الجمهورية العربية السورية
المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا
العام الدراسي 2020/2021
قسم الاتصالات
اختصاص نظم الاتصالات الراديوية والنقالة

HIAST
Communication
Department

تحسين أداء مرشح تمرير الحزمة الراديوية المشطي القابل للضبط

دراسة أعدّت لنيل شهادة الماجستير في هندسة الاتصالات–اختصاص راديوية

تقديم

م.حسن هدلة

إشراف

د. شكري المقداد د. علاء الدين سرحان

Syrian Arab Republic
Higher Institute for Applied Sciences and Technology
Telecommunication Department
Radio and Mobile Communication Systems

HIAST
Communication
Department

"Enhancement of RF Tunable Combline Band-Pass Filter"

A thesis Submitted for
Master Degree of Telecommunication Engineering

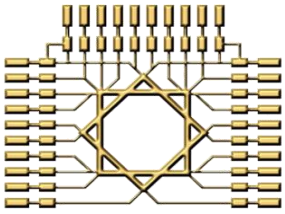
By
Hassan Hadlah

Supervised By

Dr.Eng. Shokri Al-Mekdad **Dr.Eng. Alaa eddin Sarhan**

Academic Year

2020/2021



الجمهورية العربية السورية

المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

تصريح

أنا الموقع أدناه : حسن حسين هدلة

معدّ أطروحة الماجستير التي تحمل العنوان:

"تحسين أداء مرشح تمرير الحزمة الراديوية المشطي القابل للضبط"

أصرح بأن:

- الأعمال والنتائج المعروضة في هذه الأطروحة هي نتيجة جهودي الشخصية وبتوجيه من المشرف، وأن ما عدا ذلك من معلومات ونتائج قد نُسبت إلى مصادرها ومؤلفيها، وأُشير إلى ذلك في متن النص وفي قائمة المراجع.
- المعطيات والمعلومات المستخدمة في هذه الأطروحة جرى تحصيلها بطرائق سليمة ومشروعة ونُسبت إلى مصادرها في المواضع الملائمة.
- كلّ مكوّن من مكونات هذه الأطروحة (مقطع نصّي، صورة، مخطط، ...) مقتبس من عمل آخر جرى تمييزه بوضوح ونُسب إلى مصدره.
- الأعمال والنتائج المعروضة في هذه الأطروحة لم تُستخدم سابقًا وليست قيد الاستخدام للحصول على أي شهادة أكاديمية أخرى.

التوقيع

دمشق / 2 / 2021

المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

Higher Institute for Applied Sciences and Technology

Institut Supérieur des Sciences Appliquées et de Technologie

مؤسسة سورية حكومية للتعليم العالي أحدثت في عام 1983، بهدف إعداد أطر متميزة مؤهلة للبحث العلمي والتطوير في مجال العلوم التطبيقية والتقانة، لتساهم بفاعلية في التنمية العلمية والصناعية والاقتصادية في القطر. يشكل التأهيل الهندسي والدراسات العليا في المعهد العالي محور عمليّة إعداد الأطر المتخصصة. يخرج المعهد العالي مهندسين متميزين، بعد دراسة لمدة خمس سنوات، في اختصاصات الاتصالات والمعلوماتية والنظم الإلكترونية والميكاترونيكس وهندسة الطيران وعلوم وهندسة المواد. كما يمنح المعهد العالي درجة الماجستير الأكاديمي، ماجستير بحثي يمتد على سنتين، من خلال مجموعة من برامج الماجستير في نظم الاتصالات وفي التحكم والروبوتيك وفي علوم المواد وفي نظم المعلومات واتخاذ القرار وفي نظم معالجة المعطيات الكبيرة. وأخيراً يمنح المعهد العالي درجة الدكتوراة في عدة اختصاصات موازية لما ذكر في برامج الماجستير. يعتمد المعهد العالي في تميزه على تركيزه على النوع وليس الكم، فهو ينتقي في المرحلة الهندسية شريحة الطلاب المتفوقين في شهادة الدراسة الثانوية السورية من الفرع العلمي أو من في حكمهم. أما في مرحلة الماجستير فيقبل المعهد العالي حملة الشهادات الجامعية المواتية للماجستير المطلوب، وذلك على أساس مفاضلة خاصة لاختيار الأفضل. كما يقدم المعهد للطلاب جواً متميزاً للدراسة والبحث بدءاً من كوادره المتفرغة عالية التأهيل ومناهجه المواكبة للتطورات العلمية، وانتهاءً بإمكانيات مختبراته المتميزة في القطر وبنيته التحتية المواتية من صالات حواسب وورش ومقدرات مادية وشبكات تعاون مع الصناعة والهيئات الأكاديمية داخل وخارج القطر. كل ذلك في وسائل للراحة والترفيه من سكن طلابي مطعم وصالات رياضية وملاعب ونشاطات طلابية متنوعة. بالإضافة إلى نشاطه الأكاديمي، يضم المعهد العالي أقساماً علمية ومخابر متنوعة ومراكز تقانية، كمخبر الدراسات البيئية ومركز تقانات اللحام ومركز الحوسبة عالية الأداء. تقدم هذه الفعاليات خدمات واستشارات للقطاعين العام والخاص، بالإضافة إلى المشاريع التطويرية والنشاطات البحثية والدورات التدريبية وتنظيم ورش العمل والمؤتمرات العلمية.

Higher Institute for Applied Sciences & Technology – HIAST
P. O. Box 31983, Damascus, Syrian Arab Republic
هاتف 00963115123819 - فاكس 00963115140761
بريد إلكتروني contact@hiast.edu.sy
موقع إلكتروني www.hiast.edu.sy

بسم الله الرحمن الرحيم

{ وقل ربي زدني علماً }

"عود نفسك حسن النية وجميل المقصد، تدرك في مباغيك النجاح"

الامام علي بن أبي طالب(ع)

الإهداء

إلى قدوتي ومعّلمي أبي

إلى ينبوع الحنان.... إلى من كان بلسم الجراح وشمعة الأمل أمي

إلى الغالية رفيقة الدرب غالية

إلى من كانوا لي الدعم في خطواتي أخوتي

كَلِمَةُ شُكْرٍ

أتقدم بالشكر إلى كل من ساهم في انجاز هذا العمل وأخص بالذكر الدكتور شكري المقداد والدكتور علاء الدين سرحان على دعمهم و متابعتهم وملاحظاتهم القيمة ونصائحهم التي كانت السند ليرى هذا العمل النور .

الخُلاصَة

نظراً للطلب المتزايد على الخدمات و التطبيقات اللاسلكية الجديدة ، فإن المستوى العالي من التكامل والتنسيق بين العمليات متعددة المعايير (Multi-Standard MS) أو متعددة الحزم في جهاز واحد أصبحت تحدد الاتجاهات في تصميم المرشحات الراديوية، وقد أدى ذلك إلى تقدم تكنولوجي كبير في المرشحات القابلة لإعادة التشكيل أو الضبط ذات الأبعاد الصغيرة،وبشكل أكثر تحديدًا ، تتمتع المرشحات القابلة للضبط التي يمكن أن تعمل على مجالات تمرير مختلفة بدلاً من المرشحات البنكية التقليدية بإمكانية كبيرة لتقليل حجم النظام وتعقيده ؛ حيث أصبح تقليل حجم المرشح ضروريًا لتحقيق أعلى درجة من التكامل في الأجهزة اللاسلكية المدمجة والمحمولة.

في هذا السياق، نقدم في هذه الرسالة دراسة لتصميم وتحسين أداء مرشح تمرير مجال مشطي قابل للضبط من الدرجة (n) بتقنية (microstrip) خطوط النقل الشرائحية وقمنا بتصنيع مرشح من هذا النوع من الدرجة الثالثة وفق استجابة تشبيشيف.التصميم المقدم يعمل عند تردد مركزي "1500MHz" بمجال ضبط للتردد المركزي بحدود"300MHz" مع عرض تمرير مجال جزئي"125±10 MHz".أما التحسين فكان بزيادة عرض مجال الضبط الكلي بمقدار"350 MHz". تم الضبط باستخدام عنصر الديود السعوي "Varactor Diode" بالاستفادة من تغير سعته مع الجهد العكسي المطبق عليه وهذا يشكل مقدمة للتحكم الرقمي بالمرشح القابل للضبط.

Abstract

Due to the increasing demand for new wireless services and applications, the high-level of integration and coordination between multi-standard (MS) or multi-band operations in a single device have become trends in designing microwave filters. This has led to major technological advances in reconfigurable/tunable filters with small dimensions. More specifically, tunable filters that can be tune to different frequency bands compared to classical filter banks have great potential to significantly reduce the system size and complexity; while reducing the filter size becomes essential to achieve the highest degree of integration density in compact and portable wireless devices.

In this thesis, we present a study for the design and enhancement of the performance of n-th order tunable combline band-pass filter with the microstrip technology, and we have manufactured a 3-rd order filter of this type according to Chebyshev's response. The presented design operates at a center frequency of 1.5 GHz with a tuning range of "300 MHz" with a sub-band of "125±10 MHz". The Enhancement was by increasing the width of the overall tuning range by"355 MHz". The adjustment was made by using the"Varactor Diode" component, taking advantage of the change of its capacitance with the reverse voltage applied to it, and this constitutes an introduction to the digital tunable filter control.

الفهرس

قائمة الأشكال

قائمة الجداول

قائمة المصطلحات

المصطلح بالإنكليزي	المصطلح بالعربي
Tunable Filter	مرشح قابل للضبط
Multi-Standard (MS)	متعدد المعايير
Microstrip Line	خطوط النقل الشرائحية
Varactor Diode	ديود ذو سعة متغيرة
Resonator	طنانة
Filter Bank	مرشح بنكي
Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)	معهد مهندسي الكهرباء والالكترون
Software defined rdaio (SDR)	الأنظمة الراديوية المعرفة برمجياً
Advance design system (ADS).	برنامج تصميم الأنظمة الراديوية
Long Term Evolution (LTE)	تطور طويل الأمد_معيار في شبكة اتصالات الموبايل
Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS)	عناصر الأنظمة الكهربائية والميكانيكية الدقيقة
BST	تيتانات الباريوم_ السترونتيوم
EM Simulation	المحاكاة الكهرطيسية
Parallel Coupled Line (PCL)	خطي نقل متوازيين ومترابطين
Band Width (BW)	عرض المجال
Resonant Frequency(F0)	تردد الرنين

قائمة الرموز

g-values	قيم نموذج المرشح منخفض التمرير
Lar	فقدان العبور
ε	التعرج في مجال التمرير
Fc	التردد المركزي
Ωc	التردد المركزي الزاوي
K	قيمة محول الممانعة
FBW	مجال التمرير النسبي
$\Delta\omega_{-3dB}$	عرض مجال التمرير عند (-3dB)
Q_e	معامل الجودة الخارجي
Y_{in}	سماحية الدخل
G	سماحية منبع الاشارة
$\tau_{S_{11}}$	معامل تأخير المجموعة للمتحول S11
J	قيمة محول السماحية
$\boldsymbol{M_{i,i+1}}$	معامل الترابط المتبادل
BW	عرض المجال
F0	تردد الرنين

الفصل الأول

مشكلة البحث والهدف

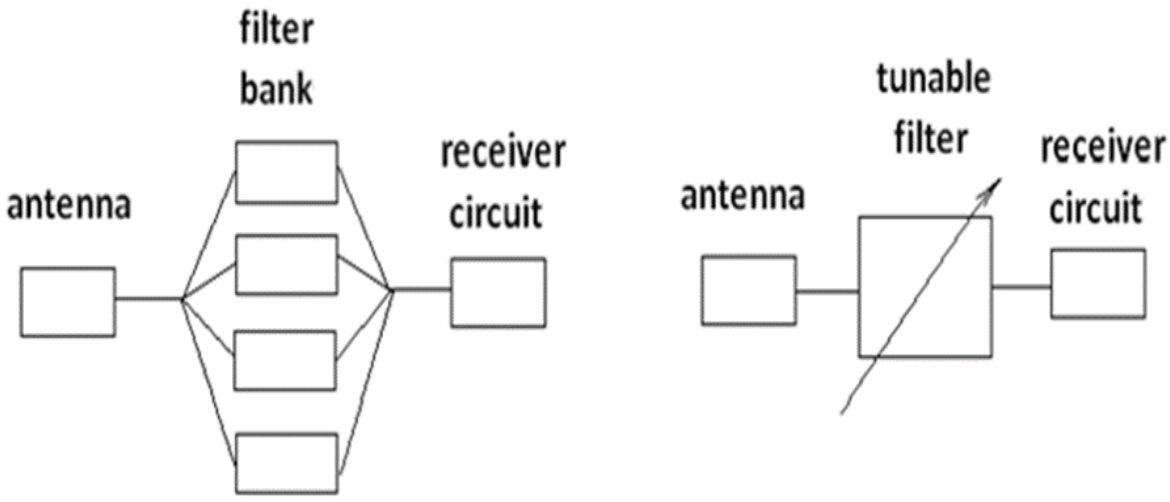
1.1مقدمّة:

تتطلب العديد من الأنظمة الحديثة مستقبلات قادرة على التعامل مع حزم ترددية جزئية متعددة ضمن مجالات ترددية عريضة نذكر بعض مجالات استخدام المرشحات القابلة للضبط[1] :

- أنظمة الرادار العسكرية ورادارات الملاحقة.
- أنظمة الحرب الالكترونية (التشويش على ترددات العدو).
- مجال الاتصالات الخلوية واللاسلكية (LTE,5G,Cognitive Radio application)[2] .

وتم بشكل تقليدي استخدام مجموعة من المرشحات الترددية على مجالات ثابتة يتم التبديل فيما بينها "filter bank" مما يتطلب حجم كبير وزيادة بالتكلفة.

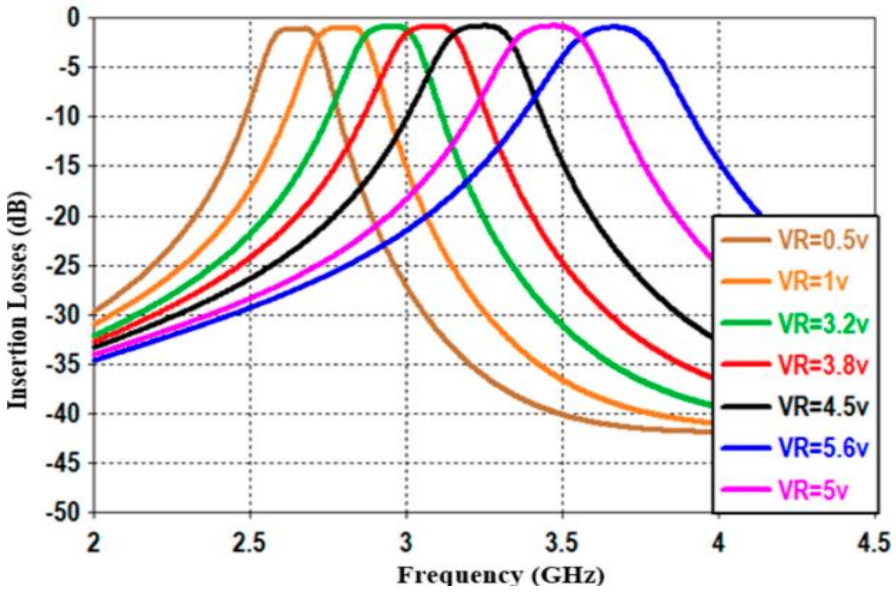
هذا بدوره أدى الى زيادة الحاجة لمرشحات قابلة للضبط مع تغير مجال العمل الترددي وتوفير في الحجم والتكلفة.



الشكل (1): مقارنة بين المرشح القابل للضبط و"filter bank".[26]

2.1 مشكلة البحث:

الحصول على مرشح تمرير حزمة مشطي قابل للضبط يحافظ على مواصفات الترشيح المرغوبة (عرض الحزمة ومجال العمل و"Insertion Loss"،...) لمجالات التمرير الجزئية على كامل مجال العمل. حيث ستتغير هذه المواصفات نسبياً مع تغير التردد المركزي أثناء ضبط المرشح.



الشكل (2): منحني الاستجابة الترددية لمرشح قابل للضبط يوضح المجالات الجزئية التي يمكن العمل عليها[25].

3.1 الهدف من البحث:

نهدف في هذا البحث إلى تصميم وتحسين أداء مرشح تمرير الحزمة الراديوية المشطي القابل للضبط. يمكن تلخيص مراحل هذا البحث بالخطوات التالية:

1.3.1 دراسة نظريّة وتتضمن العناوين التالية:

- أهمية عمل المرشحات في المجال الراديوي بشكل عام.
- أهمية المرشحات القابلة للضبط من حيث التوفير بالحجم والتكلفة والاستغناء عن مجموعة المرشحات التقليدية المستخدمة للترشيح بالتبديل فيما بينها.
- دراسة مرجعية لاجرائية تصميم المرشحات القابلة للضبط بتقنية خطوط النقل الشرائحية.
- أنواع العناصر المستخدمة في الضبط والمقارنة فيما بينها وشرح ألية عمل "Varactor Diod" المستخدم في الضبط.

2.3.1 دراسة تحليلية لتصميم المرشح التقليدي بتقنية خطوط النقل الشرائحية (MicroStrip) وتتضمن:

- حساب الأبعاد الفيزيائية للمرشح المشطي التقليدي بمساعدة الحاسب.
- اجراء محاكاة باستخدام برنامج (ADS-2016) لعنصر الضبط " Varactor Diode " من حيث تغير سعة المكثف الكلية مع تغير الجهد العكسي المطبق بين طرفيه ومقارنته مع المعادلة النظرية الموافقة.
- اجراء محاكاة للمرشح بعد اضافة مكثف متغير كعنصر ضبط ورسم منحني الاستجابة الترددية له.
- تصميم الدارة المطبوعة للمرشح القابل للضبط واجراء محاكاة (EM) لها.
- دراسة اعتبارت تصميم دارة التغذية المستمرة لعنصر الضبط "Varactor Diode" .
- اجراء محاكاة للمرشح بوجود عنصر الضبط "Varactor Diode" و التغذية المستمرة ورسم منحني الاستجابة الترددية ومقارنة النتائج مع الحالة السابقة.
- تنفيذ الدارة من أجل مقارنة النتائج النظرية مع العملية.

3.3.1دراسة تحليلية لاعتبارات تحسين أداء المرشح المشطي القابل للضبط من حيث:

- الحصول على عرض حزمة ثابت نسبيا على كامل مجال الضبط.
- زيادة عرض مجال الضبط.
- تحسين انتقائية المرشح.
- اجراء محاكاة للمرشح بعد التحسين ورسم منحنيات الاستجابة الترددية ومقارنتها مع قبل التحسين.
- التنفيذ ومقارنة النتائج النظرية والعملية والمقارنة مع أعمال أخرى.

الفصل الثاني

أهمية عمل المرشحات في المجال الراديوي

1.2 مقدّمة:

سنتحدّث في هذا الفصل عن أهمية عمل المرشحات في المجال الراديوي، ثمّ سننتقل إلى التعريف بالمرشحات القابلة للضبط وتطبيقاتها الهامّة.

2.2 أهمية المرشحات الراديوية:

هي عبارة عن شبكة ثنائية المنفذ تسمح بعبور الإشارات في مجال تمرير المرشح بينما تخمدها في مجال المنع.

حيث نميز أربعة أنواع من المرشحات:

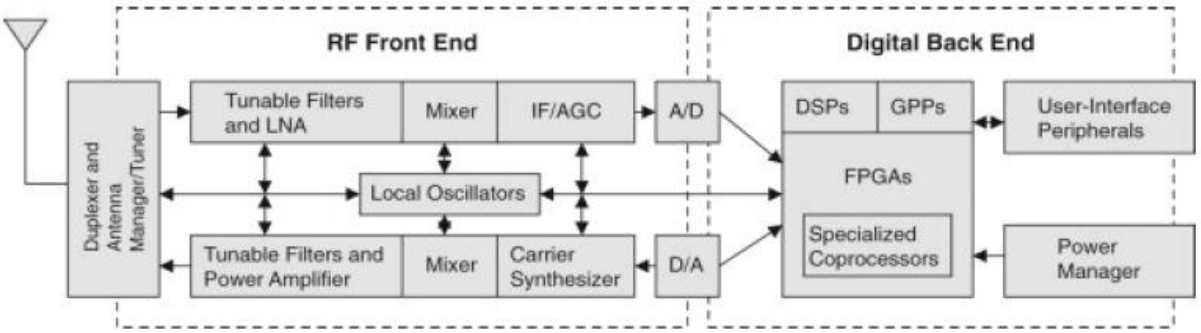
LPF, HPF, BPF, BSF

وهناك العديد من الاستجابات الترددية المستخدمة في تصميم المرشحات منها (بتروورث، تشبيشف،...)

سنتحدث عنها في بحث لاحقاً.

3.2 المرشحات القابلة للضبط:

هي مرشحات قابلة لتغيير التردد المركزي وعرض مجال التمرير للمرشح بشكل منفصل أو كليهما معاً ويتم ذلك وفق تقنيات مختلفة للضبط. لها تطبيقات عديدة نذكر منها استخدامها في المستقبل الراديوي "SDR" ،و أنظمة الاتصال اللاسلكية التي تستخدم القفز الترددي :

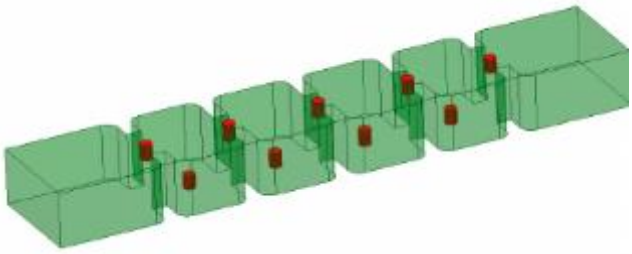


الشكل (3): مخطط لنظام SDR [3].

4.2 بعض التقنيات المستخدمة في ضبط المرشحات:

عناصر ميكانيكية (tuning screws):

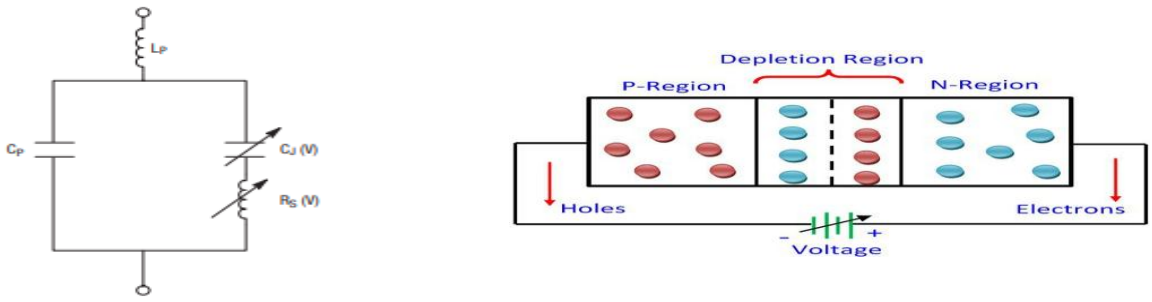
غير مكلفة وسهلة الصنع ولها خسارة منخفضة جدا ومع ذلك، فهي كبيرة الحجم ولها سرعة ضبط منخفضة نسبياً.



الشكل (4): مخطط بنيوي لحجر طنانة مع عناصر الضبط الميكانيكية.

Varactor Diode :

تستخدم الديود كعنصر في الضبط عن طريق جهد تحكم بالسعة المتغيرة، وبالتالي تسمح بالتحكم بالتردد المركزي وعرض المجال الجزئي والممانعة[4] .



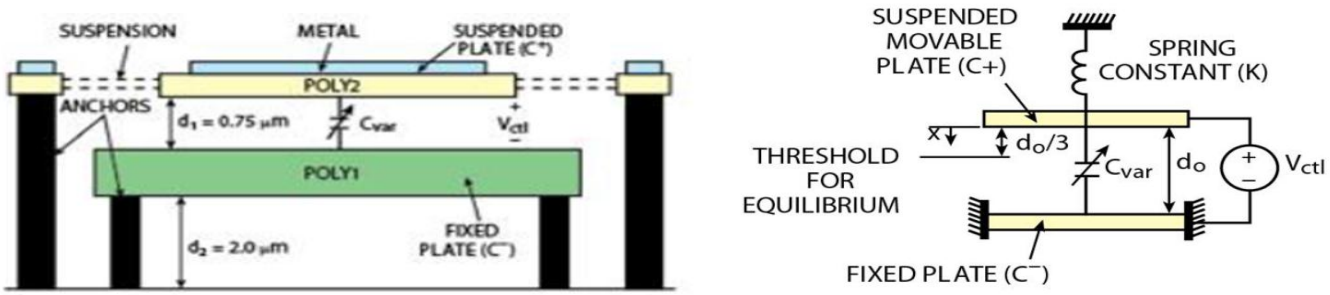
(b) (a)

الشكل (5):مخطط بنيوي "Varactor Diode"(a). الدارة المكافئة له(b) .

حيث يعمل "Varactor Diode"عند الانحياز العكسي. مع زيادة الجهد العكسي تزداد منطقة النضوب وبالتالي تنقص سعة المكثفة المتغيرة ومع تناقص الجهد العكسي تتناقص منطقة النضوب وتزداد سعة المكثفة المتغيرة.

:Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS)

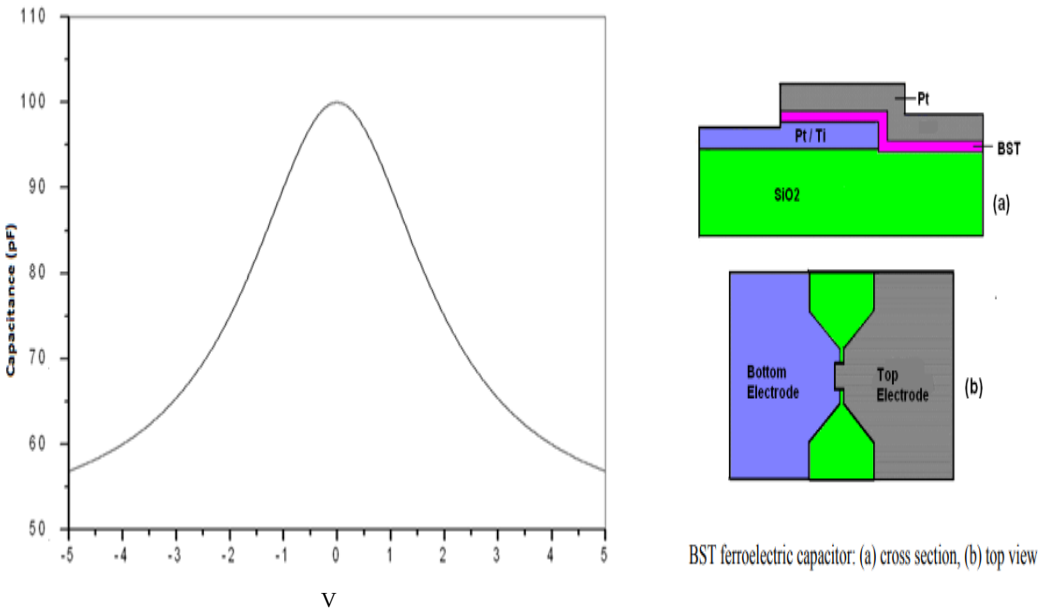
يتم استخدام عناصر الأنظمة الكهربائية والميكانيكية الدقيقة (MEMS) على نطاق واسع في مجموعة متنوعة من العناصر الميكروية، مثل المفاتيح والمكثفات والملفات. تتميز (MEMS) بصغرها، وقابليتها للتكامل، وتجمع بين المكونات الكهربائية والميكانيكية. (MEMS)هي تقنية تستخدم الترسيب الانتقائي و حفر سلسلة من الأفلام الرقيقة لإنشاء مجال الكتروني_ميكانيكي بحيث تستخدم قوة الإلكتروستاتيك لتغيير البعد بين صفيحتي المكثف وبالتالي السعة[5][6][7] .



