



الجامعة الافتراضية السورية
SYRIAN VIRTUAL UNIVERSITY

هندسة الأمواج المكروية

الدكتور خالد يزبك



ISSN: 2617-989X



Books & References

هندسة الأمواج المكروية

الدكتور خالد يزبك

من منشورات الجامعة الافتراضية السورية

الجمهورية العربية السورية ٢٠٢٠

هذا الكتاب منشور تحت رخصة المشاع المبدع – النسب للمؤلف – حظر الاشتقاق (CC– BY– ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode.ar>

يحق للمستخدم بموجب هذه الرخصة نسخ هذا الكتاب ومشاركته وإعادة نشره أو توزيعه بأية صيغة وبأية وسيلة للنشر ولأية غاية تجارية أو غير تجارية، وذلك شريطة عدم التعديل على الكتاب وعدم الاشتقاق منه وعلى أن ينسب للمؤلف الأصلي على الشكل الآتي حصراً:

خالد يزبك ، الإجازة في تقانة الإتصالات، من منشورات الجامعة الافتراضية السورية، الجمهورية العربية السورية، ٢٠٢٠

متوفر للتحميل من موسوعة الجامعة <https://pedia.svuonline.org/>

Microwave Engineering

Microwave Engineering

Publications of the Syrian Virtual University (SVU)

Syrian Arab Republic, 2020

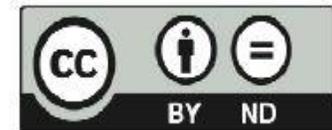
Published under the license:

Creative Commons Attributions- NoDerivatives 4.0

International (CC-BY-ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode>

Available for download at: <https://pedia.svuonline.org/>



الفهرس:

١	الفصل الأول هندسة الأمواج المكروية وتطبيقها
٢	هندسة الأمواج الراديوية والمكروية على الطيف الكهروضي
٢	التوجيهات الحديثة لهندسة الأمواج المكروية
٣	الخصائص النوعية لهندسة الأمواج المكروية
٤	تطبيقات هندسة الأمواج المكروية
٥	تقنيات تحليل الدارات الكهربائية
٦	مصفوفة الممانعات ومصفوفة السماحيات
٧	الدارات/الشبكات العكوسة
٨	الدارات/الشبكات عديمة الفقد
٨	مصفوفة الارسال
١٠	تمارين محلولة
١٣	الفصل الثاني: تقنيات تحليل الدارات المكروية
١٤	مقدمة
١٥	مصفوفة التبعثر (S)
١٨	قياس المعاملات S
١٩	خواص المصفوفة (S) والمعاملات S
٢٠	الانزياح في المستويات الرجعية
٢١	أمواج الاستطاعات والمعاملات S المعممة
٢٤	تمارين محلول
٣٠	تمارين للحل
٣١	مذاكرة
٣٤	الفصل الثالث: دارات موافقة الممانعات
٣٥	مقدمة
٣٧	الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل
٤٠	العناصر المجمعطة السطحية
٤٢	دارات الموافقة بعناصر مجمعطة
٤٥	دائرة الموافقة بخط نقل وحيد
٤٩	دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع
٥٣	محول ربع موجة
٥٦	تمارين للحل
٥٧	مذاكرة
٦٠	الفصل الرابع: دارات الرنين المكروية

٦١	تطبيقات دارات الرنين
٦١	دارة الرنين RLC التسلسلية
٦٣	دارة الرنين RLC التفرعية
٦٥	معامل الجودة
٦٥	دارات الرنين المكروية
٦٦	خطوط النقل
٧٠	دلائل الموجة
٧٢	الرنان العازل
٧٣	الرنان الشرائحي المكروي
٧٤	تحريض دارات الرنين المكروية
٧٥	توليف دارات الرنين المكروية
٧٦	مذاكرة
٧٩	الفصل الخامس: مقسمات الاستطاعة والروابط الاتجاهية المكروية
٨٠	مقدمة
٨٠	مقسمات الاستطاعة
٨١	الدوار
٨٢	مقسم استطاعة بوصلة T
٨٤	مقسم الاستطاعة بمقاومات
٨٥	مقسم الاستطاعة وبلكنسون
٨٧	الروابط الاتجاهية
٨٨	قياس الموجة الواردة والمنعكسة
٨٩	الرابط الهجين
٩٠	الرابط الهجين QUADRATURE (90) HYBRID
٩١	الرابط الهجين NYBRID(180)
٩٤	الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة
١٠١	مذاكرة
١٠٤	الفصل السادس: المرشحات المكروية
١٠٥	مقدمة
١٠٥	تصميم المرشحات بطريقة فقد الادخال
١٠٧	استجابة بترووث
١٠٧	استجابة تشيبيشيف
١٠٨	الاجرائيات العامة لتصميم المرشح
١٠٩	تصميم نموذج التمرير المنخفض
١١٣	حساب القيم الفعلية للتردد والممانعات
١١٤	تحويل مرشح التمرير المنخفض الى أنواع المرشحات الأخرى
١١٦	المرشحات المكروية
١١٦	مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة

- ١١٨ مترابطة نقل مخرابطة
١٢٠ مخرابطة مخرابطة ومنع مخرابطة مخرابطة ربح مخرابطة
١٢١ مخرابطة مخرابطة مخرابطة مخرابطة مخرابطة
١٢٢ مخرابطة مخرابطة مخرابطة مخرابطة مخرابطة
١٢٣ مخرابطة

الفصل الأول هندسة الأمواج المكَروية و تطبيقاتها

Microwave engineering and its applications

الكلمات المفتاحية:

هندسة الأمواج المكَروية Microwave engineering، الترددات الراديوية (RF) Radio Frequency، الترددات المكَروية (MW) Microwaves، تطبيقات هندسة الأمواج المكَروية Applications of microwave engineering، تقنيات تحليل الدارات الكهربائية Analysis techniques of electrical circuits، مصفوفة الممانعات Impedance matrix، مصفوفة السماحيات Admittance matrix، الشبكات العكوسة Reciprocal networks، الشبكات عديمة الفقد Lossless networks، مصفوفة الإرسال Transmission matrix [ABCD].

ملخص:

نقدم للطلاب في هذا الفصل مقدمة عامة عن هندسة الأمواج الراديوية والمكَروية، والحيز الذي تشغله على الطيف الكهرطيسي، والتوجهات الحديثة لهذه الهندسة، وخصائصها النوعية، وتطبيقاتها المختلفة في المجالات العسكرية والتجارية والعلمية والطبية. ويراجع الطالب في هذا الفصل تقنيات تحليل الدارات الكهربائية، تمهيداً للتعرف على تقنيات تحليل الدارات الراديوية والمكَروية.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- الحيز الذي تشغله هندسة الأمواج الراديوية والمكَروية على الطيف الكهرطيسي
- التوجهات الحديثة في السوق والصناعة لهندسة الأمواج المكَروية
- الخصائص النوعية التي تميز هندسة الأمواج المكَروية في الصناعة والتطبيقات
- تطبيقات هندسة الأمواج المكَروية العسكرية والتجارية والعلمية والطبية
- تقنيات تحليل الدارات الكهربائية

1. هندسة الأمواج الراديوية والمكروية على الطيف الكهرومغناطيسي RF&MW Engineering over Electromagnetic Spectrum

يغطي مجال هندسة الأمواج الراديوية والمكروية سلوك الإشارات المتناوبة ذات الترددات ضمن النطاق الترددي من 300 MHz إلى 300 GHz، يقابل ذلك أطوال موجة في الفضاء الحر من 1 m حتى 1 mm. وتميز بعض المراجع بين الترددات الراديوية (RF) والترددات المكروية (MW) Microwaves. حيث تغطي الترددات RF النطاق الترددي VHF من 30 MHz إلى 300 MHz، والنطاق الترددي UHF من 300 MHz إلى 3 GHz، يقابل ذلك أطوال موجة في الفضاء الحر من 10 m حتى 10 cm. وتغطي الترددات MW النطاق الترددي من 3 GHz إلى 300 GHz، ويقابل ذلك أطوال موجة في الفضاء الحر من 10 cm حتى 1 mm. مراجع أخرى أيضاً تطلق تسمية الأمواج المليمترية (mm-Waves) على النطاق الترددي من 30 GHz إلى 300 GHz، ويقابل ذلك أطوال موجة في الفضاء الحر من 1 cm حتى 1 mm.

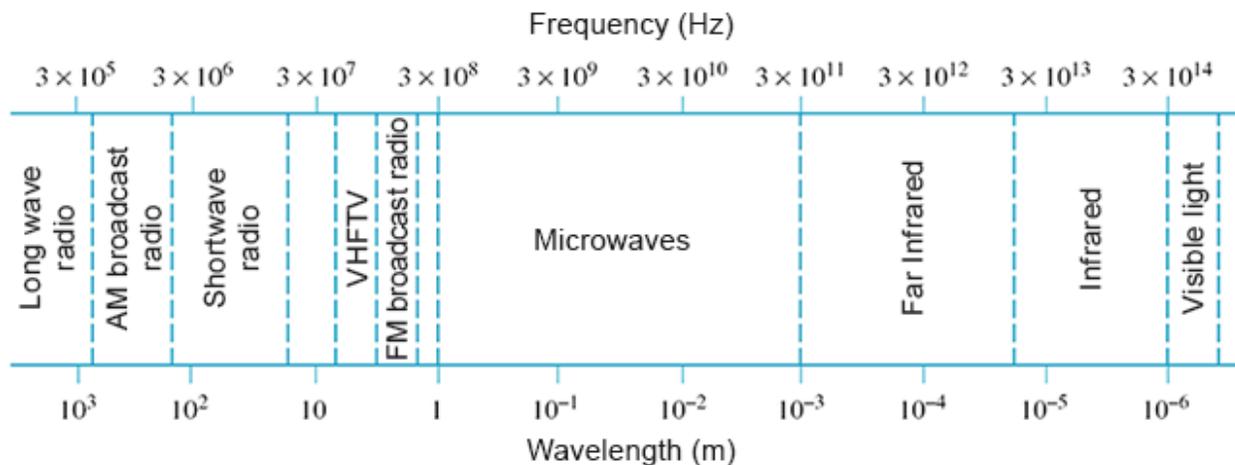
يظهر الشكل 1 توضع النطاقات الترددية RF & MW ضمن الطيف الكهرومغناطيسي، ورموز النطاقات الجزئية التي حددها الاتحاد الدولي للاتصالات (ITU) International Telecommunications Union، الذي يهتم بتنظيم وتخصيص الترددات.

2. التوجهات الحديثة لهندسة الأمواج المكروية

Modern trends in microwave engineering

اتخذ مجال هندسة الأمواج المكروية منحى مختلفاً جذرياً في العقود الأخيرة، فبعد أن كان العمل في هذا المجال يقتصر على التطبيقات العسكرية، أصبحت تظهر له تطبيقات مدنية مفيدة، حتى طغت في أيامنا هذه التطبيقات المدنية في مجالات الحياة المختلفة. النمو المتسارع في التزايد لسوق التطبيقات اللاسلكية التجارية لم يبذل فقط في المنحى من عسكري إلى مدني، لكن جلب معه تحولات هامة في طبيعة عمل المهندسين والتقنيين المختصين في مجال هندسة الأمواج المكروية والراديوية. لهذا التحول نتائج هامة ليس فقط على التصميم والتطوير، بل أيضاً على قطاع الصناعة، ويستحق تسليط الضوء عليه.

تحول التركيز والاهتمام في هندسة الأمواج المكروية من التصميم للحصول على أفضل أداء، إلى التصميم للتصنيع. أي من تصميم أجزاء محدودة في الكم والنوع، إلى إنتاج كمي كبير؛ ومن الأداء بالدرجة الأولى مهما كانت الكلفة، إلى أقل كلفة ممكنة مع أداء مقبول؛ ومن عرض حزمة ترددية ممكنة، إلى أضيق حزمة مخصصة إله من هذه التحولات. وهكذا أصبح مهندس الأمواج المكروية مطالباً أن يكون على دراية بما يحتاجه المستهلك ويتوجهات السوق، وبتقانات التصنيع، وبمناذج المصنع، لدرجة غير مسبوقة في تاريخ هندسة الأمواج المكروية والراديوية.



Typical Frequencies		Approximate Band Designations	
AM broadcast band	535–1605 kHz	Medium frequency	300 kHz to 3 MHz
Short wave radio band	3–30 MHz	High frequency (HF)	3 MHz to 30 MHz
FM broadcast band	88–108 MHz	Very high frequency (VHF)	30 MHz to 300 MHz
VHF TV (2–4)	54–72 MHz	Ultra high frequency (UHF)	300 MHz to 3 GHz
VHF TV (5–6)	76–88 MHz	L band	1–2 GHz
UHF TV (7–13)	174–216 MHz	S band	2–4 GHz
UHF TV (14–83)	470–890 MHz	C band	4–8 GHz
US cellular telephone	824–849 MHz	X band	8–12 GHz
	869–894 MHz	Ku band	12–18 GHz
European GSM cellular	880–915 MHz	K band	18–26 GHz
	925–960 MHz	Ka band	26–40 GHz
GPS	1575.42 MHz	U band	40–60 GHz
	1227.60 MHz	V band	50–75 GHz
Microwave ovens	2.45 GHz	E band	60–90 GHz
US DBS	11.7–12.5 GHz	W band	75–110 GHz
US ISM bands	902–928 MHz	F band	90–140 GHz
	2.400–2.484 GHz		
	5.725–5.850 GHz		
US UWB radio	3.1–10.6 GHz		

الشكل 1: توضع النطاقات الترددية RF & MW ضمن الطيف الكهرومغناطيسي ورموز النطاقات الجزئية

3. الخصائص النوعية لهندسة الأمواج الميكروية

The specific properties of microwave engineering

لقد غدت هندسة الأمواج الميكروية والراديوية من المجالات الحيوية والمثيرة للاهتمام، بفضل التكافل الذي حصل بين التقدم الهائل في تقانة تصنيع الدارات الإلكترونية، والانفجار في الطلب الحالي على سعة الاتصالات والخدمات في الصوت والصورة والمعطيات. نتج عن هذا الطلب المستمر في التزايد ثورة صناعية جديدة في نظم الاتصالات وتتنوع في التطبيقات، مثل الهاتف النقال، والبث التلفزيوني، وشبكات الحواسيب، في بيئات مختلفة، منها البيت والمكتب والبنى التحتية.

هناك عوامل/آثار فيزيائية مهمة عند الترددات المنخفضة تصبح متزايدة الأهمية عند الترددات العالية. من هذه الآثار الأثر القشري skin effect، والفقد بسبب الإشعاع radiation loss. رأينا سابقاً -في مقرر الأمواج الكهرومغناطيسية وخطوط النقل- أن الأثر القشري ناتج عن انتشار الحقل الكهرومغناطيسي في قشرة محدودة السماكة من سطح الناقل، وأن هذه السماكة تتناقص مع زيادة التردد. لذلك، عند الترددات العالية، يجري التيار الكهربائي ضمن قشرة سطحية من الناقل، مما يزيد في فقد الطاقة الكهرومغناطيسية في الوصلات الناقلة. الأثر الفيزيائي الثاني ناتج عن الإشعاع وتزداد أهميته -كما رأينا سابقاً في مقرر الأمواج الكهرومغناطيسية وخطوط النقل- كلما اقتربت أطوال الموجة من أبعاد الدارة والوصلات الناقلة. من أجل النواقل والعناصر التي أبعادها من رتبة طول الموجة، تتسبب الأمواج المستقرة الناتجة عن انعكاس الأمواج الكهرومغناطيسية عند حدود العناصر بزيادة إشعاع الطاقة الكهرومغناطيسية. هذه الأمواج المستقرة يسهل تشكيلها عند الترددات الميكروية والراديوية إرادياً أو لا إرادياً كما سنرى لاحقاً. يزيد ذلك من صعوبة تنفيذ الدارات الميكروية والراديوية والانتباه بشكل خاص للشكل الهندسي لخط النقل، وتوضعه نسبة لباقي العناصر، ولمستوي أو مساحات التأريض في الدارة ground planes التي تحتاج لعناية خاصة جداً، إضافة إلى التغليف و/أو التغليف packaging/metallic boxes المهم في الحد من الإشعاع وقضايا التداخل/التوافق الكهرومغناطيسي.

يتميز الجانب العملي في هندسة الأمواج الراديوية والميكروية عن الإلكترونيات التقليدية أيضاً بمنهجية الاختبار. نتيجة للتعامل مع الترددات العالية، تصبح الآثار السعوية وتأثير الأمواج المستقرة المرافقة للكابلات المحورية المستخدمة في الاختبار، وأثر مجسات الاختبار التقليدية المتمثلة على شكل ساعات طفيلية، هامة مما يجعل استخدام تقنيات توصيف الدارات التقليدية غير مناسب للدارات الميكروية والراديوية.

4. تطبيقات هندسة الأمواج الميكروية Applications of microwave engineering

مع أن الخصائص النوعية لهندسة الأمواج الميكروية تؤدي إلى صعوبة في التحليل والتصميم كما ذكرنا، إلا أن هذه العوامل نفسها تمنحها تطبيقات فريدة في نوعيتها أيضاً. في هذا السياق، يمكن أن نذكر الاعتبارات التالية:

- يتناسب ربح الهوائي مع البعد الكهربائي للهوائي. لذلك عند الترددات العالية، يمكن أن نحصل على ربح أعلى لهوائي بأبعاد فيزيائية أصغر. مما يسمح بتصغير حجم أجهزة ونظم الاتصالات الميكروية، ويجعل الترددات الميكروية هي المفضلة لتطبيقات الرادار لأن مساحة الانعكاس الفعالة لهدف راداري متناسبة مع البعد الكهربائي للهدف

- تسمح الترددات العالية بزيادة عرض الحزمة، أي زيادة معدل نقل المعطيات. على سبيل المثال، 1%

عرض حزمة عند التردد 600 MHz يعطي 6 MHz، بينما يعطي 600 MHz عند التردد 60 GHz

- تنتشر الأمواج الميكروية وفق خط نظر، بينما الأمواج عند الترددات المنخفضة تنعكس من طبقة الأيونوسفير ionosphere. تسمح خاصية الانتشار هذه بتحقيق ساعات عالية جداً مثل الوصلات الميكروية والاتصالات الفضائية، مع خاصية هامة أخرى هي إعادة استخدام الترددات

- تحدث معظم ظواهر التجاوب resonance الجزيئية والذرية والنوية عند الترددات الميكروية، ما يجعل لهندسة الأمواج الميكروية تطبيقات فريدة في مجال العلوم الأساسية، والاستشعار عن بعد، والتشخيص الطبي، والمعالجة، والتسخين المنزلي والصناعي، يخصص لها نطاقات ترددية من الطيف الكهرطيسي تعرف باسم Industrial, Scientific and Medical (ISM) bands

تتجلى معظم التطبيقات الحالية لهندسة الأمواج الميكروية في نظم وشبكات الاتصالات اللاسلكية، الشبكات اللاسلكية، نظم الرادار، استشعار البيئة عن بعد، والأجهزة الطبية.

تشغل الاتصالات اللاسلكية، وخاصة نظم الاتصالات النقالة، الحيز الأكبر من التطبيقات الحالية لهندسة الأمواج الميكروية، التي تزود بالصوت والصورة والمعطيات لأي شخص، أينما كان، وفي أي وقت. لقد تطورت هذه النظم بشكل متسارع منذ بداياتها في الثمانينات من القرن الماضي، كنظم تماثلية حملت اسم الجيل الأول 1G. ثم تحولت إلى النظم الرقمية اعتباراً من الجيل الثاني 2G مع بداية التسعينات من القرن الماضي. وفي السنوات الأخيرة، ظهر تنوع واسع من المعايير للانتقال إلى تقديم خدمات متطورة مع متطلبات متزايدة على السرعة وعرض الحزمة، حملت هذه المعايير التسميات: 2.5G, 3G, 3.5G, 4G.

تطورت الاتصالات الفضائية أيضاً مع تطور تقانات هندسة الأمواج الميكروية، للتزويد بخدمات الصوت والصورة والمعطيات عبر العالم. لكن المشروعين الكبيرين في هذا المجال وهما Iridium and Global star لم يكتب لهما النجاح تجارياً، إضافة إلى المشاكل التقنية التي زادت من كلفة التشغيل. بينما لاقت نظم فضائية أخرى نجاحاً باهراً مثل نظام تحديد الموقع Global Positioning Satellite (GPS) system ونظام البث الفضائي التلفزيوني Direct Broadcast Satellite (DBS) system.

تزود الشبكات اللاسلكية المحلية Wireless local area networks (WLANs) بسرعات نقل عالية بين الأجهزة والحواسيب على مسافات قصيرة. وظهرت نظم اتصالات لاسلكية تشغل نطاقاً ترددياً فائق العرض Ultra wide band (UWB) بمستويات استطاعة إرسال منخفضة جداً لنقل المعطيات.

ظهرت النظم الرادارية كأول تطبيق عسكري لهندسة الأمواج الميكروية خلال الحرب العالمية الثانية، ثم تطور ليشمل حالياً تطبيقات عسكرية وتجارية وعلمية وطبية. تتوزع التطبيقات التجارية والعلمية في مجالات عدة، في المطارات لتنظيم الملاحة الجوية air traffic control، على الطرقات للتزويد بالخرائط وحالة الطرقات، ورادارات لمنع اصطدام السيارات vehicle collision avoidance، وفي البيئة لتوقعات الطقس weather prediction، والاستشعار عن بعد (الغلاف الجوي، المحيطات، الأرض).

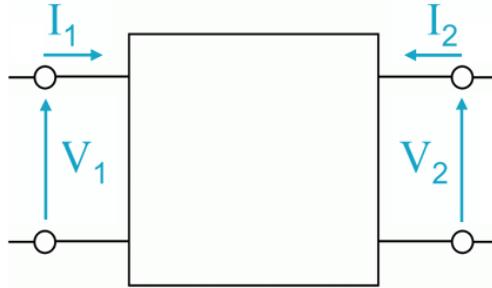
5. تقنيات تحليل الدارات الكهربائية Analysis techniques of electrical circuits

الخصائص المميزة لهندسة الأمواج المكروية، الناتجة عن الترددات العالية (وقصر أطوال الموجة)، لا تسمح بتطبيق نظرية الدارات التقليدية مباشرة على مسائل الدارات الراديوية والمكروية. من جهة، نظرية الدارات هي تقريب لنظرية الكهرطيسية العامة التي تعتمد على معادلات ماكسويل. من جهة أخرى، تعد خطوط النقل والعناصر المكروية موزعة، حيث يتغير الجهد والتيار بالطويلة والطور على طول خط النقل أو العنصر، على عكس الوصلات والعناصر في دارات الترددات المنخفضة التي يعتبر كل منها مجمع في نقطة. لذلك نعمل عادة على حل معادلات ماكسويل عند الترددات الراديوية والمكروية. لكن طبيعة هذه المعادلات معقدة رياضياً بسبب أن المقادير هي حقول شعاعية تتبع لإحداثيات الفضاء المدروس. وحلها يعطي توصيفاً كاملاً للحقل الكهرطيسي في كل نقطة من ذلك الفضاء، في حين أننا نهتم عادة، في معظم الحالات العملية، بمقادير عند نقاط محددة كالجهد والتيار والممانعة والاستطاعة.

لقد اطلع الطالب على تقنيات تحليل الدارات عند الترددات المنخفضة، وهي تتمتع بسهولة التعامل معها نسبياً، مقارنة بحل معادلات ماكسويل الذي يعطي معلومات أكثر بكثير مما نحتاج عملياً. لذلك سيكون الهدف في الفصول القادمة من هذا المقرر موجه نحو كيفية التوسع في تطبيق تقنيات تحليل الدارات التقليدية لمعالجة العديد من مسائل الدارات الراديوية والمكروية. السبب الآخر الذي يجعلنا نلجأ لتقنيات تحليل الدارات عوضاً عن حل معادلات ماكسويل، هو أنه من السهل تغيير المسألة الأصلية، أو تجميع عدة عناصر، ثم إيجاد الاستجابة دون الحاجة لإعادة تحليل سلوك كل عنصر على حدة، في حين أننا سنضطر لإعادة حل معادلات ماكسويل كاملاً بعد أي تعديل في الدارة. سوف نستعرض في هذه المقدمة أكثر تقنيات تحليل الدارات التقليدية استخداماً، لننظر في الفصل التالي في تقنيات تحليل الدارات الراديوية والمكروية التي تأخذ بعين الاعتبار الخصائص المميزة لهندسة الأمواج المكروية الأنفة الذكر.

مصفوفة الممانعات ومصفوفة السماحيات Impedance and admittance matrices

تصنف الدارات عادةً بعدد المنافذ (مداخل و/أو مخارج)، والدارة العملية الأكثر شيوعاً تكون بمنفذين (دخل وخرج) وتسمى بالإنكليزية two-port, four-terminal, or quadripole كما في الشكل 2. أما في الحالة العامة، يكون للدارة N منفذ، ونعرّف عند كل منفذ n الجهد V_n والتيار I_n الداخل إلى الدارة. تربط مصفوفة الممانعات $[Z]$ ومصفوفة السماحيات $[Y]$ بين الجهود V_n والتيارات I_n لمنافذ الدارة وعددها N .



الشكل 2: المخطط الصندوقي لدارة بمنفدين يظهر اتجاه تيار كل منفذ

تكتب مصفوفة الممانعات $[Z]$ على الشكل التالي:

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

وتكتب مصفوفة السماحيات $[Y]$ على الشكل التالي:

أو على الشكل:

$$[I] = [Y] \cdot [V]$$

من الواضح أن

$$[Z] = [Y]^{-1}$$

نعرّف كل عنصر Z_{ij} من المصفوفة $[Z]$ على النحو التالي:

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0 \text{ for } k \neq j}$$

بمعنى أن الممانعة Z_{ij} تكون معرفة بقيادة الدارة من المنفذ بالتيار I_j وباقي المنافذ دارات مفتوحة، لذلك $I_k = 0$ for $k \neq j$ ، ثم نقيس جهد الدارة المفتوحة V_i عند المنفذ i . لاحظ أن الممانعة Z_{ii} تمثل ممانعة الدخل المنظورة من المنفذ i عندما تكون باقي المنافذ منتهية بدارات مفتوحة.

وبشكل مشابه، نعرّف كل عنصر Y_{ij} من المصفوفة $[Y]$ على النحو التالي:

$$Y_{ij} = \frac{I_i}{V_j} \Big|_{V_k=0 \text{ for } k \neq j}$$

بمعنى أن السماحية Y_{ij} تكون معرفة بقيادة الدارة من المنفذ j بالجهد V_j وباقي المنافذ دارات مقصورة، لذلك $V_k = 0$ for $k \neq j$ ، ثم نقيس تيار الدارة المقصورة I_i عند المنفذ i . لاحظ أن السماحية Y_{ii} تمثل سماحية الدخل المنظورة من المنفذ i عندما تكون باقي المنافذ منتهية بدارات مقصورة.

ملاحظات:

- المصفوفة $[Z]$ أو المصفوفة $[Y]$ تعطي توصيفاً كاملاً للدارة، بحيث يمكن تمثيل الدارة بعلمة سوداء، تحدد $[Z]$ أو $[Y]$ العلاقة بين منافذها، دون معرفة مكونات الدارة، لكن يمكن استنتاج خواصها من خواص المصفوفة $[Z]$ أو $[Y]$
- بشكل عام، كل عنصر Z_{ij} من المصفوفة $[Z]$ أو كل عنصر Y_{ij} من المصفوفة $[Y]$ يمكن أن يكون عقدياً، أي من الشكل

$$Z_{ij} = R_{ij} + jX_{ij}$$

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij}$$

- من أجل دارة لها N منفذ، تكون لمصفوفة الممانعات $[Z]$ ولمصفوفة السماحيات $[Y]$ أبعاد $N \times N$ ، وبما أن عناصر المصفوفة مقادير عقدية بشكل عام، يكون عدد المقادير المستقلة $2N^2$ وتسمى درجات الحرية degrees of freedom. إن تخفيض درجات الحرية هام لتبسيط تحليل المسألة وتصميم الدارة، ويعتمد ذلك على خواص الدارة

الدارات/الشبكات العكوسة Reciprocal networks

الدارات العكوسة لا تحتوي على عناصر فعالة (مثل الديود والترانزستور) أو مواد (أوساط مادية) مستقطبة بالحقل الكهربائي أو المغناطيسي (مثل البلازما والفرايت ferrites القابلة للمغنطة). فالدارات التي تحتوي على عناصر مجمعة R, L, C و/أو خطوط نقل مكونة من ناقل وعازل هي دارات عكوسة.

يمكن البرهان على أنه إذا كانت الدارة عكوسة، تكون المصفوفة $[Z]$ أو المصفوفة $[Y]$ متناظرة، أي تحقق عناصرها العلاقة:

$$Z_{ij} = Z_{ji}$$

$$Y_{ij} = Y_{ji}$$

تكتب مصفوفة الممانعات $[Z]$ من أجل دارة عكوسة على الشكل التالي:

وتكتب مصفوفة السماحيات $[Y]$ من أجل دارة عكوسة على الشكل التالي:

نلاحظ أن للدارة العكوسة درجات حرية أقل من الحالة العامة. (احسب درجات الحرية للدارة العكوسة!).

الدارات/الشبكات عديمة الفقد Lossless networks

رأينا أن كل عنصر Z_{ij} من المصفوفة $[Z]$ أو كل عنصر Y_{ij} من المصفوفة $[Y]$ يكون عقدياً في الحالة العامة ويكتب على الشكل:

$$Z_{ij} = R_{ij} + jX_{ij}$$

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij}$$

نستنتج أن الدارة تكون عديمة الفقد إذا كان الجزء الحقيقي المسؤول عن الفقد في الدارة معدوماً أي $R_{ij} = G_{ij} = 0$. بالتالي تتخفض درجات الحرية إلى النصف، أي N^2 .

مصفوفة الإرسال [ABCD] Transmission matrix

رأينا أن المصفوفة $[Z]$ أو المصفوفة $[Y]$ توصف دارة لها N منفذ بشكل عام. في معظم الحالات العملية، نواجه دارات بمنفذين فقط (دخل وخرج)، ويمكن أن تنتج الدارة من ربط عدة دارات جزئية على التسلسل. لذلك من المفيد تعريف مصفوفة تربط جهد وتيار الدخل (منفذ 1) بجهد وتيار الخرج (منفذ 2) كما هو مبين في الشكل 3-a، تسمى مصفوفة الإرسال وتكتب على الشكل:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

أو على الشكل

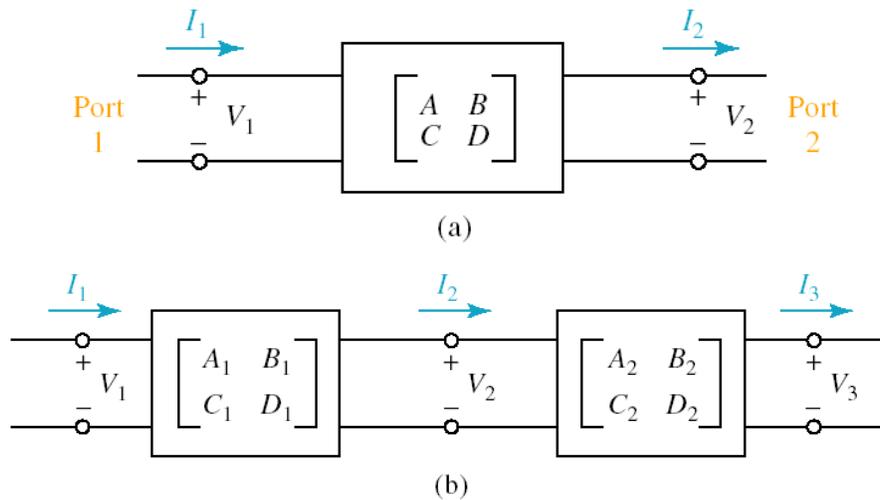
$$V_1 = AV_2 + BI_2$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2$$

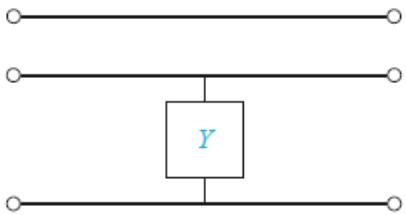
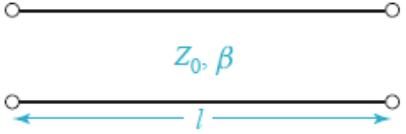
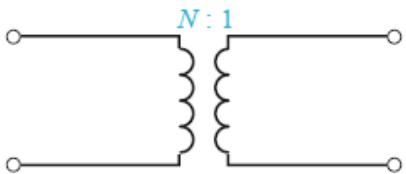
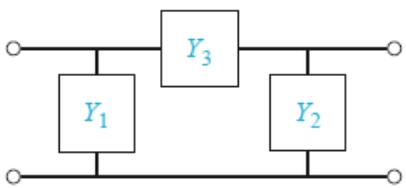
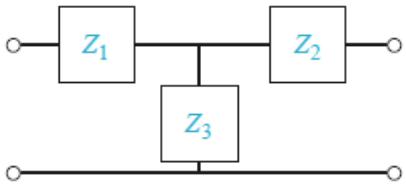
لاحظ أن التيار I_2 يتجه إلى خارج الدارة على عكس التعريف السابق للمصفوفة $[Z]$ أو للمصفوفة $[Y]$ ، ويكون ذلك مفيداً عملياً عند ربط عدة دارات على التسلسل. مثلاً يبين الشكل دارتين على التسلسل، المصفوفة $[ABCD]$ لكل منهما معروفة، عندئذ يمكن استنتاج المصفوفة $[ABCD]$ للدارة الكلية الناتجة بين المنفذين 1 و 3 بضرب المصفوفتين للدارتين 1 و 2، أي

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

ويمكن الاستفادة من مكتبة العناصر ومصفوفة الإرسال الموافقة لكل عنصر، كما في الشكل 3-b، لاستنتاج مصفوفة الإرسال لدارة مكونة من عدة عناصر على التسلسل من هذه المكتبة اعتماداً على خاصية ضرب مصفوفات الإرسال للعناصر على التسلسل.



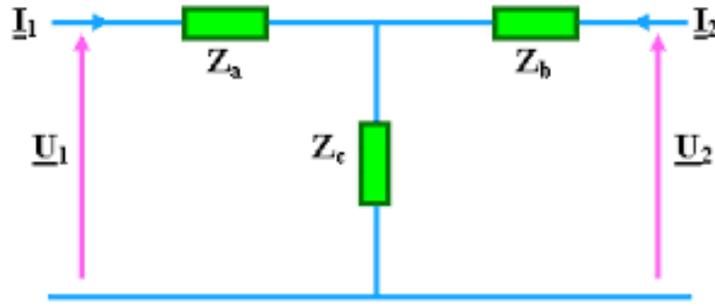
الشكل 3: (a) - تعريف اتجاه تيار كل منفذ لدارة بمنفذين، (b) - ربط دارتين على التسلسل

Circuit	ABCD Parameters	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta l$ $C = jY_0 \sin \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

الشكل 4: مكتبة بعض العناصر والمعاملات [ABCD] المقابلة لها

تمارين محلولة

1. أوجد المصفوفة [Z] للدارة في الشكل التالي:



الحل

الدارة المبينة في الشكل هي دارة كهربائية بمنفذين مكونة من عناصر مجمعة، فهي عكوسة. نستنتج أن

$$Z_{21} = Z_{12}$$

تكتب المصفوفة [Z] لهذه الدارة على الشكل

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{21} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

تمثل الممانعة Z_{11} ممانعة الدخل المنظورة من المنفذ 1 عندما ينتهي المنفذ 2 بدارة مفتوحة (Z_b لا يمر فيها تيار فتحذف من الدارة). إذاً:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = Z_a + Z_c$$

وبنفس الطريقة، تمثل الممانعة Z_{22} ممانعة الدخل المنظورة من المنفذ 2 عندما ينتهي المنفذ 1 بدارة مفتوحة. أي:

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = Z_b + Z_c$$

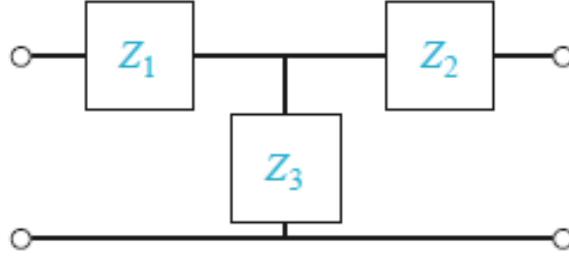
أما الممانعة Z_{21} فيمكن إيجادها من قياس جهد الدارة المفتوحة V_2 عند قيادة الدارة بالتيار I_1 ، أي

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{V_2}{V_1} \times \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_c}{Z_a + Z_c} \times (Z_a + Z_c) = Z_c$$

لا حظ أن الممانعتين Z_a و Z_c يمر بهما نفس التيار I_1 فهما على التسلسل لأن $I_2 = 0$ ، لذلك حسبنا النسبة $\frac{V_2}{V_1}$

من مجزئ الجهد بين Z_c و Z_a ، وكذلك $\frac{V_1}{I_1} = Z_a + Z_c$.

2. أوجد المعاملات [ABCD] للدارة التالية من المكتبة في الشكل 4.



الحل

سوف نشرح من خلال هذا التمرين دلالة كل معامل وطريقة حسابه أو قياسه.

يكتب المعامل A بالتعريف على الشكل

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}$$

أي أنه مقلوب الربح في الجهد عندما ينتهي المنفذ 2 بدارة مفتوحة $I_2 = 0$ ، ونطبق الجهد V_1 عند المنفذ 1، إذاً

يمكن إيجاد المعامل A للدارة من مجزئ الجهد Z_1 و Z_3 :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} \rightarrow A = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_3} = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$$

يكتب المعامل B بالتعريف على الشكل

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}$$

فهو نسبة جهد إلى تيار وله أبعاد ممانعة، أي أنه نسبة الجهد V_1 المطبق عند المنفذ 1 إلى تيار الدارة المقصورة

الناتج عند المنفذ 2، حيث $V_2 = 0$ ، أي:

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{V_1}{V} \times \frac{V}{I_2}$$

عند قصر المنفذ 2 تصبح Z_2 و Z_3 على التفرع، والتيار I_2 هو المار بالممانعة Z_2 . فإذا اعتبرنا الجهد V بين

طرفي الممانعتين على التفرع يمكن أن نكتب

$$Z_2 // Z_3 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$$V = Z_2 I_2$$

$$\frac{V}{V_1} = \frac{Z_2 // Z_3}{Z_1 + Z_2 // Z_3} = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}$$

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{V_1}{V} \times \frac{V}{I_2} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_2 Z_3} \times Z_2$$

$$B = \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} + Z_1 + Z_2$$

يكتب المعامل C بالتعريف على الشكل

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}$$

فهو نسبة تيار إلى جهد وله أبعاد سماحية، أي أنه نسبة التيار I_1 المطبق عند المنفذ 1 إلى جهد الدارة المفتوحة الناتج عند المنفذ 2، حيث $I_2 = 0$ ، نستنتج ببساطة أن $V_2 = Z_3 I_1$ وبالتالي:

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{1}{Z_3}$$

يكتب المعامل D بالتعريف على الشكل

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0}$$

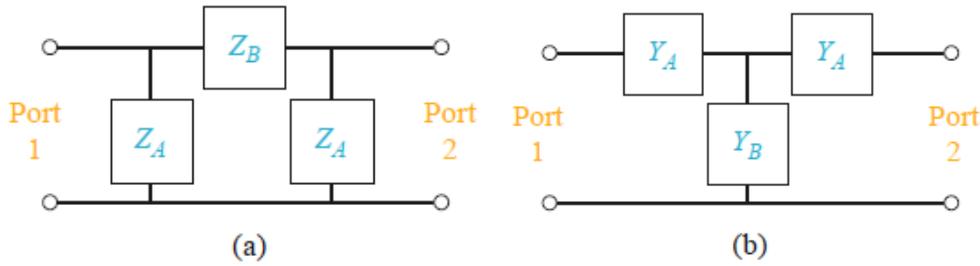
أي أنه مقلوب الربح في التيار عندما ينتهي المنفذ 2 بدارة مقصورة $V_2 = 0$ ، ونطبق التيار I_1 على المنفذ 1، إذاً يمكن إيجاد المعامل D للدارة بطريقة مشابهة لإيجاد المعامل B :

$$\frac{V}{I_1} = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{I_1}{V} \times \frac{V}{I_2} = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2 Z_3} \times Z_2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$

3. تمرين للحل: أعد حل التمرين 2 باعتبار الدارة ربط تسلسلي لثلاثة عناصر من المكتبة في الشكل 4.

4. تمرين للحل: أوجد $[Z]$ و $[Y]$ للدارتين (a) و (b) في الشكل التالي:



الفصل الثاني

تقنيات تحليل الدارات المكروية

Analysis techniques of microwave networks

الكلمات المفتاحية:

مصفوفة التبعثر [S] Scattering matrix، المعاملات S parameters، قياس المعاملات S، S parameters measurement، المستويات المرجعية Reference Planes، أمواج الاستطاعة Power Waves، المعاملات S المعممة Generalized Scattering Parameters، الشبكات العكوسة Reciprocal networks، الشبكات عديمة الفقد Lossless networks، دارة مكروية لها N منفذ N port microwave network.

ملخص:

نعرف الطالب في هذا الفصل على تقنية مصفوفة التبعثر [S] لتحليل الدارات الراديوية والمكروية، وشروط تطبيقها، وطريقة قياسها، والأجهزة المستخدمة لذلك، وكيف يربط بين خواص الدارة وخواص المصفوفة [S]. كما يتعرف الطالب على أمواج الاستطاعة، والحاجة لتعريف هذا النوع من الأمواج، وشروط تطبيقها، وعلى المعاملات S لمعممة لمرتبطة بها يطلع لطالب على تمارين محلولة متنوعة، كتطبيق مبشر للمفاهيم التي تعرف عليها في هذا الفصل.

أهداف تعليمية:

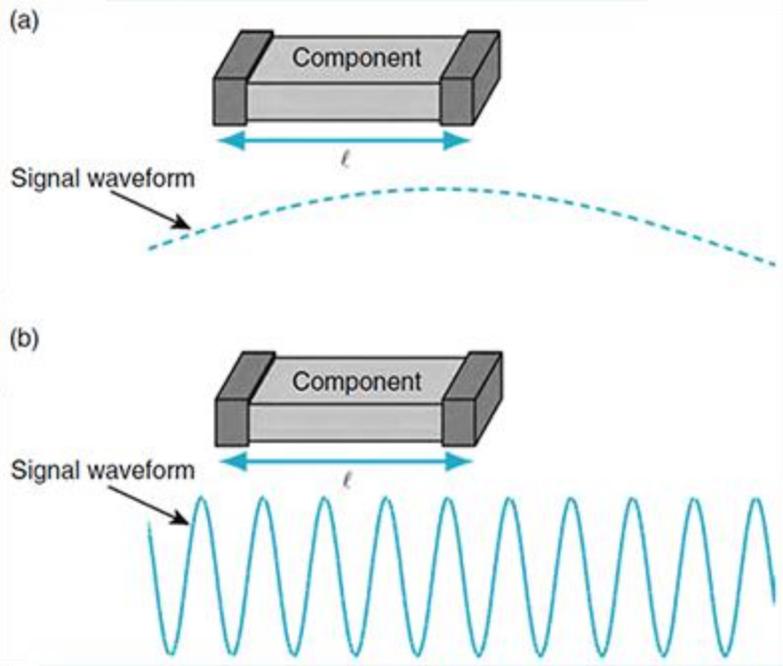
يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- تقنية مصفوفة التبعثر [S] لتحليل الدارات الراديوية والمكروية
- الربط بين خواص الدارة وخواص المصفوفة [S]
- قياس المعاملات S
- أثر الانزياح في المستويات المرجعية على المعاملات S
- أمواج الاستطاعة والمعاملات S المعممة

1. مقدمة: الحاجة لتقنيات تحليل للدارات المكروية

The need for analysis techniques for microwave networks

تكون أبعاد الدارات عند الترددات المنخفضة صغيرة جداً مقارنة بطول الموجة، كما في الشكل 1- (a)، بحيث يمكن تطبيق تقنيات نظرية الدارات الكهربائية الناتجة عن تقريب لنظرية الكهرطيسية العامة التي تعتمد على معادلات ماكسويل. وتتكون الدارة الكهربائية من وصلات بين عناصر مجمعة أبعادها مهملة أمام طول الموجة، ويكون للجهد أو التيار قيمة وحيدة على طول الوصلة (التي تعتبر كنقطة) لها نفس الطويلة والطور. ضمن شروط هذا التقريب لنظرية الكهرطيسية العامة، تكون الحقول الكهرطيسية من نمط TEM (موجة مستوية - راجع الفصل الخامس من مقرر الأمواج الكهرطيسية وخطوط النقل)، ويصبح من السهل إيجاد حلول شبه ساكنة quasi-static لمعادلات ماكسويل واستنتاج القوانين المعروفة في نظرية الدارات، ومنها نحصل على تقنيات تحليل الدارات الكهربائية - التي قدمنا مراجعة لأهمها في الفصل الأول. ومن وجهة نظر قياسات، تتوفر أجهزة قياس بسيطة في المختبرات لقياس الجهود والتيارات وقيم العناصر المجمع R, L, C عند الترددات المنخفضة.



