-58) حتى (3-62) من أجل التقنية الأولى أو بالعلاقات (3-90) حتى (3-94) من أجل التقنية الثانية. أما $[U]$ هي المصفوفة الواحدية و $p$ هو التحويل الترددي أي العلاقة (3-30) من أجل التقنية الأولى أو (3-66) من أجل تقنية الثانية. و $[q]$ هي مصفوفة الجودة، جميع عناصرها تساوي الصفر ماعدا العنصر الأول من القطر الرئيسي الذي يساوي مقلوب عامل الجودة عند الدخل أي $1/q_{e1}$، والعنصر الأخير من القطر الرئيسي ويساوي مقلوب عامل الجودة عند الخرج أي $1/q_{en}$، وهما معطيين بالعلاقتين (3-64) و(3-65) من أجل تقنية التركيب الأولى أو (3-97) من أجل تقنية التركيب الثانية.

## 5.3 تعميم تقنية تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير بالاعتماد على الرنانات متعددة ترددات الرنين

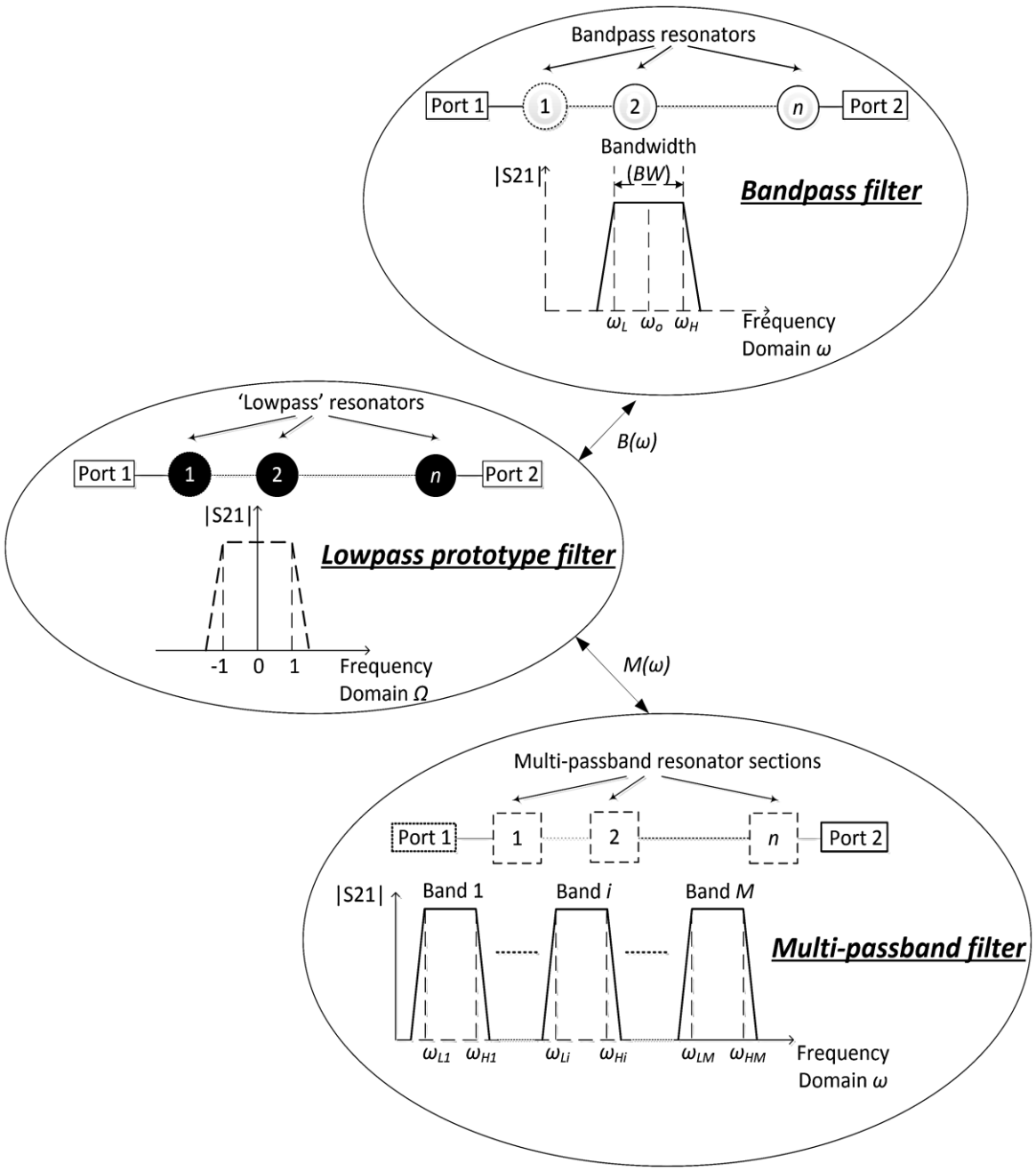
بعد أن رأينا تقنية تركيب المرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير، يمكننا أن نجري تعميم لتقنيات التركيب المذكورة من أجل مرشحات متعددة مجالات التمرير. ومن أجل الإيضاح سنناقش تقنيات تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير من وجهة نظر الرنانات متعددة ترددات الرنين حيث أنها تمثل لبنات البناء الأساسية للمرشحات متعددة مجالات التمرير.

### 1.5.3 التركيب العام للمرشحات متعددة مجالات التمرير

نوضح فيما يلي طرائق تعميم تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير، كما هو مبين في الشكل 3-12، نحصل على مرشح تمرير المجال بتطبيق التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى تمرير المجال $B(\omega)$ (المعطى بالعلاقة (3-1)) على النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض. تمثل الدوائر السوداء رنانات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض ؛ بينما تمثل الدوائر البيضاء رنانات تمرير المجال.

بتطبيق التحويل الترددي من النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى متعدد مجالات التمرير $M_P(\omega)$، يتحول النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض إلى مرشح متعدد مجالات التمرير. وهذا يتحقق فيزيائياً باستبدال عناصر النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض بالرنانات متعددة ترددات الرنين والتي نشير لها بالمربعات المنقطة في الشكل (3-12).

يمكننا اعتبار تقنية تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير، المقترحة في بعض المراجع العلمية مثل [72]، هي امتداد لتقنية التركيب الأولى المشروحة في الفقرة 1.4.3. وتسمى الرنانات




**الشكل 3-12: مخطط التحويل الترددي.**

متعددة ترددات الرنين، التي تشكل البنية الدورية للمرشح متعدد مجالات التمرير الناتج، بالرنانات ذات الترابط التفرعي. بينما نقترح في هذه الفقرة تركيب تشكيلتين جديدتين للحصول على الرنانات متعددة ترددات الرنين. نحصل على التشكيلة الأولى من تعميم التقنية الثانية لتركيب المرشحات ثلاثية مجالات التمرير الواردة في الفقرة 2.4.3، ونسمي الرنانات متعددة ترددات الرنين الناتجة بالرنانات ذات الترابط التسلسلي. بينما تعتمد التشكيلة الثانية على رنانات متعددة ترددات الرنين تنتج عن مزيج للرنانات ذات الترابط التفرعي والترابط التسلسلي المذكورتين، ونسميها بالرنانات ذات الترابط المختلط. وبناءاً على ذلك، يمكن تصنيف الرنانات متعددة ترددات الرنين إلى ثلاثة أنواع عامة، وهي مبينة في

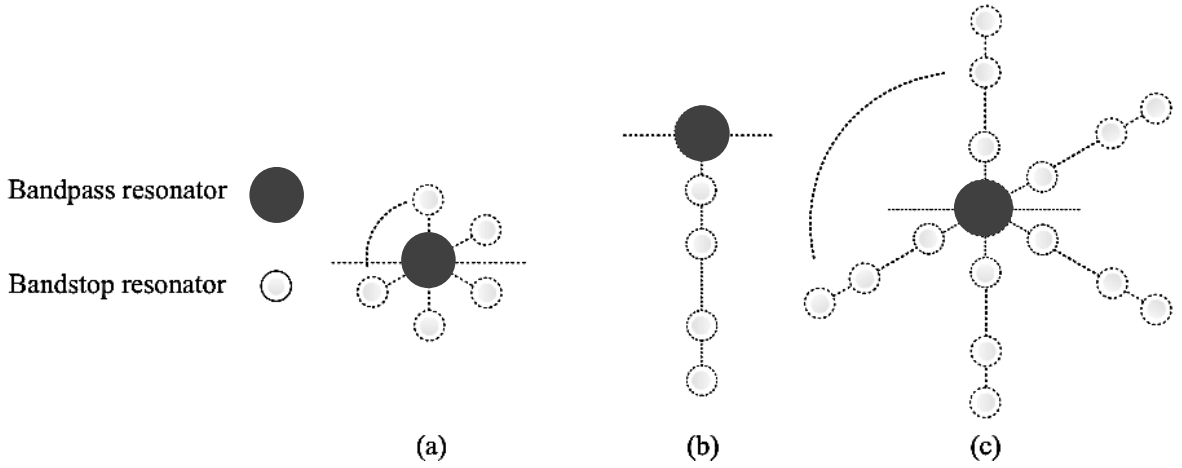
الشكل 3-13. في النوع الأول، ترتبط رنانات منع المجالات مباشرةً برنانة تمرير المجال. في النوع الثاني: لرنانات منع المجال شكل خط inline وترتبط فقط رنانة منع مجالات واحدة مباشرةً مع رنانة تمرير المجال. أما النوع الثالث هو ترابط مختلط بين رنانات منع المجالات ورنانة تمرير المجال، حيث يكون الترابط مختلط بين التسلسلي والتفرعي. تمثل الدوائر الكبيرة رنانات تمرير المجال، بينما تمثل الدوائر الصغيرة رنانات منع المجالات.

تم استخدام الرنانات ذات الترابط التفرعي في تصميم مرشحات متعددة مجالات التمرير بتكنولوجيا النواقل الشرائحية [72]. إلا أنه يمكننا أن نلاحظ محدودية تقنية الترابط التفرعي مع زيادة عدد مجالات التمرير. هذا ينطبق على المرشحات متعددة مجالات التمرير التي تستخدم تكنولوجيا الرنانات المشطية المتداخلة، إذ لا يمكن زيادة عدد المجالات عن ثلاثة، حيث يستحيل تحقيقها فيزيائياً. وهذا ما دفعنا لتطوير تقنيات جديدة لتركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير باستخدام تشكيلات مختلفة للرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط التسلسلي او المختلط.

تعتمد المرشحات متعددة مجالات التمرير المدروسة هنا على الرنانات المذكورة أعلاه. من أجل كل رنانة متعددة ترددات الرنين، هنالك رنانة تمرير مجال واحدة وعدة رنانات منع مجالات يتبع عددها لعدد مجالات التمرير. من أجل مرشح متعدد مجالات تمرير ما، تتشارك كل الرنانات متعددة ترددات الرنين نفس الطبوبوجيا، حيث تتصل هذه الرنانات ببعضها البعض من خلال قالبات سماحيات تتواجد بين رنانات تمرير المجال. من المفيد أن نلاحظ هنا أن الرنانة متعددة ترددات الرنين هي التي تحدد تابع التحويل الترددي وعدد مجالات التمرير في تقنية تركيب المرشح متعدد مجالات التمرير.

## 2.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط التفرعي

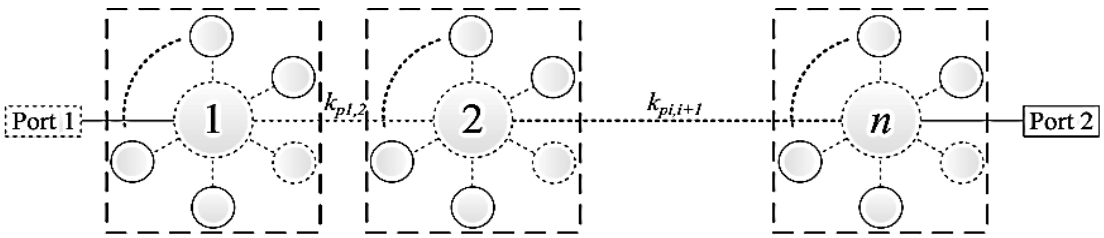
يبين الشكل 3-14 مرشح متعدد مجالات التمرير عام مبني برنانات متعددة ترددات الرنين ذات ترابط تفرعي. الرنانات من 1 حتى $n$ هي رنانات تمرير المجال. نحصل على هذا المرشح من تطبيق التحويل الترددي على النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض ذو الاستجابة Chebyshev من الدرجة $n$، فإن كل من مجالات تمرير المرشح متعدد مجالات التمرير سيكون له نفس شكل الاستجابة داخل وخارج مجال التمرير وهي Chebyshev من الدرجة $n$.




**الشكل 3-13 الأنواع المختلفة للرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط (a) التفرعي (b) التسلسلي (c) المختلط.**

يمكننا أن نحسب الترابط بين رنانات تمرير المجال $k_{p\,i,i+1}$ حيث $(i = 1,2, \dots n-1)$ باستخدام العلاقات (3-19) أو (3-58) أو (3-90).

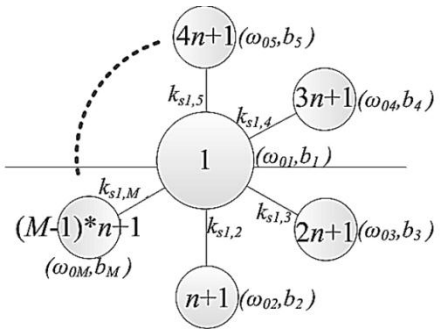
يبين الشكل 3-15 شكلاً توضيحياً لرنانة ذات ترابط تفرعي من مرشح متعدد مجالات التمرير الوارد في الشكل 3-14. يتشكل المرشح متعدد مجالات التمرير من n رنانة من هذه الرنانات. وهو يُظهر الطبولوجيا العامة لرنانة واحدة ذات ترابط تفرعي. ليكن M هو عدد الرنانات في الرنانة ذات الترابط التفرعي، بالتالي يجب أن تكون M عدداً صحيحاً موجباً تماماً. في حالة الترابط التفرعي، تترابط رنانة تمرير المجال مع $M-1$ رنانة منع مجال. بالتالي يوجد $n \times M$ رنانة في المرشح متعدد مجالات التمرير. $\omega_{0i}$ و $b_i$ حيث $(i = 1,2, \dots, M)$ هما على التوالي تردد الرنين وموسط ميل التأثرية للرنانة ذات الترتيب $i$. عندما تكون $i = 1$، تكون الرنانة رنانة تمرير مجال؛ وعندما تكون $i = 2,3, \dots, M$ تكون الرنانة رنانة منع مجال. كل الرنانات ذات الترابط التفرعي في المرشح متعدد مجالات التمرير الواحد يجب أن تتشارك نفس الشكل layout والموسطات المؤقتة.




**الشكل 3-14 طبولوجيا مرشح متعدد مجالات التمرير عام مبني برنانات ذات ترابط تفرعي.**

يُعطى الترابط بين رنانة مجال التمرير وكل من رنانات منع المجال المرتبطة بها بالعلاقة التالية:

$$k_{s\,1,i+1} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_{i+1}}} \qquad (i = 1,2, \dots, M-1) \tag{99-3}$$



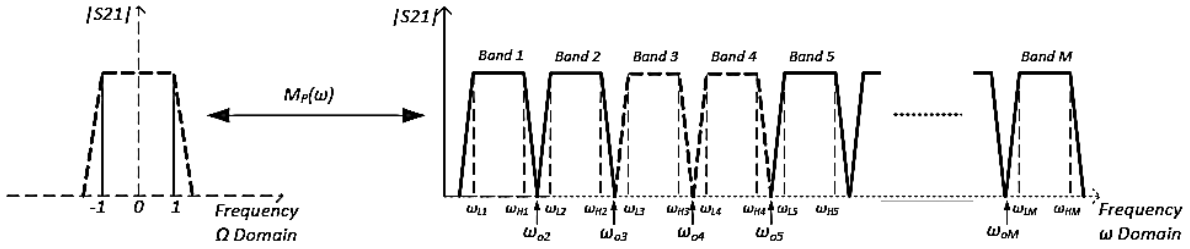

**الشكل 3-15 رنانة ذات ترابط تفرعي.**

**($n$ هي درجة كل مجال تمرير و $M$ هي عدد الكلي لمجالات التمرير)**

يُعطى التحويل الترددي العام $M_P(\omega)$ للمرشح متعدد مجالات التمرير المبني على هذا النوع من الرنانات على الشكل التالي [72]:

$$\Omega = M_P(\omega) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \frac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right)} - \frac{1}{b_3\left(\frac{\omega}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega}\right)} - \cdots - \frac{1}{b_M\left(\frac{\omega}{\omega_{0M}} - \frac{\omega_{0M}}{\omega}\right)} \quad (100\text{-}3)$$

أي بتطبيق هذا التحويل الترددي على نموذج أولي ذو تمرير منخفض فإننا نحصل على مرشح عدد مجالات تمريره $M$. يبين الشكل 3-16 صورة توضيحية لهذه الإجرائية حيث $\omega_{Li}$ و $\omega_{Hi}$ هما على التوالي حافتي مجال التمرير ذو الترتيب $i$ $(i = 1, \ldots, M)$، حيث يوجد $M$ مجال تمرير في المرشح متعدد مجالات التمرير. يجب أن نلاحظ هنا أنه من الممكن أن يكون عدد عناصر الترابط بين رنانات المرشح كبير، ما يزيد من صعوبة التنفيذ العملي للمرشح.




**الشكل 3-16: مخطط $S_{21}$ في تقنية تركيب مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام رنانات ذات ترابط تفرعي.**

**إيجاد عناصر مصفوفة الترابط:**

وفقاً للشكل 3-14 يمكننا أن نمثل مصفوفة الترابط لمرشح متعدد مجالات التمرير وفقاً لتقنية الرنانات ذات الترابط التفرعي على الشكل التالي:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps1} & M_{ps2} & \cdots & M_{psM-1} \\ M_{ps1} & M_{s1} & [0] & \cdots & [0] \\ M_{ps2} & [0] & M_{s2} & \cdots & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{psM-1} & [0] & [0] & \cdots & M_{sM-1} \end{bmatrix} \quad (101\text{-}3)$$

حيث [0] هي مصفوفة صفرية أبعادها $n \times n$. أي يمكن تمثيلها بتركيب لعدة مصفوفات جزئية. نعرف كل من المصفوفات الجزئية الواردة في العلاقة (3-101) على الشكل التالي [2] [62]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots\cdots\cdots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \cdots\cdots\cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \cdots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \quad (102\text{-}3)$$

$$: \begin{cases} k_{i,i} = \dfrac{\omega_0}{\omega_{01}} - \dfrac{\omega_{01}}{\omega_0} & : i = 1, \ldots, n \\ k_{i,i+1} = k_{i+1,i} = \dfrac{1}{b_1\sqrt{g_i g_{i+1}}} & : i = 1, \ldots, n-1 \end{cases}$$

$$M_{si} = \begin{bmatrix} k_{i+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{i+1} \end{bmatrix} \quad (103\text{-}3)$$

$$: k_{i+1} = \frac{\omega_0}{\omega_{0,i+1}} - \frac{\omega_{0,i+1}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \ldots, M-1$$

$$M_{psi} = \begin{bmatrix} k_{1,i+1} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & k_{1,i+1} \end{bmatrix} \quad (104\text{-}3)$$

$$: k_{1,i+1} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_{i+1}}} \qquad : i = 1, \ldots, M-1$$

حيث:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L1} \cdot \omega_{H,M}} \quad (105\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني. وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [2]:

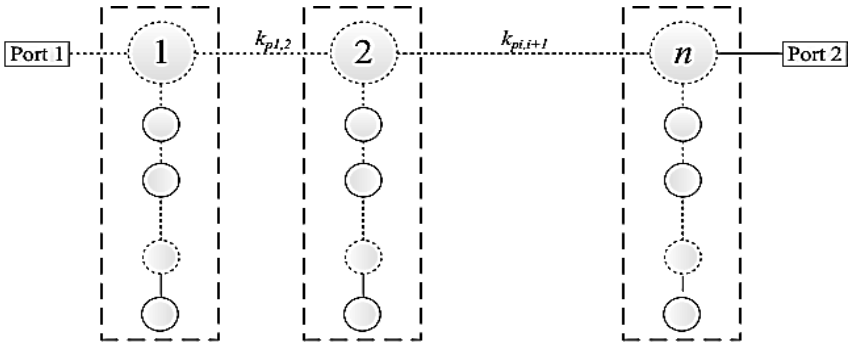
$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \quad (106\text{-}3)$$

$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \quad (107\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11).