الشكل (6): مكثف قابل للضبط وفق تقنية(MEMS) .

: Ferroelectric

تحتوي على ثنائيات أقطاب كهربائية دائمة، تتميز مواد "Ferroelectric"بتغير ثابت العازلية الكهربائية مع الحقل الكهربائي الخارجي المطبق. وبالتالي تستخدم كعناصر للضبط، وكمثال: مكثفات "Ferroelectric"القابلة للضبط (BST) تيتانات الباريوم_ السترونتيوم (BST)[8].



(b) (a)

الشكل (7): مخطط بنيوي مكثفة "BST" (a)، منحني الخواص(b).

	Semiconductor	MEMS	Ferroelectric
Tunability	High	Low	Moderate to High
RF Loss	moderate	Very good	moderate
Control Voltage	<20 V Unipolar	50-100 V Bipolar	10-20 V Bipolar
Tuning Speed	Fast	slow	Fast
Power Handling	Poor	Excellent	Excellent
Technology dependence	Dependent	Independent	Independent
Chip assembly	Easy	Very Hard	Easy
Passivation	Possible	Not Possible	Possible
Stability	Very good	Low	Very good
Cost	Moderate to high	Low	Low

الجدول (1): مقارنة **بين التقنيات**[8].

من أهم ميزات تقنية الضبط المستخدمة"Varactor Diodes" :

- سرعة الضبط العالية.
- جهود التحكم المنخفضة.
- امكانية التكامل.

عيوب التقنية المستخدمة :

- التعامل مع استطاعة منحفضة .
- التكلفة المتوسطة

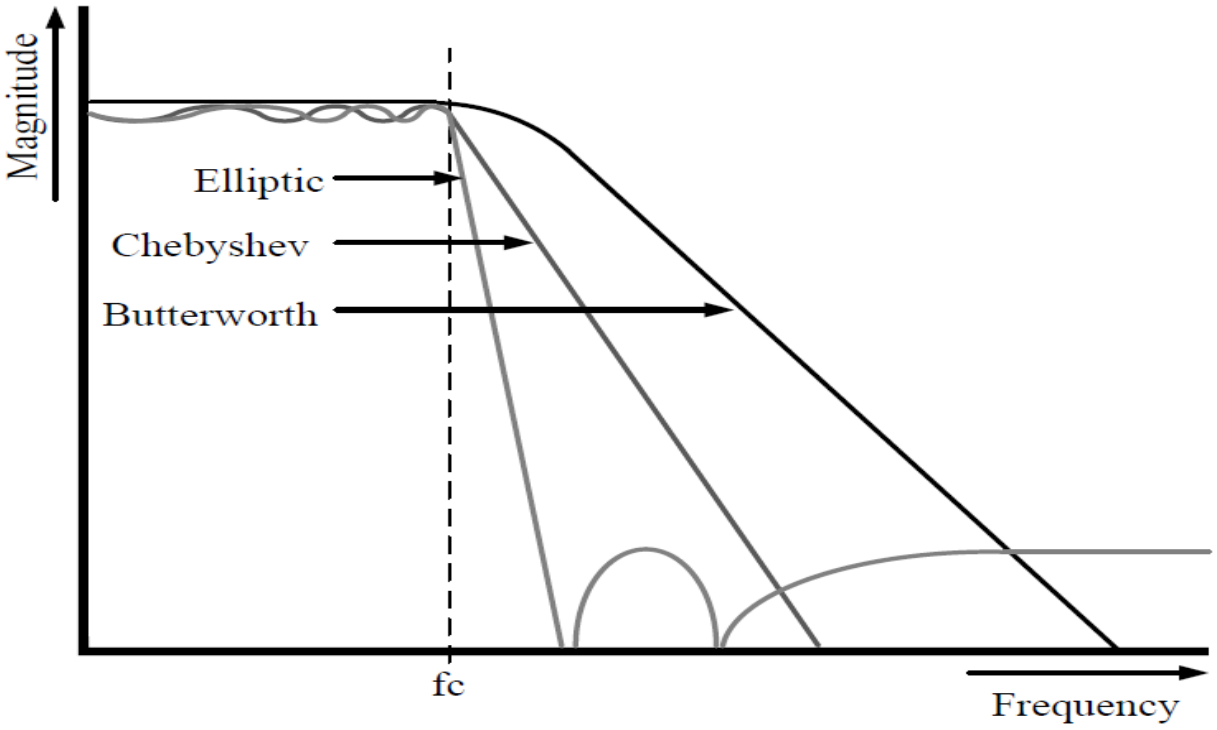
الفصل الثالث
مفاهيم نظرية

1.3 مقدّمة:

سنقدم في هذا البحث بعض المفاهيم النظرية التي سنستخدمها في هذه الرسالة هادفين من هذه المعلومات النظرية تمكين القارئ من الفهم الجيد للعناوين المطروحة لاحقا.

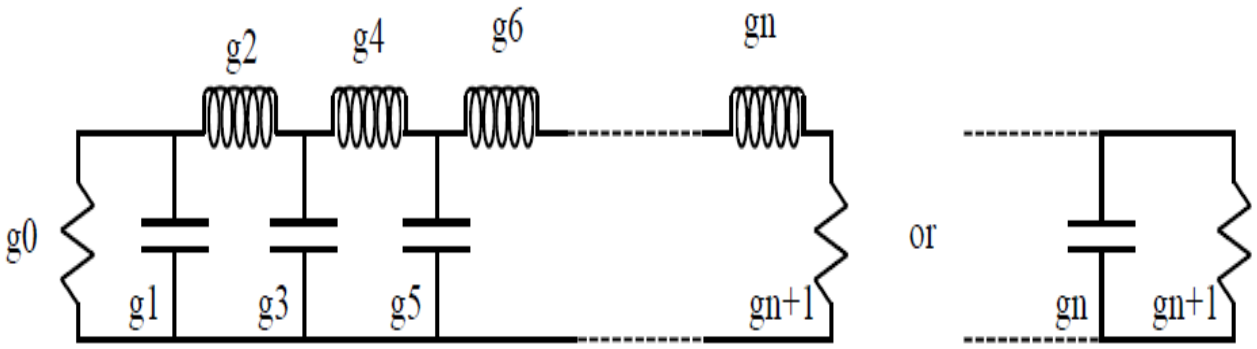
2.3 نموذج مرشح التمرير المنخفض والاستجابة الترددية:

يوجد العديد من التوابع الرياضية التي يمكن للمصمم أن يختارها كاستجابة ترددية للمرشح بحيث يحقق المواصفات المرغوبة من هذه الاستجابة. يوجد ثلاثة توابع يتم استخدمها بشكل واسع في تصميم المرشحات الراديوية هذه الاستجابات هي: "Chebyshev, Elliptic,Butterworth". لكل منها ميزات وعيوب على سبيل المثال استجابة"Butterworth" تملك أقل ميل في مجال المنع أي "Roll off" بطيء في حين تكون الأقل تعرجا في مجال التمرير كما هو موضح في الشكل (8) :[9]



الشكل (8): الاستجابة النظرية "Chebyshev, Elliptic,Butterworth"لمرشح تمرير منخفض.

بعد اختيار الاستجابة المرغوبة يتم استخدام مرشح التمرير المنخفض النموذجي والذي يعرّف: بأنه مرشح تم تقييس ممانعة منبعه لتساوي الواحد ويملك تردد قطع زاوي مساوي للواحد. كل تابع تحويل يملك مجموعة من القيم تسمى g-values والتي تعرّف القيم المقيسة لعناصر هذا المرشح الشكل (9).



الشكل (9): الدارة السلميّة لمرشح التمرير المنخفض النموذجي.

يتم بعد ذلك اجراء تحويل من قيم "g-values" الى قيم العناصر التي تحقق استجابة مرشح تمرير منخفض، تمرير عالي، تمرير مجال أو منع مجال.

3.3 نموذج مرشح التمرير المنخفض وفق استجابة "Chebyshev":

نعرف تابع التحويل لهذه الاستجابة كمايلي:

$$\left|S_{21}(j\Omega\right|^{2} = \frac{1}{1+\varepsilon^{2}T^{2}(\Omega)} \quad .....(1)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{Lar/10}-1}$$

Lar: فقدان العبور (Insertion Loss_dB)

ε: ثابت التعرج في مجال التمرير(dB)

تابع تشيبشف من النوع الأول_(التعرج في مجال العبور)_ ومن الدرجة n:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega) ..... |\Omega| \le 1 \\ \cosh^{-1}(n\cosh^{-1}\Omega) ..... |\Omega| \ge 1 \end{cases} .....(2)$$

من أجل نموذج المرشح منخفض التمرير ذو استجابة تشبيشيف وتردد قطع $\Omega_c = 1$ قيم "g-values" تعطى بالعلاقات التالية:

$$g_0 = 1.0 \quad \text{.....(3)}$$

$$g1 = \frac{2}{\gamma}\sin(\frac{\pi}{2n})$$

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

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 : n \quad odd \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) : n \quad even \end{cases}$$

where

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

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

قمنا ببرمجة هذه المعادلات باستخدام برنامج "matlab"من أجل تسهيل الحسابات.

- حالة التحويل من مرشح تمرير منخفض "الشكل(9)" الى مرشح تمرير المجال وفق استجابة"Chebyshev" :

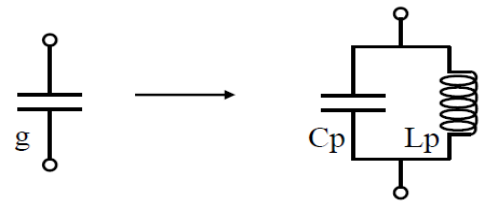
التحويل الترددي المطلوب:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad \text{.....(4)}$$

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

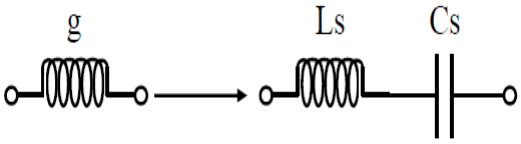
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

والتحويل المطلوب للمكثف التفرعي والملف التسلسلي كمايلي[9] :



$$C_P = \left(\frac{\Omega_C}{FBW\ \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad \text{.....(5)}$$

$$L_P = \frac{1}{\omega_0{}^2 C_P}$$



$$L_S = \left(\frac{\Omega_C}{FBW\ \omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_0{}^2 L_S}$$

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0 / g_0 & \text{for } g_0 \text{ being the resistance} \\ g_0 / Y_0 & \text{for } g_0 \text{ being the conductance} \end{cases} \quad \text{.....(6)}$$

4.3 المرشحات المستوية "planar filters":

يتم تصنيع المرشحات المستوية عن طريق إنشاء رنانات مسطحة ثنائية الأبعاد بأنماط من عناصر شرائحية على قاعدة عازلة للكهرباء. بالاعتماد على هذه البنية من السهل مكاملة هذه المرشحات في الدارات المطبوعة"PCB". نورد كمثال مرشحات تمرير المجال المصنعة بتقنية خطوط النقل الشرائحية.

(a)Open Ended Loop Resonators (b)Combline Resonators (c)Interdigital Resonators

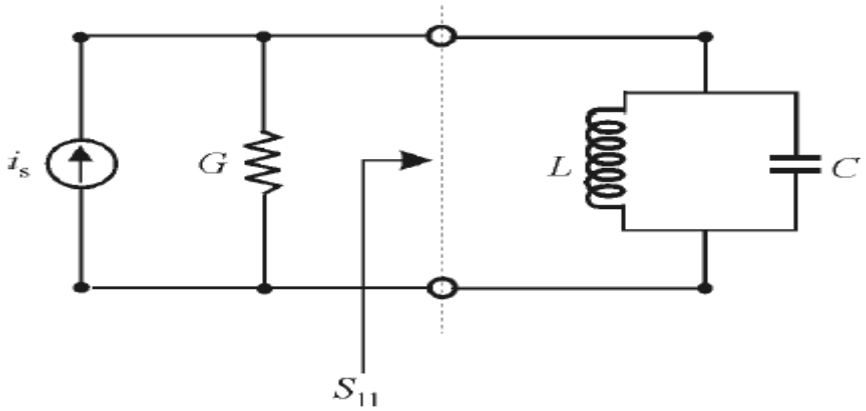
الشكل (10): بعض أشكال المرشحات المستوية المصنعة بتقنية خطوط النقل الشرائحية[9].

5.3 معامل الجودة الخارجي ومعاملات الترابط:

- يعرف معامل الجودة بأنه النسبة بين الطاقة المخزنة في الطنانة خلال دور والطاقة المبددة فيها وبالتالي عند القيم العالية لمعامل الجودة يكون معدل الخسارة في طاقة الاشارة خلال دور بطيئاً. كما يمكن تعريفه بأنه النسبة بين تردد الرنين الى عرض مجال عند عند انخفاض استطاعة الاشارة الى النصف(-3dB).

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{-3dB}} .....(7)$$

من أجل استنتاج معامل الجودة الخارجي من الاستجابة الترددية لطنانة الدخل والخرج سندرس حالة طنانة وحيدة كمافي الشكل التالي[9] :



الشكل (11): طنانة (L,C) تفرعية مع المنبع.

حيث S11 معامل الانعكاس على الدخل يعطى بالعلاقة التالية:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - \frac{Y_{in}}{G}}{1 + \frac{Y_{in}}{G}} .....(8)$$

Y_{in}: سماحية الدخل للطنانة.

G: السماحية للمنبع.

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right): \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} .....(9)$$

بافتراض : ($\omega = \omega_0 + \Delta\omega$) بجوار تردد الرنين نعوض في العلاقة السابقة:

$$Y_{in} = j\,\omega_0 C\,.\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

بتقريب القيمة $\left(\omega^2 - {\omega_0}^2\right)/\,\omega \approx 2\Delta\omega$ **ولدينا** $\left(Q_e = \omega_0 C\,/G\right)$

نعوض في علاقة S11:

$S_{11} = \dfrac{1 - jQ_e.\left(2\Delta\omega/\,\omega_0\right)}{1 + jQ_e.\left(2\Delta\omega/\,\omega_0\right)}$ عند الرنين تكون السماحية للطنانة معدومة وبالتالي (S11) مطالها

يساوي الواحد بالتعويض نجد:

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{-3dB}}$$

استنتاج العلاقة بين معامل الجودة الخارجي ومعامل تأخير المجموعة للمتحول (S_{11}):

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{2Q_e\Delta\omega}{\omega_0}\right).....(10)$$

نعيد كتابة علاقة(S11) السابقة كما يلي:

$$s_{11} = e^{-j\,2\phi}$$

نعرف تأخير المجموعة كمايلي:

$$\tau_{S_{11}}(\omega) = -\frac{\partial(-2\phi)}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0}.\frac{1}{1+\left(2Q_e\Delta\omega/\,\omega_0\right)^2}.....(11)$$

عند الرنين: $\Delta\omega = 0$.

$$\tau_{S_{11}}(\omega) = \frac{4Q_e}{\omega_0} \qquad .....(12)$$

$$Q_e = \frac{\omega_0.\tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4}$$

- **معاملات الترابط**: مقدار فيزيائي عديم الأبعاد يصف درجة الترابط بين طنانتين. تستخدم بشكل واسع في تصميم مرشحات تمرير المجال الراديوية حيث تقدم طريقة دقيقة جداً لتصميم المرشحات ضيقة المجال ذات نطاق التوليف العريض .نعرف العلاقة الرياضية العامة لمعامل الترابط بين طنانتين وفق مايلي عند التغذية بطريقة الترابط الضعيف :[10][9]

$$M_{12} = \pm \frac{1}{2}\left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}}\right)\sqrt{\left(\frac{f^{2}_{p2} - f^{2}_{p1}}{f^{2}_{p2} + f^{2}_{p1}}\right)^{2} - \left(\frac{f^{2}_{02} - f^{2}_{01}}{f^{2}_{02} - f^{2}_{01}}\right)^{2}} \quad .....(13)$$

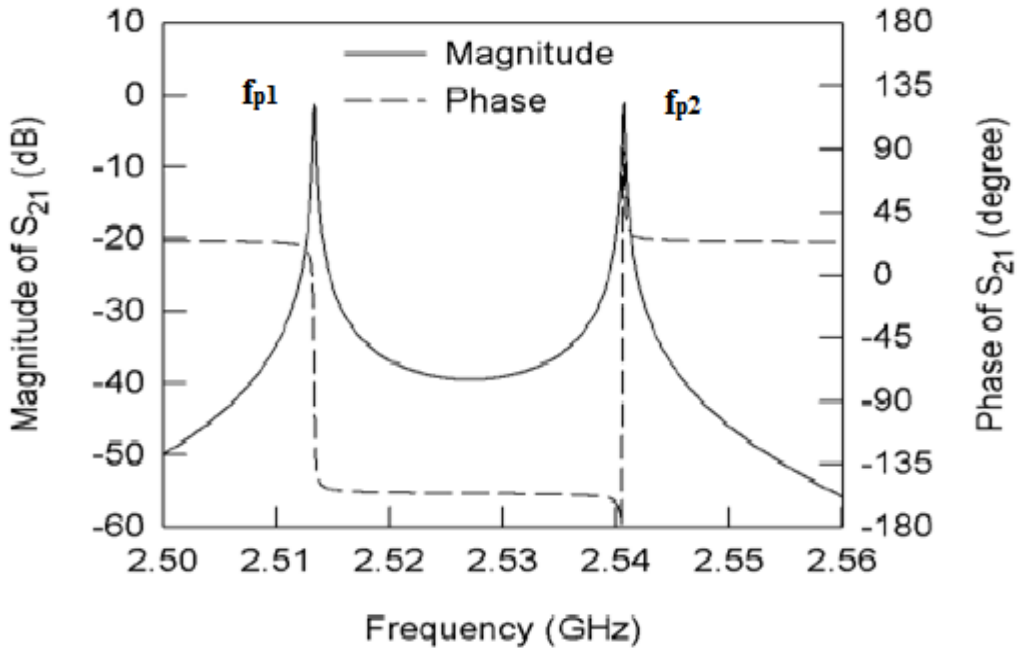
حيث f_{P1} , f_{P2} :التردد المميز الأدنى والأعلى للطنانتين على الترتيب.

f_{01} , f_{02} : تردد الرنين للطنانة الأولى والثانية على الترتيب.

وعندما يكون للطنانتين نفس تردد الرنين تختزل العلاقة الى:

$$M_{12} = \pm \frac{f^{2}_{p2} - f^{2}_{p1}}{f^{2}_{p2} + f^{2}_{p1}} .....(14)$$

وكمثال:



الشكل (12): الترددان المميزان لطنانتين متجاورتين.[9] سنبين لاحقا كيفية استخراجهما باجراء محاكاة "EM".

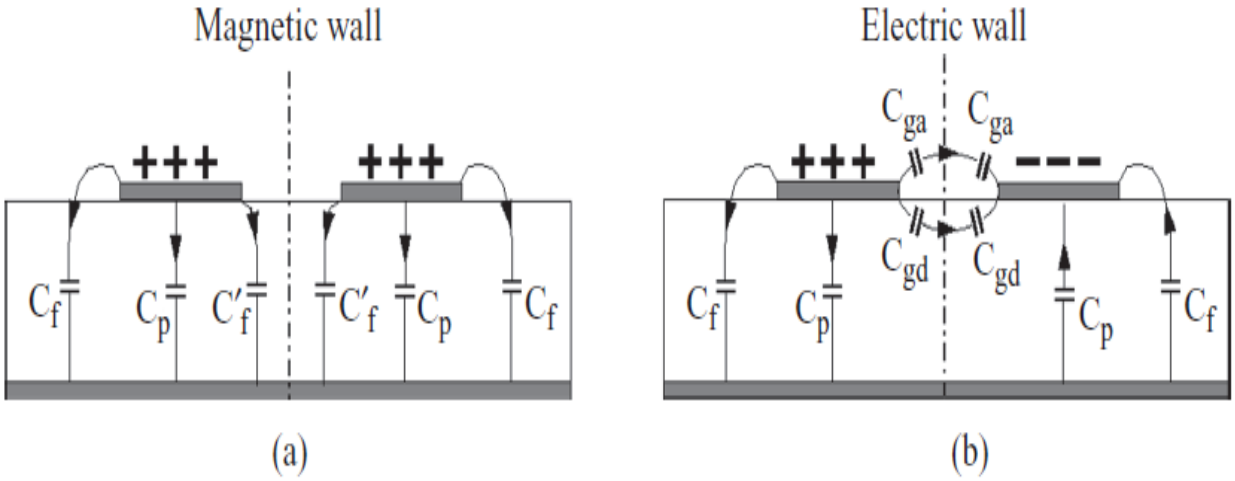
من المنحني السابق:

$$fp2 = 2540.7 \text{ MHz } \& fp1 = 2513.3 \text{ MHz}$$

بالتعويض في العلاقة السابقة:

$$M_{12} = 0.01084$$

6.3 الترابط بين خطي نقل شرائحيين"microstrip lines":



الشكل (13): نمط"Quasi-TEM" لزوج من خطوط النقل الشرائحية المترابطة.(a) نمط زوجي.(b) نمط فردي[15].

في حالة النمط الزوجي خطي النقل لهما نفس اشارة الجهد أما في حالة النمط الفردي يكون لخطي النقل جهدين متعاكسين.

بشكل عام يتولد النمطان معاً وينتشران بسرعة مختلفة وذلك لأن خطوط النقل الشرائحية تعتبر خطوط نقل غير متجانسة"Quasi-TEM" حيث يختلف ثابت العازلية في وسطي الانتشار بين المادة العازلة والفراغ المحيط. لذلك نميز ممانعتين ممانعة انتشار النمط الزوجي(Ze) وممانعة انتشار النمط الفردي(Zo) [9] .

- **العلاقة بين معامل الجودة الخارجي ومعاملات الترابط مع معاملات نموذج مرشح التمرير المنخفض:**

سنذكر العلاقات في حالة مرشح تمرير مجال مشطي وفق استجابة تشبيشيف[9] :

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad .....(15)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; i = 1 \; to \; n-1$$

g_i :معاملات مرشح التمرير المنخفض النموذجي من أجل الاستجابه المطلوبه وهنا تشبيشف.

Q_{en} , Q_{e1}:معاملا الجودة الخارجيين لطنانتي الدخل و الخرج.

$M_{i.i+1}$: معاملات الترابط بين الطنانات المتجاورة.

FBW: مجال التمرير النسبي.

حيث: $FBW = \frac{BW}{Fc}$.

الفصل الرابع

اجرائية تصميم المرشحات القابلة للضبط

1.4مقدمة:

سنقدم في هذا البحث طريقة تصميم مرشح تمرير المجال ذو الطنانات المترابطه من الدرجه (n) والدارة المكافئه لعنصر الضبط المستخدم "varactor diode" والتأثير الحاصل على التردد المركزي وعرض المجال الجزئي مع تغير الضبط.

2.4 مرشح تمرير المجال ذو الطنانات المترابطة:

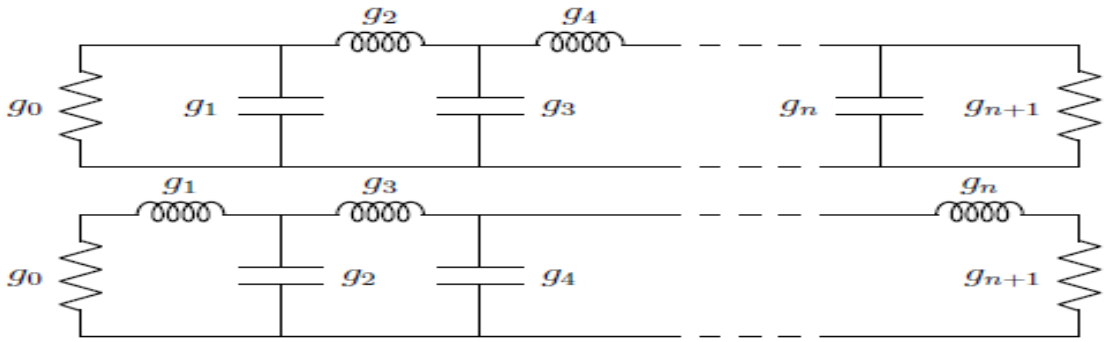
يوجد طريقتان للتصميم ; الطريقة الأولى: تسمى التتابعيه التي تعتمد على قيم نموذج المرشح ذو التمرير المنخفض واجراء تحويلات للوصول الى معادلات تصميم مرشح تمرير المجال ذو الخطوط المترابطة[11][12] .

الطريقه الثانيه: تعتمد على معاملات الترابط بين الطنانات ومعامل الجوده لمرحلة الدخل والخرج وهذه الطريقه التي تم اختيارها للتصميم حيث تكون أقل تعقيد وأكثر وضوحاً في دلالات المعادلات للتغيرات في التردد المركزي وعرض المجال الجزئي[9] .

1.2.4 الطريقه التتابعيه:

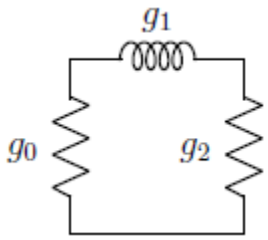
ويتم فيهاالانتقال من مرشح تمرير منخفض نموذجي الى مرشح تمرير مجال.

نموذج مرشح التمرير المنخفض ذو الدرجة الفردية له شكلان الأول ينتهي بمقاومة والثاني بملف [14] .



الشكل (14): مرشح تمرير منخفض من الدرجة (n).

لكي نوضح اجرائية التحويل المطلوبة في تصميم مرشح تمرير المجال ذو الطنانات المترابطة بدءاً من نموذج مرشح التمرير المنخفض سنختار مرشح من الدرجه الأولى[13][14] .



