تقنيـة الأمـواج

الميكروية و المليمتـرية

القسم : الإلكترونيات والاتصالات

السنة : الرابعة

منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية

الدكتور
فريز عبود
أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات و الاتصالات

الدكتور
شحادة الموسى
أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات و الاتصالات

جامعة دمشق 1429-1428 هـ
2008 - 2007 م

الفهرس

المقدمة

تغطي محتويات هذا الكتاب مفردات مقرر تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية لطلاب السنة الرابعة في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة دمشق وفق الخطة الدراسية الجديدة.

الهدف من هذا المقرر هو دراسة الدارات والعناصر الميكروية بالإضافة إلى الطرق المستعملة في التحليل والتصميم. لذلك يتطلب من الطالب أن يكون لديه معلومات كافية في الكهرباء electricity، المغناطيسية magnetism، الدارات المتناوبة Ac circuits ونظرية خط النقل الأساسية. بالإضافة إلى ذلك يجب أن يكون لديه قاعدة قوية في الرياضيات متضمناً الحسابات والمعادلات التفاضلية الأساسية.

يتضمن الكتاب اثنتي عشر فصلاً، يغطي الفصل الأول مواضيع عامة في تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية ويتضمن المجالات الترددية المستخدمة ومعادلات ماكسويل الضرورية لدراسة الأمواج الميكروية.

وندرس في الفصل الثاني نظرية خط النقل واشتقاق معادلة تحويل الممانعة ونتفحص عدة حالات خاصة لتحويل الممانعة. بالإضافة إلى دراسة مخطط سميث الذي يعطي طريقة بيانية سهلة من أجل تحديد تحويل الممانعة المعزوة لطول ما من خط النقل.

ويشرح الفصل الثالث توفيق الممانعة وتحليل شبكات ثنائيات الآخذ حيث يعتبر تصميم شبكات توفيق الممانعة الضيقة والعريضة المجال في تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية.

ويصف الفصل الرابع خصائص عدد من خطوط النقل الشائعة الاستعمال في الترددات الميكروية والمليمترية.

كما نبين في الفصل الخامس خصائص الدارات المتكاملة الميكروية والمليمترية ونركز على تقاناتها الهجينة hybrid والوحيدة الطبقة monolithic حيث نشرح تصنيع الدارات بالأفلام الرقيقة thin film والأفلام الثخينة thick film والقواعد العازلة substrate المستخدمة.

بينما ناقش الفصل السادس الصمامات الميكروية مثل الكلايسترون klystron، المغنترون magnetron و غيروترون gyrotron .

في الفصل السابع تم دراسة محددات "S" التي تصف العناصر الفعالة وغير الفعالة بمساعدة موجات الاستطاعة الواردة والمنعكسة. أما الفصل الثامن فيقدم شرحاً لمختلف العناصر الميكروية الأساسية والمستخدمة في النظم الميكروية والمليمترية.

في الفصل التاسع تتم دراسة الفيرايت والعناصر الميكروية غير المتناظرة التي تعتمد خواصها على التأثير المتبادل للمواد المغنطيسية في الموجة الكهرطيسية.

لقد كرس الفصل العاشر لتصميم المكبرات الترانزيستورية الميكروية وذلك بالاعتماد على محددات التبعثر " S " وحساب الربح العام Transducer gain والربح الأعظمي maximum gain.

في الفصل الحادي عشر تمت معالجة تصميم المهتزات والعوامل المؤثرة عليها.

في الفصل الثاني عشر نجد بعض القياسات الميكروية المستخدمة عموماً في المجال الميكروي.

يعد كتاب تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية بما يغطيه من مواضيع متكاملة للدارات الميكروية متضمنة التحليل الرياضي والتوضيح التطبيقي ذات أهمية كبيرة للعاملين في مجالات تصميم النظم الميكروية والمليمترية إضافة إلى كونه يتوافق بشكل كامل مع متطلبات التدريس الأكاديمي للطلبة ككتاب معتمد لمقرر تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية.

المؤلفون

الفصل الأول

مواضيع عامة في تقنية

الأمواج الميكروية والمليمترية

1- مقدمة

يوضح هذا الفصل وصفاً للأمواج الميكروية وبعض تطبيقاتها. وبعض التطورات التاريخية المرتبطة بتقدم تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية.

1-1 الطيف الميكروي The Microwave Spectrum

الأمواج الميكروية هي الأمواج الكهرطيسية التي ترددداتها ترتب تقريباً من 300MHz إلى 1000GHz. تستعمل تقنيات الأمواج الميكروية في معظم تطبيقاتها الترددات من 1GHz إلى 60GHz. نجد في الجدول (1-1) التسميات بالأحرف لأكثر المجالات الميكروية المستخدمة عادة.

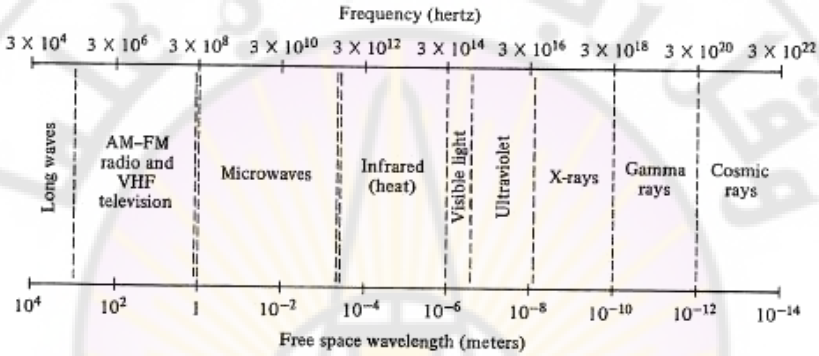
المجال الترددي	اسم المجال بالأحرف
1-2 GHz	L
2-4 GHz	S
4-8 GHz	C
8-12 GHz	X
12-18 GHz	K_u
18-26 GHz	K
26-40 GHz	K_a
40-60 GHz	U
50-75 GHz	V
60-90 GHz	E
75-110 GHz	W
90-140 GHz	F

الجدول 1-1 : المجالات الترددية الميكروية الشائعة الاستعمال.

يوضح الشكل (1-1) مخطط الطيف الكهرطيسي، الذي يظهر بأنه في النهاية الدنيا للمنطقة الميكروية تحد ترددات الراديو والتلفزيون، بينما في النهاية العليا تكون مجاورة للأشعة تحت الحمراء والطيف الضوئي. مما سبق، يستخدم مهندسو الأمواج الميكروية الأفكار والتقانات المشتقة بدءاً من كلا المجالين المعرفين تماماً. على سبيل المثال، تستعمل التقانات الضوئية لتصنيع الهوائيات الميكروية والعدسات، بينما تتضمن الدارة الميكروية مفاهيم مرتبطة بنظرية الشبكات للتيار المتناوب. يوجد هنا ثلاث خصائص هامة تميز هندسة الأمواج الميكروية عن الترددات المنخفضة والضوئية المتممة.

أولاً، يكون حجم معظم العناصر الميكروية من نفس درجة مطال طول الموجة. وهذه ليست حالة العناصر الضوئية والدارات الكهربائية التقليدية.

على سبيل المثال، إن صلاحية مفهوم الشعاع في الضوئيات ينشأ من الحقيقة بأن أبعاد العدسات والمرايا تكون أكبر بكثير من طول الموجة العاملة. من ناحية أخرى، يحتاج تطبيق نظرية الشبكات للتيار المتناوب بأن كل أبعاد عناصر الدارة يجب أن تكون أصغر بكثير من طول الموجة العاملة.



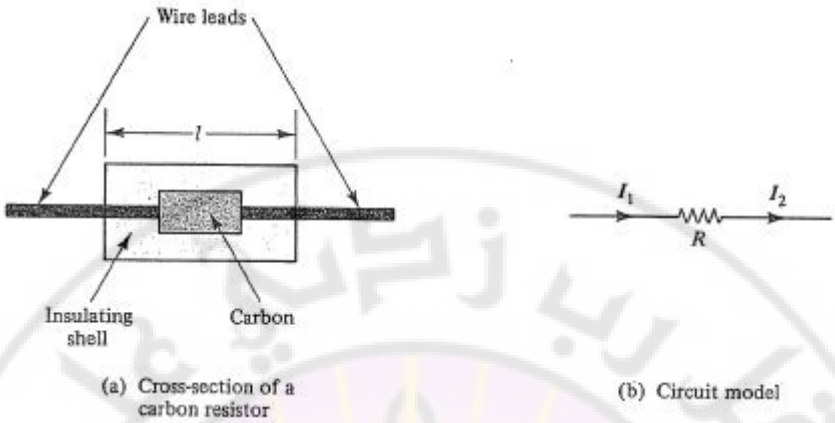
الشكل 1−1 : الطيف الكهرطيسي.

للتحقق من هذه الحالة، نعتبر مقاومة كربونية ونموذجها الموضح في الشكل (1−2). الفرضية الأساسية في نظرية الدارات المتناوبة هي أن التيار الداخل في المقاومة يساوي تماماً التيار الخارج منها بالمطال والطور.

على كل حال، لا يمكن أن يكونا متساويين تماماً بسبب الزمن اللازم لعبور المسافة l . حيث أن تأخير الطور يكون الطريق المنسوب لتأخير الزمن الجيبي، والنتيجة هي أن طور I_2 لا يمكن بالضرورة أن يكون نفسه لـ I_1 . وبالتالي في الحالة $I_2 = I_1$ نفرض بأن زمن التأخير t_d يكون مهملاً بالمقارنة مع الدور T لإشارة التيار المتناوب. ويعبر رياضياً عن ذلك بالعلاقة $t_d = l/v << T = 1/f$. حيث أن كل الأمواج تحكم بالعلاقة :

$$f\,\lambda = v \qquad (1-1)$$

في هذه الحالة، v هي سرعة الموجة الكهرطيسية، ويمكن أن تكتب المتراجحة على الشكل $l<<\lambda$.



الشكل 1-2 : نموذج المقاومة.

بكلمات أخرى، طريقة أخرى في التعبير عن الفرضية الأساسية لنظرية التيار المتناوب هي أن أبعاد عناصر الدارة يجب أن تكون أصغر بالمقارنة مع طول الموجة.

في الفصل الثاني، سوف يتم استخدام طرق خط النقل التي تستعمل جزئياً هذه الفرضية وبالتالي تكون مفيدة جداً في تصميم وتحليل الدارات الميكروية.

تجدر الإشارة إلى أنه عندما يكون عنصر الدارة صغيراً بالمقارنة مع طول الموجة، فإنه لا يتصرف كما هو متوقع. على سبيل المثال، بالنسبة لمصمم شبكات التردد المنخفض، يمكن أن تنمذج المقاومة الكربونية ذات الاستطاعة المنخفضة كمقاومة فقط. بالنسبة لمصمم الدارات الميكروية، من ناحية ثانية، يجب أن يتضمن التمثيل الدقيق إلى السعة التفرعية المعزوة للغلاف العازل والتحريضية التسلسلية المرتبطة بسلك التوصيل. في كثير من الحالات، المفاعليات المرتبطة بهذه السعة والتحريضية تحجب خواص المقاومة مما يجعلها غير مناسبة من أجل التطبيقات الميكروية. إن التصميم الخاص للمقاومات الميكروية يكون متوفراً تجارياً والتي تقلل من المفاعليات الطفيلية غير المرغوب بها. ويمكن أن نعتبر المناقشة السابقة صحيحة من أجل الديودات، الترنزيستورات والعناصر الأخرى.