## 3.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط التسلسلي

يبين الشكل 3-17 طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات متعددة ترددات الرنين ذات ترابط تسلسلي. أيضاً هنا الرنانات من 1 حتى $n$ هي رنانات تمرير المجال، وكل الرنانات المتبقية هي رنانات منع مجال.

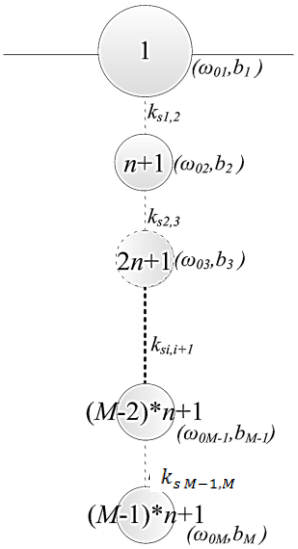



**الشكل 3-17: طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات ذات ترابط تسلسلي.**

يبين الشكل 3-18 مخططاً تفصيلياً للرنانة الأولى ذات الترابط التسلسلي والمبينة في الشكل 3-17. بشكل مشابه لحالة الترابط التفرعي، في المرشح متعدد مجالات التمرير، هنالك $n$ رنانة متطابقة من الرنانات ذات الترابط التسلسلي، كل منها يتكون من رنانة تمرير مجال ترن عند التردد $\omega_{01}$ و $M-1$ رنانة منع مجال ترن عند الترددات $\omega_{0i}$ $(i = 2,3, \dots, M)$. يوجد بالتالي $M \times n$ رنانة في المرشح متعدد مجالات التمرير أيضاً في هذه الحالة.

يُعرف الترابط بين رنانتين تسلسليتين متتاليتين من رنانة واحدة متعددة مجالات التمرير على الشكل التالي:

$$k_{s\,i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{b_i b_{i+1}}} \qquad (i = 1,2,\dots,M-1) \tag{108-3}$$



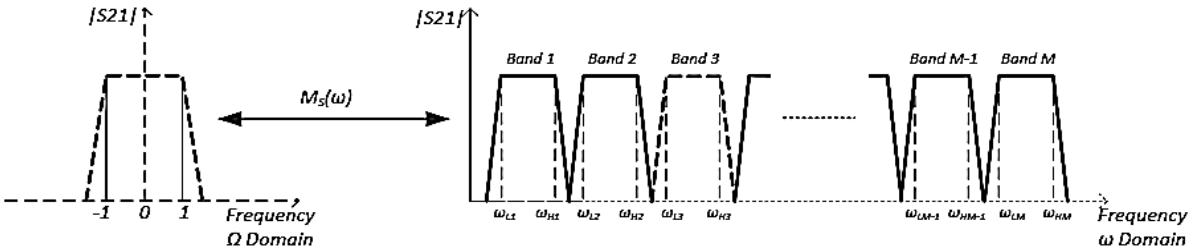

**الشكل 3-18: الرنانة الأولى ذات الترابط التسلسلي من الشكل 3-17.**

**($n$ هي درجة كل مجال تمرير و $M$ هي عدد الكلي لمجالات التمرير)**

بناءاً على طبولوجيا الرنانة ذات الترابط التسلسلي، يمكننا أن نكتب تابع التحويل الترددي العام $M_S(\omega)$ للمرشح متعدد مجالات التمرير على الشكل التالي:

$$\Omega = M_S(\omega) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_3\left(\frac{\omega}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega}\right)} - \cdots \\ \ddots \\ - \cfrac{1}{b_{M-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{0M-1}} - \frac{\omega_{0M-1}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_M\left(\frac{\omega}{\omega_{0M}} - \frac{\omega_{0M}}{\omega}\right)}} \tag{109-3}$$

يوضح الشكل 3-19 إجرائية إعادة النسبة لهذا النوع من المرشحات متعددة مجالات التمرير.




**الشكل 3-19: مخطط $S_{21}$ في تقنية تركيب مرشح متعدد مجالات التمرير باستخدام رنانات ذات ترابط تسلسلي.**

يوجد $M$ مجال تمرير في هذا النوع من المرشحات متعددة مجالات التمرير أيضاً. إلا أن الترددات $\omega_{0i}$ $(i = 2,3, \dots, M)$ لن تبقى مواقع أصفار النقل في الاستجابة المعاد نسبتها كما كان الحال في التقنية الأولى للمرشحات متعددة مجالات التمرير (حالة الترابط التفرعي لرنانات منع المجال).

**إيجاد عناصر مصفوفة الترابط:**

وفقاً للشكل 3-17 يمكننا أن نمثل مصفوفة الترابط لمرشح متعدد مجالات التمرير وفقاً لتقنية الرنانات ذات الترابط التسلسلي على الشكل التالي:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps1} & [0] & \cdots & [0] \\ M_{ps1} & M_{s1} & M_{ps2} & \cdots & [0] \\ [0] & M_{ps2} & M_{s2} & \cdots & [0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & M_{psM-1} \\ [0] & [0] & [0] & M_{psM-1} & M_{sM-1} \end{bmatrix} \quad (110\text{-}3)$$

حيث [0] هي مصفوفة صفرية أبعادها $n \times n$. أي يمكن تمثيلها بتركيب لعدة مصفوفات جزئية. نعرف كل من المصفوفات الجزئية الواردة في العلاقة (3-110) على الشكل التالي [2] [62]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \dots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \quad (111\text{-}3)$$

$$: \begin{cases} k_{i,i} = \frac{\omega_0}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_0} & : i = 1, \dots, n \\ k_{i,i+1} = k_{i+1,i} = \frac{1}{b_1\sqrt{g_1 g_{i+1}}} & : i = 1, \dots, n-1 \end{cases}$$

$$M_{si} = \begin{bmatrix} k_{i+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{i+1} \end{bmatrix} \quad (112\text{-}3)$$

$$: k_{i+1} = \frac{\omega_0}{\omega_{0,i+1}} - \frac{\omega_{0,i+1}}{\omega_0} \qquad : i = 1, \dots, M-1$$

$$M_{psi} = \begin{bmatrix} k_{i,i+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{i,i+1} \end{bmatrix} \quad (113\text{-}3)$$

$$: k_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{b_i b_{i+1}}} \qquad : i = 1, \dots, M-1$$

حيث:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L1} \cdot \omega_{H,M}} \tag{114-3}$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ من العلاقات (2-8) حتى (2-11) في الفصل الثاني. وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [2]:

$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \tag{115-3}$$

$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \tag{116-3}$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11).

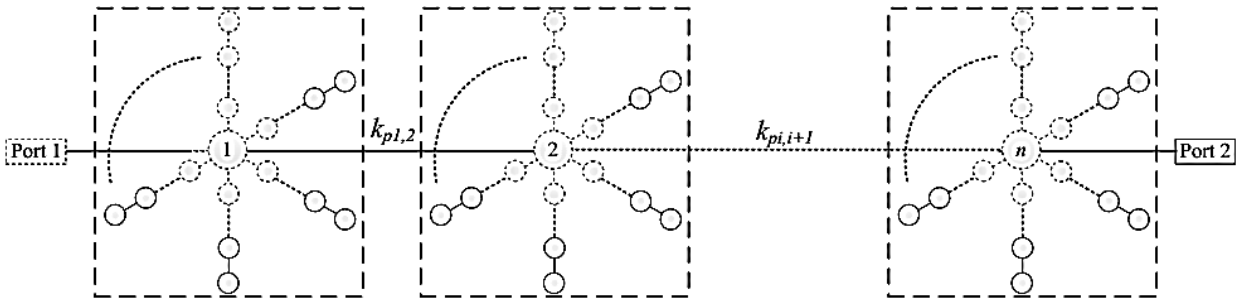
### 4.5.3 المرشحات التي تعتمد الرنانات متعددة ترددات الرنين ذات الترابط المختلط

يبين الشكل 3-20 طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات متعددة ترددات الرنين ذات ترابط مختلط. وتبقى هنا أيضاً الرنانات من 1 حتى $n$ هي رنانات تمرير المجال، وكل الرنانات المتبقية هي رنانات منع مجالات.

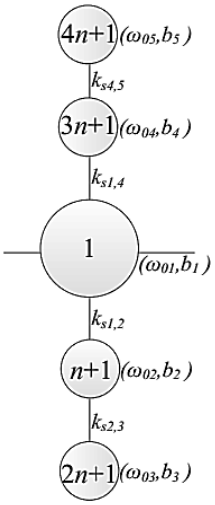
بسبب التعقيد في الترقيم، وبدلاً من أن نظهِر طبولوجيا عامة للرنانة ذات الترابط المختلط، نبين في الشكل 3-21 طبولوجيا مثال من أجل توضيح المبدأ، والتي يمكن أن تعطي توضيحاً وتفسيراً جيِّداً لهذه البنية.

إن الرنانة ذات الترتيب 1 في الشكل 3-21 هي رنانة تمرير مجال، بينما الرنانات الأربعة المتبقية هي رنانات منع مجالات. رنانتي منع المجال $n+1$ و $3n+1$ مرتبطتين مباشرةً مع رنانة تمرير المجال: بينما رنانتي منع المجال المتبقيتين $2n+1$ و $4n+1$ فهما مرتبطتين بشكل غير مباشر مع رنانة تمرير المجال وذلك عن طريق رنانتي منع المجال المجاورتين أي $n+1$ و $3n+1$ على التوالي. ويمكن حساب الترابط بين رنانتين متجاورتين في هذا النوع من رنانة واحدة متعددة ترددات الرنين باستخدام العلاقتين (3-99) و (3-108). بالنسبة لهذا الرنانة ذات الترابط المختلط المدروسة، يمكن الحصول على مرشح خماسي مجالات التمرير بمواصفات مجالات تمرير اعتباطية. فإذا كانت مواصفات مجالات التمرير معطية وتم اختيار الطبولوجيا المرغوبة للرنانة ذات الترابط المختلط يمكننا أن نحصل على التحويل الترددي المطلوب للحصول على المرشح متعدد مجالات التمرير. يُعطى التحويل الترددي المقابل لهذا المرشح خماسي مجالات التمرير (المثال المقترح) بالعلاقة التالية:

$$\Omega = M_P(\omega) = b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_2\left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_3\left(\frac{\omega}{\omega_{03}} - \frac{\omega_{03}}{\omega}\right)}} - \cfrac{1}{b_4\left(\frac{\omega}{\omega_{04}} - \frac{\omega_{04}}{\omega}\right) - \cfrac{1}{b_5\left(\frac{\omega}{\omega_{05}} - \frac{\omega_{05}}{\omega}\right)}} \quad (117\text{-}3)$$




**الشكل 3-20: طبولوجيا عامة لمرشح متعدد مجالات التمرير مبني باستخدام رنانات ذات ترابط مختلط.**



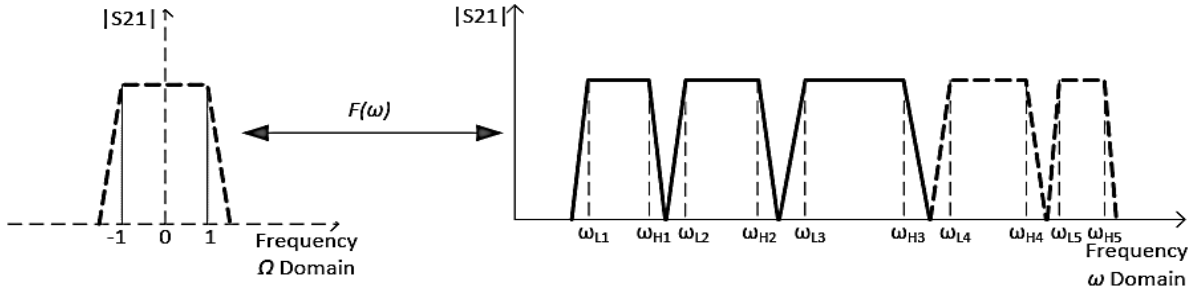

**الشكل 3-21: رنانة ذات ترابط مختلط.**

**($n$ هي درجة كل مجال تمرير و $M = 5$ هي عدد الكلي لمجالات التمرير)**

يوضح الشكل 3-22 إجرائية التحويل الترددي أو إعادة النسبة للمرشح خماسي مجالات التمرير (المثال) وفقاً للعلاقة (117-3).

من أجل رنانة عامة ذات ترابط مختلط فيها $M$ رنانة، يمكننا أن نحصل على التحويل الترددي المطلوب وفقاً للطريقة التالية. نضع أولاً الحد $b_1\left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega}\right)$ والذي يقابل رنانات تمرير المجال، ومن ثم إذا تم ربط رنانة منع مجال واحدة مع رنانة تمرير المجال، نضيف الحد $-\frac{1}{b_i\left(\frac{\omega}{\omega_{0i}} - \frac{\omega_{0i}}{\omega}\right)}$ (حيث $i$ هي

عدد صحيح يقع بين 2 و $M$) في التحويل الترددي وإذا كان هناك مجموعة من رنانات منع المجالات المترابطة تسلسلياً والمرتبطة برنانة تمرير المجال، نضيف حداً جديداً له شكل الحد الثاني المعطى في العلاقة (3-109) إلى التحويل الترددي. وأخيراً يجب أن يوجد $M$ زوج من الموسطات المؤقتة في هذا التحويل الترددي، والتي تعرِّف كافة الرنانات التي عددها $M$ في الرنانة ذات الترابط المختلط.




**الشكل 3-22: إجرائية التحويل الترددي لمرشح خماسي مجالات التمرير بترابط مختلط.**

يوضح الشكل 3-23 (a) شكل مصفوفة الترابط لهذا المرشح، كما يوضح الشكل 3-23 (b) العلاقات الرياضية التي تستخدم لحساب قيم عناصر المصفوفة.

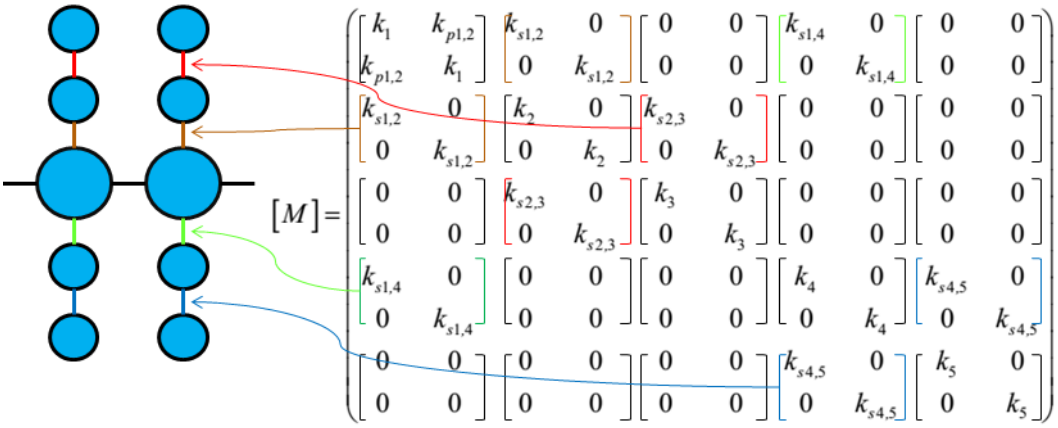
أما معاملات الجودة لهذا المرشح فإنها تعطى بالعلاقات التالية [2]:

$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \qquad (118\text{-}3)$$

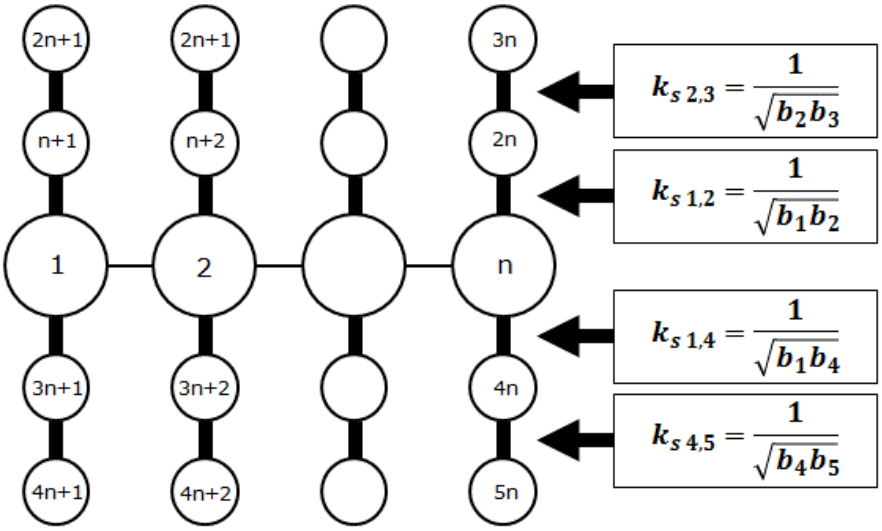
$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \qquad (119\text{-}3)$$

حيث تُعطى قيم $g_i$ $(i = 0, \dots, n+1)$ بالعلاقات (2-8) حتى (2-11).

لكي نتحقق من تعميم تقنيات تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير. سنعطي في الفصل الرابع مثالاً حول تركيب مرشح خماسي مجالات التمرير. والذي يستخدم رنانات ذات ترابط مختلط والمبينة في الشكل 3-21 ككتلة بناء أساسية للمرشح، وسوف يتم استخدام العلاقة (3-117) كعلاقة تحويل ترددي.




(a) مصفوفة الترابط لمرشح خماسي مجالات التمرير وفقاً لطريقة الترابط المختلط




(b) إيضاح لمعاملات الترابط في مصفوفة الترابط

**الشكل 3-23: إيضاح لطريقة حساب مصفوفة الترابط لمرشح خماسي مجالات التمرير (الباحث).**

## 6.3 الخاتمة

قمنا في هذا الفصل باستخدام منهجية تحليلية لتركيب مرشح ثنائي وثلاثي مجالات التمرير بالاعتماد على التحويل الترددي بين مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، ومجال الترددات الحقيقية للمرشح. كانت الطريقة المتبعة تحليلية بحتة في عملية إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على مصفوفة الترابط من أجل الحصول على الاستجابة ثنائية أو ثلاثية مجالات التمرير. تتضمن الإجرائية أيضاً إيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات، والتي تتضمن ربط كل من الرنانات الأساسية

للمرشح برنانة (أو أكثر) مسؤولة عن مجال (أو مجالات) المنع لنحصل على رنانات ثنائية أو ثلاثية ترددات الرنين.