الشكل 1: تمثيل أبعاد الدارة بالنسبة لطول الموجة. (a): $l < \lambda/10$ حيث يمكن تطبيق نظرية الدارات التقليدية، (b): $l > \lambda/10$ لا يمكن تطبيق نظرية الدارات التقليدية.

عند الترددات العالية، تصبح أبعاد الدارات من رتبة أطوال الموجة القصيرة أو أقل منها، كما في الشكل 1- (b)، ويصبح طول الوصلات بين عناصر الدارة غير مهمل، بل يجب اعتبار هذه الوصلات كعناصر موزعة في الدارة (أي خطوط نقل)، ويصبح الجهد أو التيار موجة تنتشر على طول الخط، أي تتغير قيم الطويلة والطور على طول خط النقل الذي يصل عناصر الدارة ببعضها. مما لا يسمح بتطبيق تقنيات نظرية الدارات مباشرة على مسائل الدارات الراديوية والمكروية. وغالباً نتجنب حل معادلات ماكسويل لطبيعتها الرياضية المعقدة، ولكونها تعطينا معلومات عن الدارة أكثر مما نحتاج بكثير (الحقل الكهرطيسي في كل نقطة من الدارة).

إضافة لذلك، حتى نتمكن من تطبيق تحليل الدارات الكهربائية، كذلك التي استعرضناها في الفصل الأول، أولاً، يجب أن نكون قادرين على قياس قيمة الجهد الكلي والتيار الكلي عند كل منفذ للدارة، وهذا غير ممكن عند الترددات العالية لسببين. السبب الأول، عدم توفر أجهزة قياس الجهود والتيارات عند الترددات العالية. والسبب الثاني، لا يكون للجهد الكلي والتيار الكلي قيمة وحيدة معرفة عند كل نقطة من خط النقل، إلا إذا كان يدعم انتشار موجة TEM. ثانياً، يجب أن تكون نهاية المنفذ إما دارة مقصورة أو دارة مفتوحة، وهذا غير مرغوب به في الدارات الراديوية والمكروية، لأنه يسبب انعكاس الموجة كلياً، أو إشعاعها، مما يمكن أن يؤدي إلى تلف الدارة.

من جانب آخر، نتعامل عند الترددات العالية مع أمواج راحلة، واردة ومنعكسة على خط النقل مثلاً، وأجهزة القياس المتوفرة في المختبرات الراديوية والمكروية تقيس موجة راحلة، لذلك من المناسب أن تكون تقنيات تحليل الدارات الراديوية والمكروية مبنية على أساس أمواج راحلة، وليس جهود وتيارات كلية. ويجب أن ننوه أيضاً إلى توفر العديد من برمجيات المحاكاة للدارات الراديوية والمكروية، تتوزع في فئتين أساسيتين، فئة أولى تعتمد تقنيات التحليل لمحاكاة الدارة، وتسمى circuit simulation، وفئة ثانية تعتمد حل معادلات ماكسويل لتحليل الدارة، وتسمى electromagnetic simulation. تتميز الفئة الأولى بسرعة الحسابات، ولا تحتاج لحواسيب عالية الأداء، على عكس الفئة الثانية التي تحتاج لزمان حساب طويل حسب حجم المسألة، ويلزم استخدام حواسيب عالية الأداء وسعات تخزين كبيرة، لكنها تتميز بالدقة العالية مقارنة بالفئة الأولى، وتسمح بتحليل أي بنية مهما كانت معقدة، في حين تسمح الفئة الأولى بتحليل دارات مكونة من عناصر معرفة مسبقاً.

2. مصفوفة التبعثر [S] Scattering matrix

بناءً على ما تقدم من أسباب موجبة للحاجة إلى تقنيات تحليل الدارات الراديوية والمكروية، عوضاً عن حل معادلات ماكسويل، بسبب سهولة تغيير المسألة الأصلية، أو تجميع عدة عناصر، ثم إيجاد الاستجابة دون الحاجة لإعادة تحليل سلوك كل عنصر على حدة، كما هي الحال عندما نعتمد حل معادلات ماكسويل، سوف نستعرض مصفوفة التبعثر التي تتسجم مع القياسات في المختبرات الراديوية والمكروية من جهة، ومع فكرة موجة واردة ومنعكسة ومرسلة من جهة أخرى.

لتكن الدارة المكروية في الشكل 2، المكونة من N منفذ. يعرف المنفذ على النحو الآتي:

- المنفذ هو دارة كهربائية مكافئة لخط نقل ممانعته المميزة Z_0 بنمط انتشار وحيد. إذا كان خط النقل يدعم أكثر من نمط انتشار، مثل دليل الموجة، يجب تمثيل كل نمط انتشار على خط النقل بمنفذ
- لكل منفذ n مستوي مرجعي t_n محدد عند نقطة معينة على خط النقل. المستوي المرجعي له أهمية خاصة هنا لأنه يحدد المرجع في قياس طور الموجة الراحلة على خط النقل
- على كل منفذ n عند المستوي المرجعي t_n ، نعرف موجتين راحلتين: موجة واردة تنتشر باتجاه داخل الدارة، وموجة منعكسة تنتشر باتجاه خارج الدارة. عند المستوي المرجعي t_n للمنفذ n ، نرمز لموجة الجهد

الواردة V_n^+ ، لموجة التيار الواردة I_n^+ ، لموجة الجهد المنعكسة V_n^- ، لموجة التيار المنعكسة I_n^-

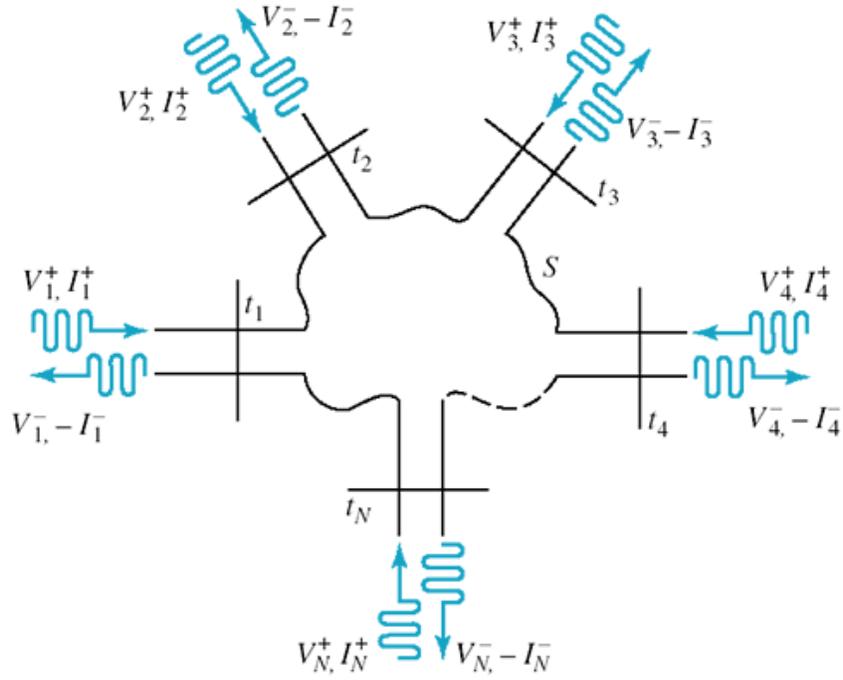
بالتالي يكون الجهد الكلي والتيار الكلي عند المستوي المرجعي t_n للمنفذ n (حيث $z = 0$):

$$V_n = V_n^+ + V_n^-$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-$$

من تعريف الدارة المكروية في الشكل 2، تعرّف مصفوفة التبعثر، أو المصفوفة $[S]$ ، التي تربط بين الأمواج الواردة والمنعكسة على النحو الآتي:
أو على الشكل:

$$[V^-] = [S].[V^+]$$



الشكل 2: دائرة مكروية لها N منفذ N -port microwave network

نعرّف كل عنصر S_{ij} من المصفوفة $[S]$ كما يلي:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j}$$

بمعنى أن المعامل S_{ij} من المصفوفة $[S]$ يكون معرفاً بقيادة الدارة من المنفذ j عند المستوي المرجعي t_j بموجة الجهد الواردة V_j^+ ، وباقي المنافذ منتهية بحمل موافق، لذلك $V_k^+ = 0$ for $k \neq j$ ، ثم قياس موجة الجهد المنعكسة V_i^- عند المستوي المرجعي t_i للمنفذ i .

لماذا يجب أن تكون نهاية المنفذ حمل موافق عند قياس عناصر المصفوفة $[S]$ ؟

Why port must be terminated with a matched load when measuring S-parameters?

تعلمنا أنه إذا كان لدينا خط نقل ممانعته المميزة Z_0 وينتهي بحمل موافق $Z_L = Z_0$ يكون معامل الانعكاس معدوماً عند الحمل، أي $\Gamma_L = 0$. عند قياس المعامل S_{ij} للدائرة، نقود الدارة من المنفذ j بموجة الجهد الواردة V_j^+ ، فينتج عنها أمواج منعكسة عن كل منافذ الدارة. تخرج الأمواج المنعكسة من الدارة، أي تنتشر على خط النقل (المنفذ) باتجاه خارج الدارة، وإذا انعكست هذه الموجة على خط النقل تصبح موجة واردة إلى الدارة. لذلك حتى يتحقق الشرط $V_k^+ = 0$ for $k \neq j$ ، يجب أن نضمن عدم ورود أية موجة من أي منفذ للدائرة، ما عدا المنفذ j ، وهذا يتحقق إذا انتهى خط النقل بحمل موافق $Z_L = Z_0$.

- المعنى الفيزيائي للمعامل S_{ij} من المصفوفة $[S]$ physical significance S_{ij} نستنتج من تعريف S_{ij} أنه يمثل معامل الإرسال من المنفذ j للدائرة إلى المنفذ i ، بشرط $V_k^+ = 0$ for $k \neq j$ ، أي كل منافذ الدارة ما عدا المنفذ j تنتهي بحمل موافق.
- المعنى الفيزيائي للمعامل S_{ii} من المصفوفة $[S]$ physical significance S_{ii} يكتب المعامل S_{ii} على الشكل:

$$S_{ii} = \left. \frac{V_i^-}{V_i^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq i}$$

نستنتج من ذلك أن S_{ii} يمثل معامل الانعكاس على المنفذ i ، بشرط $V_k^+ = 0$ for $k \neq i$ ، أي كل منافذ الدارة ما عدا المنفذ i تنتهي بحمل موافق. لذلك عند قياس S_{ii} ، نقود الدارة بالموجة الواردة V_i^+ من المنفذ i عند المستوي المرجعي t_i ، ونهني باقي منافذ الدارة بحمل موافق، ثم نقيس الموجة المنعكسة V_i^- على نفس المنفذ i عند نفس المستوي المرجعي t_i .

ملاحظة: القيمة المعيارية المعتمدة للممانعة المميزة للدارات والنظم الراديوية والمكروية هي $Z_0 = 50\Omega$ ، باستثناء نظام التلفزيون والفيديو حيث $Z_0 = 75\Omega$.

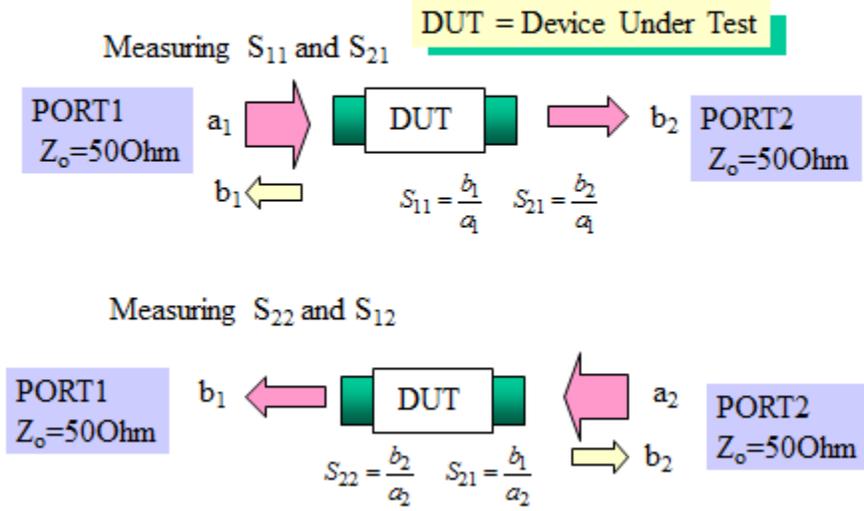
3. قياس المعاملات S-parameters measurement

لتكن الدارة العملية من منفذين. نكتب المصفوفة [S] لهذه الدارة على الشكل:

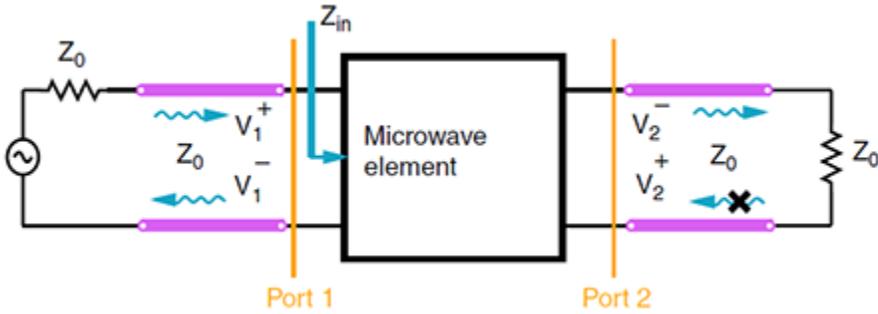
$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

لقياس المعاملين S_{11} و S_{21} ، نفقد الدارة بالموجة الواردة $a_1 = V_1^+$ من المنفذ 1 باستخدام مولد أمواج مكروية ممانعته الداخلية $Z_0 = 50\Omega$ ، وننهي المنفذ 2 بحمل موافق $Z_L = Z_0 = 50\Omega$ ، أي $V_2^+ = 0$ ، ثم نقيس الموجة المنعكسة $b_1 = V_1^-$ عن المنفذ 1 والموجة المنعكسة $b_2 = V_2^-$ عن المنفذ 2، كما في الشكل 3. لقياس المعاملين S_{22} و S_{12} ، نقوم بتبديل الأدوار بين المنفذ 1 والمنفذ 2، كما في الشكل 3-أ.

Measurement of S-parameters



- أ -



- ب -

الشكل 3: أ- قياس المعاملات S لدارة بمنفذين، ب- طريقة حساب المعاملين S_{11} و S_{21} من المصفوفة [S] لدارة بمنفذين

عملياً، الجهاز الذي يقيس المعاملات S يسمى محلل الشبكة الشعاعي (VNA) Vector Network Analyzer، كما في الشكل 4، ويقاس الطويلة والطور لكل معامل S لأنه مقدار عقدي (شعاعي). بالمقابل الجهاز الذي يقيس طويلة المعاملات S يسمى Scalar Network Analyzer (SNA).

Practical Measurement of S-parameters

- **Vector Network Analyzer (VNA)** - an instrument that can measure the **magnitude and phase** of S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} .

An example of VNA by Agilent Technologies. Other manufacturers of VNA are Advantek, Wiltron, Anritsu etc.



الشكل 4: جهاز قياس المعاملات S (VNA) Vector Network Analyzer

4. خواص المصفوفة $[S]$ والمعاملات S

[S] matrix and S-parameters properties

- المصفوفة $[S]$ تعطي توصيفاً كاملاً للدائرة، بحيث يمكن تمثيل الدارة بعلمة سوداء، تحدد $[S]$ العلاقة بين الأمواج الواردة والمنعكسة على منافذها، دون معرفة مكونات الدارة، لكن يمكن استنتاج خواصها من خواص المصفوفة $[S]$
- هام! المعاملات S لدائرة هي خواص للدائرة بحد ذاتها فقط، ومعرفة بشرط أن تكون المنافذ موائمة، إنها بمثابة البطاقة الذاتية (الهوية) للدائرة. تغيير أي نهاية من نهايات الدارة، أو وصلها مع دائرة أخرى، لا يغير من المعاملات S للدائرة، لكن ينتج دائرة جديدة بمعاملات S مختلفة
- بشكل عام، كل معامل S_{ij} من المصفوفة $[S]$ يكون عقدياً، له طويلة وطور، أي من الشكل

$$S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\theta_{ij}}$$
- لا يمثل معامل الإرسال من المنفذ z إلى المنفذ i المعامل S_{ij} ، إلا إذا انتهت كل منافذ الدارة ما عدا المنفذ z بحمل موافق
- لا يمثل معامل الانعكاس على المنفذ i المعامل S_{ii} ، إلا إذا انتهت كل منافذ الدارة ما عدا المنفذ i بحمل موافق
- من أجل دائرة لها N منفذ، تكون للمصفوفة $[S]$ أبعاد $N \times N$ ، وبما أن المعاملات S مقادير عقدية بشكل عام، يكون عدد المقادير المستقلة $2N^2$ ، وتسمى درجات الحرية degrees of freedom كما رأينا في الفصل السابق. إن تخفيض درجات الحرية هام لتبسيط تحليل المسألة وتصميم الدارة، ويعتمد ذلك على خواص الدارة
- إذا كانت الدارة عكوسة reciprocal، أي لا تحتوي على عناصر فعالة (مثل الديود والترانزستور) أو مواد (أوساط مادية) مستقطبة بالحقل الكهربائي أو المغناطيسي (مثل البلازما والفرايت ferrites القابلة للمغنطة)، تكون المصفوفة $[S]$ متناظرة، أي تحقق معاملاتها العلاقة:

$$S_{ij} = S_{ji}$$

- إذا كانت الدارة عديمة الفقد lossless، تكون المصفوفة $[S]$ واحدة unitary. أي أن طولية كل عمود من المصفوفة يساوي الواحدة، والأعمدة متعامدة orthogonal، أي جداء أي عمود بمرافق الآخر يكون معدوماً. ونكتب:

$$\sum_{k=1}^N S_{ki} S_{ki}^* = \sum_{k=1}^N |S_{ki}|^2 = 1$$

$$\sum_{k=1}^N S_{ki} S_{kj}^* = 0, \text{ for } i \neq j$$

سؤال: احسب درجات الحرية لدارة عكوسة بمنفذين؟ ثم لدارة عكوسة ومتناظرة؟ ثم لدارة عكوسة ومتناظرة وعديمة الفقد؟ ماذا تستنتج؟

5. الانزياح في المستويات المرجعية A Shift in Reference Planes

عندما تنتشر موجة راحلة مسافة l على خط نقل، تكون الموجة عند المسافة l متأخرة في الطور عن الموجة الأصلية بمقدار الطول الكهربائي المكافئ للمسافة l .

يبين الشكل 5 دارة مكروية لها N منفذ، معرفة بالمصفوفة $[S]$ عند المستويات المرجعية $z_n = 0$. نجري انزياحات مختلفة للمستويات المرجعية باتجاه خارج الدارة على مسافات مقدارها l_n ، ونفرض أن الدارة معرفة بالمصفوفة $[S']$ عند المستويات المرجعية الجديدة $z_n = l_n$. تربط المصفوفة $[S]$ الأمواج الواردة والمنعكسة عند المستويات المرجعية $z_n = 0$ ، وتربط المصفوفة $[S']$ الأمواج الواردة والمنعكسة عند المستويات المرجعية $z_n = l_n$ كما يلي:

$$[V^-] = [S] \cdot [V^+]$$

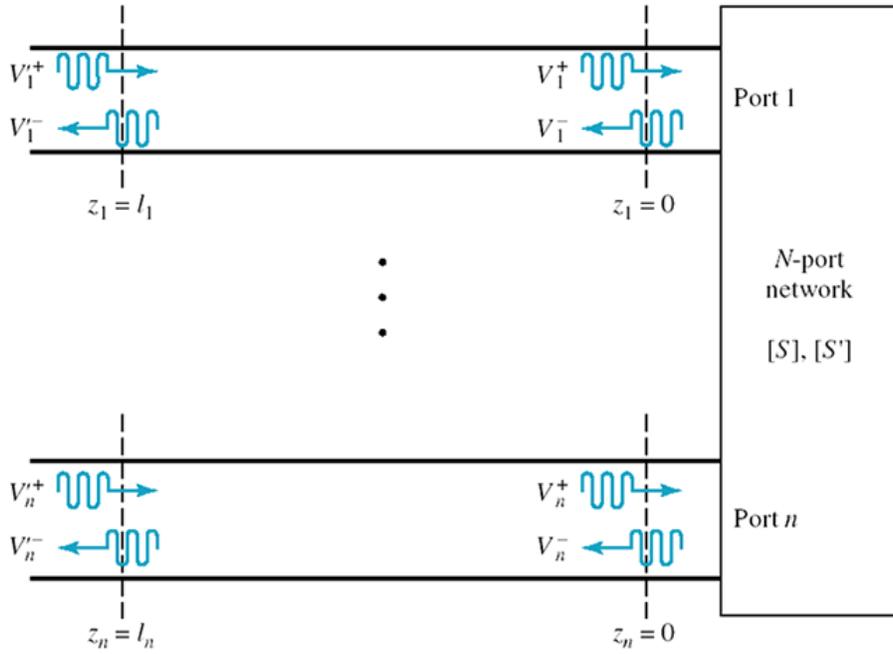
$$[V'^-] = [S'] \cdot [V'^+]$$

من أجل أي منفذ n ، ستكون الموجة الواردة V_n^+ عند المستوي المرجعي الأصلي $z_n = 0$ متأخرة في الطور عن الموجة الواردة $V_n'^+$ عند المستوي المرجعي الجديد $z_n = l_n$ بمقدار $\theta_n = \beta l_n$ ، أو العكس، أي متقدمة في الطور على V_n^+ ونكتب:

$$V_n'^+ = V_n^+ e^{j\theta_n}$$

وستكون الموجة المنعكسة V_n^- عند المستوي المرجعي الأصلي $z_n = 0$ متقدمة في الطور على الموجة المنعكسة $V_n'^-$ عند المستوي المرجعي الجديد $z_n = l_n$ بمقدار $\theta_n = \beta l_n$ ، أو العكس، أي متأخرة في الطور على V_n^- ونكتب:

$$V_n'^- = V_n^- e^{-j\theta_n}$$



الشكل 5: الانزياح في المستويات المرجعية لدارة مكروية لها N منفذ

إذا يكتب المعامل S'_{ij} عند المستويات المرجعية الجديدة بدلالة المعامل S_{ij} على النحو التالي:

$$S'_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} = \frac{V_i^- e^{-j\theta_i}}{V_j^+ e^{j\theta_j}} = S_{ij} e^{-j(\theta_i + \theta_j)}$$

ويكتب المعامل S'_{ii} عند المستويات المرجعية الجديدة بدلالة المعامل S_{ii} على النحو التالي:

$$S'_{ii} = \frac{V_i^-}{V_i^+} = \frac{V_i^- e^{-j\theta_i}}{V_i^+ e^{j\theta_i}} = S_{ii} e^{-2j\theta_i}$$

نستنتج من ذلك أن الانزياح في المستويات المرجعية باتجاه خارج الدارة يؤدي إلى تأخير في طور المعاملات S_{ij} بمقدار الطول الكهربائي المكافئ لكل انزياح. لذلك تأخر طور المعامل S'_{ii} عن طور المعامل S_{ii} بمقدار ضعف الطول الكهربائي للانزياح الحاصل من $z_i = 0$ إلى $z_i = l_i$ ، (فسر هذه النتيجة؟ قارن بالعلاقة بين Γ_{in} و Γ_L ؟).

6. أمواج الاستطاعة والمعاملات S المعممة

Power Waves and Generalized Scattering Parameters

عرفنا في الفقرات السابقة المعاملات S لدارة مكروية لها N منفذ بدلالة موجة الجهد الواردة والمنعكسة، وبشرط أن تكون منافذ الدارة مكونة من خطوط نقل عديمة الفقد ولها نفس الممانعة المميزة. وهذه هي الحالة العملية الأكثر شيوعاً. لكن عملياً، كل خط نقل ينتج عنه فقد في الاستطاعة وإن كان الفقد صغيراً، كما أنه يمكن أن نواجه حالات لا تكون فيها الممانعات المميزة للمنافذ متساوية.

من ناحية أخرى، القياسات المكروية عملياً هي قياس استطاعة متناسبة مع طولية الموجة، بصرف النظر عن كون الممانعة المميزة حقيقية (خط نقل عديم الفقد) وأن الممانعات المميزة للمنافذ متساوية.

لذا نحتاج لتعريف أمواج جديدة منسجمة مع القياس العملي للمعاملات S ، وهو قياس استطاعة وليس جهد، تسمى أمواج استطاعة power waves. فإذا فرضنا أنه لدينا ممانعة مميزة مرجعية عقدية $Z_R = R_R + jX_R$ (reference impedance)، نكتب موجة الاستطاعة الواردة a والمنعكسة b بدلالة الجهد الكلي والتيار الكلي على النحو التالي:

$$a = \frac{V + Z_R I}{2\sqrt{R_R}}$$

$$b = \frac{V - Z_R^* I}{2\sqrt{R_R}}$$

أو نكتب الجهد الكلي والتيار الكلي بدلالة موجة الاستطاعة الواردة والمنعكسة b على النحو التالي:

$$V = \frac{Z_R^* a + Z_R b}{\sqrt{R_R}}$$

$$I = \frac{a - b}{\sqrt{R_R}}$$

وبالتالي تصبح الاستطاعة المتوسطة المقدمة للحمل كما يلي:

$$P_L = \frac{1}{2} \text{Re} \{VI^*\} = \frac{1}{2}|a|^2 - \frac{1}{2}|b|^2$$

بمعنى أن الاستطاعة المتوسطة المقدمة للحمل هي الفرق بين الاستطاعة الواردة والاستطاعة المنعكسة، كما رأينا سابقاً، مع فارق أساسي هنا هو أن هذه النتيجة صحيحة مهما كانت Z_R حقيقية أم عقدية، ونلاحظ أن طويلة موجة الاستطاعة تعبر عن استطاعة، أي منسجمة مع القياسات العملية، ولا نحتاج لقسمة مربع طويلة الموجة على الممانعة المميزة الحقيقية.

الآن، لنفرض أن الدارة المعرفة في الشكل 2 لها ممانعات مميزة حقيقية مختلفة للمنافذ، أي نهمل الفقد في خطوط النقل. فإذا كانت Z_{0n} الممانعة المميزة للمنفذ n ، ومن أجل الحصول على علاقات استطاعة ذات معنى فيزيائياً بدلالة مطالات الأمواج، نعرف، بناءً على ما سبق، الموجة الواردة والمنعكسة كما يلي:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}}; b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}}$$

وتصبح الاستطاعة المقدمة للمنفذ n كما يلي

$$P_n = \frac{1}{2}|a_n|^2 - \frac{1}{2}|b_n|^2$$

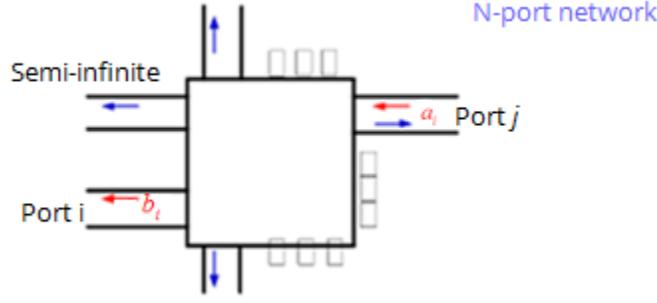
وبيصح تعريف مصفوفة التبعثر التي تربط الأمواج الواردة والمنعكسة على النحو التالي:

$$[b] = [S] \cdot [a]$$

حيث يعطى المعامل S_{ij} بالعلاقة التالية:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ for } k \neq j} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \sqrt{\frac{Z_{0j}}{Z_{0i}}} \Big|_{V_k^+=0 \text{ for } k \neq j}$$

تسمح هذه العلاقة أيضاً بالتحويل بين المعاملات S لدارة بمنافذ لها نفس الممانعة المميزة إلى دارة بمنافذ لها ممانعات مميزة مختلفة. يوضح الشكل 6 طريقة حساب المعامل S_{ij} ، تذكر أن خط النقل اللانهائي الطول لا تنعكس عليه الموجة (راجع شرط الإشعاع)، وهو يكافئ خط نقل ينتهي بحمل موافق.



الشكل 6: طريقة حساب المعامل المعمم S_{ij}

ملاحظة عامة: عندما يكون للدارة منفذان، يمكن التحويل بين مختلف المعاملات باستخدام العلاقات في الشكل 7. فعندما نحسب على أحد أنواع المعاملات لدارة بمنفذين، يمكننا الحصول على باقي الأنواع باستخدام علاقات التحويل في الشكل 7.

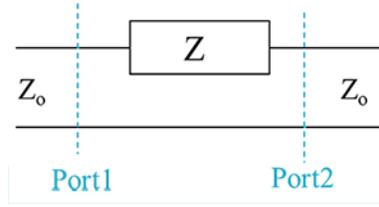
	S	Z	Y	$ABCD$
S_{11}	S_{11}	$\frac{(Z_{11}-Z_0)(Z_{22}-Z_0)-Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{Y_0-Y_{11}Y_0-Y_{22}+Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A+B/Z_0-CZ_0-D}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{(Z_{11}-Z_0)(Z_{22}-Z_0)-Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{Y_0-Y_{11}Y_0-Y_{22}+Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{-A+B/Z_0-CZ_0+D}{A+B/Z_0+CZ_0+D}$
Z_{11}	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{11}	$\frac{-Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
Z_{12}	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{12}	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD-BC}{C}$
Z_{21}	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{21}	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
Z_{22}	$Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{22}	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
Y_{11}	$Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	Y_{11}	$\frac{D}{B}$
Y_{12}	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	Y_{12}	$\frac{BC-AD}{B}$
Y_{21}	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	Y_{21}	$\frac{-1}{B}$
Y_{22}	$Y_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	Y_{22}	$\frac{A}{B}$
A	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	A
B	$Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	B
C	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{- Y }{Y_{21}}$	C
D	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	D

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}; |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \Delta Y = (Y_{11}+Y_0)(Y_{22}+Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \Delta Z = (Z_{11}+Z_0)(Z_{22}+Z_0) - Z_{12}Z_{21}; Y_0 = 1/Z_0$$

الشكل 7: جدول التحويل بين مختلف المعاملات لدارة بمنفذين

تمارين محلولة

1. أوجد المصفوفة [S]، في نظام ممانعته المميزة Z_0 ، للدائرة في الشكل التالي المكونة من ممانعة Z تسلسلية (العنصر الأول في مكتبة العناصر والمعاملات ABCD المقابلة لها - شكل 4 من الفصل الأول).



الحل

الدائرة المبينة في الشكل هي دارة كهربائية بمنفذين مكونة من عناصر مجمعة ممثلة بممانعة Z تسلسلية، فهي عكوسة. نستنتج أن

$$S_{21} = S_{12}$$

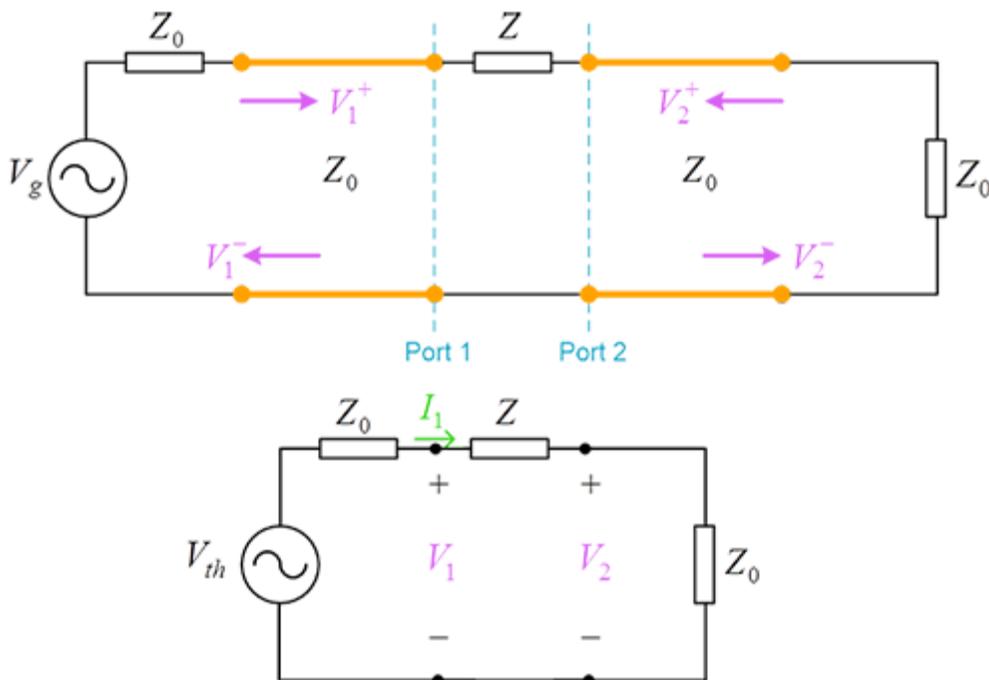
لاحظ أيضاً أن الدارة متناظرة بالنسبة للمنفذين، وبالتالي:

$$S_{11} = S_{22}$$

تكتب المصفوفة [S] لهذه الدارة على الشكل

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

لحساب المصفوفة [S] لهذه الدارة، في نظام ممانعته المميزة Z_0 ، نستخدم خطي نقل بممانعة مميزة Z_0 ، يقبل TEM كنمط انتشار وحيد (يفضل التعامل مع الجهود في دارة كهربائية). لاحظ أنه يكفي حساب عمود واحد من المصفوفة (4 درجات حرية)، أي حساب المعاملين S_{21} و S_{11} ، أي بقيادة الدارة من المنفذ 1، والمنفذ 2 ينتهي بحمل موافق، كما في الشكل التالي:



يمثل المعامل S_{11} معامل الانعكاس عند المنفذ 1 عندما ينتهي المنفذ 2 بحمل موافق. إذاً:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \Gamma|_{port1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Z}{Z + 2Z_0}$$

لاحظ أن الحمل المنظور من المنفذ 1 هو $Z_L = Z + Z_0$ (انظر الدارة الكهريائية المكافئة).

أما المعامل S_{21} فيمثل معامل الإرسال من المنفذ 1 إلى المنفذ 2 عندما ينتهي المنفذ 2 بحمل موافق، أي

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0}$$

لأن $V_2 = V_2^+ + V_2^- = V_2^-$ ، ولأنه من الدارة الكهريائية المكافئة (يجب على الطالب تفسير هذه النتيجة!) يمكن أن نكتب:

$$V_2 = \frac{Z_0}{Z + 2Z_0} V_{th}$$

$$V_1^+ = \frac{1}{2}(V_1 + Z_0 I_1) = \frac{1}{2} V_{th}$$

أو يمكن أن نكتب اعتماداً على الدارة الكهريائية المكافئة (مجزئاً جهد).

ثم نحسب V_1 بدلالة V_1^+ :

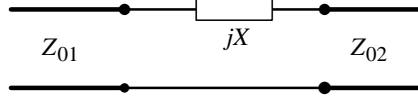
$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ \left(1 + \frac{V_1^-}{V_1^+} \right) = V_1^+ (1 + S_{11})$$

ونطبق تعريف S_{21} فنحصل على نفس النتيجة:

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{V_2}{V_1} (1 + S_{11}) = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0}$$

لاحظ أنه إذا كانت الممانعة Z عقدية، يكون المعاملان S_{11} و S_{21} عقديين، لكل منهما طويلاً وصفحة، أي أن للدارة 4 درجات حرية.

2. أوجد المصفوفة [S]، في نظام بممانعات مميزة مختلفة، Z_{01} و Z_{02} ، للدائرة في التمرين 1 حيث $Z = jX$.



الحل

الآن الممانعة $Z = jX$ بجزء تخيلي بحت، أي لدينا دائرة عديمة الفقد. كما أن الدائرة عكوسة لكن غير متناظرة بالنسبة للمنفذين لأن $Z_{01} \neq Z_{02}$ ، وبالتالي:

$$S_{11} \neq S_{22} ; S_{12} = S_{21}$$

بما أن النظام بممانعات مميزة مختلفة، نستخدم أمواج الاستطاعة والمعاملات S المعممة.

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{oi}}} \quad \text{and} \quad b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{oi}}}$$

يمثل المعامل S_{11} معامل الانعكاس عند المنفذ 1 عندما ينتهي المنفذ 2 بالحمل الموافق Z_{02} . إذاً:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_L - Z_{01}}{Z_L + Z_{01}} = \frac{jX + Z_{02} - Z_{01}}{jX + Z_{02} + Z_{01}}$$

ويمثل المعامل S_{22} معامل الانعكاس عند المنفذ 2 عندما ينتهي المنفذ 1 بالحمل الموافق Z_{01} . إذاً:

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{Z_L - Z_{02}}{Z_L + Z_{02}} = \frac{jX + Z_{01} - Z_{02}}{jX + Z_{02} + Z_{01}}$$

لاحظ أن التبديل بين Z_{01} و Z_{02} يسمح بالحصول على S_{22} من S_{11} ، والعكس بالعكس. لإيجاد المعامل S_{21} ننهي المنفذ 2 بالحمل الموافق Z_{02} ونقود الدائرة من المنفذ 1 ونكتب:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$$

الدائرة مكونة من عنصر تسلسلي، لذلك يجب أن يكون التيار مستمراً عبره، أي

$$I_1 = -I_2$$

$$-I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_{02}}$$

$$I_1 = \frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_{01}} = \frac{V_1^+}{Z_{01}} (1 - S_{11})$$

$$S_{21} = S_{12} = \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} (1 - S_{11}) = \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \frac{2Z_{01}}{jX + Z_{02} + Z_{01}} = \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{jX + Z_{02} + Z_{01}}$$

لاحظ أن التبديل بين Z_{01} و Z_{02} لا يغير من النتيجة، لذلك $S_{21} = S_{12}$.

ملاحظة 1: إذا حسبنا S_{12} و S_{21} من التعريف $S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}$ و $S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$ نحصل على

$$S_{12} = \frac{2Z_{02}}{jX + Z_{02} + Z_{01}} \quad \text{and} \quad S_{21} = \frac{2Z_{01}}{jX + Z_{02} + Z_{01}}$$

وهي نتيجة غير صحيحة لأنه يجب أن يكون $S_{21} = S_{12}$ ، والنتيجة غير متناظرة بالنسبة للممانعتين Z_{01} و Z_{02} .

ملاحظة 2: لاحظ أنه من أجل دائرة مكونة من عنصر تسلسلي، في نظام بممانعات مميزة مختلفة، Z_{01} و Z_{02} (تمرين 2)، حصلنا على العلاقة التالية:

$$S_{21} = S_{12} = \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} (1 - S_{11})$$

فإذا كان للنظام ممانعة مميزة Z_0 (تمرين 1)، تصبح هذه العلاقة على الشكل:

$$S_{21} = S_{12} = 1 - S_{11}$$

3. دائرة مكروية بمنفذين معرفة بالمصفوفة $[S]$ التالية في نظام ممانعته المميزة $Z_0 = 50\Omega$:

$$\begin{bmatrix} 0.1\angle 60^\circ & 0.7\angle -30^\circ \\ 0.8\angle 90^\circ & 0.6\angle 0^\circ \end{bmatrix}$$

- هل الدارة عكوسة؟ عديمة الفقد؟ متناظرة؟
- احسب معامل الانعكاس وفقد الإرجاع RL عند المنفذ 1 إذا كان المنفذ 2 ينتهي بحمل موافق؟
- احسب معامل الانعكاس وفقد الإرجاع RL عند المنفذ 1 إذا كان المنفذ 2 ينتهي بدارة مقصورة؟
- احسب معامل الانعكاس وفقد الإرجاع RL عند المنفذ 1 إذا كان المنفذ 2 ينتهي بالحمل $Z_L = 25\Omega$ ؟

الحل:

- الدارة ليست عكوسة لأن المصفوفة $[S]$ ليست متناظرة $S_{21} \neq S_{12}$ ، وليست عديمة الفقد لأن المصفوفة $[S]$ ليست واحدة؛ إذا حسبنا مثلاً طولية العمود الأول نجد:

$$|0.1|^2 + |0.8|^2 = 0.65 \neq 1$$

والدائرة ليست متناظرة لأن $S_{11} \neq S_{22}$.

- عندما ينتهي المنفذ 2 بحمل موافق، يكون معامل الانعكاس المنظور من المنفذ 1 هو نفسه S_{11} بالتعريف، أي

$$\Gamma_1 = S_{11} = 0.1\angle 60^\circ$$

ويكون فقد الإرجاع من المنفذ 1:

$$RL = -20 \log |\Gamma_1| = -20 \log (0.1) = 20 \text{ dB}$$

- عندما ينتهي المنفذ 2 بدارة مقصورة، يكون معامل الانعكاس على المنفذ 2 (فسر لماذا؟):

$$\Gamma_2 = \frac{V_2^+}{V_2^-} = -1$$

وتكتب المصفوفة $[S]$ على الشكل

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ -V_2^- \end{bmatrix}$$

أي

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ - S_{22}V_2^- \Rightarrow V_2^- = \frac{S_{21}}{1+S_{22}}V_1^+$$

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ - S_{12}V_2^- = S_{11}V_1^+ - S_{12} \frac{S_{21}}{1+S_{22}}V_1^+$$

ويكون معامل الانعكاس المنظور من المنفذ 1 بالتعريف:

ويكون فقد الإرجاع من المنفذ 1:

$$RL = -20 \log |\Gamma_1| = -20 \log(0.25) = 12 \text{ dB}$$

- عندما ينتهي المنفذ 2 بالحمل $Z_L = 25 \Omega$ ، يكون معامل الانعكاس على المنفذ 2 (فسر لماذا؟):

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{25 - 50}{25 + 50} = -\frac{1}{3} = 0.33 \angle -180^\circ$$

ونكتب المصفوفة [S] على الشكل

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \Gamma_L V_2^- \end{bmatrix}$$

أي

$$V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} \Gamma_L V_2^- \Rightarrow V_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_L} V_1^+$$

$$V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} \Gamma_L V_2^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} \Gamma_L \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_L} V_1^+$$

ويكون معامل الانعكاس المنظور من المنفذ 1 بالتعريف:

كون فقد الإرجاع من المنفذ 1:

$$RL = -20 \log |\Gamma_1| = -20 \log(0.25) = 11.7 \text{ dB}$$

نتائج هامة

- المصفوفة [S] تعطي توصيفاً كاملاً للدائرة المكروية؛ حيث حددنا مواصفات الدارة من معرفة المصفوفة [S].
- المصفوفة [S] لدائرة مكروية لا تتغير عندما تتغير نهايات الدارة؛ رأينا أنه عندما انتهى المنفذ 2 بدارة مقصورة أو بحمل Z_L ، استنتجنا مواصفات الدارة الجديدة من المصفوفة [S] للدائرة الأصلية.
- بطريقة مماثلة لاستنتاج Γ_1 على المنفذ 1 عندما ينتهي المنفذ 2 بالحمل Z_L ، يمكن استنتاج Γ_2 على المنفذ 2 عندما ينتهي المنفذ 1 بالحمل Z_L ، ونكتب

$$\Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

$$\Gamma_2 = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{11} \Gamma_L}$$

وهما علاقتان عامتان تصحان من أجل أي حمل Z_L .

- لاحظ أن $S_{22} = \Gamma_2|_{\Gamma_L=0}$ و $S_{11} = \Gamma_1|_{\Gamma_L=0}$ أي أن المعاملات S تكون معرفة من أجل أحمال موافقة للمنفذ، كما في الطلب ب. من التمرين
- الطلب ج. من التمرين هو حالة خاصة من الطلب د. عندما يكون $\Gamma_L = -1$. بالتالي يمكن أن نستنتج أنه إذا انتهى المنفذ 2 بدارة مفتوحة، يكون $\Gamma_L = 1$ ، ومنه نعوض في علاقة Γ_1 لحساب معامل الانعكاس عند المنفذ 1

4. احسب المصفوفة [S] لخط نقل عديم الفقد طوله ℓ وممانعته المميزة Z_0 في نظام ممانعته المميزة Z_0 .

الحل

خط النقل هو دائرة عديمة الفقد وعكوسة ومتناظرة، أي أن المصفوفة [S] واحدة وتحقق $S_{11} = S_{22}$ و $S_{21} = S_{12}$. بالتالي يكفي حساب عمود واحد من المصفوفة (4 درجات حرية)، أي حساب المعاملين S_{11} و S_{21} بقيادة الدارة من المنفذ 1، والمنفذ 2 ينتهي بحمل موافق Z_0 .

بما أن الممانعة المميزة لخط النقل تساوي Z_0 ، نفس ممانعة النظام، يصبح لدينا خط نقل ممانعته المميزة Z_0 وينتهي بالحمل Z_0 ، بالتالي يكون معامل الانعكاس معدوماً، أي $S_{11} = S_{22} = 0$.

وعندما نفقد خط النقل من المنفذ 1 بموجة واردة V_1^+ ، والمنفذ 2 موافق، لن تنعكس الموجة، ولن يتشكل موجة مستقرة على خط النقل. أي لدينا موجة راحلة، وتكون بالتالي العلاقة بين الموجة الواردة V_1^+ على المنفذ 1 والمنعكسة V_2^- عن المنفذ 2 هي فرق في الطور مقداره الطول الكهربائي لخط النقل، أي:

$$V_2^- = V_1^+ e^{-j\beta\ell}$$

ويكون لدينا

$$S_{21} = S_{12} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = e^{-j\beta\ell}$$

ومنه تكون المصفوفة [S] لخط نقل عديم الفقد طوله ℓ وممانعته المميزة Z_0 في نظام ممانعته المميزة Z_0 :

$$\begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta\ell} \\ e^{-j\beta\ell} & 0 \end{bmatrix}$$

وهي كما نلاحظ واحدة، لأن طويلاً كل عمود تساوي الواحدة، وجداء أي عمود بمرافق الآخر يكون معدوماً.