ثانياً : عمق التغلغل (Skin effect)، هو مقياس مدى اختراق حقل الموجة الكهرطيسية للمادة الناقلة. وهذا الأثر يكون تابعاً للتردد، بحيث ينقص عمق الاختراق بازدياد التردد. على سبيل المثال، عند التردد 100MHz، عمق التغلغل من أجل النحاس يكون فقط عدة ميكرون.

مما سبق نستنتج، أن التيارات الميكروية تميل للتدفق على طول سطح الناقل، والتي تزيد بشكل كبير من الأثر المقاومي. عند الترددات الميكروية، يمكن أن تكون مقاومة سلك النحاس ببساطة أكبر من تلك القيمة بآلاف المرات عند الترددات المنخفضة. لذلك، فإن استعمال التقانات الخاصة من أجل تقليل ضياعات الدارة يمكن أن تكون هامة بشكل خاص في الأمواج الميكروية. في بعض الحالات، يكون من الضروري تلبيس السطوح المعدنية بطبقة من الفضة وتنعيمها.

ثالثاً : تقانات القياسات المستعملة. عند الترددات المنخفضة، تحدد خواص الدارة أو النظام بقياس الجهد والتيار. هذا التقريب لا يمكن تطبيقه على الدارات الميكروية حيث في أغلب الأحيان لا يكون لهذه الكميات التعريف نفسه. حتى عندما تكون القياسات المباشرة للجهد ممكنة، حيث تسيء تغيرات الضجيج عادة لدقة القياسات. مما سبق نستنتج، أن معظم التجارب الميكروية تتطلب القياس الدقيق للمانعة والاستطاعة أكثر من الجهد والتيار.

1-2 التطبيقات الميكروية Microwave Applications

استعملت الأمواج الميكروية لتفي بعدة وظائف في المجتمع المعاصر. تبدأ من إرسال إشارة التلفزيون عبر القارات إلى الطبخ في عدة دقائق. لقد استعملت الأمواج الميكروية في الأعمال المبكرة من أجل الاتصالات من نقطة إلى نقطة والرادار. أحدكم يمكن أن يسأل،" ما هي محاسن الترددات الميكروية في هذه التطبيقات؟" إن قدرة تركيز الموجة الراديوية تكون تابعة لحجم الهوائي ولطول الموجة. من أجل حجم هوائي ثابت، فإن قدرة التركيز تتحسن كلما صغر طول الموجة. مثلاً، عرض الحزمة الراديوية من هوائي ذي مقطع مكافئ وبقطر 1m تكون حوالي 50° عند التردد 1GHz وتكون 5° عند التردد 10GHz . للاتصال بشكل فعال بين نقطتين، يكون من المهم أن الإشارة المرسلة أن تركز بشكل حاد وموجهة إلى هوائي الاستقبال. وبما أن الترددات العالية تملك هذه القدرة، فإنها تكون مناسبة بشكل مثالي من أجل الاتصالات اللاسلكية من نقطة إلى نقطة. يوجد عدد من الأمثلة للاتصالات من نقطة إلى نقطة في الترددات الميكروية. المشهد المألوف للمسافرين على الطرق السريعة هو محطات التقوية الميكروية المبينة بالشكل (1-3). ويمكن لسلسلة من هذه المحطات المتباعدة على مسار خط النظر أن تزود وصلة اتصالات بين مدينتين في البلد. تستلم محطة التقوية الإشارة الميكروية عبر هوائي، وتمرر إلى مكبر ثم يعاد إرسال الإشارة الميكروية المكبرة عن طريق هوائي ثان إلى محطة تقوية ثانية.

وتكون المسافة الفاصلة بين المحطات من 40km إلى 120km.

يمكن لوصلة من عدد من المحطات، على سبيل المثال، أن تنقل الإشارة التلفزيونية لمدينة نيويورك إلى مدن عدة أخرى في الولايات المتحدة الأمريكية وكندا. كما تستعمل هذه الوصلات أيضاً من قبل الاتحاد الغربي، شركات الهاتف، السكك الحديدية، المؤسسات العامة وعدد كبير من الصناعات.

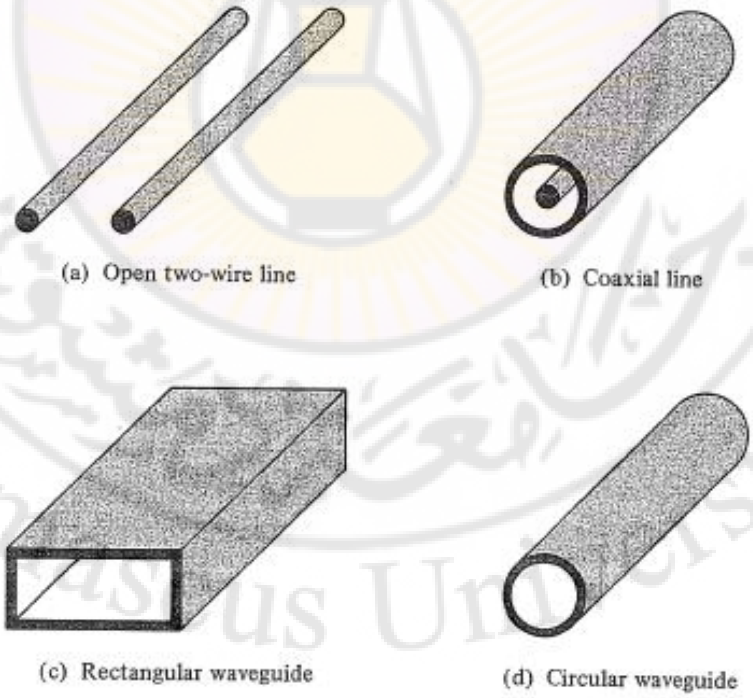
الشكل 1-3 : محطة تقوية ميكروية نموذجية.

تسمح مجموعة الأقمار الصنعية والنقل الميكروي من نقطة إلى نقطة الاتصال بين القارات. على سبيل المثال، يمكن أن ترسل الإشارة التلفزيونية العائدة لأوربا إلى القمر الصنعي عبر هوائي كبير للمحطة الأرضية. يقوم القمر الصنعي باستقبال، تكبير، ثم إعادة إرسال الإشارة إلى هوائي استقبال آخر ضخم، من الممكن وضعه في شرق الولايات المتحدة الأمريكية.

في الحقيقة، يمكن تمثيل القمر الصنعي كمحطة تقوية ذات برج عال بارتفاع 800km تقريباً –

حيث يكون الضجيج الجوي منخفضاً بشكل خاص في المجال الترددي من 3GHz إلى 6GHz وأكثر الأقمار الصنعية للاتصالات تعمل ضمن هذا المجال الترددي. يتألف الطيف الميكروي من مجال واسع من الترددات، و هي مفيدة من أجل الاستعمال في نقل المعلومات. تعتبر نظرية الاتصالات بأن كمية المعلومات التي يمكن أن ترسل مباشرة تتناسب مباشرة مع عرض المجال المتوفر. وهكذا، فإن الطيف الميكروي يمكن أن يتسع إلى عدد أكبر من قنوات الاتصال أكثر بكثير من مجالات الراديو والتلفزيون. ومع ازدياد الحاجة إلى نقل المعلومات، أصبحت الاتصالات الميكروية شائعة الاستعمال في مجتمعاتنا.

تستخدم خطوط النقل في إرسال الإشارات الميكروية أحياناً بالإضافة إلى نظم الهوائيات ونبين في الشكل (1−4) بعض خطوط النقل النموذجية.



الشكل 1−4 : خطوط النقل الميكروية النموذجية.

يستعمل خط النقل ذو السلكين (The open two-wire) بشكل أساسي عند الترددات المنخفضة ولمسافات قصيرة، مثال ذلك مآخذ السلك المزدوج المستعمل لربط الهوائي إلى مستقبل التلفزيون. ومن مساوئه الأساسية إنه غير محجوب وبذلك يميل لإشعاع القدرة. من ناحية ثانية، مجموعة الخطوط المحورية ومرشدات الأمواج (Coaxial – Waveguide) التي تكون محجوبة بشكل جيد ولذلك تكون الاختيار الأفضل من أجل النقل الميكروي القليل الضياع.

إحدى الاستعمالات الرئيسية للخطوط المحورية تكون في أجهزة التلفزيون. تمثل نظم الرادار تطبيقاً آخر في الاتصالات الميكروية. وتستعمل لكشف الطائرات والصواريخ الموجهة فوق الصوتية ولمراقبة وملاحقة نموذج الطقس وللتحكم بحركة الطيران في المطارات.

كما يستعمل الرادار في إنذارات السرقة، فتح أبواب الكراجات، وكاشفاً لزيادة سرعة السيارات. إن القدرة لتركيز الموجة المشعة بشكل حاد هو الذي جعل الأمواج الميكروية مفيدة في تطبيقات الرادار.

على سبيل المثال، إن رادار المطار يجب أن يكون قادراً على التمييز بين الطائرات في مخطط الحركة. بالنتيجة، يجب أن تكون حزمة الرادار ضيقة بشكل كاف لدرجة أن الهوائي يكون موجهاً نحو طائرة واحدة، وتمثل الإشارة المستقبلة موجة منعكسة من طائرة معينة وليس من طائرة أخرى، ليكن، 15° . هذه الدقة الزاوية للإشارات المنعكسة تتطلب حزمة ضيقة وبالتالي استعمال الترددات الميكروية. إن التركيز الحاد للأمواج الميكروية من رادار طائرة يمكن أيضاً أن يستعمل لوضع خريطة لمنطقة من الأرض. وهذا يستعمل في التطبيقات المدنية والعسكرية.

إن خواص التسخين للأمواج الميكروية تكون مفيدة في تطبيقات متنوعة تجارية وصناعية. إن الفرن الميكروي هو أكثر التطبيقات المعروفة.

في الأفران العادية، يسخن الطعام بواسطة الأشعة تحت الحمراء. وبما أن عمق التغلغل للمواد الغذائية يكون صغيراً عند ترددات الأشعة تحت الحمراء، فالحرارة تمتص بسطح هذه المادة. وتصل الحرارة إلى داخل المواد الغذائية بالتوصيل الحراري بعملية بطيئة نسبياً. لذلك، فإنها تأخذ عدة ساعات من أجل مركز قطعة لحم متوسطة الحجم لتطبخ بشكل جيد. في نفس الوقت، يصبح الهواء في الفرن ساخن تماماً. بالمقارنة، فإن الهواء في الفرن الميكروي يبقى بارداً وبالتالي يكون الوسط قليل الضياع عند الترددات الميكروية.