ومن ثم قمنا بإجراء تعميم على تقنية التحويل الترددي بحيث نتمكن من الحصول على استجابة متعددة مجالات التمرير، وأوجدنا علاقات التركيب بشكل تحليلي. ووجدنا أنه يمكننا ان نبني المرشح باستخدام رنانات متعددة مجالات التمرير تحتوي نوعين من الرنانات أحدها رنانات تمرير المجال والآخر رنانات منع المجالات. ووجدنا أنه يمكن أن يكون الترابط بين رنانات منع المجال تسلسلياً أو تفرعياً أو مختلطاً مع رنانات تمرير المجال ما يسمح بالحصول على طبولوجيات مختلفة لكل منها علاقة تحويل ترددي مختلفة يمكن استنتاجها من شكل الترابط بين الرنانات.

# الفصل الرابع

# تصميم وتنفيذ بعض المرشحات متعددة مجالات التمرير

# Design and Implementation of some Multiband BandPass Filters

تم في هذا الفصل التحقق من علاقات التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية من خلال أمثلة عن مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير. وكذلك تم التحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس الأمثلة. وباستخدام برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية، تم تصميم مرشحات رنانات مشطية متداخلة تحقق مواصفات المرشحات الأمثلة المطروحة، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح. كما تم تنفيذ بعض الأمثلة الواردة في هذا الفصل وقياسها باستخدام المحلل الشبكي NA. أظهرت نتائج القياس توافقاً جيداً مع النتائج المتوقعة والمتمثلة بنتائج محاكاة مرشحات الأمثلة المطروحة. تم أيضا اختبار إحدى طرائق تعميم تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير عن طريق الاستجابة التي تم الحصول عليها من مصفوفة الترابط. وكانت استجابة المرشح الناتجة تحقق مواصفات المرشح المطلوبة. ما يشير إلى فعالية طرائق التعميم المقترحة. تُفضي النتائج المستقرأة من هذا الفصل إلى التحقق من فعالية الطرائق المقترحة في تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير.

# الفصل الرابع

# تصميم وتنفيذ بعض المرشحات متعددة مجالات التمرير Design and Implementation of some Multiband Bandpass Filters

## 1.4 مقدمة

رأينا في الفصل الثالث طريقة تركيب مرشحات متعددة مجالات التمرير بدءاً من المرشح ثنائي مجالات التمرير ومن ثم ثلاثي مجالات التمرير وأخيراً طرائق تعميم تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير. رأينا كيف يتم بناء المرشح متعدد مجالات التمرير بوحدات دورية كل منها يشكل رنانة متعددة ترددات الرنين. ووجدنا أنه يمكننا بناء الرنانة متعددة ترددات الرنين، المستخدمة في هذه الأنواع من المرشحات، من عدة رنانات إحداها رنانة تمرير مجال وباقي الرنانات هي رنانات مسؤولة عن مجالات المنع، وأنه يتم ربط رنانات منع المجالات بشكل تسلسلي مع رنانة تمرير المجال أو بشكل تفرعي أو مختلط. سنقوم في هذا الفصل بإجراء بعض الأمثلة حول المرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير مع التنفيذ العملي لهذه الأمثلة، بينما نكتفي بتركيب مرشح خماسي المجالات والتحقق من صحة التركيب عن طريق رسم استجابة المرشح اعتمادا على مصفوفة الترابط باستخدام MATLAB، وذلك للتحقق من صلاحية طرائق تعميم المرشحات متعددة مجالات التمرير الواردة في هذه الأطروحة.

## 2.4 تصميم وتنفيذ مرشح ثنائي المجالات

نقوم في هذه الفقرة بإجراء تصميم لمرشح تمرير ثنائي المجالات له المواصفات التالية:

- المرشح من الدرجة الخامسة
- مجالات التمرير (معامل الانعكاس ضمن مجالات التمرير دون 20 dB-)

[8 – 9.575] GHz
[10.05 - 11] GHz

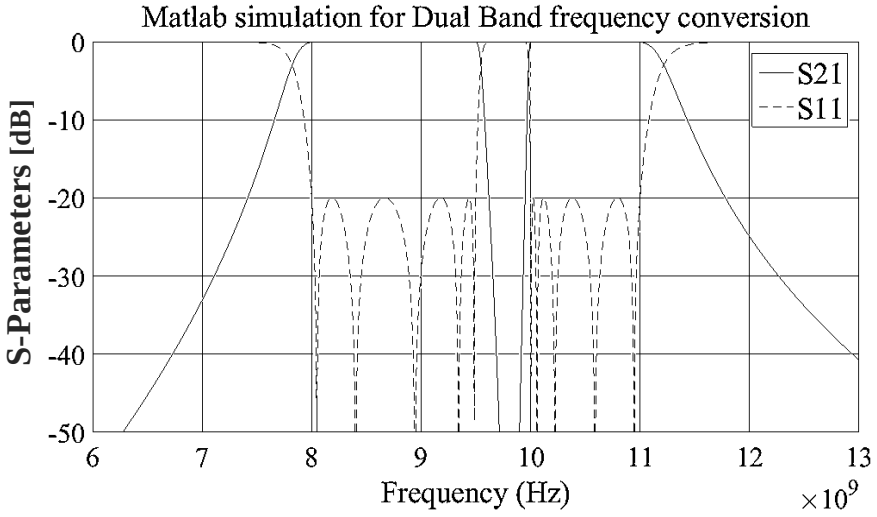
التقنية: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital Filter

اخترنا حدود مجالات التمرير بحيث يكون المرشح ذو عرض مجال تمرير كلي قابل للتنفيذ عملياً باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة.

## 1.2.4 تركيب المرشح ثنائي مجالات التمرير

### 1.1.2.4 التحقق من التحويل الترددي

قمنا أولاً بالتحقق من التحويل الترددي، إذ قمنا بتطبيق التحويل الترددي على استجابة من نوع Chebyshev من الدرجة الخامسة، حيث يُعطى معامل النقل $S_{21}$ ومعامل الانعكاس $S_{11}$ من العلاقتين (2-5). بإجراء التحويل الترددي العكسي المتمثل بالعلاقة (3-17) على معاملي النقل والانعكاس (2-5) مباشرةً باستخدام برنامج MATLAB، فإننا نحصل على الاستجابة المبينة في الشكل 4-1. يتضح من الشكل أن الاستجابة تحقق المواصفات المطلوبة من المرشح.




**الشكل 4-1: نتيجة التحويل الترددي من نموذج أولي ذو تمرير منخفض إلى ثنائي مجالات التمرير (الباحث).**

### 2.1.2.4 التحقق من نموذج الدارة المكافئة

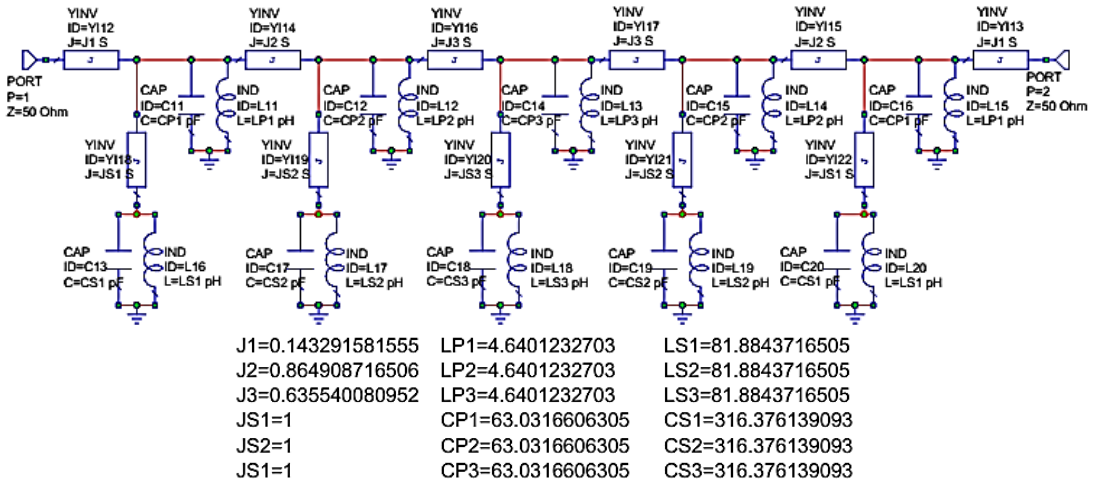
باستخدام نموذج الدارة المكافئة الوارد في الشكل 3-5 والعلاقات (3-25) حتى (3-28)، أوجدنا الدارة المكافئة للمرشح ثنائي مجالات التمرير، وحصلنا على نموذج الدارة المكافئة المبين في الشكل 4-2. حيث يبين الشكل نموذج الدارة المكافئة مع قيم عناصر الدارة (قيم المكثفات والملفات بالإضافة إلى قيم محولات السماحيات). قمنا بمحاكاة هذه الدارة باستخدام برنامج MWO، ويبين الشكل 4-3 نتيجة المحاكاة، أيضاً نلاحظ أن هذه النتيجة مطابقة تماماً للنتيجة المبينة في الشكل 4-1. إن هذا التطابق بديهي حيث أننا نأخذ قيم عناصر الدارة المكافئة بدقة.

### 3.1.2.4 التحقق من مصفوفة الترابط

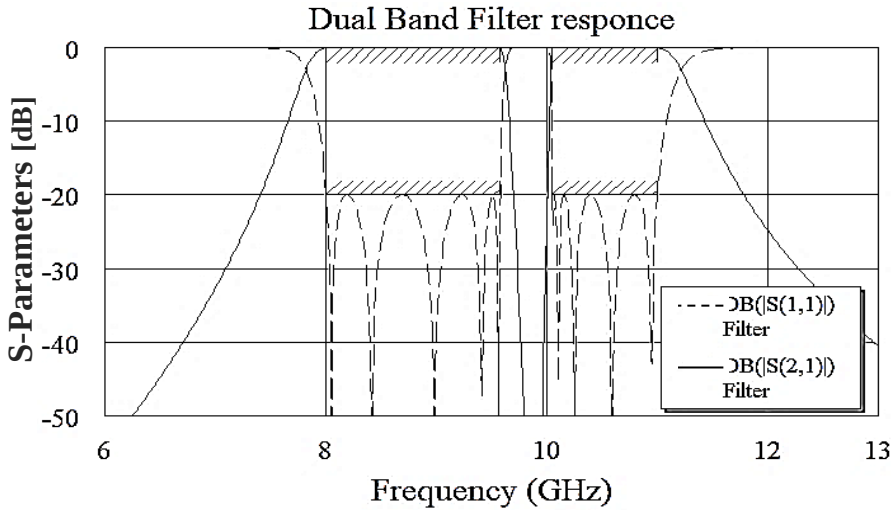
أوجدنا باستخدام MATLAB مصفوفة الترابط التالية للمرشح ثنائي مجالات التمرير المثال المقترح وفقاً للتقنية المشروحة أعلاه، وكانت هذه المصفوفة كالتالي:

$$M = \begin{bmatrix} -0.0146 & 0.2322 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.2322 & -0.0146 & 0.1706 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1706 & -0.0146 & 0.1706 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1706 & -0.0146 & 0.2322 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.2322 & -0.0146 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 \\ 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0912 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0912 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0912 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0912 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1228 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0912 \end{bmatrix} \quad (1\text{-}4)$$

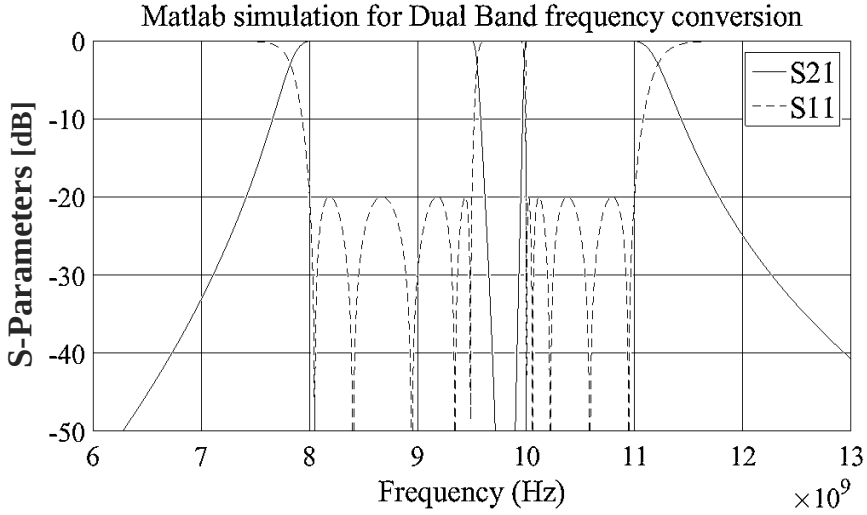
بتطبيق العلاقتين (2-40) و (2-41) باستخدام برنامج MATLAB فإننا نحصل على الاستجابة المبينة في الشكل 4-4 وهي نفس الاستجابة المبينة في الشكلين 4-1 و4-3. وهذا بديهي إذ أن مصفوفة الترابط تشكل نموذجاً رياضياً للمرشح يؤدي إلى نتيجة دقيقة من حيث الاستجابة.




**الشكل 4-2: الدارة المكافئة لمرشح ثنائي مجالات التمرير المستخدم في المثال (الباحث).**



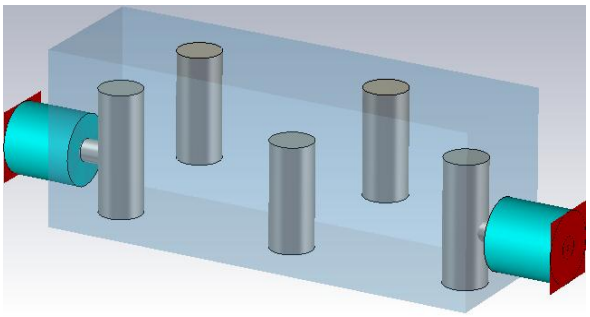

**الشكل 4-3: استجابة الدارة المكافئة للمرشح المثال باستخدام برنامج Microwave Office (الباحث).**



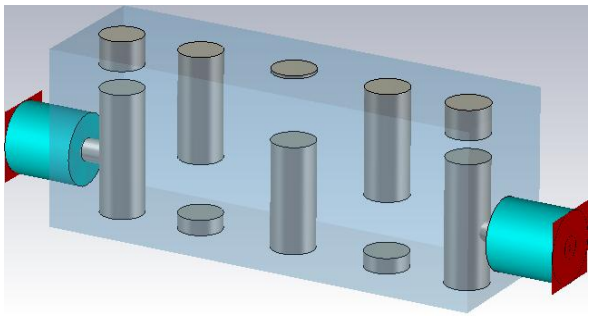

**الشكل 4-4: استجابة مصفوفة الترابط للمرشح المثال باستخدام MATLAB (الباحث).**

## 2.2.4 تصميم المرشح والمحاكاة:

يأخذ مرشح الرنانات المشطية المتداخلة المترابطة البنية المبينة في الشكل 4-5، حيث يتألف من تجويف هوائي ضمن معدن (يبين الشكل 4-5 (a) هذا التجويف دون المعدن المحيط به)، يحتوي هذا التجويف مجموعة من الأصابع المعدنية البارزة ضمنه (خمسة أصابع بارزة ضمن التجويف كما هو مبين في الشكل). تمثل هذه الأصابع الرنانات المتداخلة (على شكل تناوب بين إصبع بارز من أسفل التجويف وإصبع بارز من أعلاه). ترتبط الرنانتان (الإصبعان) الطرفيتان بموصلين محوريين للربط بين المرشح والوسط المحيط (يمكن أن يكون جهاز القياس، أو في حالة المحاكاة، بوابتي الدخل والخرج). يتم ضبط أطوال الأصابع أو الرنانات بحيث ترن كل منها عند تردد الرنين المركزي للمرشح. يمكن أثناء التصميم أن نجد أن أطوال الأصابع قد تكون غير قابلة للتحقيق عملياً كأن يكون الطول المطلوب مثلاً بواحدة الميليمتر يحوي جزءاً عشرياً صغيراً جداً لا يمكن تنفيذه عملياً. لذلك يتم تقريب هذه الأطوال إلى أرقام يمكن تحقيقها عملياً (في حالتنا رقم واحد بعد الفاصلة العشرية باعتبار الأطوال بواحدة mm أي يتم التقريب إلى أقرب مئة مايكرومتر)، في حين يتم تعويض الخطأ الناتج عن هذا التقريب، في تردد الرنين الناتج، بإدخال برغي معايرة له قطر اختياري (اخترناه في تصميمنا مساوياً لقطر الإصبع أو الرنانة) مقابل للرنانة أو الإصبع كما هو موضح في الشكل 4-5 (b).



(a) بنية مرشح رنانات مشطية متداخلة

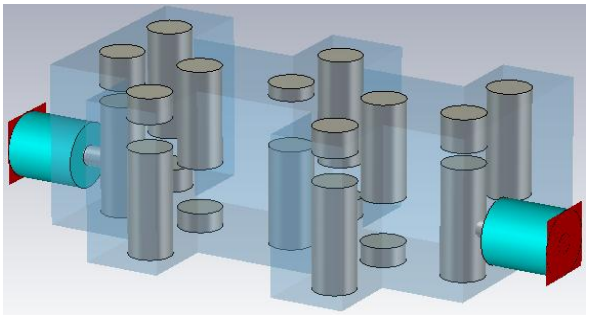


(b) إدخال براغي على مرشح رنانات مشطية متداخلة

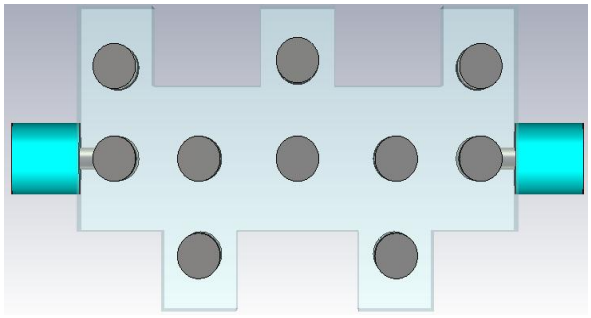
**الشكل 4-5: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث).**

وتكون بنية المرشح ثنائي مجالات التمرير المكافئة للشكل 3-4 كما هو مبين في الشكل 4-6 (a)، حيث أدخلنا الرنانات المسؤولة عن مجال المنع بالتناوب إلى يمين ويسار الرنانات الأساسية المسؤولة عن مجالات التمرير ضمن تجاويف هوائية، كما هو موضح في المسقط الأفقي للمرشح والمبين في الشكل 4-6 (b)، مع ملاحظة أنه يمكن إدخالها جميعاً من جهة واحدة، ولكننا فضلنا إدخالها بالتناوب لأنه من الممكن أن نحتاج أن يكون عرض التجاويف الجانبية، التي تحوي الرنانات الإضافية المسؤولة عن مجال المنع، أثناء التصميم كبير بحيث يمكن أن يؤدي ذلك إلى تداخل بين التجاويف.