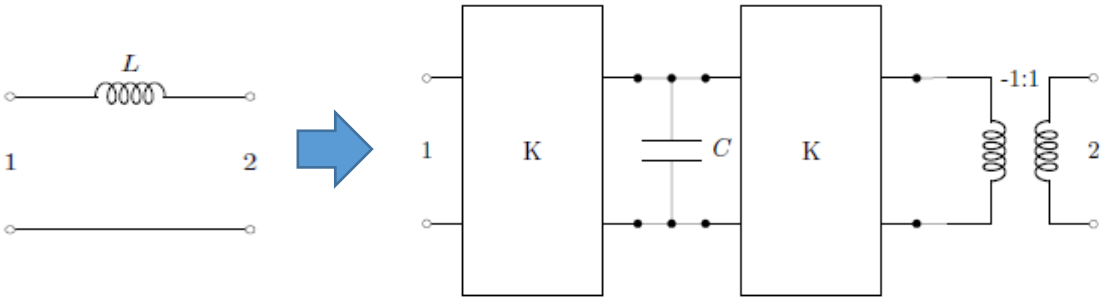
الشكل (15): مرشح تمرير منخفض نموذجي من الدرجة الأولى.

محولات الممانعه والسماحيه عناصر مفتاحيه في تصميم المرشح تبعاً لهذه الطريقه محول السماحيه يربط بين سماحية الدخل والحمل وفق العلاقه التاليه:

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} .....(16)$$

J: قيمة محول السماحية

وهذا النمط من التحويل يستخدم لتحويل العناصر التسلسلية الى عناصر تفرعيه وبالعكس ويغير الطور بمقدار°90 ± .



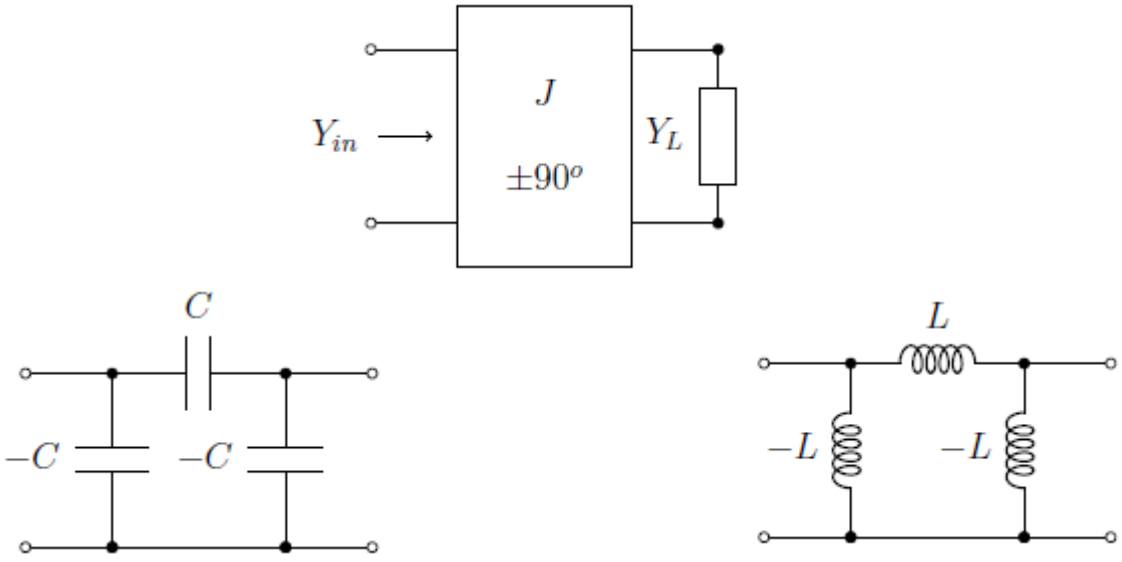
الشكل (16): تحويل الملف التسلسلي الى مكثف تفرعي مع محول ممانعة وازاحة للطور.

العلاقة الرياضية للتحويل**[11]** :

$$\begin{pmatrix} 1 & sL \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jK \\ j/k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ sC & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & jK \\ j/k & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & sCK^2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

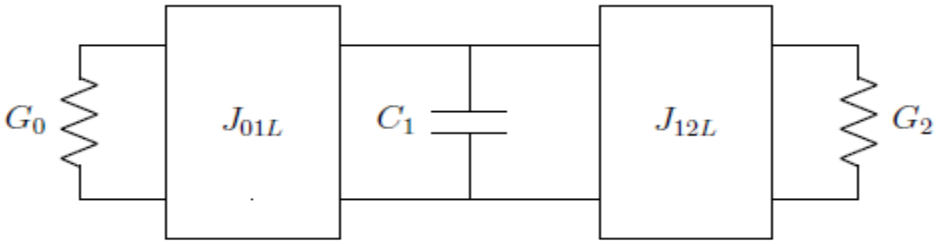
$$L = CK^2 .....(17)$$

يبين الشكل التالي محول السماحية:



الشكل (17): النموذج المكافئ لمحول السماحية.

ويعرف محول السماحيه وفق العلاقات التاليه:



الشكل (18): مرشح تمرير منخفض نموذجي من الدرجة الأولى مع محول سماحية.

$$J_{01L} = \sqrt{\frac{G_0 C_1}{g_0 g_1}} \quad \text{.....(18)}$$

$$J_{12L} = \sqrt{\frac{G_2 C_1}{g_2 g_1}}$$

من أجل الانتقال الى مرشح تمرير المجال نستخدم التحويل المعياري الموصّف في [15]، حيث يتم استبدال التردد المركزي وفق مايلي:

$$\omega \to \frac{-1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right).....(19)$$

حيث المجال الجزئي (Δ) يعرف كمايلي:

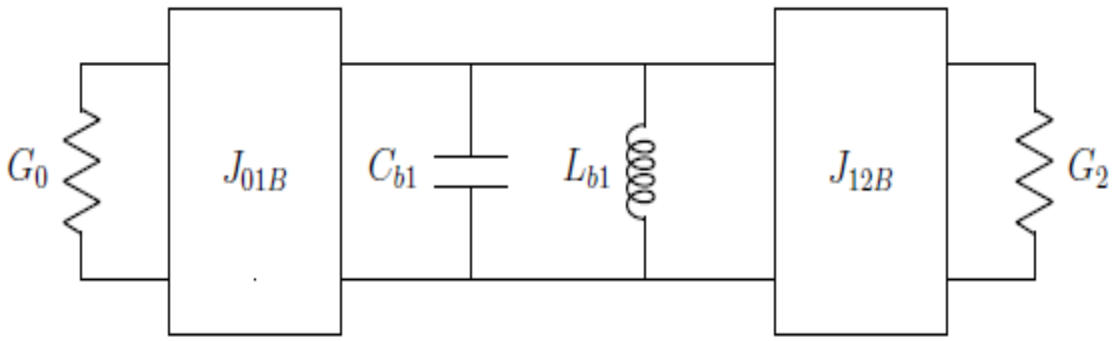
$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

ω_1 : تردد القطع الأدنى.

ω_2 : تردد القطع الأعلى.

ω_0 : تردد المركزي.

في هذا التحويل نستبدل المكثف التفرعي في الشكل (18) بمكثف وملف على التفرع كما يلي:



الشكل (19): مرشح تمرير مجال من الدرجة الأولى مع محول سماحية.

علاقات التحويل من تمرير منخفض الى تمرير مجال:

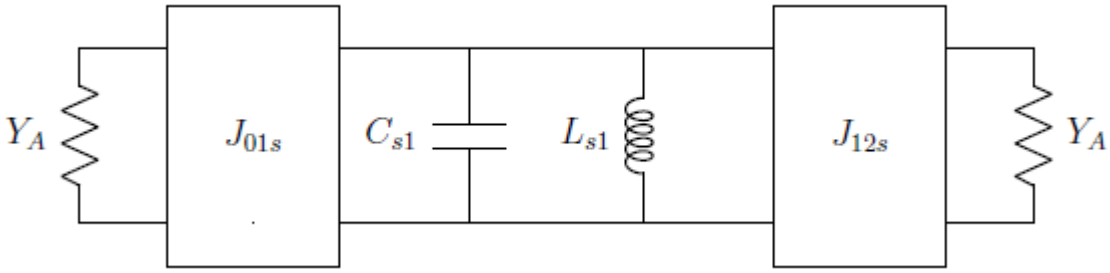
$$J_{01B} = J_{01L} .....(20)$$

$$J_{12B} = J_{12L}$$

$$C_{b1} = \frac{C_1}{\omega_0 \Delta}$$

$$L_{b1} = \frac{\Delta}{\omega_0 C_1}$$

ومن المهم التذكير أن مرشح التمرير المنخفض النموذجي تكون فيه ممانعة الدخل والخرج مقيسه وبعد اجراء التحويل يجب اجراء تقييس جديد للحصول على القيمه (1).



الشكل (20): مرشح تمرير مجال نموذجي من الدرجة الأولى مقيس.

العلاقات بعد التقييس:

$$J_{01S} = Y_A J_{01B} = Y_A \sqrt{\frac{G_0 G_1}{g_0 g_1}} .....(21)$$

$$J_{12S} = Y_A J_{12B} = Y_A \sqrt{\frac{G_2 G_1}{g_2 g_1}}$$

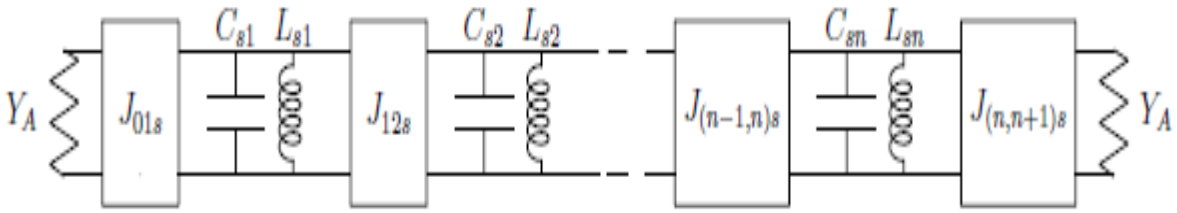
$$C_{S1} = Y_A \frac{C_1}{\omega_0 \Delta}$$

$$L_{S1} = \frac{\Delta}{Y_A \omega_0 C_1}$$

حيث تشير (s) الى الممانعات التي تم اجراء التقييس عليها.

$$g_0 = g_{n+1} \quad \text{for} \quad \text{n odd} \quad \rightarrow \quad J_{01S} = J_{12S}$$

وعندها تصبح الدارة متناظره:



الشكل (21): مرشح تمرير مجال من الدرجة (n).

ومن أجل المرشح السابق من الدرجه **(n)** لدينا المعادلات التاليه[13][14] :

$$J_{01S} = Y_A J_{01} = Y_A \sqrt{\frac{G_0 C_1}{g_0 g_1}} \text{.....(22)}$$

$$L_n = \frac{\Delta}{Y_A \omega_0 C_n}$$

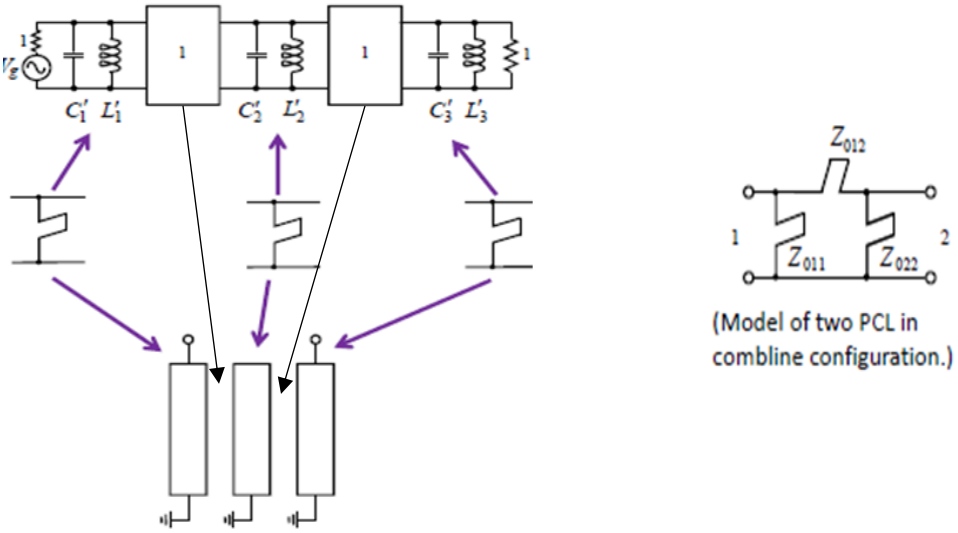
$$J_{(n,n+1)s} = Y_A \sqrt{\frac{G_{n+1} C_n}{g_{n+1} g_n}}$$

$$L_{si} = \frac{\Delta}{Y_A \omega_0 C_i}$$

$$L_{s(i+1)} = \frac{\Delta}{Y_A \omega_0 C_{i+1}}$$

$$J_{(i,i+1)s} = Y_A \sqrt{\frac{C_{i+1} C_i}{g_{i+1} g_i}} \text{ , for i= 1 to n-1}$$

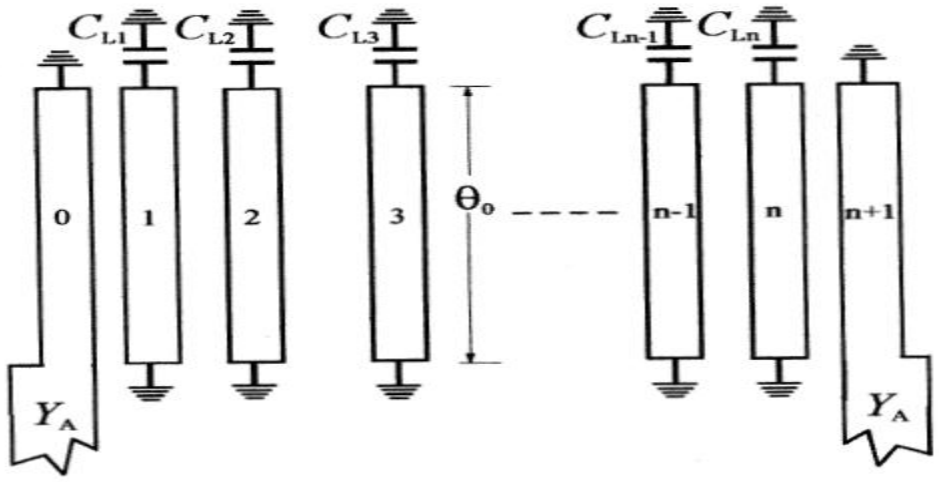
يتم اجراء سلسلة من التحويلات للانتقال من طنانات (L,C) التفرعية و محولات السماحية للوصول الى بنية المرشح ذو خطوط النقل المترابطة (Parallel Coupled-Line) كما في الشكل التالي[11] :



الشكل (22): التحويل من مرشح تمرير مجال من الدرجة الثالثة وفق طنانات(L,C) تفرعية الى مرشح تمرير مجال من الدرجة(3)بخطوط نقل مترابطة.

ومن أجل عملية ضبط التردد المركزي لمرشح تمرير المجال يستحسن أن نختار الطنانات (L,C) بحيث تكون متطابقة وبالتالي نستخدم عناصر الضبط ذاتها لجميع الطنانات.

2.2.4 الطريقة التي تعتمد حساب معامل الجودة ومعاملات الترابط في مرشح تمرير المجال المشطي:



الشكل (23): بنية عامة لمرشح تمرير المجال المشطي.[9]

تتبع هذه الطريقة الاجرائية التالية:

1. تحديد مواصفات المرشح المرغوبة (التردد المركزي F_0 ،وعرض مجال التمرير BW بالاضافة لنوع الاستجابة من أجل خواص ترشيح مرغوبة مثلا (Chebyshev response) ودرجة المرشح.
2. من أجل مجال ضبط عريض نختار الطول الكهربائي للطنانه ($\theta_0 = \frac{\pi}{4}$) عند تردد الرنين F_0 وبالتالي الطول الفيزيائي ($\lambda_{g_0}/8$). (λ_{g_0}) :طول الموجه في وسط الانتشار الموافق للتردد المركزي.
3. تحديد قيمة مكثفات الحمل عند تردد الرنين من العلاقة التالية:

$$C_{Li} = Y_{ai} \frac{\cot\theta_0}{\omega_0}, \text{ for i=1 to n.....(23)}$$

Y_{ai}: السماحية المميزة للطنانة

C_{Li}: مكثف الحمل

θ_0 : F_0 الطول الكهربائي عند تردد الرنين

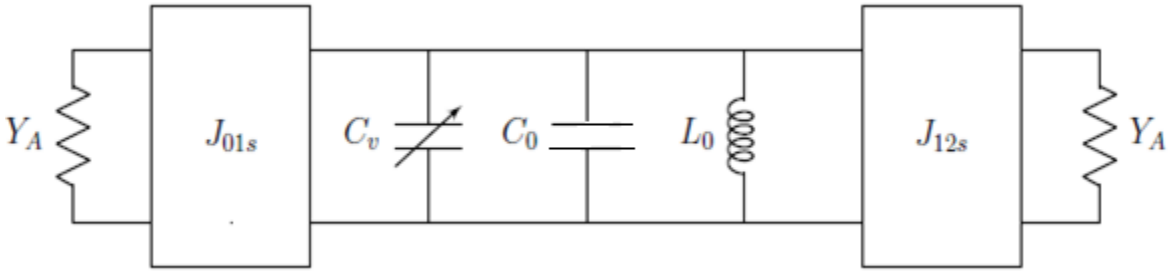
ويتم اختيار قيمة السماحيه المميزة للطنانه بحيث تكون قيمة مكثفة الحمل منتصف مجال السعات لعنصر الضبط المستخدم وذلك للحصول على أكبر مجال للضبط.[9]

4. حساب معاملا الجودة الخارجيين ومعاملات الترابط بين الطنانات المتجاورة[9]:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; i = 1 \text{ to } n-1$$

5. اضافة عنصر الضبط للتصميم:
سنوضح كيفية تأثير عنصر الضبط على التردد المركزي للطنانة باعتباره مكثفه متغيرة وفق مايلي:

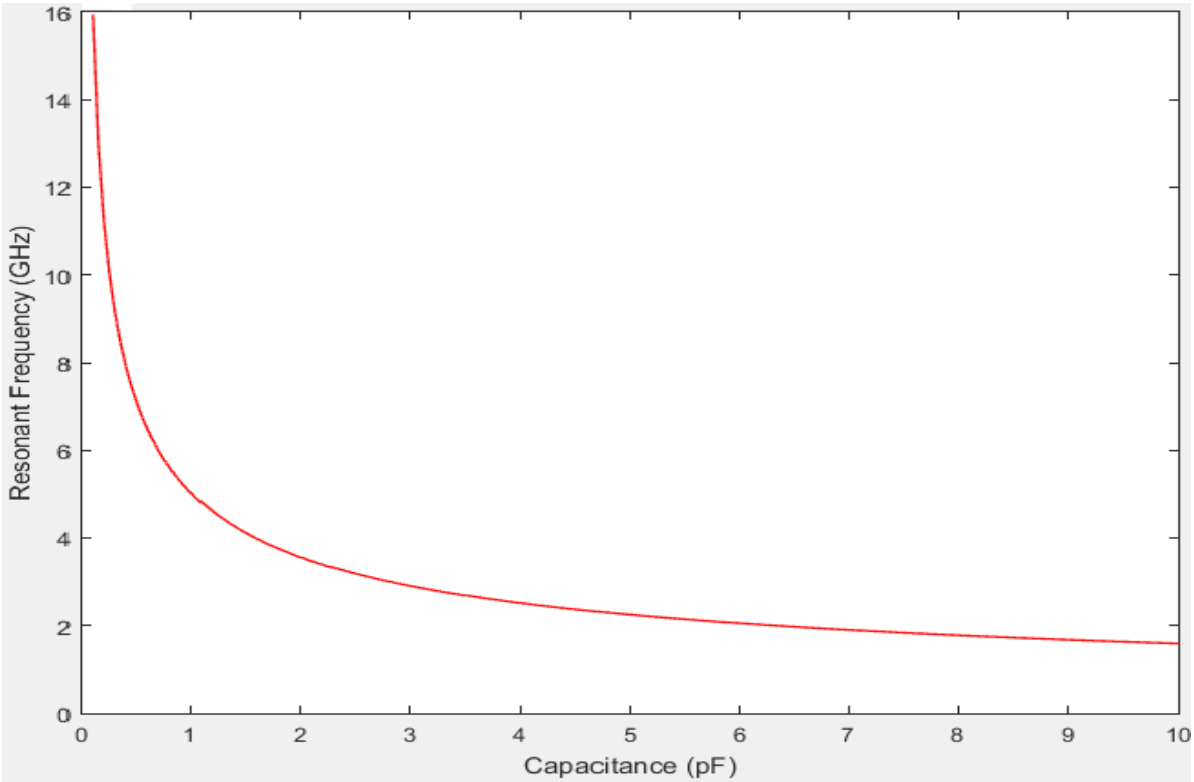


الشكل (24): مرشح تمرير مجال قابل للضبط من الدرجه الأولى.

يتم اضافة مكثف متغير الى الطنانه ليصبح المرشح قابلاً للضبط وتردد الرنين للطنانه يعطى بالعلاقه التاليه:

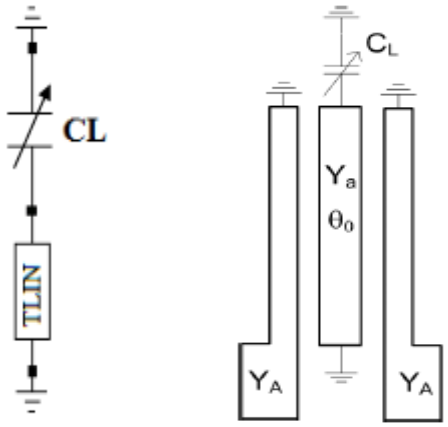
$$C_L = C_0 + \mathrm{Cv} \quad , \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0\left(C_0 + C_v\right)}} \ldots\ldots\ldots(24)$$

نختار قيمة الملف ($L_0 = 1\,\mathrm{nH}$) مثلا:



الشكل (25): العلاقة بين تردد الرنين وسعة مكثف الحمل.

تردد الرنين لخط النقل محمل بمكثف:



الشكل (26): خط النقل محمل بمكثف.

سماحية خط النقل المقصور تعطى بالعلاقة التالية:

$$Y_{sc} = \frac{-jY_0}{\tan\left(\frac{2\pi\ell}{\lambda}\right)} \quad .....(25)$$

Y_0: السماحية المميزة لخط النقل.

ℓ : الطول الفيزيائي لخط النقل.

λ : طول الموجة في وسط الانتشار.

عند إضافة مكثف مع خط النقل بشكل تفرعي كما في الشكل السابق تصبح سماحية الدخل:

$$Y_{in} = Y_{sc} + j\omega C \quad .....(26)$$

عند حدوث الرنين تكون: $Y_{in} = 0$ بالتعويض نجد تردد الرنين:

$$f_0 = \frac{Y_0}{2\pi C \tan\left(\frac{2\pi\ell}{\lambda}\right)} \text{.....(27)}$$

حيث: $\ell = \frac{\lambda}{n};\ n\rangle 0$

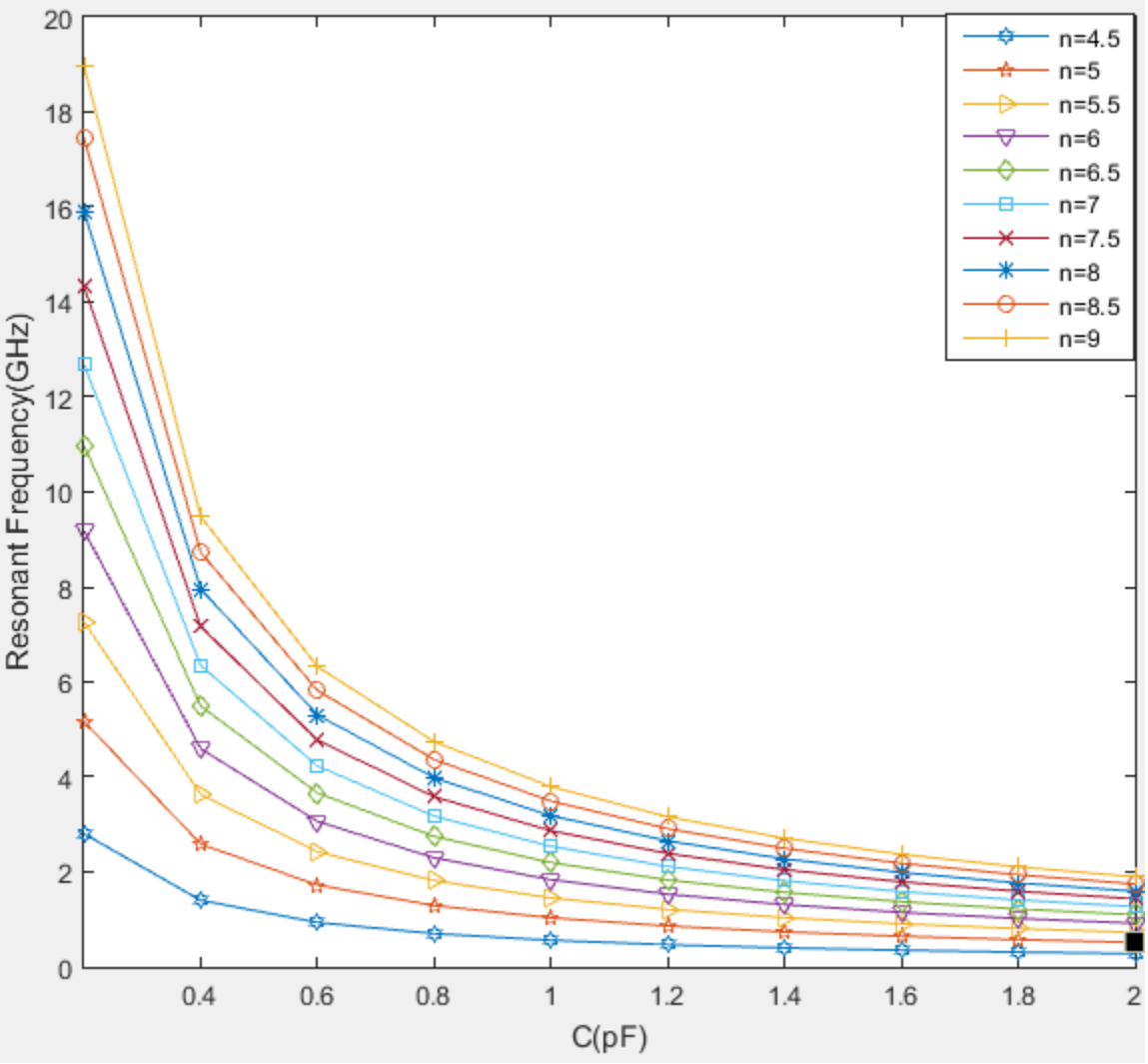
$$f_0 = \frac{Y_0}{2\pi C \tan\left(\frac{2\pi}{n}\right)}$$

$$(\frac{2\pi}{n} \langle \frac{\pi}{2}) \rightarrow (\frac{1}{n} \langle \frac{1}{4}) \rightarrow (\frac{\ell}{\lambda} \langle \frac{1}{4}) \rightarrow (\ell \langle \frac{\lambda}{4})$$

ومنه يجب أن نختار الطول الفيزيائي للخط أصغر من ربع طول الموجة عند تردد الرنين: $(\ell \langle \frac{\lambda}{4})$.