الأكثر من ذلك، بما أن عمق التغلغل عند الترددات الميكروية من أجل معظم الأغذية يكون

من نفس مرتبة أبعادها، فإن الحجم الكلي للطعام يسخن مباشرة وبشكل منظم بالإشعاع الميكروي.

مما سبق ينتج، أن الطبخ الميكروي ينجز بحوالي عشر الزمن المطلوب بطرق الأفران التقليدية. تستعمل أيضاً خواص التسخين في تحقيق رقائق البطاطاو الورق وحبات البن وما شابه، كما تستعمل الأمواج الميكروية في تجفيف الملابس.

لقد استغلت تقانة الأمواج الميكروية في التطبيقات الطبية في العديد من المشافي والمخابر. إن إمكانية تعريض الخلايا الخبيثة لحرارة الأمواج الميكروية تم كشفها كطريقة لمعالجة السرطان، والاستفادة من أثر الأمواج الميكروية في المعالجة الفيزيائية والنفسية.

المجال الآخر للبحث العلمي والذي يستعمل الإشارات الميكروية وتقاناتها هو علم الفلك الراديوي. حيث تبين أن هناك تشابهاً بين الضجيج الجوي عند الترددات الميكروية وضجيج الحقل الكهرطيسي الآتي من النجوم.

1-3 الحقل الكهرطيسي Electromagnetic Fields

تعزى الاتصالات الراديوية لانتشار واستقبال الحقل الكهرطيسي في الخلاء. إن الحقل الكهرطيسي يتكون من تراكب الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي بحيث أن أحد الحقلين ينتج الآخر في مستو عمودي عليه. إن الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي يكونان متعامدين دوماً الواحد على الآخر وينتقلان بنفس السرعة.

1-3-1 معادلات ماكسويل Maxwell's Equation

لدراسة الحقل الكهرطيسي نطلق من معادلات ماكسويل الأساسية في الخلاء وتكتب بالشكل الطوري :

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \qquad (2-1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \qquad (3-1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \qquad (4-1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \qquad (5-1)$$

إن المعنى الفيزيائي لمعادلات ماكسويل يمكن التعبير عنه كما يلي :

المعادلة (1−2) تسمى بمعادلة خلق التدفق الكهربائي وتعني بأن أي شحنة كهربائية تؤدي إلى وجود حقل كهربائي والعكس صحيح،إن أي انقطاع في الحقل الكهربائي يؤدي إلى نشوء شحنة .المعادلة (1−3) تسمى بمعادلة استمرارية التدفق المغناطيسي وتعني أن الحقل المغناطيسي يظهر دائماً على شكل حلقات مغلقة ولكن التدفق المغناطيسي الكلي يبقى صفراً .

المعادلة (1−4) تسمى بقانون فاراداي(Faraday's Law) وينص "إن القوة المحركة الكهربائية المحرضة في دارة مغلقة تتناسب مع سرعة تغير التدفق المغناطيسي في الدارة "

المعادلة (1−5) تسمى بقانون أمبير (Ampere's Law) وينص " إن مرور التيار يؤدي إلى نشوء حقل مغناطيسي على شكل حلقات ولسوء الحظ فإن التيار في الناقل الكهربائي ليس المصدر الوحيد للحقل المغناطيسي، فقد وجد أن الحقل المغناطيسي ينشأ حول الفراغ بين صفيحتين متوازيتين لمكثف عندما يوصل إلى تيار متناوب.

وقد حل ماكسويل هذه المشكلة عندما افترض أن الدارة التي تحوي مكثفاً يجب أن تحافظ على استمرارية التيار المار فيها. وبما أنه لا يمر تيار نقل بين صفيحتي المكثف وبما أن نصفي الدارة مرتبطان بواسطة الحقل الكهربائي بين الصفيحتين فافترض ماكسويل كثافة تيار الإزاحة الذي يتألف من مشتق التدفق الكهربائي في الفراغ بين صفيحتي المكثف بالنسبة للزمن ولذلك أضيف الحد $\partial D/\partial t$ إلى تيار النقل .

ترتبط مركبات الحقل الكهرطيسي بعلاقات تبعاً لخواص الوسط الذي تتواجد فيه :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \qquad (6-1)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \qquad (7-1)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \qquad (8-1)$$

المعادلة (1−6) تبين أن الحقل المغناطيسي يتناسب طرداً مع كثافة التدفق المغناطيسي بعامل ثابت $\mu=\mu_0\mu_r$ حيث $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m ويدعى ثابت النفاذية للفراغ الحر و μ_r يدعى ثابت النفاذية النسبي. المعادلة (1−7) تبين أن الحقل الكهربائي يتناسب طرداً مع كثافة تيار الإزاحة بعامل ثابت $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ حيث $\varepsilon_0 = 8.854\times10^{-12}$F/m ويدعى ثابت العازلية للفراغ ، و ε_r ثابت العازلية النسبي المعادلة (1−8) تبين أن الحقل الكهربائي يتناسب طرداً مع كثافة التيار الكهربائي بعامل يدعى الناقلية وتقدر بـ $1/\Omega m$ ونذكر فيما يلي بمركبات الحقل الكهرطيسي مع رموزها ووحداتها :

- شدة الحقل الكهربائي اللحظية (E) وتقاس بـ (V/m).

- شدة الحقل المغناطيسي اللحظية (H) وتقاس بـ (A/m) .
- كثافة تيار الإزاحة (D) وتقاس بـ ($Coulomb/m^2$) .
- كثافة التدفق المغناطيسي (B) وتقاس بـ (Wb/m^2) .
- كثافة التيار الكهربائي (J) وتقاس بـ (A/m^2) .
- الكثافة الحجمية للشحنات (ρ) وتقاس بـ ($Coulomb/m^3$) .
- ممانعة الفراغ (η) و تعطى بـ $\eta = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ وتقاس بـ (Ω) .

1-3-2 حل معادلات ماكسويل Maxwell's Equations Solution

ذكرنا فيما سبق بأن الحقل الكهرطيسي يتألف من تراكب الحقل الكهربائي $\vec{E}$ والحقل المغناطيسي $\vec{H}$ وأن كليهما يتغير بشكل متوافق مع الزمن على الشكل :

$$\vec{E} = E_0\, e^{j\omega t} \qquad (9-1)$$

$$\vec{H} = H_0\, e^{j\omega t} \qquad (10-1)$$

حيث E_0 مطال الحقل الكهربائي و H_0 مطال الحقل المغناطيسي ، ω التردد الزاوي للموجة.
بتعويض المعادلتين (1-9) و (1-10) على التتالي في المعادلتين (1-4) و (1-5) نحصل على :

$$\nabla \times \vec{E} = -J\omega \vec{B} = -J\omega\mu \vec{H} \qquad (11-1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + J\omega\varepsilon \vec{E} = \left(\sigma + J\omega\varepsilon\right)\vec{E} \qquad (12-1)$$

إن كثافة التيار الكلية تساوي كثافة تيار التوصيل $\sigma \vec{E}$ بالإضافة إلى كثافة تيار الإزاحة $J\omega\varepsilon \vec{E}$.

بأخذ دوران الحقل الكهربائي للمعادلة (1-11) نجد :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -J\omega\mu \nabla \times \vec{H} \qquad (13-1)$$

وكما هو معروف بأن :

$$\nabla \times \left(\nabla \times \vec{E}\right) = \nabla\left(\nabla \cdot \vec{E}\right) - \nabla^2 \vec{E}$$

بتعويض المعادلة (1-11) بالمعادلة (1-13) نحصل :

$$\nabla\left(\nabla\cdot\vec{E}\right)-\nabla^2\vec{E}=-J\omega\mu\left(\sigma+J\omega\varepsilon\right)\vec{E} \qquad (14-1)$$

في الخلاء وباستثناء الهوائيات والمشعات :

$$\rho_v=0 \quad , \quad \nabla\cdot\vec{D}=0 \quad , \quad \nabla\cdot\vec{E}=0$$

يمكننا الآن أن نكتب المعادلة (1−14) بالشكل :

$$-\nabla^2\vec{E}=\left(\omega^2\varepsilon\mu-J\omega\mu\sigma\right)\vec{E} \qquad (15-1)$$

$$\nabla^2\vec{E}+\left(\omega^2\varepsilon\mu-J\omega\mu\sigma\right)\vec{E}=0$$

$$\nabla^2\vec{E}+\omega^2\varepsilon\mu\left(1-J\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)\vec{E}=0 \qquad (16-1)$$

تسمى المعادلة (1−16) بمعادلة الموجة للحقل الكهربائي. بنفس الطريقة يمكننا الحصول على معادلة الموجة للحقل المغناطيسي:

$$\nabla^2\vec{H}+\omega^2\varepsilon\mu\left(1-J\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)\vec{H}=0 \qquad (17-1)$$

في الخلاء تكون الناقلية عادة ذات قيمة معينة بحيث $\sigma << \omega\varepsilon \Leftarrow \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} << 1$ من ذلك ينتج :

$$\nabla^2\vec{E}+\left(\omega^2\varepsilon\mu\right)\vec{E}=0 \qquad (18-1)$$

$$\nabla^2\vec{H}+\left(\omega^2\varepsilon\mu\right)\vec{H}=0 \qquad (19-1)$$

المعادلتان (1−18) و (1−19) تمثلان الحل العام لمعادلات ماكسويل بدلالة ثوابت المادة والتردد الزاوي للموجة الكهرطيسي .

1−3−3 انتشار الموجة المستوية في العوازل المثالية

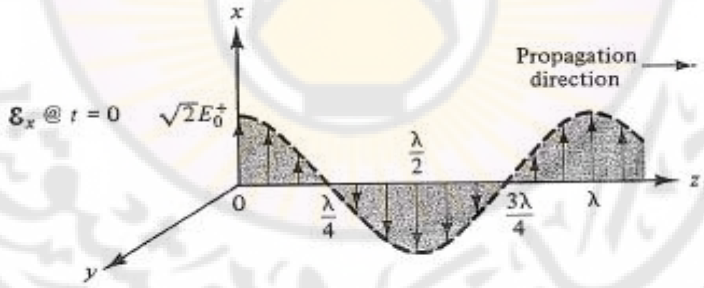
Wave Propagation in Perfect Insulators

إن وجود الانتشار الذاتي للأمواج الكهرطيسية يمثل النتيجة الوحيدة لمعادلات ماكسويل . هذا الانتشار ينتج من الحقيقة بأن الحقل المغناطيسي المتغير مع الزمن يولد الحقل الكهربائي المتغير مع الزمن Faraday's Law والذي بدوره يعيد توليد الحقل المغناطيسي المتغير مع الزمن Ampere's Law وهكذا. وحيث أن أحد الحقلين يخلق الآخر في مستو عمودي عليه. فإن الحقل الكهربائي والمغناطيسي يكونان دائماً متعامدين الواحد تلو الآخر وينتقلان بنفس السرعة.

هذا الجزء يبين أهمية انتشار الموجة الكهرطيسية في العوازل غير المحدودة. إن الحالة التي تكون فيها الحقول تابعاً فقط لإحداثية واحدة تمثل الحالة الأبسط لمعادلات ماكسويل. إن التحليل الناتج يصف ظاهرة الأمواج المستوية المنتظمة، والذي له أهمية كبيرة في الهندسة.