وتتحول إجرائية التصميم إلى إيجاد الأبعاد الهندسية للمرشح المبين في الشكل 4-6 انطلاقاً من ترددات الرنين ومصفوفة الترابط وعوامل الجودة على الدخل والخرج الواردة في العلاقات (3-19) حتى (3-21) و (3-23) و (3-24). تتضمن إجرائية إيجاد الأبعاد الهندسية عملية إيجاد أطوال الرنانات ومكان توضع الموصِل المحوري والمسافات بين الرنانات أو العناصر، وذلك بعد اختيار عرض التجويف الذي يحوي الرنانات. ونلخص هذه الإجرائية كما يلي:



(a) بنية المرشح ثنائي مجالات التمرير باستخدام CST



(b) المسقط الأفقي للمرشح

**الشكل 4-6: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital ثنائية مجالات التمرير (الباحث).**

### 1.2.2.4 إيجاد أطوال الرنانات (الأصابع):

قمنا بإيجاد أطوال أصابع رنانات تمرير المجال ورنانات منع المجال باستخدام المحاكي Eigenmode Solver الموجود في برنامج CST على الشكل التالي:

من أجل إيجاد أطوال أصابع رنانات تمرير المجال، يبن الشكل 4-7 (a) المسقط الأفقي للمرشح مع الإشارة الى مكان تواجد إحدى الرنانات الموضحة بالشكل 4-7 (b) الذي يبين الحجرة الرنانة التي تحوي هذا الأصبع، نقوم بإيجاد طول الأصبع الذي يؤدي إلى تردد رنين أعلى بقليل من التردد المطلوب $\omega_{01}$ بحيث يكون الطول مقرَّباً إلى رقم واحد بعد الفاصلة العشرية (الأطوال بواحدة mm)، مع الانتباه إلى أنَّ هذا التردد نحصل عليه دون وجود برغي المعايرة. بإدخال برغي المعايرة ينخفض تردد الرنين مع زيادة عمق البرغي، كما هو مبين في الشكل 4-8. يمكننا من منحني الشكل 4-8 أن نحدد عمق البرغي الذي يؤدي إلى تردد الرنين المطلوب $\omega_{01}$ بعد تثبيت طول الإصبع كما ذكرنا (ذلك بعد أن نختار قطر الإصبع مع أبعاد الحجرة بحيث تكون ممانعة الرنانة تساوي تقريباً 70Ω من أجل ضمان أقل قيمة مفاقيد [62]). من أجل إيجاد أطوال أصابع رنانات منع المجال وبشكل مشابه، يبين الشكل 4-9 الحجرة التي تحوي أحد هذه الأصابع، نقوم بإيجاد طول الإصبع الذي يؤدي إلى تردد رنين أعلى بقليل من التردد المطلوب $\omega_{02}$ بحيث يكون الطول مقرَّباً إلى رقم واحد بعد الفاصلة العشرية، دون وجود برغي المعايرة. الآن وبإدخال برغي المعايرة ينخفض تردد الرنين مع زيادة عمق البرغي، كما هو مبين في الشكل 4-10. يمكننا من منحني الشكل 4-10 أن نحدد عمق البرغي الذي يؤدي إلى تردد الرنين المطلوب $\omega_{02}$ بعد تثبيت طول الإصبع كما ذكرنا، وذلك باستخدام علاقة الاستيفاء الخطي التالية:

$$\frac{f_+ - f_-}{t_+ - t_-} = \frac{f_0 - f_-}{t - t_-} \tag{2-4}$$

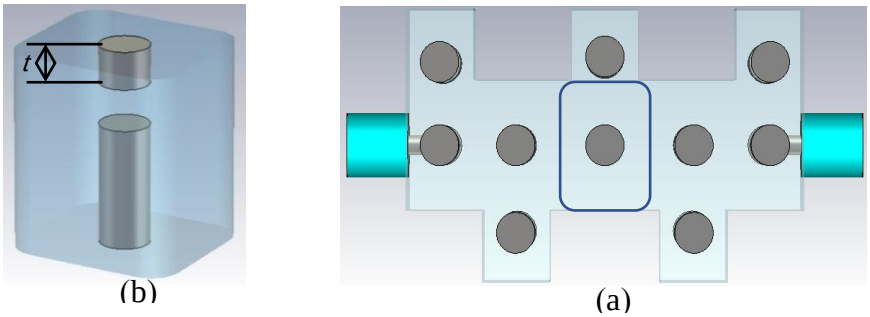
حيث ترمز $t$ إلى عمق برغي المعايرة و $f_0$ إلى تردد رنين الرنانة و $f_-$ إلى التردد السابق للتردد $f_0$ بمقدار الخطوة الترددية و $f_+$ إلى التردد التالي للتردد $f_0$ بمقدار الخطوة الترددية، بينما ترمز $t_-$ هي عمق البرغي عند التردد $f_-$ و $t_+$ إلى عمق البرغي عند التردد $f_+$.

### 2.2.2.4 إيجاد الأبعاد الهندسية لمناطق التوصيل مع الموصلات الخارجية على الدخل والخرج:

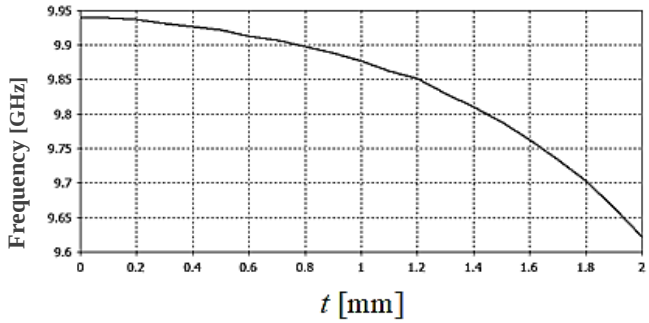
باستخدام FD Solver في برنامج CST يمكننا أن نوجد استجابة الموصلات عند ربطها مع رنانة واحدة فقط، كما هو مبين في الشكل (4-11). حيث يبين هذا الشكل رنانة أو إصبع وحيد متصل مع نموذجي موصل نوع SMA. من هذه الاستجابة يمكننا أن نوجد عامل الجودة باستخدام العلاقة التالية [2]:

$$q = {}^{d}/_{f_{01}} \tag{3-4}$$

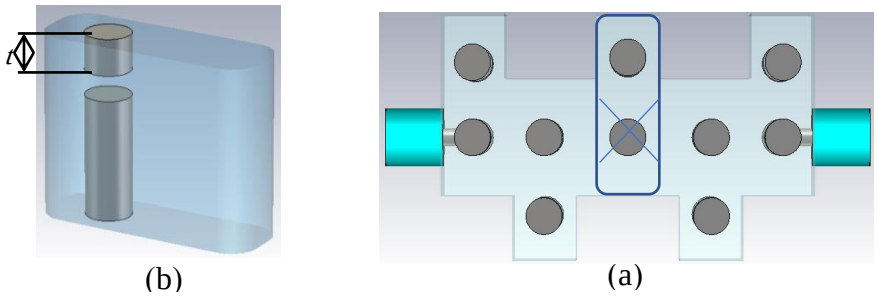
حيث $d$ هي عرض المجال الترددي عند الـ3dB-، أما $f_{01} = \omega_{01}/2\pi$ فهي تردد المركزي، كما هو مبين في الشكل 4-11 (b). تبين من المحاكاة أن العوامل التي تؤثر على عامل الجودة هما البعدين: $hc$ أو ارتفاع نقطة الوصل بين الإصبع والموصل، و $s$ المسافة الفاصلة بين جدار الحجرة والإصبع،



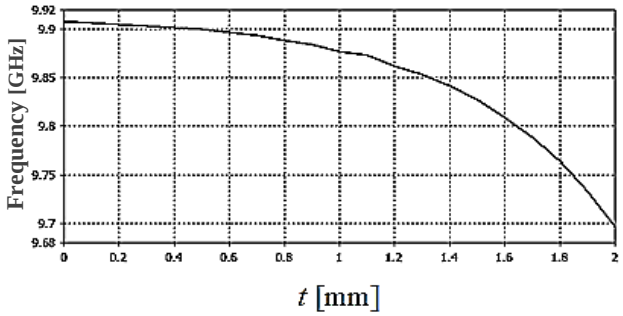

**الشكل 4-7: رنانة مسؤولة عن مجالات التمرير لمرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث).**




**الشكل 4-8: علاقة تغير تردد الرنين مع تغير عمق برغي المعايرة لرنانة تمرير مجال (الباحث).**

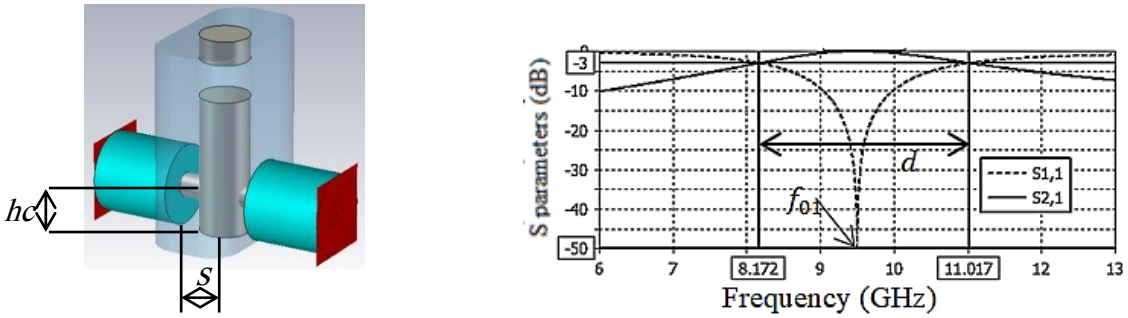



**الشكل 4-9: رنانة منع المجال في مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital (الباحث).**




**الشكل 4-10: علاقة تغير تردد الرنين مع تغير عمق برغي المعايرة لرنانة منع مجال (الباحث).**

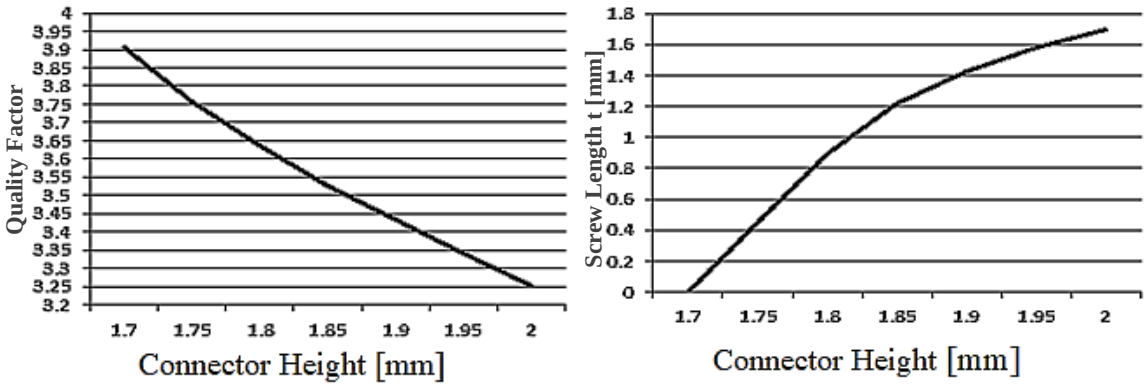
كما هو مبين في الشكل 4-11 (a). يمكننا بالتالي أن نقوم بتثبيت أحدهما وتغيير الآخر بحيث نحصل على عامل الجودة المطلوب. اخترنا تثبيت قيمة $s$ وتغيير قيمة $hc$. يبين الشكل 4-12 (a) علاقة تغيُّر عامل الجودة مع الارتفاع $hc$. مع ملاحظة أن تردد الرنين المركزي يتغير مع تغير الارتفاع $hc$، يجب بالتالي أن نقوم بإعادة معايرة عمق البرغي بحيث نعيد ضبط تردد الرنين على القيمة المطلوبة $f_{01}$، ويبين الشكل 4-12 (b) علاقة تغير تردد الرنين مع عمق البرغي. وبالتالي يجب اختيار الارتفاع $hc$ بحيث نحصل على عامل الجودة المطلوب، و عمق البرغي الذي يؤدي إلى إعادة ضبط التردد المركزي إلى قيمته المطلوبة. ومنه يمكننا أن نوجد ارتفاع الموصل بعد أن نحصل على قيمة عامل الجودة المطلوب (على الدخل والخرج) من العلاقات (3-23) و (3-24)، وذلك من الشكل 4-12 (a)، ومن ثم نوجد عمق برغي المعايرة من الشكل 4-12 (b) وذلك باستخدام نفس علاقة الاستيفاء الخطي (4-2).




(a) رنانة طرفية في مرشح رنانات مشطية متداخلة

(b) استجابة الرنانة الطرفية في المرشح بعد وصلها بموصلات محورية

**الشكل 4-11: رنانة طرفية في مرشح رنانات مشطية متداخلة مع استجابتها (الباحث).**




(a) تغير عامل الجودة

(b) تغير طول برغي المعايرة

**الشكل 4-12: تغير كل من عامل الجودة وعمق برغي المعايرة مع تغير ارتفاع الموصل $hc$ (الباحث).**

### 3.2.2.4 إيجاد المسافات الفاصلة بين أصابع الرنانات:

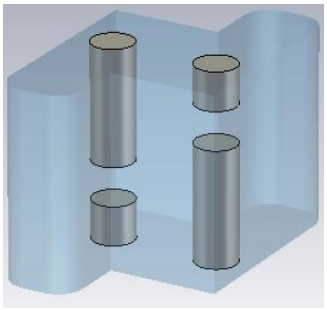
إن البعد الفيزيائي المسيطر على عامل الترابط بين إصبعين متجاورتين هو المسافة الفاصلة بينهما. وعلينا إيجاد المسافات الفاصلة بين الأصابع انطلاقاً من قيم عناصر مصفوفة الترابط (3−19) – (3−21). لدينا في بنية المرشح نوعين من الترابط، أحدهما بين إصبعي رنانتي تمرير المجالات متجاورتين كما هو مبين في الشكل 4−13 (a)، والآخر بين إصبع رنانة تمرير مجالات وإصبع رنانة منع مجال كما هو موضح في الشكل 4−13 (b). فإذا أخذنا بدايةً النوع الأول، أي الترابط بين رنانتي تمرير مجالات، يمكننا أن نأخذ البنية المبينة في الشكل 4−13 (a). إن محاكاة هذه البنية، باستخدام المحاكي Eigenmode Solver في برنامج CST، يؤدي إلى ترددي رنين متقاربين لهذه البنية. من هذين الترددين، يمكننا أن نوجد عامل الترابط من خلال العلاقة التالية [16]:

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \tag{4-4}$$

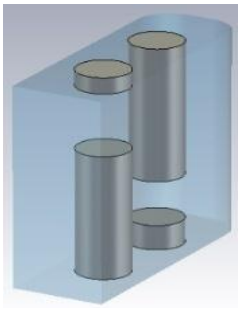
يبين الشكل 4-14 (a) علاقة تغير معامل الترابط مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين. تجدر الإشارة إلى أن التردد المركزي بين الترددين $f_1$ و $f_2$ يتغير مع تغير المسافة بين الإصبعين كما تُظهِر المحاكاة. وبالتالي لابد من إعادة التردد المركزي إلى التردد المركزي المطلوب للمرشح $\omega_{01}$ عند كل عملية حساب لمعامل الترابط، وذلك عن طريق إعادة ضبط براغي المعايرة، ويبين الشكل 4-14 (b) علاقة عمق برغي المعايرة مع المسافة بين إصبعي الرنانتين. وبذلك يمكننا من المنحنيات المبينة في الشكل 4-14 أن نوجد المسافة المطلوبة بين إصبعي الرنانتين انطلاقاً من قيمة معامل الترابط بينهما مع ضبط أطوال البراغي بشكل مناسب، وذلك باستخدام علاقة الاستيفاء الخطي (4-2).

من أجل النوع الثاني، أي الترابط بين رنانة تمرير مجال ورنانة منع مجال، يمكننا أن نأخذ البنية المبينة في الشكل 4-13 (b). إن محاكاة هذه البنية باستخدام Eigenmode Solver يؤدي أيضاً كما في الحالة الأولى إلى ترددي رنين متقاربين لهذه البنية. من هذين الترددين يمكننا أن نوجد عامل الترابط من خلال العلاقة (4-4). يبين الشكل 4-15 (a) علاقة تغير معامل الترابط مع تغير المسافة بين رنانتين من هذا النوع (تنتج القيمة السالبة للبعد بين الرنانتين بسبب اصطلاح نقصان أو زيادة المسافة بين الرنانات في البرنامج CST وتؤخذ كقيمة مطلقة فقط). أيضاً هنا يتغير التردد المركزي بين الترددين $f_1$ و $f_2$ مع تغير المسافة بين الرنانتين كما تُظهِر المحاكاة. وبالتالي لابد أيضاً من إعادة التردد المركزي إلى التردد المركزي المطلوب لمجال المنع $\omega_{02}$ عند كل عملية حساب لمعامل الترابط، وذلك عن طريق إعادة ضبط برغي المعايرة التابع للرنانة المسؤولة عن مجال المنع، ويبين الشكل 4-15 (b) علاقة عمق برغي المعايرة مع المسافة بين الرنانتين. وبذلك يمكننا من منحنيات الشكل 4-13 أن نوجد المسافة المطلوبة

بين رنانتين انطلاقاً من قيمة معامل الترابط بينهما مع ضبط أطوال البراغي بشكل مناسب، وذلك باستخدام علاقة الاستيفاء الخطي (4-2).

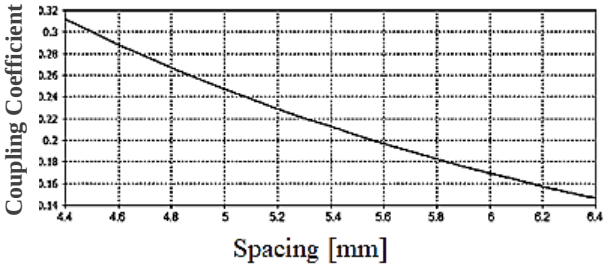


(a) الترابط بين رنانتي تمرير مجال

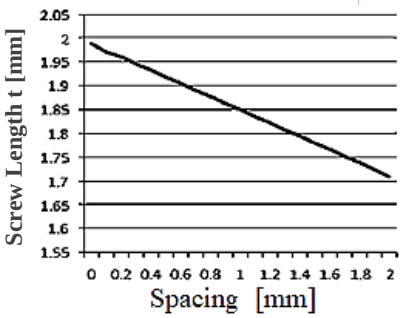


(b) الترابط بين رنانة تمرير مجال ورنانة منع مجال

**الشكل 4-13: بنى الترابط بين رنانتين في مرشح ثنائي مجالات التمرير ذو رنانات مشطية متداخلة (الباحث).**

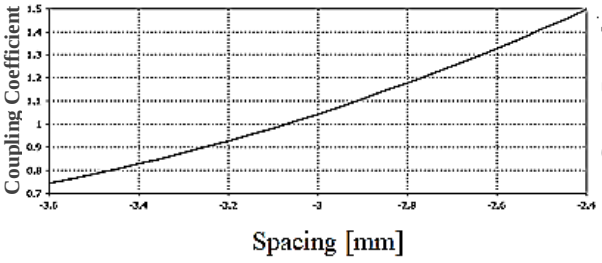



(a) تغير عامل الترابط بين رنانتين متجاورتين مع المسافة بينهما

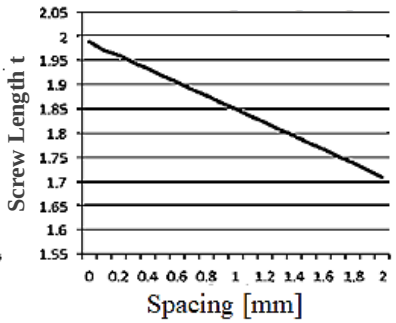



(b) تغير طول برغي المعايرة مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين

**الشكل 4-14: أثر تغير المسافة بين رنانتي تمرير مجال متجاورتين (الباحث).**




(a) تغير عامل الترابط بين رنانتين متجاورتين مع المسافة بينهما



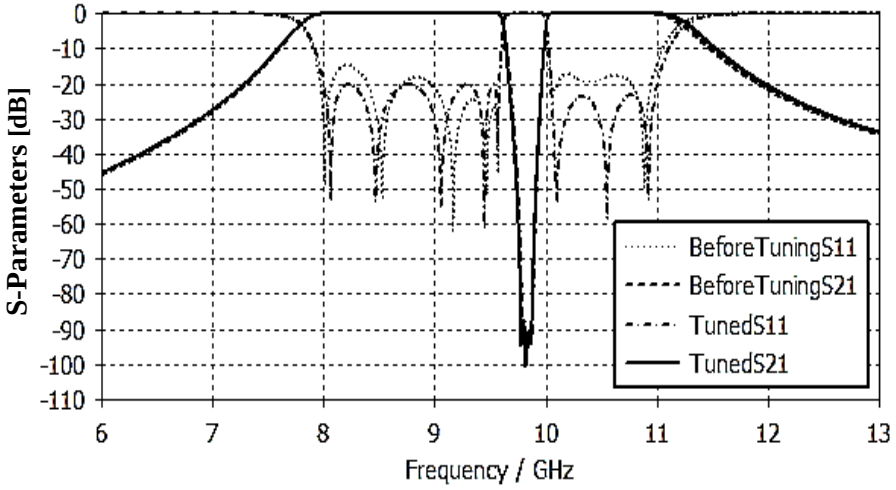

(b) تغير طول برغي المعايرة مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين

**الشكل 4-15: أثر تغير المسافة بين رنانة تمرير مجال ورنانة منع مجال (الباحث).**

## 3.2.4 محاكاة المرشح:

بعد أن حصلنا على الأبعاد الفيزيائية كاملةً للمرشح ثنائي مجالات التمرير قمنا بتقريب بعض الأبعاد إلى أقرب مئة مايكرومتر كالمسافات الفاصلة بين الرنانات، وارتفاع موصلي الدخل والخرج،

والمسافة بين الرنانتين الطرفيتين والجدارين المجاورين لهما، وأطوال الرنانات. ومن ثم أجرينا محاكاة للمرشح باستخدام المحاكي FD Solver في البرنامج CST، وكانت النتيجة كما هو مبين في الشكل 4-16، المنحنيات المشار إليها بالأدلة (Before Tuning). كما يبين الشكل 4–16 أيضاً استجابة المرشح بعد إجراء توليف بسيط على براغي المعايرة، والمشار إليها بالأدلة (Tuned). نلاحظ أن الاستجابة قريبة من المواصفات المطلوبة من المرشح، من حيث مجالات التمرير ومجال المنع بالإضافة إلى معامل الانعكاس، الواردة في الشكل 4-1. إن الفارق بين نتيجة المحاكاة قبل وبعد التوليف ينتج عن التقريبات التي قمنا بها لبعض الأبعاد الفيزيائية. ولكن بإجراء التوليف نلاحظ أن المرشح قد قارب جداً المواصفات المطلوبة منه، من حيث عرض مجالي التمرير، وعرض مجال المنع، ومعامل الانعكاس ضمن مجالات التمرير.