تمارين للحل:

1. أعد حل التمرينين 1 و 2 لدارة مكونة من عنصر تفرعي Y (العنصر الثاني في مكتبة العناصر والمعاملات $ABCD$ المقابلة لها - شكل 4 من الفصل الأول).
2. أوجد العلاقة بين S_{11} و S_{21} لدارة مكونة من عنصر تفرعي Y في الحالتين (ممانعات مميزة للنظام متساوية أو مختلفة).
3. أوجد المعاملات S في نظام ممانعته المميزة Z_0 للدارتين عنصر تسلسلي Z عنصر تفرعي Y ، انطلاقاً من المعاملات $ABCD$ المعطاة في المكتبة (شكل 4 من الفصل الأول) والعلاقات في الشكل 7.

مذاكرة:

درجة واحدة لكل سؤال من 1 إلى 8 ، ودرجتان لكل من 9 و10؛ وعلامة النجاح 8/12

1. لا يمكن تطبيق تقنيات نظرية الدارات مباشرة على مسائل الدارات الراديوية والمكروية لأن

- a. أبعاد الدارات الراديوية والمكروية صغيرة
- b. أبعاد الدارات الراديوية والمكروية كبيرة
- c. أبعاد الدارات الراديوية والمكروية من رتبة طول الموجة
- d. أبعاد الدارات الراديوية والمكروية مهملة أمام طول الموجة

2. يحتاج توصيف الدارات الراديوية والمكروية لأجهزة قياس

- a. الجهد
- b. الموجة الراحلة
- c. الموجة المستقرة
- d. التيار

3. تكون عناصر الدارات الراديوية والمكروية

- a. مجمعة
- b. موزعة
- c. خطوط نقل فقط
- d. ملفات ومكثفات فقط

4. لا يمكن تطبيق تقنيات نظرية الدارات على مسائل الدارات الراديوية والمكروية

- a. لأنه لا يمكن تحقيق دائرة مقصورة أو مفتوحة عملياً
- b. لأن الدارة المقصورة أو المفتوحة تسبب انعكاساً كلياً للموجة
- c. لأن الدارة المقصورة أو المفتوحة تسبب انعكاساً جزئياً للموجة
- d. لأن الدارة المفتوحة تعدم التيار والدارة المقصورة تعدم الجهد

5. تعتمد مصفوفة التبعثر [S] على

- a. الجهود الكلية
- b. الأمواج الواردة والمنعكسة
- c. الأمواج المستقرة
- d. التيارات الكلية

6. يحتاج قياس مصفوفة التبعثر [S] مخبرياً إلى

- a. راسم إشارة
- b. محلل شبكة شعاعي
- c. محلل طيف
- d. قياس شدة الحقل الكهربائي

7. إذا كانت مصفوفة التبعر [S] متناظرة، تكون الدارة المكروية

a. عديمة الفقد

b. متناظرة

c. عكوسة

d. موافقة

8. نستخدم المعاملات S المعممة عندما

a. تكون الدارة المكروية بمنفذين

b. تكون الدارة المكروية متعددة المنافذ

c. تكون منافذ الدارة المكروية متماثلة

d. تكون الممانعات المميزة لمنافذ الدارة المكروية مختلفة

9. إذا كانت الدارة المكروية بثلاثة منافذ وعكوسة ومتناظرة، تكون درجات حرية الدارة

a. 18

b. 9

c. 6

d. 8

10. إذا كانت الدارة المكروية بمنفذين وكانت عديمة الفقد وعكوسة ومتناظرة، تكون درجات حرية الدارة

a. 2

b. 3

c. 4

d. 6

الإجابات الصحيحة

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	التغذية الراجعة
1	c	راجع الحاجة لتقنيات تحليل للدارات المكروية
2	b	راجع الحاجة لتقنيات تحليل للدارات المكروية
3	b	راجع الحاجة لتقنيات تحليل للدارات المكروية
4	b	راجع الحاجة لتقنيات تحليل للدارات المكروية
5	b	راجع مصفوفة التبعثر [S]
6	b	راجع قياس المعاملات [S]
7	c	راجع خواص المصفوفة [S] والمعاملات S
8	d	راجع أمواج الاستطاعة والمعاملات S المعممة
9	d	راجع خواص المصفوفة .. والمعاملات S
10	a	راجع خواص المصفوفة [S] والمعاملات S

الفصل الثالث

دارات موافقة الممانعات

Impedance matching networks

الكلمات المفتاحية:

موافقة الممانعات Impedance matching، تحويل الممانعات Impedance transformation، نقل الاستطاعة العظمى maximum power transfer، الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل Discontinuities/Transitions in transmission lines، العناصر المجمععة السطحية SMD Lumped elements، دائرة موافقة بعناصر مجمععة Matching with lumped elements دائرة موافقة بخط نقل تفرعي وحيد Single Shunt–Stub Tuner، دائرة موافقة بخطي نقل على التفرع Double Shunt–Stub Tuner، محول ربع موجة Quarter wave transformer.

ملخص:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على مفهوم موافقة الممانعات والحاجة لها في الدارات الراديوية والمكروية، وأنواعها، وميزاتها ومساوئها. كما يتعرف الطالب على الانقطاعات والانتقالات في خطوط النقل، واستخدامها في تصميم دارات الموافقة، وأثرها على أداء دارة الموافقة. يتعرف الطالب على تصميم دارات موافقة متنوعة إما تحليلياً أو باستخدام مخطط سميث. هذه الدارات هي: دائرة الموافقة بعناصر مجمععة، ودائرة الموافقة بخط نقل تفرعي وحيد، أو بخطي نقل على التفرع، وعلى محول ربع الموجة لموافقة الممانعات الحقيقية. يطلع الطالب على أمثلة محلولة كتطبيق مباشر على تصميم الأنواع المختلفة لدارات الموافقة، وكيف يختار الحل الأفضل.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- مفهوم موافقة الممانعات والحاجة لها في الدارات الراديوية والمكروية
- الانقطاعات والانتقالات في خطوط النقل
- العناصر المجمععة السطحية SMD
- دائرة الموافقة بعناصر مجمععة
- دائرة الموافقة بخط نقل تفرعي وحيد
- دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع
- محول ربع الموجة لموافقة الممانعات الحقيقية

تمهيد

درس الطالب خطوط النقل في الفصل الخامس من مقرر "الأمواج الكهرومغناطيسية وخطوط النقل"، وتعرف على مخطط سميث واستخدامه في حسابات خطوط النقل في الفصل السادس. سيكون لهذين الموضوعين أهمية كبيرة في تصميم دارات الموافقة، وفي مواضيع لاحقة من هندسة الأمواج المكروية، لذلك ننصح الطالب بمراجعتها جيداً.

1. مقدمة: الحاجة لموافقة الممانعات The need for impedance matching

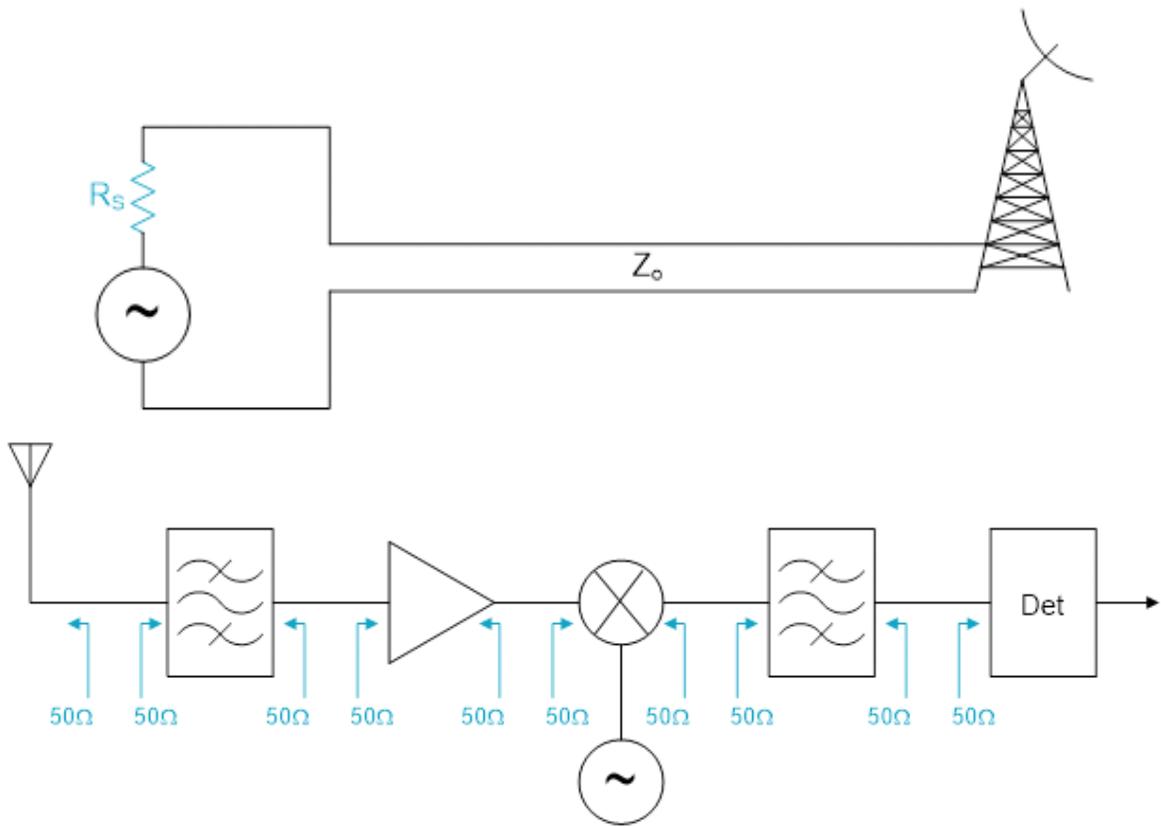
نستخدم خط النقل لنقل الطاقة الكهرومغناطيسية من المنبع إلى الحمل، ويضيع جزء منها إذا حدث انعكاس عند الحمل، حيث ينتج الانعكاس على خط النقل من عدم الموافقة بين الممانعة المميزة لخط النقل والحمل، وتتشكل بالتالي موجة مستقرة يتغير مطالها على طول خط النقل بين قيمتين عظمى وصغرى. ويكون نقل الطاقة الكهرومغناطيسية من المنبع إلى الحمل أعظماً عندما تكون الموافقة Conjugate matching، أي:

$$Z_{in} = Z_g^* \leftrightarrow R_{in} + jX_{in} = R_g - jX_g \leftrightarrow R_{in} = R_g ; X_{in} = -X_g$$

حيث Z_{in} هي الممانعة الكلية التي يراها المنبع، ذو الممانعة الداخلية Z_g ، كحمل. من جهة أخرى، يسبب انعكاس الموجة تغيراً في ممانعة الدخل مع طول الخط والتردد، وضيقاً في الاستطاعة على شكل استطاعة ردية يمكن أن تؤدي التجهيزات في حالة الدارة المقصورة مثلاً، وبالتالي لا نقدم كامل الاستطاعة إلى الحمل. إضافة إلى زيادة مستوى الضجيج مع الانعكاس، مما يؤدي إلى انخفاض حساسية الاستقبال في نظام اتصالات.

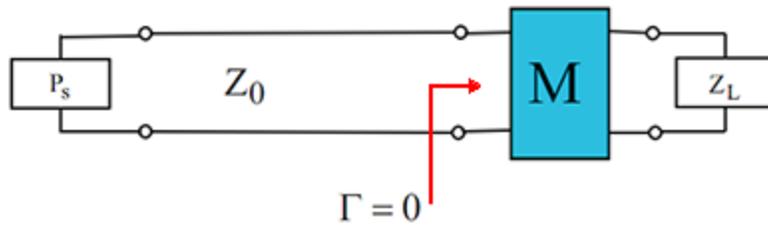
لذلك تكون لموافقة الممانعات أهمية خاصة في تصميم الدارات والنظم الراديوية المكروية، كما في الشكل 1 الذي يظهر الدارات الجزئية لنظام استقبال، بحيث تتمتع كل دارة بنفس الممانعة المميزة المعيارية $Z_0 = 50\Omega$ عند الدخل والخرج.

تؤمن موافقة الممانعات نقل الاستطاعة العظمى maximum power transfer بين المنبع والحمل. وهذا هام جداً في نظم الاستقبال التي تتعامل مع مستويات استطاعة منخفضة جداً، وتحتاج لاستقبال الإشارة دون تشويه، ولا يمكن السماح بفقد المزيد من الاستطاعة. مما يؤدي إلى فعالية استطاعة عالية لنظام الاستقبال. وتكمن أهمية موافقة الممانعات أيضاً في حماية بعض الأجزاء الحساسة من نظام الاستقبال أو الإرسال من التلف بسبب انعكاس جزء من الاستطاعة، وخاصة في قسم الإرسال حيث تكون مستويات الاستطاعة عالية.



الشكل 1: قسم الاستقبال في نظام اتصالات مكروي.

تكمّن إذن فكرة الموافقة في تصميم دائرة بين الحمل وخط النقل، بفرض أن المنبع موافق، أي $Z_g = Z_0$ ، وبفرض أن خط النقل عديم الفقد، أي أن ممانعته المميزة حقيقية، وبالتالي تحويل Z_L إلى Z_0 ، أي إلى حمل موافق لخط النقل، بحيث يكون الانعكاس معدوماً، ولا تتشكل موجة مستقرة على خط النقل. يبين الشكل 2 موقع دائرة الموافقة بين الحمل وخط النقل.



الشكل 2: دائرة الموافقة بين الحمل وخط النقل

حتى يكون نقل الاستطاعة أعظماً، وتحقق دائرة الموافقة الأهداف المرجوة منها، يخضع اختيار دائرة الموافقة المناسبة للتطبيق المستهدف للعوامل التالية:

الفقد: تتكون دائرة الموافقة عادة من عناصر عديمة الفقد مثل المكثفات والملفات وخطوط النقل، بحيث لا تستهلك أي استطاعة، وتقدم كامل الاستطاعة المتاحة للحمل.

البساطة: يفضل أن يكون تصميم دائرة الموافقة أبسط ما يمكن، بحيث تحقق المواصفات المطلوبة للتطبيق. يسمح التصميم البسيط بخفض الكلفة، وتصغير الحجم، ووثوقية أعلى، وأداء أفضل من حيث الضجيج والتشويه.

عرض الحزمة: نحتاج في معظم التطبيقات لموافقة الممانعات على نطاق ترددي بعرض حزمة محدد، وليس عند تردد وحيد، مما قد يزيد في تعقيد الدارة.

التقانة: يعتمد اختيار تقانة خط النقل المستخدم في دائرة الموافقة على طبيعة التطبيق المستهدف ومتطلباته من حيث عرض الحزمة والحجم والكلفة، ونوع العناصر المستخدمة.

قابلية الضبط/التوليف: في بعض التطبيقات التي تتغير فيها ممانعة الحمل مع التردد أو غير ذلك، يتطلب ذلك ضبط/توليف دائرة الموافقة. بعض أنواع دارات الموافقة تتمتع بقابلية ضبط/توليف عناصرها أكثر من غيرها.

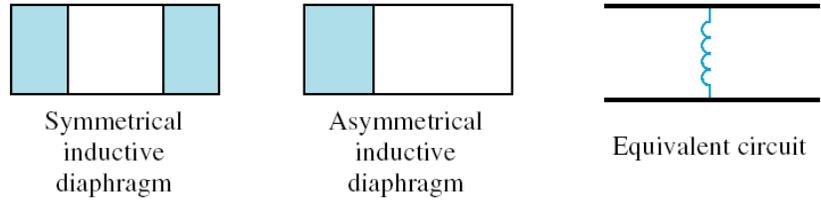
2. الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل

Discontinuities/Transitions in transmission lines

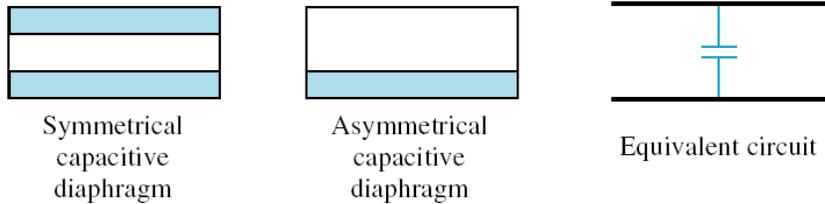
أي تغيير في خط النقل (مثل عرض أو ارتفاع دليل موجة مستطيل) ويؤدي إلى تغيير في وسط انتشار الموجة، ينتج عنه ظواهر كهرومغناطيسية غير مرغوبة، أو مصممة بحيث تحقق وظيفة كهربائية محددة، ويسمى "انقطاع" discontinuity. أو أي انتقال transition من خط نقل إلى آخر من نوع مختلف (مثل الانتقال من دليل موجة إلى كابل محوري)، يؤدي إلى نفس النتائج. هذه الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل إما أن نضطر لإضافتها في الدارة، أو نضيفها لتحقيق دارة بوظيفة كهربائية محددة، مثل دارات الموافقة التي سندرسها في هذا الفصل. وفي الحالتين يجب دراسة الانقطاع أو الانتقال وتوصيفه، لتمثيله بدارة كهربائية مكافئة، وأخذ أثره بعين الاعتبار. يفضل أن تكون الدارة الكهربائية المكافئة أبسط ما يمكن، وتحتوي على أقل عدد ممكن من العناصر، حسب مواصفات الانقطاع وتقانة خط النقل. فيمكن أن تحتوي على عنصر واحد تسلسلي أو تفرعي، أو أن تكون على شكل دارة π أو T، حسب درجات حرية الانقطاع/الانتقال.

هناك عدة طرق للحصول على الدارة المكافئة للانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل. منها حل معادلات ماكسويل وإيجاد الحقول الكهرومغناطيسية المتولدة عند الانقطاعات/الانتقالات، ومن ثم تطوير نموذج دارة للأشكال المشابهة للانقطاع المدروس. ومنها يمكن أن يكون من الأسهل إجراء قياسات لمعاملات الدارة الممثلة للانقطاع، مثل المعاملات S أو Z أو Y.

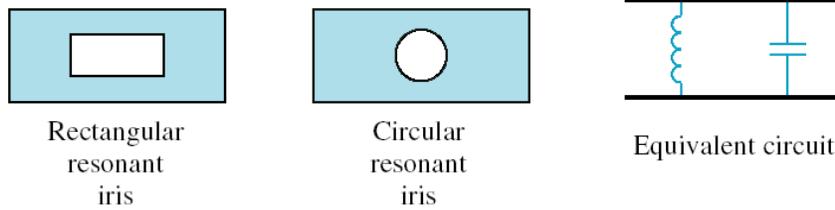
يظهر الشكل 3 الانقطاعات الشائعة في دليل الموجة المستطيل والدارة الكهربائية المكافئة لكل انقطاع. نلاحظ أن إضافة صفيحة معدنية رقيقة مع فتحة بشكل معين في المقطع العرضي للدليل، يكون لها أثر تحريضي أو سعوي، أو دارة طنين resonant circuit. وتحصل آثار مشابهة عند تغيير عرض أو ارتفاع الدليل.



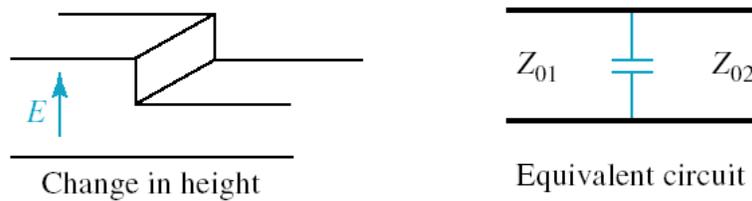
(a)



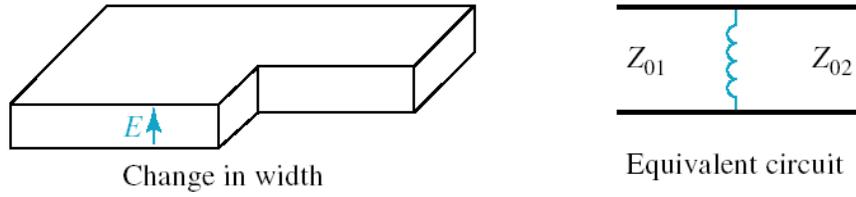
(b)



(c)



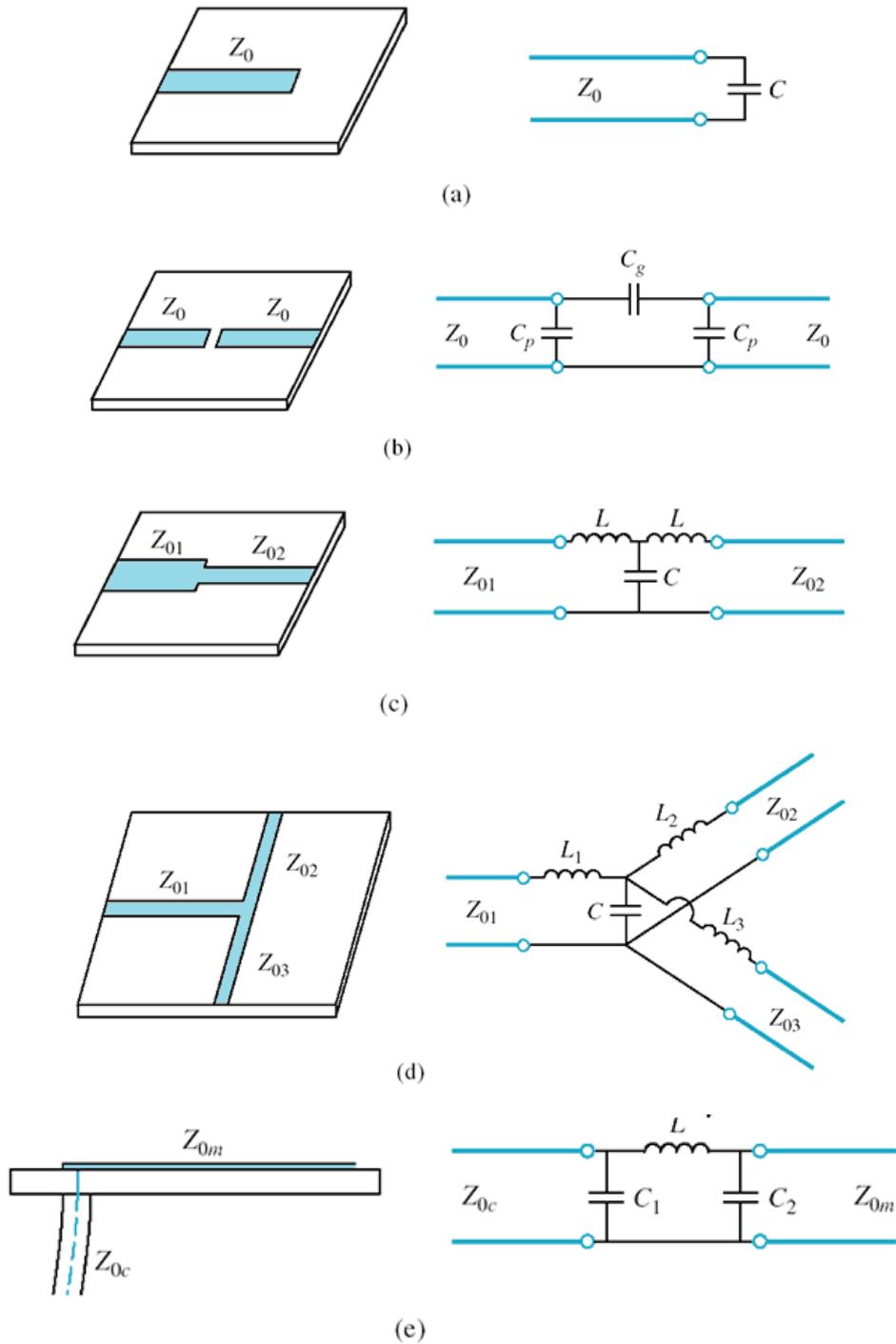
(d)



(e)

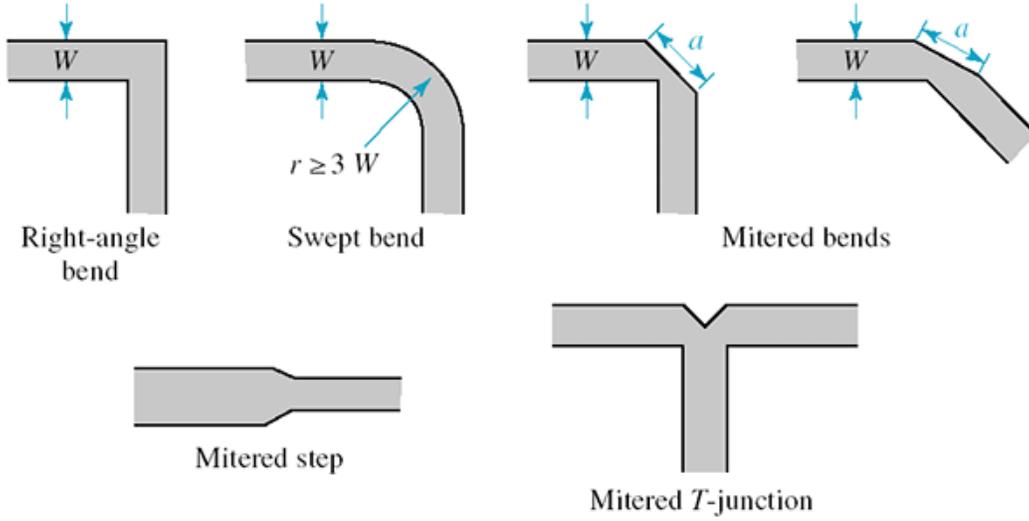
الشكل 3: الانقطاعات الشائعة في دليل الموجة المستطيل والدارة الكهربائية المكافئة لكل انقطاع

ويظهر الشكل 4 الانقطاعات والانتقالات الشائعة في خط النقل الشرائحي المكروي microstrip، وهو من أنواع خطوط النقل المستوية (على شكل دائرة مطبوعة PCB). وهناك نتائج مشابهة لأنواع أخرى من خطوط النقل المطبوعة، مثل خط النقل الشرائحي stripline. الانقطاعات المعروضة في الشكل 4 هي على الترتيب: نهاية مفتوحة لخط النقل، فجوة بين خطين، تغيير في عرض خط النقل (أي تغيير في الممانعة المميزة لخط النقل)، وصلة T-junction على شكل T بين ثلاثة خطوط نقل بممانعات مميزة مختلفة. أخيراً، الانتقال من كابل محوري إلى خط نقل microstrip.



الشكل 4: الانقطاعات والانتقالات الشائعة في خط النقل الشرائحي المكروي microstrip

تسبب الانقطاعات والانتقالات تدهوراً في أداء الدارة المكروية، ويزداد تأثيرها مع زيادة تردد عمل الدارة. تتولد عند الانقطاع أنماط انتشار للموجة غير نمط الانتشار الأساسي، وهي أنماط متلاشية بجوار الانقطاع على مسافات صغيرة جداً مقارنة بطول الموجة، لكن الحقول المتولدة عند الانقطاع تخزن الطاقة الكهرومغناطيسية الراجعة، إذا كان الانقطاع عديم الفقد، لذلك تتكون الدارة المكافئة من ملفات ومكثفات. ينتج عن ذلك انزياح تردد عمل الدارة المرغوب، وعرض حزمة أقل، وأخطاء في الطويلة والطور، وعدم موافقة الدخل والخرج، وربما الإشعاع أيضاً. لذلك من المهم تعويض أثر الانقطاع في الدارة، عن طريق إدخال الدارة المكافئة للانقطاع كعنصر في الدارة، وضبط عناصر الدارة الأخرى للحصول على الأداء المطلوب، بالاستعانة ببرمجيات المحاكاة للدارات المكروية. ويمكن تقليل أثر الانقطاع عن طريق تغيير شكله كما هو مبين في الشكل 5.

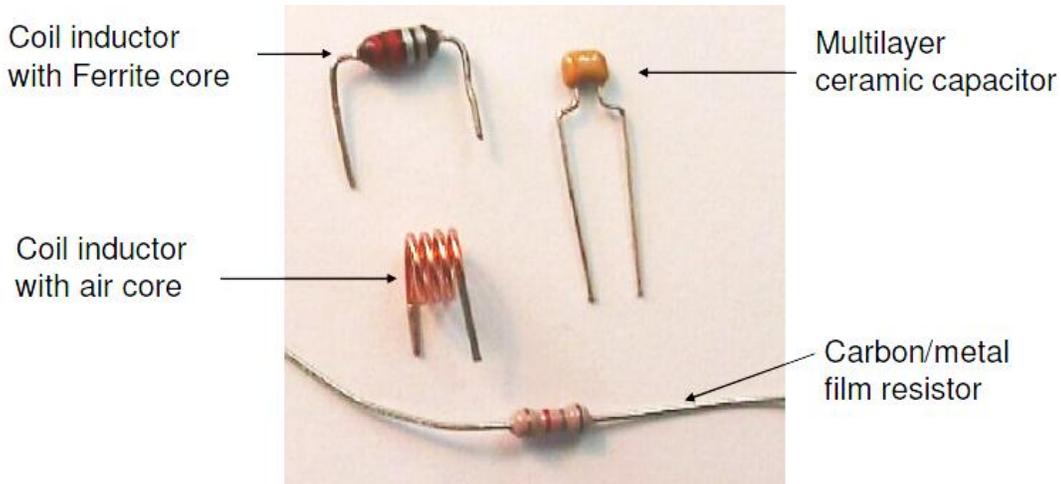


الشكل 5: تقليل أثر الانقطاعات في خطوط النقل الشرائحية المكروية microstrip

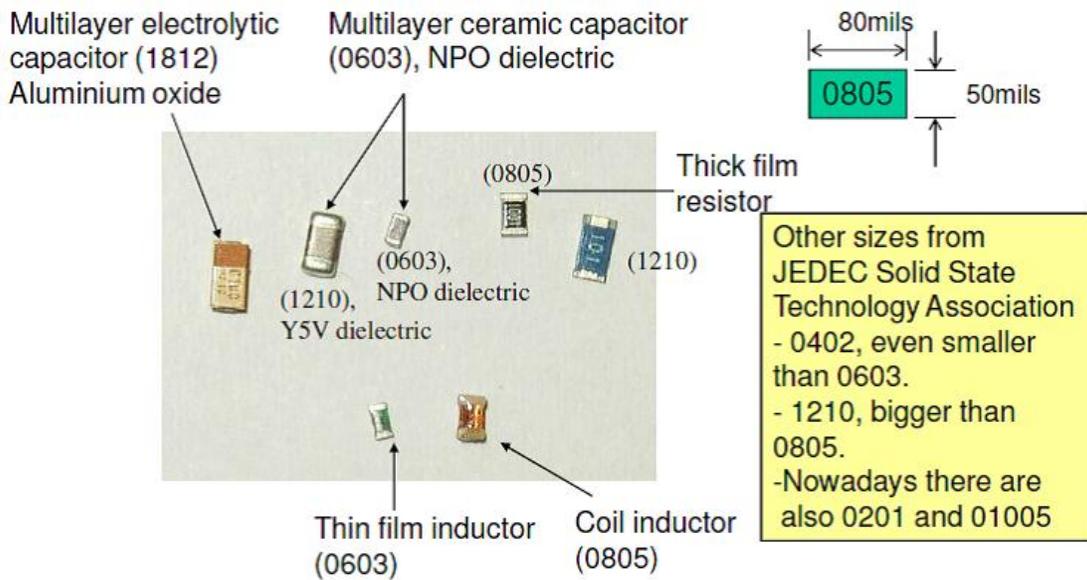
سوف نتعرف في هذا الفصل على أحد تطبيقات الانقطاعات التي ندخلها في الدارة لموافقة الممانعات.

3. العناصر المدمجة السطحية SMD Lumped elements

تستخدم عادة العناصر المدمجة في الدارات التي تعمل عند الترددات المنخفضة كما ذكرنا سابقاً، مثل العناصر المبينة في الشكل a-6. لكن تطور تقانات التصنيع سمح بالحصول على عناصر مدمجة تعمل عند ترددات تصل حتى 2.5 GHz وأحياناً أعلى من ذلك. لهذه العناصر شكل شرائحي مسطح يناسب الترددات العالية تسمى Surface Mount Devices (SMD). يظهر الشكل b-6 مقاومات وملفات ومكثفات على شكل SMD بأبعاد وتقانات مختلفة، وتصنعها شركات متعددة عبر العالم، تختلف بجودتها ودقة قيمها. لكن المشترك هو الرمز الذي يحدد أبعاد العنصر، مثلاً 0805 يعني أن الطول يساوي 80 mils والعرض يساوي 50 mils، والـ mil يساوي 1/1000 من الإنش و 1inch = 25.4mm.



الشكل a-6: العناصر المدمجة في الدارات التي تعمل عند الترددات المنخفضة.



الشكل b-6: مقاومات وملفات ومكثفات على شكل SMD

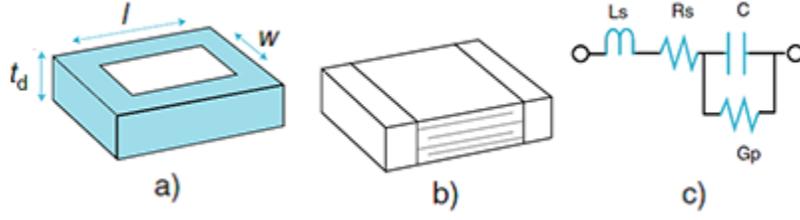
تتراوح الأبعاد من 0201 أو 0402 حتى 2512، ويحدد الحجم الاستطاعة العظمى المستهلكة في المقاومة كما في الجدول التالي:

Resistor	P_{Max} (Watts)
2512	1
2510	0.5
1210	0.25
1206	0.125
805	0.1
603	0.0625
4.2	0.0625

وتختلف المكثفات بتقانة التصنيع، صفيحتان متوازيتان parallel plate أو عدة طبقات multilayer، كما تختلف بنوع العازل dielectric type: NPO, X7R, ... ولكل عازل مواصفاته من حيث ثابت العزل ϵ_r وحساسيته لتغير درجة الحرارة، ومجال قيم السعات التي يمكن تحقيقها، كما هو مبين في الجدول التالي:

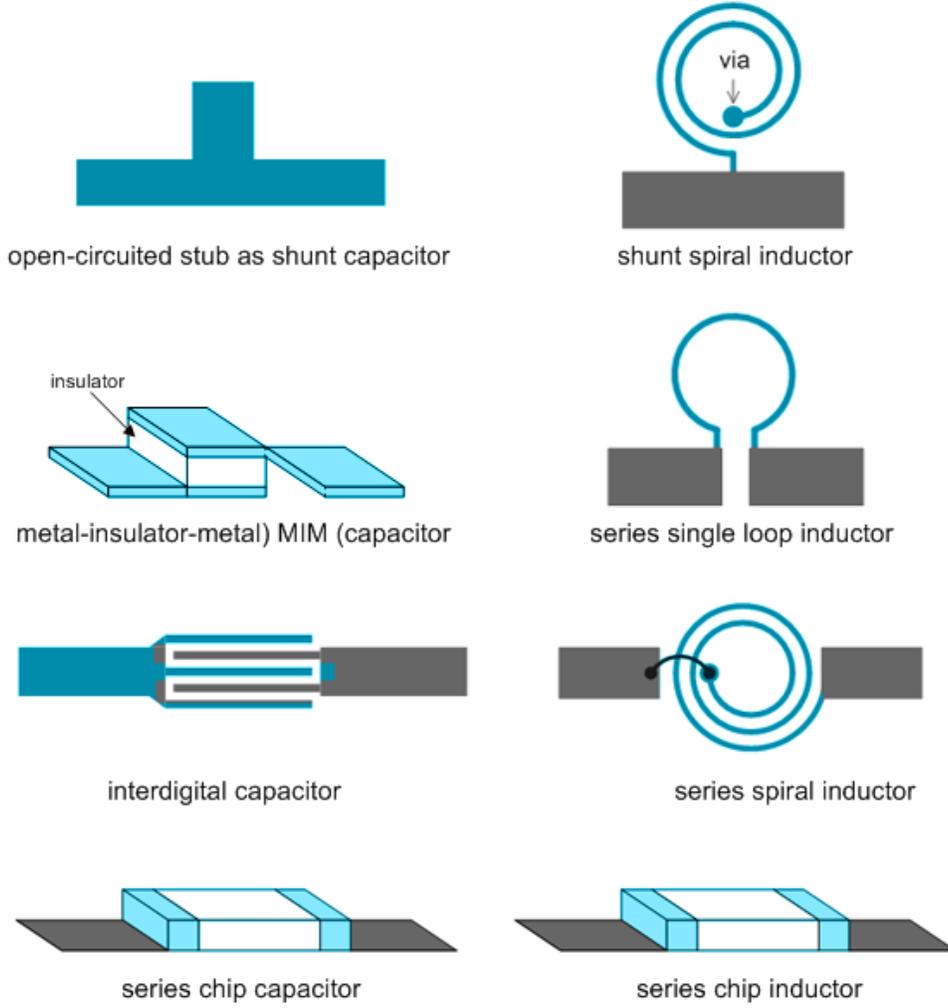
Type	ϵ_R	Temp. Co. (ppm/degC)	Tol (%)	Range (pF in 805)	Voltage Coeff. (%)
NPO	37	0+/-30	1-20	0.5p-2200p	0
4	205	-1500+/-250	1-20	1p-2200p	0
7	370	-3300+/-1000	1-20	1p-2200p	0
Y	650	-4700+/-1000	1-20	1p-2200p	0
X7R	2200	+/-15%	5-20	100p-1 μ	+0/-25
Z5U	9000	+22/-56	+8/-20	0.01 μ -0.12 μ	+0/-80

يعطي المصنّع لكل مكثف دارة مكافئة كما في الشكل 7. وكذلك الأمر بالنسبة للملفات.



الشكل 7: مكثف (a) - صفيحتان متوازيتان، (b) - متعدد الطبقات، (c) - الدارة المكافئة.

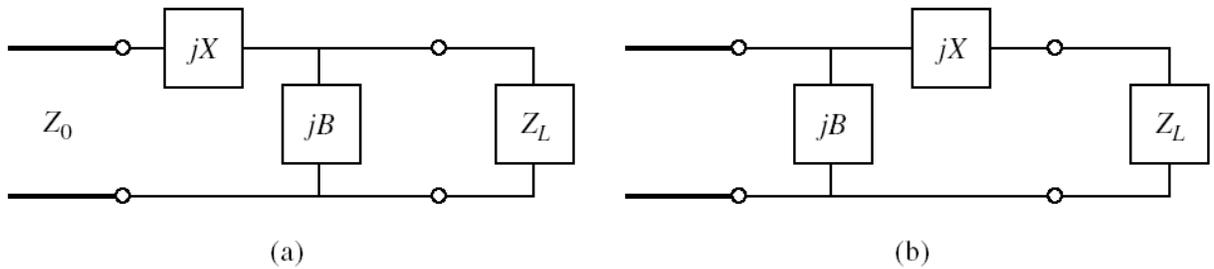
ويمكن تصميم العناصر المجمععة عند الترددات الميكروية حتى 60 GHz إذا كان طول العنصر $l < 10\lambda$ ، وذلك من أجل قيم محددة وبتقانة الدارات الميكروية المتكاملة الهجينة أو على ركيزة hybrid and monolithic microwave integrated circuits. يبين الشكل 8 بعض هذه العناصر.



الشكل 8: عناصر مجمععة بتقانة الدارات الميكروية المتكاملة الهجينة أو على ركيزة

4. دارات الموافقة بعناصر مجمععة Matching with lumped elements

دارات الموافقة بعناصر مجمععة من أبسط دارات الموافقة، وتحتوي على عنصرين من العناصر الرديية (مكثفات و/أو ملفات) كحد أدنى، لأن مسألة موافقة الحمل $Z_L = R_L + jX_L$ لها درجتا حرية. يظهر الشكل 9 تشكيلتين ممكنتين لتصميم دارة الموافقة بعناصر مجمععة، تستخدم التشكيلية (a) إذا كان $R_L > Z_0$ ، والتشكيلية (b) إذا كان $R_L < Z_0$.



الشكل 9: دارات الموافقة بعناصر مجمععة، التشكيلية (a) من أجل $R_L > Z_0$ ، و التشكيلية (b) من أجل $R_L < Z_0$.

كلتا التشكيلتان تتكون من عنصرين رديين X و B ، يحدد نوعه حسب ممانعة الحمل، فإما أن يكون سعويًا أو تحريضيًا. بما أن jX يمثل الجزء التخيلي لممانعة، إذا كان $X > 0$ يكون العنصر المكافئ ملفاً، أما إذا كان $X < 0$ يكون العنصر المكافئ مكثفاً. وبالمثل، يمثل jB الجزء التخيلي لسماحية، إذا كان $B > 0$ يكون العنصر المكافئ مكثفاً، أما إذا كان $B < 0$ يكون العنصر المكافئ ملفاً. يبين الجدول التالي طريقة الحساب.

• For X:

$X > 0$: Use inductor to synthesize it.

$$j\omega_o L = jX$$

$$\Rightarrow L = \frac{X}{\omega_o} = \frac{X}{2\pi f_o}$$

$X < 0$: Use capacitor to synthesize it.

$$\frac{1}{j\omega_o C} = j\left(-\frac{1}{\omega_o C}\right) = jX$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{\omega_o |X|} = \frac{1}{2\pi f_o |X|}$$

• For B

$B > 0$: Use capacitor to synthesize it.

$$\frac{1}{\omega_o C} = \frac{B}{\omega_o} = \frac{B}{2\pi f_o}$$

$B < 0$: Use inductor to synthesize it.

$$\omega_o L = \frac{1}{\omega_o |B|} = \frac{1}{2\pi f_o |B|}$$

مسألة الموافقة هي إيجاد X و B بدلالة R_L و X_L بحيث نحصل على ممانعة Z_0 ، مكافئة لدارة الموافقة مع الحمل، منظورة من خط النقل الذي ممانعته المميزة Z_0 . وهكذا نكون قد حققنا الموافقة بين خط النقل الذي ممانعته المميزة Z_0 وحمله الذي أصبح Z_0 . يمكن حل هذه المسألة تحليلياً، أو بيانياً باستخدام مخطط سميث. سنكتفي بالنسبة لهذا النوع من دارات الموافقة بالحل التحليلي. لإيجاد X و B تحليلياً، نحسب ممانعة الدخل المنظورة من خط النقل لدارة الموافقة مع الحمل، ونجعل الجزء الحقيقي يساوي Z_0 والجزء التخيلي معدوماً، فنحصل على العلاقات التالية:

<p>التشكيلة (a) من أجل $R_L > Z_0$:</p> $X = \pm \sqrt{Z_0(R_L - Z_0) + \frac{Z_0}{R_L} X_L^2}$ $B = \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 X_L - R_L X}$	<p>التشكيلة (b) من أجل $R_L < Z_0$:</p> $X = -X_L \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)}$ $B = \frac{1 - R_L/Z_0}{X_L + X}$
---	--

نلاحظ من العلاقات السابقة أنه لدينا حلان لكل مسألة موافقة ومن أجل التشكيلة المناسبة. نفاضل بين الحلين حسب قيم العناصر المتوفرة الأقرب للمطلوبة، وحسب عرض حزمة معامل الانعكاس حول التردد المركزي الذي صممنا عنده دارة الموافقة. لنوضح ذلك من خلال المثال التالي.

مثال:

صمم دائرة موافقة بعناصر مجمعة للحمل المكون من مقاومة 200Ω مع مكثف على التسلسل سعته 3.18pF عند التردد $f_0 = 500\text{MHz}$ ، وذلك مع خط نقل ممانعته المميزة 100Ω .

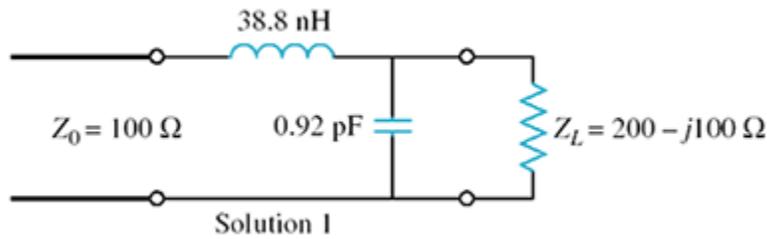
الحل:

نحسب أولاً ممانعة الحمل عند التردد $f_0 = 500\text{MHz}$ فنجد:

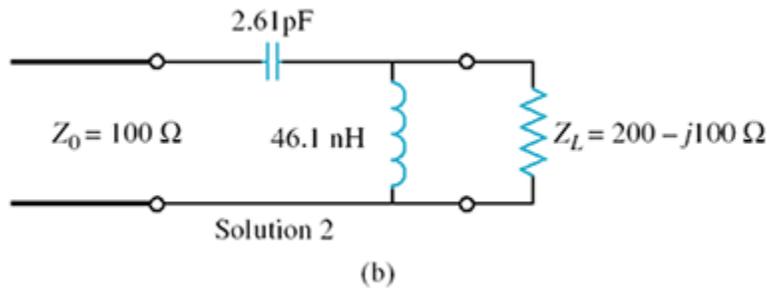
$$Z_L = R_L + jX_L = 200 - \frac{j}{2\pi f_0 C} = 200 - j100\Omega$$

بما أن $R_L = 200\Omega > Z_0 = 100\Omega$ نستخدم التشكيلة (a) لدائرة الموافقة ونحسب X و B من العلاقات المناسبة فنجد:

الحل الأول: $X_1 = 122.5\Omega$ و $B_1 = 2.9\text{mS}$ ؛ أي أن العنصر الردي التسلسلي هو ملف $L_1 = 39\text{nH}$ والعنصر الردي التفرعي هو مكثف $C_1 = 0.92\text{pF}$.