نعتبر نظام الإحداثيات المبين بالشكل (1−5) ونفرض الحقل الكهربائي المتغير مع الزمن في الاتجاه x والذي يكون مستقلاً عن x و y . أي أن $E_x = f(z,t)$.

نفرض أيضاً بأن الفراغ كله يتألف من عازل مثالي خال من الشحن الحرة والذي يعني أن كلاً من ρ_v و J يساويان الصفر في المعادلة (1−2) والمعادلة (1−5). إذاً $\vec{E}$ لا يكون تابعاً لـ x و y وتكون له مركبة باتجاه x .



الشكل 1−5 : E_x عند t = 0 كتابع للمكان على محور الانتشار

وبذلك فإن معادلات ماكسويل تختصر إلى :

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\mu_r \mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad , \quad -\frac{\partial H_y}{\partial z} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} \qquad (20-1)$$

بمفاضلة المعادلة $\frac{\partial E}{\partial z}$ بالنسبة إلى z والمعادلة $\frac{\partial H}{\partial z}$ بالنسبة لـ t، H_y يمكن أن يحذف وينتج لدينا المعادلة:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} \qquad (21-1)$$

تعرف هذه المعادلة بمعادلة الموجة بالرياضيات الفيزيائية.

دعنا الآن نحل هذه المعادلة من أجل التحريض الجيبي للحالة المستقرة باستعمال طريقة القيم الطورية الفعالة.

نعيد كتابة المعادلة (1−20) والمعادلة (1−21) بالشكل الطوري وينتج :

$$\frac{dE_x}{dz} = -J\omega \mu_r \mu_0 H_y \quad , \quad -\frac{dH_y}{dz} = J\omega \varepsilon_r \varepsilon_0 E_x \qquad (22-1)$$

و

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} = -\omega^2 \mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0 E_x \qquad (23-1)$$

حيث $\frac{\partial}{\partial t}$ تساوي Jω . إن المعادلة (1−23) هي معادلة تفاضلية من الدرجة الثانية لها حلان مستقلان يمكن كتابتهما بالشكل :

$$E_x = E_0^+ e^{-J\beta z} + E_0^+ e^{+J\beta z} \qquad (24-1)$$

حيث

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad , \quad v = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0}} \quad , \quad \beta = \frac{\omega}{v}$$

نشتق المعادلة (1−24) ونعوضها في المعادلة (1−22) فينتج لدينا حلين من أجل H_y :

$$H_y = H_0^+ e^{-J\beta z} - H_0^- e^{+\beta z} \qquad (25-1)$$

حيث

$$\frac{E_0^+}{H_0^+} = \frac{E_0^-}{H_0^-} = \eta = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\varepsilon_r \varepsilon_0}}$$

لإعادة تشكيل المعادلات بالشكل اللحظي نضرب الحلول ذات الشكل الطوري بـ $\sqrt{2}\, e^{J\omega t}$ ونأخذ القسم الحقيقي وهكذا :

$$E_x = \sqrt{2}\, E_0^+ \cos(\omega t - \beta z) + \sqrt{2}\, E_0^- \cos(\omega t + \beta z) \qquad (26-1)$$

$$H_y = \sqrt{2}\, H_0^+ \cos(\omega t - \beta z) + \sqrt{2}\, H_0^- \cos(\omega t + \beta z) \qquad (27-1)$$

حتى نفهم طبيعة المعادلات السابقة، نعتبر الحد الأول من المعادلة (1−26).

بما أن $\beta = \omega/v$ فيمكن إعادة كتابته على الشكل $\sqrt{2}\, E_0^+ \cos[\omega(t - z/v)]$. عند $z = 0$ فإن الحقل الكهربائي يعطى بالعلاقة $\sqrt{2}\, E_0^+ \cos[\omega t]$ ورسم في الشكل (1−6). هذا المنحني لا يمكن أن يمثل الموجة، ولكن ببساطة تغير الزمن لـ E_x وفي مكان واحد أي في المستوي $Z = 0$.

إن الحد $\sqrt{2}\, E_0^+ \cos[\omega(t - z/v)]$ يمثل فعلاً الموجة بحيث أن تغيراته التجيبية عند $z=0$ تتكرر في المستوي $z = l$ مع تأخير في الزمن l/v .

وهكذا يتبين بأن E_x كتابع للزمن ينتقل مسافة l بسرعة v . النتيجة هي أن الحد الأول من المعادلة (1−26) يمثل موجة كهربائية تنتقل في الاتجاه الموجب لـ z بسرعة v . وببرهان مشابه فإن الحد الثاني يصف موجة تنتقل في الاتجاه السالب لـ z .

بدءاً من نظرية الدارات المتناوبة، فإن تأخير الطور هو ببساطة تأخير الزمن المنسوب مضروباً بـ 2π rad (أي $2\pi\, t_d/T$).

وبما أن $\beta_z = \left(\frac{2\pi}{T}\right) \cdot \left(\frac{z}{v}\right)$ فإنها تمثل تأخير الطور من أجل موجة راحلة متقدمة للاتجاه الموجب لـ z . وأن الكمية β تعبر عن انزياح الطور بواحدة الطول وتعرف بثابت الطور للموجة.

إن طول الموجة λ والدور T يرتبطان بواسطة سرعة الموجة. إن طول الموجة يعرف بأنه المسافة المقطوعة من أجل تابع دوري في الفراغ، ولكنه ثابت بالزمن لتكرر نفسها وهذه الكمية توصف بالشكل (1−5) من أجل الحد الأول بالعلاقة (1−26) عند $t = 0$.

من ناحية أخرى فإن الدور هو الزمن اللازم من أجل تابع دوري بالزمن ولكن عند نقطة ثابتة في الفراغ، ليكرر نفسه وهذا مبين بالشكل (1−6). إذا تحرك نموذج الحقل المبين في الشكل (1−5) في الاتجاه الموجب لـ z بسرعة v ، يكون لدينا موجة.

مراقب موجود عند $z = \lambda$ سوف يرى تغيرات تجيبية لـ E_x مع الزمن ،عند $t = 0$ ، فإن قيمته سوف تكون أعظمية موجبة وإن الزمن اللازم لأجل القيمة الأعظمية الموجبة التالية والموجودة عند $z = 0$ لتصل إلى $Z = \lambda$ تمثل دوراً واحداً وبالتالي فإن $T = \lambda/v$.

بما أن $T = 1/f$ هذا يقود إلى العلاقة المألوفة من أجل انتشار الموجة كاملة :

$$f \cdot \lambda = v \qquad (28-1)$$

من أجل الموجة الكهرطيسية الموصوفة هنا، v تعطى بالمعادلة :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (29-1)$$

حيث $c = 3 \times 10^8$ m/s وهي سرعة الضوء في الخلاء. نسمي طول الموجة في الخلاء λ_0 حيث :

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad (30-1)$$

وبذلك يكون طول الموجة في أي عازل λ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (31-1)$$

مع العلم أنه من أجل العوازل غير المغناطيسية تكون $\mu_r = 1.00$.

إن المعادلة (1−29) و المعادلة (1−31) تظهران بأن سرعة وطول الموجة لموجة كهربائية ضمن عازل تكونان أصغر من قيمتها في الخلاء.

هذا الأثر يكون مفيداً جداً في إنقاص حجم العناصر الميكروية . وبما أن ثابت الطور $\beta = \omega/v$ يكون لدينا :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \qquad rad / Length \qquad (32-1)$$

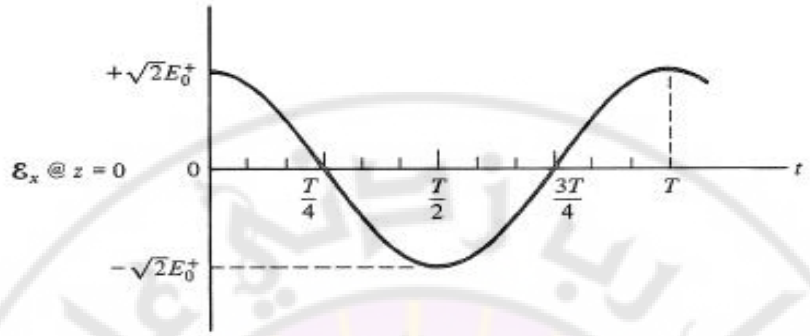
إن المعادلة (1−26) تظهر بأن الأمواج الراحلة تحتوي على مركبات للحقل الكهرطيسي لها نفس سرعة الحقل الكهربائي.

هذا مفهوم لأن كلا الحقلين يولد أحدهما الآخر وتكون نسبة مطاليهما ثابتة وتسمى هذه النسبة η بالممانعة الذاتية للوسط وهي عبارة عن قيمة حقيقة عندما نفرض بأن العازل عديم الضياع.

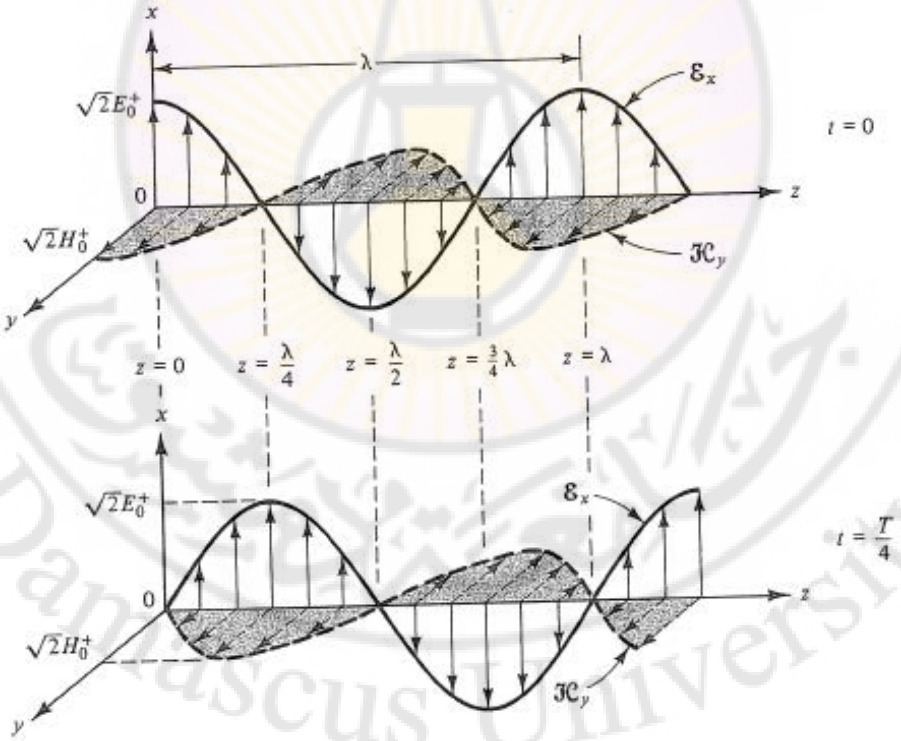
هذا يعني بأن الأمواج الكهربائية والمغناطيسية الراحلة تكون متفقة بالطور. بتعويض قيم ε_0 و μ_0 ينتج لدينا :

$$\eta = 120\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = 377 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \qquad \Omega \qquad (33-1)$$

حيث أن الممانعة الذاتية من أجل الفراغ تساوي 377 Ω .