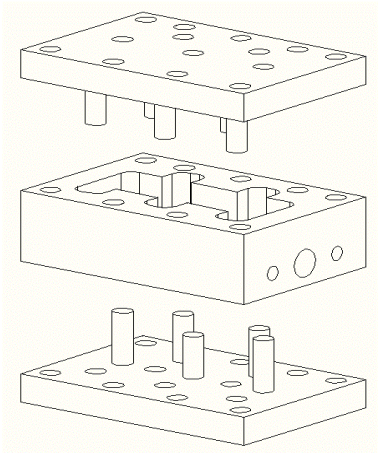



**الشكل 4-16: استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير ذو الرنانات المشطية المتداخلة (الباحث).**

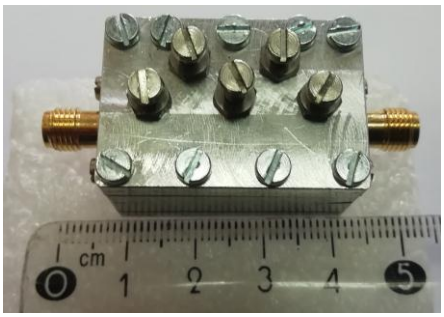
## 4.2.4 تنفيذ المرشح والقياس

قمنا بتنفيذ المرشح ثنائي المجالات الذي تم تصميمه في الفقرة الفرعية السابقة. ويبين الشكل 4-17 (a) أجزاء هذا المرشح الذي تم تصنيعه على شكل ثلاثة أجزاء. تم تصنيع هذه الأجزاء الثلاثة من مادة الألمنيوم الخلائطي. وبعد التجميع أخذ المرشح الشكل المبين في الشكل 4-17 (b). قمنا بقياس المرشح المنفذ باستخدام محلل شبكي NA (Network Analyzer). ومن ثم أجرينا بعض التوليف الدقيق (عن طريق براغي المعايرة) حتى حصلنا على الاستجابة المبينة في الشكل 4-18. وكي نستطيع التحقق من التصميم والتنفيذ، أدرجنا نتائج المحاكاة مع نتائج القياس في الشكل 4-18، يمكننا أن نرى بوضوح من هذا الشكل أنه يوجد توافق جيد بين نتائج المحاكاة ونتائج القياس (من حيث عرض كل من مجالات التمرير ومعامل الانعكاس ضمن مجالي التمرير بالإضافة إلى حدود مجالات التمرير). يمكننا

أن نلاحظ أن فقد التمرير في نتائج المرشح المقاس يتجاوز المحاكاة بقليل ولكن يمكن اعتباره ضمن الحدود المقبولة. ويمكننا أن نعزي هذا الفقد إلى الضياعات التي يسببها الألمنيوم الخلائطي والمادة العازلة المستخدمة في موصلات الدخل والخرج.

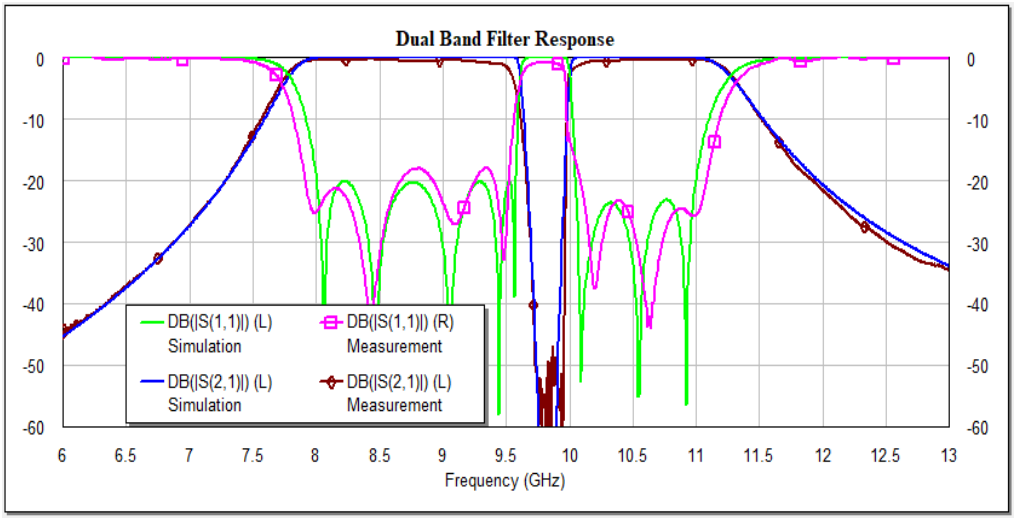


(a) أجزاء المرشح




(b) المرشح بعد التجميع

**الشكل 4-17: مرشح ثنائي مجالات التمرير (الباحث).**




**الشكل 4-18: استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير (الباحث).**

## 3.4 تصميم وتنفيذ مرشح ثلاثي المجالات

رأينا في الفقرة 2.4 طريقة تصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة، وتم في هذه الفقرة استخدام نفس الطريقة من أجل تصميم مرشحات ثلاثية مجال التمرير وفقاً للتقنيتين المشروحتين في الفصل الثالث. اخترنا مرشحات ثلاثية مجالات التمرير بنفس المواصفات من

أجل التحقق من مطابقة النتائج النظرية (نتائج التحويل الترددي والاستجابة الناتجة عن مصفوفات الترابط والاستجابة الناتجة عن نموذج الدارة المكافئة لكل من المرشحين المصممين بالتقنيتين المذكورتين) والنتائج العملية التي نحصل عليها من المحاكاة والقياس للمرشحات المنفذة.

نقوم في هذه الفقرة بإجراء تصميم لمرشحين ثلاثيي مجالات التمرير لهما نفس المواصفات التالية:

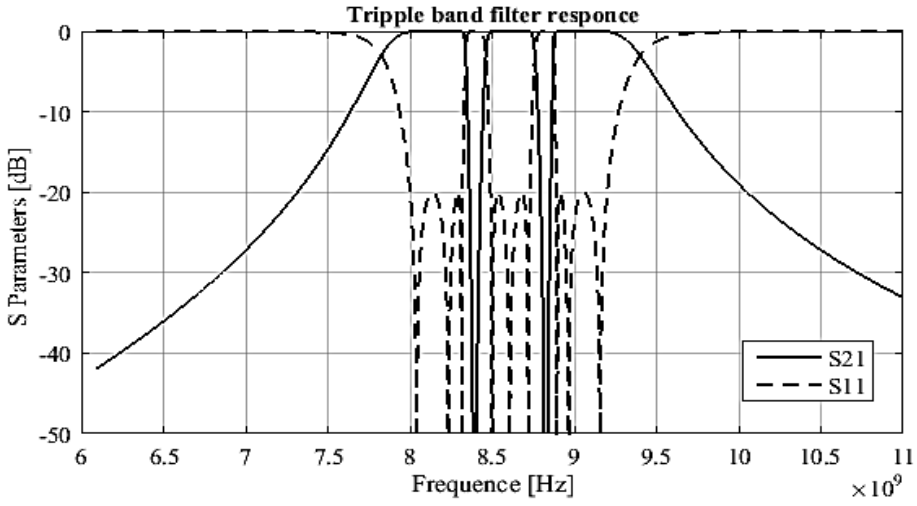
- المرشح من الدرجة الثالثة لكل من مجالات التمرير أي من الدرجة التاسعة
- مجالات التمرير (معامل الانعكاس ضمن مجالات التمرير دون 20 dB-)
  [8 – 8.32] GHz
  [8.49 – 8.73] GHz
  [8.89 – 9.24] GHz
- التقنية: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital Filter

اخترنا حدود مجالات التمرير بحيث يكون المرشح ذو عرض مجال تمرير كلي قابل للتنفيذ عملياً باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة. تم استخدام تقنيتي التركيب المشروحتين في الفصل الثالث.

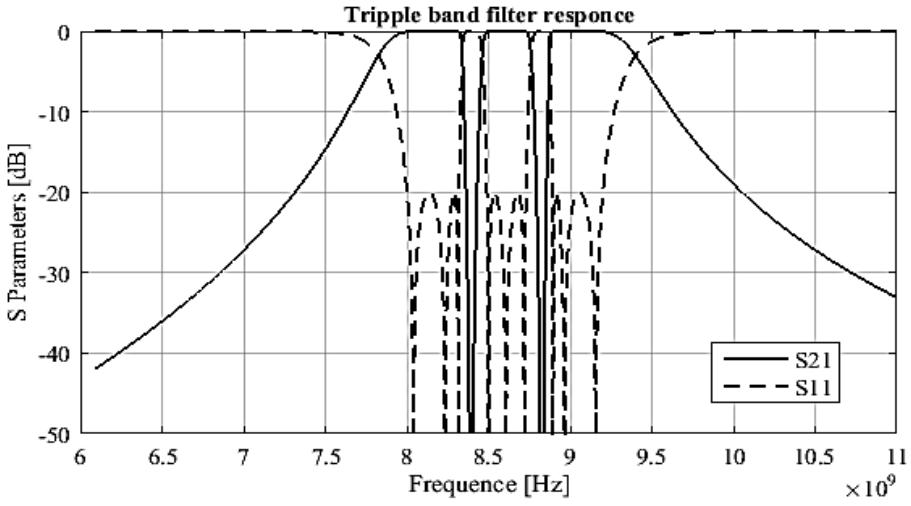
## 1.3.4 تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير

### 1.1.3.4 التحقق من التحويل الترددي:

قمنا أولاً بالتحقق من التحويل الترددي وفقاً لطريقتي التصميم المشروحتين، إذ قمنا بتطبيق التحويل الترددي على استجابة من نوع Chebyshev من الدرجة الثالثة، حيث يُعطى معامل النقل $S_{21}$ ومعامل الانعكاس $S_{11}$ من العلاقتين (2-5) بعد استخدام التحويل العكسي الوارد في العلاقة (3-52) من أجل التقنية الأولى و (3-84) من أجل التقنية الثانية، أي أننا استخدمنا التحويل الترددي وفقاً للطريقتين المشروحتين في الفصل السابق. بإجراء التحويل الترددي المتمثل بالعلاقة (3-52) (التحويل الترددي وفقاً للتقنية الأولى) على معاملي النقل والانعكاس (2-5) مباشرةً باستخدام برنامج MATLAB، فإننا نحصل على الاستجابة المبينة في الشكل 4-19 (a). ومن ثم بإجراء التحويل الترددي المتمثل بالعلاقة (3-84) (التحويل الترددي وفقاً للتقنية الثانية) على معاملي النقل والانعكاس (2-5) مباشرةً باستخدام برنامج MATLAB، فإننا نحصل على الاستجابة المبينة في الشكل 4-19 (b). يتضح من الشكل 4-19 أن الاستجابة تحقق المواصفات المطلوبة من المرشح في كلتا حالتي التحويل الترددي، بالإضافة إلى التطابق التام بين نتائج التقنيتين.




(a) وفقاً للتقنية الأولى




(b) وفقاً للتقنية الثانية

**الشكل 4-19: استجابة مرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث).**

### 2.1.3.4 التحقق من مصفوفة الترابط:

أوجدنا باستخدام MATLAB مصفوفة الترابط للمرشح ثلاثي مجالات التمرير المثال المقترح وفقاً للتقنيتين المشروحتين أعلاه. بمساعدة العلاقات (3-58) حتى (3-62) من أجل التقنية الأولى والعلاقات (3-90) حتى (3-94) من أجل التقنية الثانية، يمكننا أن نحصل على مصفوفات الترابط للمرشحين ثلاثيي مجالات التمرير المدروسين، وتبين العلاقتين (4-4) و (4-5) هاتين المصفوفتين. أما عوامل الجودة على الدخل والخرج، فإننا نحصل عليها باستخدام العلاقتين (3-64) و (3-65) من أجل التقنية الأولى والعلاقتين (3-96) و (3-97) من أجل التقنية الثانية. وبالتالي يمكننا الآن أن نطبق العلاقة (3-98) باستخدام برنامج MATLAB لنحصل تماماً على نفس الاستجابة المبينة في الشكل 4-19 (a) بالنسبة للتقنية الأولى و4-19 (b) بالنسبة للتقنية الثانية. وهذا بديهي إذ أن مصفوفة الترابط

تشكل نموذجاً رياضياً للمرشح ما يؤدي إلى نتيجة دقيقة من حيث الاستجابة، بالإضافة إلى التطابق التام بين نتائج التقنيتين.

$$M = \begin{bmatrix} -0.0013 & 0.1045 & 0 & 0.0501 & 0 & 0 & 0.0464 & 0 & 0 \\ 0.1045 & -0.0013 & 0.1045 & 0 & 0.0501 & 0 & 0 & 0.0464 & 0 \\ 0 & 0.1045 & -0.0013 & 0 & 0 & 0.0501 & 0 & 0 & 0.0464 \\ 0.0501 & 0 & 0 & -0.0438 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0501 & 0 & 0 & -0.0438 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0501 & 0 & 0 & -0.0438 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0464 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0571 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0464 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0571 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0464 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0571 \end{bmatrix} \quad (5\text{-}4)$$

$$M = \begin{bmatrix} -0.0013 & 0.1045 & 0 & 0.0683 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1045 & -0.0013 & 0.1045 & 0 & 0.0683 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1045 & -0.0013 & 0 & 0 & 0.0683 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0683 & 0 & 0 & 0.0028 & 0 & 0 & 0.0503 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0683 & 0 & 0 & 0.0028 & 0 & 0 & 0.0503 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0683 & 0 & 0 & 0.0028 & 0 & 0 & 0.0503 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0503 & 0 & 0 & 0.0105 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0503 & 0 & 0 & 0.0105 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0503 & 0 & 0 & 0.0105 \end{bmatrix} \quad (6\text{-}4)$$

### 3.1.3.4 التحقق من نموذج الدارة المكافئة:

باستخدام نموذج الدارة المكافئة الوارد في الشكل 3-8 وباستخدام العلاقات (3-53) – (3-56) من أجل تقنية التركيب الأولى، حصلنا على نموذج الدارة المكافئة للمرشح ثلاثي مجالات التمرير المبين في الشكل 4-20 (a) من أجل تقنية التركيب الأولى. وباستخدام نموذج الدارة المكافئة الوارد في الشكل 3-11 وباستخدام العلاقات (3-85) – (3-88) من أجل تقنية التركيب الثانية، أوجدنا الدارة المكافئة للمرشح ثلاثي مجالات التمرير وفقاً لتقنية التركيب الثانية والمبين في الشكل 4-20 (b). حيث يبين الشكلين 4-20 (a) و (b) يمثلان نموذج الدارة المكافئة مع قيم عناصر الدارة (قيم المكثفات والملفات بالإضافة إلى قيم محولات السماحيات) من أجل تقنيتي التركيب الأولى والثانية. قمنا بمحاكاة هاتين الدارتين باستخدام برنامج MWO، ويبين الشكل 4-21 نتائج المحاكاة، أيضاً نلاحظ أن هذه النتيجة مطابقة تماماً للنتيجة

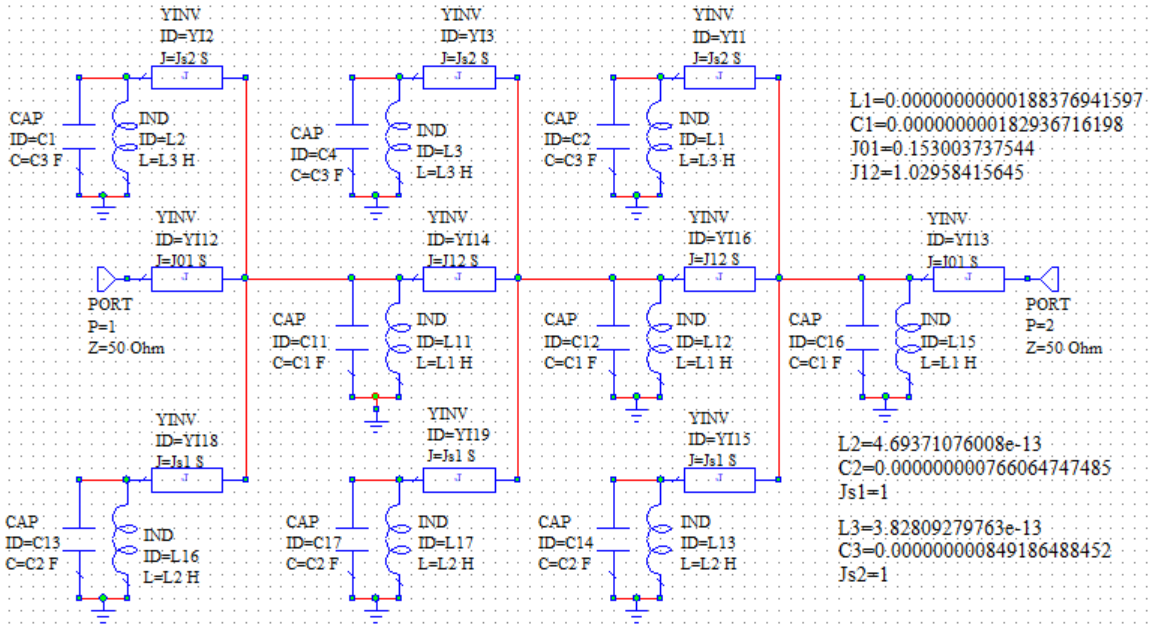
المبينة في الشكل 4-19. إن هذا التطابق بديهي حيث أننا نأخذ قيم عناصر الدارة المكافئة بدقة. كما نلاحظ التطابق التام بين نتائج التقنيتين.