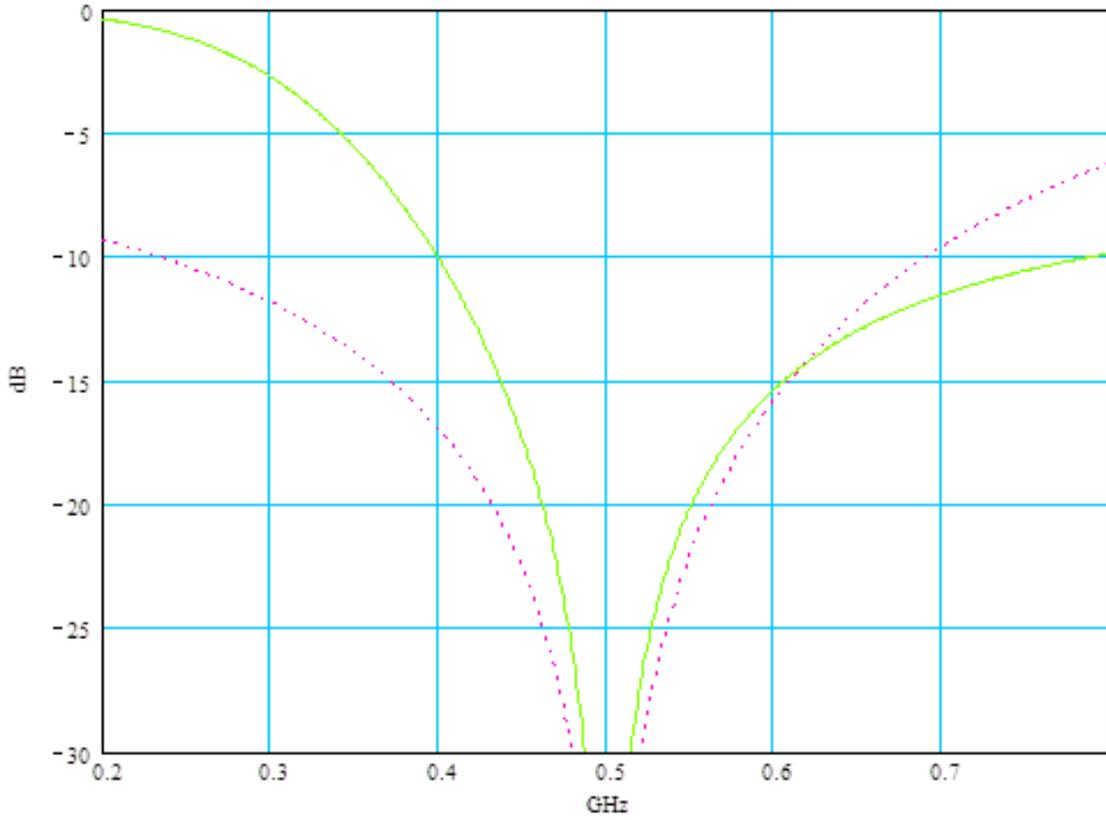
الحل الثاني: $X_2 = -122.5\Omega$ و $B_2 = -6.9\text{mS}$ ؛ أي أن العنصر الردي التسلسلي هو مكثف $C_2 = 2.6\text{pF}$ والعنصر الردي التفرعي هو ملف $L_2 = 46\text{nH}$.



(b)

نستخدم برمجية محاكاة لحساب طويلة معامل الانعكاس على مجال ترددي مركزه $f_0 = 500\text{MHz}$ ، مثل ماتلاب أو Microwave Office. يبين الشكل 9 طويلة معامل الانعكاس بال dB لكل من الحلين، على المجال الترددي $[0.2, 0.8]$ GHz. من الواضح أن الحل الأول (المنحني الأزرق المنقطع) يعطي عرض حزمة أفضل من الحل الثاني (المنحني الأحمر المستمر) بقليل من أجل $|\Gamma| < 0.2$ أو $|\Gamma| < -14\text{dB}$. لذلك نختار الحل الأول الذي يعطي عرض حزمة $[0.35, 0.62]$ GHz عند $|\Gamma| = -14\text{dB}$.

ملاحظة: اعتبرنا أن العناصر المجمعمة مثالية، ولم نستخدم الدارة المكافئة لكل عنصر، فالنتائج ستتغير في هذه الحالة وخاصة عند الترددات الأعلى من $f_0 = 500\text{MHz}$.



الشكل 9: طويلة معامل الانعكاس بال dB لدائرتي موافقة الحمل $Z_L = 200 - j100\Omega$.

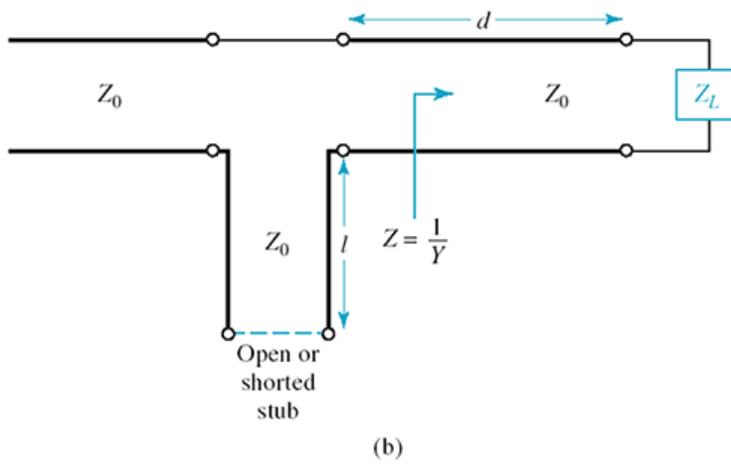
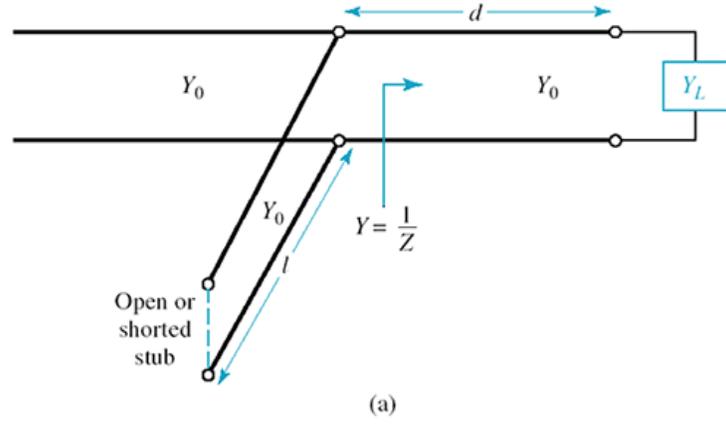
5. دارة الموافقة بخط نقل وحيد Single Stub Tuner

تطلق تسمية stub على خط نقل ينتهي بدارة مقصورة أو مفتوحة. نذكر بأن ممانعة الدخل المكافئة لخط نقل ينتهي بدارة مقصورة أو مفتوحة تكون دوماً تخيلية بحتة، سعوية أو تحريضية حسب طول خط النقل. يمكن استخدام هذا النوع من خطوط النقل لتصميم دارة موافقة بخطوط نقل عديمة الفقد، تحدث انقطاعاً محدداً في الدارة، بحيث يسمح هذا الانقطاع بموافقة حمل ما مع خط نقل ممانعته المميزة Z_0 . تأخذ هذه الدارة أحد الشكلين التاليين: الشكل a-10 حيث يكون الخط موصولاً على التفرع shunt-stub، أو الشكل b-10 حيث يكون الخط موصولاً على التسلسل series-stub.

نستخدم في الدارة خطوط نقل لها نفس الممانعة المميزة Z_0 . يعني ذلك أن الانقطاع بين دارة الموافقة والخط الذي نريد موافقة الحمل معه يحصل من إضافة stub تسلسلي أو تفرعي. نتعرف هنا إذاً على إحدى تطبيقات الانقطاعات في تصميم دارة موافقة.

سوف ندرس هنا دارة الموافقة shunt-stub، لأنها الدارة الأكثر شيوعاً عملياً، ولأنه يمكن تنفيذها باستخدام كل تقانات خطوط النقل ودلائل الموجة. وسيكون الحل باستخدام مخطط سميث. لاحظ في الشكل a-10 أننا نتعامل مع سماحيات لأن الخط موصول على التفرع، أي جمع السماحيات.

مسألة الموافقة لها درجتا حرية، وبما أن خطوط النقل لها نفس الممانعة المميزة Z_0 ، لذلك سوف نعمل على توليف Tuning طول خط النقل d الواصل بين الحمل والخط الذي نريد موافقة الحمل معه، وطول الخط l مقصور أو مفتوح النهاية (stub). نقوم أولاً بتوليف طول خط النقل d للحصول على سماحية دخل $Y = Y_0 + jB$ بجزء حقيقي يساوي السماحية المميزة Y_0 ، ثم نضيف الخط التفرعي stub بحيث يعطي سماحية jB_s (وهي جزء تخيلي بحت) تعاكس الجزء التخيلي لسماحية الدخل Y ، أي $jB_s = -jB$. وهكذا نحصل على سماحية منظورة من خط النقل الذي نريد موافقة الحمل معه تساوي Y_0 .



الشكل 10-a دائرة موافقة باستخدام shunt-stub، الشكل 10-b دائرة موافقة باستخدام series-stub.

سوف نشرح الطريقة المتبعة لإيجاد حل لدائرة الموافقة shunt-stub باستخدام مخطط سميث عن طريق المثال التالي.

مثال:

صمم دائرة موافقة بخط تفرعي وحيد single shunt-stub، باستخدام مخطط سميث، لموافقة الحمل المكون من مقاومة على التسلسل مع مكثف، ممانعته $Z_L = 60 - j80 \Omega$ عند التردد $f_0 = 2 \text{ GHz}$ ، مع خط نقل $Z_0 = 50 \Omega$.

الحل: نتبع الخطوات التالية

a. نحسب ممانعة الحمل المقيسة $z_L = 1.2 - j1.6 \Omega$ ونعينها على مخطط سميث. ثم نرسم دائرة VSWR التي مركزها مركز المخطط وتمر من z_L . يبين الشكل a-11 كافة الخطوات المتبعة على مخطط سميث لتصميم دائرة الموافقة.

b. نريد تصميم دائرة موافقة بخط تفرعي وحيد، لذلك نحول الممانعة z_L إلى سماحية y_L بالدوران نصف دورة على دائرة VSWR باتجاه WTG، فنحصل على $y_L = 0.3 + j0.4$. من الآن فصاعداً نتعامل مع مخطط سميث للسماحيات.

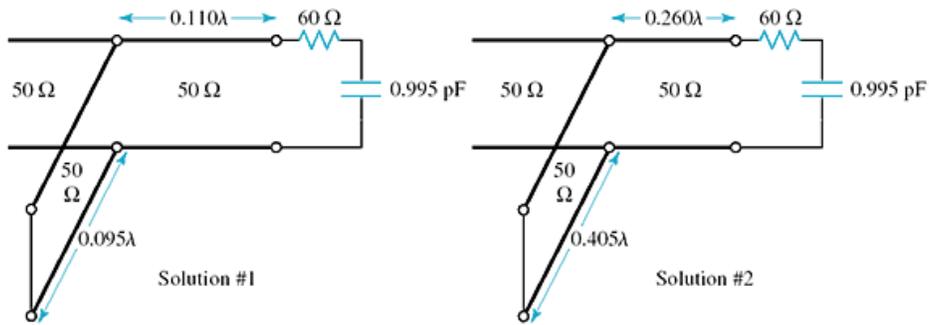
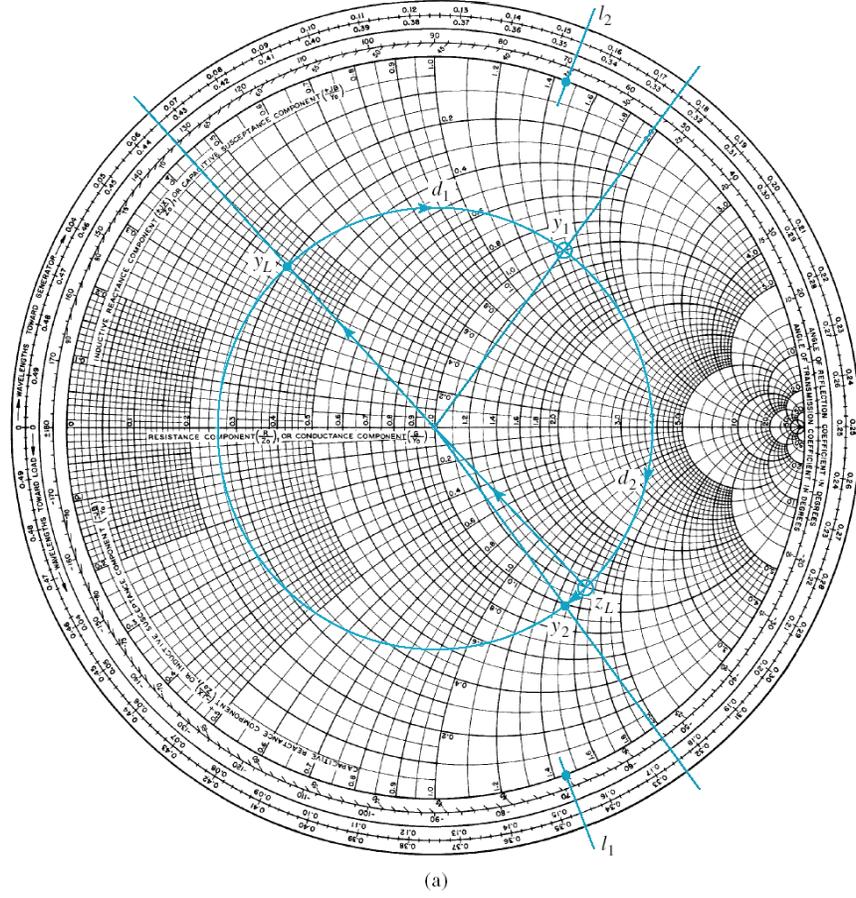
c. انطلاقاً من y_L ، ندور على دائرة VSWR باتجاه WTG حتى نحصل على سماحية دخل من الشكل $Y = Y_0 + jB$ ، أي تقع على الدائرة $1 + jB$. نلاحظ أن دائرة VSWR تقطع الدائرة $1 + jB$ في نقطتين متناظرتين بالنسبة للمحور الأفقي، الأولى $y_1 = 1 + j1.47$ ، والثانية $y_2 = 1 - j1.47$.

d. الانتقال من y_L إلى y_1 على مخطط سميث، يكافئ خط نقل طوله $d_1 = 0.176\lambda - 0.066\lambda = 0.110\lambda$ والانتقال من y_L إلى y_2 على مخطط سميث، يكافئ خط نقل طوله $d_2 = 0.325\lambda - 0.066\lambda = 0.259\lambda$.

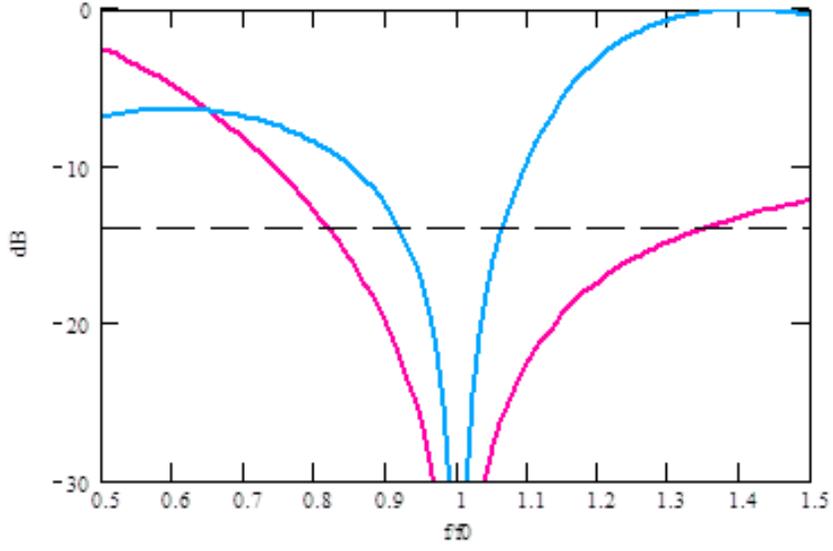
e. تحديد درجة الحرية الثانية للمسألة، وهي طول الخط التفرعي l مقصور أو مفتوح النهاية: دور هذا الخط هو إضافة سماحية تلغي الجزء التخيلي للسماحية y_1 أو y_2 . يعني ذلك الانتقال على الدائرة $1 + jB$ من y_1 إلى مركز مخطط سميث، أو الانتقال على الدائرة $1 + jB$ من y_2 إلى مركز مخطط سميث.

f. الانتقال على الدائرة $1 + jB$ من $y_1 = 1 + j1.47$ إلى مركز مخطط سميث يعني أن الخط التفرعي يضيف سماحية $jb_{s1} = -j1.47$. لإيجاد الطول l_1 اللازم لذلك، نعين السماحية $-j1.47$ على مخطط سميث، فإذا كان الخط ينتهي بدارة مقصورة، أي $y = \infty$ ، نطلق من هذه القيمة (نهاية المحور الأفقي إلى اليمين) وندور باتجاه WTG على دائرة الناقلية الخارجية $g = 0$ حتى $-j1.47$ فيكون الطول $l_1 = 0.096\lambda$. بنفس الطريقة نجد $l_2 = 0.405\lambda$.

يبين الشكل b-11 الدارتين الناتجتين، والشكل 12 تغيرات طويلة معامل الانعكاس مع التردد حول التردد المركزي $f_0 = 2 \text{ GHz}$. نلاحظ أن الحل الأول (d_1, l_1) يعطي عرض حزمة، حيث $|\Gamma| < 0.2$ أو -14 dB ، أفضل بكثير من الحل الثاني (d_2, l_2) . هذه النتيجة تبين أن خطوط الطول الأقصر تعطي عرض حزمة أفضل، ويعود السبب في ذلك إلى أن الطول الأقصر يكون أقل حساسية لتغيرات التردد، مما يسمح بزيادة عرض الحزمة (دائرة الموافقة تكافئ دائرة طنين لها معامل جودة Q يتناسب عكساً مع عرض الحزمة، والطول الأقصر يعطي معامل جودة Q أصغر، وبالتالي عرض حزمة أكبر). إضافة لذلك، عملياً، الطول الأقصر يسبب فقداً أقل في الاستطاعة.



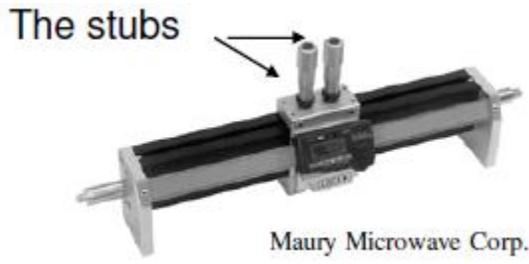
الشكل 11: (a) - الخطوات المتبعة على مخطط سميث لتصميم دائرة الموافقة بخط تقريعي وحيد single shunt-stub. (b) - الدارتان الناتجتان، لموافقة الحمل $Z_L = 60 - j80 \Omega$ عند $f_0 = 2 \text{ GHz}$ مع الخط $Z_0 = 50 \Omega$.



الشكل 12: تغيرات طولية معامل الانعكاس مع التردد حول $f_0 = 2GHz$ (الأحمر) الحل الأول، (الأزرق) الحل الثاني.

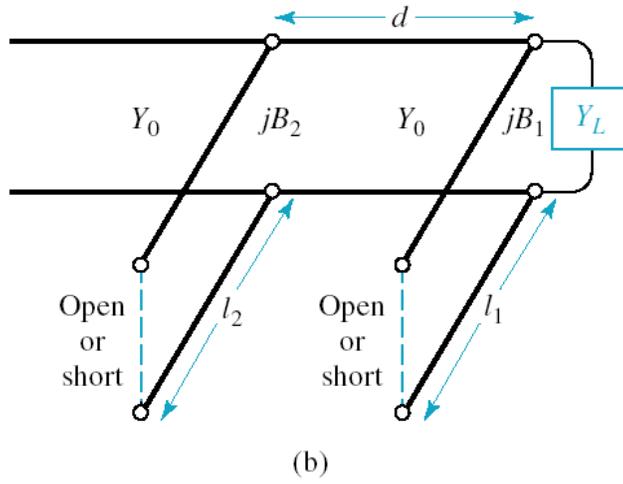
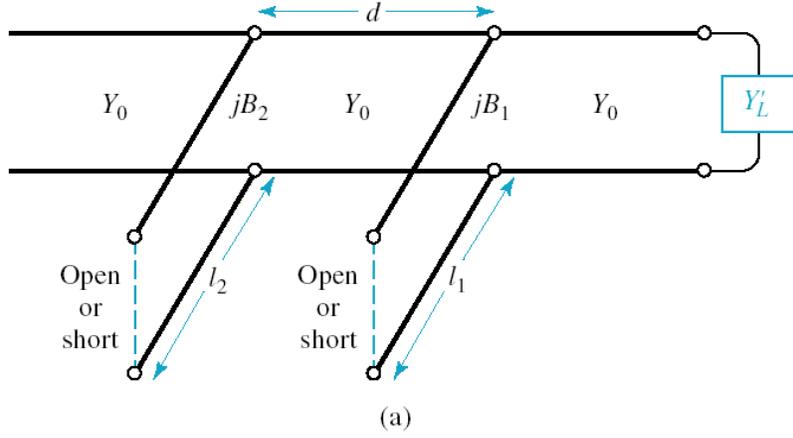
6. دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع Double Shunt-Stub Tuner

تعاني دائرة الموافقة بخطي نقل وتفرعي وحيد من محدودية قابليتها للضبط مع تغيرات الحمل، لأن موضع الانقطاع بحاجة لتوليف أيضاً وهذا صعب التحقيق عملياً. لذلك نستخدم خطي نقل تفرعيين بمواضع ثابتة، ونقوم بتوليف طولي الخطين وهذا سهل التحقيق عملياً، كما في الشكل 13.



الشكل 13: دائرة موافقة عملية بخطي نقل على التفرع Double Shunt-Stub Tuner

يبين الشكل 14 دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع بنهاية مقصورة أو مفتوحة. الشكل a-14 يمثل الدارة العملية حيث نحتاج لخط نقل بطول قصير للوصل بين الحمل ودائرة الموافقة، والشكل b-14 يمثل الدارة المكافئة، أي الحمل Y_L المنظور من دائرة الموافقة. تتكون دائرة الموافقة إذن من خطي نقل على التفرع يفصل بينهما خط نقل بطول d ، وهذه حاجة عملية أيضاً تسمح بتحقيق الدارة، مثل خط النقل بين الحمل ودائرة الموافقة.



الشكل 14: دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع بنهاية مقصورة أو مفتوحة. (a) - حاجة الدارة العملية لخط نقل بطول قصير للوصل بين الحمل ودائرة الموافقة، (b) - الدارة المكافئة، أي الحمل Y_L المنظور من دائرة الموافقة.

سوف ندرس كما في الحالة السابقة دائرة الموافقة shunt-stub، لأنها الدارة الأكثر شيوعاً عملياً، ولأنه يمكن تنفيذها باستخدام كل تقانات خطوط النقل ودلائل الموجة. وسيكون الحل باستخدام مخطط سميث. لاحظ في الشكل 14 أننا نتعامل مع سماحيات لأن الخطين موصولان على التفرع، أي جمع السماحيات. مسألة الموافقة لها درجتا حرية، وبما أن خطوط النقل لها نفس الممانعة المميزة Z_0 ، لذلك سوف نعمل على توليف Tuning طول خطي النقل التفرعيين l_1 و l_2 بنهاية مقصورة أو مفتوحة (double shunt-stub). يعطي الخط التفرعي الأول سماحية jB_1 قابلة للتوليف بتغيير الطول l_1 ، ويعطي الخط التفرعي الثاني سماحية jB_2 قابلة للتوليف بتغيير الطول l_2 ، بحيث نحصل على سماحية دخل $Y = Y_0 + jB$ بجزء حقيقي يساوي السماحية المميزة Y_0 ، وبجزء تخيلي $jB_2 = -jB$. وهكذا نحصل على سماحية منظورة من خط النقل الذي نريد موافقة الحمل معه تساوي Y_0 .

نختار خط النقل الواصل بين خطي النقل التفرعيين بطول d ثابت، ونبتعد عن الأطوال الحساسة لتغيرات التردد، $\lambda/4$ و $\lambda/2$ ، للحصول على عرض حزمة مناسب. عملياً، نختار $\lambda/8$ عند الترددات المكروية المنخفضة، ونختار $3\lambda/8$ عند الترددات المكروية الأعلى لصغر طول الموجة.

سوف نشرح الطريقة المتبعة لإيجاد حل لدائرة الموافقة double shunt-stub tuner باستخدام مخطط سميث عن طريق المثال التالي.

مثال:

صمم دائرة موافقة بخطين تفرعيين double shunt-stub، باستخدام مخطط سميث، لموافقة نفس الحمل في المثال السابق.

الحل: يبين الشكل a-15 كافة الخطوات المتبعة على مخطط سميث لتصميم دائرة الموافقة.

a. نعين سماحية الحمل المقيسة $y_L = 0.3 + j0.4$ على مخطط سميث. ثم نرسم دائرة VSWR التي مركزها مركز المخطط وتمر من y_L (نتعامل مع مخطط سميث للسماحيات).

b. يضيف الخط التفرعي الأول سماحية jb_1 إلى y_L ، فتصبح $y_L + jb_1$ سماحية الحمل المنظور من خط النقل بطول $d = \lambda/8$ ، الذي يجب أن يعطي على دخله سماحية تقع على الدائرة $1 + jb$. لذلك نرسم الدائرة $1 + jb$ المدورة بمقدار الطول الكهربائي للخط $d = \lambda/8$ ، لكن عكس عقارب الساعة (عكس الاتجاه WTG). إذن يجب أن تقع السماحية $y_L + jb_1$ على هذه الدائرة. إضافة jb_1 إلى y_L يعني تغيير الجزء التخيلي، أي الانتقال على دائرة $g = 0.3$ زيادة ونقصاناً حتى نتقاطع مع الدائرة $1 + jb$ المدورة في نقطتين، الأولى $y_1 = 0.3 + j1.72$ ، أي بإضافة $jb_1 = j1.32$ ، والثانية $y_1' = 0.3 + j0.28$ ، أي بإضافة $jb_1' = -j0.12$.

c. يعطي خط النقل $d = \lambda/8$ ، من أجل الحمل $y_1 = 0.3 + j1.72$ ، بالدوران على دائرة VSWR التي تمر من y_1 ، سماحية دخل $y_2 = 1 - j3.4$ ؛ ومن أجل الحمل $y_1' = 0.3 + j0.28$ ، بالدوران على دائرة VSWR التي تمر من y_1' ، سماحية دخل $y_2' = 1 + j1.3$ ؛ تقع كل من y_2 و y_2' على الدائرة $1 + jb$.

d. تحديد درجة الحرية الثانية للمسألة، وهي طول الخط التفرعي l_2 مقصور أو مفتوح النهاية: دور هذا الخط هو إضافة سماحية تلغي الجزء التخيلي للسماحية y_2 أو y_2' . يعني ذلك الانتقال على الدائرة $1 + jb$ من y_2 إلى مركز مخطط سميث، أو الانتقال على الدائرة $1 + jb$ من y_2' إلى مركز مخطط سميث.

e. الانتقال على الدائرة $1 + jb$ من $y_2 = 1 - j3.4$ إلى مركز مخطط سميث يعني أن الخط التفرعي l_2 يضيف سماحية $jb_2 = j3.4$. والانتقال على الدائرة $1 + jb$ من $y_2' = 1 + j1.3$ إلى مركز مخطط سميث يعني أن الخط التفرعي l_2 يضيف سماحية $jb_2' = -j1.3$.

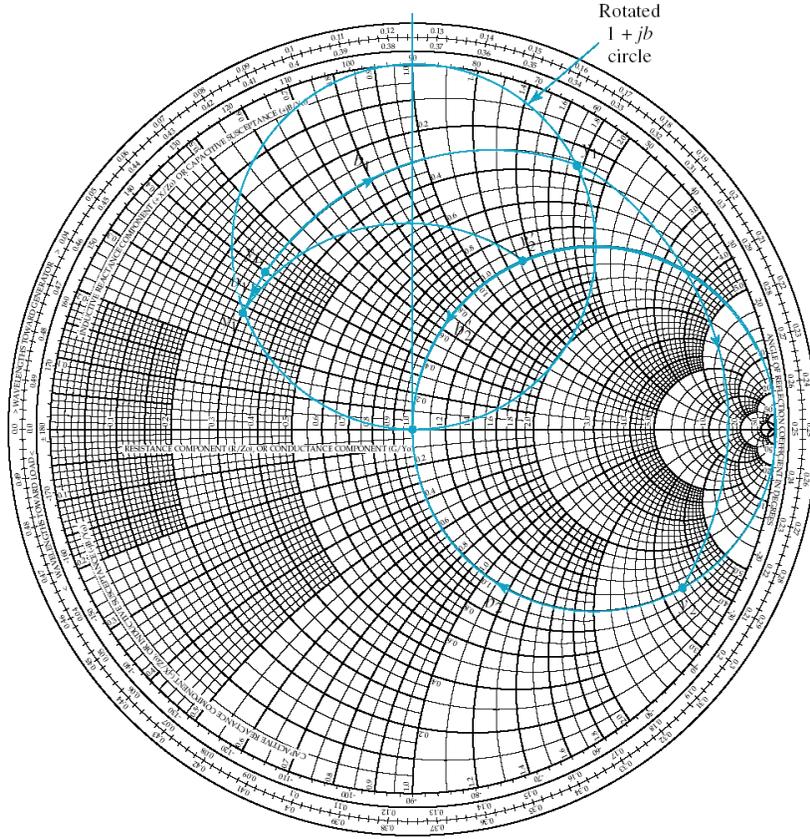
f. إيجاد أطوال الخطين التفرعيين من أجل نهاية مفتوحة:

$jb_1 = j1.32$	$l_1 = 0.146\lambda$	$jb_1' = -j0.12$	$l_1' = 0.482\lambda$
$jb_2 = j3.4$	$l_2 = 0.204\lambda$	$jb_2' = -j1.3$	$l_2' = 0.350\lambda$

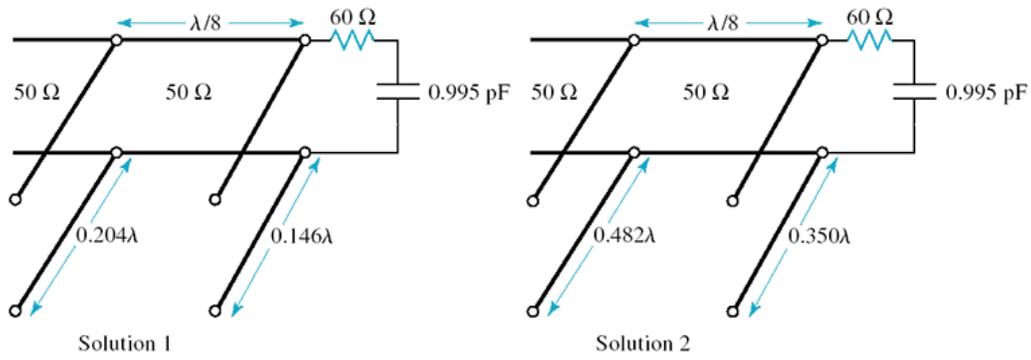
g. إيجاد أطوال الخطين التفرعيين من أجل نهاية مقصورة:

$jb_1 = j1.32$	$l_1 = 0.396\lambda$	$jb_1' = -j0.12$	$l_1' = 0.232\lambda$
$jb_2 = j3.4$	$l_2 = 0.454\lambda$	$jb_2' = -j1.3$	$l_2' = 0.100\lambda$

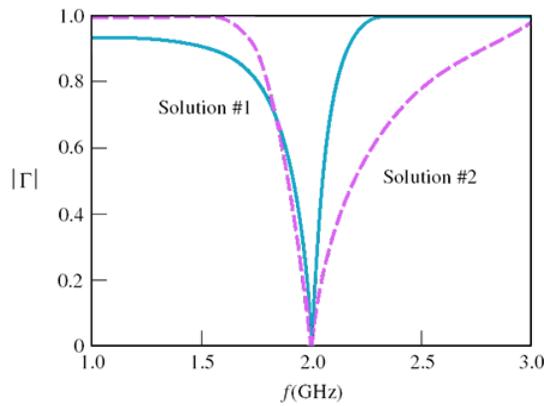
يبين الشكل 15-b الدارتين الناتجتين من أجل نهاية مفتوحة، والشكل 15-c تغيرات طويلة معامل الانعكاس مع التردد حول التردد المركزي $f_0 = 2 \text{ GHz}$. نلاحظ أن الحل الأول (l_2, l_1) يعطي عرض حزمة، حيث $|\Gamma| < 0.2$ أو $|\Gamma| < -14 \text{ dB}$ ، أفضل من الحل الثاني (l'_2, l'_1) . هذه النتيجة تبين أن خطوط الطول الأقصر تعطي عرض حزمة أفضل.



(a)



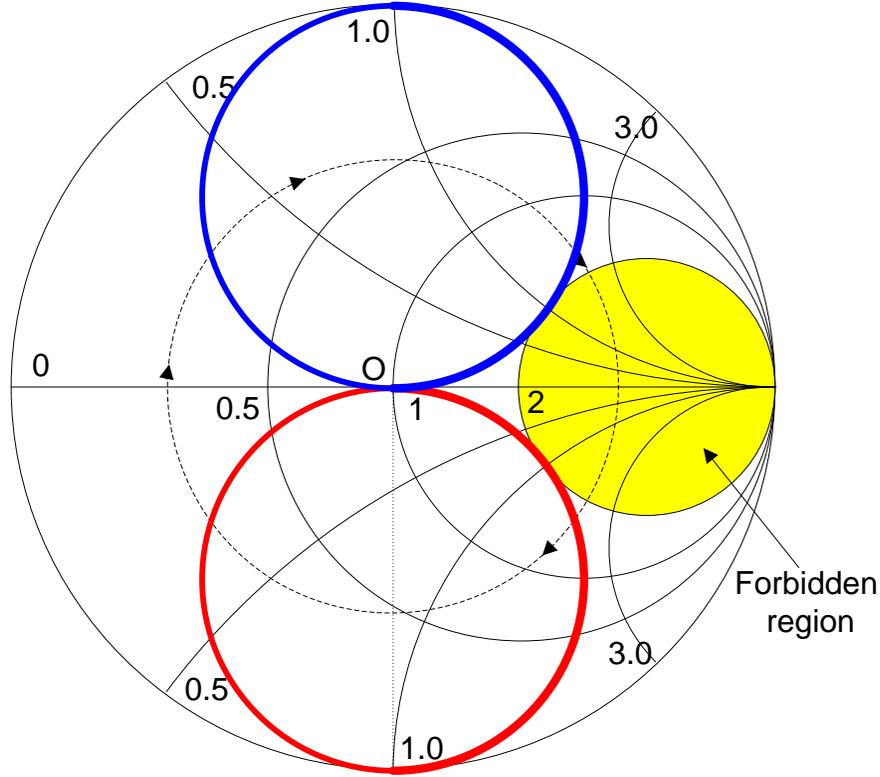
(b)



(c)

الشكل 15: (a) - الخطوات المتبعة على مخطط سميث لتصميم دائرة الموافقة بخطين تفرعيين وحد double shunt-stub. (b) - الدارتان الناتجتان بنهايات مفتوحة، لموافقة الحمل $Z_L = 60 - j80 \Omega$ عند $f_0 = 2 \text{ GHz}$ مع الخط $Z_0 = 50 \Omega$. (c) - تغيرات طويلة معامل الانعكاس مع التردد حول $f_0 = 2 \text{ GHz}$.

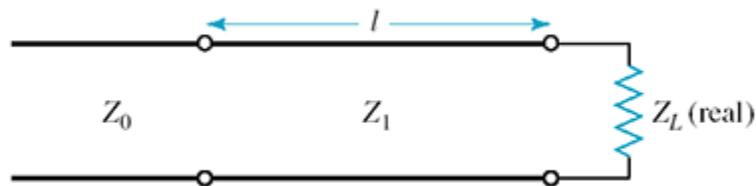
ملاحظة: يمكن موافقة جميع قيم السماحيات باستخدام دائرة الموافقة بخط تفرعي وحيد، لكن دائرة الموافقة بخطين تفرعيين لا تسمح بموافقة السماحيات التي تقع ضمن الدائرة الملونة بالأصفر في الشكل 16 عندما يكون طول الخط $d = \lambda/8$ أو $3\lambda/8$ ، أي عندما يكون $Re(y_L) > 2$. يكون الحل بإضافة خط نقل بين الحمل والخط التفرعي الأول بطول يسمح بنقل السماحية خارج الدائرة $g = 2$ ، كما في الشكل a-14.



الشكل 16: (الأصفر) قيم سماحية الحمل التي لا يمكن موافقتها مباشرة بخطين تفرعيين. (الأزرق) الدائرة $1 + jb$ المدورة $\lambda/8$. (الأحمر) الدائرة $1 + jb$ المدورة $3\lambda/8$.

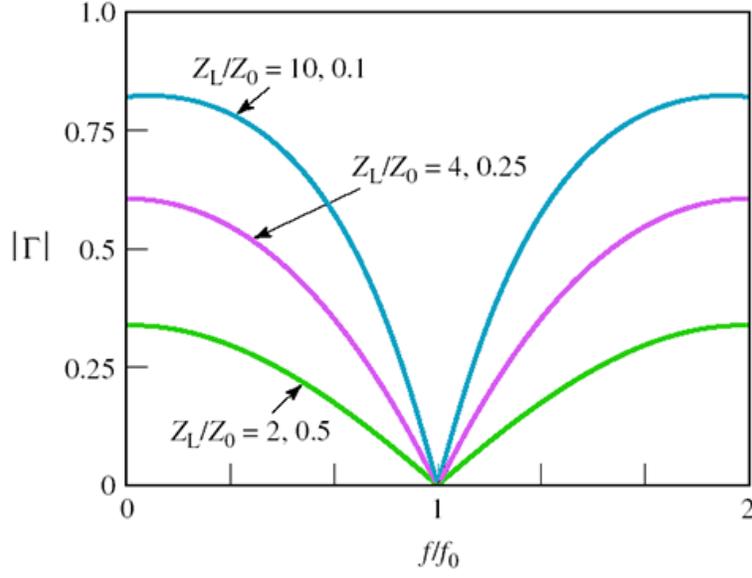
7. محول ربع موجة Quarter-wave transformer

محول ربع موجة هو خط نقل ممانعته المميزة Z_1 وطوله $l = \lambda/4$ عند تردد العمل، يستخدم لموافقة الممانعات الحقيقية، كما في الشكل 17. يتميز ببساطة تصميمه، إذ يكفي حساب Z_1 من العلاقة $Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}$.



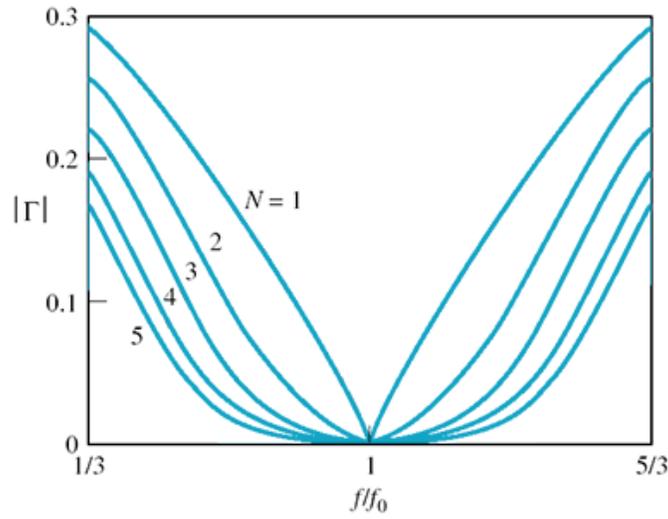
الشكل 17: مقطع من محول ربع موجة طوله $l = \lambda/4$ عند تردد التصميم

من مساويء محول ربع الموجة أن طولها $\ell = \lambda/4$ حساس لتغيرات التردد، يستخدم إذن لتصميم دائرة موافقة على عرض حزمة ضيق. ويؤثر أيضاً على عرض الحزمة مقدار عدم الموافقة بين الحمل Z_L والمحول Z_1 ، أي مقدار الانقطاع بين Z_L والمحول Z_1 من جهة، وبين Z_1 وخط النقل Z_0 ، من جهة أخرى. يظهر الشكل 18 طويلة معامل الانعكاس المنظور من خط النقل Z_0 بدلالة التردد من أجل قيم مختلفة للنسبة Z_L/Z_1 .



الشكل 18 طويلة معامل الانعكاس المنظور من خط النقل Z_0 بدلالة التردد للمحول مع الحمل من أجل قيم مختلفة للنسبة Z_L/Z_1 .

يمكن زيادة عرض الحزمة بتخفيف أثر الانقطاع باستخدام عدة مقاطع من محول ربع موجة، بحيث يتم الانتقال من Z_L إلى Z_0 تدريجياً عبر عدة مقاطع لها ممانعات مميزة متدرجة بطريقة تسمح بالحصول على استجابة ترددية لطويلة معامل الانعكاس من نوع ثنائي الحد binomial أو Chebyshev. لكن هذا غير مطلوب هنا، وتساعد برمجيات المحاكاة على تصميم هذا النوع من دوائر الموافقة.



الشكل 18: طويلة معامل الانعكاس المنظور من خط النقل Z_0 بدلالة التردد لعدة مقاطع (N مقطع) من محول ربع موجة.

مثال:

صمم محول ربع موجة لموافقة الحمل $Z_L = 100\Omega$ مع خط نقل $Z_0 = 50\Omega$. قارن عرض الحزمة مع قيمة أخرى للحمل $Z_L = 60\Omega$.

الحل:

الممانعة المميزة لمقطع محول ربع موجة لموافقة الحمل $Z_L = 100\Omega$ مع خط نقل $Z_0 = 50\Omega$:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} = \sqrt{100 \times 50} = 70.7\Omega$$

الممانعة المميزة لمقطع محول ربع موجة لموافقة الحمل $Z_L = 60\Omega$ مع خط نقل $Z_0 = 50\Omega$:

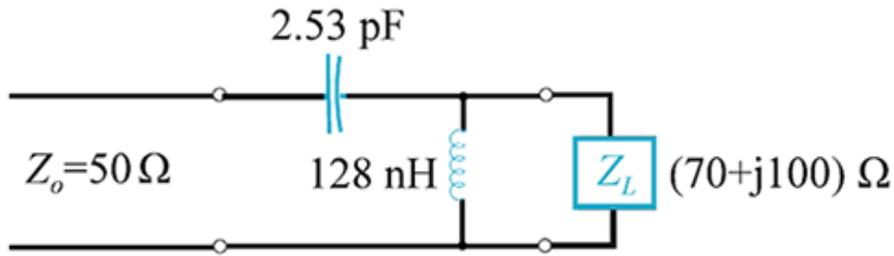
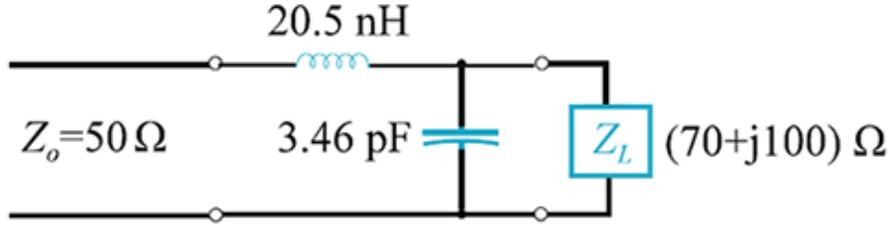
$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} = \sqrt{60 \times 50} = 54.8\Omega$$

نلاحظ أن الانتقالات بين الممانعات 60Ω و 54.8Ω و 50Ω تكون قليلة مقارنة بالانتقالات بين الممانعات 100Ω و 70.7Ω و 50Ω ، لذلك سيكون عرض حزمة دارة موافقة الحمل $Z_L = 60\Omega$ أعرض من عرض حزمة دارة موافقة الحمل $Z_L = 100\Omega$.

تمارين للحل:

1. احسب قيم العناصر لدارة موافقة بعناصر مجمعة للحمل $Z_L = 70 + j100 \Omega$ عند التردد $f_0 = 700 \text{ MHz}$ وذلك مع خط نقل ممانعته المميزة 50Ω .

الجواب:



2. صمم دارة موافقة بخط تفرعي وحيد single shunt-stub، لموافقة الحمل $Z_L = 100 + j80 \Omega$ مع خط نقل $Z_0 = 75 \Omega$ ، باستخدام مخطط سميث، على أن تكون نهاية الخط التفرعي دارة مفتوحة.