الشكل 1–6 : الحقل الكهربائي E_x كتابع للزمن عند z = 0 .



الشكل 1–7: وصف لموجة كهرطيسية راحلة في الاتجاه الموجب لـ z (مبينة عند t = 0 و t = T/4).

يبين الشكل (1−7) رسم لموجة كهرطيسية راحلة متقدمة موصوفة بواسطة الحدود الأولى للمعادلة(1−26) و المعادلة (1−27). إن القيم العظمى هي $\sqrt{2}\,E_0^+$ ، $\sqrt{2}\,H_0^+$ حيث E_0^+ و H_0^+ تعبر عن القيم الفعالة.

يجب أن نتذكر بأن E_x و H_y تكون مستقلة عن x و y ، إن النموذج E-H المبين في الشكل هو نفسه عل طول أي خط آخر مواز للمحور z . لهذا السبب، فإن الموجة تدعى بالموجة المستوية المنتظمة.

الشكل (1−7) يبين موجة كهرطيسية في لحظتين من الزمن هما t = 0 ، t = T/4 . حيث أنها ترحل في الاتجاه الموجب لـ z ، الموجة الثانية ببساطة هي الموجة عند t =0 المزاحة بربع طول الموجة في الاتجاه الموجب لـ z .

نذكر بأن الحقل الكهربائي والمغناطيسي متعامدان الواحد على الآخر وكلاهما يقعان في مستو عرضي على اتجاه الانتشار و لهذا السبب فإن الموجة المستوية المنتظمة تدعى بالموجة الكهرطيسية العرضية (TEM) .

في الحقيقة إن الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي متعامدان الواحد على الآخر هي نتيجة مباشرة لقانون فاراداي (Faraday's Law) وقانون أمبير (Ampere's Law) ولفهم ذلك نعتبر الحقل الكهربائي عند z = λ/4 في الشكل (1−3) .

نلاحظ أنه عندما t = 0 فإن E_x =0 عند تلك النقطة. على كل حال، كلما رحلت الموجة نحو اليمين فإن E_x يبدأ مباشرة بالازدياد إلى قيمة عظمى موجبة وهذا يعني بأن الفترة الزمنية للتغير تكون موجبة وعند ذلك فإن تيار الإزاحة يكون في الاتجاه الموجب لـ x عندما z = 0 بكلمة أخرى، E_x = 0 أيضاً عند t = 0 ، وأن الزمن المشتق يكون موجباً عند القيمة الموجبة العظمى.ويؤكد قانون أمبير بأن التكامل الخطي لـ H الذي يتضمن تيار الإزاحة يجب أن يكون موجباً.

بتطبيق قاعدة اليد اليمنى، فإن الحقل المغناطيسي عندما t = 0 يجب أن يكون في الاتجاه الموجب لـ y من أجل z أقل بقليل من λ/4 وفي الاتجاه السالب لـ y من أجل z أكبر بقليل من λ/4 . وهذه هي الحالة المبينة. إذا كانت الموجة تتقدم في الاتجاه السالب لـ z ، فإن تيار الإزاحة يجب أن يكون معكوساً وعند ذلك فإن اتجاه الحقل المغناطيسي سوف ينعكس.

بحجة مشابهة، إن استعمال قانون فاراداي، يبين أن حركة الموجة المغناطيسية تقود إلى تكامل خطي متناه لـ E في مستو عمودي على H .

بنشر هذا البرهان نتذكر بأن قانون فاراداي يحوي إشارة (−) بينما قانون أمبير لا يحوي الإشارة (−).دعنا الآن نعتبر تدفق الاستطاعة المرتبط بانتشار الموجة الكهرطيسية التي رأيناها. بما أن E ، H حقول متغيرة وتحتوي على قدرة مختزنة وذلك يعني أن الموجة الكهرطيسية تتضمن انتشار القدرة. إن علاقة القدرة الموجودة في الحقل الكهرطيسي تنتج من العلاقة:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \qquad (34-1)$$

$\vec{P}$ هو شعاع كثافة الاستطاعة ويقدر بـ (W / m^2) ويعرف بشعاع بوينتنغ . مطاله يمثل القيمة اللحظية لكثافة الاستطاعة بينما اتجاهه يشير إلى اتجاه تدفق الاستطاعة.

وبما أن المعادلة (1−34) تتضمن الجداء الشعاعي، فإن اتجاه $\vec{P}$ يكون دائماً مع $\vec{E}$ و $\vec{H}$ في مثالنا(1الشكل 1−7)، $\vec{E}$ المتعامد مع $\vec{H}$ يكون في الاتجاه الموجب لـ z من أجل جميع القيم في المكان والزمان.

لعكس اتجاه الانتشار وبالتالي تدفق الاستطاعة فإننا إما أن نعكس $\vec{E}$ أو $\vec{H}$. وهذا يتفق مع النتيجة الحاصلة من استعمال مفهوم تيار الإزاحة مع قانون فاراداي وقانون أمبير.

إن معدل كثافة الاستطاعة من أجل الأمواج المتقدمة والمنعكسة الموصوف بالمعادلات(1−26) و (1−27) هو :

$$P_z^+ = E_0^+ H_0^+ \qquad , \qquad P_z^- = E_0^- H_0^- \qquad (35-1)$$

الفصل الثاني

نظرية خط النقل

Transmission – Line Theory

2- مقدمة

سوف نبحث في هذا الفصل في نظرية الموجات الكهرطيسية على طول خطوط النقل المنتظمة حيث أن الخط المنتظم يعرف بأنه الخط الذي أبعاده وخواصه الكهربائية متماثلة في كل المستويات العرضية بالنسبة لاتجاه الانتشار.

إن التحليل يتضمن دراسة لخصائص الانعكاس للخطوط المنتهية. هذه النتائج تسمح لنا بتطبيق مفاهيم الدارة المتناوبة على الخطوط التي أطوالها ليست مهملة بالمقارنة مع طول الموجة العاملة والنتيجة المفيدة من هذا التحليل هي بأن ممانعة الدارة يمكن أن تتغير بشكل كبير وذلك بإضافة طول صغير من خط نقل. هذه الممانعة التي تغير في خاصية خط النقل ذات شأن كبير في تصميم الدارات عند الدارات الميكروية.

2-1 الدارة المكافئة لخطوط النقل

Circuit Representation of Transmission Lines

إن خطوط النقل تعطي طريقة لتوصيل القدرة الكهربائية بين نقطتين في الفراغ. وقد وضحنا في الفصل الأول أربعة أنواع من خطوط النقل المستخدمة عند الترددات الميكروية في الشكل (1-4) ، إن خط النقل ذا السلكين المفتوح يستخدم بشكل كبير عند الترددات المنخفضة، على سبيل المثال، التلفزيون الأبيض والأسود. أما المجال UHF وأنظمة التلفزيون الملون تستعمل الكبل المحوري ذا الضياع القليل كخط نقل.تتضمن التطبيقات الميكروية الحديثة استعمالات كثيرة للخطوط المحورية حتى التردد 30GHz ومرشدات الأمواج المجوفة بدءاً من 3GHz وحتى 300GHz .

بشكل عام، أي خط نقل يمكن أن يحلل بواسطة حل معادلات ماكسويل وتطبيق الشروط الحدية الخاصة من أجل الشكل الهندسي للخط. مثال على ذلك، تحليل المرشدات المجوفة التي ستبحث في الفصول القادمة.الدارة المكافئة لخط نقل مبينة في الشكل (2-1).

ملاحظة : من المهم أن نذكر بأن G ليست مقلوب R بل هي كميات مستقلة. R ترتبط بخواص الناقلين و G بخصائص العزل للمادة العازلة بينهما.من أجل خط نقل منتظم يمكن أن نعرف الكميات التالية :

R : المقاومة التسلسلية بواحدة الطوال وتقاس بـ (Ω / m).

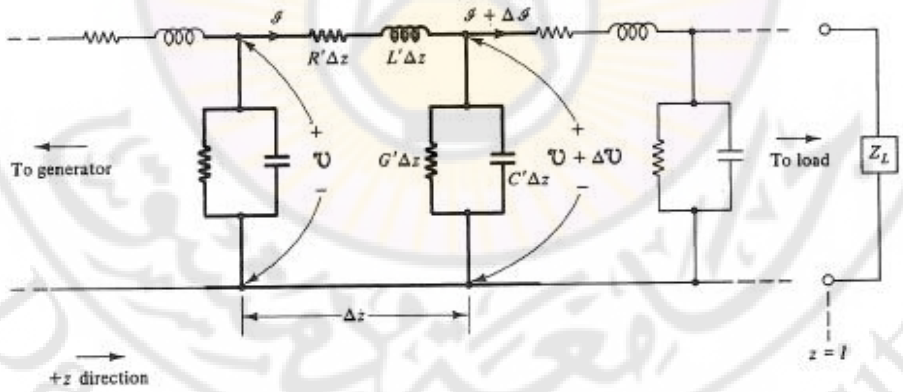
G : الناقلية التفرعية بواحدة الطول وتقاس بـ (1 / Ωm).

L : التحريضية التسلسلية بواحدة الطول وتقاس بـ (H / m).

C : السعة التفرعية بواحدة الطول وتقاس بـ (F / m).

الكمية R ترتبط بالأبعاد وبناقلية النواقل المعدنية وهي تابعة أيضاً للتردد بسبب الظاهرة القشرية، G ترتبط بزاوية الضياع للمادة العازلة بين النواقل، L تتعلق بالتدفق المغناطيسي الموجود بين الناقلين، بينما C تتعلق بالشحن على النواقل.