## 2.3.4 تصميم المرشح والمحاكاة:

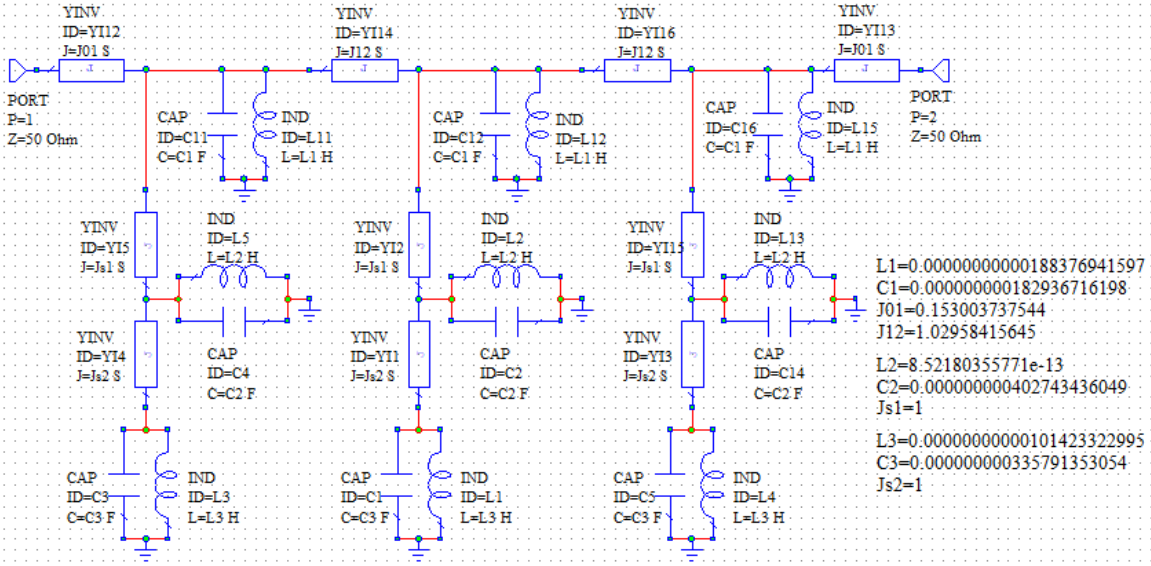
قمنا بشرح بنية مرشح الرنانات المشطية المتداخلة المترابطة في الفقرة 3.2.4 ووجدنا أنه يأخذ البنية المبينة في الشكل 4-5. وتكون بنية المرشح ثلاثي مجالات التمرير المكافئة للشكل 3-7 (وفقاً للتقنية الأولى) كما هو مبين في الشكل 4-22 (a). أما الشكل 4-22 (b) فيبين بنية المرشح ثلاثي مجالات التمرير المكافئة للشكل 3-10 (أي وفقاً للتقنية الثانية). وتتحول إجرائية التصميم إلى إيجاد الأبعاد الفيزيائية للمرشحين المبينين في الشكل 4-22 انطلاقاً من ترددات الرنين ومصفوفة الترابط وعوامل الجودة على الدخل والخرج، الواردة في العلاقات (3-58) – (3-65) بالنسبة للتقنية الأولى أو الشكل 4-22 (a)، والواردة في العلاقات (3-90) – (3-97) بالنسبة للتقنية الثانية أو الشكل 4-22 (b). تتضمن إجرائية إيجاد الأبعاد الفيزيائية عملية إيجاد أطوال الرنانات ومكان توضع الموصِلات المحورية SMA والمسافات بين أصابع الرنانات أو العناصر، وذلك بعد اختيار عرض التجويف الذي يحوي الرنانات. إن إجرائية إيجاد هذه الأبعاد مشروحة في الفقرة 3.2.4 حيث تم إيراد المنحنيات التي تعطينا الأبعاد الهندسية لهذا المرشح مع طريقة استخراجها، لذلك لا داعي لإعادة شرح الإجرائية من جديد. ونكتفي بإيراد نتيجة محاكاة هذا المرشح باستخدام طريقتي التصميم المشروحتين في الفصل الثالث والمذكورين هنا ومقارنتها بالنتيجة النظرية الواردة في أحد الأشكال 4-19 أو 4-21.

بعد أن حصلنا على الأبعاد الفيزيائية كاملةً للمرشحات ثلاثية مجالات التمرير، قمنا بتقريب بعض الأبعاد إلى أقرب مئة مايكرومتر كالمسافات الفاصلة بين الرنانات، وارتفاع موصلي الدخل والخرج، والمسافة بين الرنانتين الطرفيتين والجدارين المجاورين لهما، وأطوال الرنانات. ومن ثم أجرينا محاكاة للمرشح باستخدام المحاكي FD Solver في البرنامج CST، وكانت النتيجة كما هو مبين في الشكل 4-23 (a) بالنسبة لمرشح المصمم وفقاً للتقنية الأولى و4-23 (b) بالنسبة للمرشح المصمم وفقاً للتقنية الثانية، حيث تمثل المنحنيات المشار إليها بالأدلة (Before Tuning) الاستجابة الأولية لهذا المرشح قبل إجراء أي توليف لتصحيح الاستجابة، وذلك في كلا الشكلين 4-23 (a) و4-23 (b). كما يبين الشكل 4-23 أيضاً استجابة المرشح بعد إجراء توليف بسيط على براغي المعايرة في كلتا طريقتي التصميم، والمشار إليها بالأدلة (Tuned). نلاحظ أن الاستجابة قريبة من المواصفات المطلوبة من المرشح (باستخدام تقنيتي التصميم المشروحتين)، من حيث مجالات التمرير ومجالات المنع بالإضافة إلى معامل الانعكاس، الواردة في الشكل 4-19 (أو الشكل 4-21). إن الفارق بين نتيجة المحاكاة قبل وبعد التوليف ينتج عن التقريبات التي قمنا بها لبعض الأبعاد الفيزيائية. ولكن بإجراء التوليف نلاحظ أن

المرشح قد قارب جداً المواصفات المطلوب منه، من حيث عرض مجالات التمرير الثلاثة، وعرض مجالات المنع، ومعامل الانعكاس ضمن مجالات التمرير.




(a) وفقاً لتقنية التصميم الأولى



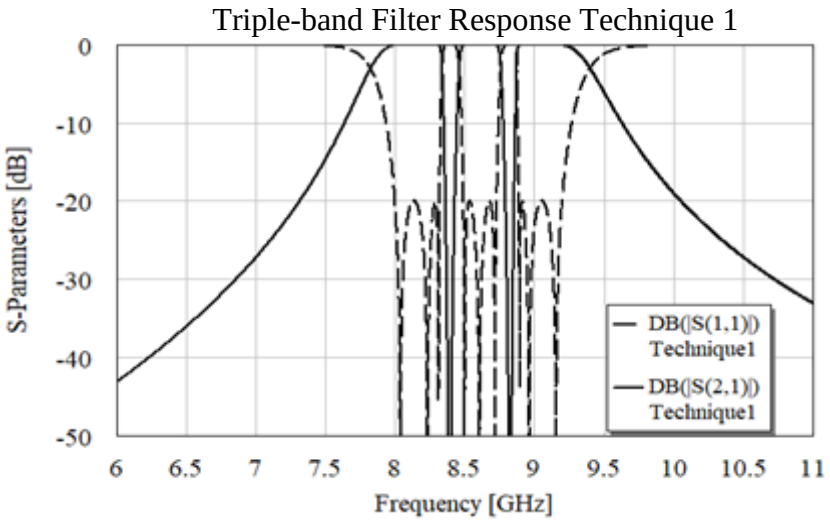

(b) وفقاً لتقنية التصميم الثانية

**الشكل 4-20: الدارة المكافئة لمرشح ثلاثي مجالات التمرير المستخدم في المثال (الباحث).**

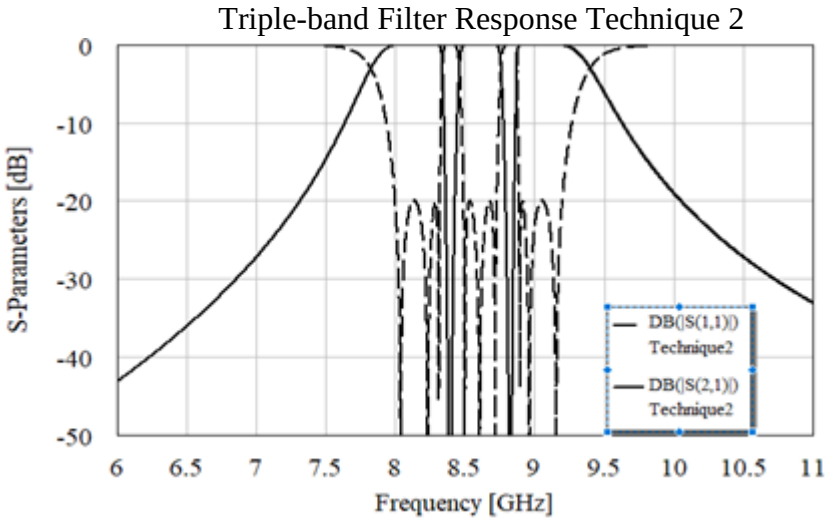
## 3.3.4 تنفيذ المرشحات والقياس

قمنا بتنفيذ المرشحين ثلاثيي المجالات الذين تم تصميمهما في الفقرة الفرعية السابقة. ويبين الشكل 4-24 (a) أجزاء المرشح الذي تم تصنيعه على شكل ثلاثة أجزاء من أجل التقنية الأولى، أما

الشكل 4-24 (b) فيبين أجزاء المرشح المصمم وفقاً للتقنية الثانية. تم تصنيع هذه الأجزاء الثلاثة في كلا المرشحين من مادة الألمنيوم الخلائطي. وبعد التجميع أخذ المرشحين الصور المبينة في الشكل 4-25. قمنا بقياس المرشحين المنفذين باستخدام محلل شبكي NA (Network Analyzer). ومن ثم أجرينا بعض التوليف الدقيق (عن طريق براغي المعايرة) حتى حصلنا على الاستجابات المبينة في الشكل 4-26. وكي نستطيع التحقق من التصميم والتنفيذ، أدرجنا نتائج المحاكاة مع نتائج القياس في الشكل 4-26، يمكننا أن نرى بوضوح من هذا الشكل أنه يوجد توافق جيد بين نتائج المحاكاة ونتائج القياس (من حيث عرض كل من مجالات التمرير ومعامل الانعكاس ضمن مجالي التمرير بالإضافة إلى حدود مجالات التمرير). يمكننا أن نلاحظ أن فقد التمرير في نتائج المرشح المقاس يتجاوز المحاكاة بقليل. ويمكننا أن نعزي هذا الفقد إلى الضياعات التي يسببها الألمنيوم الخلائطي والمادة العازلة المستخدمة في



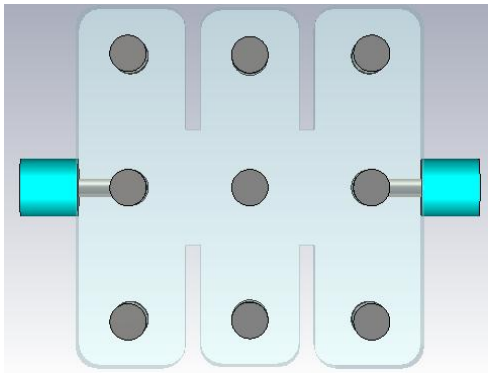

(a) وفقاً للتقنية الأولى



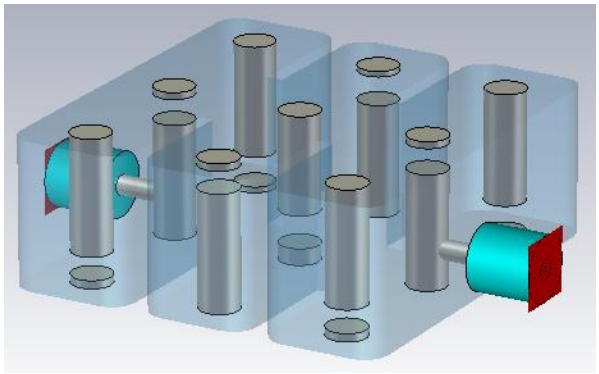

(b) وفقاً للتقنية الثانية

**الشكل 4-21: استجابة الدارة المكافئة للمرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث).**

موصلات الدخل والخرج. كما يمكننا أن نلاحظ تشابه كبير بين استجابتي المرشحين المصممين وفق التقنيتين المعتمدتين وتوافق استجابتهما مع النتائج النظرية التي تم إيرادها في الشكل 4-19 (أو الشكل 4-21)، ما يشير إلى فعالية هاتين التقنيتين في التصميم.