الجواب:

$d_1 = 0.228\lambda$	$d_2 = 0.406\lambda$
$\ell_1 = 0.378\lambda$	$\ell_2 = 0.123\lambda$

3. صمم، باستخدام مخطط سميث، دارة موافقة بخطين تفرعيين double shunt-stub ونهاية دارة مقصورة وخط نقل فاصل $3\lambda/8$ ، لموافقة الحمل $Y_L = (0.4 + j1.2)Y_0$.

الجواب:

$jb_1 = -j3$	$\ell_1 = 0.051\lambda$	$jb'_1 = -j1.4$	$\ell'_1 = 0.099\lambda$
$jb_2 = -j3$	$\ell_2 = 0.051\lambda$	$jb'_2 = j$	$\ell'_2 = 0.375\lambda$

4. صمم محول ربع موجة لموافقة الحمل $Z_L = 10 \Omega$ مع خط نقل $Z_0 = 50 \Omega$.

الجواب:

$$Z_1 = 22.36 \Omega$$

مذاكرة:

درجة واحدة لكل سؤال؛ وعلامة النجاح 6/10

1. موافقة الممانعات بين المنبع والحمل ضرورية في الدارات الراديوية والمكروية

a. لضمان نقل الاستطاعة العظمى إلى الحمل

b. لمنع تشكل موجة مستقرة

c. لمنع الإشعاع

d. لتحقيق التوافق الكهرطيسي

2. موافقة الممانعات تؤدي إلى تدهور أداء نظم الاتصالات الراديوية والمكروية

a. صح

b. خطأ

3. يفضل عادة أن تحتوي دارة الموافقة على عناصر عديمة الفقد

a. صح

b. خطأ

4. تحسن الانقطاعات في دارة الموافقة من عرض الحزمة

a. صح

b. خطأ

5. يجب التخلص دوماً من الانقطاعات في الراديوية والمكروية

a. صح

b. خطأ

6. تعمل العناصر المجمععة السطحية عند الترددات المنخفضة فقط

a. صح

b. خطأ

7. تستخدم دارات الموافقة بعناصر مجمععة سطحية حتى التردد 2 GHz

a. صح

b. خطأ

8. لمسألة موافقة الممانعات

a. درجة حرية واحدة

b. درجتا حرية

c. 3 درجات حرية

d. 4 درجات حرية

9. يستخدم محول ربع الموجة

a. لموافقة الممانعات العقدية

b. لموافقة السماحيات العقدية

c. لتحويل الممانعات العقدية إلى سماحيات حقيقية

d. لموافقة الممانعات الحقيقية

10. دائرة الموافقة بخطي نقل على التفرع أفضل من دائرة الموافقة بخط تفرعي وحيد من حيث

a. الفقد

b. البساطة

c. قابلية الضبط/التوليف

d. التقانة

الإجابات الصحيحة:

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	التغذية الراجعة
1	a	راجع الحاجة لموافقة الممانعات
2	b	
3	a	راجع عوامل اختيار دارة الموافقة
4	b	راجع الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل
5	b	راجع الانقطاعات/الانتقالات في خطوط النقل
6	b	راجع العناصر المجمعة السطحية
7	a	راجع العناصر المجمعة السطحية
8	b	للحمل جزء حقيقي وجزء تخيلي، وبالتالي لمسألة موافقة الممانعات درجتا حرية
9	d	راجع محول ربع الموجة
10	c	راجع عوامل اختيار دارة الموافقة ودارة الموافقة بخطي نقل على التفرع

الفصل الرابع دارات الرنين المكروية

Microwave Resonators

الكلمات المفتاحية:

دارة رنين (رنان) resonant circuit (Resonator)، دارات الرنين المكروية Microwave Resonators، التجاوب resonance، تردد التجاوب resonant frequency، دارة الرنين RLC التسلسلية Series RLC، دارة الرنين RLC التفرعية Parallel RLC Resonant Circuit، معامل الجودة Quality factor Q ، عرض الحزمة 3 dB النسبي (FBW) half power fractional bandwidth، فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل Rectangular waveguide cavity resonators، الرنان العازل Dielectric Resonator، الرنان الشرائحي المكروي Microstrip Resonator، عنصر الإزعاج perturbation element، طريقة الإزعاج perturbation method، مرشحات قابلة لإعادة التشكيل reconfigurable filters، الراديو البرمجي Software Defined Radio SDR، الراديو الإدراكي Cognitive Radio CR، تردد التجاوب العقدي الفعال complex effective resonant frequency، المهتزات الرنانة العازلة Dielectric Resonator Oscillator، مستقبل المحطات التلفزيونية الفضائية Low Noise Block LNB.

ملخص:

نعرف الطالب في هذا الفصل على دارات الرنين لمكروية، بأشكال وتقانات مختلفة، وتطبيقاتها في تصميم الدارات لمكروية، لمرشحات ولمهتزات. يتعرف لطالب أولاً على خص دارات الرنين التقليدية بعناصر مجمعة: RLC التسلسلية والتفرعية، وتوصيفها بمعامل الجودة. ثم يتعرف على بنى دارات الرنين لمكروية بخطوط النقل ودلائل لموجة، والرنان لعازل، والرنان لشرائحي لمكروي. وأخيراً، يتعرف الطالب على طرق تحريض وتوليف دارات الرنين لمكروية

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- دارة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية
- مفهوم معامل الجودة Q
- دارات الرنين لمكروية: فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل، الرنان العازل DR، الرنان الشرائحي المكروي
- تقانات تحريض وتوليف دارات الرنين لمكروية
- تقانات توليف دارات الرنين المكروية: طريقة الإزعاج

1. تطبيقات دارات الرنين Applications of resonant circuits

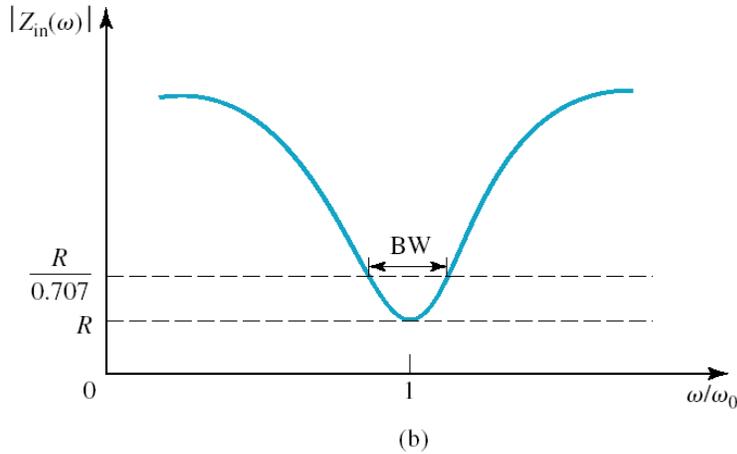
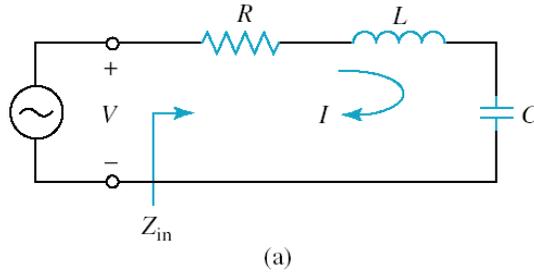
تستخدم دارات الرنين (أو الطنين) resonant circuit في تطبيقات متعددة ومتنوعة، ولها بنى مختلفة تتناسب الترددات المنخفضة أو العالية، لكنها تشترك في عدة خواص. تعرفنا في الفصل السابق على دارات الموافقة بعناصر مجمعة وعناصر موزعة (خطوط نقل تنتهي بدارة مقصورة أو مفتوحة)، والتي يمكن اعتبارها دارات رنين توافق تردد العمل. وسنتعرف في الفصول القادمة على المرشحات المكروية، وأهمية دارات الرنين (اللبنة الأساسية في المرشحات) في تصميم مرشحات لها بنى مختلفة بمواصفات مختلفة، وعلى المهتزازات المكروية المتعددة الأنواع والتي تصنف حسب دارة الرنين المستخدمة في تصميم المهتز. لدارات الرنين تطبيقات أخرى هامة، وخاصة في مجال قياس التردد باستخدام فجوات رنين قابلة للتوليف على مجال ترددي معين.

تتكون دارات الرنين الكهريائية عند الترددات المنخفضة من عناصر مجمعة، ولها بنيتان: RLC على التسلسل أو على التفرع، ويمكن عادة نمذجة دارات الرنين المكروية، عند ترددات بجوار التجاوب الأعظمي، بإحدى هاتين البنيتين. لذا سوف ندرس خواص هاتين البنيتين بشكل أساسي، لفهم دارات الرنين وظاهرة التجاوب resonance، ثم نكتفي باستعراض أهم بنى دارات الرنين المكروية، وخواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

2. دارة الرنين RLC التسلسلية Series RLC Resonant Circuit

يبين الشكل 1 دارة الرنين RLC التسلسلية وممانعة الدخل بدلالة التردد، والتي تكتب على الشكل:

$$Z_{in} = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} = \frac{1 + j\omega RC - \omega^2 LC}{j\omega C}$$



الشكل 1: (a) - دارة الرنين RLC التسلسلية. (b) - طولية ممانعة الدخل بدلالة التردد.

لاحظ أنه من أجل التردد

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

تكون ممانعة الدخل $Z_{in} = R$ حقيقية صرفة. يدعى التردد ω_0 تردد التجاوب resonant frequency، وهذا واضح في الشكل 1-(b). لفهم المعنى الفيزيائي لتردد التجاوب، لنحسب الاستطاعة العقدية المقدمة للدائرة من المولد.

$$P_{in} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{in}|I|^2 = \frac{1}{2}|I|^2 \left(R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \right)$$

نلاحظ أن هذه الاستطاعة مكونة من مجموع:

- الاستطاعة المستهلكة في المقاومة (استطاعة حقيقية) وهي $P_{loss} = \frac{1}{2}|I|^2 R$
- الطاقة المغناطيسية المتوسطة المخزونة في الملف (استطاعة ردّية) وهي $W_m = \frac{1}{4}|I|^2 L$
- الطاقة الكهربائية المتوسطة المخزونة في المكثف (استطاعة ردّية) وهي $W_e = \frac{1}{4}|V_c|^2 C = \frac{1}{4}|I|^2 \frac{1}{\omega^2 C}$

حيث V_c الفولطية بين طرفي المكثف. بالنتيجة نكتب

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)$$

ويمكن إعادة كتابة ممانعة الدخل بدلالة P_{in} على الشكل

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2}$$

يحدث التجاوب عندما تتساوى الطاقة المغناطيسية المتوسطة المخزونة مع الطاقة الكهربائية المتوسطة المخزونة، أي $W_m = W_e$ ، وتصبح ممانعة الدخل عند التجاوب

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها.

نستنتج أن تردد التجاوب من المعاملات التي توصف دائرة الرنين، وأنه عند تردد التجاوب $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ، تكون

ممانعة الدخل حقيقية وتساوي R ، وتكون الطاقة المتوسطة المخزونة في دائرة الرنين

$$W = W_m + W_e = 2W_m = 2W_e$$

هناك معامل آخر هام لتوصيف دارات الرنين، هو معامل الجودة Quality factor، ويعرف بالعلاقة:

$$Q = \omega \frac{W_m + W_e}{P_{loss}}$$

أي أنه نسبة الطاقة المتوسطة المخزونة إلى الاستطاعة المفقودة خلال دور زمني $T = 1/f$. نستنتج أن معامل جودة دائرة الرنين يقيس مقدار فقد الاستطاعة في الدائرة، وأنه كلما انخفض الفقد، ازداد معامل الجودة Q . يشكل الفقد في الناقل والعازل والفقد بالإشعاع الفقد الكلي في دائرة الرنين، والمقاومة R في الدائرة الكهربائية المكافئة تمثل الفقد الكلي هذا.

وصل دائرة خارجية مع دائرة الرنين، يمكن أن يزيد الفقد، وبالتالي إلى تخفيض معامل الجودة Q . لذلك نميز عادة بين معامل الجودة الذاتي لدائرة الرنين بحد ذاتها، بصرف النظر عن أثر الحمل المكافئ لوصل دائرة خارجية يدعى معامل الجودة غير المحمل unloaded Q ، ونرمز له Q_0 .

عند التجاوب، يكون Q_0 لدائرة الرنين RLC التسلسلية من الشكل:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

ونلاحظ أن Q_0 يزداد كلما انخفض الفقد في دارة الرنين RLC التسلسلية، أي كلما انخفضت قيمة المقاومة R في الحالة المثالية تكون $R = 0$.

المعامل الثالث الهام لتوصيف دارات الرنين، هو عرض الحزمة 3 dB الجزئي half-power fractional bandwidth (FBW). يبين الشكل 1-b طويلة ممانعة الدخل بدلالة التردد. عند التردد الذي من أجله يتحقق $|Z_{in}|^2 = 2R^2$ ، تكون الاستطاعة المتوسطة الحقيقية المقدمة للدارة تساوي إلى نصف الاستطاعة المقدمة عند التجاوب، ونستنتج العلاقة الهامة التالية:

$$FBW = \frac{1}{Q_0}$$

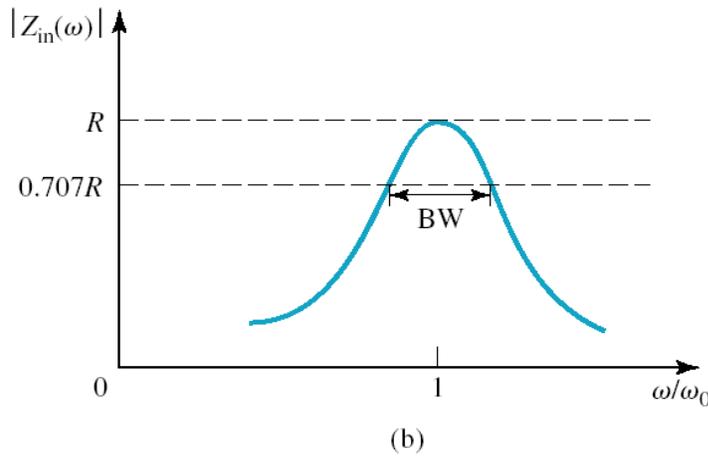
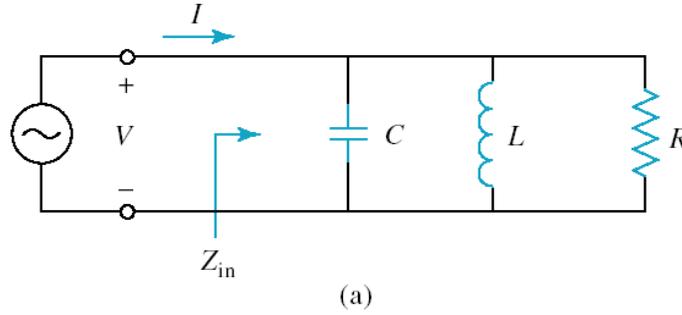
أي أن زيادة Q_0 لدارة الرنين يعطي عرض حزمة FBW أضيق، أي أنه يزيد انتقائية الدارة بالنسبة للتردد. سيكون لهذه الخاصية لدارات الطنين تطبيقات عملية هامة في المرشحات والمهتزات سوف نتعرف عليها لاحقاً. أخيراً، لتحقيق الهدف من هذه الدراسة، وهو نمذجة دارة الرنين المكروية بدارة RLC تسلسلية أو تفرعية، لنتعرف إلى صيغة مفيدة لممانعة دخل دارة الرنين RLC التسلسلية بجوار التجاوب، أي من أجل $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. يمكن أن نستنتج الصيغة التقريبية التالية لممانعة الدخل بجوار التجاوب:

$$Z_{in} \cong R \left(1 + 2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)$$

3. دارة الرنين RLC التفرعية Parallel RLC Resonant Circuit

يبين الشكل 2 دارة الرنين RLC التفرعية وممانعة الدخل بدلالة التردد، والتي تكتب على الشكل:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R} - \frac{j}{\omega L} + j\omega C$$



الشكل 2: (a) - دارة الرنين RLC التفرعية. (b) - طويلة ممانعة الدخل بدلالة التردد

نلاحظ أنه، كما في الدارة السابقة، عند تردد التجاوب ω_0 تكون ممانعة الدخل $Z_{in} = R$ حقيقية صرفاً، كما في الشكل 1- (b). لفهم المعنى الفيزيائي لتردد التجاوب لدارة الرنين RLC التفرعية، لنحسب الاستطاعة العقدية المقدمة للدارة من المولد.

$$P_{in} = \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R} - j\omega C + \frac{j}{\omega L} \right)$$

نلاحظ أن هذه الاستطاعة مكونة من مجموع:

- الاستطاعة المستهلكة في المقاومة (استطاعة حقيقية) وهي $P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R}$
- الطاقة المغناطيسية المتوسطة المخزونة في الملف (استطاعة رديّة) وهي $W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L}$
- الطاقة الكهربائية المتوسطة المخزونة في المكثف (استطاعة رديّة) وهي $W_e = \frac{1}{4} |V|^2 C$

حيث I_L التيار المار بالملف. بالنتيجة نكتب

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)$$

وهي نفس النتيجة السابقة من أجل دارة الرنين التسلسلية. ويمكن إعادة كتابة ممانعة الدخل بدلالة P_{in} على الشكل

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2}$$

عند التجاوب، أي $W_m = W_e$ ، تصبح ممانعة الدخل

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R$$

وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها.

ويكتب معامل الجودة Q_0 لدارة الرنين التفرعية على الشكل:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC$$

ونلاحظ أن Q_0 يزداد كلما انخفض الفقد في الدارة RLC التفرعية، أي كلما زادت المقاومة R ، في الحالة المثالية تكون $R = \infty$.

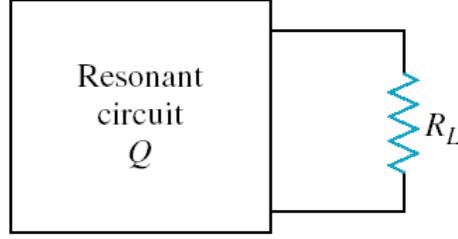
أخيراً، لنكتب ممانعة الدخل لدارة الرنين RLC التفرعية بالصيغة التقريبية المفيدة بجوار التجاوب، أي من أجل $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$:

$$Z_{in} \cong \frac{R}{1 + 2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

ملاحظة: يدعى التردد $\omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q_0}\right)$ تردد التجاوب العقدي الفعال complex effective resonant frequency، ويأخذ الفقد في دارة الرنين بعين الاعتبار، بفرض أن ω_0 تردد التجاوب لدارة الرنين بدون فقد.

4. معامل الجودة Q Quality factor

رأينا في الفقرة السابقة أن Q_0 هو معامل الجودة المميز لدارة الرنين بحد ذاتها، بدون أي حمل موصول مع دارة الرنين. عملياً، لا بد من أن تكون دارة الرنين مقرونة بدارة أخرى، من شأنها أن تؤدي إلى تخفيض معامل الجودة الكلي المحمل Loaded Q ونرمز له Q_L . يبين الشكل 3 دارة الرنين مقرونة بالحمل R_L .



الشكل 3: دارة الرنين مقرونة بالحمل R_L .

إذا كانت دارة الرنين RLC تسلسلية، تضاف R_L إلى R ، وتصبح المقاومة الفعلية لدارة الرنين $R_L + R$. إذا كانت دارة الرنين RLC تفرعية، تكون R_L على التفرع مع R ، وتصبح المقاومة الفعلية لدارة الرنين $R_L R / (R_L + R)$.

نعرف معامل جودة خارجي Q_e , Q external مرتبط بالحمل R_L لدارة الرنين على النحو التالي:

$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_L} \text{ : دارة الرنين RLC تسلسلية}$$

$$Q_e = \frac{R_L}{\omega_0 L} \text{ : دارة الرنين RLC تفرعية}$$

بالتالي نستنتج العلاقة العامة التالية لمعامل الجودة الكلي المحمل:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_0}$$

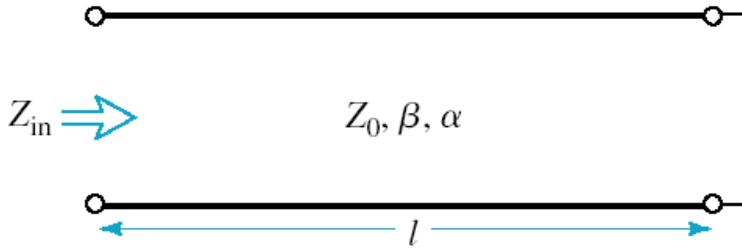
5. دارات الرنين المكروية Microwave Resonators

تعاني العناصر المجمععة من عدة مشاكل عند الترددات العالية، كما ذكرنا سابقاً، وأهمها هنا زيادة الفقد مع ارتفاع التردد، مما يؤدي إلى معامل جودة منخفض بالنسبة لدارات الرنين. لذلك نستخدم العناصر الموزعة، كخطوط النقل ودلائل الموجة، لتصميم دارة رنين مكروية. سوف نكتفي في هذه الفقرة باستعراض أهم بنى دارات الرنين المكروية، وخواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

خطوط النقل Transmission Lines

تستخدم دارات الرنين المكروية مقاطع من خطوط النقل بأطوال ونهايات (مقصورة أو مفتوحة) مختلفة. نهتم هنا بمعامل الجودة لتوصيف دارات الرنين المكروية، لذا سوف نأخذ الفقد في خط النقل بالحسبان. للتذكير! يكتب معامل الانتشار على خط النقل مع فقد على الشكل $\gamma = \alpha + j\beta$ ، حيث يمثل α ثابت التخميد، أي الفقد في خط النقل.

1. التجاوب التسلسلي: خط $\lambda/2$ مقصور النهاية Series resonance: short-circuited $\lambda/2$ line. يبين الشكل 4 مقطعاً من خط نقل بنهاية مقصورة، ممانعته المميزة Z_0 ، ثابت الانتشار β ، ثابت التخميد α ، وطوله $l = \lambda/2$ عند تردد التجاوب ω_0 .



الشكل 4: مقطع من خط نقل بنهاية مقصورة، ممانعته المميزة Z_0 ، ثابت الانتشار β ، ثابت التخميد α وطوله $l = \lambda/2$ عند تردد التجاوب ω_0 .

يكافئ هذا المقطع دائرة رنين RLC تسلسلية، ممانعة دخله عند التجاوب $Z_{in} = R = Z_0 \alpha l$ ، أي متناسبة مع ثابت التخميد α المسؤول عن الفقد في خط النقل. ويكون معامل الجودة لهذا المقطع على الشكل:

$$Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha}$$

أي أن Q_0 يزداد كلما انخفض α ، أو الفقد في خط النقل، كما هو متوقع.

مثال:

قارن معامل الجودة لكابل محوري، عازله الهواء أو التفلون Teflon، كدائرة طنين تسلسلية عند التردد 5 GHz.

الحل:

يعطي مصنع الكابلات المحورية المواصفات اللازمة لحساب ثابت التخميد في الكابل، الناتج عن الفقد في الناقل (الذي يتغير مع التردد ونوع الناقل والعازل)، وعن الفقد في العازل (الذي يتغير مع مواصفات العازل ϵ_r و $\tan\delta$).

من أجل كابل محوري مملوء بالهواء، يكون لدينا:

- الفقد في الناقل عند التردد 5 GHz: $\alpha_c = 0.022 \text{ Np/m}$

- الفقد في الهواء: $\alpha_d = 0$

ومن أجل كابل محوري مملوء بالتفلون $\epsilon_r = 2.08$ و $\tan\delta = 0.0004$:

- الفقد في الناقل عند التردد 5 GHz: $\alpha_c = 0.032 \text{ Np/m}$

- الفقد في الهواء: $\alpha_d = 0.030 \text{ Np/m}$

لنحسب معامل الجودة:

$$Q_0(\text{air}) = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{104.7}{2 \times 0.022} = 2380$$

$$Q_0(\text{Teflon}) = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{104.7\sqrt{2.08}}{2(0.032+0.030)} = 1218$$

نلاحظ أن $Q_0(\text{air}) \approx 2 \times Q_0(\text{Teflon})$ ، وهذا متوقع مع ازدياد الفقد في العازل.

ملاحظة: $1 \text{ Np} = 10 \log(e^2) = 8.686 \text{ dB}$

2. التجاوب التفرعي: خط $\lambda/4$ مقصور النهاية Antiresonance: short-circuited $\lambda/4$ line

يسمى التجاوب لدارة تكافئ RLC تفرعية Antiresonance. هذه الدارة لها نفس الشكل 4 لكن بطول $\ell = \lambda/4$ عند تردد التجاوب ω_0 .

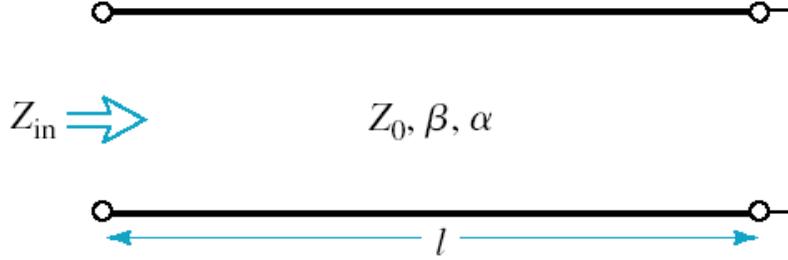
يكافئ هذا المقطع دارة رنين RLC تفرعية، ممانعة دخله عند التجاوب $Z_{in} = R = Z_0/\alpha\ell$ ، ويجب أن تكون R أكبر ما يمكن في هذه الحالة، أي ثابت التخميد α أصغر ما يمكن. ويكون معامل الجودة لهذا المقطع على الشكل:

$$Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha}$$

أي أن Q_0 يزداد كلما انخفض α ، أو الفقد في خط النقل، كما في الحالة السابقة.

3. التجاوب التفرعي: خط $\lambda/2$ مفتوح النهاية Antiresonance: open-circuited $\lambda/2$ line

يبين الشكل 5 مقطعاً من خط نقل بنهاية مفتوحة، ممانعته المميزة Z_0 ، ثابت الانتشار β ، ثابت التخميد α ، وطوله $\ell = \lambda/2$ عند تردد التجاوب ω_0 .



الشكل 5: مقطع من خط نقل بنهاية مفتوحة، ممانعته المميزة Z_0 ، ثابت الانتشار β ، ثابت التخميد α ، وطوله $\ell = \lambda/2$ عند تردد التجاوب ω_0 .

يكافئ هذا المقطع دائرة رنين RLC تفرعية، ممانعة دخله عند التجاوب $Z_{in} = R = Z_0 / \alpha \ell$ ، كما في الحالة السابقة. ويكون معامل الجودة لهذا المقطع على الشكل:

$$Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha}$$

أي أن Q_0 يزداد كلما انخفض α ، كما أشرنا سابقاً.

لهذا المقطع من خط نقل شرائحي مكروي microstrip تطبيقات عملية عديدة في الدارات المكروية، سنتعرف إلى بعضها في المرشحات المكروية.

مثال

ليكن المقطع $\lambda/2$ من خط نقل شرائحي مكروي microstrip بنهاية مفتوحة، ممانعته المميزة $Z_0 = 50\Omega$ ، على ركيزة substrate من التفلون $\epsilon_r = 2.08$ و $\tan\delta = 0.0004$ ، سماكتها 0.159 cm ، والناقل من النحاس. احسب الطول اللازم للحصول على تجاوب تفرعي عند التردد 5 GHz ، واحسب معامل الجودة.

الحل

يمكن استخدام برمجية محاكاة بسيطة مثل TXLINE لحساب عرض وطول خط النقل microstrip للحصول على $Z_0 = 50\Omega$ و $\ell = \lambda/2$ ، فنجد $W = 0.508\text{ cm}$ ، $\ell = 2.24\text{ cm}$. ولنحسب ثابت الانتشار:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = 151\text{ rad/m}$$

و ثابت التخديد في الناقل

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} = 0.0724 \text{ Np/m}$$

حيث R_s المقاومة السطحية للناقل. و ثابت التخديد في العازل

$$\alpha_d = 0.024 \text{ Np/m}$$

ويمكن استخدام TXLINE للحصول على معامل التخديد:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d = 0.0964 \text{ Np/m}$$

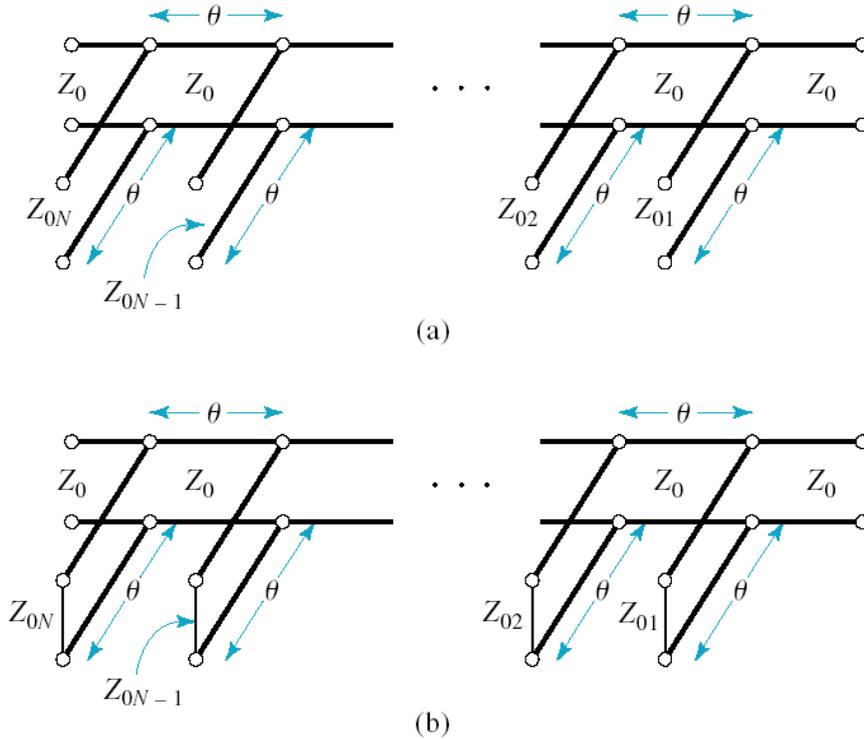
ويكون بالتالي معامل الجودة:

$$Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha} = 783 < Q_0(\text{coax}) = 1218$$

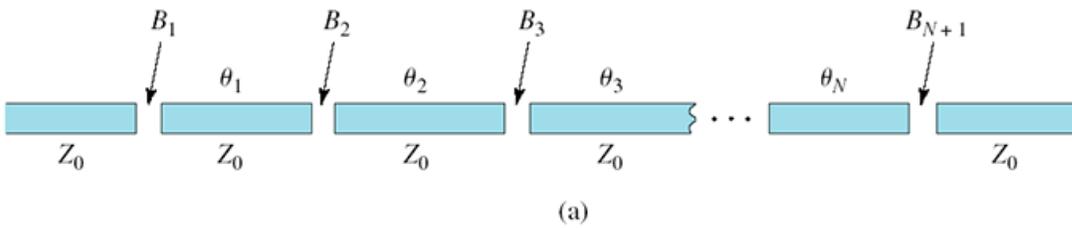
نلاحظ أن معامل الجودة لخط نقل microstrip أقل منه لكابل محوري، لأن الفقد في الخط الشرائحي المكروي أعلى وخاصة بسبب الإشعاع.

4. تطبيقات خطوط النقل microstrip كدارة طنين

سوف نرى في الفصول اللاحقة أنه يمكن تصميم مرشحات مكروية باستجابات ترددية مختلفة (تمرير حزمة ومنع حزمة) باستخدام دارات رنين من مقاطع خطوط نقل microstrip، كما في الشكل 6 والشكل 7.



الشكل 6: مرشحات مكروية (a) تمرير حزمة و (b) منع حزمة باستخدام دارات رنين من مقاطع $\lambda/4$ من خطوط microstrip عند التردد المركزي للمرشح، بنهايات مفتوحة (a) أو مقصورة (b)



الشكل 7: مرشحات تمرير حزمة مكروية باستخدام دارات رنين من مقاطع خطوط microstrip مقرونة بفجوات gap

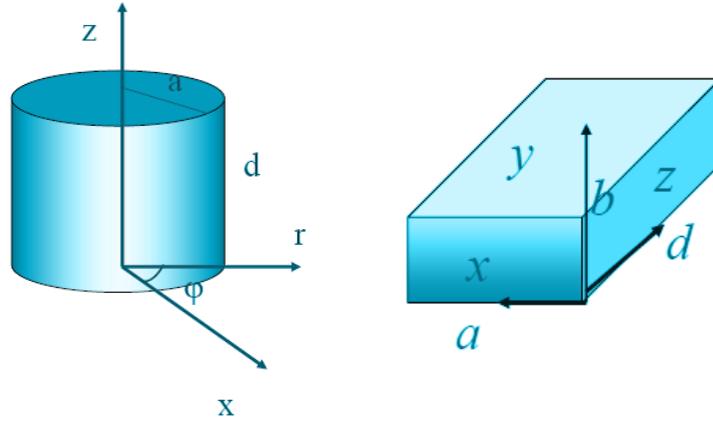
دلائل الموجة Waveguides

يمكن تشكيل دارات رنين مكروية من دليل موجة مقصور من نهايته على شكل صندوق مغلق يدعى فجوة cavity، لأن النهايات المفتوحة تسبب إشعاعاً يمكن أن يكون ذا أهمية، مما يؤثر في تخفيض معامل الجودة. الفجوة تخزن الطاقة الكهربائية والمغناطيسية، ويكون الفقد بشكل أساسي في الناقل، لأنه عادة ما يكون الهواء هو العازل الذي يملأ الفجوة. وبالتالي تتمتع هذه الفجوات بمعامل جودة عالي، هو الأعلى بين دارات الرنين المكروية. لذلك نجد لها تطبيقات هامة في المجالات التي تتطلب أداءً عالياً، خاصة في قياس التردد، وفي تصميم المهتزات المكروية. لكنها تعاني من مشكلة الحجم الكبير، وكلفة التصنيع المرتفعة، ولا يمكن استخدامها في التطبيقات التي تتطلب أحجاماً صغيرة.

تتميز الفجوات بعدة أنماط تجاوب resonant modes، وتأخذ شكلين أساسيين، المستطيل والدائري كما في الشكل 8. سوف نستعرض الشكل المستطيل، والشكل الدائري له مواصفات مماثلة من حيث معامل الجودة.

• فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل Rectangular waveguide cavity resonators

يبين الشكل 8 بنية هذه الفجوة. أبعاد المقطع العرضي تحقق الشرط $a > b$ ، ويحصل التجاوب عندما يكون الطول وفق z من مضاعفات نصف طول الموجة المقادة في دليل الموجة، أي $d = \ell \lambda_g / 2$ ، و ℓ عدد طبيعي.



الشكل 8 : فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل (باللون الأصفر) ودائري (باللون الأحمر).

يُحصل التجاوب في الفجوة الرنانة بدليل موجة مستطيل عند الترددات:

$$f_{mn\ell} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{\ell\pi}{d}\right)^2}$$

حيث m, n, ℓ أعداد طبيعية، وأول تردد تجاوب هو f_{101} ، أي من أجل $m=1, n=0, \ell=1$.

مثال:

فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل أبعاده $a = 4.755 \text{ cm}$ و $b = 2.215 \text{ cm}$. المطلوب تصميم الفجوة عند التردد 5 GHz .

الحل

نحسب أولاً طول الموجة المقادة في دليل الموجة عند التردد 5 GHz ، من أجل النمط الأول $m=1; n=0$. ويكون الطول d :

$$d = \ell \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\ell\pi}{\sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}}; k = \frac{\omega_0}{v_p}$$

$$d|_{\ell=1} = 2.2 \text{ cm}$$

$$d|_{\ell=2} = 4.4 \text{ cm}$$

إذا كان العازل هو الهواء، يكون الفقد في الناقل فقط، ويكون معامل الجودة:

$$Q_c|_{\ell=1} = 8403$$

$$Q_c|_{\ell=2} = 11898$$

وإذا كان العازل من التفلون وله المواصفات $\epsilon_r = 2.25$ و $\tan\delta = 0.0004$ ، يكون معامل الجودة بسبب الفقد في العازل:

$$Q_d = \frac{1}{\tan\delta} = 2500$$

ويصبح معامل الجودة الكلي:

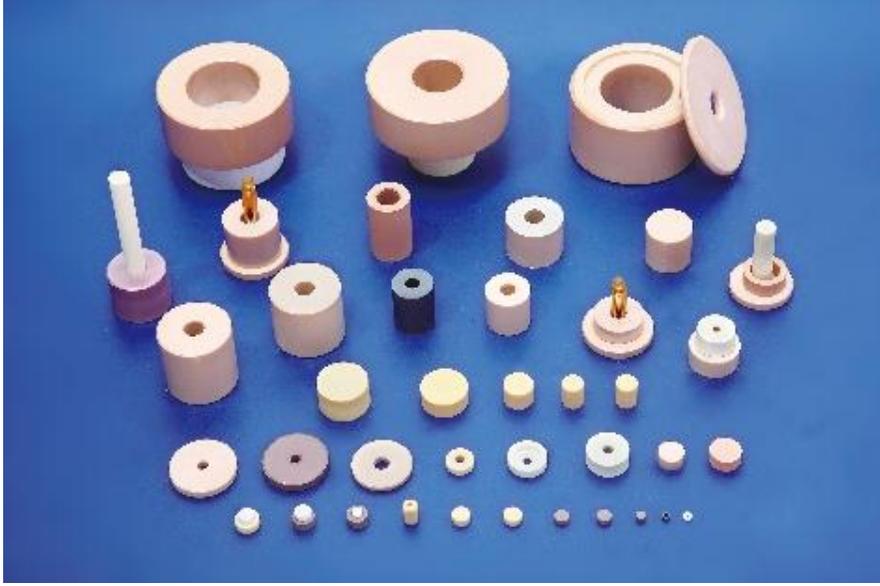
$$Q_0|_{\ell=1} = \left(\frac{1}{8403} + \frac{1}{2500}\right)^{-1} = 1927$$

نلاحظ أن الفقد في العازل له الأثر المسيطر على معامل الجودة، إذ نحصل على معامل جودة أعلى من $10\ 000$ إذا كان العازل هو الهواء عند تردد التجاوب الثاني f_{102} . ونلاحظ أن الفجوة الرنانة بالهواء لها معامل جودة أعلى بكثير من دارات الرنين المكونة من الكابل المحوري وخط النقل الشرائحي المكروي.

$$Q_0(\text{microstrip}) = 783 < Q_0(\text{coax}) = 1218 < Q_0|_{\ell=1} < Q_0|_{\ell=2}$$

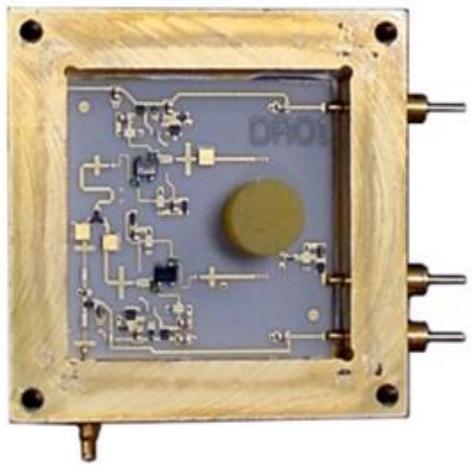
الرنان العازل DR Dielectric Resonator

يمكن استخدام قرص صغير (تتعلق أبعاده بتردد العمل) أو مكعب (أو أي شكل آخر) من مادة عازلة لتصنيع دائرة رنين مكروية، تدعى الرنان العازل DR. يبين الشكل 9 ما تعرضه إحدى أهم الشركات المصنعة لهذه الأقراص العازلة الرنانة عند الترددات المكروية.

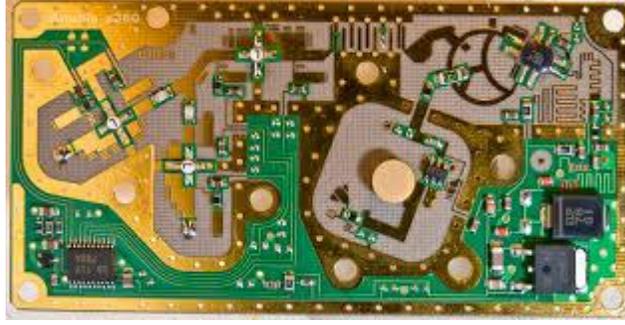


الشكل 9: الأقراص العازلة الرنانة DR عند الترددات المكروية.

تتمتع المواد العازلة المستخدمة في هذه الأقراص DR بالفقد المنخفض، وثابت عازلية مرتفع للحفاظ على الحقول ضمن القرص والتخفيف من إشعاعها. يسمح ذلك بالحصول على معامل جودة عالي جداً، يصل إلى عشرات الآلاف. فتحت هذه الميزة، إضافة إلى صغر الحجم وخاصة عند الترددات المكروية العالية، وسهولة مكاملة القرص مع خطوط النقل الشرائحية المكروية، فتحت المجال للعديد من التطبيقات الهامة لهذا النوع من دارات الرنين المكروية. من التطبيقات الأكثر انتشاراً: تصميم المهتزات المكروية (شكل 10) باستخدام هذه الأقراص لتعطي ما يسمى المهتزات الرنانة العازلة Dielectric Resonator Oscillator DRO، التي تستخدم في مستقبلات المحطات التلفزيونية الفضائية، تحت مسمى Low-Noise Block LNB، أو ما يسمى بالعامية "إبرة الدش". يظهر الشكل 11 الدارة المطبوعة للمستقبل LNB وعليها القرص الذي يوضع عادة ضمن حجرة معدنية مع برغي لتوليف تردد التجاوب للقرص.



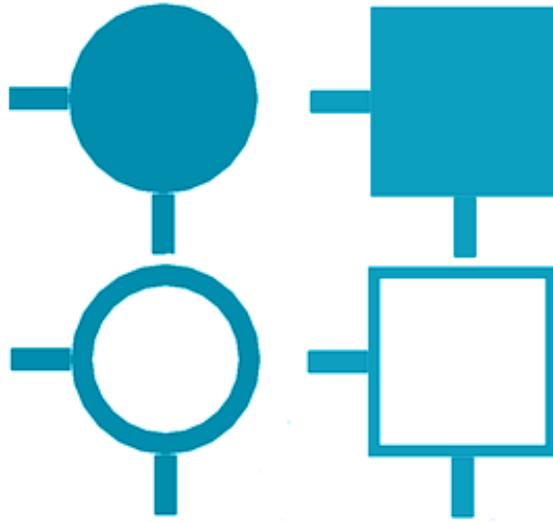
الشكل 10: دائرة مهتز مكروي باستخدام الرنان العازل Dielectric Resonator Oscillator DRO



الشكل 11: دائرة مطبوعة لمستقبل LNB يظهر فيها القرص DR

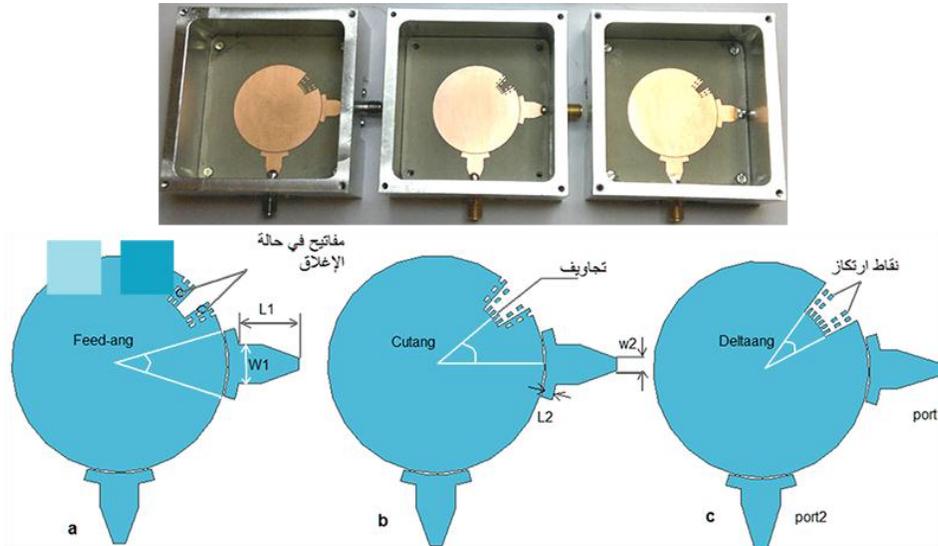
الرنان الشرائحي المكروي Microstrip Resonator

بشكل مشابه للقرص DR، يمكن تصميم دارات رنين مكروية بتقانة خطوط النقل المستوية المطبوعة microstrip بأشكال مختلفة كما في الشكل 12. تسمح هذه التقانة بالحصول على دارات رنين مكروية بعدة أنماط تجاوب، ثنائية أو ثلاثية، لكل نمط تردد تجاوب مختلف عن الآخر.