من العلاقة (27) نستنتج علاقة مكثف الحمل وفق الشكل(26):

$$C_{Li} = \frac{Y_{ai}}{\omega_0 \tan(\theta_0)} :\ \text{for i=1 to n}$$



الشكل (27): العلاقة بين تردد الرنين لطنانه محمله بمكثف مع سعة مكثف الحمل وطول الطنانه وفق العلاقة(27).

$$\ell = \frac{\lambda}{n};\ n \rangle 0$$

نلاحظ من المخطط من أجل(n=4.5):

C=0.2 pf , f_0 = 2.8 GHz

C=0.4 pf, f_0 = 1.4 GHz

المخطط يظهر الحساسية العالية لتغيرات تردد الرنين من أجل تغيرات صغيرة نسبياً بسعة مكثف الحمل.

الفصل الخامس

المحاكاة والتصميم بمساعدة الحاسب

1.5 مقدّمة:

سنقدم في هذا الفصل طريقة تصميم مرشح مجال تمرير مشطي بتقنية حطوط النقل الشرائحية " microstrip line " بمساعدة الحاسب للحصول على الأبعاد الفيزيائية للمرشح بالاضافة الى توفيق الممانعات على دخل وخرج المرشح واجراء "EM Simulation" للتصميم.

2.5 مواصفات المرشح المرغوبه:

- مرشح تمرير مجال
- التردد المركزي: f_0 =1.5 GHz
- عرض المجال الجزئي: BW=125 MHz
- Ripple=0.04321 & RL≤-20 dB
- مجال الضبط: 1→2 GHz
- درجة المرشح: n=3

3.5 الحسابات النظرية:

- وفقاً لمواصفات المرشح تكون معاملات نموذج مرشح التمرير المنخفض من الدرجة الثالثة وفق استجابة تشبيشف (Ripple=0.04321 & n=3) كمايلي:

$$g_0=1, \quad g_1=0.8516, \quad g_2=1.1032, \quad g_3=0.8516, \quad g_4=1.$$

حيث قمنا بكتابة برنامج على "MATLAB"يقوم بحساب هذه المعاملات لأي درجة و "RIPPLE"مرغوبان وفق استجابة تشبيشف المعادلات (3).

- المجال الجزئي النسبي: $\text{FBW}=\frac{BW}{f0}=\frac{125}{1500}=0.0833$
- حساب معاملات الترابط بين الطنانات المتجاورة حيث قمنا بكتابة المعادلات(15) على برنامج "MALAB" لاجراء الحسابات باعطاء مواصفات المرشح المطلوبة وحصلنا:

معامل الترابط بين الطنانة الأولى والثانية: $M_{12}=0.0860$

معامل الترابط بين الطنانة الثانية والثالثة: $M_{23}=0.0860$

- حساب معامل الجودة الخارجي لطنانة الدخل والخرج:

$Q_{e1}=10.219$

$Q_{e3}=10.219$

1.3.5حساب قيمة مكثفة الحمل المستخدمة عند تردد الرنين للطنانة:

من أجل مجال ضبط عريض نختار الطول الكهربائي($\theta_0=\frac{\pi}{4}$) عند تردد الرنين($f_0=1.5\text{GHz}$) وبالتالي الطول الفيزيائي للطنانه ($\frac{\lambda g_0}{8}=15.58\text{ mm}$).**[24]**.

$$\lambda_{g_0}(mm)=\frac{300}{f_{GHz}\sqrt{\varepsilon_{eff}}}.....(28)$$

$$\varepsilon_{eff}=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left\{\frac{1}{\sqrt{1+12\left(\frac{H}{W}\right)}}+0.04\left[1-\left(\frac{W}{H}\right)^2\right]\right\}:\ \text{if}\ \frac{W}{H}\prec 1.....(29)$$

$$\varepsilon_{eff}=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12\left(\frac{H}{W}\right)}}\right]:\ \text{if}\ \frac{W}{H}\succ 1.....(30)$$

- تم استخدام (substrate 25N) حيث السماكة (H=0.762mm) وثابت العزل الكهربائي ($\varepsilon_r=3.38$).بالتعويض في العلاقة(30) نحصل ($\lambda g_0=124.64\text{ mm}$).

عرض خط النقل الشرائحي: $\frac{W}{H}=\frac{1.13}{0.762}=1.48\succ 1;\ W$

من العلاقة (23) عند تردد الرنين تعطى علاقة مكثفة الحمل بالسماحية المميزة لخط النقل:

$$C_{Li} = \frac{Y_{ai}}{\omega_0 \tan(\theta_0)} : \text{ for i=1 to n}$$

حيث نختار قيمة السماحية المميزة للطنانه بحيث تكون قيمة مكثفة الحمل $(C_{Li} = 1.65\ \text{pf})$ منتصف مجال التغير لسعة مكثف عنصر الضبط المستخدم **"SMV-1405" [16]**.

ومنه: $(Y_a = 0.0156\ \text{s})$ & $(Z_a = 64.305\ \text{ohm})$. للطنانات الثلاثه نفس الممانعة المميزة لنحصل على تناظر وبالتالي استخدام نفس عنصر الضبط.

2.3.5 حساب البعد بين الطنانات المتجاورة:

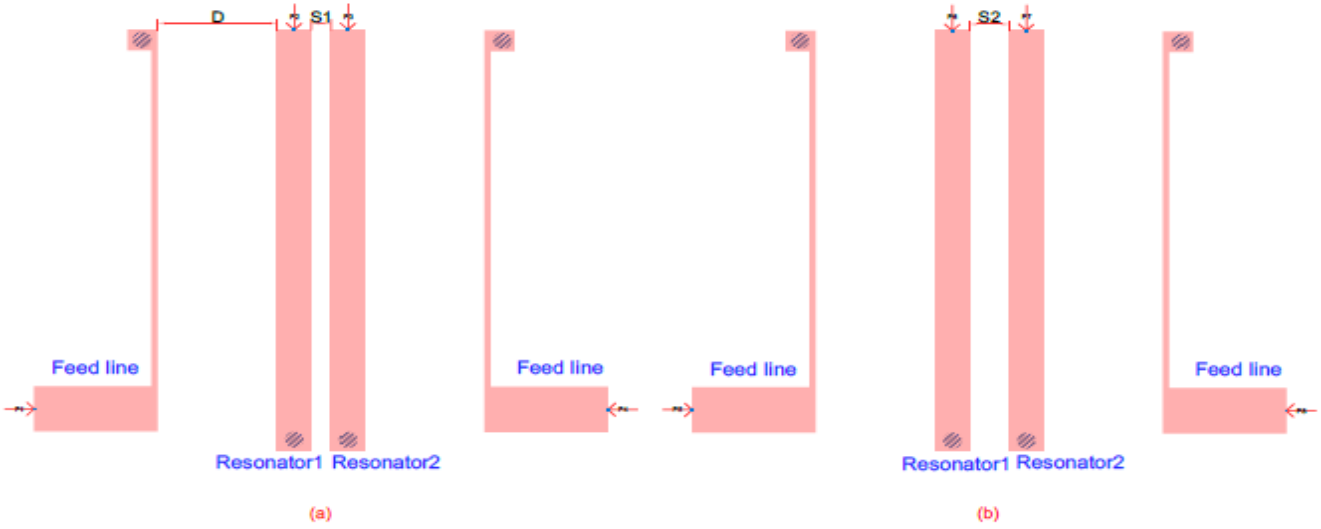
يتم حساب معامل الترابط في حالة الطنانات المتطابقة _"لها نفس تردد الرنين"_ [9] من العلاقة (14):

$$M_{12} = \pm \frac{f_{P2}^2 - f_{P1}^2}{f_{P2}^2 + f_{P1}^2}$$

f_{p1}, f_{p2}: الترددان المميزان للطنانتين المترابطتين

- سنبين كيفية حساب (f_{p1}, f_{p2}):

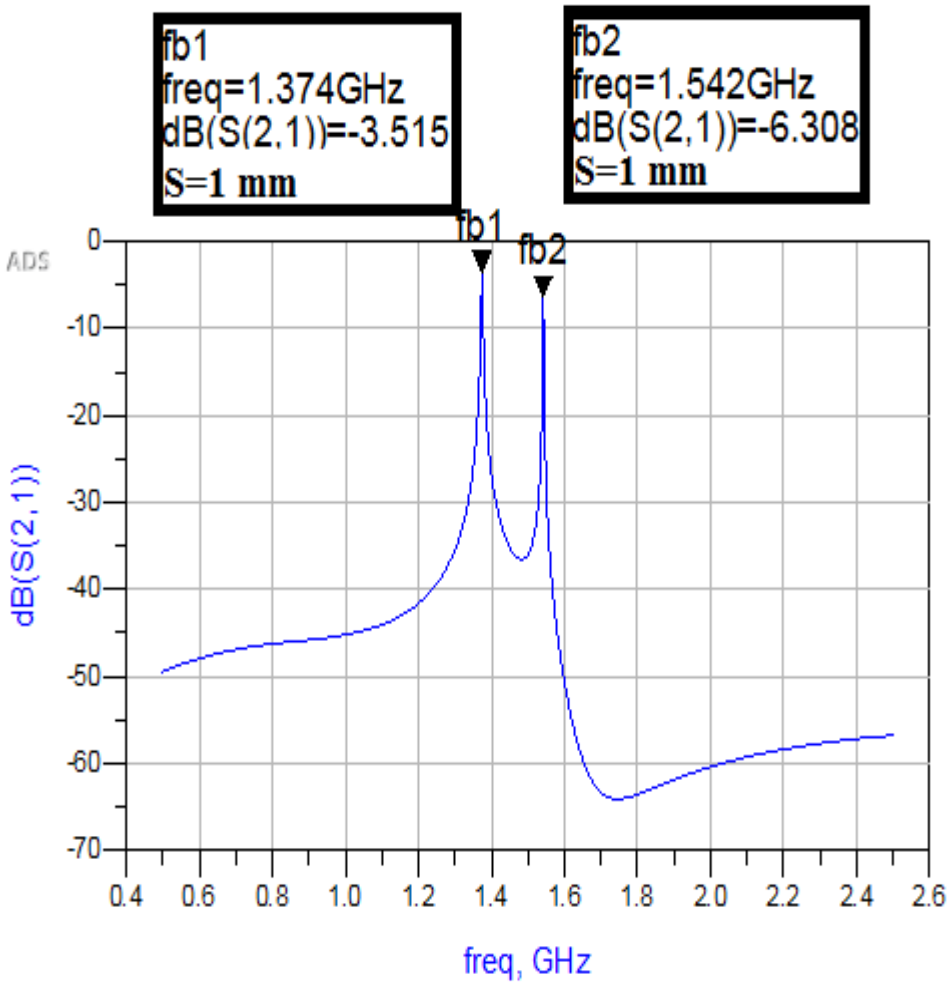
نجعل الترابط بين خط التغذية والطنانات ضعيفا وذلك بابعاد خط التغذية عن الطنانات نختار (D=4mm) .



الشكل (28): طنانتان متجاورتان البعد بينهما s_1 (a). s_2 (b) .

يتم اجراء "EM_Simulation" باستخدام برنامج "ADS2016" للحصول على قيم الترددات المميزة المتغيرة مع البعد بين الطنانتين مع وجود مكثفات الحمل ومنه نحسب البعد الموافق لمعامل الترابط المطلوب وفق العلاقة (14).

مثلا: عندما يكون البعد بين الطنانتين (S=1mm) نجد:



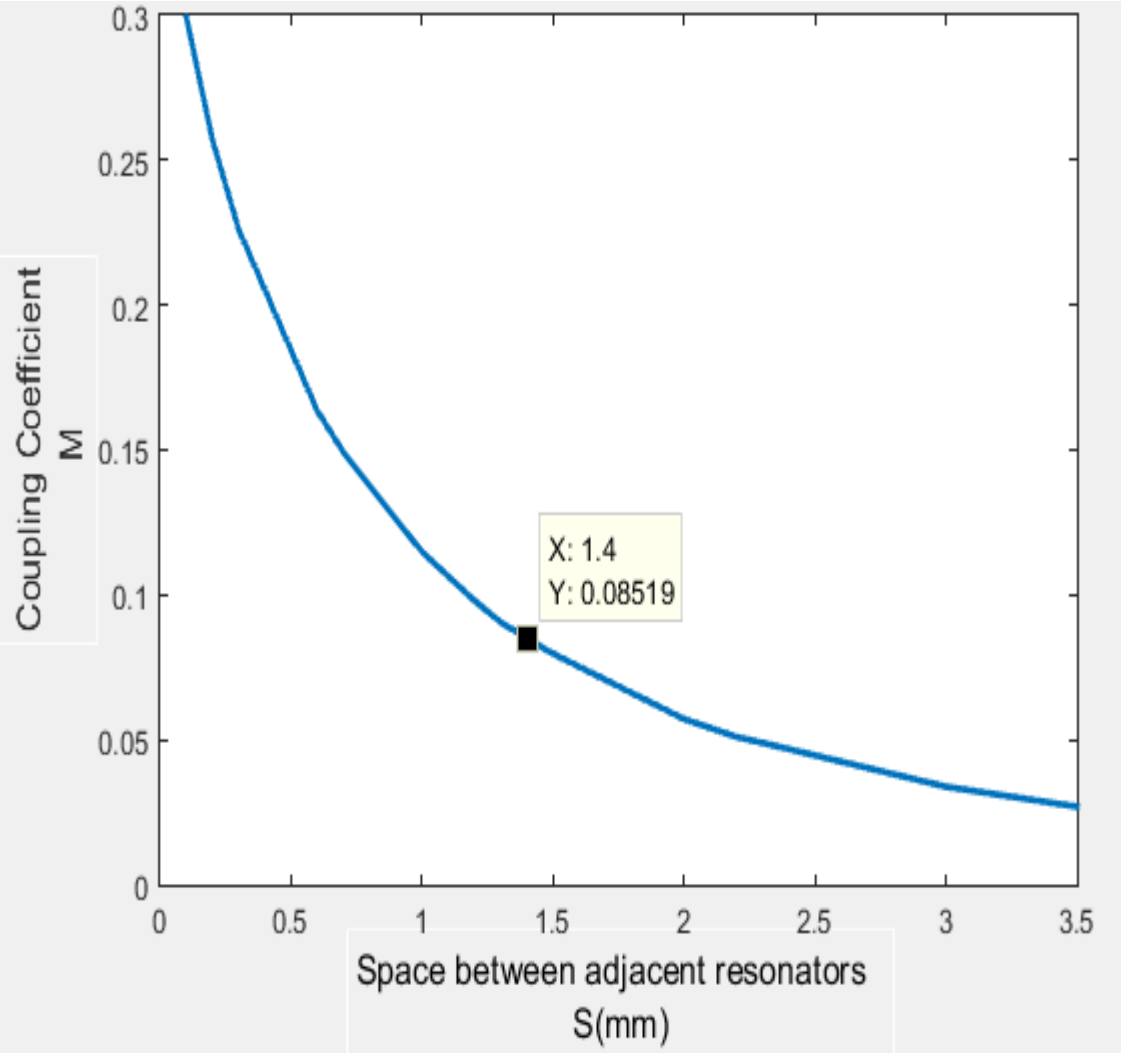
الشكل (29): طنانتان متجاورتان تردد الترابط المميز لهما f_{p1},f_{p2} . S=1mm

نلاحظ الفرق بين القمة و أخفض قيمة بين الترددين أصغر من (-30dB) مما يدل على الترابط الضعيف و سبب اختيار (D=4mm).

f_{p1}=1.374 GHz, f_{p2}=1.542 GHz

بالتعويض بالعلاقة (14) نجد: M_{12} = 0.114

قمنا بحساب معامل الترابط بين الطنانتين كتابع للبعد بينهما كما في المثال السابق وحصلنا على المنحني التالي :



الشكل (30): العلاقة بين معامل الترابط لطنانتين متجاورتين والبعد بينهما.

ومن الحساب النظري : M12=0.0860 .

وفقا للمنحني السابق يكون البعد بين الطنانتين المتجاورتين (S=1.44 mm).

3.3.5 حساب البعد بين خط التغذية والطنانه المترابطة معه:

نستخدم طريقة حساب تأخير المجموعة للمتحول (S_{11}) عند تردد الرنين وفق العلاقة التالية(12) :

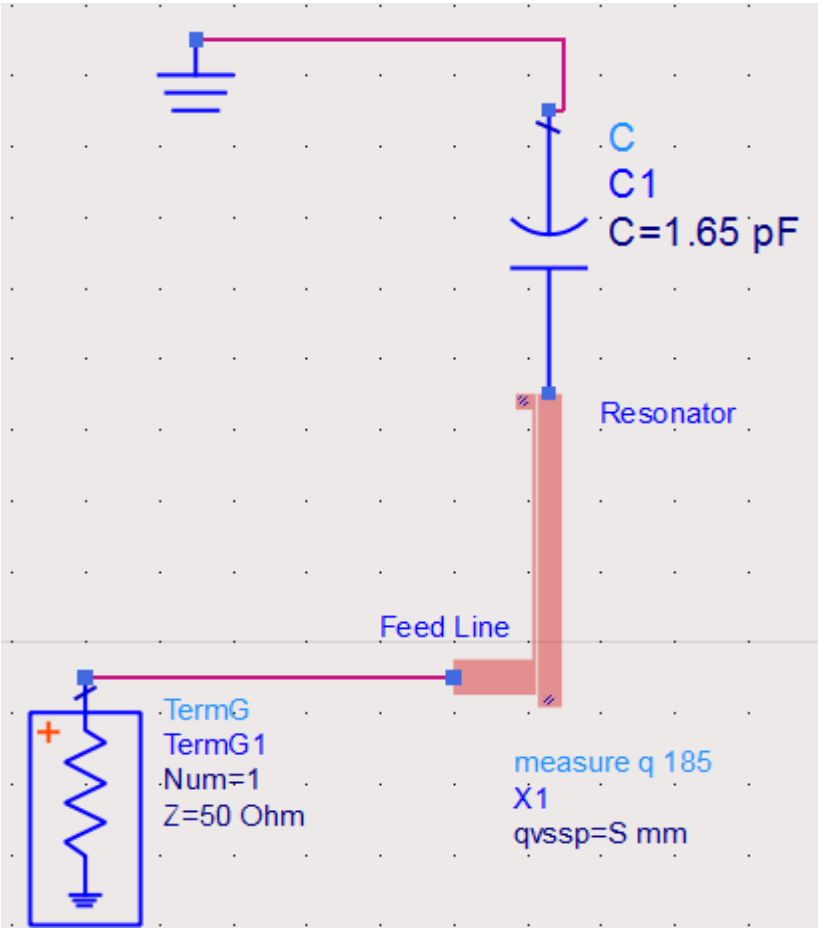
$$Q_e = \frac{\omega_0 . \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4}$$

Q_e: معامل الجودة الخارجي

$\omega_0 = 2\pi f_0$: تردد الرنين الزاوي

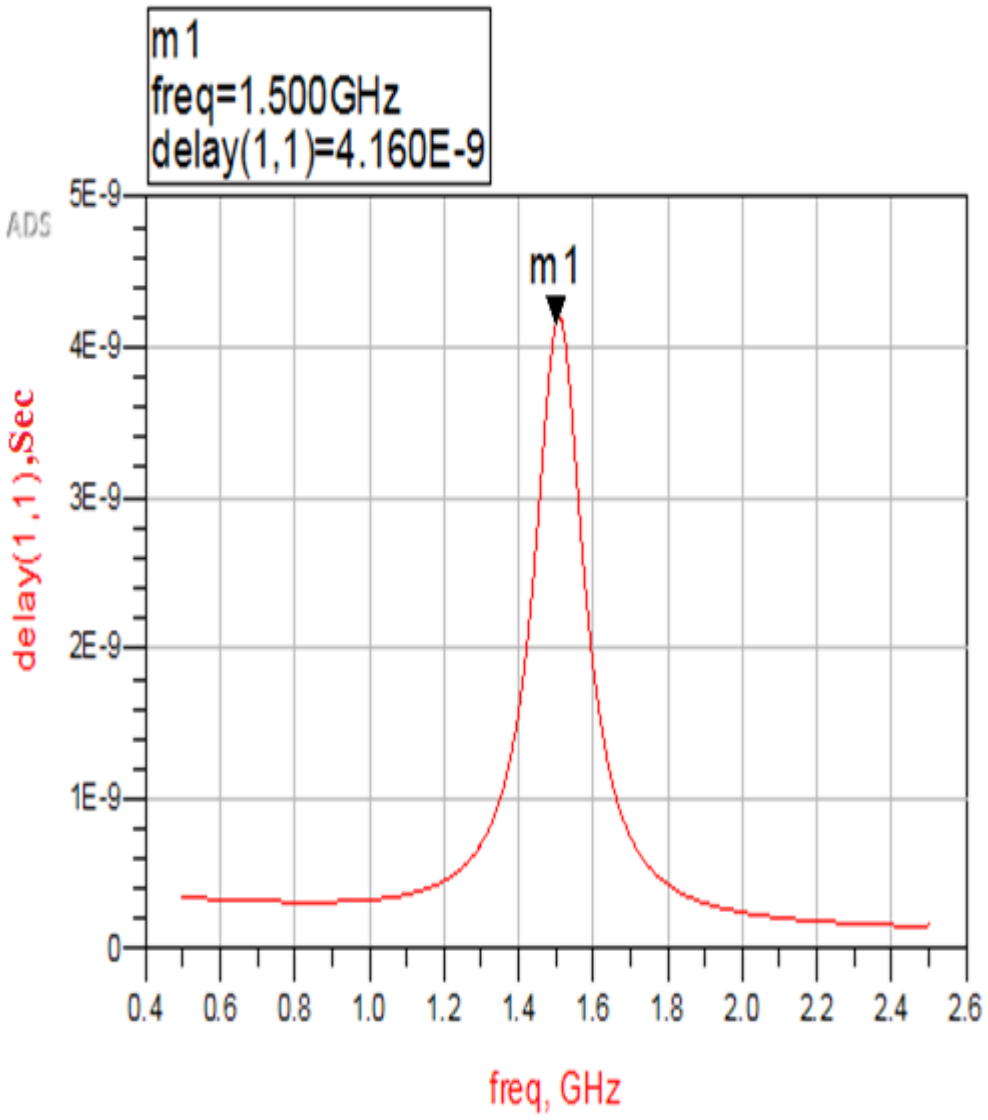
$\tau_{S_{11}}$: تأخير المجموعة للمتحول S_{11}

نقوم باجراء "**EM Simulation** "من أجل الحصول على قيمة تأخير المجموعة للمتحول S_{11}.



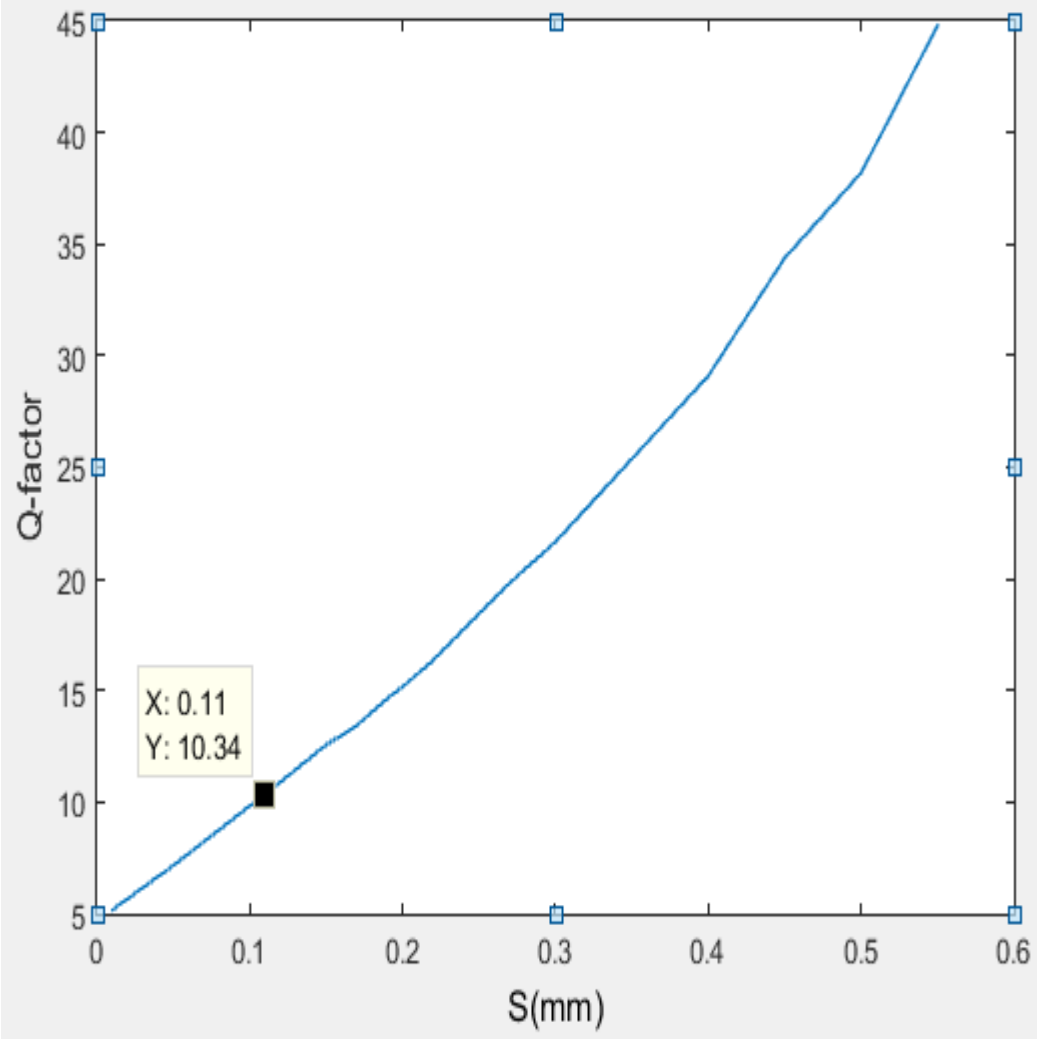
الشكل (31): خط التغذية و طنانة وفق بنية الترابط حيث "S" البعد بينهما.عند اجراء المحاكاة تتغير قيمة "S".