بهذا المفهوم للعناصر الموزعة فإن خط النقل المنتظم يمكن أن ينمذج بالدارة المكافئة المبينة بالشكل (2−1) . إن الخط يمثل على سلسلة مقاطع متماثلة طول كل منها Δz وكل مقطع يتألف من تحريضية ومقاومة تسلسلية ($L\,\Delta z, R\,\Delta z$) بالإضافة إلى سعة وناقلية على التفرع معها ($C\,\Delta z$, $G\,\Delta z$). طول المقطع Δz يمكن أن يختار دائماً صغيراً بالمقارنة مع طول الموجة العاملة، هذا المقطع من الخط يمكن أن يحلل بشكل طبيعي باستعمال نظرية الدارات المتناوبة.في الاشتقاقات التي تلي $\Delta z \to 0$ وبذلك فإن النتائج صالحة عند كل الترددات . في الشكل V' و I' تمثل الجهد والتيار المتغيرين مع الزمن عند دخل مقطع الخط بينما $V' + \Delta V'$ و $I' + \Delta I$ تمثل قيم الخرج. إن الاتجاه الموجب لـ z يأخذ بشكل أفقي ونحو اليمين أي بدءاً من المولد وأيضاً أشير إلى الاتجاهات الموجبة المفروضة من أجل التيارات والجهود. بتطبيق قانون كيرشوف للجهد والتيار على مقطع الخط المعتبر نجد :



الشكل 2−1 : الدارة المكافئة لخط نقل منتظم.

$$V' = (R\Delta z)I' + (L\Delta z)\frac{\partial I'}{\partial t} + (V' + \Delta V')$$

$$I' = (G\Delta z)(V' + \Delta V') + (C\Delta z)\frac{\partial}{\partial t}(V' + \Delta V') + (I' + \Delta I')$$

بالتبسيط وبمعرفة أن $\Delta z \to 0$ ، $V' + \Delta V' \to V'$ ينتج جملة المعادلات التفاضلية الجزئية التالية :

$$-\frac{\partial V'}{\partial z} = R\,I' + L\frac{\partial I'}{\partial t} \quad \text{و} \quad -\frac{\partial I'}{\partial z} = G\,V' + C\frac{\partial V'}{\partial t} \qquad (1-2)$$

بأخذ $\frac{\partial}{\partial z}$ للمعادلة الأولى و $\frac{\partial}{\partial t}$ للمعادلة الثانية وبحذف $\frac{\partial I'}{\partial z}$ و $\frac{\partial^2 I'}{\partial z \partial t}$ نحصل على معادلة تفاضلية من الدرجة الثانية من أجل الجهد:

$$\frac{\partial^2 V'}{\partial z^2} = LC\frac{\partial^2 V'}{\partial^2 t} + (RC + GL)\frac{\partial V'}{\partial t} + RGV' \qquad (2-2)$$

ومن أجل التيار نجد :

$$\frac{\partial^2 I'}{\partial z^2} = LC\frac{\partial^2 I'}{\partial^2 t} + (RC + GL)\frac{\partial I'}{\partial t} + RGI' \qquad (3-2)$$

إن الحل لأي من تلك المعادلات من الدرجة الثانية والمعادلة (2−1) بنفس الوقت مع الخصائص الكهربائية للمولد والحمل يسمح لنا بتحديد الجهد والتيار اللحظيين عند أي زمن وفي أي مكان z على طول خط النقل المنتظم. من أجل النواقل المثالية (R = 0) والعوازل المثالية (G = 0) فإن المعادلات السابقة تختصر إلى :

$$\frac{\partial^2 V'}{\partial z^2} = LC\frac{\partial^2 V'}{\partial^2 t} \quad \text{و} \quad \frac{\partial^2 I'}{\partial z^2} = LC\frac{\partial^2 I'}{\partial^2 t} \qquad (4-2)$$

بينما المعادلة (2−1) تختصر إلى :

$$-\frac{\partial V'}{\partial z} = L\frac{\partial I'}{\partial t} \quad \text{و} \quad -\frac{\partial I'}{\partial z} = C\frac{\partial V'}{\partial t} \qquad (5-2)$$

المعادلتين (2−4) و (2−5) تمثل المعادلات التفاضلية من أجل خط نقل عديم الضياع، مع العلم أن خطوط النقل الحقيقية لا يمكن أن تكون عديمة الضياع. ولكن الضياع فيها صغير

جداً لذلك فإن الحمل بدون ضياع يمثل التقريب الأمثل.

إن الحلول للمعادلة (2−4) تمثل الموجات الراحلة وفي هذه الحالة تنتقل موجات الجهد والتيار بسرعة تعطى بالعلاقة :

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (6-2)$$

وبشكل عام المعادلة (2−4) تحقق بقيمة واحدة لتابع من الشكل $f\left(t \pm \sqrt{LC}\ z\right)$ حيث أن الإشارة الموجبة تشير للانتشار في الاتجاه السالب لـ z ، و الإشارة السالبة للانتشار في الاتجاه الموجب لـ z .

لفهم معنى هذه الحلول نفرض $V' = f\left(t - \sqrt{LC}\ z\right)$ ، عند النقطة $z = 0$ ، وبالتالي فإن الجهد كتابع للزمن يعطى بالعلاقة $V' = f(t)$. وبالسير على محور z وعند النقطة $z = z_1$، $V' = f\left(t - \sqrt{LC}\ z_1\right)$ وهو بالضبط نفس التابع $f(t)$ مع وجود تأخير زمني بمقدار $t_d = \sqrt{LC}\ z_1$ ، وهكذا، يظهر بأن الجهد كتابع للزمن عند $z = 0$ تحرك إلى النقطة $z = z_1$ بسرعة $v = \frac{z_1}{t_d} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ والتي هي تماماً المعادلة (2−6).

وبنفس الحجة فإن الحل $f\left(t + \sqrt{LC}\ z\right)$ يمثل تابع الجهد الراحل بالاتجاه السالب لـ z وبطريق مشابهة فإن الحلول لمعادلة التيار يمكن أن تفسر بتوابع التيار نحو الأمام ونحو الخلف والتي لها نفس السرعة كما في حالة الجهد.

كما هو معروف في الحقول بأن نسبة الحقل الكهربائي E للحقل المغناطيسي H و هو تابع من أجل الموجات الراحلة تساوي ثابت يرمز له بـ η وهو تابع لخصائص الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي للوسط. وبشكل مشابه فإن نسبة 'V إلى 'I للموجة الراحلة على خط نقل تساوي إلى ثابت. هذا الثابت يدعى بالممانعة المميزة (Z_0) للخط. من أجل خط عديم الضياع، تعطى ممانعته بالعلاقة :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \Omega \qquad (7-2)$$

حتى نتحقق من هذه العلاقة، نأخذ $V' = f_1(u)$ ، $I' = f_2(u)$ حيث $u = \left(t - \sqrt{LC}\ z\right)$ عند ذلك :

$$\frac{\partial V'}{\partial z} = \frac{\partial f_1}{\partial u} \cdot \frac{\partial u}{\partial z} = -\sqrt{LC}\,\frac{\partial f_1}{\partial u}$$

و

$$\frac{\partial I'}{\partial t} = \frac{\partial f_2}{\partial u} \cdot \frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial f_2}{\partial u}$$

بالتعويض في القسم الأول من المعادلة (2–5) ينتج :

$$\sqrt{LC}\,\frac{\partial f_1}{\partial u} = L\,\frac{\partial f_2}{\partial u}$$

نكامل بالنسبة لـ u أو بالتبسيط ينتج :

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{V'}{I'} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

وهي نفس المعادلة (2–7). سوف نرى بأن Z_0 هي تابع لأبعاد المقطع العرضي للخط بالإضافة للخصائص الكهربائية والمادة العازلة بين النواقل.

2–2 الحالة العابرة على خط النقل

Transients on a Transmission Line

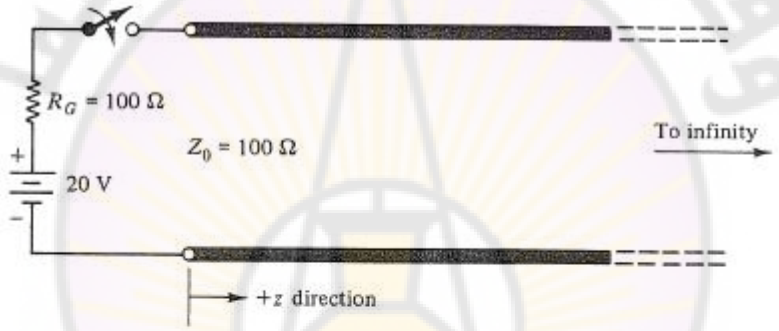
رأينا بأن موجة الجهد وموجة التيار تنتقل على طول خط النقل بنفس السرعة. إن البرهان الفيزيائي المقدم هنا كان بقصد التحقق من هذه الحقيقة وكذلك إعطاء نظرة إضافية على عملية انتشار الموجة على طول الخطوط المنتظمة.

الشكل (2– 2–آ) يبين بطارية قيمتها (20 V) مع مقاومة داخلية (100 Ω) موصولين عبر مفتاح قاطع واصل إلى خط نقل لا نهائي ذي ممانعة مميزة $Z_0 = 100\ \Omega$. القسم (ب) من الشكل (2–2–ب) يبين نفس الدارة حيث استبدل خط النقل بدارته المكافئة. عندما يكون المفتاح مغلقاً، مباشرة يظهر جهد على مدخل خط النقل. على كل حال، فإن الجهد لا يمكنه أن يظهر بشكل لحظي في نقاط أخرى على طول الخط. ولذلك سوف يحتاج إلى تغير مفاجئ في جهود كل السعات. الأكثر أن التيار الذي يوصل الشحنات الكهربائية إلى السعات يجب أن يزداد فجأة عبر التحريضيات.

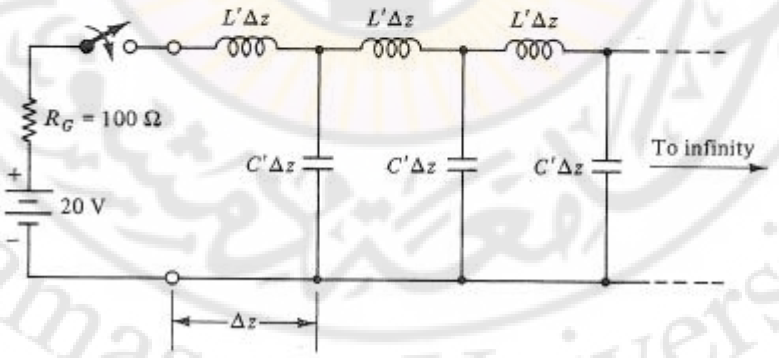
وبما أن التحريضيات تعاكس تغير التيار والسعات تعاكس تغير الجهد، لذلك فإن الجهد والتيار يحتاجان إلى زمن معين للانتشار على طول خط النقل. إن عملية الانتشار يمكن أن توصف

بالطريقة التالية :

عندما يغلق المفتاح القاطع–الواصل فإن التحريضية الأولى تولد قوة محركة كهربائية رجعية طبقاً لقانون لينز Lenz، لمعاكسة ازدياد التيار مبدئياً. على كل حال، يتدفق التيار عبر L Δz ويشحن السعة التفرعية C Δz إلى الجهد 'V، السعة المشحونة الآن تعمل عمل منبع جهد وتولد تيار عبر التحريضية الثانية.وهذا يشحن السعة التالية وهذه العملية تستمر على طول الخط. من هذه الحجة، يبدو أن الجهد ينتج تياراً والعكس بالعكس والذي يقتضي بانتشارها على طول خط النقل اللامتناه الذي يتواجد عليه فقط موجة الجهد والتيار المتقدمة ونسبتهما تعطى بـ Z_0 (في هذه الحالة 100Ω).



(a) Transmission-line circuit



(b) Equivalent circuit representation

الشكل 2–2 : منبع مستمر موصول إلى خط نقل عديم الضياع طوله لانهائي.

وكلما تقدم الزمن، فإن البطارية تستمر في تزويد التيار اللازم لشحن السعات التفرعية للخط. وهكذا، في هذه الحالة، فإن الخط اللامتناه يظهر ممانعة Z_0 للبطارية والتيار المزود من قبل

البطارية يكون: $Z_0 / (R_G + Z_0) = 0.10$ A حيث يهبط نصف الـ 20V عبر R_G ، الجهد على مدخل الخط يكون 10V. موجة الجهد هذه (10V) ومرافقتها موجة التيار (0.10A) ترحل في الاتجاه الموجب لـ z وبسرعة تعطى بالعلاقة (2–6).