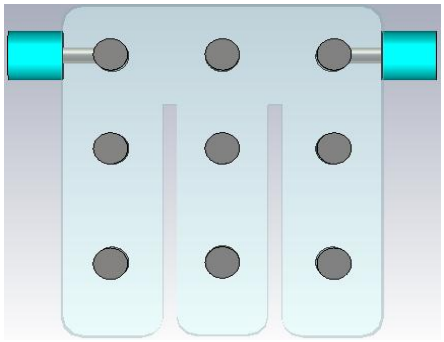


مسقط أفقي

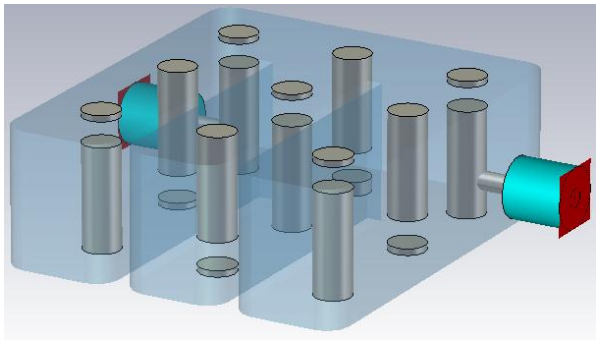


شكل ثلاثي الأبعاد

(a) التقنية الأولى



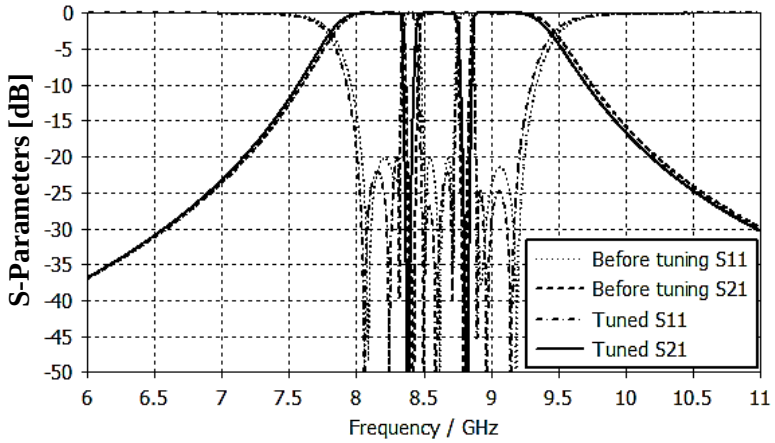
مسقط أفقي



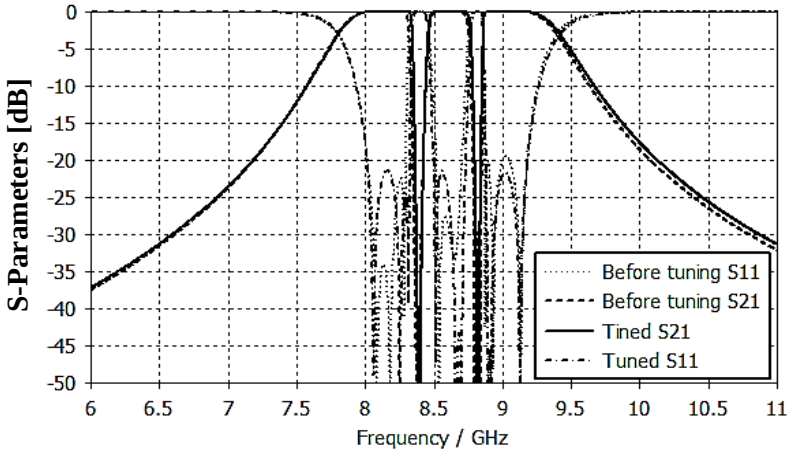
شكل ثلاثي الأبعاد

(b) التقنية الثانية

**الشكل 4-22: مرشح رنانات مشطية متداخلة ثلاثي مجالات التمرير (الباحث).**

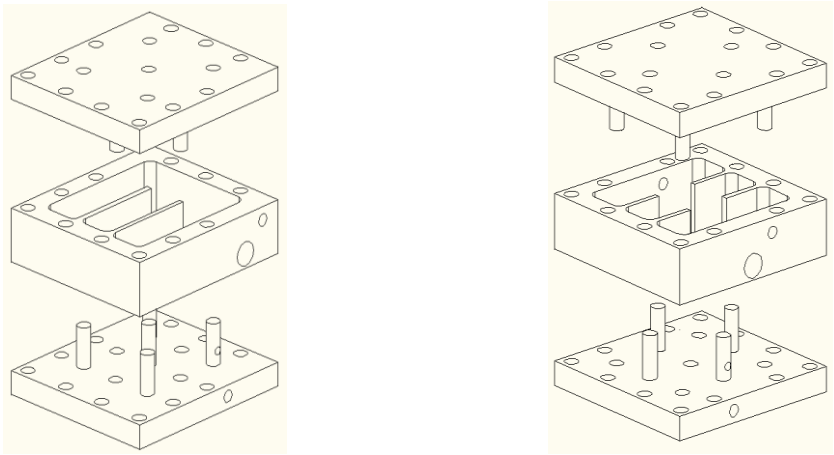



(a) وفقاً للتقنية الأولى



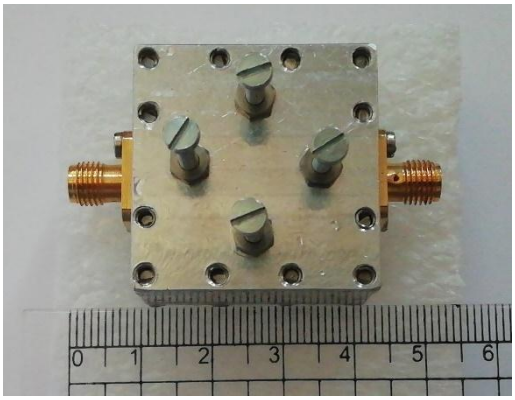

(b) وفقاً للتقنية الثانية

**الشكل 4-23: استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير (المحاكاة باستخدام برنامج CST) (الباحث).**

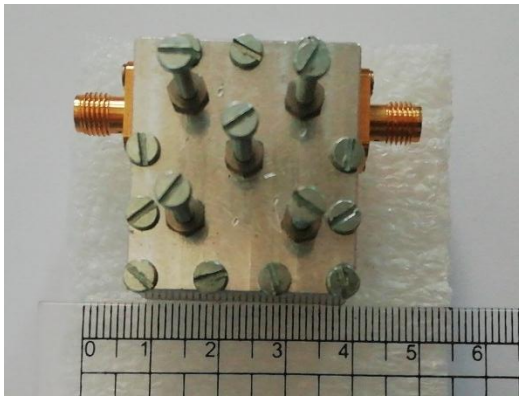


(b) وفقاً للتقنية الثانية (a) وفقاً للتقنية الأولى

**الشكل 4-24: أجزاء المرشح ثلاثي مجالات التمرير (الباحث).**




(a) وفقاً للتقنية الأولى



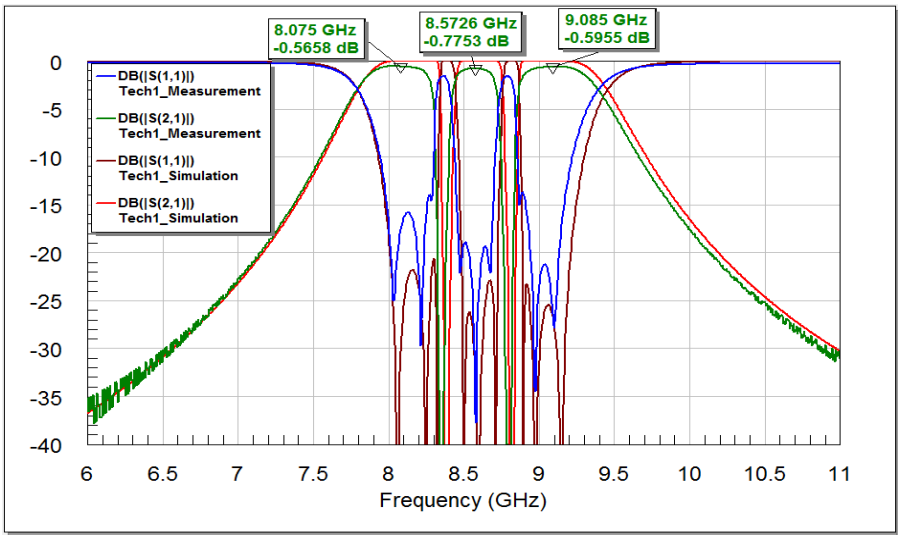

(b) وفقاً للتقنية الثانية

**الشكل 4-25: المرشح ثلاثي مجالات التمرير بعد التجميع (الباحث).**

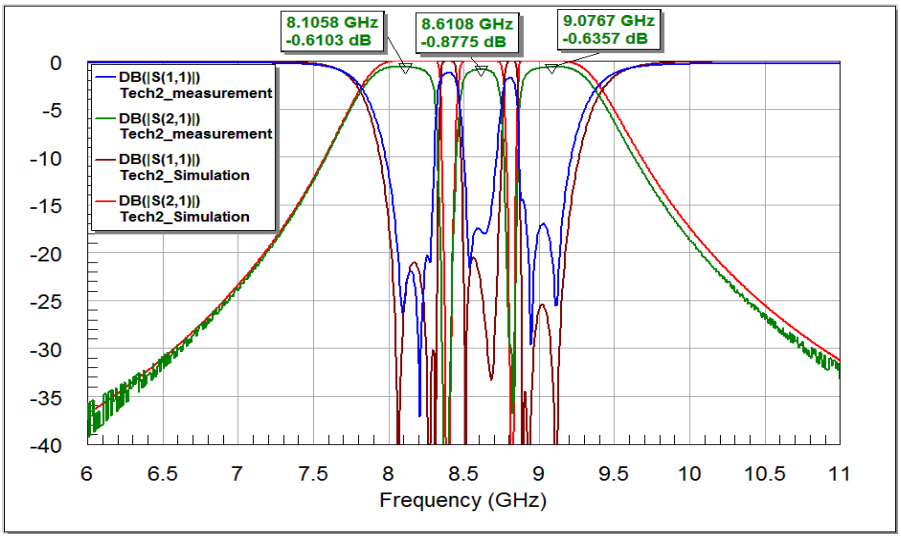
## 4.3.4 مقارنة مع بعض الأعمال المنشورة

نجري في هذه الفقرة مقارنة بين النتائج التي حصلنا عليها ونتائج بعض الأعمال المنشورة في المراجع العلمية. تبين الجداول (1.3) - (3.3) مقارنة لبعض الموسطات المقاسة.

يمكننا أن نستنتج من الجدول (1.3) أن التقنيات المتبعة في التركيب في هذا البحث مع تكنولوجيا الرنانات المشطية المتداخلة المستخدمة في تنفيذ المرشحات تؤدي إلى مفاقيد إدخال IL أقل في المجالات الثلاثة من الحالات الثلاثة التي نقارن بها على الرغم من التفاوت في عرض المجال النسبي للمجالات الثلاثة. كما أن مفاقيد الإرجاع RL أفضل وهي تقارب أكثر القيم التصميمية أيضاً في المجالات الثلاثة مع الأخذ بعين الاعتبار الفروقات في عرض المجال النسبي للمجالات الثلاثة. حصل الباحثون في [72] – [74] على عزل جيد بين مجالات التمرير يقارب أو أسوء بقليل من القيم التي حصلنا عليها في التقنيتين المتبعتين، على الرغم من أن مجالات المنع في المرشحات التي قمنا بتصميمها ذات عرض مجال نسبي أصغر بكثير من مجالات المنع في المرشحات المذكورة في تلك المراجع كما هو مبين في الجدول (2.3). كما يبين الجدول (3.3) مقارنة بين نتائج المرجع [72] والنتائج التي حصلنا عليها باستخدام التقنيتين المتبعتين من حيث ميل التخميد خارج مجالات التمرير، حيث نجد أننا نحتاج إلى عرض مجال نسبي أصغر للتخميد خارج مجالات التمرير، أخذنا كمثال مقدار 20 dB، ما يشير إلى حدية قطع أفضل خارج مجالات التمرير في التقنيتين المتبعتين في هذا البحث.




(a) وفقاً للتقنية الأولى




(b) وفقاً للتقنية الثانية

**الشكل 4-26: استجابة المرشح ثلاثي مجالات التمرير (مقارنة بين نتائج القياسات والمحاكاة) (الباحث).**

الجدول 3-1 مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث فقد التمرير وفقد الإرجاع (الباحث).

| الباحث | المجلة وعام النشر | التردد المركزي | | عرض المجال النسبي عند 3dB | فقد التمرير في كل مجال [dB] | فقد الإرجاع [dB] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Wu Y., Fourn E., Besnier P., & Quendo C. | IEEE TMTT. ( 2021) . | المجال الأول | 2.02 | 6.43% | 1.98 | 12.3 |
| | | المجال الثاني | 2.53 | 7.42% | 2.17 | 14.9 |
| | | المجال الثالث | 3.11 | 9.25% | 2.01 | 14.1 |
| Zhang J., Liu Q., Zhou D., & Zhang D. | IET Microwaves, Antennas & Propagation. (2021). | المجال الأول | 8.02 | 1.35% | 1.91 | ~16 |
| | | المجال الثاني | 11.44 | 3.58% | 1.35 | ~16 |
| | | المجال الثالث | 12.52 | 3.39% | 1.43 | ~16 |
| Chaudhury SS, wasthi S., Singh RK | Int J RF Microw Comput Aided Eng. (2022). | المجال الأول | 1.9 | 9% | 1.5 | ~15 |
| | | المجال الثاني | 3.5 | 5% | 1.87 | ~15 |
| | | المجال الثالث | 4.4 | 5.8% | 1.8 | ~15 |
| الباحث-التقنية الأولى | مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية (2022) | المجال الأول | 8.025 | 6.73% | ~0.57 | ~16 |
| | | المجال الثاني | 8.572 | 3.48% | ~0.78 | ~19 |
| | | المجال الثالث | 9.144 | 6.23% | ~0.6 | ~21 |
| الباحث-التقنية الثانية | مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية (2022) | المجال الأول | 8.047 | 6.42% | 0.61 | ~21 |
| | | المجال الثاني | 8.609 | 3.5% | 0.88 | ~17 |
| | | المجال الثالث | 9.141 | 5.8% | 0.64 | ~17 |

الجدول 3-2 مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث التخميد ضمن مجال المنع (الباحث).

| الباحث | المجلة وعام النشر | عرض مجال المنع النسبي عند 3dB | | التخميد ضمن مجال المنع [dB] |
|---|---|---|---|---|
| Wu Y., Fourn E., Besnier P., & Quendo C. | IEEE TMTT .( 2021) . | مجال المنع الأول | 15.7% | 58.1 |
| | | مجال المنع الثاني | 12.2% | 57.6 |
| Zhang J., Liu Q., Zhou D., & Zhang D. | IET Microwaves, Antennas & Propagation. (2021). | مجال المنع الأول | 33.1% | ~58 |
| | | مجال المنع الثاني | 5.5% | ~45 |
| Chaudhury SS, wasthi S., Singh RK | Int J RF Microw Comput Aided Eng. (2022). | مجال المنع الأول | 54.8% | ~50 |
| | | مجال المنع الثاني | 17.4% | ~40 |
| الباحث-التقنية الأولى | مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية (2022) | مجال المنع الأول | 1.51% | ~48 |
| | | مجال المنع الثاني | 1.57% | ~59 |
| الباحث-التقنية الثانية | مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية (2022) | مجال المنع الأول | 1.82% | ~61 |
| | | مجال المنع الثاني | 1.31% | ~40 |

الجدول 3-3 مقارنة بين نتائج مرشحات ثلاثية مجالات التمرير ونتائج مرشحات موجودة في بعض المراجع العلمية من حيث التخميد خارج مجالات التمرير (الباحث).

| الباحث | Wu Y IEEE.TMTT 2021 | التقنية الأولى | التقنية الثانية |
|---|---|---|---|
| عرض المجال النسبي اللازم لتخميد 20 dB قبل مجال التمرير الأول | ~ 12.62% | 8.64% | 8.44% |
| عرض المجال النسبي اللازم لتخميد 20 dB بعد مجال التمرير الأخير | ~ 12.66% | 7.52% | 7.23% |

## 4.4 التحقق من طريقة التعميم المقترحة لتركيب مرشح متعدد مجالات التمرير

للتأكد من صحة التعميم الذي أجريناه في الفقرة 3.3 من الفصل الثالث لا بد من إجراء العديد من الأمثلة. وتفادياً للإطالة، وبما أننا وجدنا في الفقرات السابقة أن نتائج التركيب تعطي نفس نتائج الدارة المكافئة والنتائج التي نحصل عليها من مصفوفة الترابط، قمنا بطرح مثال واحد دون إجراء محاكاة أو تنفيذ لهذا المثال وإنما فقط تم التحقق من أن مصفوفة الترابط لمرشح متعدد مجالات التمرير تعطي النتائج المطلوبة من المرشح. إذ أن مصفوفة الترابط هي الأكثر استخداماً في تصميم مرشحات الأمواج الميكروية. سنقوم بتركيب مرشح خماسي مجالات التمرير من الدرجة العاشرة ذو استجابة Chebyshev كي نوضح إجرائية التركيب.

اخترنا طريقة الترابط المختلط لأنها تتضمن طريقتي الترابط، التسلسلي والتفرعي. فهي تعطي صورة عن فاعلية طرائق التعميم التي أجريناها في الفصل الثالث في الفقرة 3-5.

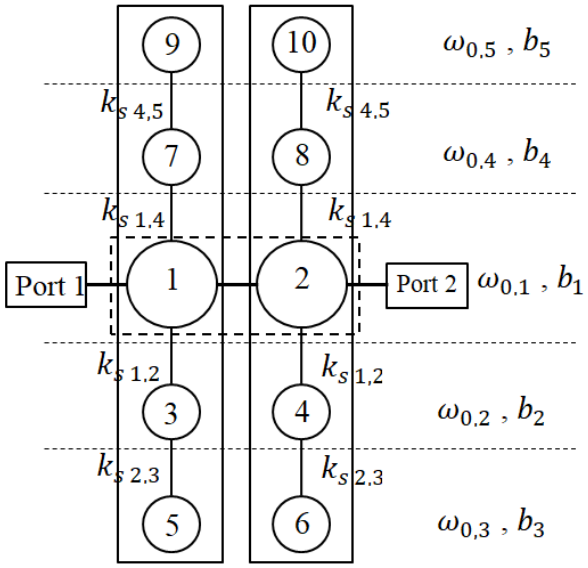
يبين الشكل 4-27 (a) مرشح خماسي مجالات التمرير من الدرجة العاشرة تم بناؤه اعتماداً على طريقة الترابط المختلط الواردة في الفقرة 4.5.3 في الفصل الثالث والمتمثلة بالشكل 3-23. حيث أن الجزء الواقع ضمن الخط المستمر يشكل رنانة متعددة ترددات الرنين (خماسية في هذه الحالة). الرنانات الواقعة ضمن مستطيل منقط تمثل رنانات تمرير المجال، بينما بقية الرنانات تمثل رنانات منع المجالات.

قمنا في الشكل 4-27 باستخدام نفس الموسطات والرموز المستخدمة في الفصل الثالث وفي الأمثلة السابقة. ولنأخذ الآن مرشحاً بمواصفات محددة كالتالي:

- مجال التمرير الأول: [8.2-8.67] GHz
- مجال التمرير الثاني: [9.13-9.6] GHz

- مجال التمرير الثالث: [10.06-10.52] GHz
- مجال التمرير الرابع: [11-11.46] GHz
- مجال التمرير الخامس: [11.92-12.4] GHz
- معامل الانعكاس في كل من مجالات التمرير هو -20dB

اخترنا حدود مجالات التمرير بحيث يكون المرشح ذو عرض مجال تمرير كلي قابل للتنفيذ عملياً باستخدام الرنانات المشطية المتداخلة، ما يفسر نقصان عرض مجالات التمرير مع زيادة عددها.



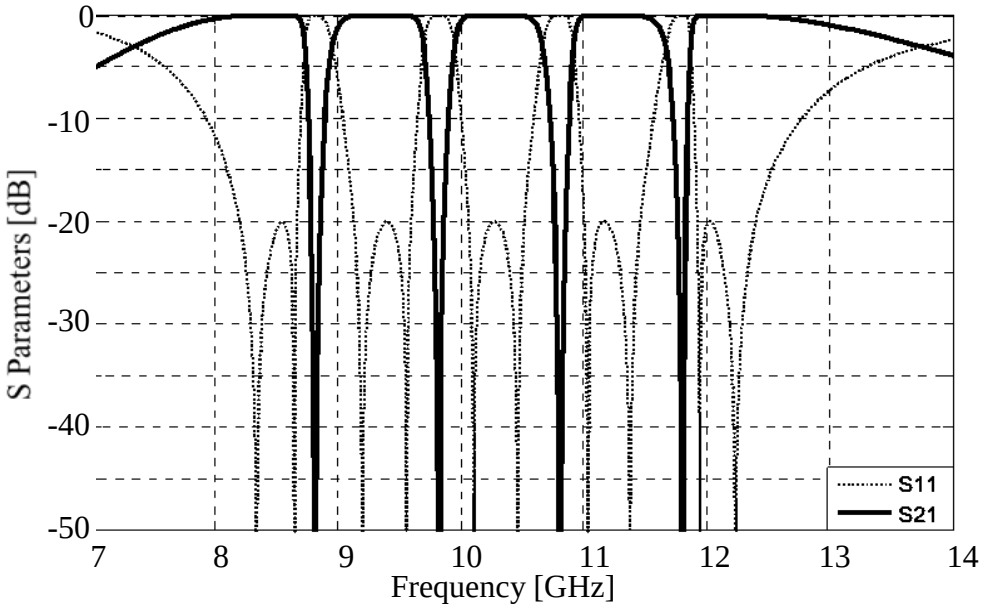

**الشكل 4-27: بنية الترابط في مرشح خماسي مجالات التمرير باستخدام الترابط المختلط (الباحث).**

إن هذا المثال المطروح في هذه الفقرة يتألف من اثنتين من الرنانات متعددة ترددات الرنين الواردة في الشكل 3-21، وبالتالي يكون للمرشح البنية الواردة في الشكل 3-23 (a). يمكننا بالتالي أن نستخدم علاقة التحويل الترددي (3-117) بعد إيجاد الموسطات المؤقتة. أي يمكننا أن نعتمد العلاقات الواردة في الشكلين 3-23 (a) (b) من أجل إيجاد مصفوفة الترابط. ومن أجل تفادي الإطالة لن ندخل في الحسابات وإنما نعرض مصفوفة الترابط الناتجة والتي نقوم برسم استجابة المرشح من خلالها. تأخذ مصفوفة الترابط الشكل المبين في الشكل 3-23 (a) وبمساعدة العلاقات الواردة في الشكل 3-23 (b) يمكننا أن نوجد مصفوفة الترابط. والتي تأخذ الشكل التالي:

$$M = \begin{bmatrix} -0.0087 & 0.3874 & 0.1701 & 0 & 0 & 0 & 0.1503 & 0 & 0 & 0 \\ 0.3874 & -0.0087 & 0 & 0.1701 & 0 & 0 & 0 & 0.1503 & 0 & 0 \\ 0.1701 & 0 & -0.1577 & 0 & 0.1079 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1701 & 0 & -0.1577 & 0 & 0.1079 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1079 & 0 & -0.1641 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1079 & 0 & -0.1641 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1503 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.2104 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1503 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.2104 & 0.0860 & 0.0860 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0860 & 0 & 0.2442 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0860 & 0 & 0.2442 \end{bmatrix} \quad (7\text{-}4)$$

أما معاملات الجودة الخارجية لهذا المرشح فإنها معطاة بالعلاقتين (3-118) و (3-119). باستخدام هذه العلاقات نجد أن كلا معاملي الجودة يأخذ القيمة 2.85. الآن وبمساعدة MATLAB يمكننا أن نرسم استجابة المرشح من خلال مصفوفة الترابط الواردة في العلاقة (4-7)، ويبين

الشكل 4-28 استجابة هذا المرشح. نلاحظ من الشكل 4-28 أن الاستجابة تحقق مواصفات المرشح المطروح في هذا المثال.




**الشكل 4-28: استجابة مرشح خماسي مجالات التمرير باستخدام الترابط المختلط من خلال مصفوفة الترابط (الباحث).**

## 5.4 خاتمة البحث

تبحث الأطروحة في تقنيات تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير. والتي أصبحت أكثر أهمية في صناعة الاتصالات اللاسلكية في الوقت الحاضر، حيث أنها ليس فقط تحقق بعض متطلبات التطبيقات متعددة الوظائف، وإنما أيضاً تقلل من حجم وكتلة نظام الاتصالات.

تمت صياغة هذه الأطروحة وفق أربع فصول. حيث تحدثنا في الفصل الأول عن الحوافز وراء عملنا في هذه الأطروحة والغرض من هذا العمل. كما أجرينا بعض الدراسات المرجعية حول المرشحات متعددة مجالات التمرير. ورأينا مزايا ومساوئ كل طريقة من طرائق تعدد المجالات، وبناءً على ذلك أوضحنا سبب اختيارنا لطريقة التحويلات الترددية في توضيع أصفار النقل ضمن مجال التمرير من أجل تقسيم المجال الترددي إلى عدة مجالات وبالتالي الحصول على مرشح متعدد مجالات التمرير.

قدمنا في الفصل الثاني النظريات الأساسية المستخدمة في تصميم المرشحات. وهي تتضمن النظرية العامة للمرشحات، نظرية مصفوفة الترابط وتقنيات التركيب الكلاسيكية لمرشحات تمرير المجال.