نختار عرض خط التغذية بحيث تكون ممانعته أكبر مايمكن للحصول على ترابط جيد مع طنانة الدخل وتحقيق توافق مع ممانعة المنبع من جهة أخرى بالاضافة ال أن عرض الخط والبعد (S) يمكن معايرتهما للحصول على توافق بين ممانعة المرشح وممانعة المنبع.



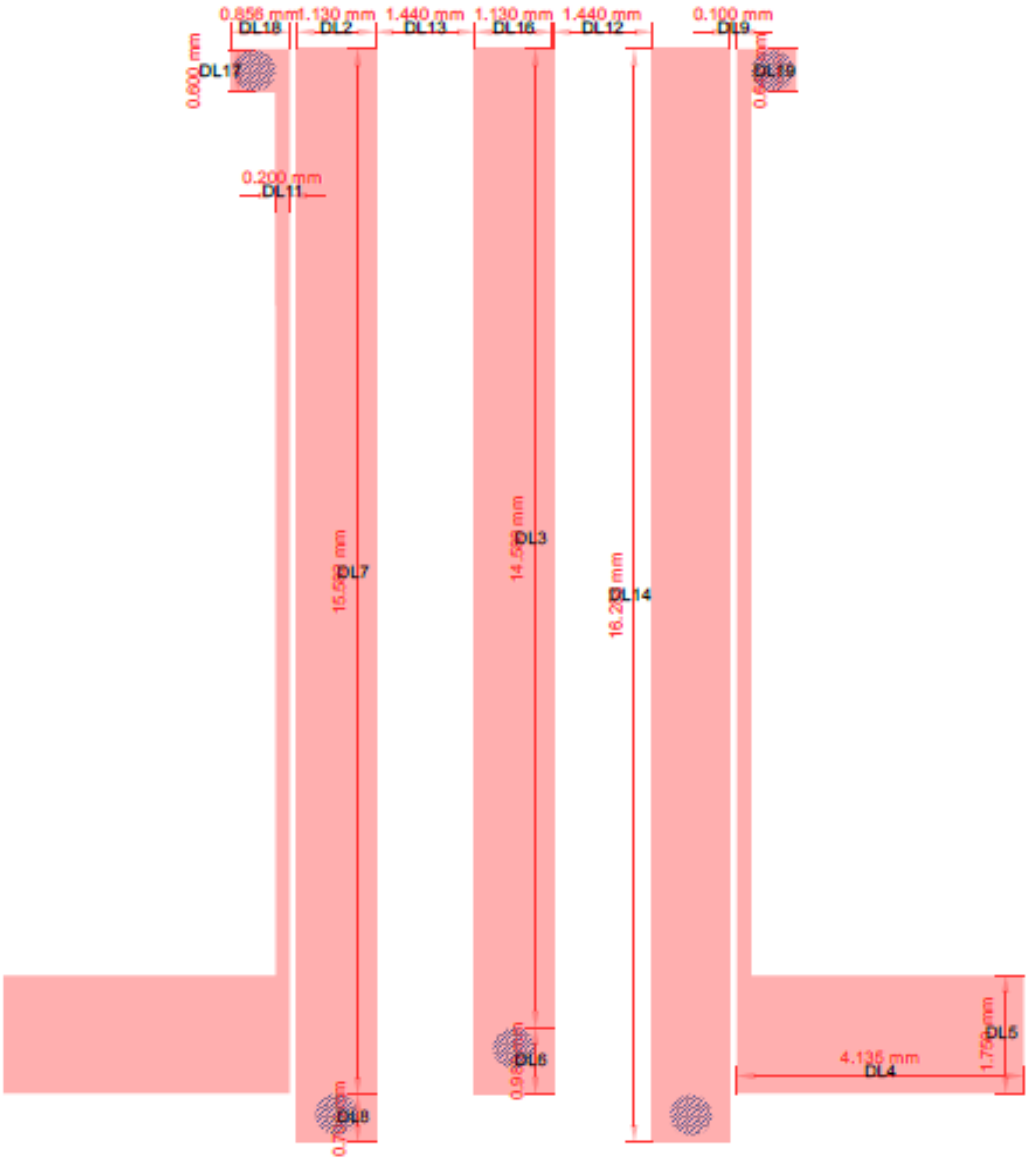
الشكل (32): منحني يوضح العلاقة بين تأخير المجموعة للمتحول(S_{11}) والتردد في حالة طنانة واحدة عند(S=0.1mm).

قمنا باستخرج معامل تأخير المجموعة عند تردد الرنين لقيم مختلفة للبعد "S" ثم قمنا بحساب معامل الجودة الخارجي عند هذه القيم وفق العلاقة السابقة ورسمنا المنحني التالي:



الشكل (33): منحني يوضح العلاقة بين بعد خط التغذية ومعامل الجودة.

وجدنا سابقا وفق الحساب النظري "Q_e =10.219 " ومن المنحني القيمة الموافقة(S=0.1mm) .

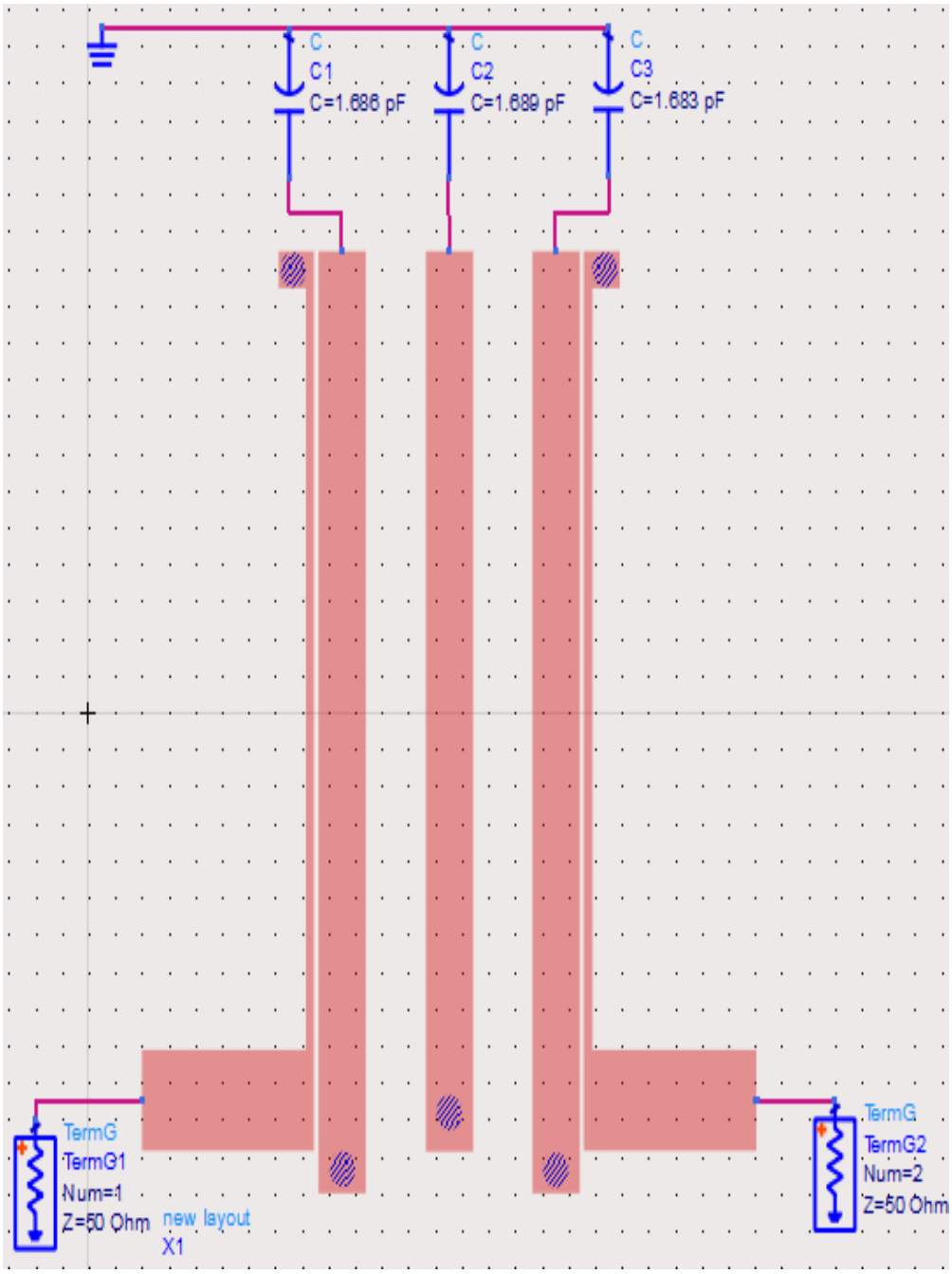


الشكل (34): المرشح مع الأبعاد الفيزيائية للمرشح بعد اجراء ضبط.

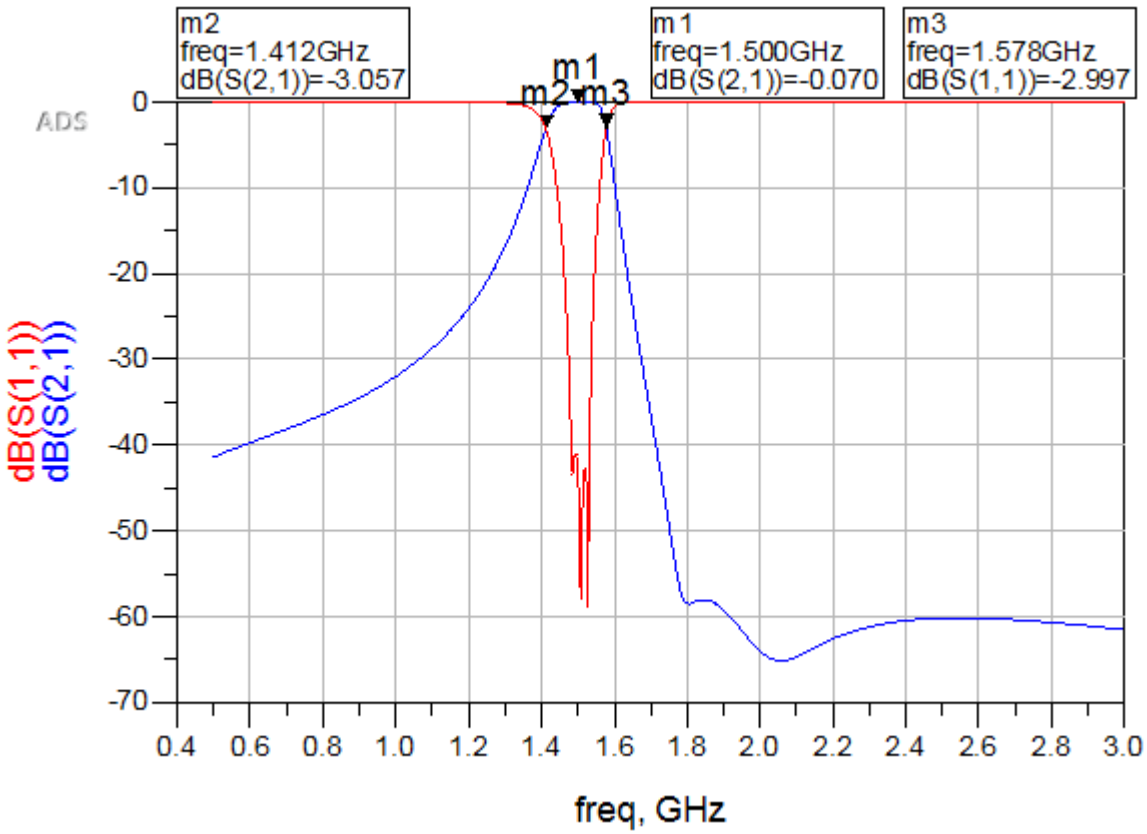
الأبعاد (mm)	DL2	DL3	DL4	DL5	DL6	DL7	DL8	DL9
	1.13	14.58	4.136	1.75	0.98	15.58	0.7	0.1

الأبعاد (mm)	D11	D12	D13	D14	D16	D17	D18	DL19
	0.2	1.44	1.44	16.28	1.13	0.6	0.856	0.68

الجدول (1): الأبعاد الفيزيائية للمرشح.

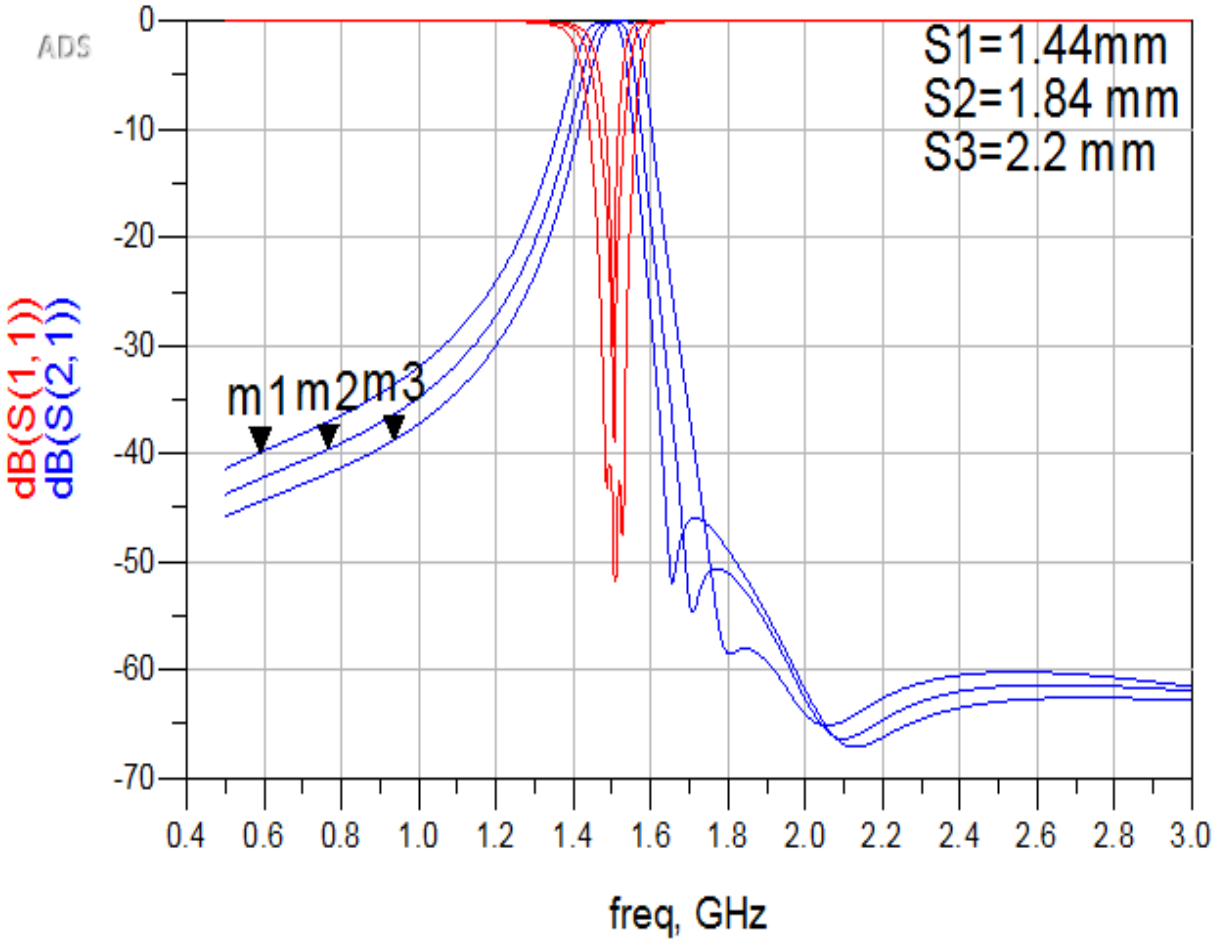


الشكل (35): مخطط المرشح بعد اجراء ضبط للقيمة الابتدائية لمكثفات الحمل وأطوال الطنانات.



الشكل (36): منحني الاستجابة الترددية للمرشح السابق.

قمنا بتغيير البعد بين الطنانات المتجاورة مع المحافظة على قيمة بعد خط التغذية عن الطنانة في مرحلة الدخل والخرج وحصلنا عل المنحني التالي.



الشكل (37): منحني الاستجابة الترددية للمرشح توضح تغير عرض الحزمة مع البعد بين الطنانات S1,S2,S3الموافقة للمنحنيات m1,m2,m2 على الترتيب.عند زيادة البعد يتناقص الترابط و بالتالي يتناقص عرض الحزمة.

نلاحظ من المنحني التناسب العكسي بين عرض الحزمة والبعد بين الطنانات المتجاورة وهذا ماتفسره العلاقة التالية:

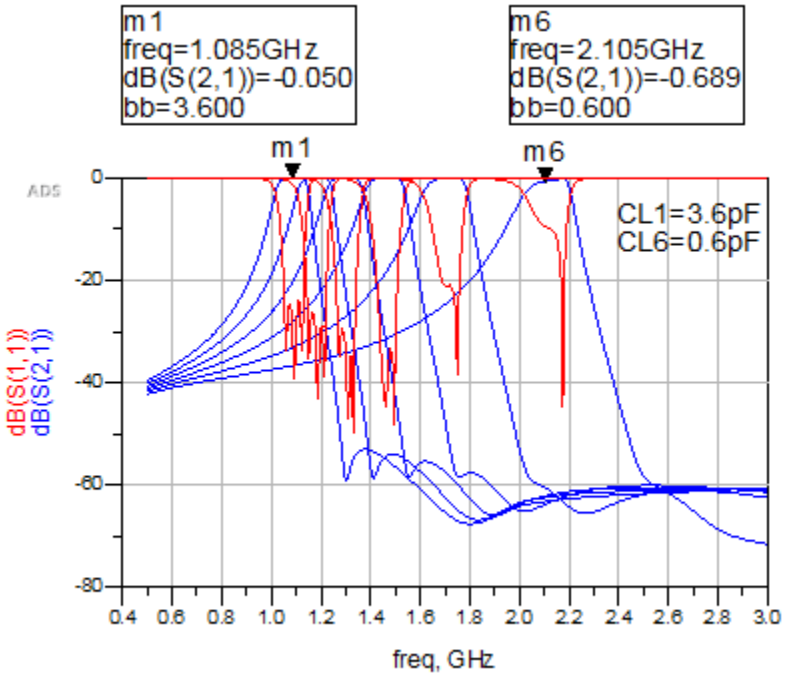
$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad \text{for i=1 to n-1}$$

$$M_{i,i+1} = \frac{BW}{Fc\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

$$Fc\sqrt{g_i g_{i+1}} = \frac{BW}{M_{i,i+1}} = const$$

حيث التردد المركزي و(gi) ثابت وكل ما ازداد البعد بين الطنانات المتجاورة يتناقص معامل الترابط ممايؤدي الى تناقص عرض مجال التمرير.

قمنا بتغيير قيمة مكثفات الحمل بشكل متطابق وحصلنا على المنحني التالي:



الشكل (38): منحني الاستجابة الترددية للمرشح عند تغيير قيمة مكثفات الحمل من(0.6pF) الى (3.6pF) بخطوة (0.6pF) حيث C_{L6}, C_{L1} موافقة للمنحنيين m_6, m_1 .

نلاحظ من المنحني ازدياد عرض مجال التمرير مع ازدياد التردد المركزي:

BW_{3dB_1} =135 MHz

BW_{3dB_6} =185 MHz

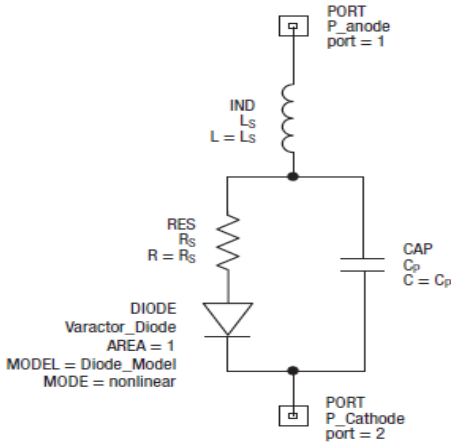
ازدياد التردد المركزي بنسبة كبيرة مقارنة مع ازدياد عرض الحزمة يؤدي الى تناقص معامل الترابط.ونفسر ذلك من المعادلة :

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}},\ \text{for i=1 to n-1} \propto \frac{1}{F_0}$$

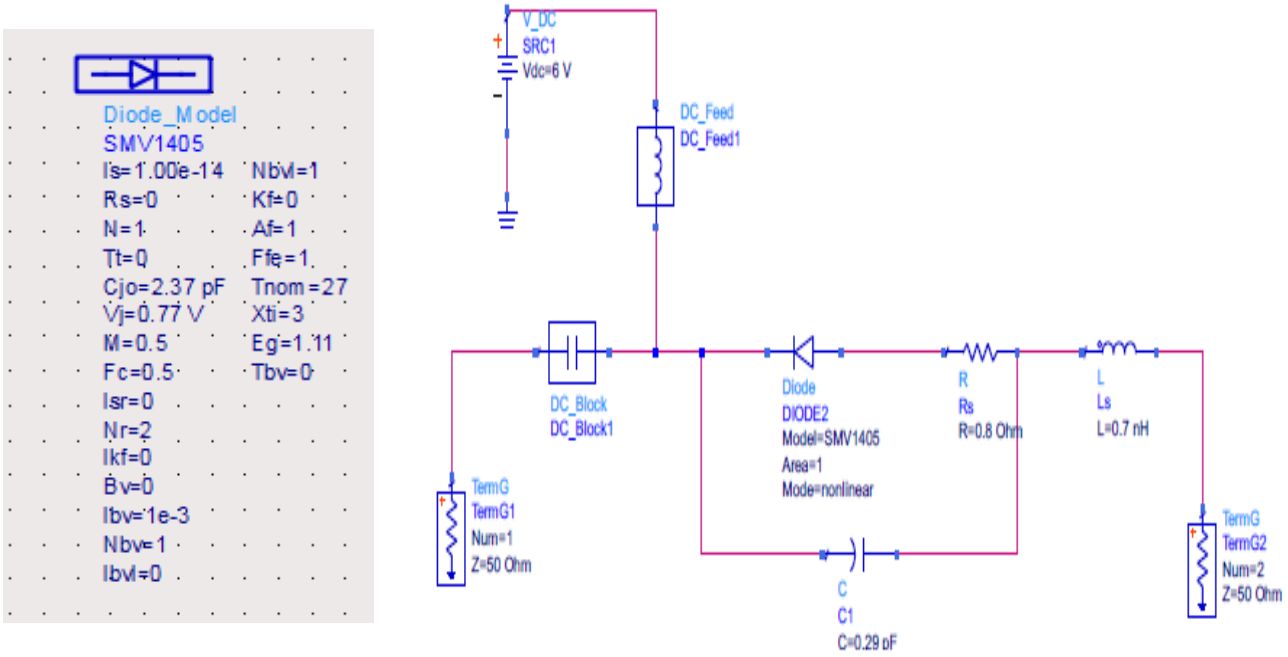
4.5 إضافة عنصر الضبط للتصميم:

العنصر المستخدم في الضبط هو"Varctor Diode SMV-1405" مصنع من قبل شركة "SKY WORKS".