دعنا الآن نلقي نظرة على بعض الأمثلة لخطوط ذات طول متناه ومع نهايات مختلفة.

- **خط نقل مفتوح النهاية An Open-Circuited Line**

لدينا بطارية (20V) ذات مقاومة داخلية $R = 100\Omega$ موصولة إلى خط نقل مفتوح النهاية عديم الضياع. هذه الحالة مع القيم الخاصة لـ Z_0 , V' , l مبينة في أعلى الشكل (2–3).

في اللحظة $t = 0$ يغلق المفتاح القاطع–الواصل وبالتالي فإن الجهد عند مدخل خط النقل يصبح

مباشرة 10V. هذا يحدث في اللحظة الأولى حيث إن منبع الجهد المستمر لا يملك أي مؤشر بأن طول الخط لا نهائي ويرى ممانعة دخل $Z_0 = 100\Omega$.

عند اللحظة $t = 0+$ (أي بعد إغلاق المفتاح القاطع–الواصل مباشرة) يكون التيار والجهد عند دخل الخط هما $Z_0 / (R_G + Z_0) = 0.10$A و 10V وبالتالي هذه القيم تبقى ثابتة حتى تحصل البطارية على بعض المؤشرات (بواسطة الموجة المنعكسة) بأن الخط لا نهائي.

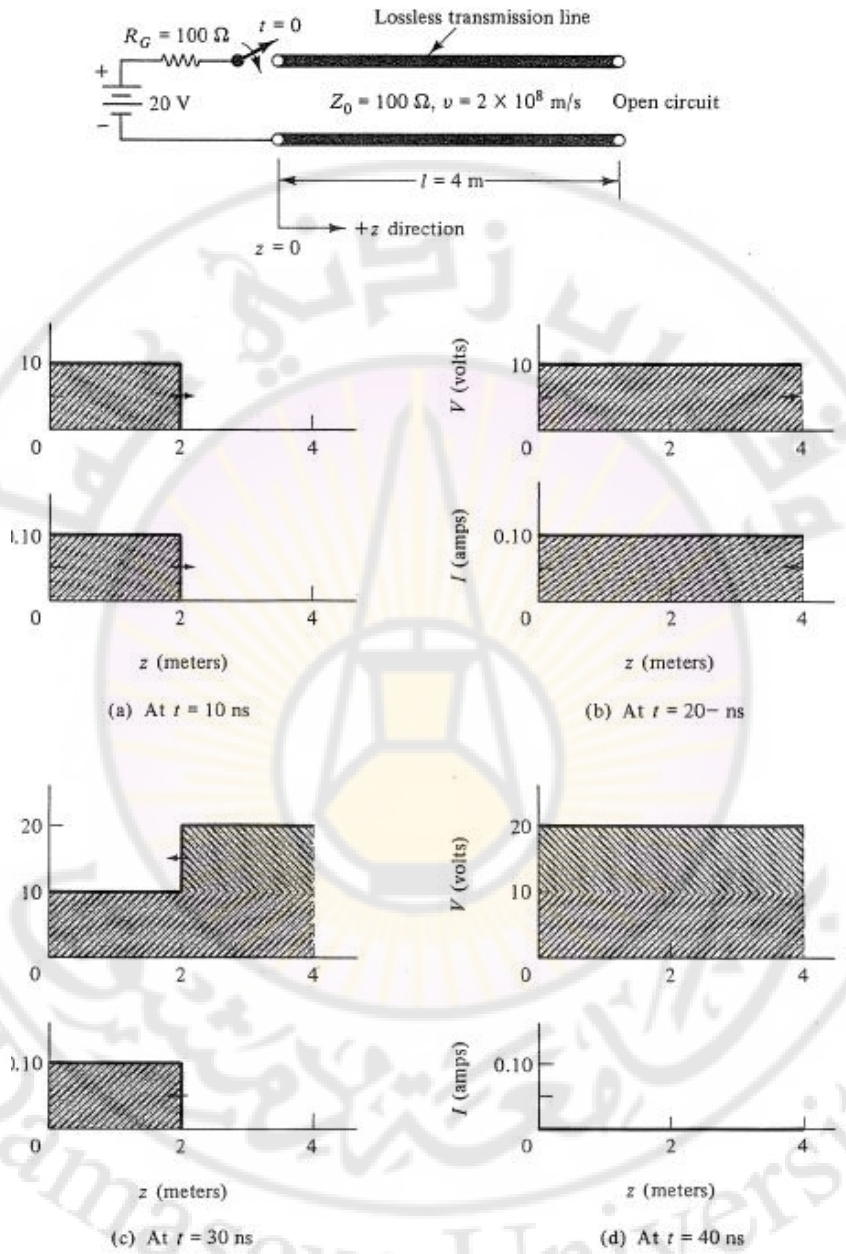
وتكون السرعة المعطية 2×10^8m/s لذلك يأخذ (10ns) من أجل I و V للسير نصف الطريق على الخط 4m وهذه الحالة مبينة على الشكل (2–3–أ).

القسم (b) يظهر الموجة عند $t = 20$-ns (أي أقل بقليل من 20ns). عندما تصل الموجات إلى طرف الدارة المفتوحة، شيء ما يجب أن يحدث ولاسيما وجود الحاجة إلى ممانعة متناقصة. أولاً، النسبة V/I من أجل الموجة الراحلة تتطلب أن تكون $Z_0 = 100\Omega$ ومن ناحية أخرى فإن قانون أوم عند طرف الدارة المفتوحة يتطلب ممانعة لانهائية. ويكون التيار صغيراً جداً. إن تولد الأمواج المنعكسة (V^-) و (I^+) يسمح لهذين الشرطين أن يتحققا.

وهكذا عند طرف الحمل (Z= 4m) فإن:

$$V_L = V^+ + V^- \qquad \text{و} \qquad I_L = I^+ + I^-$$

عند ذلك تنتهي العملية والحالة المستقرة تنجز مع V = 20V و I = 0A أينما كان على خط النقل. وبكلمة أخرى، بعد 40ns ، منبع التيار المستمر يرى دارة مفتوحة.



الشكل 2−3 : أمواج الجهد والتيار عند طرف الدارة المفتوحة لخط النقل

إذا استبدلت الدارة المفتوحة بدارة قصر، عند ذلك من أجل $t > 40ns$ فإن الشروط أينما كانت على الخط يجب أن تكون $V = 0V$ و $I = Z_0/R_G = 0.2A$.

- **الخطوط المنتهية بمقاومة Resistively Terminated Lines**

نعتبر الآن حالة خط نقل ذي طول محدد منته بمقاومة بحتة هذه الحالة مبينة في الشكل (2−4) حيث R_L هي مقاومة الحمل. كما سبق، عند إغلاق المفتاح تتولد موجة راحلة متقدمة (0.1A, 10V) . عند اللحظة $t = 20ns$ الموجة تصل إلى نهاية الحمل. وبما أن $R_L \neq Z_0$ فإن قانون أوم يمكن فقط أن يتحقق بافتراضنا الأمواج المنعكسة.

وهكذا عند :

$$I_L = I^+ - I^- = (V^+ - V^-) / Z_0 \text{ و } V_L = V^+ + V^- \text{ ،} z = 4m$$

إن قانون أوم يتطلب بأن $(V_L/I_L) = R_L$ ولذلك :

$$R_L = Z_0 \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \qquad (9-2)$$

بالحل بالنسبة لعامل انعكاس الحمل ينتج :

$$\Gamma_L = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \qquad (10-2)$$

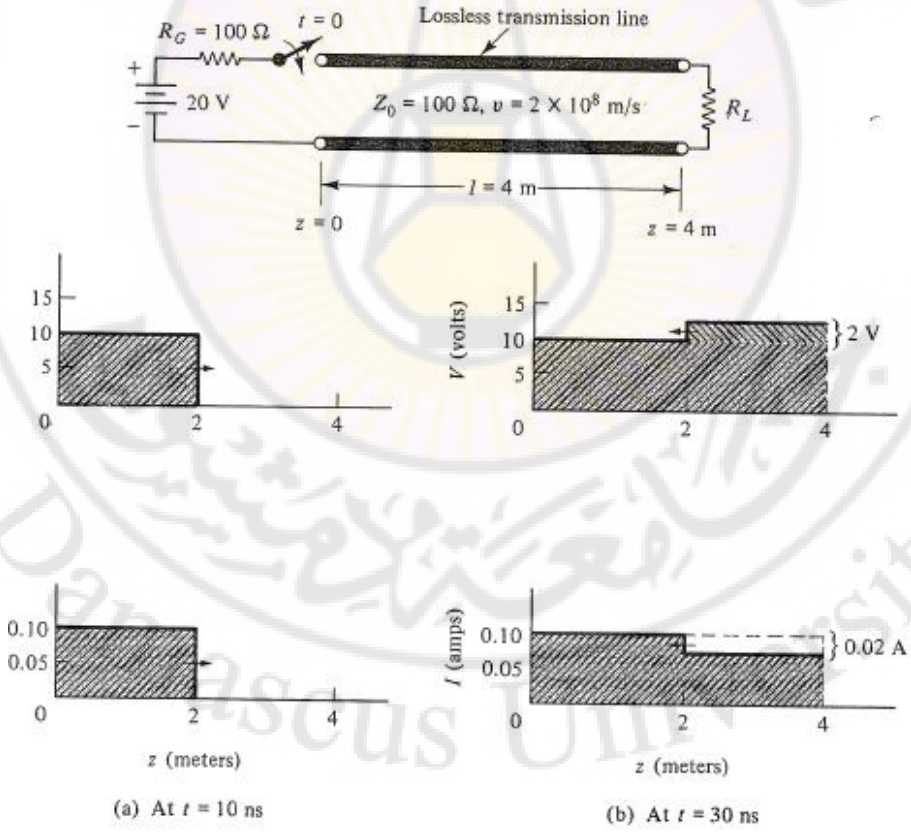
المعادلات (2−9) ، (2−10) يمكن أن تعمم لتتضمن ممانعات عقدية عندما يكون منبع التحريض جيبي. من أجل الحمولات الأومية، فإن Γ_L تكون حقيقية ويمكن أن تأخذ أي قيمة مل بين 1- و 1+ .

في حالة $R_L = 0$ (دارة قصر) ، $\Gamma_L = -1$ بينما في حالة $R_L = \infty$ (دارة مفتوحة) فإن $\Gamma_L = +1$.

من أجل الحالة الخاصة عندما $R_L = Z_0$ ، $\Gamma_L = 0$ ولذلك لا تتولد أمواج منعكسة. هذا يعني عندما تصل موجة الجهد والتيار إلى الحمل فإن قانون أوم يتحقق تلقائياً و لا يوجد هناك أمواج منعكسة. بالرجوع إلى الشكل (2−4) حيث $R_L = 100\Omega$ فإن شرط الحالة الثابتة يحصل بعد 20ns حيث يكون V=10V، I=0.1A أينما كان على طول الخط.