الشكل 12: دارات رنين مكروية ثنائية النمط بتقانة خطوط النقل المطبوعة microstrip بأشكال مختلفة

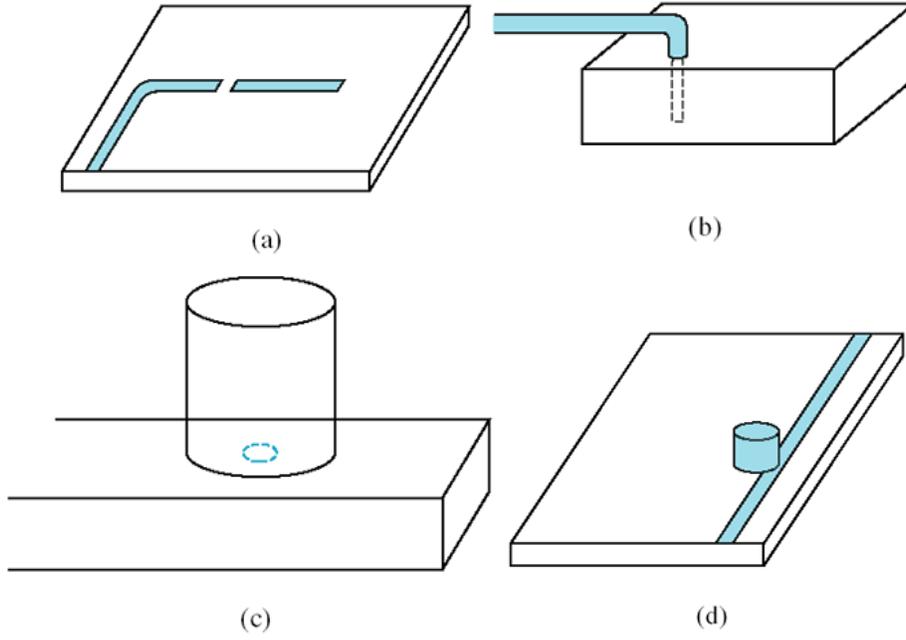
يمكن استخدام هذه الدارات لتصميم مرشحات قابلة لإعادة التشكيل reconfigurable filters لها تطبيقات هامة في نظم الاتصالات المستقبلية، مثل الراديو البرمجي Software Defined Radio SDR، والراديو الإدراكي Cognitive Radio CR. تتطلب هذه النظم العمل على عدة نطاقات ترددية، وبالتالي يجب توليف الاستجابة الترددية للمرشح إلكترونياً أو برمجياً. يظهر الشكل 13 مرشحات قابلة لإعادة التشكيل مصممة محلياً.



الشكل 13: مرشحات قابلة لإعادة التشكيل مصممة محلياً.

6. تحريض دارات الرنين المكروية Excitation of microwave resonators

دارات الرنين بشكل عام غير مفيدة ما لم يتم قرنهما مع دائرة أخرى، مثل المرشح أو الهوائي أو المهتز. لذلك يتم عادة قرنهما بالدائرة الحمل بخطوط نقل كما في الشكل 14. في الشكل a-14، يجري تحريض دائرة الرنين بخطوط النقل الشرائحية المكروية عن طريق فجوة gap بين الخطين. في الشكل b-14، يجري تحريض الفجوة الرنانة بدليل موجة مستطيل عن طريق كابل محوري. في الشكل c-14، يجري تحريض الفجوة الرنانة بدليل موجة دائري عن طريق فتحة مع دليل موجة مستطيل. في الشكل d-14، يجري تحريض الرنان العازل DR بوضعه بالقرب من خط نقل شرائحي مكروي.



الشكل 14: تحريض دارات الرنين المكروية

7. توليف دارات الرنين المكروية Perturbation of microwave resonators

رأينا في الشكل 12 بعض أشكال دارات الرنين المكروية ثنائية النمط بتقانة خطوط النقل المطبوعة microstrip. يمكن توليف هذه الدارات، أي تغيير تردد التجاوب، عن طريق تغيير شكل الدارة، بإدخال عنصر إزعاج perturbation element، يمكن تغيير أبعاده وموضعه للحصول على تردد تجاوب متغير، كما في الشكل 13. هذه الطريقة، المسماة طريقة الإزعاج perturbation method متبعة قديماً في الفجوة الرنانة بدليل موجة مستطيل عن طريق إدخال براغي في الفجوة بأبعاد يمكن تغييرها ببساطة لتوليف تردد التجاوب. كذلك يمكن إدخال مادة عازلة بسماكة محددة لتوليف تردد التجاوب.

فيزيائياً، تعتمد طرق التوليف المتنوعة هذه على تغيير في الطاقة الكهربائية بمقدار ΔW_e أو المغناطيسية بمقدار ΔW_m المخزونة في دارة الرنين، لزيادة أو إنقاص تردد التجاوب ω_0 وفق العلاقة التالية:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta W_m - \Delta W_e}{W_m + W_e}$$

مذاكرة:

درجة واحدة لكل سؤال؛ وعلامة النجاح 7/10

1. تكون ممانعة الدخل لدارة الرنين عند التجاوب

a. عقديّة

b. تخيلية صرفة

c. حقيقية صرفة

d. معدومة

2. يحدث التجاوب عندما تتساوى الطاقة المغناطيسية المتوسطة المخزونة مع الطاقة الكهربائية المتوسطة المخزونة

a. صح

b. خطأ

3. يقيس معامل الجودة لدارة الرنين مقدار فقد الاستطاعة في الدارة

a. الاستطاعة المقدمة الدارة

b. مقدار فقد الاستطاعة في الدارة

c. الاستطاعة الكهربائية المخزونة في الدارة

d. الاستطاعة المغناطيسية المخزونة في الدارة

4. يزداد معامل الجودة لدارة الرنين

a. مع ازدياد الطاقة المخزونة وازدياد الفقد في الدارة

b. مع ازدياد الطاقة المخزونة وانخفاض الفقد في الدارة

c. مع انخفاض الطاقة المخزونة وازدياد الفقد في الدارة

d. مع انخفاض الطاقة المخزونة وانخفاض الفقد في الدارة

5. عرض الحزمة 3 dB النسبي لدارة الرنين

a. يساوي معامل الجودة

b. يساوي ثابت التخميد

c. يتناسب طردياً مع معامل الجودة

d. يتناسب عكساً مع معامل الجودة

6. معامل الجودة المحمل لدارة الرنين المقرونة بالحمل R_L

- a. لا يتأثر بالحمل
- b. ينخفض مع الحمل
- c. يزداد مع الحمل
- d. يساوي معامل الجودة الخارجي

7. معامل الجودة لدارة رنين من خط نقل شرائحي مكروي microstrip

- a. أعلى منه لفجوة رنانة بدليل موجة مستطيل مملوء بالهواء
- b. أعلى منه لفجوة رنانة بدليل موجة مستطيل مملوء بمادة عازلة
- c. أقل منه لفجوة رنانة بدليل موجة مستطيل مملوء بمادة عازلة
- d. يساوي معامل الجودة لفجوة رنانة بدليل موجة مستطيل مملوء بمادة عازلة

8. نستخدم في المهتزات الرنانة العازلة

- a. فجوة رنانة بدليل موجة مستطيل
- b. فجوة رنانة بدليل موجة دائري
- c. رنان شرائحي مكروي
- d. رنان عازل

9. تستخدم الرنانات الشرائحية المكروية لتصميم

- a. مقياس تردد
- b. مستقبل LNB
- c. المهتزات الرنانة العازلة
- d. مرشحات قابلة لإعادة التشكيل إلكترونياً أو برمجياً

10. لزيادة تردد التجاوب لدارة رنين

- a. نزيد الطاقة المغناطيسية المخزونة في الدارة
- b. نزيد الطاقة الكهربائية المخزونة في الدارة
- c. نزيد أبعاد الدارة
- d. نزيد معامل الجودة للدارة

الإجابات الصحيحة:

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	التغذية الراجعة
1	c	راجع دائرة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية
2	a	راجع دائرة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية
3	b	راجع دائرة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية ومعامل الجودة
4	b	راجع دائرة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية ومعامل الجودة
5	d	راجع دائرة الرنين RLC التسلسلية والتفرعية
6	b	راجع معامل الجودة
7	c	راجع دارات الرنين المكروية
8	d	راجع الرنان العازل
9	d	راجع الرنان الشرائحي المكروي
10	a	راجع توليف دارات الرنين المكروية

الفصل الخامس

مقسمات الاستطاعة والروابط الاتجاهية المكروية

Microwave power dividers and directional couplers

الكلمات المفتاحية:

مقسم استطاعة power divider، رابط اتجاهي directional coupler، لدوار Circulator، مقسم الاستطاعة بمقاومات Resistive power divider، مقسم استطاعة بوصلة T Junction power divider، مقسم الاستطاعة ويلكنسون The Wilkinson power divider، الرابط الهجين hybrid coupler، الرابط الهجين 90° ring hybrid، الرابط الهجين 180° hybrid، الرابط الهجين الحلقي ring hybrid (rat race)، الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة Coupled line directional coupler، الرابط الهجين magic T، معامل الربط coupling factor، الاتجاهية Directivity، العزل Isolation.

ملخص:

نعرف الطالب في هذا الفصل على مقسمات الاستطاعة ولروابط الاتجاهية لمكروية. يتعرف الطالب أولاً على خوص مقسمات استطاعة ولروابط الاتجاهية كدارات مكروية ثلاثية ورباعية لمنافذ. ثم يتعرف على بنى مقسمات الاستطاعة بتقانات خطوط نقل مختلفة، في توزيع أو تجميع الاستطاعة، وأهم ميزاتها ومساوئها. بعد ذلك يتعرف الطالب على بنى متنوعة للروابط الاتجاهية بتقانات خطوط نقل مختلفة، وأهم ميزاتها ومساوئها، وتطبيقاتها، والمعايير المستخدمة في توصيفها. كما يتعرف على استخدام الرابط الاتجاهي لقياس الموجة الواردة والمنعكسة.

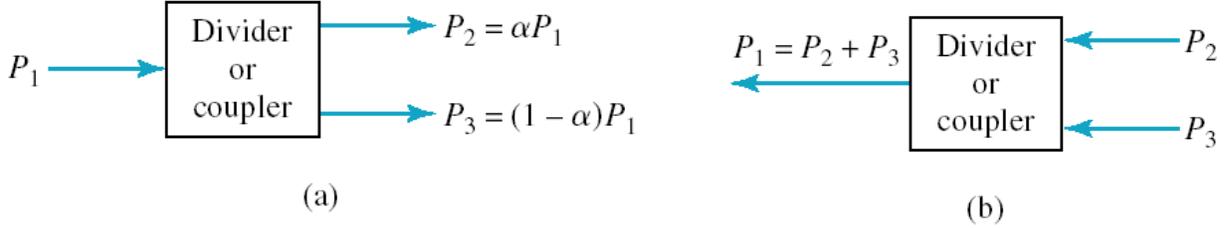
أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- خوص مقسمات الاستطاعة ولروابط لاتجاهية لمكروية
- معايير توصيف الروابط الاتجاهية
- بنى مقسمات الاستطاعة ولروابط لاتجاهية المكروية المختلفة
- تطبيقات مقسمات الاستطاعة والروابط لاتجاهية المكروية
- استخدام الرابط الاتجاهي لقياس الموجة الواردة والمنعكسة

1. مقدمة Introduction

مقسّمات الاستطاعة والروابط الاتجاهية المكروية هي دارات مكروية غير فعالة تستخدم لتوزيع أو تجميع الاستطاعة، كما في الشكل 1. لكن مقسّمات الاستطاعة المكروية تختلف عن الروابط الاتجاهية المكروية في بنيتها، ومبدأ عملها، وتطبيقاتها. يمكن استخدام الرابط الاتجاهي كمقسم استطاعة، لكن لا يمكن استخدام مقسم الاستطاعة كرابط اتجاهي.



الشكل 1: (a) - توزيع الاستطاعة بنسبة α . (b) - تجميع الاستطاعة.

سوف نستعرض أهم بنى مقسّمات الاستطاعة والروابط الاتجاهية المكروية، وخواصّها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

2. مقسّمات الاستطاعة Power dividers

مقسّمات الاستطاعة هي دارات مكروية غير فعالة ثلاثية المنافذ، لها دخل وخرجان عندما تستخدم لتوزيع استطاعة الدخل بنسبة محددة بين الخرجين، ولها دخلان وخرج عندما تستخدم لتجميع استطاعة الدخل عند الخرج.

تكتب المصفوفة [S] لمقسم الاستطاعة ثلاثي المنافذ على الشكل:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{bmatrix}$$

عند تصميم مقسم الاستطاعة، نسعى لأن يكون:

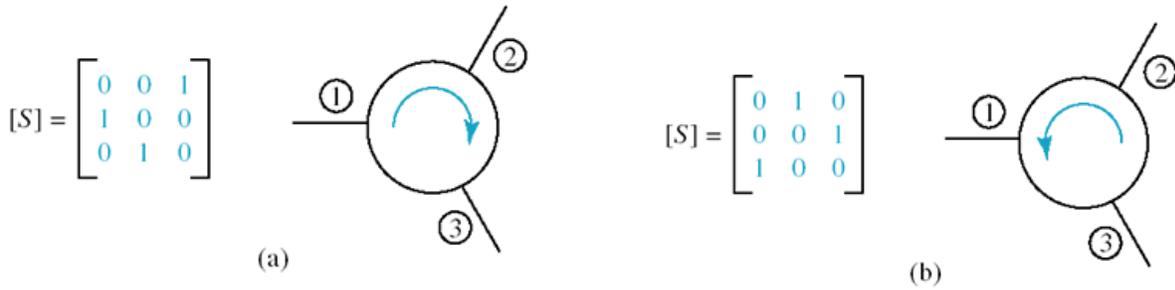
- عديم الفقد، أي أن المصفوفة [S] واحدة
- عكوس، أي أن المصفوفة [S] متناظرة، $S_{ij} = S_{ji}$
- موافق مع الممانعة المميزة المعيارية Z_0 ، أي أن $S_{ii} = 0$

يمكن أن نبرهن أنه لا يمكن تحقيق المواصفات الثلاثة معاً في دائرة مكروية ثلاثية المنافذ. لذلك لا بد من الإخلال بإحدى المواصفات لنتمكن من تحقيق مقسم الاستطاعة عملياً، ونحصل على:

- دوار circulator غير عكوس
- مقسم استطاعة بوصلة T غير موافق
- مقسم استطاعة بمقاومات مع فقد
- مقسم استطاعة ويلكنسون Wilkinson يمكن أن يحقق المواصفات الثلاثة معاً في شروط عمل خاصة. سوف نستعرض بنى هذه المقسمات، وأهم خواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

الدوّار Circulator

يبين الشكل 2 نوعين لهذه الدارة والمصفوفة $[S]$ لكل دائرة. نلاحظ من المصفوفة $[S]$ أن الدوار هو دائرة غير عكوسة، غالباً ما تستخدم مادة الفريت Ferrite الممغنطة في هذه الدارة، بينما نلاحظ أن الدوار موافق وعديم الفقد. يعتمد مبدأ عمله على نقل الاستطاعة كاملة من منفذ إلى الذي يليه مباشرة حسب اتجاه الدوران المبين في الشكل 2، والمنفذ الثالث لا يعطي أي استطاعة نظرياً. أما عملياً ستتسرب من المنفذ الثالث استطاعة محددة، لكنها مهملة عادة، حسب العزل Isolation بين المنافذ، وهذه واحدة من أهم المواصفات التي يجب التركيز عليها عند اختيار الدوّار، وتقدر عادة بالـ dB.

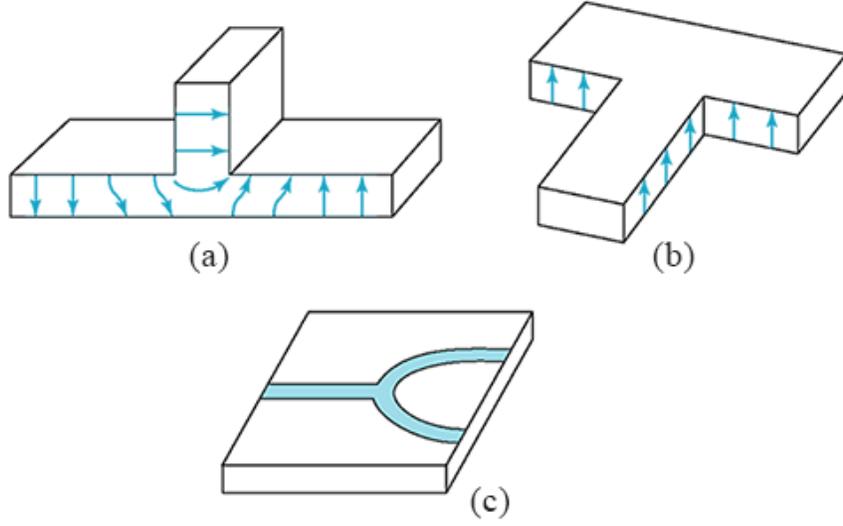


الشكل 2: (a) - دوّار باتجاه عقارب الساعة. (b) - دوّار عكس اتجاه عقارب الساعة.

من أهم تطبيقات الدوّار هي استخدامه في نظام اتصالات بهوائي وحيد للإرسال والاستقبال. فإذا اخترنا دوّار باتجاه عقارب الساعة (شكل 2-a)، ووصلنا الهوائي إلى المنفذ ①، فعند الاستقبال تدخل الموجة من المنفذ ① وتخرج من المنفذ ②، لذلك يتم وصل المستقبل في نظام الاتصالات إلى المنفذ ②. عند الإرسال، يجب أن تخرج الموجة المرسلّة من المنفذ ① إلى الهوائي الموصول معه، لذلك يتم وصل المرسل في نظام الاتصالات إلى المنفذ ③.

مقسم استطاعة بوصلة T-Junction power divider T-

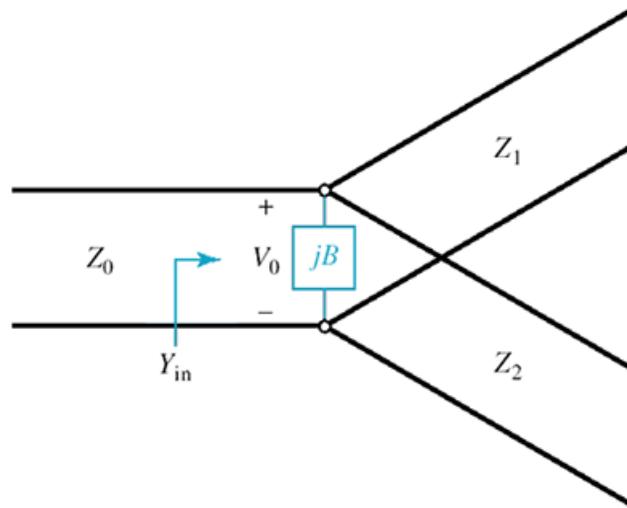
يمكن تصميم مقسم استطاعة عديم الفقد عن طريق وصلة بين ثلاثة خطوط نقل بممانعات مميزة مختلفة على شكل T، وبتقانات خطوط نقل مختلفة. يمكن أن تكون الوصلة T تسلسلية كما في الشكل 3-a بتقانة دليل موجة مستطيل والوصلة في المستوي E، أو تفرعية كما في الشكل 3-b بتقانة دليل موجة مستطيل والوصلة في المستوي H، أو بتقانة خطوط النقل المستوية microstrip/stripline، كما في الشكل 3-c.



الشكل 3: مقسم استطاعة بوصلة T.

كهربائياً، يمكن نمذجة الوصلة T التفرعية بالدارة في الشكل 4، حيث يمثل الانقطاع الحاصل عند الوصلة. بإهمال أثر هذا الانقطاع، وبما أن المقسم عكوس وعديم الفقد، لا يمكن أن يكون موافق. لذلك نلاحظ أن لمنفذ الدخل الممانعة المميزة المعيارية Z_0 ، بينما لبوابتي الخرج الممانعتين Z_1 و Z_2 . حتى يكون المقسم موافق من الدخل فقط، يجب أن تحقق ممانعة الدخل العلاقة التالية:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \equiv \frac{1}{Z_0}$$



الشكل 4: مقسم استطاعة بالوصلة T التفرعية

إذا كانت نسبة قسمة الاستطاعة بين الخرجين $\frac{P_1}{P_2} = k^2$ ، يجب تحديد قيمة Z_1 و Z_2 بدلالة k . بما أن الوصلة تفرعية، تكون الفولطية V_0 مطبقة على خطوط النقل الثلاثة عند الوصلة، لذلك نكتب:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_0}; P_1 = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_1}; P_2 = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_2};$$

بما أن المقسم عديم الفقد:

$$P_{in} = P_1 + P_2 = (1+k^2)P_2 = \frac{1+k^2}{k^2}P_1$$

بالتالي:

$$\frac{P_1}{P_{in}} = \frac{Z_0}{Z_1} = \frac{k^2}{1+k^2}; \frac{P_2}{P_{in}} = \frac{Z_0}{Z_2} = \frac{1}{1+k^2}$$

ومنه نستنتج قيمة Z_1 و Z_2 بدلالة k :

$$Z_1 = \frac{1+k^2}{k^2}Z_0$$

$$Z_2 = (1+k^2)Z_0$$

مثال:

احسب Z_1 و Z_2 للحصول على مقسم استطاعة بوصلة T بنسبة قسمة 2:1. واحسب معامل الانعكاس المنظور من منفذي الخرجين للمقسم.

الحل:

للحصول على نسبة قسمة 2:1، يكون لدينا $\frac{P_1}{P_2} = k^2 = 2$ ، ومنه

$$Z_1 = \frac{1+k^2}{k^2}Z_0 = \frac{3}{2} \times 50 = 75\Omega$$

$$Z_2 = (1+k^2)Z_0 = 3 \times 50 = 150\Omega$$

معامل الانعكاس المنظور من المنفذ Z_1 :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_0 // Z_2 - Z_1}{Z_0 // Z_2 + Z_1} = \frac{-1}{1+k^2} = -\frac{1}{3}$$

ومعامل الانعكاس المنظور من المنفذ Z_2 :

$$\Gamma_2 = \frac{Z_0 // Z_1 - Z_2}{Z_0 // Z_1 + Z_2} = \frac{-k^2}{1+k^2} = -\frac{2}{3}$$

أي أن الخرجين غير موافقين.

ملاحظة: بما أن الممانعات حقيقية، من السهل تصميم دائرة موافقة للخروج بمقطع من محول ربع موجة، ممانعته

بالنسبة للمنفذ Z_1

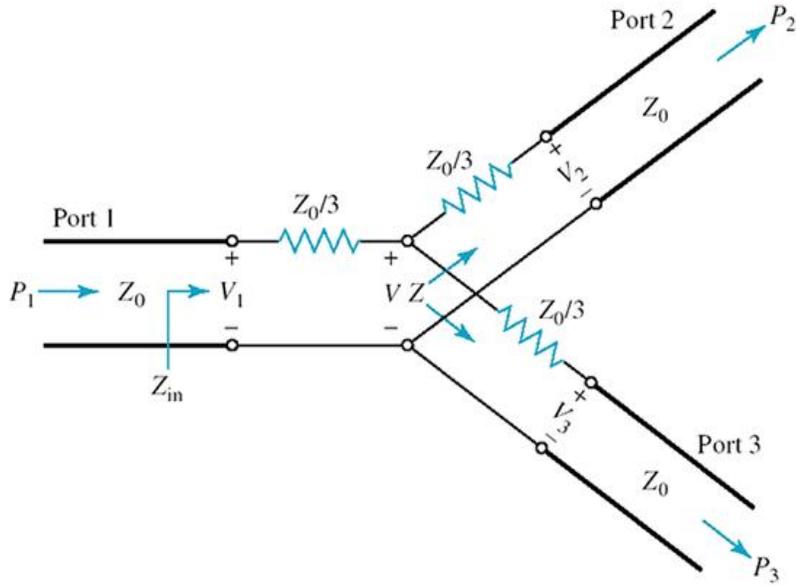
$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 Z_1} = 86.6\Omega$$

وممانعته بالنسبة للمنفذ Z_2

$$Z_{02} = \sqrt{Z_0 Z_2} = 61.2\Omega$$

مقسم الاستطاعة بمقاومات Resistive power divider

رأينا أن دائرة مقسم الاستطاعة بوصلة T عكوسة و عديمة الفقد لكن منفذ الدخل فقط موافق. الآن للحصول على مقسم استطاعة عكوس و موافق، نستخدم عناصراً تسبب فقداً مثل المقاومات لتصميم مقسم الاستطاعة. يبين الشكل 5 مقسم استطاعة بمقاومات، بنسبة قسمة متساوية للاستطاعة بين منفذي الخرج. نلاحظ في هذه حالة التناظر في بنية المقسم المكون من ثلاث مقاومات متساوية القيمة، $R = Z_0/3$ ، موصولة على شكل T. كما يمكن تصميم مقسم استطاعة بمقاومات، بنسبة قسمة غير متساوية للاستطاعة بين بوابتي الخرج. عندئذ يجب حساب قيم المقاومات R_1 و R_2 و R_3 للحصول على نسبة القسمة المطلوبة، وليكون المقسم موافقاً من منافذه الثلاثة. يمكن استخدام إحدى برمجيات محاكاة الدارات المكروية مثل Microwave Office أو ADS لإيجاد قيم المقاومات R_1 و R_2 و R_3 .



الشكل 5: مقسم استطاعة بمقاومات، بنسبة قسمة متساوية

لاحظ في الشكل 5 أن:

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = 4 \frac{Z_0}{3}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \frac{Z}{2} = \frac{Z_0}{3} + 2 \frac{Z_0}{3} = Z_0$$

أي أن المنافذ الثلاثة موافقة.

نكتب المصفوفة [S] للمقسم بنسبة قسمة متساوية على الشكل

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

نلاحظ أن المصفوفة ليست واحدة، أي أن المقسم مع فقد، وأن نصف الاستطاعة تستهلك في المقاومات على شكل حرارة.
لاحظ أن:

$$P_2 = |S_{21}|^2 P_1 = \frac{1}{4} P_1$$

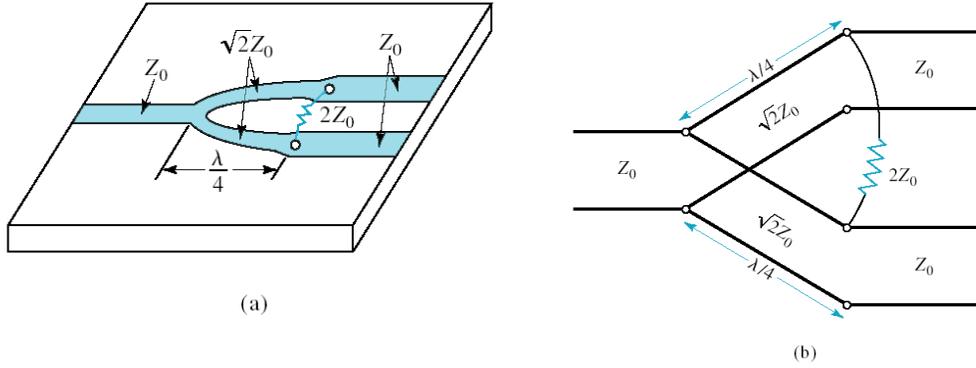
$$P_3 = |S_{31}|^2 P_1 = \frac{1}{4} P_1$$

$$P_2 + P_3 = \frac{1}{2} P_1$$

أي نحصل على نصف استطاعة الدخل عند خرجي المقسم، والنصف الآخر يستهلك في المقاومات.

مقسم الاستطاعة ويلكنسون Wilkinson power divider

يعاني مقسم الاستطاعة بوصلة T من عدم الموافقة، ويعاني مقسم الاستطاعة بمقاومات من فقد الاستطاعة. وهناك تطبيقات عملية تتطلب أن يكون منفذا الخرج للمقسم معزولين، أي عند انعكاس موجة من أحدهما لا يمكن أن تعبر إلى الآخر. اقترح ويلكنسون Wilkinson عام 1960 بنية مقسم للتغلب على هذه المشاكل. مقسم ويلكنسون يكون بدون فقد عندما يكون منفذا الخرج للمقسم موافقين، وإلا الموجة المنعكسة تستهلك في مقاومة بين الخرجين مسببة خاصية الفقد. هذه المقاومة نفسها تحقق الخاصية الأخرى الهامة وهي العزل بين الخرجين لأنها تستهلك الموجة المنعكسة.



الشكل 6: (a) - مقسم ويلكنسون بنسبة قسمة متساوية بتقانة microstrip. (b) - الدارة الكهربائية لمقسم ويلكنسون

بناءً على خواص مقسم ويلكنسون بنسبة قسمة متساوية، تكتب المصفوفة [S] على الشكل:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

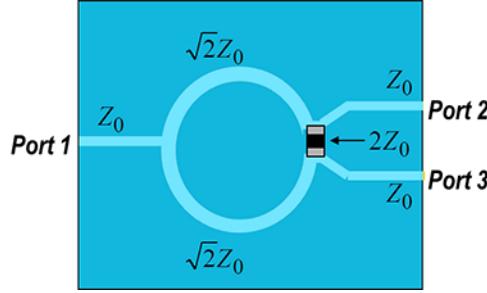
نلاحظ أن $S_{32} = S_{23} = 0$ أي أن العزل بين الخرجين تام. ونلاحظ من العمود الأول للمصفوفة أن استطاعة الدخل تتوزع بالتساوي بين الخرجين دون فقد، أي:

$$P_2 = |S_{21}|^2 P_1 = \frac{1}{2} P_1$$

$$P_3 = |S_{31}|^2 P_1 = \frac{1}{2} P_1$$

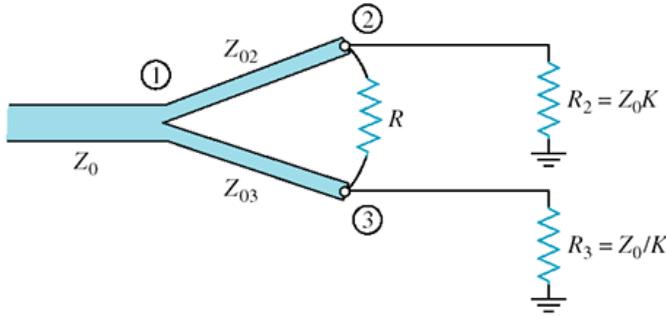
$$P_2 + P_3 = P_1$$

ويمكن تنفيذ مقسم ويلكنسون بخطوط نقل مستوية microstrip/stripline، كما في الشكل 7.



الشكل 7: مقسم ويلكنسون بخطوط نقل microstrip

كما يمكن تصميم مقسم ويلكنسون للحصول على أي نسبة قسمة، كما في الشكل 8.



$$\frac{P_1}{P_2} = k^2 = 2$$

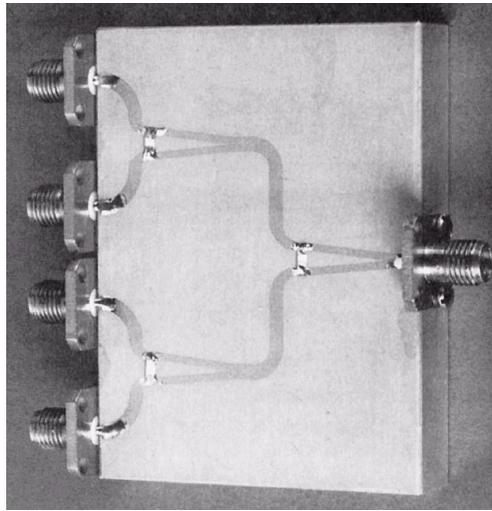
$$Z_{02} = k^2 Z_{03}$$

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k^2}{k^2}}$$

$$R = Z_0 \left(k + \frac{1}{k} \right)$$

الشكل 8: مقسم ويلكنسون بنسبة قسمة غير متساوية

يتميز مقسم ويلكنسون بسهولة تصميمه وتصنيعه، لذلك له تطبيقات عملية كثيرة، وخاصة عندما نريد توزيع استطاعة الدخل على N خرج. في هذه الحالة يمكن تكرار المقسم للحصول على المقسم المطلوب، كما في الشكل 9 الذي يظهر مقسم ويلكنسون بنسبة قسمة متساوية مكرراً ثلاث مرات للحصول على أربعة منافذ خرج. لاحظ مقاومة العزل بين خرجي كل مقسم. ويمكن استخدام نفس الدارة لتجميع N استطاعة دخل في استطاعة خرج واحدة.



الشكل 9: مقسم ويلكنسون بنسبة قسمة متساوية مكرراً ثلاث مرات للحصول على أربعة منافذ خرج بخطوط نقل microstrip

3. الروابط الاتجاهية Directional couplers

الروابط الاتجاهية هي دارات مكروية غير فعالة رباعية المنافذ، تجمع، في الحالة المثالية، بين الخواص الثلاث: عكوسة وعديمة الفقد وموافقة. للروابط الاتجاهية نوعان: متناظرة ومتناظرة عكساً. تكتب المصفوفة [S] للرابط الاتجاهي المتناظر على الشكل:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ V_4^+ \end{bmatrix}$$

وتكتب المصفوفة [S] للرابط الاتجاهي المتناظر عكساً على الشكل:

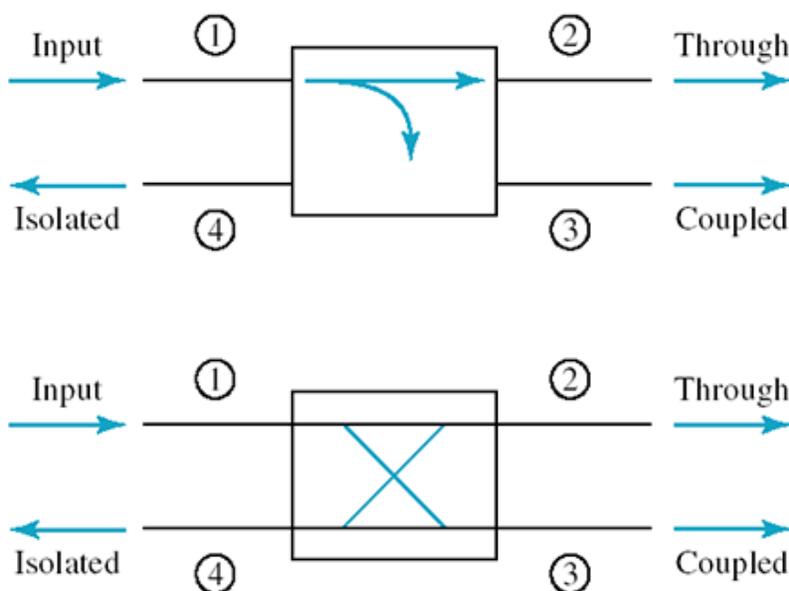
$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ V_4^+ \end{bmatrix}$$

وبما أن الرابط الاتجاهي عديم الفقد، يجب أن تكون المصفوفة [S] واحديّة، أي يجب أن تتحقق العلاقة التالية:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1$$

نتيجة هامة: نستنتج أن للرابط الاتجاهي درجة حرية واحدة، أي يكفي تحديد β لتصميم دارة الرابط الاتجاهي. يدل ذلك على سهولة التصميم.

نرمز للرابط الاتجاهي بأحد الرمزين في الشكل 10. يسمح لنا هذا الشكل بشرح مبدأ العمل.



الشكل 10: الرمزان الشائعان للرابط الاتجاهي.

إذا كانت لدينا استطاعة دخل من المنفذ ① الذي يسمى منفذ الدخل input port، يسمى المنفذ ③ منفذ الربط coupled port ونحصل عنده على استطاعة بمعامل ربط coupling factor يساوي $|S_{31}|^2 = \beta^2$ ، ويسمى المنفذ ② منفذ العبور through port، ونحصل عنده على الاستطاعة المتبقية بمعامل $|S_{21}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$ ، في حين لا نحصل على أي استطاعة من المنفذ ④ لذلك يسمى منفذ العزل isolated port.

لتوصيف الرابط الاتجاهي نعرف المواصفات التالية:

الرابط: مقدار الاستطاعة P_3 التي نحصل عليها من منفذ الرابط بالنسبة لاستطاعة الدخل P_1 ، ويكتب على الشكل

$$\text{Coupling} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB}$$

الاتجاهية: تقيس اتجاهية الرابط مدى قدرة الرابط على عزل الموجة الواردة عن المنعكسة، او مدى قدرته على عزل

منفذ الرابط ③ عن منفذ العزل ④، وتكتب على الشكل

$$\text{Directivity} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB}$$

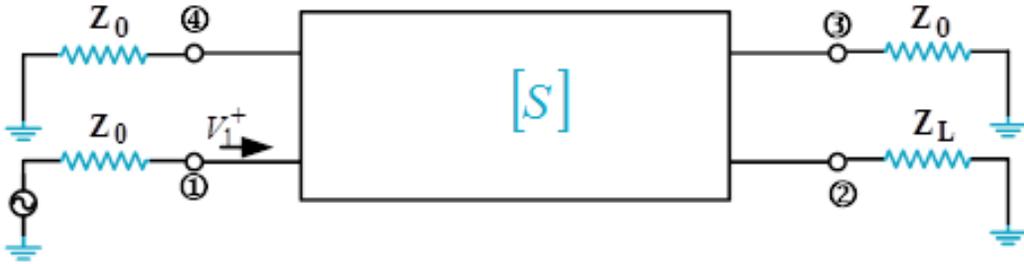
العزل: تقيس مقدار الاستطاعة المتسربة من منفذ العزل ④، ويكتب على الشكل

$$\text{Isolation} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB}$$

لفهم أهمية هذه المواصفات في تقييم أداء الرابط الاتجاهي، سوف نشرح أهم تطبيقات الروابط الاتجاهية في قياس المعاملات S . ذكرنا سابقاً ان الجهاز المستخدم في قياس المعاملات S لدارة مكروية هو محلل الشبكة الشعاعي VNA. الدارة الأساسية في بنية هذا الجهاز هي الرابط الاتجاهي لعزل الموجة الواردة عن المنعكسة. وتعتمد دقة القياس على اتجاهية الرابط D التي تقيس مدى قدرة الرابط على عزل الموجة الواردة عن المنعكسة. فكلما كانت الاتجاهية عالية، كلما كان القياس دقيق أكثر.

قياس الموجة الواردة والمنعكسة

ليكن الرابط الاتجاهي في الشكل 11 حيث نقود الرابط من المنفذ ① وينتهي المنفذ ② بالحمل Z_L وباقي المنافذ بحمل موافق.



الشكل 11: دارة الرابط الاتجاهي لقياس الموجة الواردة والمنعكسة

لنحسب الأمواج المنعكسة الناتجة عند منافذ الرابط إذا كان مثالياً. بما أن المنفذ ② ينتهي بالحمل Z_L ، ستنعكس

عنه موجة لتشكل موجة واردة على المنفذ ②: $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$ ، ونكتب:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ومنه:

$$V_1^- = \alpha V_2^+ = \alpha \Gamma_L V_2^-$$

$$V_2^- = \alpha V_1^+$$

$$V_3^- = j \beta V_1^+$$

$$V_4^- = j \beta V_2^+ = j \beta \Gamma_L V_2^- = j \beta \alpha \Gamma_L V_1^+$$

نلاحظ أن الموجة الناتجة على المنفذ ③ مرتبطة مباشرة بالموجة الواردة V_1^+ ، بينما الموجة الناتجة على المنفذ ④ فهي مرتبطة مباشرة بالموجة المنعكسة عن الحمل.

نستنتج أنه إذا كان الرابط مثالياً، فإنه يعزل بشكل تام الموجة الواردة عن المنعكسة، لأن الاتجاهية في الحالة المثالية تكون لانهائية، أي $D = \infty \text{dB}$ ، وكذلك العزل $I = \infty \text{dB}$.

عملياً، الرابط ليس مثالياً، وبالتالي الاتجاهية والعزل لهما قيم محدودة وليست لانهائية، ونستنتج من تعريف الاتجاهية أن

$$|S_{14}| = \frac{\beta}{d}; D = 20 \log d$$

وتصبح المصفوفة للرابط العملي على الشكل

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \\ V_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & S_{14} \\ \alpha & 0 & S_{14} & j\beta \\ j\beta & S_{14} & 0 & \alpha \\ S_{14} & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

وتصبح الأمواج المنعكسة عن منافذ الرابط على الشكل:

$$V_3^- = j \beta V_1^+ + S_{14} V_2^+ = j \beta V_1^+ + S_{14} \Gamma_L V_2^-$$

$$V_4^- = S_{14} V_1^+ + j \beta V_2^+ = S_{14} V_1^+ + j \beta \Gamma_L V_2^-$$

نلاحظ أن الأمواج الناتجة على كل من المنفذين ③ و ④ مرتبطة بالموجة الواردة V_1^+ ، وبالموجة المنعكسة عن الحمل $\Gamma_L V_2^-$. أي أن العزل بين الموجتين الواردة والمنعكسة لم يعد ممكناً، مما يؤثر على دقة قياس كل من الموجتين الواردة والمنعكسة.

نستنتج ما يلي: تزداد دقة القياس كلما ازدادت الاتجاهية، أي $d \rightarrow \infty$ يعطي $|S_{14}| \rightarrow 0$ ، يعني أن قدرة الرابط على عزل الموجة الواردة عن المنعكسة تزداد.

الرابط الهجين

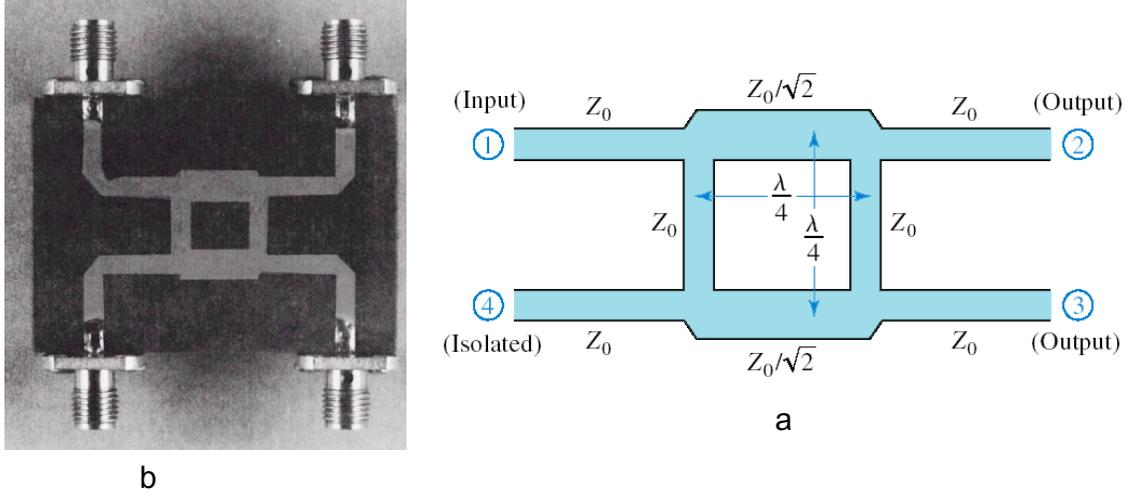
نسمي الرابط الاتجاهي بمعامل ربط $C = 3 \text{dB}$ أو $\beta = 1/\sqrt{2}$ ، بالرابط الهجين Hybrid coupler أو اختصاراً Hybrid. أي أن الرابط الهجين المثالي يقسم استطاعة الدخل بالتساوي بين منفذ الربط ومنفذ العبور.

إذا كانت بنية الرابط متناظرة، نحصل على موجتين متساويتين بالطويلة، ومتعامدتان، أي فرق صفحة 90° . يسمى الرابط في هذه الحالة (90°) hybrid Quadrature.

إذا كانت بنية الرابط متناظرة عكساً، نحصل على موجتين متساويتين بالطويلة، وعلى توافق في الصفحة، أو على تعاكس في الصفحة، أي فرق صفحة 180° . يسمى الرابط في هذه الحالة (180°) hybrid.

الرابط الهجين (90°) hybrid

يتمتع هذا الرابط بدرجة عالية من التناظر، وغالباً ما ينفذ بتقانة خطوط النقل المستوية microstrip/stripline. يبين الشكل 12-a الدارة الكهربائية لهذا الرابط، والشكل 12-b دارة عملية بخطوط نقل microstrip. يسمى أيضاً هذا الرابط المنفذ بخطوط نقل microstrip/stripline بالرابط branch-line hybrid

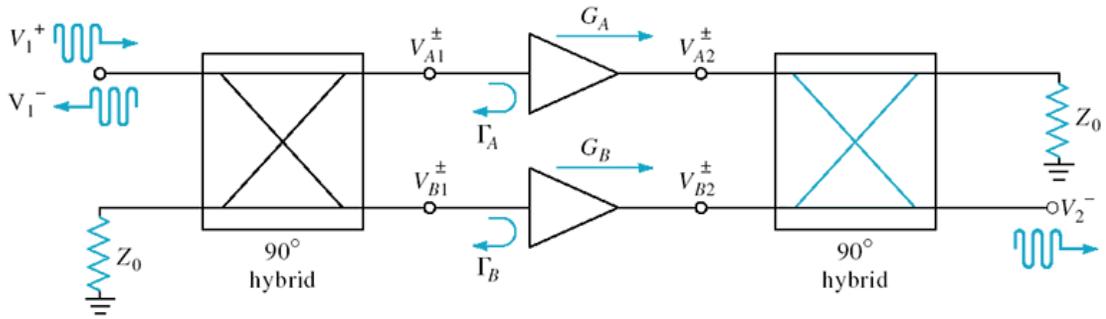


الشكل 12: الرابط الهجين (90°) hybrid. (a) - الدارة الكهربائية. (b) - دارة عملية بخطوط نقل microstrip

تكتب المصفوفة [S] للرابط الهجين (90°) hybrid على الشكل:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

السيئة الرئيسية لهذا الرابط هي ضيق عرض الحزمة لأن بنيته مكونة من محول ربع موجة الحساس لتغيرات التردد. من ميزاته أنه سهل التصميم، كلفة تصنيعه منخفضة، وله تطبيقات عملية عديدة وهامة. من تطبيقاته أنه يستخدم لجمع استطاعتين، فيمكن أن يستخدم للحصول على مضخم استطاعة عريض الحزمة، بجمع دارتي مضخمين، والحصول على ما يسمى بالمضخم المتوازن، كما في الشكل 13. الرابط الأول يوزع إشارة الدخل بالتساوي على المضخمين A و B، والرابط الثاني يجمع الخرجين في الإشارة V_2^- .