قمنا بتنفيذ نموذج الكتروني للعنصر باستخدام برنامج ADS كما هو موضح في الشكل التالي:

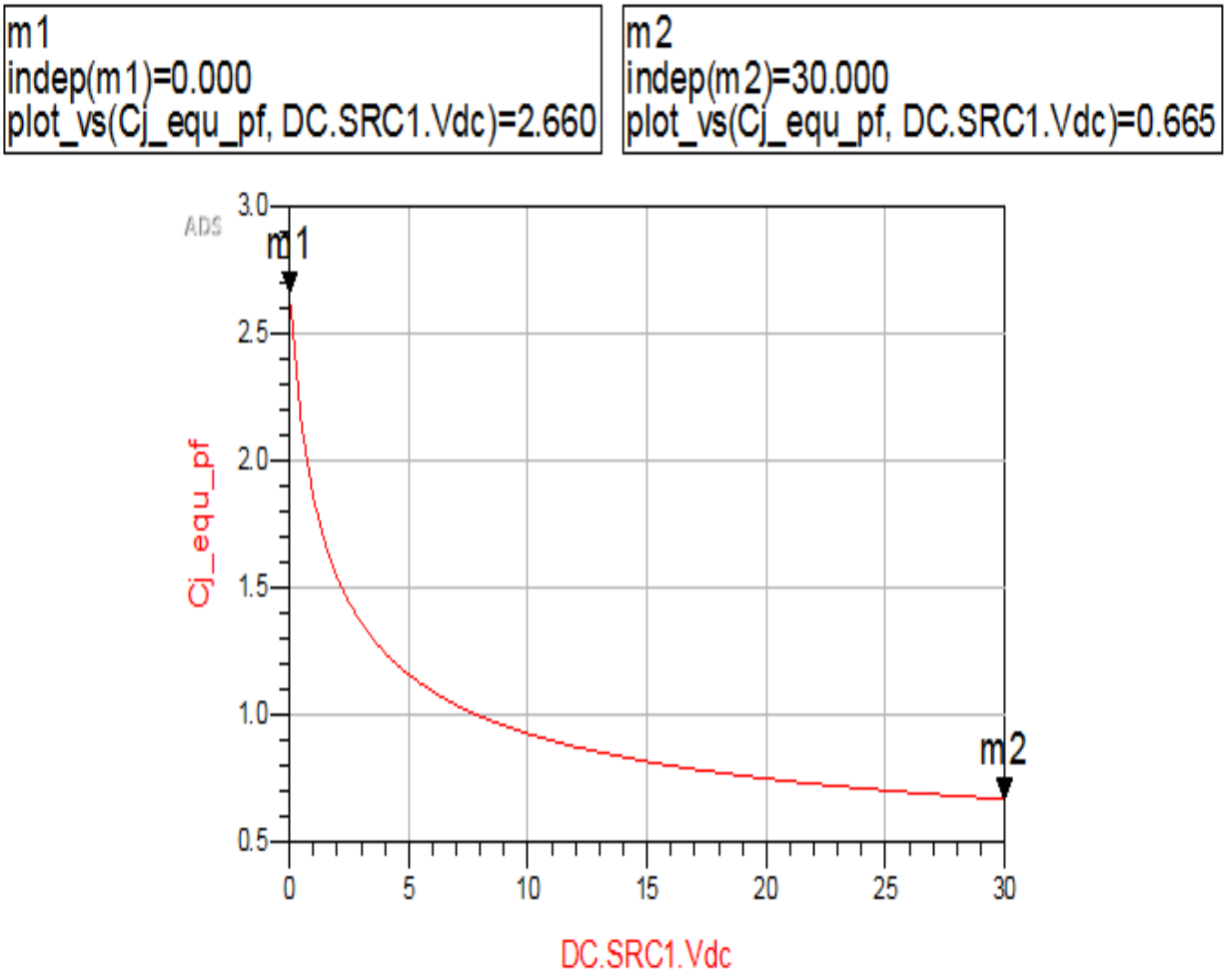


الشكل (39): Spice Model for Varactor Diode

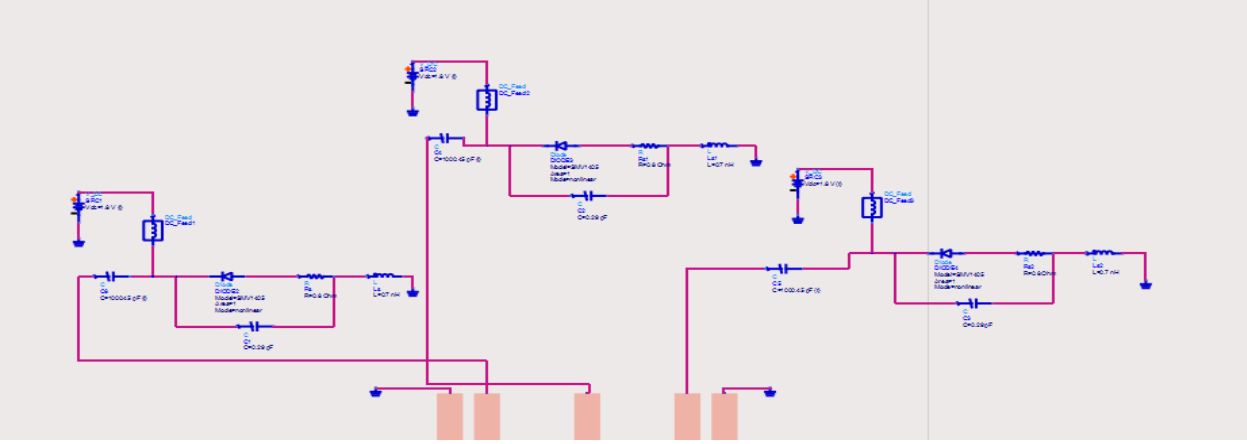


الشكل (40): Spice Model for Varactor Diode SMV-1405

منحني الخواص لعنصر الضبط المستخدم:

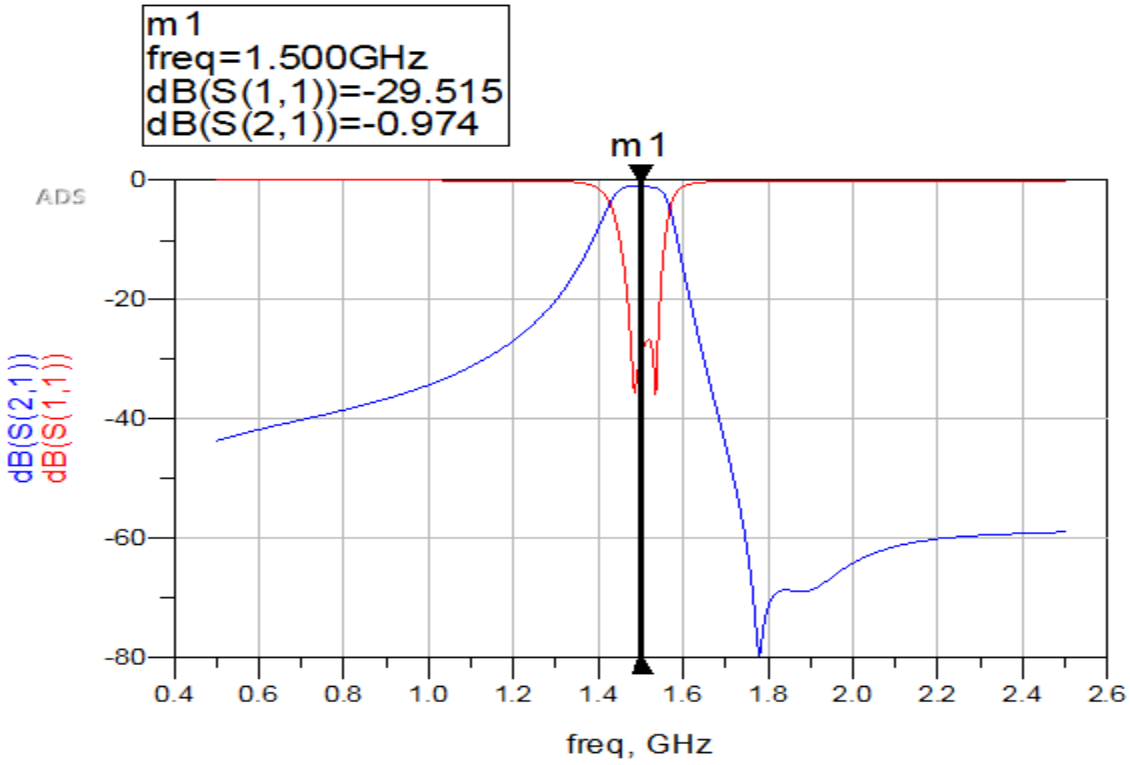


الشكل (41): يوضح العلاقة بين الجهد العكسي وسعة مكثف عنصر الضبطVaractor Diode SMV-1405



الشكل (42): استبدال مكثفات الحمل ب "Varactor Diodes"

قمنا برسم منحني الاستجابة الترددية للمرشح بعد استخدام عنصر الضبط.



الشكل (43): الاستجابة الترددية للمرشح باستخدام عنصر الضبط "Varactor Diode" عند الجهود

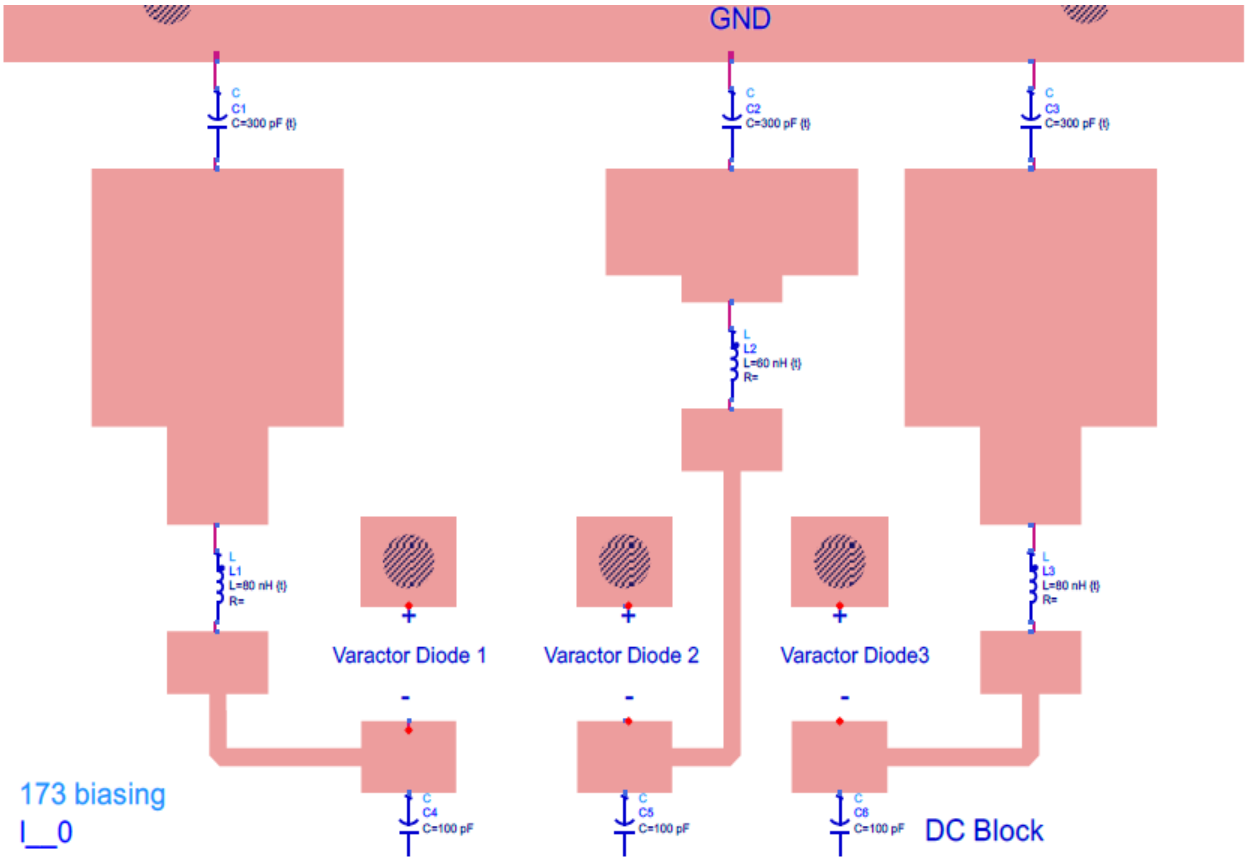
V_{C1}=2.6V, V_{C2}=2.7V, V_{C3}=2.6V

نلاحظ من المنحني انخفاض المتحول "S_{21}" بمقدار "1dB" عن الحالة التي تم استخدام مكثفات الحمل ونفسر ذلك بالاستطاعة المبددة بالمقاومة الداخلية لعنصر الضبط " Varactor Diode ".

5.5 تصميم دارة التغذية لعنصر الضبط:

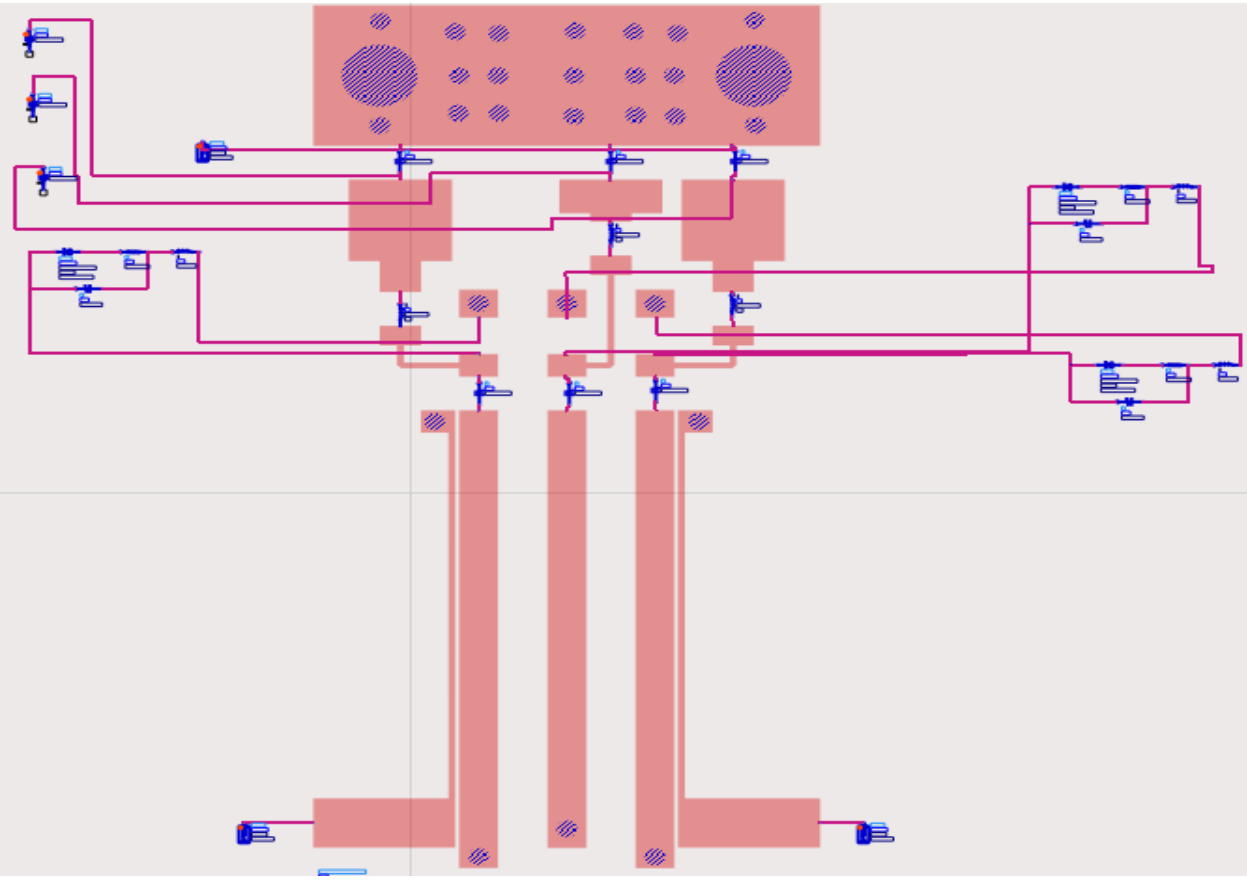
من أجل الحصول على أداء مستقر للمرشح يجب الحد من التسريب للاشارة الراديوية باتجاه دارة التغذية وكذلك الحد من تأثير دارة التغذية المستمرة لعناصر الضبط على الاستجابة الترددية للمرشح.

الشكل (42) يوضح بنية دارة التغذية تقوم المكثفات" C_6، C_5 ، C_4 " بوظيفة منع مرور التيار المستمر من دارة التغذية باتجاه خطوط الطنانات المرتبطه معها "_DC Block"_،وذلك لمنع حصول قصر لعنصر الضبط بينما تعمل الملفات " L_3، L_2 ، L_1 "كخانق للاشارة الراديوية "_RF Shock"_ .

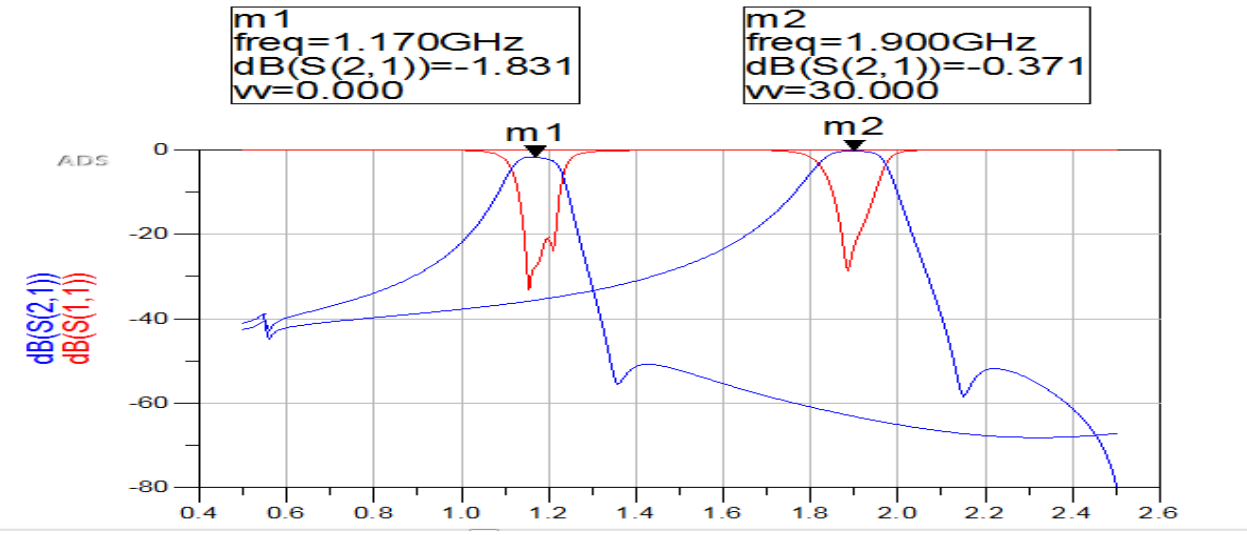


الشكل (44): دارة التغذية.الأبعاد متناسبة مع الأبعاد الفيزيائية للعناصر المستخدمة في هذه الدارة.

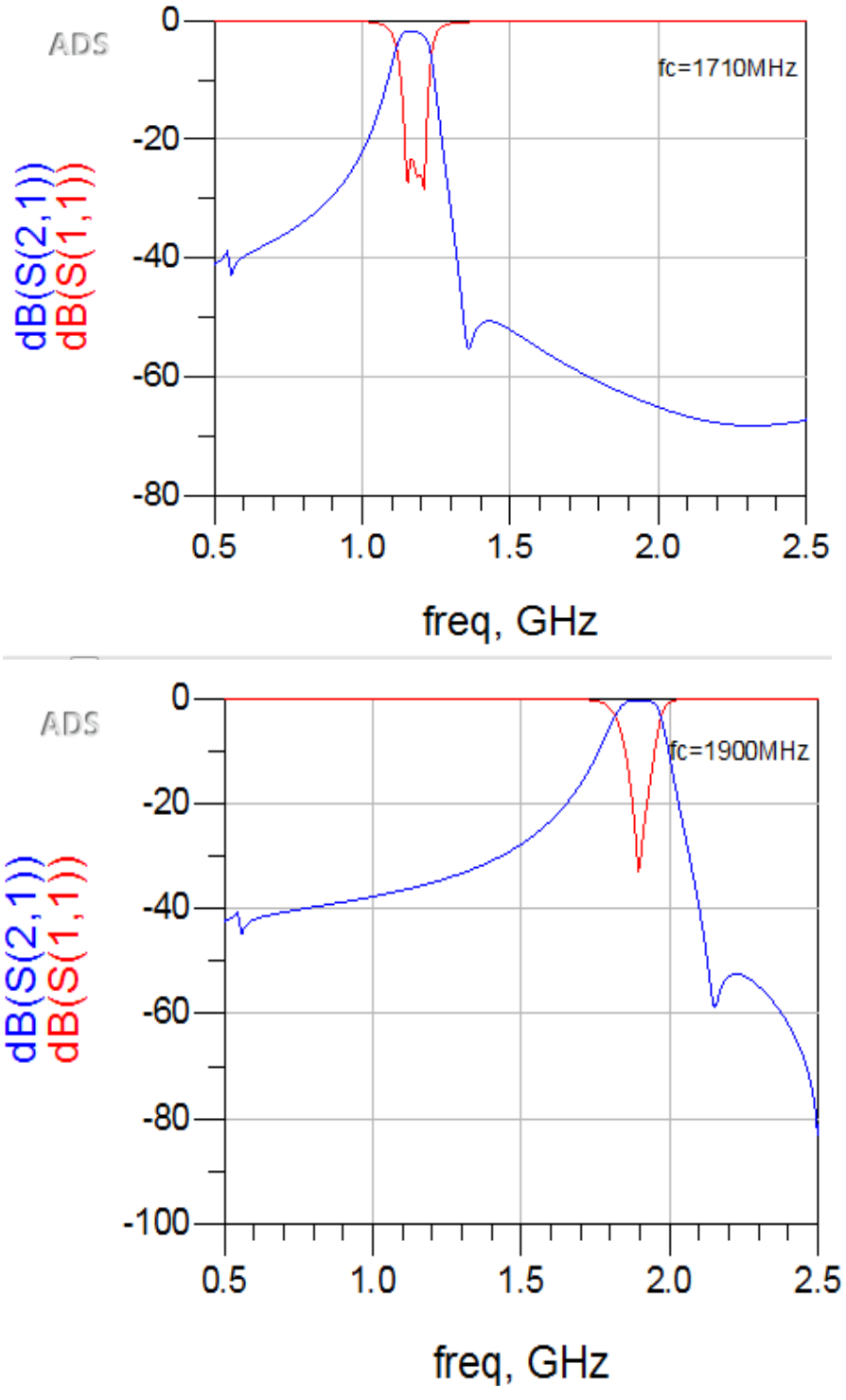
الشكل (45): الاستجابة الترددية لدارة التغذية ضمن مجال عمل المرشح.دخل الاشارة من جهة المكثفات(c4, c5, c6) خرج الاشارة من جهة المكثفات(c1, c2, c3) .



الشكل (46): مخطط المرشح النهائي مع عناصره.



الشكل (47): الاستجابة الترددية للمرشح عند بداية ونهاية مجال الضبط.



الشكل (48): منحني الاستجابة السابق بعد اجراء الضبط.

الفصل السادس

النتائج العملية والتقييم

1.6 مقدمة: سنقدم في هذا الفصل النتائج العملية لاختبار المرشح مع مقارنتها مع النتائج النظرية والمواصفات المرغوبة مع تقييم أداء المرشح.

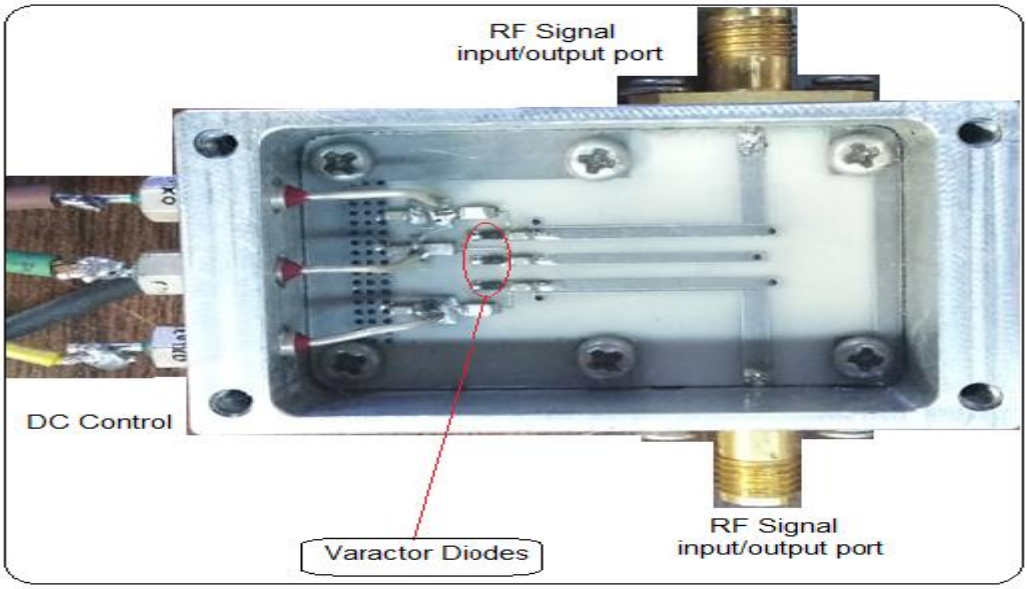
2.6 النتائج العملية:

قمنا باستخدام "Network Analyzer" المحمول (FSH8) من أجل للحصول على الاستجابة الترددية للمرشح المنفذ.

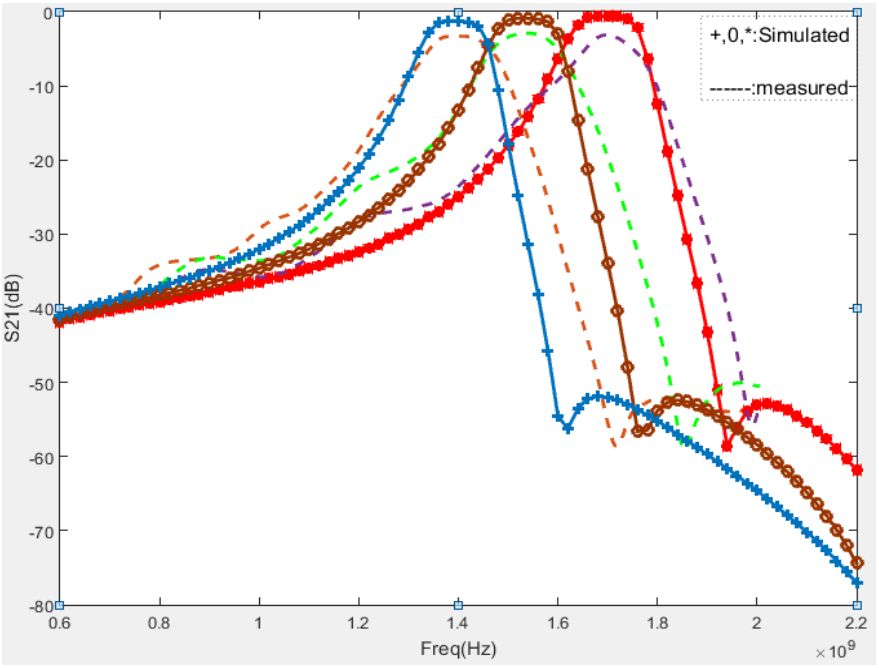
الشكل (51): S21(a)،S11(b) .

من أجل التحكم بعناصر الضبط استخدمنا ثلاث وحدات تغذية للجهد بدقة (0.1Volt).

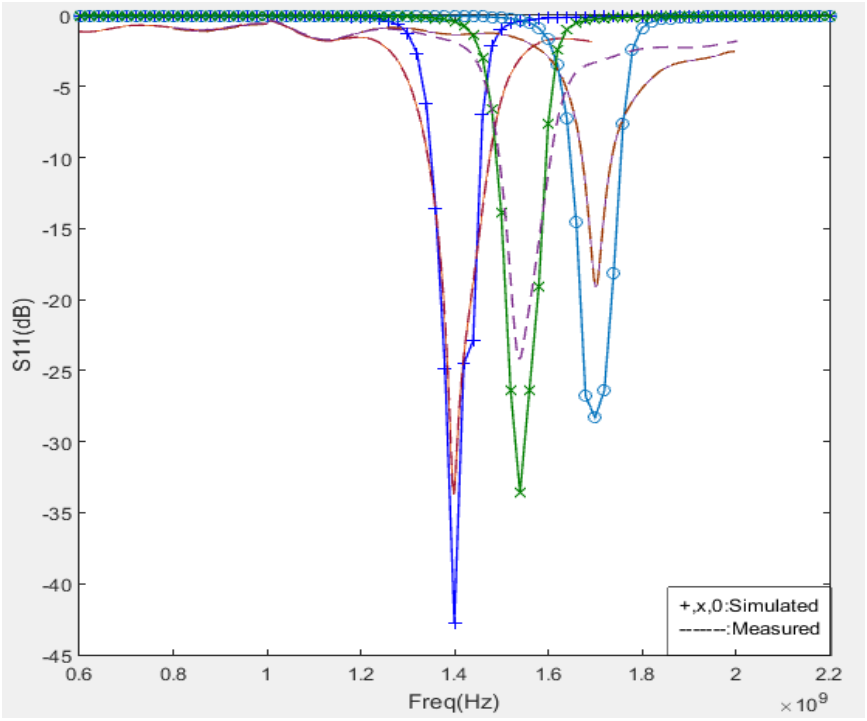
الشكل (49): عنصر الضبط المستخدمSMV-1405 [16]



الشكل (50): المرشح مع عناصره ضمن علبة تحجيب.



(a)



(b)

الشكل (51): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط المنفذ. S21(a)،S11(b) .