قمنا في الفصل الثالث باقتراح استخدام منهجية تحليلية لتركيب مرشح ثنائي وثلاثي مجالات التمرير باستخدام التحويل الترددي بين مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض، ومجال الترددات الحقيقية للمرشح، وذلك بغية تعميم المنهجية للحصول على مرشحات متعددة مجالات التمرير ومن ثم تصميم مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير باستخدام تكنولوجيا الرنانات المشطية المتداخلة. كانت الطريقة المتبعة تحليلية بحتة في عملية إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على مصفوفة الترابط من أجل الحصول على الاستجابة ثنائية وثلاثية مجالات التمرير. تتضمن الإجرائية أيضاً إيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات، حيث يتم ربط كل من الرنانات الأساسية للمرشح برنانة مسؤولة عن مجال أو مجالات المنع لنحصل على رنانات ثنائية أو ثلاثية ترددات الرنين.

ومن ثم قمنا، بإجراء تعميم على تقنية التحويل الترددي بحيث نتمكن من الحصول على استجابة متعددة مجالات التمرير، وأوجدنا علاقات التركيب بشكل تحليلي. ووجدنا أنه يمكننا ان نبني المرشح باستخدام رنانات متعددة ترددات الرنين تحتوي نوعين من الرنانات أحدهما رنانات تمرير مجال والآخر رنانات منع مجالات. وتم اقتراح تركيب تشكيلات جديدة لبنية الرنانة متعددة ترددات الرنين، التي تعتبر اللبنة الأساسية في تصميم المرشحات متعددة مجالات التمرير، حيث يمكن أن يكون الترابط بين رنانات منع المجال ورنانة تمرير المجال تسلسلياً أو تفرعياً أو مختلطاً، ما يسمح بالحصول على طبولوجيات مختلفة لكل منها علاقة تحويل ترددي مختلفة يمكن استنتاجها من شكل الترابط بين الرنانات. وبناءً على علاقات التحويل، يمكننا أن نوجد مصفوفات الترابط الخاصة بكل تقنية من التقنيات المذكورة.

وجدنا أيضاً أن الموسطات اللازمة للتصميم هي مصفوفة الترابط وعوامل الجودة الخارجية للمرشح متعدد مجالات التمرير، حيث تعتمد الطرائق المعممة لإيجاد هذه الموسطات على حدود مجالات التمرير المطلوبة، وقيم عناصر النموذج الأولي ذو التمرير المنخفض.

قمنا في الفصل الرابع بالتحقق من علاقات التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية من خلال أمثلة عن مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير. كما قمنا بالتحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس الأمثلة، وذلك بعد إيجاد علاقة التحويل العكسي. قمنا، باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية، بإجراء تصميم لمرشح رنانات مشطية متداخلة يحقق مواصفات المرشحات الأمثلة المطروحة، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح. كما تم تنفيذ بعض الأمثلة الواردة في هذا الفصل وقياسها باستخدام المحلل الشبكي. أظهرت نتائج القياس توافقاً جيداً مع النتائج المتوقعة والمتمثلة بنتائج محاكاة المرشحات الأمثلة المطروحة.

قمنا أيضاً في الفصل الرابع باختبار إحدى طرائق تعميم تركيب المرشحات متعددة مجالات التمرير عن طريق الاستجابة التي تم الحصول عليها من مصفوفة الترابط. وكانت استجابة المرشح الناتجة تحقق مواصفات المرشح المطلوبة. ما يشير إلى فعالية طرائق التعميم المقترحة.

تُفضي النتائج المستقرأة من هذه الأطروحة إلى التحقق من فعالية المنهجيات المطورة لتركيب وتصميم مرشحات الرنانات المشطية المتداخلة متعددة مجالات التمرير.

# الآفاق المستقبليّة

تعتبر تقنية تركيب المرشحات متعدد مجالات التمرير، والمطورة في هذه الأطروحة، نهجاً تحليلياً بحتاً. هذا يعني أنه على الرغم من إمكانية الحصول على النتائج بكفاءة من العلاقات الرياضية الخاصة، إلا أنه يوجد بعض الشروط على المرشحات التي يمكن الحصول عليها. على سبيل المثال، سيكون لمرشح متعدد مجالات التمرير الذي تم الحصول عليه من تقنية التركيب التحليلي نفس شكل الاستجابة داخل المجال وخارجه وذلك من أجل كل مجال من مجالات التمرير. أي أن شكل الاستجابة ستكون واحدة في كل من مجالات التمرير. فلا يمكننا أن نجري عملية التركيب بحيث يكون أحد مجالات التمرير ذو استجابة Chebyshev من الدرجة الثانية، في حين يكون مجال تمرير آخر ذو استجابة Quasi Elliptic من الدرجة الرابعة أو حتى ذو استجابة Chebyshev من الدرجة الرابعة. ومع ذلك، يمكن حل هذه الحالة من خلال الجمع بين النهج التحليلي وطرائق الأمثلة. قد تستخدم هذه الخوارزمية الهجينة تقنية التركيب التحليلي للحصول على مجموعة من القيم البدائية الجيدة ومن ثم يتم استخدام طريقة أمثلة معينة للحصول على حل مقبول. وقد يكون بإمكاننا أن ندمج تقنية أمثلة بحتة للمصفوفة مع تقنية التركيب التحليلي المطروحة في عملنا هذا، من أجل تحقيق مرشح متعدد مجالات التمرير يكون فيه لكل مجال تمرير استجابته الخاصة التي قد تختلف عن استجابة المجالات الأخرى. وهذا قد يكون حافزاً لتطوير مستقبلي على العمل المقدم في هذه الأطروحة من أجل الحصول على استجابات مختلفة لمجالات تمرير المرشح متعدد مجالات التمرير.

# الأبحاث المنشورة

**1- نُشِرَتْ مقالة أولى بعنوان:**

**"تصميم مرشح تمرير أمواج ميكروية ثنائي المجال باستخدام تقنية الرنانات المشطية المتداخلة"**

جرى تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية برقم /2913/ وتاريخ 2022/3/23 وجرى النشر في المجلد /38/العدد/5/ لعام 2022.

**2- نُشِرَت مقالة ثانية بعنوان:**

**"Design and Implementation of Microwave Dual-Band Pass Interdigital Filter Using an Analytical Approach"**

**@** JMOe **(**Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 21, No. 3, September 2022**),** DOI: http://dx.doi.org/10.1590/2179-10742022v21i3261857

**3- نُشِرَت مقالة ثالثة بعنوان:**

**"تصميم المرشحات الميكروية ثلاثية مجالات التمرير بالاعتماد على تقنيات التحويل الترددي"**

جرى تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية برقم /4795/ وتاريخ 2022/11/9

# قائمة المراجع


[1] Makimoto, M. & Yamashita, S. (2001). *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication, Theory, Design and Application*. Springer Science & Business Media.

[2] Hong, J. S. & Lancaster, M. J. (2004). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons.

[3] Hunter, I. C. & Institution of Engineering and Technology. (2001). *Theory and Design of Microwave Filters*. London, Institution of Engineering and Technology.

[4] (n.p). (2017, June 17). *A Comparison of Passive Filters and Active Filters*. http://www.schematica.com/active_filter_resources/comparison_of_active_and_passive_filters.html

[5] Macchiarella, G. & Tamiazzo, S. (2005). Design Techniques for Dual-Passband Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 53(11), 3265–3271.

[6] Amari, S. & Bekheit, M. (2008). A New Class of Dual-Mode Dual-Band Waveguide Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 56(8), 1938–1944.

[7] Lenoir, P. Bila, S. Seyfert, F. Baillargeat, D. & Verdeyme, S. (2006). Synthesis and Design of Asymmetrical Dual-Band Bandpass Filters Based on Equivalent Network Simplification. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 54(7), 3090–3097.

[8] Zhang, R. & Mansour, R. R. (Jul. 2009). Dual-Band Dielectric-Resonator Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 57(7), 1760-1766.

[9] Mokhtaari, M. Bornemann, J. Rambabu, K. & Amari, S. (2006). Coupling Matrix Design of Dual and Triple Passband Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 55(11), 3940–3946.

[10] Chan, B. Shen, T. & Wu, R. (2009). Design of Tri-Band Filters with Improved Band Allocation. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 57(7), 1790-1797.

[11] Chen, X. Wu, K. & Li, Z. (2007). Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters with Chebyshev and Quasi-Elliptical Responses. *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, 55(12), 2569-2578.

[12] Chen, C. Y. & Hsu, C. Y. (2006). A Simple and Effective Method for Microstrip Dualband Filters Design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(5), 246-248.

[13] Airbus Defense and Space Ltd. (2011). Multi-Band Filter. *U.S. Patent 20110254641A1*.

[14] Wu, Y. (2017). *Compact microwave dual-band bandpass filter design* (Doctoral dissertation, University of York).

[15] Lee, J. and Sarabandi, K. (2009). Synthesizing Microwave Resonator Filters. *IEEE Microwave Magazine*, 10(1), 57-65.

[16] Cameron ,R. J. Kudsia C. M. & Mansour, R. R. (2018). *Microwave Filters for Communication Systems: fundamentals, design, and applications*. John Wiley & Sons, Inc.

[17] Macchiarella, G. & Tamiazzo,S. (2005). A Design Technique for Symmetric Dual-Band Filters. *In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (pp. 115-118). IEEE.

[18] Lampérez, A. G. & Palma, M. S. (2011). Single-Band to Multiband Frequency Transformation for Multiband Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(12), 3048-3058.

[19] Lee, J. & Sarabandi, K. (2007). A Synthesis Method for Dual-Passband Microwave Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(6), 1163-1170.

[20] Lee, J. & Sarabandi, K. (2008). Design of Triple-Passband Microwave Filters Using Frequency Transformations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(1), 187-193.

[21] Atia, A. E. & Williams, A. E. (1972). Narrow-Bandpass Waveguide Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 20(4), 258-265.

[22] Atia, A. E. Williams, A. E. & Newcomb, R. W. (1974). Narrow-Band Multiple-Coupled Cavity Synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 21(5), 649-655.

[23] Cameron, R. J. (1999). General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(4), 433- 442.

[24] Yi, T. K. Jhe, C. L. Ching, K. L. & Chi, Y. C. (2010). New Multiband Coupling Matrix Synthesis Technique and Its Microstrip Implementation, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 58(7), 1840-1850.

[25] Shang, X. Wang, Y. Nicholson, G. L. & Lancaster, M. J. (2012). Design of Multiple-Passband Filters Using Coupling Matrix Optimisation. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 6(1), 24-30.

[26] Chen, J. Wu, B. Jiang, L. W. & Liang, C. H. (2010). Design of Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Filter Using Frequency Transformation Method. In 2020 *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology* (pp. 1286-1289). IEEE.

[27] Xuehui, G. Zhewang, M. Peng, C. Guohui,L. Kobayashi, Y. & Anada, T. (2005). A Dual-Band Bandpass Filter Synthesized by Using Frequency Transformation and Circuit Conversion Technique. In 2005 *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings* (Vol. 4, pp. 4-pp). IEEE.

[28] Gajaweera, R. N. Lind, L.F. (2004). Coupling Matrix Extraction for Cascaded-Triplet (CT) Topology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(3), 768-772.

[29] Makimoto, M. & Yamashita,S. (1980). Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 28(2), 1413-1417.

[30] Yu, C. C. Yi, H. H. Ching, H. L. & Chung, I. G. H. (2007). Tri-Band Microstrip BPF Design Using Tri-Section SIRs. In 2007 *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* (pp. 3113-3116). IEEE.

[31] Chu, Q. X. & Chen, F. C. (2008). A Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Meandering Stepped Impedance Resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(5), 320-322.

[32] Zhang, S. & Zhu, L. (2013). Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filter with Quarter Wavelength Stepped Impedance Resonators. *IEEE International Wireless Symposium* (*IWS*) (pp. 1-4). IEEE

[33] Rosli, N. Akhir, S. A. M. Ibrahim, S. Z. Hashim, N. B. M. & Khalid, N. ( 2019). Design of Compact Multi-Mode Microstrip Resonator Filters for Dual-Band Application. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 13(2), 696-701.

[34] Weng, M. H. Huang, C. Y. Dai, S. W. & Yang, R. Y. (2021). An Improved Stopband Dual-Band Filter Using Quad-Mode Stub-Loaded Resonators. *Electronics*, 10(2), 142.

[35] Zhang, Y. P. & Sun,M. (Octo. 2006). Dual‐Band Microstrip Bandpass Filter Using Stepped‐Impedance Resonators with New Coupling Schemes, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(10), 3779-3785.

[36] Al-Yasir, Y. Tu, Y. Bakr, M. S. Parchin1, N. O. Asharaa1, A. Mshwat, W. A. Abd-Alhameed, R. A. & Noras, J. M. (2019). Design of Multi-standard Single/Tri/Quint-Wideband Asymmetric Step Impedance Resonator Filters With Adjustable Transmission Zeros. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 13(10), 1637-1645.

[37] Memarian, M. & Mansour, R. R. (2009). Dual-Band Half-Cut Dielectric Resonator Filters. *Microwave Conference,* (*EuMC*), *European*. (pp. 555-558). IEEE.

[38] Zhou, G. (2000, July). A non-uniform pitch dual band helix antenna. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting* (Vol. 1, pp. 274-277). IEEE.

[39] Egorov, I., & Ying, Z. (2000, July). A non-uniform helical antenna for dual-band cellular phones. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium. 2000 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting* (Vol. 2, pp. 652-655). IEEE.

[40] Alnahwi, F. M. Al-Yasir, Y. I. A. Abdulhameed, A. A. Abdullah, A. S. & Abd-Alhameedm R. A. (2021). A Low-Cost Microwave Filter with Improved Passband and Stopband Characteristics Using Stub Loaded Multiple Mode Resonator for 5G Mid-Band Applications. *Electronics*, 10(4), 450.

[41] Zhang, R., Liang, Y. C., Hall, P. S. P., Gardner, P., Kelly, J., & Ebrahimi, E. (2009). Federal Communications Commission revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. *FCC, Washington, DC, first report & order*, *48*(1), 133-135.

[42] Vidal, O., Verelst, G., Lacan, J., Alberty, E., Radzik, J., & Bousquet, M. (2012, October). Next generation high throughput satellite system. In *2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL)* (pp. 1-7). IEEE.

[43] Lalbakhsh, A. Ghaderi, A. Mohyuddin, W. Simorangkir, R. B. V. B. Makou, N. B. Ahmad, M. S. Lee, G. H. & Kim, K. W. (2020). A Compact C-Band Bandpass Filter with an Adjustable Dual-Band Suitable for Satellite Communication Systems. *Electronics*, 9(7), 1088.

[44] Leong, Y. Cheab, S. Soeung, S. & P. Wong, W. (2020). A New Class of Dual-Band Waveguide Filters Based on Chebyshev Polynomials of the Second Kind. *IEEE Access*, 8, 28571-28583.

[45] Wang, Y. X. Chen, Y. L. Zou, W. H. Yang, W. C. & Zen, J. (2021). Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 95, 147-153.

[46] Weng, M. H. Zheng, F. Z. Lai, H. Z. & Liu, S. K. (2020). Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Achieved by Using a Stub-Loaded Stepped Impedance Resonator. *Electronics*, 9(2), 209.

[47] Zhang, P. Liu, L. Chen, D. Weng, M. H. & Yan, R. Y. (2020). Application of a Stub-Loaded Square Ring Resonator for Wideband Bandpass Filter Design. *Electronics*, 9(1), 176.

[48] Yoon, K. & Kim, K. (2021). Design of Dual Ultra–Wideband Band–Pass Filter Using Stepped Impedance Resonator λg/4 Short Stubs and T–Shaped Band-Stop Filter. *Electronics*, 9(1), 176.

[49] Faisal, M. Khalid, S. Rehman, M. U. & Rehman, M. A. (2021). Synthesis and Design of Highly Selective Multi-Mode Dual-Band Bandstop Filter. *IEEE Access*, 9, 43316-43323.

[50] *Spectrum*. (2017). https://www.ofcom.org.uk/spectrum/information

[51] IEEE Standards Association. (2012). IEEE 802.11n: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications.

[52] Holme, S. (2002, May). Multiple passband filters for satellite applications. In *20th AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit* (p. 1993).

[53] Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*, 4th Ed. John Wiley & Sons, Inc.

[54] Zhou, J. (2010). *Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*. *InTech Europ*: 331.

[55] Darlington, S. (1993). Synthesis of Reactance 4-poles which Produce Prescribed Insertion Loss Characteristics: Including Special Applications to Filter Design. *Journal of Mathematics and Physics*, 18(1-4), 257-353.

[56] Saal, R. and Ulbrich, E. (1958). On the Design of Filters by Synthesis. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 5(4), 284-327.

[57] Matthaei, G. L. Young, L. & Jones, E. M. T. (1964). *Design of Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. McGraw-Hill.

[58] Rhodes, J. D. (1976). *Theory of Electrical Filters*. Wiley.

[59] Rhodes, J. D. & Alseyab, S.A. (1980). The Generalized Chebyshev Low-Pass Prototype Filter. *International Journal of Circuit Theory and Applications*. 8(2), 113-125.

[60] Hong, J. S. & Lancaster, M. J. (2000). Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 48(7), 1098-1107.

[61] Levy, R. (1976). Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 24(4), 172-181.

[62] Collin, R. E. (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.

[63] Atia, A. E. & Williams,A. E. (1971). New Types of Bandpass Filters for Satellite Transponders. *COMSAT Tech*. 21,43.

[64] Atia, A. E., & Williams, A. E. (1974). Nonminimum-phase optimum-amplitude bandpass waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, *22*(4), 425-431.

[65] Cameron, R. J. (2011). Advanced Filter Synthesis. *IEEE Microwave Magazine*. 12(6), 42-61.

[66] Cameron, R. J. (2003). Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 51(1), 1-10.

[67] Wu, Y. Fourn, E. Besnier, P. & Quendo, C. (2019). Direct Synthesis of Quad-Band Band-Pass Filter by Frequency Transformation Methods, *In 2019 49th European Microwave Conference* (*EuMC*) (pp. 196-199). IEEE.

[68] Levy, R. (1970). Generalized Rational Function Approximation in Finite Intervals Using Zolotarev Functions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(12), 1052–1064.

[69] Bell, H. C. (2001). Zolotarev Bandpass Filters. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 49(12), 2357-2362.

[70] Mohan1, A. Singh, S. and Biswas, A. (2012). Generalized Synthesis and Design of Symmetrical Multiple Passband Filters. *Progress In Electromagnetics Research B*, 42, 115-139.

[71] Li, G. (2019). Coupling matrix optimization synthesis for filters with constant and frequency-variant couplings. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, *82*, 73-80.

[72] Wu, Y. Fourn E., Besnier P., & Quendo C. (2021). Direct Synthesis of Multiband Bandpass Filters with Generalized Frequency Transformation Methods. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 69(8), 3820-3831.

[73] Zhang, J. Liu, Q. Zhou, D. & Zhang, D. (2021). Single-Band Triple-Band Bandpass Filters Using Novel Perturbed Isosceles Right-Angled Triangular SIW Cavities. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 15(3), 241-252.

[74] Chaudhury, S. S. Awasthi, S. Singh, R. K. (2022). Semi-Circular Mushroom Resonator Loaded Substrate Integrated Waveguide Cavity Based Compact Triple-Band bandpass Filter with High Selectivity. *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 32(5), e23112.

**Syrian Arab Republic**

**Ministry of Higher Education and Scientific Research**

**Damascus University**

**Faculty of Mechanical and Electrical Engineering**

**Department of Electronics and Communications Engineering**

# Development of Microwave Multiband BandPass Filters using Coupled-Resonators in Rectangular Waveguide

**A Dissertation submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of PhD in Advanced Communications Engineering**

**By**

## Eng. Moutaz Albik

**Scientific Supervisor**

## Prof. Dr. Fariz Abboud

**Co-Supervisor**

## Dr. Alaaeddin Sarhan

**Academic Year**

**2023-2024**