الشكل 13: المضخم المتوازن

مثال:

صمم رابط هجين Quadrature (90°) hybrid وارسم طويلة معاملاته S باستخدام إحدى برمجيات المحاكاة.

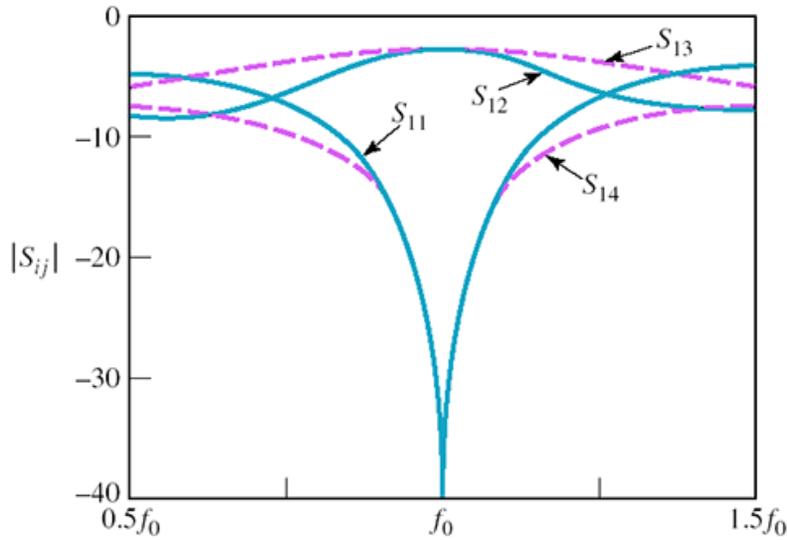
الحل:

لتصميم الرابط الهجين المطلوب يكفي أن نحسب بكل بساطة الممانعة المميزة للمحول ربع موجة كما في الشكل 12
a-

$$Z_0 = 50\Omega$$

$$Z_0 / \sqrt{2} = 35.4\Omega$$

يبين الشكل 14 الاستجابة الترددية لهذا الرابط.

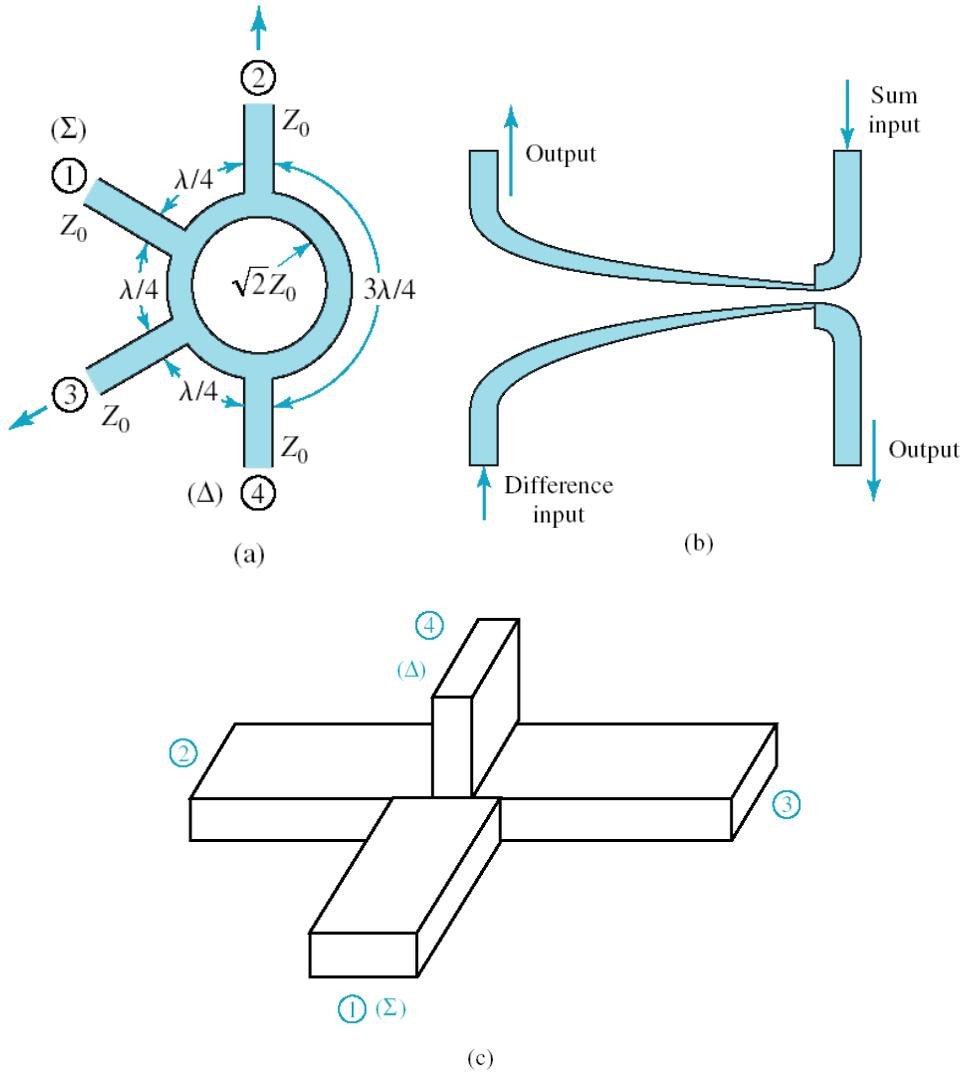


الشكل 14: الاستجابة الترددية للرابط الهجين

نلاحظ أنه على عرض حزمة ضيق حول تردد التصميم f_0 نحصل على $|S_{12}| = |S_{13}| = -3$ dB و $|S_{11}| = |S_{14}| < -20$ dB، أي أن معامل الربط 3 dB (رابط هجين)، والموافقة والعزل مقبولان.

الرابط الهجين (180°) hybrid

يمكن تنفيذ هذا الرابط بتقانة خطوط النقل المستوية microstrip/stripline، أو بدليل الموجة المستطيل. يبين الشكل a-15 الدارة الكهربائية للرابط بخطوط نقل microstrip/stripline ويسمى بالرابط الهجين الحلقي ring hybrid أو rat-race، ويبين الشكل b-15 هذا الرابط بخطوط نقل مستدقة tapered microstrip/stripline. ويبين الشكل c-15 هذا الرابط بدليل موجة مستطيل ويسمى magic-T، وهو مكون من وصلتين T، وصلة تفرعية في المستوي E، ووصلة تسلسلية في المستوي H.



الشكل 15: الرابط الهجين (180°) hybrid. (a) - بخطوط نقل microstrip/stripline. (b) - بخطوط نقل مستدقة tapered microstrip/stripline. (c) - بدليل موجة مستطيل.

تكتب المصفوفة [S] للرابط الهجين hybrid (180°) بأشكاله الثلاثة على النحو التالي:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

نلاحظ من المصفوفة [S] ومن الشكل 15 ما يلي:

- إذا كان الدخل هو المنفذ ① (أو ③)، يكون الخرجان ② و ③ (أو ① و ④) على توافق في الصفحة
- إذا كان الدخل هو المنفذ ② (أو ④)، يكون الخرجان ① و ④ (أو ② و ③) على تعاكس في الصفحة
- إذا كان الدخلان هما المنفذان ② و ③، نحصل من الخرج ① على المجموع Σ ونحصل من الخرج ④ على الفرق Δ

مثال:

صمم رابط هجين ring hybrid (180°) وارسم طويلة معاملاته S باستخدام إحدى برمجيات المحاكاة.

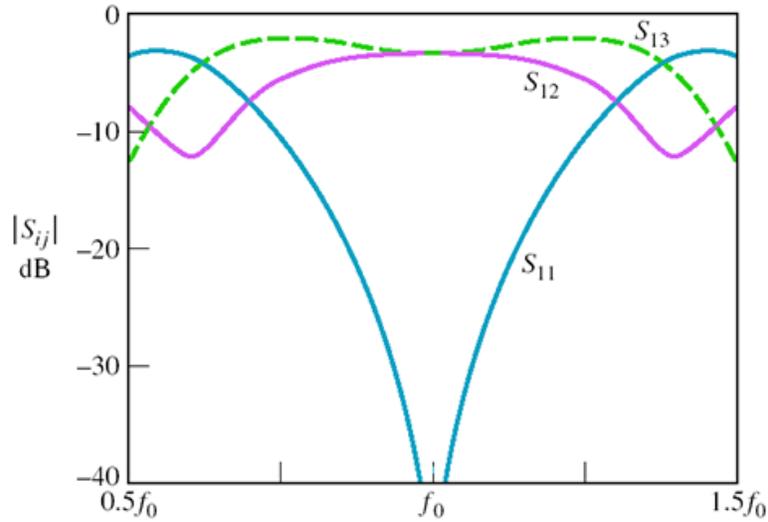
الحل:

لتصميم الرابطة الهجين المطلوب يكفي أن نحسب بكل بساطة الممانعة المميزة للحلقة كما في الشكل a-15:

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$Z_0 \sqrt{2} = 70.7 \Omega$$

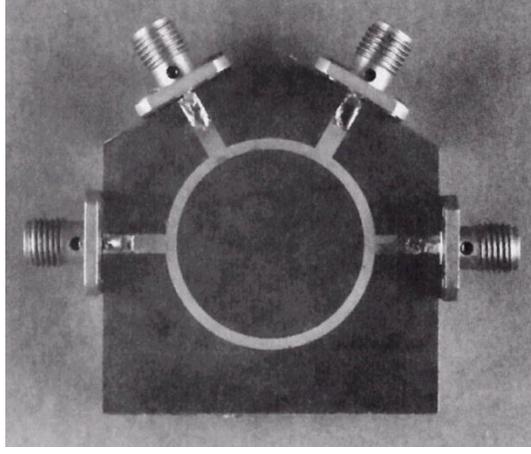
يبين الشكل 16 الاستجابة الترددية لهذا الرابطة.



الشكل 16: الاستجابة الترددية للرابط الهجين

نلاحظ أنه على عرض حزمة ضيق حول تردد التصميم f_0 نحصل على $|S_{12}| = |S_{13}| = -3 \text{ dB}$ و $|S_{11}| < -30 \text{ dB}$ أي أن معامل الربط 3 dB (رابط هجين)، والموافقة جيدة.

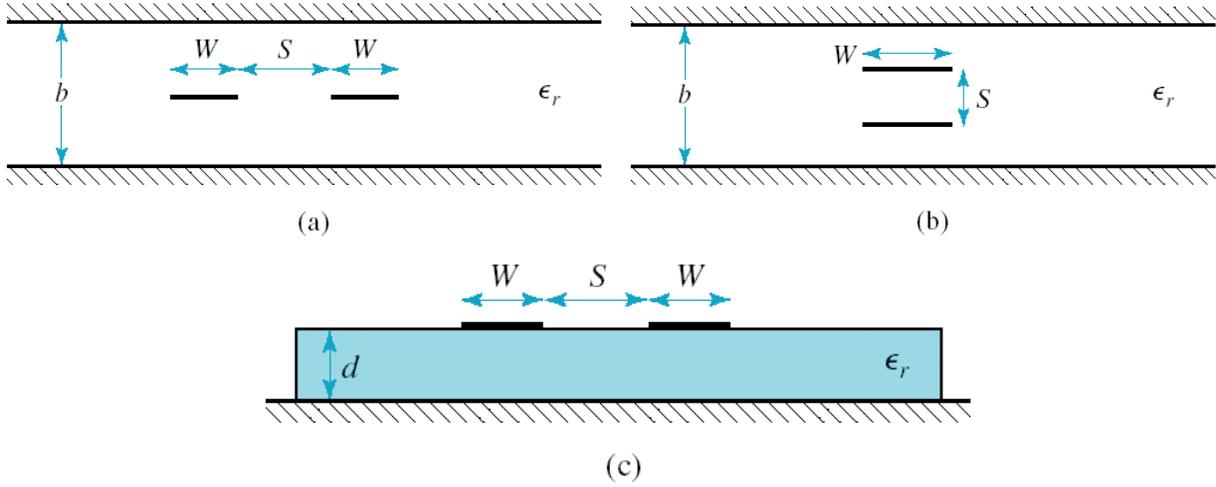
يبين الشكل 17 دائرة عملية للرابط الحلقي بخطوط نقل microstrip



الشكل 17: دائرة عملية للرابط الحلقي بخطوط نقل microstrip

الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة Coupled-line directional coupler

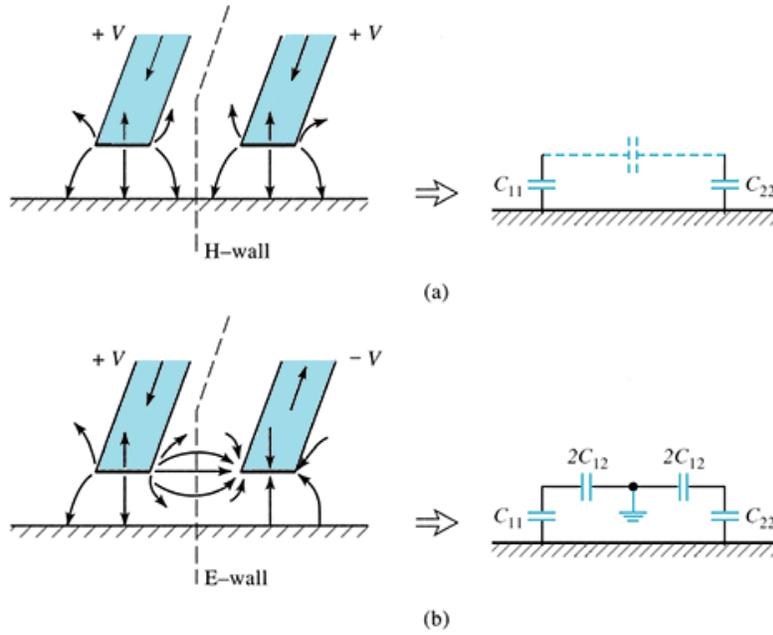
عند الترددات العالية، تسمح خطوط النقل القريبة من بعضها بدون تحجيب، من نقل الاستطاعة من خط لآخر، دون وصل فيزيائي مباشر بينهما. تقانة خطوط النقل المستوية microstrip/stripline هي الأكثر انتشاراً عملياً لتصميم روابط اتجاهية بخطوط نقل مترابطة. يمكن تحقيق ذلك بعدة طرق كما يبين الشكل 18.



الشكل 18: روابط اتجاهية بخطوط نقل مترابطة. (a) و (b) بخطوط نقل stripline. (c) بخطوط نقل microstrip

عندما نطبق نفس الفولطية على الخطين، نلاحظ من توزيع خطوط الحقل في الشكل 19 أن الخطين معزولان بجدار مغناطيسي (مستوي التناظر يكافئ دائرة مفتوحة $I=0$). وتكون الدارة الكهربائية المكافئة مكونة من مكثفين $C_{11}=C_{22}$ مفصولين (لأن الخطين متناظرين تماماً)، كل مكثف يكافئ خط نقل مع مستوي الأرضي. نسمي هذا النمط من العمل بالنمط الزوجي even-mode.

عندما نطبق فولطية على أحد الخطين، وعكسها على الخط الآخر، نلاحظ من توزيع خطوط الحقل في الشكل 19 أن الخطين مترابطان (مستوي التناظر يكافئ دائرة مقصورة $V=0$). وتكون الدارة الكهربائية المكافئة مكونة من مكثفين $C_{11}=C_{22}$ مفصولين (لأن الخطين متناظرين تماماً)، إضافة إلى مكثف ربط C_{12} بين الخطين. نسمي هذا النمط من العمل بالنمط الفردي odd-mode.



الشكل 19: تحريض الخطين المترابطين والدارة الكهربائية المكافئة. (a) - النمط الزوجي. (b) - النمط الفردي.

نستنتج أن الممانعة المميزة لخط النقل تختلف من نمط عمل لآخر. في النمط الزوجي (نرمز له بالحرف e) يكون لدينا:

$$C_e = C_{11} = C_{22}$$

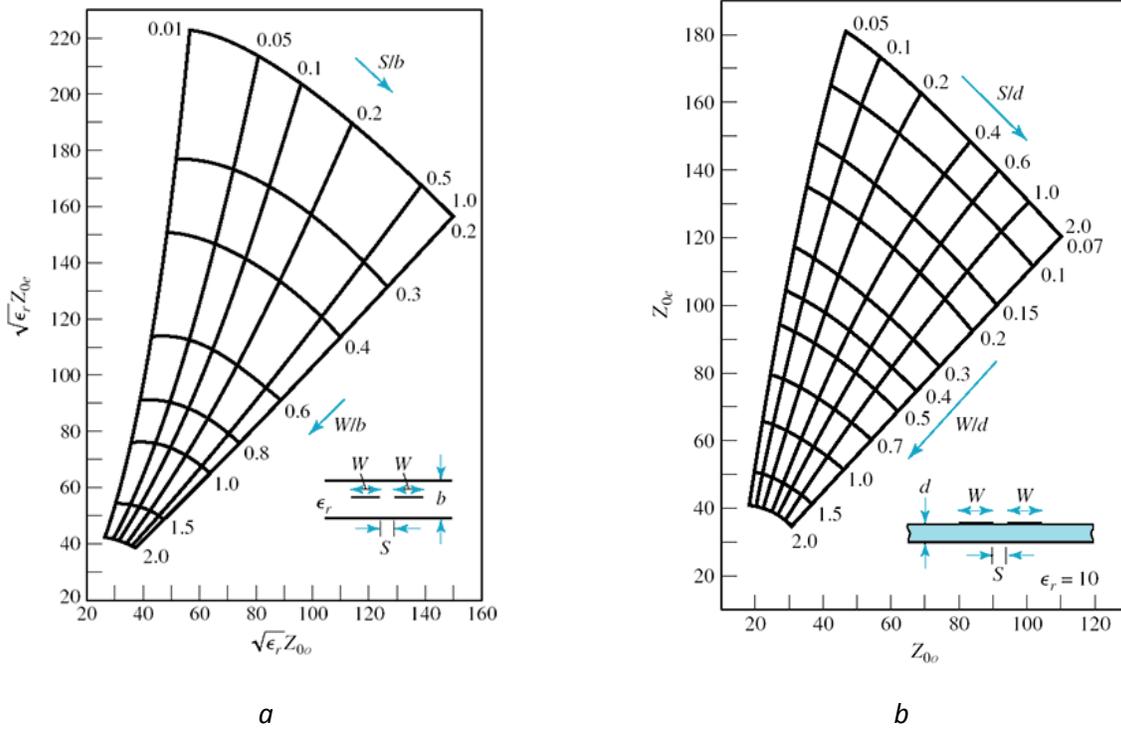
$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{1}{v_p C_e}$$

حيث v_p سرعة انتشار النمط TEM في البنية. في النمط الفردي (نرمز له بالحرف 0) يكون لدينا

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$$

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{v_p C_o}$$

هي الممانعة المميزة لكل من الخطين عندما يعمل الخطين المترابطين بالنمط الزوجي، و Z_{0o} هي الممانعة المميزة لكل من الخطين عندما يعمل الخطين المترابطين بالنمط الفردي. لاحظ أن $Z_{0o} < Z_{0e}$. لتصميم رابط اتجاهي من أحد الأنواع في الشكل 18، نحتاج لتحديد الأبعاد الفيزيائية لعرض كل من الخطين W والمسافة الفاصلة بينهما S . لهذا الغرض، يمكن استخدام إحدى البرمجيات البسيطة مثل TXLINE، أو استخدام المخططات كما في الشكل 20.



الشكل 20: تصميم رابط اتجاهي حسب الممانعات المميزة للنمطين الزوجي والفردي. (a) - خطوط نقل stripline ومن أجل أي ثابت عازلية. (b) - خطوط نقل microstrip ومن أجل ثابت عازلية $\epsilon_r = 10$.

ذكرنا سابقاً أنه لتصميم الرابط الاتجاهي، يكفي درجة حرية واحدة هي تحديد معامل الربط β . تكتب العلاقة بين معامل الربط والممانعات المميزة للخطين المترابطين على الشكل:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+\beta}{1-\beta}}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-\beta}{1+\beta}}$$

نلاحظ أن $Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$ ، أي أن الممانعة المميزة للنظام هي المتوسط الهندسي للممانعتين Z_{0e} و Z_{0o} .

مثال:

صمم رابطاً اتجاهياً بخطوط نقل مترابطة stripline، بمعامل ربط $C = 20 \text{ dB}$ ، على ركيزة لها ثابت عازلية $\epsilon_r = 2.2$ وسماكة 0.32 cm .

الحل:

نحسب معامل الربط β فنجد

$$C = -20 \log \beta = 20 \text{ dB} \rightarrow \beta = 10^{-\frac{20}{20}} = 0.1$$

ثم نحسب الممانعتين Z_{0e} و Z_{0o} :

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+\beta}{1-\beta}} = 55.28 \Omega$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-\beta}{1+\beta}} = 45.23 \Omega$$

لاستخدام المخطط في الشكل a-20 نحسب:

$$Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r} = 82.0 \Omega$$

$$Z_{0o} \sqrt{\epsilon_r} = 67.1 \Omega$$

فنجد:

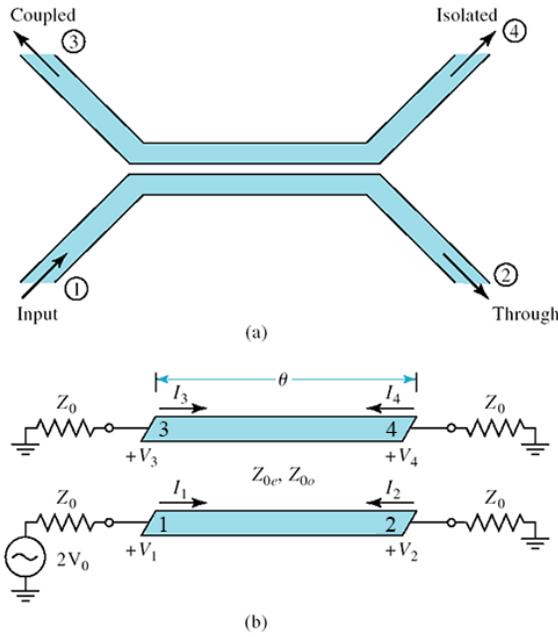
$$\frac{W}{b} = 0.81 \rightarrow W = 0.26 \text{ cm}$$

$$\frac{S}{b} = 0.31 \rightarrow S = 0.10 \text{ cm}$$

تطبيقات الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة:

يبين الشكل 21 شكل الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة والدارة الكهربائية. يكون المقطع المترابط عند تردد العمل

$$\theta = \frac{\pi}{2} = 90^\circ \text{ أي محول ربع موجة،}$$



شكل 21: الدارة الكهربائية للرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة

لاحظ أن منفذ الربط coupled port يكون بجوار منفذ الدخل في خطوط النقل المترابطة، بالتالي تكون الموجتان الواردة من الدخل والمنعكسة عن منفذ الربط على توافق في الصفحة. بينما تكون الموجة المنعكسة عن منفذ العبور متعامدة مع الواردة. فإذا كان الرابط مثالياً، وبفرض P_1 الاستطاعة الواردة من الدخل، نحصل من منفذ العبور على الاستطاعة P_2 ومن منفذ الربط على الاستطاعة P_3 بحيث:

$$P_2 = \alpha^2 P_1 = (1 - \beta^2) P_1$$

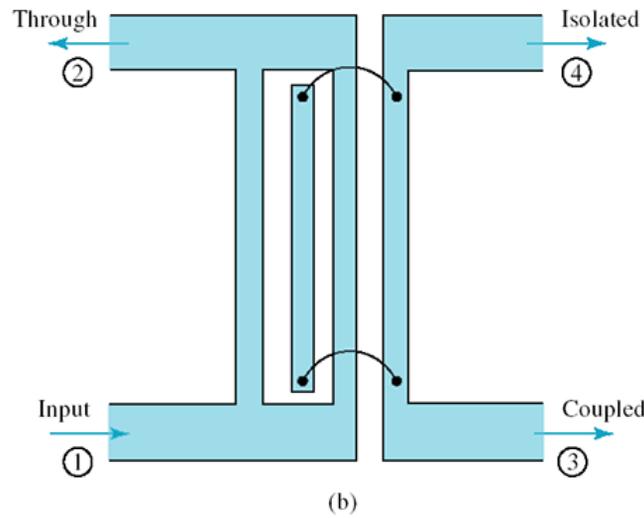
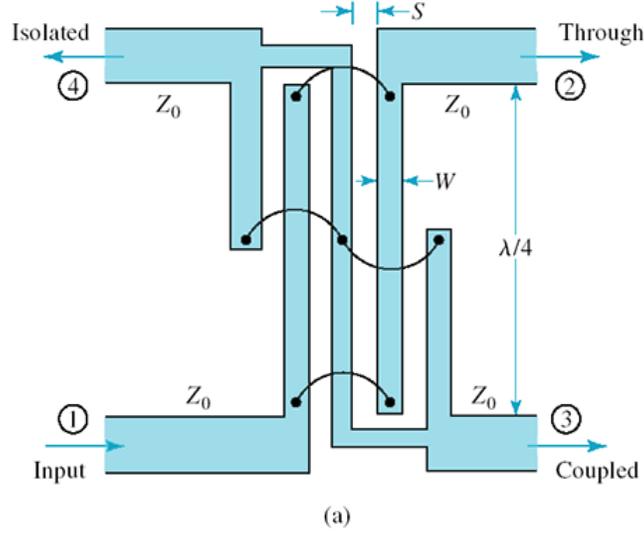
$$P_3 = \beta^2 P_1$$

$$P_2 + P_3 = P_1$$

وتكتب المصفوفة [S] لهذا الرابط على الشكل $(\alpha = \sqrt{1 - \beta^2})$:

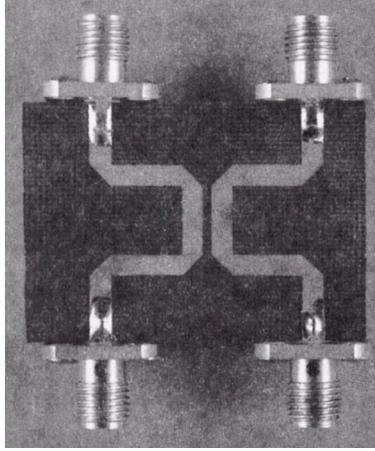
السيئة الرئيسية لهذا الرابط إذاً هي ضيق عرض الحزمة لأن بنيته مكونة من محول ربع موجة الحساس لتغيرات التردد. من مميزات أنه سهل التصميم، كلفة تصنيعه منخفضة، وله تطبيقات عملية عديدة وهامة. منها تصميم مرشح تمرير حزمة بعدة مقاطع من الخطوط المترابطة، كل مقطع هو محول ربع موجة. للتغلب على مشكلة عرض الحزمة الضيق، يمكن تصميم الرابط الاتجاهي بعدة مقاطع من خطوط النقل المترابطة.

من سيئاته أيضاً أنه لا يمكن الحصول على معامل ربط مرتفع، أعلى قيمة يمكن الحصول عليها هي $C = 10\text{dB}$ ، ومن الأسهل تصميم الرابط من أجل معامل ربط منخفض، مثل $C = 20\text{dB}$ ، لأن تصنيعه يكون أسهل، بينما من أجل معامل ربط مرتفع، نحتاج لمسافة فاصلة بين الخطين S صغيرة جداً، وغالباً تحتاج لتقانات تصنيع متقدمة غير متوفرة محلياً. للتغلب على مشكلة معامل الربط المنخفض، يمكن تصميم الرابط الاتجاهي ببنى أخرى مثل Lange coupler في الشكل 22. لكن تصنيعه عملياً أصعب من الرابط الاتجاهي بمقطع محول ربع موجة، إذ يحتاج لتقانات الوصل بين خطوط متباعدة. لكن يتميز هذا الرابط بمعامل ربط 3dB (رابط هجين) وعرض حزمة واسع (يصل إلى Octave).



الشكل 22: الرابط الاتجاهي الهجين Lange coupler

يبين الشكل 23 دائرة عملية للرباط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة microstrip. نلاحظ أن الخطين المترابطين هما المقطع في الوسط بطول محول ربع موجة، باقي الخطوط هي منافذ الدارة اللازمة لتوصيلها مع موصلات إلى دارات أخرى، أو مع كابلات لقياسها.



الشكل 22: دائرة عملية للرباط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة microstrip

مذاكرة:

درجة واحدة لكل سؤال؛ وعلامة النجاح 7/10

1. عدد منافذ مقسم الاستطاعة

a. 5

b. 4

c. 3

d. 2

2. عدد منافذ الرابط الاتجاهي

a. 5

b. 4

c. 3

d. 2

3. يمكن أن يكون مقسم الاستطاعة عديم الفقد وعكوس وموافق

a. صح

b. خطأ

4. يمكن أن يكون الرابط الاتجاهي عديم الفقد وعكوس وموافق

a. صح

b. خطأ

5. يؤمن مقسم الاستطاعة التالي عزلاً جيداً بين خرجيه:

a. مقسم استطاعة بوصلة-T

b. مقسم الاستطاعة ويلكنسون

c. مقسم استطاعة بمقاومات

d. كل ما سبق

6. تعتمد دقة قياس الموجة الواردة والمنعكسة بالرابط الاتجاهي على

- a. الربط
- b. الاتجاهية
- c. العزل
- d. كل ما سبق

7. عدد درجات الحرية للرابط الاتجاهي

- a. 4
- b. 3
- c. 2
- d. 1

8. لتصميم الرابط الاتجاهي يكفي تحديد

- a. معامل الربط
- b. الاتجاهية
- c. العزل
- d. البنية

9. يمكن الحصول على أي معامل ربط للرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة

- a. صح
- b. خطأ

10. معامل ربط الرابط الهجين

- a. 10 dB
- b. 2 dB
- c. 6 dB
- d. 3 dB

الإجابات الصحيحة:

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	التغذية الراجعة
1	c	راجع مقسمات الاستطاعة
2	b	راجع الروابط الاتجاهية
3	b	راجع مقسمات الاستطاعة
4	a	راجع الروابط الاتجاهية
5	b	راجع مقسمات الاستطاعة
6	b	راجع الروابط الاتجاهية
7	d	راجع الروابط الاتجاهية
8	a	راجع الروابط الاتجاهية
9	b	راجع الرابط الاتجاهي بخطوط نقل مترابطة
10	d	راجع تعريف الرابط الهجين

الفصل السادس المرشحات الميكروية Microwave Filters

الكلمات المفتاحية:

لمرشحات لمكروية Microwave Filters، طريقة فقد الإدخال Filter design by insertion loss method، استجابة بتروورث Butterworth response، استجابة تشيبيشيف Chebyshev response، نموذج التمرير المنخفض Low pass filter prototype، مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة Stepped impedance low pass filter، مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة Coupled line bandpass filter، مرشحات تمرير حزمة ومنع حزمة باستخدام رنانات ربع موجة، Bandstop and Bandpass Filters Using Quarter Wave Resonators، مرشح تمرير حزمة باستخدام رنانات مترابطة تسلسلياً Bandpass Filters Using Capacitively Coupled Series Resonators، مرشح تمرير حزمة باستخدام رنانات مترابطة تفرعياً، Bandpass Filters Using Capacitively Coupled shunt Resonators.

ملخص:

يهدف هذا الفصل إلى تعريف لطالب بالأنواع المختلفة للمرشحات لمكروية. يتعرف أولاً على طريقة فقد الإدخال لتصميم النموذج الأولي لمرشح التمرير المنخفض، واختيار شكل الاستجابة المناسب: بتروورث أو تشيبيشيف، وتحويله إلى الاستجابات الأخرى: مرشحات التمرير العالي وتمرير الحزمة ومنع الحزمة. بعد ذلك يتعرف الطالب على البنى المختلفة للمرشحات الميكروية الأساسية، والعلاقات التصميمية، وخواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- طريقة فقد الإدخال لتصميم المرشحات
- تصميم نموذج التمرير المنخفض باستجابة بتروورث أو باستجابة تشيبيشيف
- بنى المرشحات الميكروية الأساسية والعلاقات التصميمية، وخواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية

1. مقدمة Introduction

الموضوع الأخير والهام من هذا المقرر هو المرشحات المكروية. يعتمد تصميم المرشحات المكروية على نفس الأساس النظري للمرشحات عند الترددات المنخفضة، فنجد مرشحات بترورث Butterworth ومرشحات تشيبشيف Chebyshev. لكن تنفيذ هذه المرشحات عند الترددات العالية يتم بتقانات مختلفة، مستخدمين العناصر الموزعة، نظراً لعدم إمكانية استخدام العناصر المجمعّة كالمكثفات والملفات.

المرشح هو دائرة بمنفذين، تتحكم بالاستجابة الترددية لنظام اتصالات مثلاً، يسمح بمرور ترددات ضمن عرض حزمة معينة، تسمى حزمة تمرير المرشح passband of the filter، ويمنع مرور الترددات الأخرى عن طريق تخميدها، تقع هذه الترددات ضمن ما يسمى حزمة المنع stopband. الاستجابات الترددية الشائعة للمرشحات هي: مرشح تمرير منخفض low-pass filter LPF؛ مرشح تمرير عالي high-pass filter HPF؛ مرشح تمرير حزمة bandpass filter BPF؛ مرشح منع حزمة band-reject/bandstop filter BSF. أهم تطبيقات المرشحات هي في نظم الاتصالات بأنواعها، وفي الرادار، لتحديد الحزمة الترددية التي يعمل النظام ضمنها. سوف نشرح الطريقة الأكثر شيوعاً في تصميم المرشحات، ثم نستعرض أهم بنى المرشحات المكروية، وخواصها، وتقانات تصنيعها، وتطبيقاتها العملية.

2. تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال

Filter design by insertion loss method

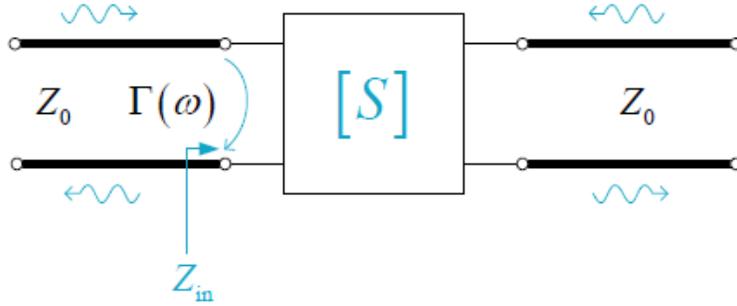
المرشح المثالي هو دائرة:

- عديمة الفقد ضمن حزمة التمرير ($IL = 0\text{dB}$)، أي أن معامل العبور يساوي الواحدة ضمن حزمة التمرير
 - تخميد لانتهائي ضمن حزمة المنع
 - استجابة طور خطية (لتجنب تشويه الإشارة) ضمن حزمة التمرير
- طبعاً، المرشح المثالي لا وجود له عملياً، لكن عند تصميم المرشح نحاول دوماً الاقتراب أكثر أو أقل من هذه المواصفات، حسب متطلبات التطبيق.
- تعرف استجابة المرشح، بطريقة فقد الإدخال، على أنها نسبة فقد الاستطاعة power loss ratio، ونكتب

$$P_{LR} = \frac{\text{Power available from source}}{\text{Power delivered to the load}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}$$

الاستطاعة المتاحة من المنبع Power available from source هي الاستطاعة الواردة على المرشح من المنبع، والاستطاعة المقدمة إلى الحمل Power delivered to the load هي الاستطاعة المقدمة للمرشح عديم الفقد المعرف بمعامل الانعكاس $\Gamma(\omega)$ التابع للتردد كما في الشكل 1، وحسب العلاقة التي رأيناها في خط النقل الذي ينتهي بحمل:

$$P_{load} = P_{inc} (1 - |\Gamma(\omega)|^2)$$



الشكل 1: المرشح كحمل معزف بمعامل الانعكاس $\Gamma(\omega)$

لاحظ أنه إذا كان المنبع والحمل موافق، تصبح هذه النسبة:

$$P_{LR} = \frac{1}{|S_{21}|^2}$$

بما أن $|\Gamma(\omega)|^2$ تابع زوجي للتردد ω ، يمكن التعبير عنه إذن بنسبة كثيرات حدود بـ ω^2 . ويمكن أن نكتب:

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)}$$

حيث $M(\omega^2)$ و $N(\omega^2)$ كثيرات حدود حقيقية.

نستنتج أنه حتى يكون المرشح قابلاً للتحقيق عملياً يجب أن يكون لدينا

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}$$

الاستجابة التي تحقق هذه العلاقة تأخذ أحد الشكلين الشهيرين التاليين.

استجابة بترورث Butterworth response

تسمى هذه الاستجابة أيضاً الاستجابة المستوية أعظماً maximally flat، أو الاستجابة ثنائية الحد binomial، لأن نسبة فقد الاستطاعة لمرشح تمرير منخفض، تكتب بدلالة كثير الحدود من الشكل ثنائي الحد كما يلي:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$$

حيث N رتبة المرشح filter order، و ω_c تردد القطع. تمتد حزمة تمرير المرشح هذا من $\omega = 0$ إلى $\omega = \omega_c$ ؛ عند تردد القطع تكون نسبة فقد الاستطاعة $P_{LR} = 1 + k^2$. إذا اخترنا هذا على أنه النقطة -3 dB، كما هو شائع، يكون لدينا $k = 1$ ، وهي القيمة التي سنختارها عند تردد القطع من الآن فصاعداً.

ضمن حزمة المنع، $\omega \gg \omega_c$ ، يمكن أن نكتب

$$P_{LR} \cong k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \rightarrow 10 \log P_{LR} = 20N \log k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

أي أن التخميد ضمن حزمة المنع يتزايد بمقدار 20N dB/decade، أي كلما ازداد التردد عشرة أضعاف، ازداد التخميد 20N dB. أي أن التخميد متزايد مع رتبة المرشح، أو مع درجة تعقيد المرشح. تتميز هذه الاستجابة أنها مستوية ضمن حزمة التمرير.

استجابة تشيبشيف Chebyshev response

تسمى هذه الاستجابة أيضاً الاستجابة المتموجة بالتساوي Equal ripple، أو الاستجابة ثنائية الحد binomial، لأن نسبة فقد الاستطاعة لمرشح تمرير منخفض، تكتب بدلالة كثير الحدود من الشكل ثنائي الحد كما يلي:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

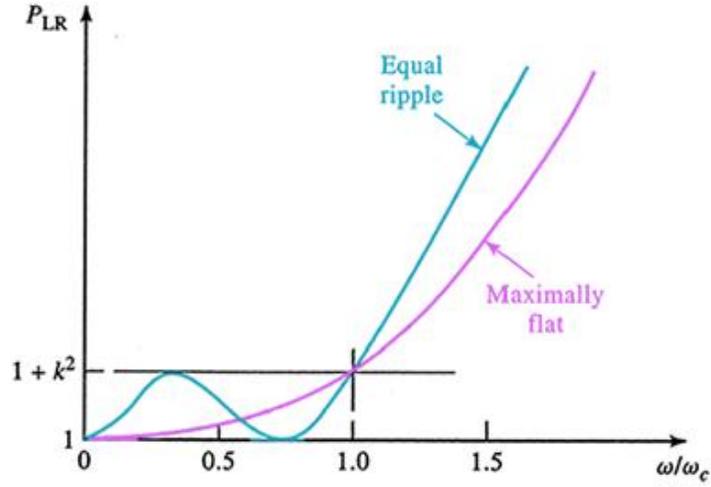
حيث N رتبة المرشح filter order، و ω_c تردد القطع. تمتد حزمة تمرير المرشح هذا من $\omega = 0$ إلى $\omega = \omega_c$ ؛ عند تردد القطع تكون نسبة فقد الاستطاعة $P_{LR} = 1 + k^2$. ويكون مطال التموجات ضمن حزمة التمرير الاستطاعة $1 + k^2$.

ضمن حزمة المنع، $\omega \gg \omega_c$ ، يمكن أن نكتب

$$P_{LR} \cong \frac{k^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$$

أي أن التخميد ضمن حزمة المنع يتزايد بمقدار 20N dB/decade، لكنه أعلى من تخميد استجابة بترورث بمقدار $(2)^{2N} / 4$.

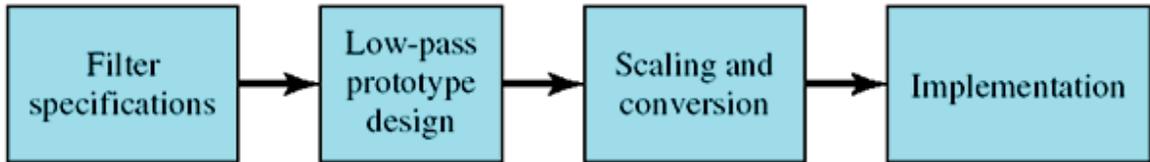
تتميز هذه الاستجابة أنها غير مستوية ضمن حزمة التمرير، بل متموجة، لكنها تعطي نسبة تخميد عالية، كما في الشكل 2.



الشكل 2: مقارنة نسبة فقد الاستطاعة لاستجابة مرشح تمرير منخفض من الرتبة $N=3$ من النوعين بترورث وتشيبشيف

3. الإجراءية العامة لتصميم المرشح The process of filter design

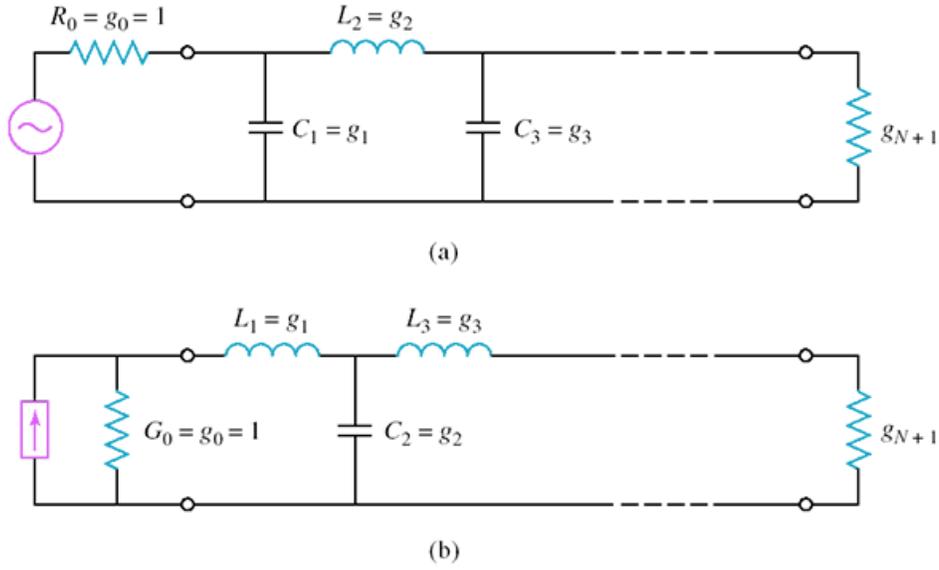
- تحديد مواصفات المرشح المراد تصميمه filter specifications، يمكن أن تتضمن نوع المرشح (تمرير منخفض low-pass؛ تمرير عالي high-pass؛ تمرير حزمة bandpass؛ منع حزمة band-reject/bandstop)، ونوع الاستجابة (بترورث أو تشيبشيف)، تردد القطع، عرض حزمة التمرير، مقدار التخميد ضمن حزمة المنع، ... إلخ
- تصميم نموذج تمرير منخفض مقيس من حيث التردد، وقيم العناصر، ونوع المرشح
- حساب القيم الفعلية للتردد وممانعات العناصر، وتحويل المرشح إلى النوع المطلوب
- تنفيذ المرشح بالتقانة المناسبة للتردد والتطبيق: بعناصر مجمعة أو بعناصر موزعة



الشكل 3: الإجراءية العامة لتصميم المرشح

تصميم نموذج التمرير المنخفض Low-pass filter prototype design

لتصميم نموذج التمرير المنخفض نقوم بتحديد قيم العناصر المقيسة المكونة له، انطلاقاً من المواصفات المطلوبة. ويمكن اختيار أحد الدارتين في الشكل 4، علماً أن لهما نفس الاستجابة الترددية. الفرق بينهما هو العنصر الأول، إما أن يكون تسلسلياً أو تفرعياً.



الشكل 4: نموذج التمرير المنخفض. (a) - العنصر الأول تفرعي. (b) - العنصر الأول تسلسلي.