Fc (MHz) Simulated	V1(Volt) Controlled VAR-Diode1	V2(Volt) Controlled VAR-Diode2	V3(Volt) Controlled VAR-Diode3
1400	1.34	1.4	1.34
1434	1.85	1.9	1.85
1441	2	2.01	2
1466	2.1	2.2	2.1
1479	2.5	2.4	2.35
1507	2.7	2.8	2.7
1533	3.4	3.5	3.4
1584	4.4	4.5	4.4
1609	5.2	5.3	5.2
1631	6	6.2	6
1647	6.2	6.3	6.2
1700	8.3	8.5	8.3
1785	14	14	14
1850	21.3	22	21.3
1890	30	30	30

الجدول (2): قيم جهود الضبط بعد اجراء محاكاة"EM" للحصول على التردد المركزي المرغوب.

Fc (MHz) Measured	V1(Volt) Controlled VAR-Diode1	V2(Volt) Controlled VAR-Diode2	V3(Volt) Controlled VAR-Diode3
1400	0	0	0
1434	0.3	0.3	0.3
1441	0.5	0.5	0.5
1466	1	1	1
1479	1.5	1.3	1.5
1507	2.3	2	2.3
1533	3.5	3	3.5
1584	5.5	5	5.5
1609	7.1	7	8.9
1631	9	9	10.2
1647	12	12	14.5
1700	30	30	30

الجدول (3): قيم جهود الضبط المقاسة عمليا للحصول على التردد المركزي المرغوب.

Parameter	Tuning Range (MHz)	Band width (MHz)	FBW (%)	Insertion Loss (-dB)	Rutern Loss (-dB)
Desired	1100-1800	125	6.9-11.3	~1	<27
Simulated	1100-1800	~140	7.7-12.7	~1	20-40
Measured	1400-1700	~145	7.3-10.6	~3	19-30

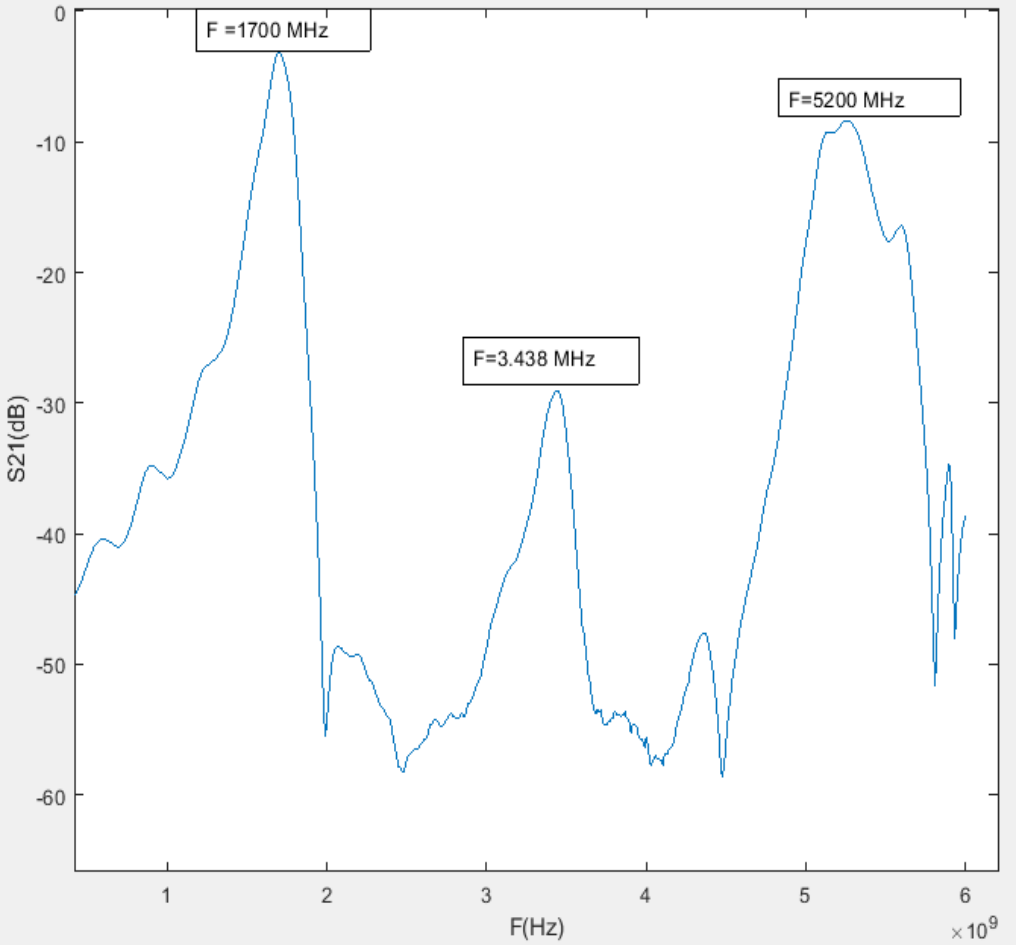
الجدول (4): مقارنة بين مواصفات مرشح تمرير المجال القابل للضبط المرغوبة وبعد اجراء المحاكاة والقياس العملي.

3.6 التقييم ومناقشة النتائج:

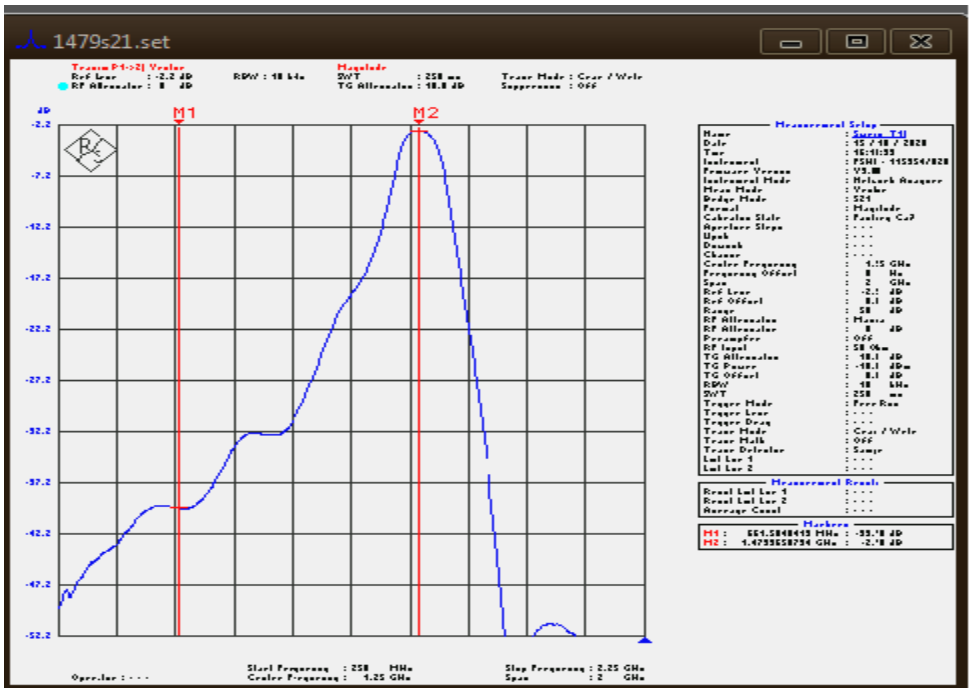
قمنا باستخدام محلل الطيف المحمول (FSH8) من أجل للحصول على الاستجابة الترددية للمرشح S21(a)،S11(b).

- من أجل التحكم بعناصر الضبط استخدمنا ثلاث وحدات تغذية للجهد بدقة (0.1V)نلاحظ من الجدول الثاني أن قيمة (Insertion Loss) نقصت الى نحو(-3.2dB) ونفسرذلك بالضياع في مقاومة عنصر الضبط الداخلية.
- انخفاض عرض مجال الضبط من(700MHz) الى نحو(300MHz) ونفسر ذلك بوجود مكثفات الطفيلية التي تنتج من خطوط التغذية وثقوب الأرضي في الدارة(Via holes) والتي تؤدي الى انحراف التردد المركزي وتغيير حدود عمل عنصر الضبط بالإضافة الى استخدام مكثفات (DC Block) غير موصفه من حيث منحني الخواص (تردد/سعة) و (جهد/سعة) حيث تنخفض سعة المكثف مع ازدياد التردد أو الجهد المطبق على المكثف لعدم إمكانية تأمينها.
- قمنا باستخدام مكثف بقيمة (3PF) لتصحيح الانزياح من جهة و (DC Block) من جهة أخرى حيث بلغت قيمة الانزياح (200MHz).
- عند استبدال مكثفة الحمل بقيمة (1.5 PF) حصلنا على مجال ضبط (1500-1800MHz).
- نستنتج من ذلك إمكانية تغطية مجال الضبط (1100-1800MHz) باستخدام عنصر الضبط (Varactor Diode)مضاف اليه مكثفة الحمل ذات القيمة المناسبة لتصحيح الانزياح الناتج من المكثفات الطفيلية وسنقترح في البحث القادم الية للتصحيح وزيادة مجال الضبط دون الحاجة لاستبدال مكثفات الحمل.
- نلاحظ من الجدول الثاني ازدياد في عرض مجال التمرير(BW_{3_dB}) بمقدار(20MHz) يمكن التحكم بعرض مجال التمرير أثناء معايرة المرشح بمرحلة المحاكة من خلال تغيير البعد بين الطنانات المتجاورة حيث زيادة البعد بينها يؤدي الى إنقاص عرض مجال التمرير وبالعكس لكن سيؤثر ذلك على توفيق ممانعة المرشح مع ممانعة المنبع وبالتالي (S_{11}) وهنا يمكن التصميم مثلا عند مجال تمرير جزئي (100MHz).

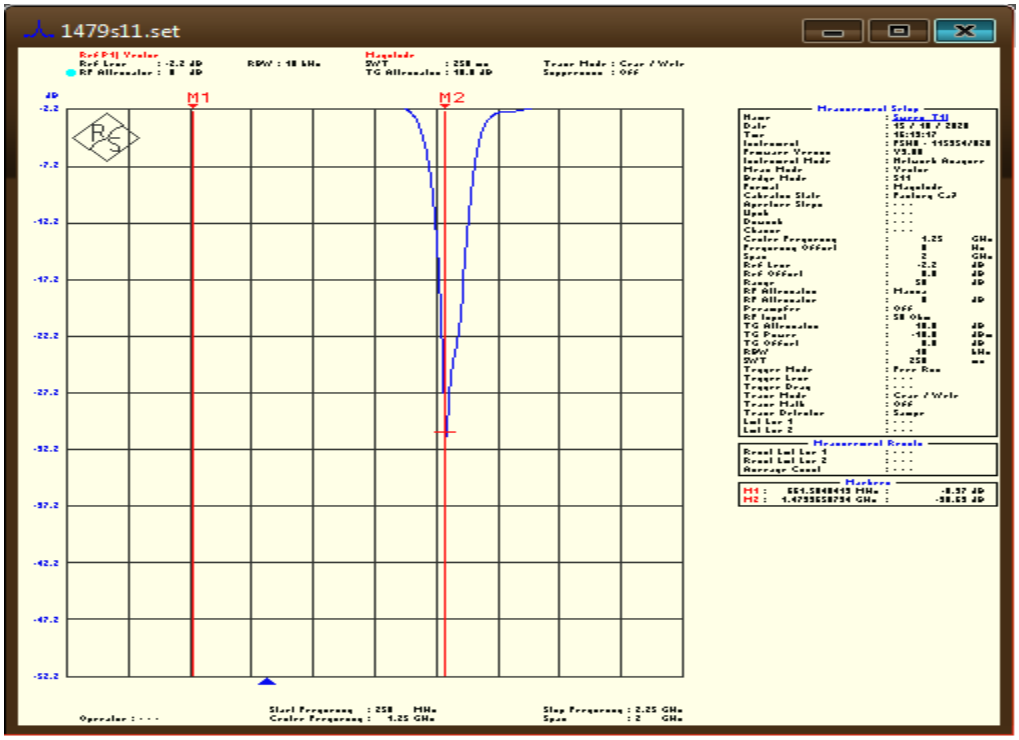
- من القياس المخبري وجدنا تغير بعرض مجال التمرير بحدود(10±MHz) ويعتبر ذلك من أهم ميزات هذا النوع من المرشحات انخفاض التغير في عرض مجال التمرير نسبيا مع التردد المركزي ضمن مجال الضبط.
- نلاحظ من الشكل التالي تكرار استجابة المرشح وذلك يحدث عند استخدام تقنيات العناصر الموزعة (distributed element) حيث يتكرر منحني الاستجابة الترددية عند ثلاثة أضعاف التردد المركزي الأساسي.



الشكل (52): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط يوضح تكرار استجابة المرشح.



(a)



(b)

الشكل (53): الاستجابة الترددية مقاسة عبر 1479MHz network analyzer. S11(b)،S21(a)

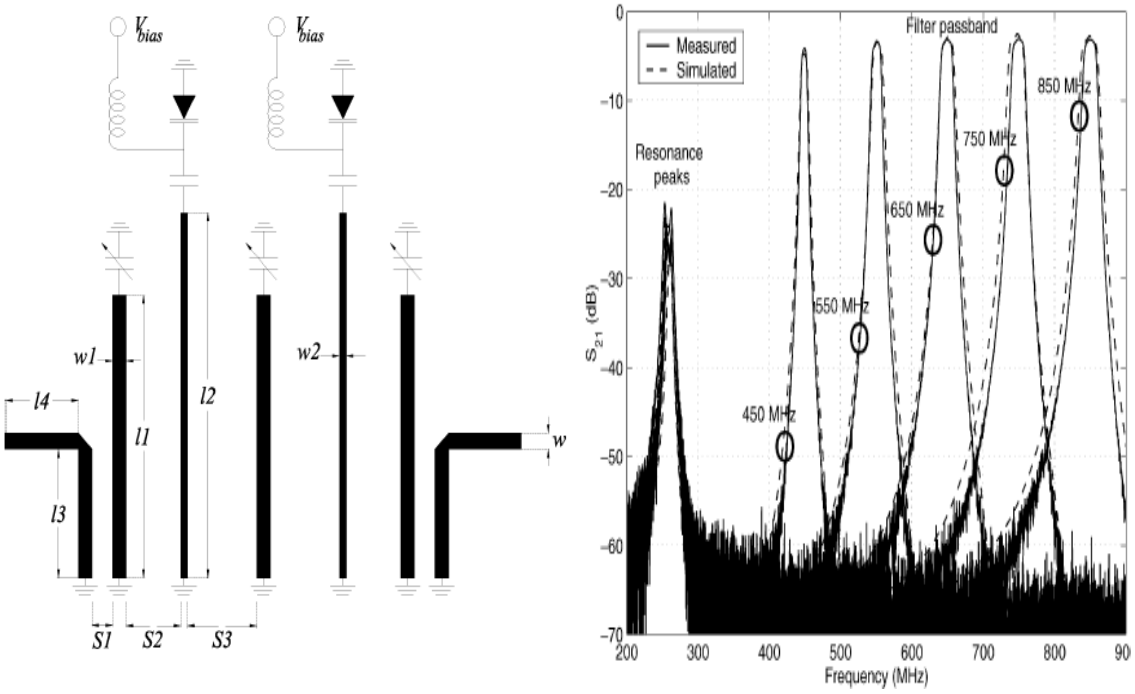
الفصل السابع
بعض الدراسات المرجعية والطريقة المقترحة للتحسين

1.7 مقدمّة:

سنقدم في هذا البحث بعض الدراسات النظرية لتحسين مواصفات مرشح تمرير المجال القابل للضبط من حيث عرض مجال التمرير الثابت أثناء الضبط وزيادة عرض مجال الضبط بالاضافة الى تحسين الانتقائية للمرشح و انقاص الضياعات الحاصلة فيه و انقاص أبعاد المرشح الفيزيائية.

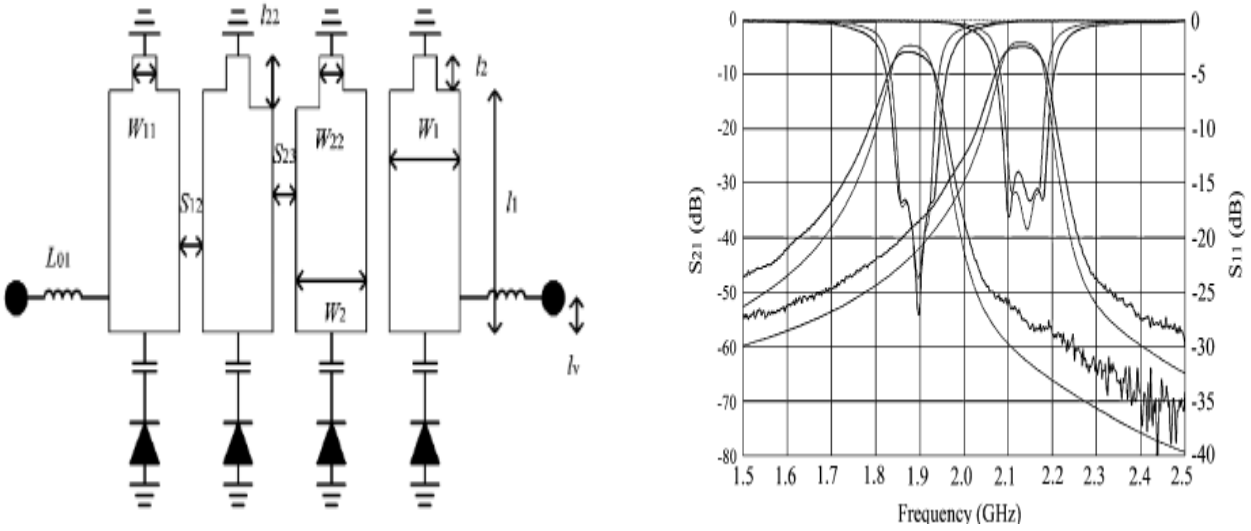
2.7 دراسات مرجعية:

- اقتراح ادخال "Coupling reducer"بين الطنانات المتجاورة لتحسين عرض مجال الضبط ولكن مع زيادة في التعقيد والأبعاد للمرشح [18].



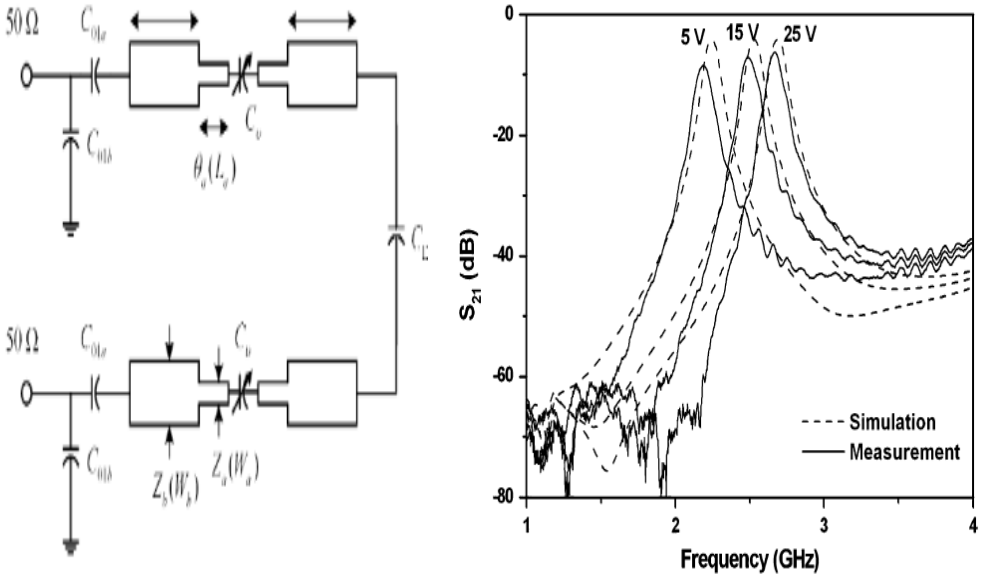
الشكل (54): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع استخدام "Coupling reducer".

- تصميم للحصول على عرض مجال تمرير ثابت تقريباً على طول مجال الضبط بطريقة "Step impedance"حيث مجال ضبط (250MHz) [19].



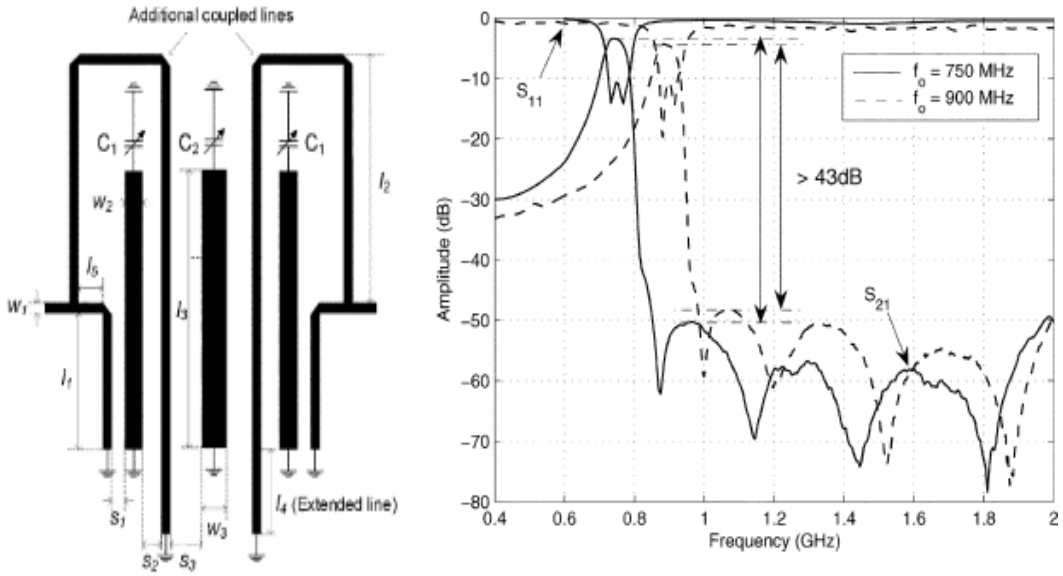
الشكل (55): الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع استخدام"Step impedance"

- تصميم تحليلي للمرشحات القابلة للضبط مع مجال عريض 2.1-2.7GHz [20].



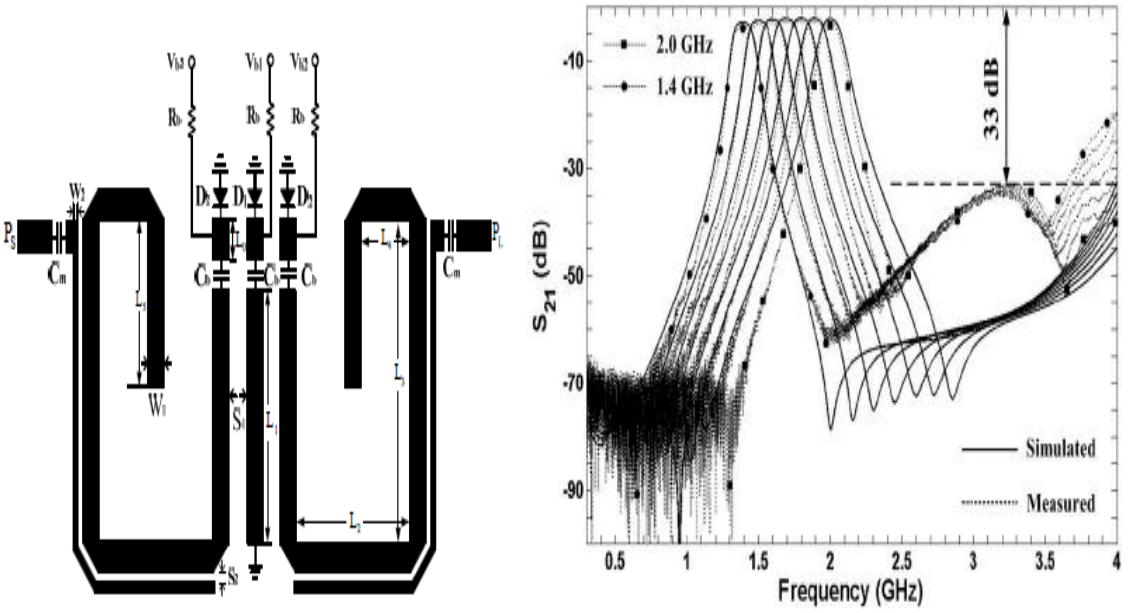
الشكل (56): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع تصميم لزيادة عرض مجال الضبط.

- استخدام" multiresonator coupling " لتحسين انتقائية المرشح [21].



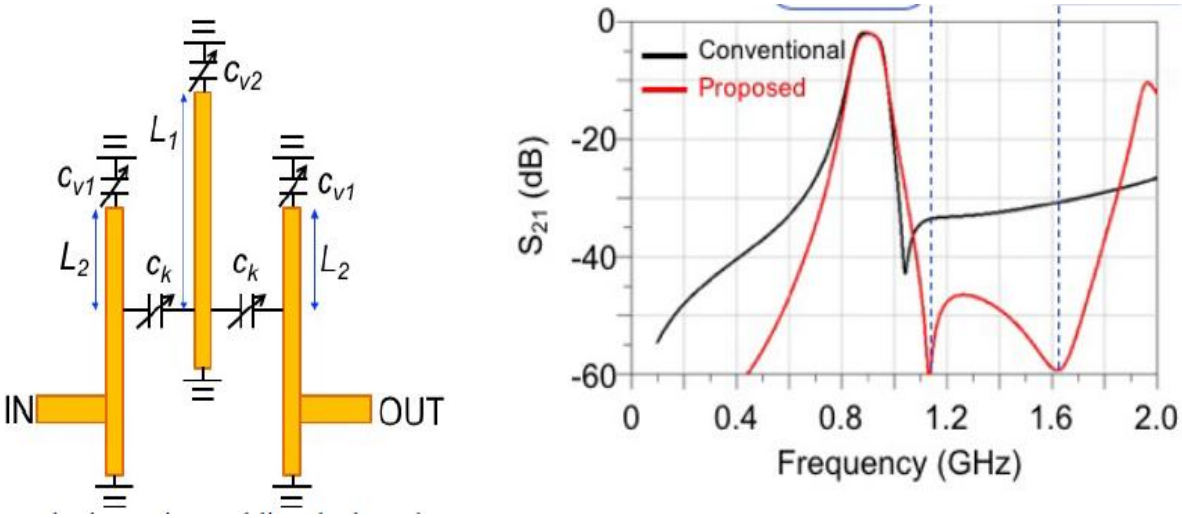
الشكل (57): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع تصميم لتحسين الانتقائية.

- تصميم للحصول على عرض مجال تمرير شبه ثابت بالاضافة الى زيادة في عرض مجال الضبط [22].



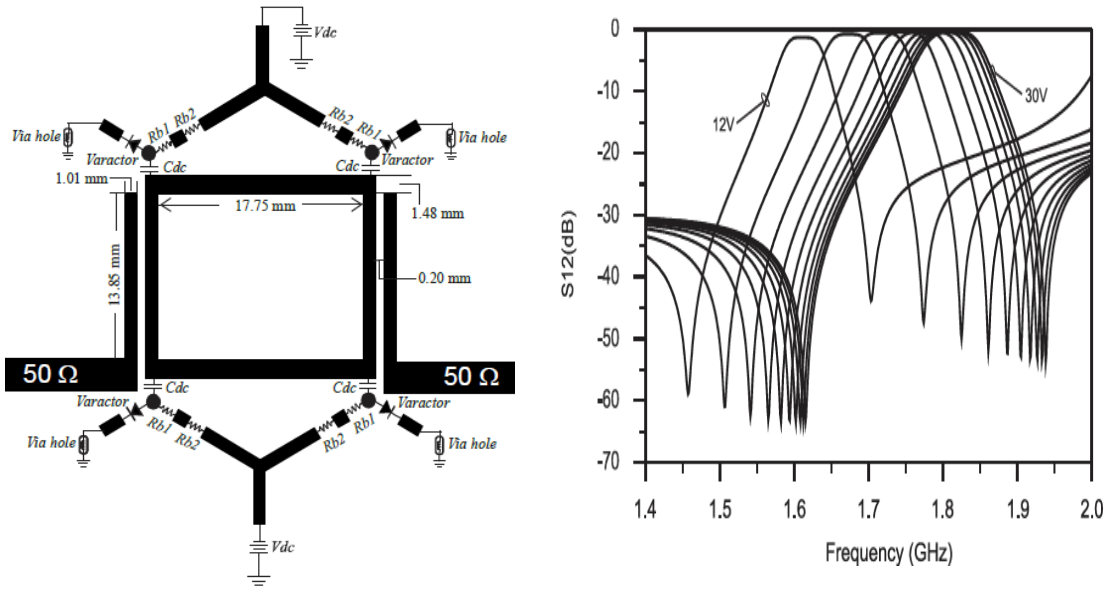
الشكل (58): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع تصميم لزيادة عرض مجال الضبط والحصول على مجال تمرير ثابت.

- تصميم لضبط عرض المجال الجزئي والتردد المركزي لمرشح مشطي وفق ترابط سعوي[17] .



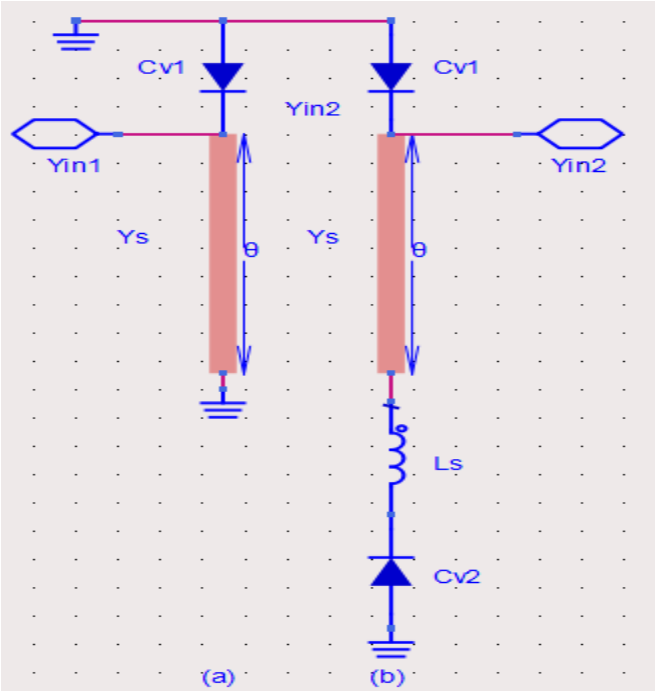
الشكل (59): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل لضبط المجال الجزئي والتردد المركزي.

- تصميم لمرشح قابل للضبط حلقي[23] .



الشكل (60): منحني الاستجابة الترددية لمرشح تمرير المجال القابل للضبط مع طنانة حلقية.

3.7 الطريقة المقترحة لزيادة عرض مجال الضبط وتصحيح الانزياح في التردد المركزي:



الشكل (61): طنانة مرشح مشطي قابل للضبط.(a) بنية تقليدية.(b) بنية مقترحة.

- تم اضافة " VARACTOR DIODE" مع ملف بشكل تسلسلي الى نهاية الطنانة و قمنا بدراسة تأثير هذا التعديل على عرض مجال الضبط الكلي.

الاستنتاج النظري:

للبنية التقليدية:

$$Y_{in1} = j\left(-Y_S \cot\theta + \omega C_{V1}\right).....(28)$$

للبنية المقترحة:

$$Y_{in2} = j\left(Y_S \frac{B_L + Y_S \tan\theta}{Y_S - B_L \tan\theta} + \omega C_{V1}\right).....(29)$$

$$B_L = -\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_{V2}}\right)^{-1} .....(30)$$

$$\theta_V = \tan^{-1}\left(\frac{B_L}{Y_S}\right).....(31)$$

$$Y_{in2} = j\left\{Y_S \tan\left(\theta + \theta_v\right) + \omega C_{V1}\right\}.....(32)$$

$$\mathrm{Im}\left[Y_{in1}\right] = 0 \ \& \ \mathrm{Im}\left[Y_{in2}\right] = 0.....(33)$$ عند الرنين:

$$-Y_s \cot\theta_{\min} + 2\pi f_{\max} C_{V1\min} = 0.....(34)$$

$$-Y_s \cot\theta_{\max} + 2\pi f_{\min} C_{V1\max} = 0.....(35)$$

$$Y_s \tan\left(\theta_{\max} + \theta_{v\max}\right) + 2\pi f_{\max} C_{V1\min} = 0.....(36)$$

$$Y_s \tan\left(\theta_{\min} + \theta_{v\min}\right) + 2\pi f_{\min} C_{V1\max} = 0.....(37)$$

بقسمة(34)على(35) نجد:

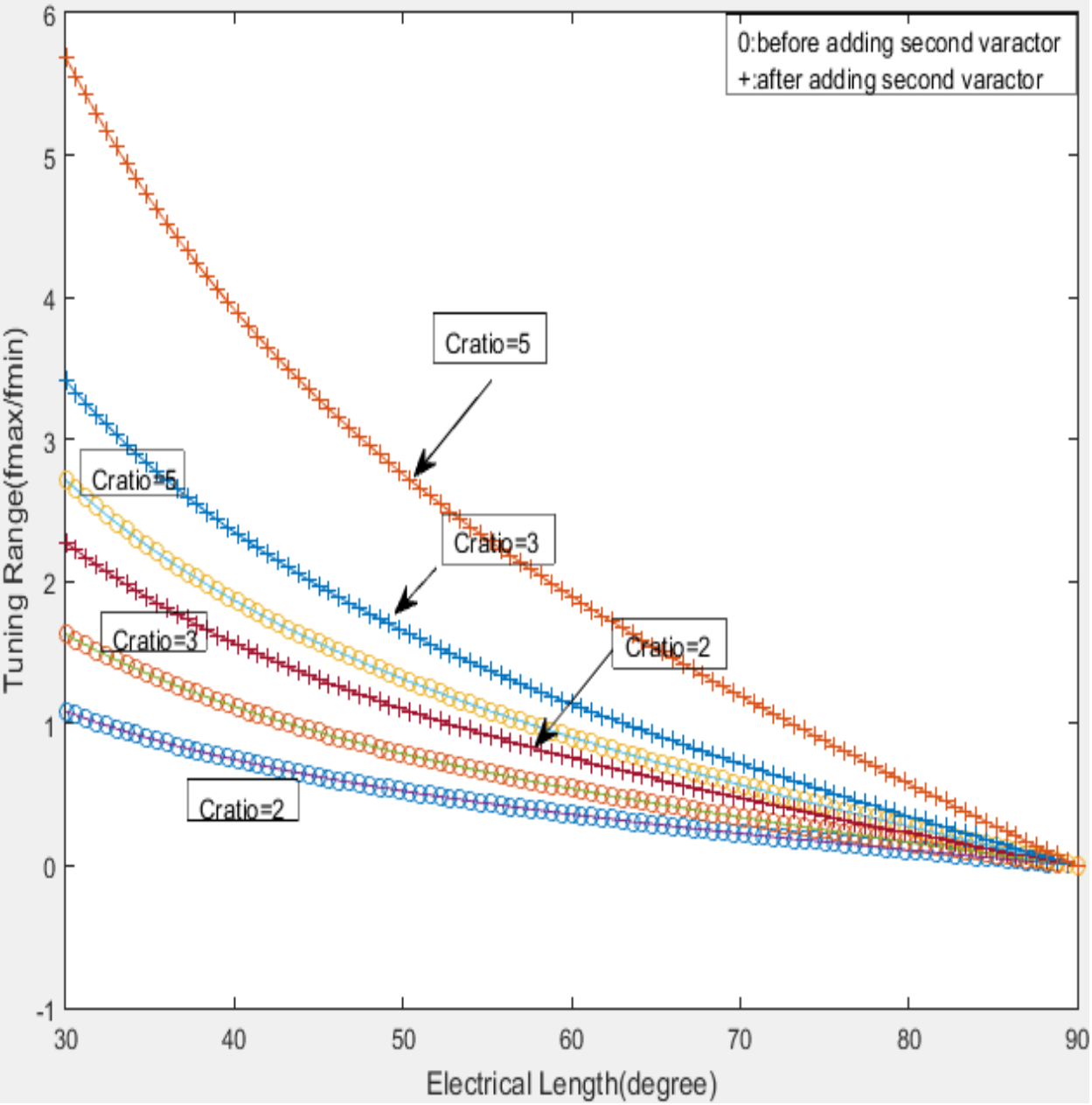
$$\alpha_1 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = C_{ratio}\frac{\tan\theta_{\max}}{\tan\theta_{\min}}.....(38)$$

بقسمة(36)على(37)نجد:

$$\alpha_2 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = C_{ratio}\frac{\tan\left(\theta_{\max} + \theta_{v\max}\right)}{\tan\left(\theta_{\min} + \theta_{v\min}\right)}.....(39)$$

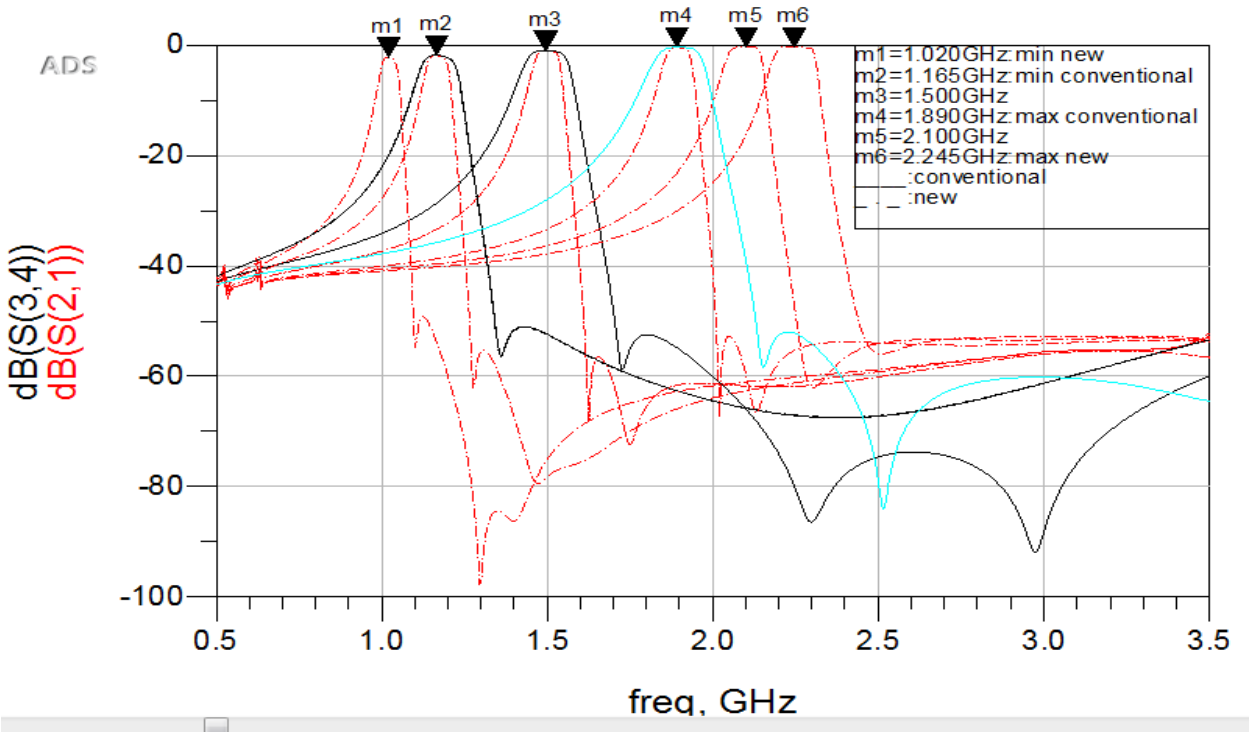
عندما يكون عنصرا الضبط متطابقين:

$$C_{ratio} = \frac{C_{v1\max}}{C_{v1\min}} = \frac{C_{v2\max}}{C_{v2\min}}$$

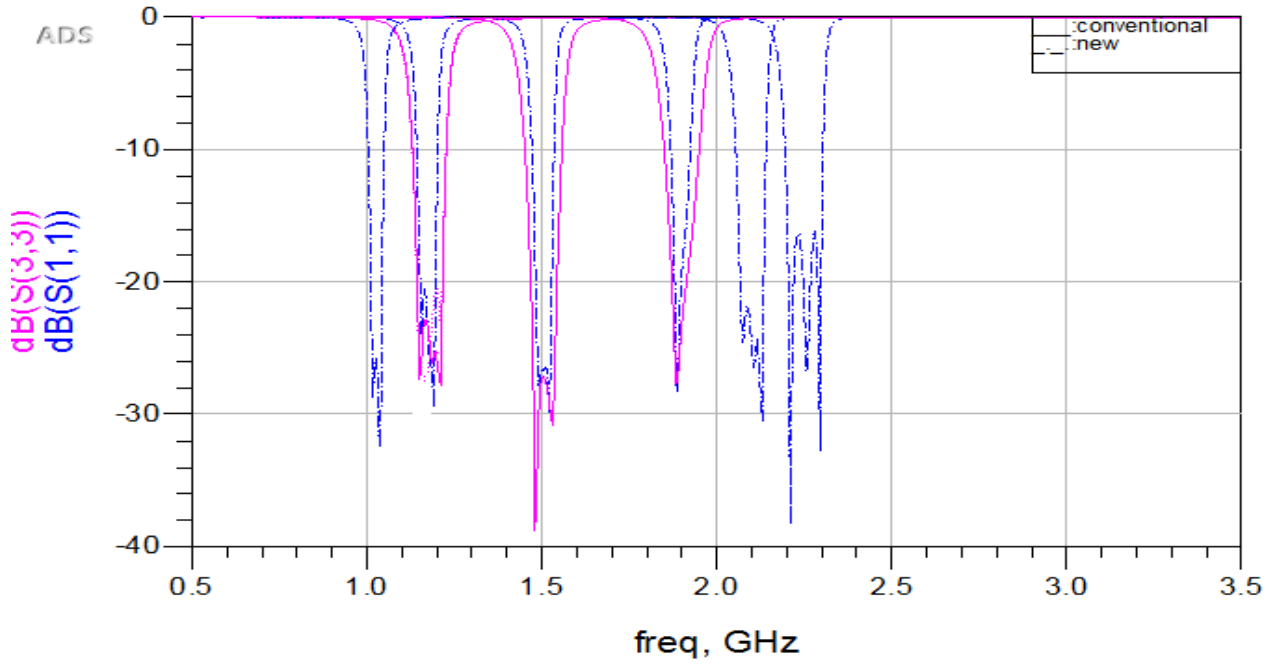


الشكل (62): مجال الضبط النظري بالنسبة للطول الكهربائي للطنانة والنسبة بين سعة عنصر الضبط العظمى والصغرى العلاقتين(38),(39) "Cratio".لا ينصح بشكل عام بتصميم الطنانة وفق طول كهربائي أقل من (30°) حيث ينخفض معامل الجودة لها.

نلاحظ من المنحني ازدياد عرض مجال الضبط للتردد المركزي كلما قل طول الطنانة وازدادت النسبة "Cratio".



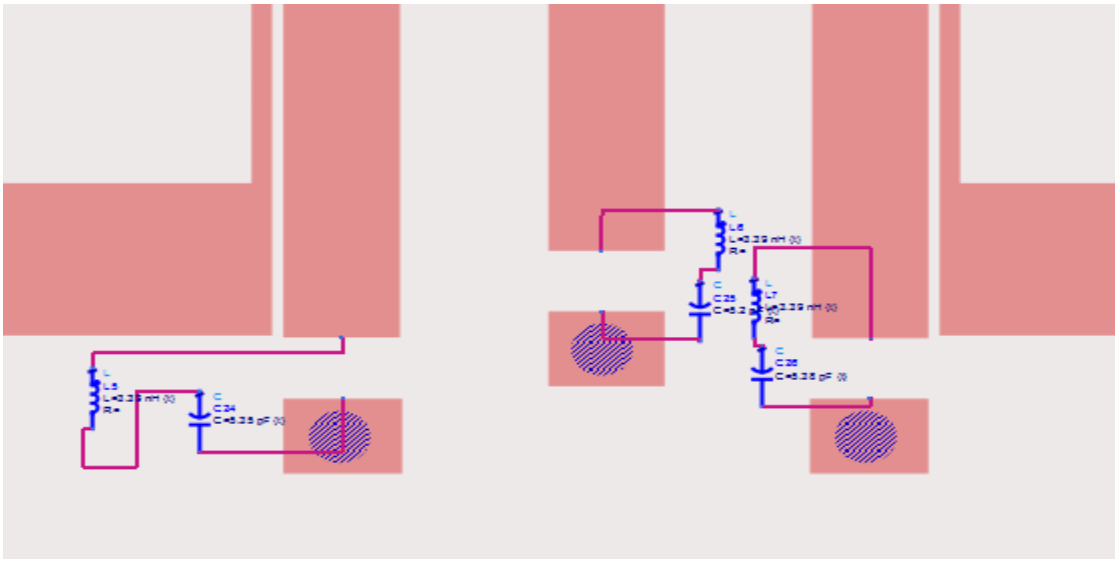
(a)



(b)

الشكل(63): مقارنة الاستجابة الترددية للمرشح التقليدي والمرشح المحسن. Cratio new=9.7, Cratio conventional=4.2

تم استخدام مكثف متغير للمرشح الجديد من أجل اجراء الاختبار سعته C=[1.3-12.7]pf و Ls=3.4nH.



الشكل (64): اضافة L,Cvar الى المرشح التقليدي.اضافة الملف تساعد في منع التسريب للاشارة الراديوية وكذلك يتم اختيار قيمتها بحيث نحصل على تردد رنين للطنانة(L,Cvar) موافق لتردد الرنين للطنانة.

نقترح عند التطبيق العملي استخدام عنصر الضبط" SMV1235 "بدل من المكثف المتغير حيث يحقق مجال السعة للمكثف المتغير. نستطيع بهذه الطريقة اجراء تصحيح للانزياح في التردد المركزي الناجم عن المكثفات الطفيلية بالتحكم بقيمة المكثف لعنصر الضبط المضاف دون الحاجة لاضافة مكثف بشكل يدوي والضرر الذي يمكن أن ينتج عند تجميعه بسبب صغر أبعاد الدارة بالاضافة الى الزيادة في عرض مجال الضبط . BWconventional=725MHz .BWnew=1080MHz

نلاحظ من نتائج المحاكاة تناقص في عرض المجال الجزئي يصل الى نحو (35%) عن العرض في حالة المرشح التقليدي ونقترح اعادة ضبط البعد بين الطنانات المتجاورة والبعد بين خطوط التغذية في الدخل والخرج في التصميم الجديد من أجل الوصول القيمة المرغوبة لعرض المجال الجزئي.

عند اضافة عنصر ضبط جديد للتصميم السابق من المتوقع زيادة في "Insertion Loss" بسبب الاستطاعة المبددة في مقاومة " Varactor Diode " وهنا نقترح كحل تعويض الاستطاعة بدارة تكبير أولية أو تعويض بحيث يصبح المرشح فعال.

الخاتمة:

تمتلك المرشحات القابلة للضبط وخصوصا المستوية منها أهمية متزايدة بسبب المزايا التي تتمتع بها من توفير في الحجم و امكانية التكامل مع الدارت المطبوعة و قابلية بعضها للضبط عبر جهد تحكمي .تم في هذه الرسالة دراسة مرشح تمرير مجال مشطي قابل للضبط باستخدام عنصر "Varactor Diode" موضحين أهمية هذا النوع من المرشحات و اجرائية التصميم المتبعة و بعض الدراسات المرجعية لتحسين أداء هذا المرشح .كماقمنا بتصنيع نموذج تقليدي للمرشح ومقارنة نتائج المحاكاة مع النتائج العملية .اقترحنا طريقة لزيادة عرض مجال الضبط و معالجة مشكلة انزياح التردد المركزي وقمنا باجراء محاكاة "EM" ومقارنة النتائج مع النتائج السابقة للمرشح التقليدي.

الآفاق المستقبلية:

قمنا باقتراح تحسين من أجل تصحيح الانزياح في التردد المركزي بواسطة التحكم بجهد عنصر الضبط المضاف وزيادة في عرض مجال الضبط الكلي بالمقابل نطرح المزيد من المقترحات التي يمكن دراستها والعمل عليها لتحسين أداء المرشح المشطي القابل للضبط وأثرها على باقي مواصفات المرشح منها:

- دراسة نظرية لتحسين الانتقائية للمرشح.
- دراسة نظرية لتحسين التغير النسبي لمجال التمرير مع التردد المركزي أثناء الضبط.
- تصميم دارة تغذية مع متحكم صغري يتم فيه تخزين جداول بقيم جهود الضبط بحيث يسمح للمستخدم اختيار مواصفات العمل المتاحة عبر برمجتها أو استخدام واجهة تحكم للمستخدم.

المراجع:

[1]Peng Wen Wong and Ian Hunter,"Electronically Tunable Filters",IEEE Microwave Magazine.October 2009.

[2] Tanner Lucas. "Mathematical Sysynthesis and Desing of Third Order Chebyshev Combline Band-PASS Filters with Tunable Topology" A thesis submitted to the Faculty and the Board of Trustees of the Colorado School of Mines in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (Electrical Engineering), 2020.

[3] Bruce A. Fette. Cognitive Radio Technology. Elsevier Inc., 2nd edition, 2009. ISBN

[4]https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/diode/varactor-varicap-diode.php.

[5] Yumin Lu, Linda P. B. Katehi, and Dimitrios Peroulis, " High-Power MEMS Varactors and Impedance Tuners for Millimeter-Wave Applications", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no.1 1, pp. 3672 - 3678, Nov. 2005.

[6] T. Tsang, M. El-Gamal, S. Best, and H.J. De Los Santos, “Wide tuning range RFMEMS varactors fabricated using the PolyMUMPs Foundry,” Microw. J., pp. 22–44, Aug. 2003.

[7] A MEMS Technology Update, (Website).

[8] A. J. Mahmud, "An active Phase Shifter using tunable High-K capacitor", PhD thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado at Colorado Springs, 2005.

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

[10] V. V. Tyurnev. "COUPLING COEFFICIENTS OF RESONATORS IN MICROWAVE FILTER THEORY." Kirensky Institute of Physics Siberian Branch of Russian Academy of Sciences Krasnoyarsk 660036, Russia, (2010).

[11] Michael Steer. "Microwave and RF design _ a systems approach." North Carolina State University (2010).

[12] Ian Hunter. "Theory and Design of Microwave Filters." (2001).

[13] S. Caspi and J. Adelman, _Design of combline and interdigital _lters with tapped-line input, _ IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 4, pp. 759_763, Apr 1988.

[14] Elmine Meyer. "Tunable Narrow-band X-band Bandpass Filters." Dissertation submitted in ful_lment of the requirements for the Doctorate of Philosophy degree from the Department of Electrical and Electronic Engineering at the University ofStellenbosch (2018).

[15] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures. McGraw-Hill Book Company Inc.,1964.

[16] http://www.skyworksinc.com//DATA SHEETSMV1405 to SMV1430 Series: Plastic Packaged Abrupt Junction Tuning Varactors.

[17] Kenjiro Nishikawa and Masashi Muraguchi. "Dual-mode Frequency Tunable Planar Filter Design with Capacitive Coupling Technique." Kagoshima University. IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2018.

[18] Manuel Sánchez-Renedo, Roberto Gómez-García, " A Tunable Combline Bandpass Loaded with Series Resonator." IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE AND Filter TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 1, JANUARY 2005.

[19] B. W. Kim and S. W. Yun, "Varactor-tuned combline bandpass filter using step- impedance microstrip lines." IEEE Trans. Microw. TheoryTech., vol. 52, no. 4, pp., Apr 2004.

[20] J. Lee and K. Sarabandi, "An analytic design method for microstrip tunable filters". IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 7, pp. 1699–1706, Jul. 2008.

[21] Y. H. Chun and J. S. Hong, "Electronically reconfigurable dual-mode microstrip open- loop resonator filter." IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 18, no. 7, pp. 449– 451, Jul. 2008.

[22] Zhiyuan ZHAO1,2, Jiang CHEN2, Lin YANG2, Kunhe CHEN2. "Three-Pole Tunable Filters with High Rejection using Mixed λ/4 Resonators and Asymmetric λ/2 Resonators". Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China, SEPTEMBER 2014.

[23] M. A. Abdul Latip, M. K. Mohd Salleh, N. Ab Wahab. "Tuning Circuit Based on Varactor for Tunable Filter." Faculty of Electrical EngineeringUniversitiTeknologi MARA (UiTM) 40450 Selangor, Malaysia. IEEE(RFM2011), December 2011.

[24] https://www.allaboutcircuits.com/tools/microstrip-wavelength-calculator

[25] Yasir I. A. Al-YasirNaser, Ojaroudi Parchin,Yuxiang Tu, Ahmed M. Abdulkhaleq,Issa T. E. Elfergani, Jonathan Rodriguez,Raed A.Abd-Alhameed." A Varactor-Based Very Compact Tunable Filter with Wide Tuning Range for 4G and Sub-6 GHz 5G Communications". Faculty of Engineering and Informatics, University of Bradford, Bradford BD7 1DP, UK. 11 August 2020.

[26] Tatiana Pavlenko." Tunable lumped-element bandpass filters for Cognitive Radio application". Master's Degree Programme in Technomathematics and Technical Physic. LAPPEENRANTA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. 2013.