بالنسبة لنموذج التمرير المنخفض المقيس، تردد القطع $\omega_c = 1 \text{ rad/sec}$ ، عنصر المنبع $g_0 = 1$ ، وكافئ:

- مقاومة بالنسبة للشكل a-4

- ناقلية بالنسبة للشكل b-4

أما باقي العناصر g_k وعددها $k = 1, \dots, N$ تكافئ:

- تحريضية للملفات التسلسلية

- سعة للمكثفات التفرعية

العنصر g_{N+1} يكافئ:

- مقاومة حمل إذا كان العنصر g_N مكثف تفرعي

- ناقلية حمل إذا كان العنصر g_N ملف تسلسلي

نحدد عناصر نموذج التمرير المنخفض g_k حسب نوع الاستجابة المطلوبة، equal ripple أو maximally flat، ورتبة المرشح. لهذا الغرض، نستخدم جداول جاهزة، متوفرة في المرجع الأساسي للمرشحات المكروية حتى يومنا هذا، هو

G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures", Artech House, Dedham, Mass., 1980.

في الجدول 1 التالي قيم العناصر المقيسة بالنسبة للاستجابة من نوع maximally flat، ومن أجل $N = 1, \dots, 10$. لاحظ أن العنصر $g_{N+1} = 1$ ، أي أن المرشح موافق.

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

الجدول 1: قيم العناصر المقيسة لنموذج التمرير المنخفض بالنسبة للاستجابة من نوع maximally flat

وفي الجدولين 2 و 3 قيم العناصر المقيسة بالنسبة للاستجابة من نوع equal ripple، من أجل $N = 1, \dots, 10$ ، ومن أجل مطال التموج ضمن حزمة التمرير 0.5 dB و 3.0 dB. لاحظ أن العنصر $g_{N+1} = 1$ فقط من أجل قيم N الفردية، أي أن المرشح سيكون موافقاً من أجل قيم N الفردية فقط. ويمكن الحصول على جداول من أجل قيم أخرى لمطال التموج.

0.5 dB Ripple

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

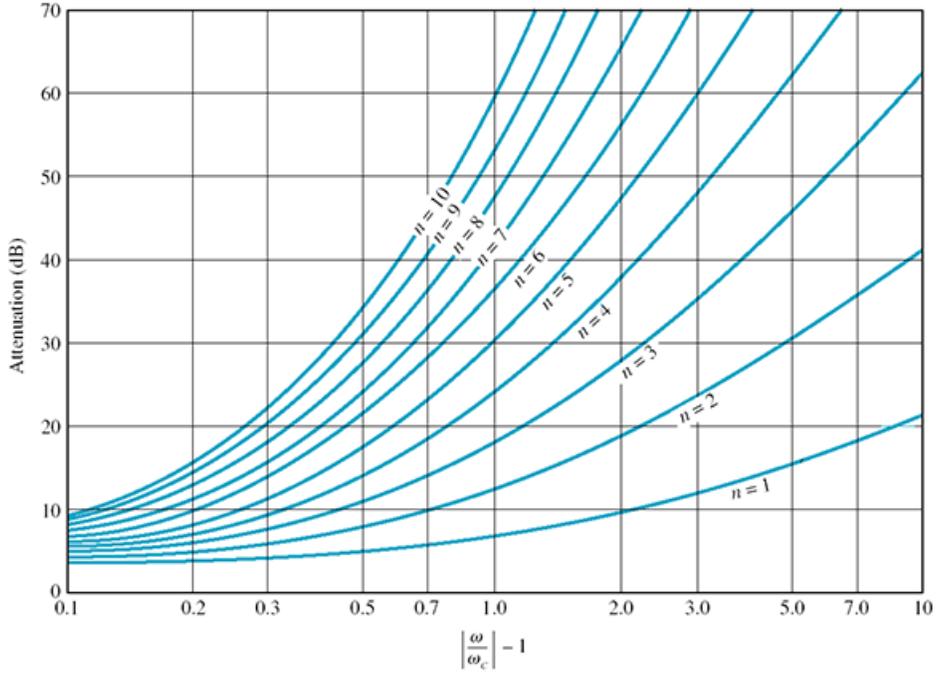
الجدول 2: قيم العناصر المقيسة لنموذج التمرير المنخفض بالنسبة للاستجابة من نوع equal ripple ومطال 0.5 dB

3.0 dB Ripple

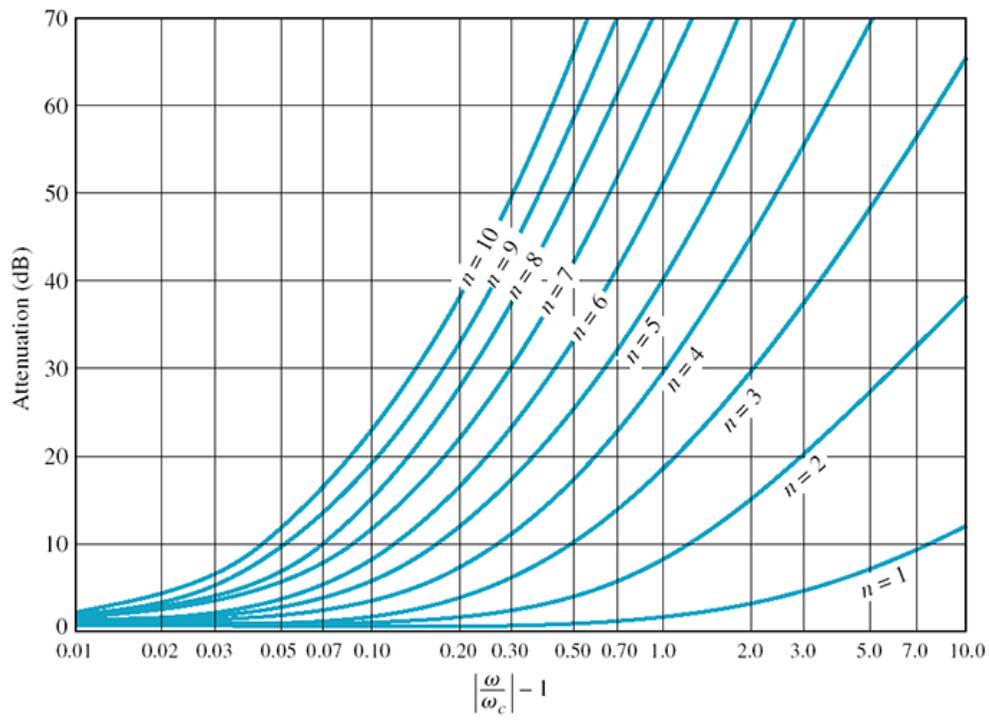
N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7761	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

الجدول 3: قيم العناصر المقيسة لنموذج التمرير المنخفض بالنسبة للاستجابة من نوع equal ripple ومطال 3.0 dB

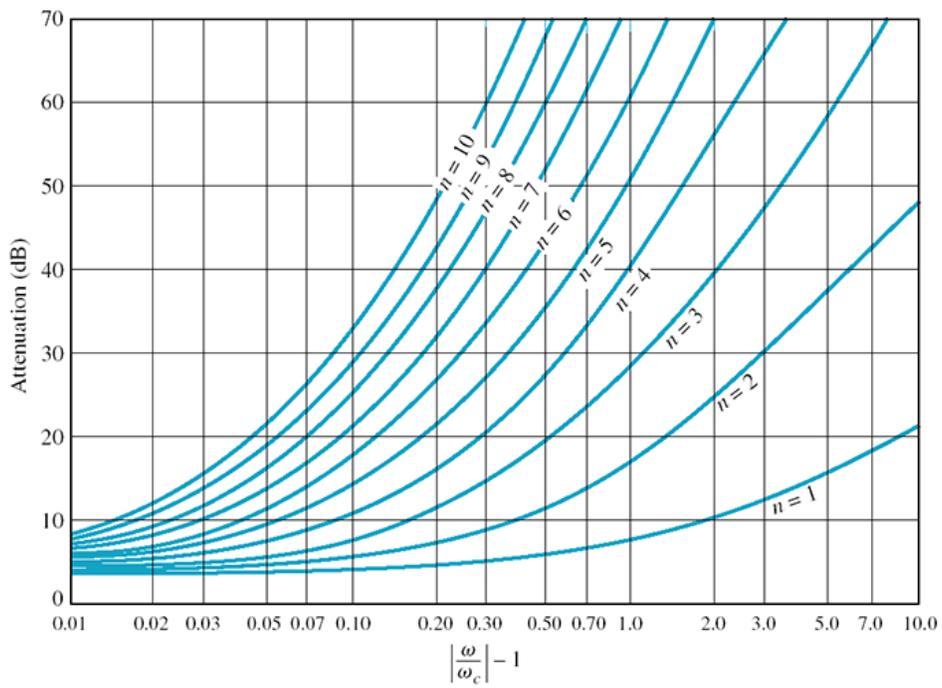
لتحديد رتبة المرشح من المواصفات المطلوبة، يعطي المرجع نفسه منحنيات التخميد (نسبة فقد الاستطاعة) ضمن حزمة المنع بدلالة التردد المقيس.



الشكل 5: منحنيات التخميد (نسبة فقد الاستطاعة) ضمن حزمة المنع بدلالة التردد المقيس من أجل استجابة maximally flat



الشكل 6: منحنيات التخميد ضمن حزمة المنع بدلالة التردد المقيس من أجل استجابة equal ripple ومطال 0.5 dB



الشكل 7: منحنيات التخميد ضمن حزمة المنع بدلالة التردد المقيس من أجل استجابة equal ripple ومطال 3.0 dB

حساب القيم الفعلية للتردد والممانعات Impedance and frequency scalling

الخطوة الثالثة من الإجرائية العامة لتصميم المرشح، بعد تصميم نموذج التمرير المنخفض، هي تحويل القيم المقيسة للتردد والعناصر إلى قيمها الفعلية.

لتحويل قيم الممانعات المقيسة، نضرب بالممانعة المميزة Z_0 ، ولتحويل قيم السماحيات المقيسة، نقسم على الممانعة المميزة Z_0 . فإذا كان العنصر في دارة نموذج التمرير المنخفض تسلسلياً، أي ملف، نضرب قيمته بالممانعة المميزة Z_0 . وإذا كان العنصر في دارة نموذج التمرير المنخفض تفرعياً، أي مكثف، نقسم قيمته على الممانعة المميزة Z_0 . وكذلك الأمر بالنسبة لعنصر المنبع g_0 والعنصر g_{N+1} .

بالنسبة للتردد، نضرب بالمعامل $1/\omega_c$. لذلك نعوض التردد المقيس ω بالتردد ω/ω_c . وهذا يؤثر على قيم التحريضية L'_k للعناصر التسلسلية، وعلى قيم السعة C'_k للعناصر التفرعية. نستنتج أن قيم L'_k و C'_k تصيح:

$$L'_k = \frac{Z_0 g_k}{\omega_c}$$

$$C'_k = \frac{g_k}{Z_0 \omega_c}$$

مثال:

المطلوب تصميم مرشح تمرير منخفض، تردد قطعه 2 GHz، ممانعته 50Ω ، ويتمتع بتخميد 15 dB على الأقل عند التردد 3 GHz (أي ضمن حزمة المنع)، باستجابة maximally flat وقارن مع استجابة equal ripple بمطال 3 dB، واستجابة خطية من نفس الرتبة.

الحل:

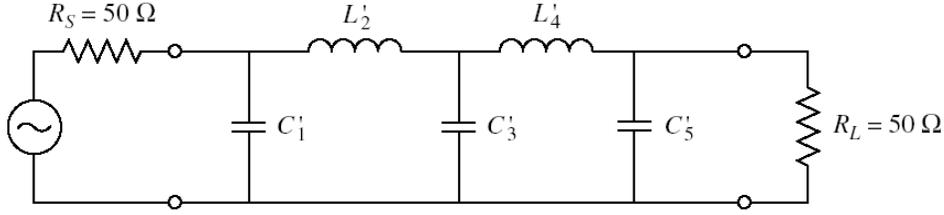
لإيجاد رتبة المرشح المطلوبة، نستعين بمنحنيات التخميد، ونحسب التردد المقيس المقابل للتردد 3 GHz:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{3}{2} - 1 = 0.5$$

من الشكل 5 الذي يعطي منحنيات التخميد ضمن حزمة المنع بدلالة التردد المقيس من أجل استجابة maximally flat، نجد من أجل القيمة 0.5 أنه يجب أن تكون رتبة المرشح $N = 5$ للحصول على تخميد 15 dB على الأقل. من أجل $N = 5$ ، نحصل على قيم العناصر المقيسة لنموذج التمرير المنخفض من الجدول 1:

$$g_1 = g_5 = 0.618; g_2 = g_4 = 1.618; g_3 = 2$$

الخطوة الثالثة هي تحويل القيم المقاسة للتردد والعناصر إلى قيمها الفعلية. نختار النموذج في الشكل a-4:



بالتالي:

$$L_2 = L_4 = \frac{Z_0 g_2}{\omega_c} = 6.438 \text{ nH}$$

$$C_1 = C_5 = \frac{g_1}{Z_0 \omega_c} = 0.984 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{g_3}{Z_0 \omega_c} = 3.183 \text{ pF}$$

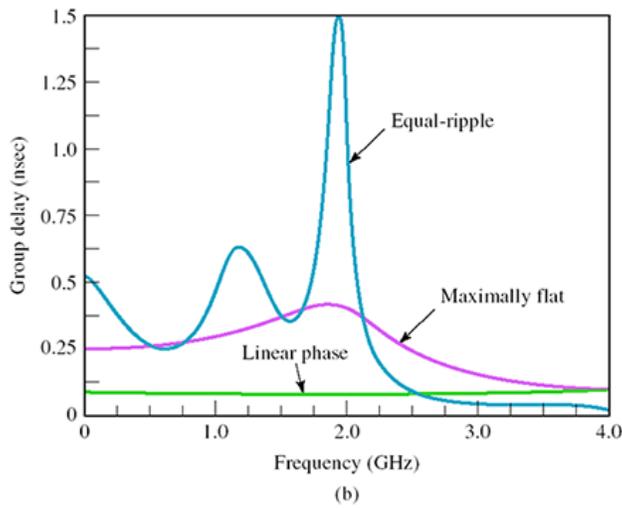
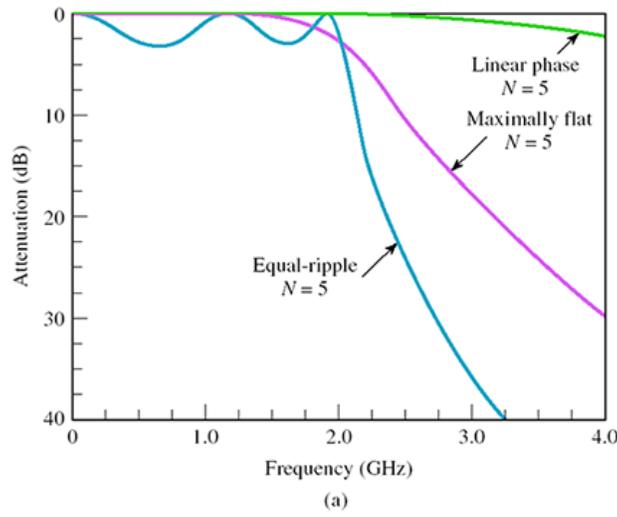
بالمثل، نصمم مرشح تمرير منخفض استجابته equal ripple بمطال 3 dB، وآخر باستجابة خطية، ثم نستخدم أحد برمجيات المحاكاة لرسم الاستجابة الترددية، فنجد النتائج في الشكل 8. نلاحظ أن الاستجابة من نوع equal ripple تعطي أعلى تخميد ضمن حزمة المنع (36 dB عند التردد 3 GHz مقابل 18 dB للاستجابة maximally flat)، كما هو متوقع، والاستجابة الخطية تعطي تخميذاً ضعيفاً جداً. لكن الاستجابة من نوع equal ripple بالمقابل أسوأ استجابة طور، أي أن التشويه يكون هاماً، وخاصة بجوار تردد القطع، في حين لا تسبب الاستجابة الخطية أي تشويه.

تحويل مرشح التمرير المنخفض إلى أنواع المرشحات الأخرى Filter transformations

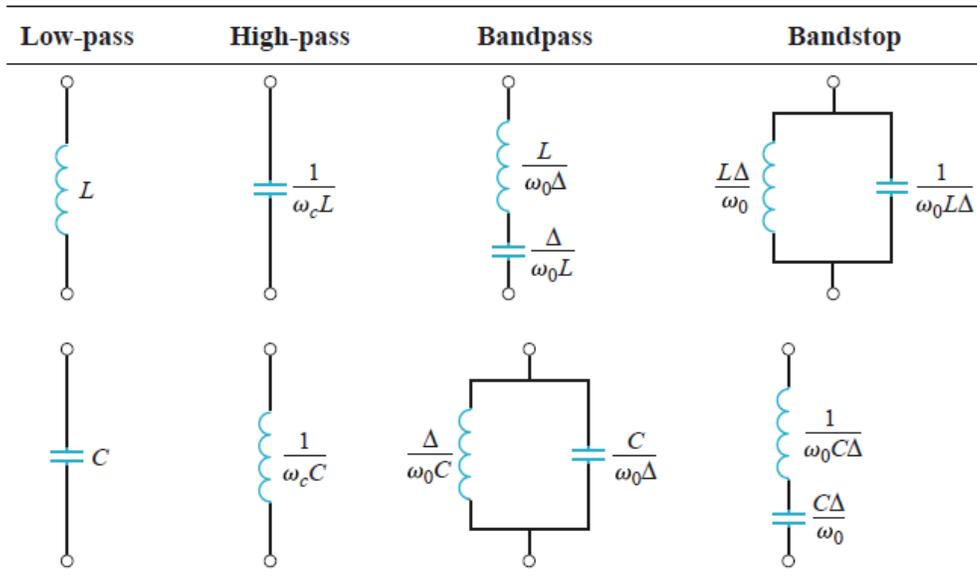
يبين الشكل 9 التحويل من نموذج التمرير المنخفض LPF إلى أنواع المرشح الأخرى (تمرير عالي HPF، تمرير حزمة BPF، منع حزمة BSF). للتحويل إلى مرشح تمرير عالي، نبدل بين الملفات والمكثفات. وللتحويل إلى مرشح تمرير حزمة، نبدل الملف التسلسلي بدارة رنين LC تسلسلية، والمكثف التفرعي بدارة رنين LC تفرعية، والعكس بالنسبة لمرشح منع حزمة.

لن نهتم بتصميم مرشح بعناصر مجمعة، ونكتفي بالمثال السابق، لأنها لا تناسب الترددات المكروية. فبعد أن تعرفنا على طريقة فقد الإدخال لتصميم نموذج تمرير منخفض، سنهتم ببنى المرشحات المكروية. نذكر فقط بالتحويل الترددي اللازم نموذج التمرير المنخفض إلى النماذج الأخرى (حيث $[\omega_1, \omega_2]$ حزمة التمرير، $\Delta = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0$ عرض الحزمة النسبي، ω_0 التردد المركزي):

$$\frac{\omega}{\omega_c} \xrightarrow{HPF} -\frac{\omega_c}{\omega}; \frac{\omega}{\omega_c} \xrightarrow{BPF} \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right); \frac{\omega}{\omega_c} \xrightarrow{BSF} -\Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1}$$



الشكل 8: مقارنة (a) الاستجابة الترددية، (b) استجابة الطور لمرشح تمرير منخفض من الرتبة الخامسة.



الشكل 9: التحويل من نموذج التمرير المنخفض إلى أنواع المرشح الأخرى (تمرير عالي، تمرير حزمة، منع حزمة)

4. المرشحات المكروية Microwave filters

يجري تصميم المرشحات المكروية، بمختلف تقاناتها، انطلاقاً من نموذج التمرير المنخفض الذي درسناه في الفقرات السابقة. لذلك سنكتفي بالعلاقات التصميمية لكل بنية من بنى المرشحات المكروية الشهيرة، ونركز على خواص كل بنية وتطبيقاتها العملية.

مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة Stepped-impedance low-pass filter

بنية هذا المرشح سهلة التصميم، صغيرة الحجم، منخفضة الكلفة، ويمكن تنفيذها بخطوط نقل microstrip/stripline. تتكون هذه البنية من تتالي خط نقل قصير الطول بممانعة مميزة عالية (عرض ضيق) وخط نقل قصير الطول بممانعة مميزة منخفضة (عرض واسع). خط النقل ذو الممانعة العالية Z_H يكافئ الملف التسلسلي في نموذج التمرير المنخفض، طوله الكهربائي يعطى بالعلاقة التقريبية التالية:

$$\beta l_{Hk} = \frac{L_k Z_0}{Z_H}$$

حيث L_k القيم المقيسة للعناصر التسلسلية في نموذج التمرير المنخفض. وخط النقل ذو الممانعة المنخفضة Z_L يكافئ المكثف التفرعي في نموذج التمرير المنخفض، طوله الكهربائي يعطى بالعلاقة التقريبية التالية:

$$\beta l_{Lk} = \frac{C_k Z_L}{Z_0}$$

حيث C_k القيم المقيسة للعناصر التفرعية في نموذج التمرير المنخفض. سوف نوضح خواص هذا المرشح من خلال المثال التالي.

مثال:

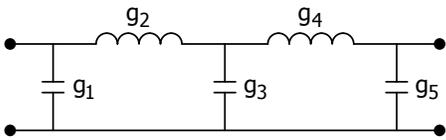
نريد تصميم مرشح تمرير منخفض استجابته 0.5 dB Equal-Ripple وتردد قطعه 4 GHz وممانعته 50Ω ، ويتمتع بتخميد 20 dB على الأقل عند التردد 6.4 GHz، بممانعات متدرجة. علماً أن التقانة المتاحة تسمح بالحصول على $Z_L = 15\Omega$ و $Z_H = 100\Omega$.

الحل:

لنحسب درجة المرشح 0.5 dB Equal-Ripple اللازمة لتحقيق التخميد المطلوب 20 dB على الأقل عند التردد 6.4 GHz . التردد المقيس:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{6.4}{4} - 1 = 0.6$$

نستنتج من المنحنيات أن $N = 4$ كافية لتحقيق التخميد المطلوب، لكن دائرة المرشح لن تكون موافقة عند الخرج مع الممانعة 50Ω . لذلك نختار $N = 5$ ليكون المرشح موافقاً، ويعطي تخميذاً أعلى. وتكون عناصر نموذج التمرير المنخفض:



$$g_1 = g_5 = 1.7058$$

$$g_2 = g_4 = 1.2296$$

$$g_3 = 2.5408$$

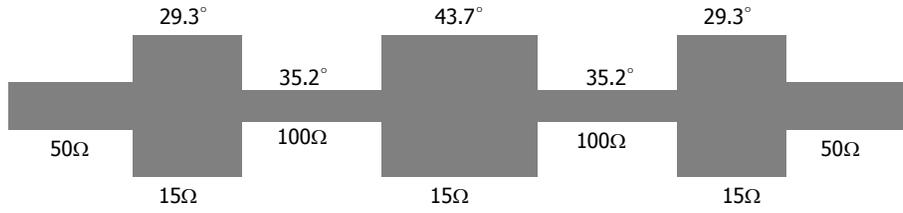
اعتماداً على قيم عناصر دارة النموذج الأولي للمرشح، نستخدم العلاقات التقريبية لحساب الطول الكهربائي لمقاطع خطوط النقل المكافئة للملف والمكثف، فنجد:

$$\beta\ell_{H2} = \beta\ell_{H4} = \frac{g_2 Z_0}{Z_H} = 0.615 \text{ rd} = 35.2^\circ$$

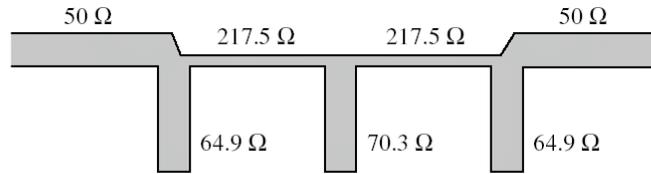
$$\beta\ell_{L1} = \beta\ell_{L5} = \frac{g_1 Z_L}{Z_0} = 0.512 \text{ rd} = 29.3^\circ$$

$$\beta\ell_{L3} = \frac{g_3 Z_L}{Z_0} = 0.762 \text{ rd} = 43.7^\circ$$

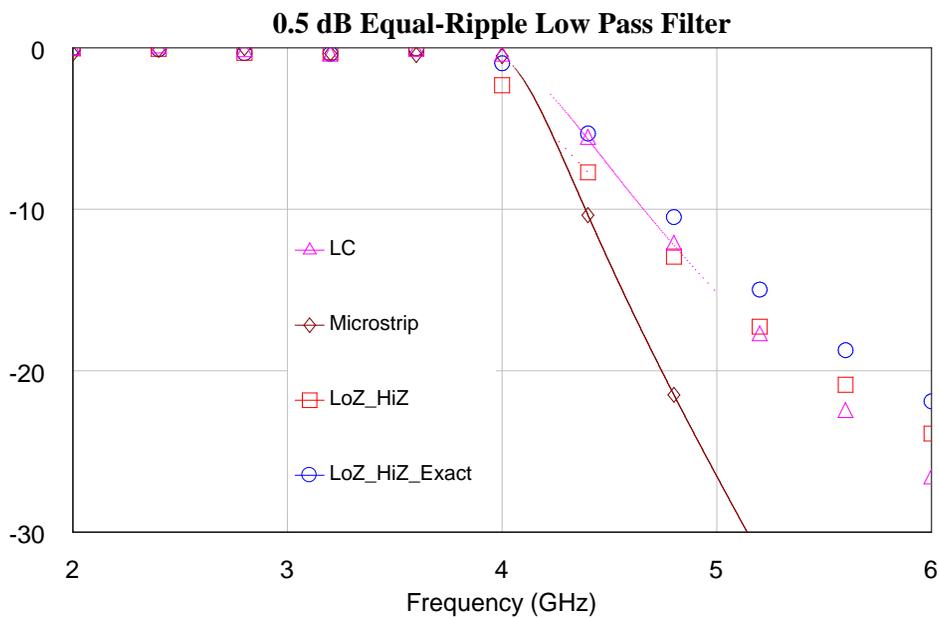
وتصبح دارة المرشح بخطوط نقل قصيرة الطول ممانعاتها المميزة متدرجة: $Z_L = 15\Omega$ و $Z_H = 100\Omega$ ، من الشكل التالي:



النتيجة: نقارن في الشكل التالي الاستجابة الترددية للمرشح الذي تم تصميمه في الحالات التالية: بعناصر L و C - بخطوط نقل Microstrip تفرعية - بخطوط نقل قصيرة الطول ممانعاتها المميزة متدرجة LoZ_HiZ (خط النقل مكافئ لعنصر L أو C) - بخطوط نقل قصيرة الطول ممانعاتها المميزة متدرجة بدقة أفضل LoZ_HiZ_Exact (خط النقل مكافئ لدارة من الشكل II). علماً أن بنية المرشح بخطوط microstrip تفرعية هي من الشكل التالي.

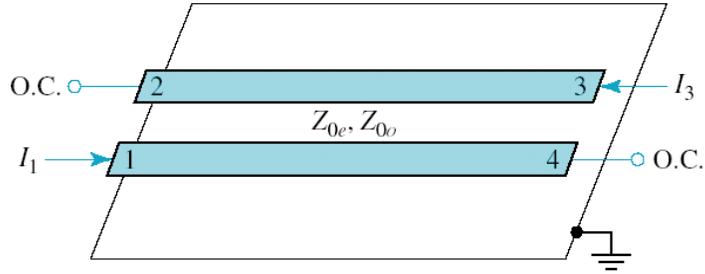


(f)



مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة Coupled line bandpass filter

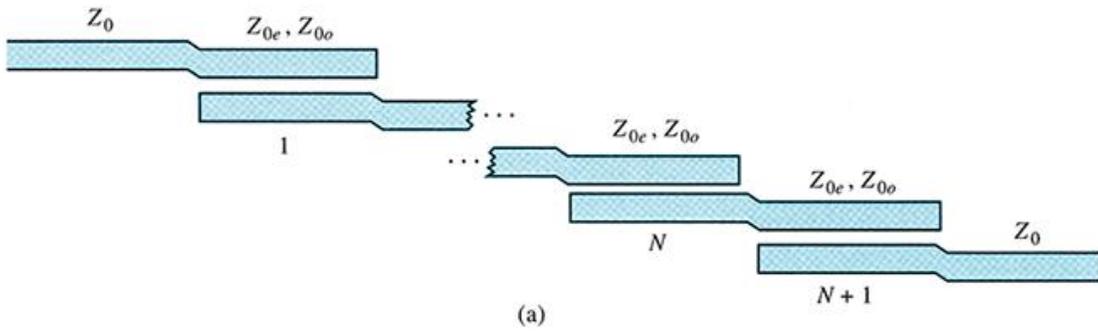
بنية هذا المرشح سهلة التصميم، صغيرة الحجم، منخفضة الكلفة، ويمكن تنفيذها بخطوط نقل microstrip/stripline. تتكون هذه البنية من $N + 1$ مقطع من خطوط نقل مترابطة للحصول على مرشح تمرير حزمة من الرتبة N . كل مقطع له البنية في الشكل 10، ومعرّف بالممانعات المميزة الزوجية Z_{0e} والفردية Z_{0o} .



(c)

الشكل 10: مقطع خطين مترابطين للحصول على استجابة مرشح تمرير حزمة

بعد وصل $N + 1$ مقطع من خطوط النقل المترابطة ينتج دائرة مرشح تمرير الحزمة بخطوط نقل مترابطة من الرتبة N المبين في الشكل 11.



(a)

الشكل 11: دائرة مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة.

لتصميم مرشح تمرير الحزمة بخطوط نقل مترابطة من الرتبة N ، يجب حساب Z_{0e} و Z_{0o} لكل مقطع، واستنتاج الأبعاد الفيزيائية للمقطع، كما رأينا في الفصل السابق عند تصميم رابط اتجاهاً بخطوط نقل مترابطة. العلاقات التصميمية هي التالية:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$$

$$Z_0 J_k = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{k-1}g_k}}; k = 2, 3, \dots, N$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}$$

ثم نحسب Z_{0e} و Z_{0o} لكل مقطع من العلاقات التالية:

$$Z_{0ek} = Z_0 \left[1 + Z_0 J_k + (Z_0 J_k)^2 \right]$$

$$Z_{0ok} = Z_0 \left[1 - Z_0 J_k + (Z_0 J_k)^2 \right]$$

مثال:

المطلوب تصميم مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة، رتبته $N = 3$ واستجابته 0.5 dB Equal-Ripple وممانعته 50Ω ، وتردده المركزي 2 GHz وعرض الحزمة النسبي 10%. احسب التخمين عند التردد 1.8 GHz.

الحل:

عرض حزمة المرشح هي $\Delta f_0 = 0.2\text{GHz}$ ، وتمتد حزمة تمرير المرشح من التردد

$$f_1 = f_0 - \frac{\Delta f_0}{2} = 1.9\text{GHz}$$

إلى التردد

$$f_2 = f_0 + \frac{\Delta f_0}{2} = 2.1\text{GHz}$$

لحساب التخمين عند التردد $1.8\text{GHz} < f_1$ ، الذي يقع ضمن حزمة المنع، نستعين بالمنحنيات في الشكل 6. لذلك نحسب التردد المقيس لمرشح تمرير الحزمة من التحويل الترددي:

$$\frac{\omega}{\omega_c} \xrightarrow{BPF} \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{0.1} \left(\frac{1.8}{2} - \frac{2}{1.8} \right) = -2.11$$

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 2.11 - 1 = 1.11$$

ثم نقرأ على المنحني $N = 3$ عند التردد المقيس 1.11 قيمة التخمين 20 dB. من أجل $N = 3$ واستجابة 0.5 dB Equal-Ripple، نحصل من الجدول 2 على قيم العناصر المقيسة لنموذج التمرير المنخفض:

$$g_1 = g_3 = 1.5963$$

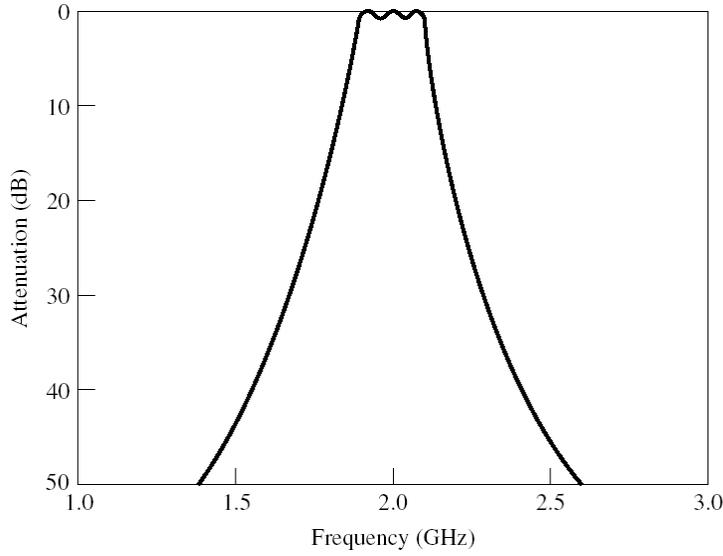
$$g_2 = 1.0967$$

$$g_4 = 1$$

لتصميم مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة إبدأً نحسب Z_{0e} و Z_{0o} للمقاطع $N + 1 = 4$ من العلاقات التصميمية، ونحصل على النتائج في الجدول التالي:

k	g_k	$Z_0 J_k$	Z_{0ek}	Z_{0ok}
1	1.5963	0.3137	70.61	39.24
2	1.0967	0.1187	56.64	44.77
3	1.5963	0.1187	56.64	44.77
4	1	0.3137	70.61	39.24

لاحظ التناظر في بنية المرشح. المقطعان الأول والرابع لهما نفس Z_{0e} و Z_{0o} ، وكذلك المقطعان الثاني والثالث. يبين الشكل التالي الاستجابة الترددية للمرشح الناتج.

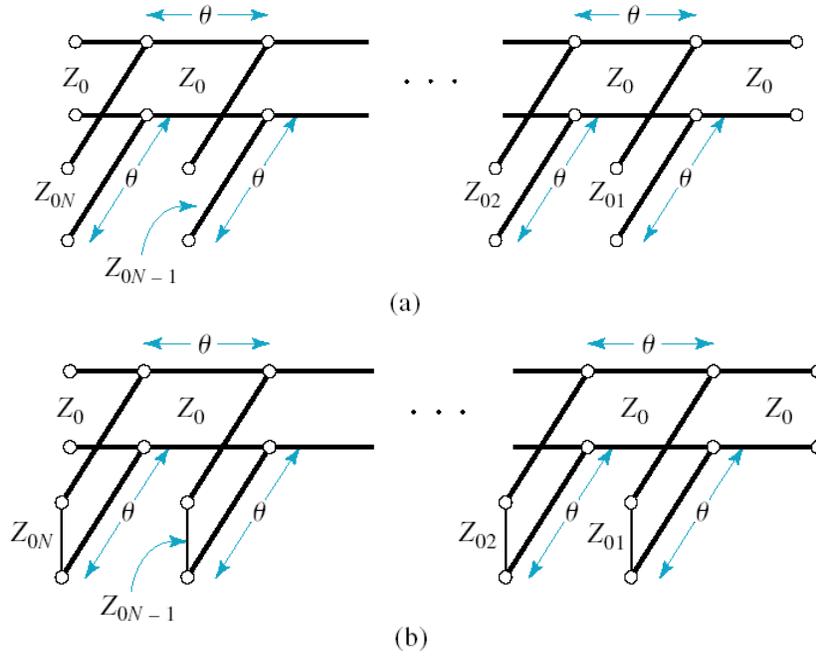


مرشحات تمرير حزمة ومنع حزمة باستخدام رنانات ربع موجة

Bandstop and Bandpass Filters Using Quarter-Wave Resonators

رأينا في الشكل 9 أن مرشحات تمرير الحزمة ومنع الحزمة مكونة من دارات رنين LC تسلسلية وتفرعية. لذلك يمكن استخدام دارات الرنين المكروية بخطوط نقل أو فجوة رنانة التي تعرفنا على خواصها في الفصل الرابع، بحيث يتم ترابطها بطريقة محددة، لتصميم مرشحات مكروية.

رأينا في الفصل الرابع أن محول ربع موجة بنهاية مفتوحة أو مقصورة يكافئ دائرة رنين LC تسلسلية أو تفرعية. لذلك يمكن استخدام هذه المحولات لبناء مرشح BPF أو BSF مكافئ للمرشح في الشكل 9. نحصل على النتيجة في الشكل 12.



الشكل 12: (a) مرشح BSF و (b) مرشح BPF باستخدام رنانات ربع موجة

العلاقات التصميمية التالية تكون صالحة لتصميم مرشح موافق وضيق الحزمة. يكفي لتصميم المرشح حساب الممانعة المميزة لكل رنان ربع موجة. من أجل مرشح منع الحزمة BSF من الرتبة N :

$$Z_{0k} = \frac{4Z_0}{\pi g_k}; k = 1, 2, \dots, N$$

ومن أجل مرشح تمرير الحزمة BPF من الرتبة N :

$$Z_{0k} = \frac{\pi Z_0}{4g_k}; k = 1, 2, \dots, N$$

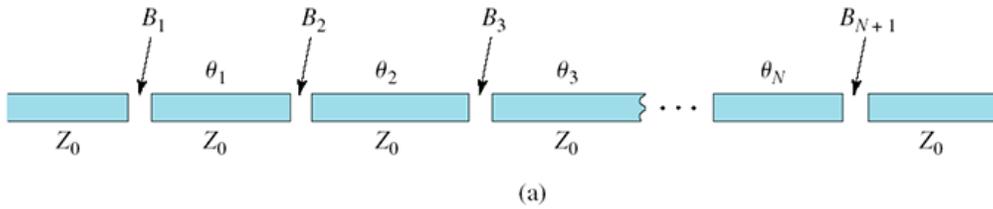
يتميز هذا المرشح بسهولة تصميمه وصغر حجمه، لكن نحصل أحياناً على قيم ممانعات مميزة لا يمكن تحقيقها عملياً.

مرشح تمرير حزمة باستخدام رنانات مترابطة تسلسلياً

Bandpass Filters Using Capacitively Coupled Series Resonators

نوع آخر من مرشحات تمرير الحزمة التي يمكن تنفيذها بتقانات مختلفة، ومنها خطوط النقل microstrip/stripline، هو المرشح المكون من دارات رنين بخطوط نقل على التسلسل، مترابطة سعويًا على التوالي بفجوات gap. ويمكن تنفيذ هذا النوع من المرشحات بدليل الموجة مستطيل، بحيث يكون الترابط بإضافة حواجز معدنية لها تأثير سعوي.

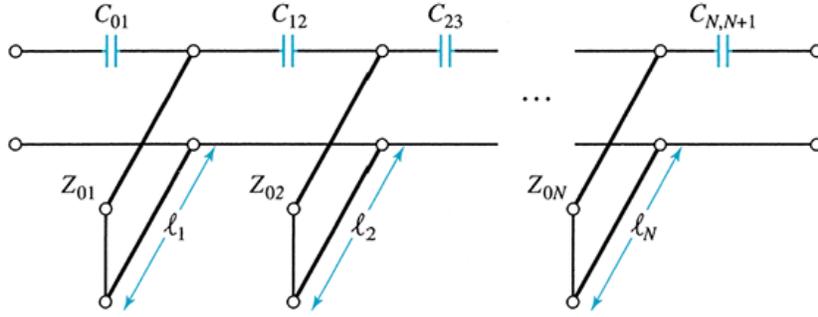
يبين الشكل 13 مرشحاً من الرتبة N بخطوط نقل microstrip/stripline يفصل بينها فجوات بأبعاد محددة، مكونة من N رنان ومن $N + 1$ فجوة. الرنان بطول $\lambda/2$ تقريباً عند التردد المركزي، وأبعاد الفجوات تحدد حسب قيمة السعة المطلوبة وتقانة خطوط النقل، باستخدام منحنيات متوفرة في المرجع السابق.



الشكل 13: مرشح تمرير حزمة باستخدام رنانات مترابطة تسلسلياً

Bandpass Filters Using Capacitively Coupled Shunt Resonators

هذا النوع من مرشحات تمرير الحزمة مكون من دارات رنين بخطوط نقل على النقرع، مترابطة سعويًا على التوالي بمكثفات. يبين الشكل 14 مرشحاً من الرتبة N ، مكون من N رنان ومن $N + 1$ مكثف. الرنان بطول $\lambda/4$ تقريباً عند التردد المركزي ومقصور النهاية، بخطوط نقل محورية coaxial line، تستخدم السيراميك كمادة عازلة بثابت عازلية عالي وفقد قليل. تسمى عادة هذه المرشحات بمرشحات رنانات السيراميك ceramic resonator filters. تستخدم هذه المرشحات في أجهزة الاتصالات اللاسلكية، والهاتف النقال، ومستقبلات نظام تحديد الموقع.



الشكل 14: مرشح تمرير حزمة باستخدام رنانات مترابطة تفرعياً

مذاكرة:

درجة واحدة لكل سؤال؛ وعلامة النجاح 6/10

1. المرشح المثالي هو دائرة تتمتع بالخواص التالية:

- a. فقد الإدخال 3 dB ضمن حزمة التمرير، وتخمين 20 dB ضمن حزمة المنع
- b. فقد الإدخال 3 dB ضمن حزمة التمرير، وتخمين لانهائي ضمن حزمة المنع
- c. عديمة الفقد ضمن حزمة التمرير، وتخمين لانهائي ضمن حزمة المنع
- d. عديمة الفقد ضمن حزمة المنع، وتخمين لانهائي ضمن حزمة التمرير

2. تعرّف استجابة المرشح، بطريقة فقد الإدخال، كما يلي:

- a. نسبة الاستطاعة المتاحة من المنبع إلى الاستطاعة المقدمة إلى الحمل
- b. نسبة الاستطاعة الواردة على المرشح من المنبع، إلى الاستطاعة المقدمة للمرشح عديم الفقد المعرف بمعامل الانعكاس $\Gamma(\omega)$ التابع للتردد
- c. نسبة فقد الاستطاعة
- d. كل الإجابات السابقة صحيحة

3. استجابة بترورث أفضل من استجابة تشيبيشيف من حيث التخمين ضمن حزمة المنع

- a. صح
- b. خطأ

4. استجابة بترورث أفضل من استجابة تشيبيشيف من حيث خطية الطور ضمن حزمة التمرير

- a. صح
- b. خطأ

5. يزداد تخمين المرشح ضمن حزمة المنع كلما

- a. انخفضت رتبة المرشح
- b. ارتفعت رتبة المرشح
- c. انخفض عدد عناصر المرشح
- d. ارتفع التردد

6. يزداد تشويه الإشارة

- a. إذا كانت استجابة المرشح من نوع تشيبيشيف
- b. مع ازدياد مطال التموجات ضمن حزمة التمرير
- c. مع ازدياد رتبة المرشح
- d. كل ما سبق

7. خط نقل microstrip قصير الطول بممانعة مميزة عالية

a. يكافئ ملفاً تسلسلياً

b. يكافئ مكثفاً تسلسلياً

c. يكافئ ملفاً تفرعياً

d. يكافئ مكثفاً تفرعياً

8. تزداد دقة التقريب في تصميم مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة

a. كلما ازداد الفرق بين الممانعة المميزة المنخفضة والممانعة المميزة العالية لخط النقل

b. كلما انخفضت الممانعة المميزة المنخفضة

c. كلما ازدادت الممانعة المميزة العالية

d. كلما اقتربت الممانعة المميزة المنخفضة من الممانعة المميزة العالية

9. نحتاج لتصميم مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة من الرتبة N

a. إلى مقطع من خطوط النقل المترابطة

b. إلى معرفة الممانعات المميزة الزوجية والفردية لكل مقطع من خطوط النقل المترابطة

c. إلى مقطع من خطوط النقل المترابطة بطول ربع طول الموجة عند التردد المركزي

d. كل الإجابات السابقة صحيحة

10. يمكن تصميم مرشح منع حزمة باستخدام

a. رنانات ربع موجة تسلسلية بنهاية مقصورة أو مفتوحة

b. رنانات ربع موجة تفرعية بنهاية مقصورة أو مفتوحة

c. رنانات ربع موجة تفرعية بنهاية مفتوحة

d. رنانات ربع موجة تفرعية بنهاية مقصورة

الإجابات الصحيحة:

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	التغذية الراجعة
1	c	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
2	d	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
3	b	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
4	a	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
5	b	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
6	d	راجع تصميم المرشحات بطريقة فقد الإدخال
7	a	راجع مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة
8	a	راجع مرشح تمرير منخفض متدرج الممانعة
9	d	راجع مرشح تمرير حزمة بخطوط نقل مترابطة
10	c	راجع مرشحات تمرير حزمة ومنع حزمة باستخدام رنانات ربع موجة

الجواب: الدارتان (a) و (b) متناظرتان (الدارة منظورة من المنفذ 1 هي نفسها الدارة منظورة من المنفذ 2)،
وعكوستان. لذلك:

$Z_{11} = Z_{22} = Z_A // (Z_B + Z_A) = \frac{Z_A (Z_B + Z_A)}{2Z_A + Z_B}$	$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Y_A + Y_B}{Y_A Y_B}$
$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Z_A + Z_B}{Z_A Z_B}$	$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y_A (Y_B + Y_A)}{2Y_A + Y_B}$
$Z_{21} = Z_{12} = \frac{2Z_A^2}{2Z_A + Z_B}$	$Z_{21} = Z_{12} = \frac{-1}{Y_B}$
$Y_{21} = Y_{12} = \frac{-1}{Z_B}$	$Y_{21} = Y_{12} = \frac{2Y_A^2}{2Y_A + Y_B}$

ملاحظة: يعتبر هذا الفصل مقدمة عامة لا يحتاج إلى مذاكرة، يكفي أن يحل الطالب التمرينين 3 و4.