نعتبر الآن الحالة حيث $R_L = 150\Omega$ من أجل الدارة المبينة في أعلى الشكل (2−4). من المعادلة (2−10)، $\Gamma_L = 0.20$ مع العلم أن الموجة المتقدمة تساوي مرة أخرى 10V و 0.10A ، الجهد والتيار المنعكس هما على التتالي 2V , 0.02A . القسم (a) و (b) من الشكل (2−4) يظهران الجهد والتيار على طول الخط عند اللحظة t = 10ns و t = 30ns.

عند اللحظة t = 10ns فقط الأمواج الراحلة المتقدمة تتواجد بحيث تصل إلى نقطة منصف الطريق للخط ذي 4m. عند اللحظة t = 30ns فقط الأمواج المنعكسة تتولد وتسير بالاتجاه العكسي نحو طرف المولد للخط. عند اللحظة t = 40ns (غير ظاهرة)، الأمواج المنعكسة تصل إلى الدخل والتيار والجهد الناتجين في أي مكان على طول الخط يصبح 0.08A, 12V وتنجز بعد 40ns.



الشكل 2−4 : أمواج الجهد والتيار من أجل الدارة المبينة عندما $R_L = 150\Omega$. (القاطعة تغلق عند t = 0

2-3 التحريض الجيبي لخطوط النقل

Sinusoidal Excitation of Transmission Lines

دعنا الآن ندرس الحالة الأهم في خطوط النقل المنتظمة مع التحريض الجيبي. إن المعادلة (2-1) الناتجة من تحليل الدارة للعناصر الموزعة في خط النقل والموضحة في الشكل (2-1) تكتب بالشكل الطوري وتصبح :

$$-\frac{dI}{dz}=(G+J\omega C)V=YV \qquad (2-11)$$

$$-\frac{dV}{dz}=(R+J\omega L)I=ZI$$

حيث :

$Z = R + J\omega L$ تعرف بأنها الممانعة التسلسلية بواحدة الطول.

$Y = G + J\omega L$ تعرف بأنها السماحية التفرعية بواحدة الطول.

باشتقاق المعادلة الأولى بالنسبة لـ Z وتبديل YV– من أجل dI/dz ينتج لدينا المعادلة التفاضلية من الدرجة الثانية التالية:

$$-\frac{d^2V}{dz^2}=YZV \qquad (2-12)$$

إن الحل العام لهذه المعادلة هو من الشكل :

$$V=V_0^+e^{-\gamma z}+V_0^-e^{+\gamma z}=V^+ + V^- \qquad (2-13)$$

حيث γ ثابت الانتشار ويعطى بالعلاقة :

$$\gamma=\sqrt{ZY}=\sqrt{(R+J\omega L)\cdot(G+J\omega C)} \qquad (2-14)$$

بشكل عام، γ تكون عقدية وتكتب بالشكل : $\gamma = \alpha + J\beta$ حيث α ثابت التخامد وتقاس بـ NP/ Length و β ثابت الطور ويقاس بـ rad / Length .

إن الكميات الطورية V^+ و V^- تكون توابع لـ z وتمثل موجة الجهد المتقدمة وموجة الجهد المنعكسة على طول الخط. إن القيم V_0^-, V_0^+ تمثل القيم عند z = 0 عند طرف الحمل.

باستبدال المعادلة (2-13) في المعادلة (2-11) ينتج الحل بالنسبة لـ :

$$I=I_0^+e^{-\gamma z}-I_0^-e^{+\gamma z}=I^+ - I^- \qquad (2-15)$$

حيث : $I_0^+=\frac{V_0^+}{Z_0}$ و $I_0^-=\frac{V_0^-}{Z_0}$

إن الكمية Z_0 تعرف أنها الممانعة المميزة لخط النقل والتي تعطى بالعلاقة :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + J\omega L}{G + J\omega C}} \qquad \Omega \qquad (16-2)$$

وهي نسبة الجهد للتيار من أجل الموجات الراحلة وتكون :

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} \qquad (17-2)$$

أما مقلوب Z_0 يعرف بالسماحية المميزة Y_0 للخط وتعطى بالعلاقة :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} \qquad \frac{1}{\Omega} \qquad (18-2)$$

إذاً الجهود والتيارات في المعادلات (2−13) و (2−15) هي كميات طورية وهي بشكل عام عقدية وتتعلق بالشروط الخاصة عند المولد والحمل.

من الدراسة النظرية للتيار المتناوب، فإن معدل تدفق الاستطاعة الصافية في أي نقطة على الخط تتعلق بـ V و I بالعلاقة :

$$P = \mathrm{Re}\left(V I^*\right) V I \cos\theta_{Pf} \qquad (19-2)$$

حيث * تعني المتمم العقدي و θ_{pf} زاوية عامل الاستطاعة . V و I تمثل القيم الفعالة.

<u>مثال 2−1</u> :

خط نقل محوري له الخصائص التالية عند التردد 1000MHz :

R = 4 Ω/m و L = 450nH/m و G = 7 x 10^{-4} 1/Ωm و C = 50 PF/m

آ − أحسب Z_0 , α , β , v , λ عند التردد 1000MHz.

ب− مع $V_0^+ = 10\angle 0V$, $V_0^- = 0$ أحسب V , I , P عند z = 4m .

الحل :

آ − عند التردد 1000MHz :

$$Z = 4 + J\,(2\pi \times 10^9)\,.\,(450 \times 10^{-9}) = 4 + J\,2827 \qquad \Omega/m$$

$$Y = 7 \times 10^{-4} + J\,(2\pi \times 10^9)\,.\,(50 \times 10^{-12}) = 10^{-4}\,(7 + J\,3124) \qquad 1/\Omega m$$

لذلك :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = 95 \ \angle 0.023^{\circ} \qquad \Omega$$

$$\gamma = \alpha + J\beta = \sqrt{Z\,Y} = \sqrt{-888 + J\,3.24} = 0.054 + J\,29.8$$

وهكذا : $\alpha = 0.054 \ N_p/m$ أو $\alpha = 0.47 \ dB/m$

حيث : $1.0 \ N_p = 8.686 \ dB$

$\beta = 29.8 \ rad/m$ أو $\beta = 1707^{\circ} \ /m$

لدينا :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v}$$

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi \times 10^9}{29.8} = 2.11 \times 10^8 \qquad m/s$$

وتكون :

$$\lambda = \frac{2\pi}{29.8} \ 0.21 \quad m$$

ب- نظراً لأن $V_0^- = 0$ هذا يعني وجود الموجة المتقدمة فقط أي :

$$V = V^+ = V_0^+ \, e^{-\gamma z} = V_0^+ \, e^{-\alpha z} \, e^{-\beta z}$$

$$= 10 \cdot e^{-\alpha z} \angle -\beta z$$

من أجل $z = 4m$ ، $\alpha z = 0.22Np$ و $\beta z = 119.2 \ rad$

ينتج عند $z = 4m$:

$$V = 8.03 \angle -119.2 \, rad \qquad V$$

$$V_0^- = 0 \ , \qquad I_0^- = V_0^- \ / Z_0 = 0$$

ولذلك عند $z = 4m$:

$$I = \frac{8.03 \angle -119.2 rad}{Z_0} = 0.084 \angle -119.2 rad \qquad A$$

حيث Z_0 حقيقية عملياً، وزاوية عامل الاستطاعة تساوي الصفر ومعدل الاستطاعة عند $z = 4m$ هو $0.677W$.

وهذا يقارن مع استطاعة الدخل 1.053 W = (10/95) 10 التي تنخفض بمقدار 36% كضياع على طول الخط. هذا يمثل نوعية متوسطة من الكبل المحوري.

إن الخطوط التي تباع في الأسواق صالحة من أجل $\alpha < 0.10dB/m$ عند التردد 1000MHz

- **خطوط النقل ذي الضياع القليل Low-Loss Lines**

نستخلص بعض النتائج من المثال السابق. قبل كل شيء ، من أجل خطوط النقل ذات الضياع القليل عند الترددات العالية، $R << \omega L$ و $G << \omega C$ في المجال الميكروي هذه المتراجحات تكون صحيحة.

بتطبيق هذه التقريبات على المعادلات (2−16) و (2−14) ينتج :

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \Omega \tag{20−2}$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \qquad Np/Length \tag{21−2}$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC} \qquad rad/Length \tag{22−2}$$

وحيث أن :

$$f \cdot \lambda_0 = c \quad , \quad f \cdot \lambda = v \quad , \quad \beta = \frac{\omega}{v}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{23−2}$$

$$\lambda = \lambda_0 \frac{v}{c} = \frac{\lambda_0}{c\sqrt{LC}} \tag{24−2}$$

النتائج السابقة يمكن أن تختصر كما يلي :

من أجل خطوط النقل قليلة الضياع في الترددات العالية:

- المعادلات من أجل Z_0 , v , β , λ تكون تقريباً نفس تلك المعادلات من أجل خطوط النقل عديمة الضياع.

بما أن Z_0 ذات قيمة حقيقية عملياً، فإن معدل تدفق الاستطاعة في الموجة الراحلة في أي نقطة على طول الخط هو جداء الجهد الفعال بالتيار الفعال في تلك النقطة، هذا يعني :

$$P^+ = V^+ I^+$$

$$P^- = V^- I^-$$

- من أجل الإشارات ذات التردد الوحيد، فإن الأثر الوحيد لـ R و G هو إدخال التخامد لأمواج الجهد والتيار أينما تنتشر. وبالتالي مطالاتها تنخفض بمقدار $e^{-\alpha \Delta z}$ عندما تسير مسافة Δz ، ولذلك فإن تدفق الاستطاعة يخمد بالعامل $e^{-\alpha \Delta z}$.

2-4 خطوط النقل المنتهية Terminated Transmission Lines

يبين الشكل (2-5-آ) خط نقل لا نهائي مغذى بمنبع متناوب وهو ذو دارة مفتوحة بالجهد V_G ومقاومة داخلة Z_G. من أجل الخط اللانهائي، الموجات المتقدمة موجودة فقط وبذلك عند z=0 فإن المعادلات (2-13) و (2-15) تختصر إلى $V = V_0^+$, $I = I_0^+ = V_0^+ / Z_0$.

وهكذا فإن ممانعة الدخل تساوي إلى Z_0 ، وهي الممانعة المميزة للخط. وهي نفس النتيجة التي حصلنا عليها عند تحليل الحالة العابرة للتيار المستمر على خط النقل.نفرض الآن بأن خط النقل اللامتناهي قطع عند $z = l$، وبذلك فإن الخط الذي على يمين $z = l$ يبقى لا متناهياً، ممانعة دخله Z_0 ، عند ذلك يستبدل بممانعة حمل لها نفس القيمة وبالتالي لا تغير في الشروط على يسار النقطة $z = l$ ، هذا يعني بأن خط النقل المتناهي في الطول والمنتهي بممانعته المميزة يكافئ خط النقل الطويل اللامتناهي.

كما هو الحال بالنسبة لخط نقل لا متناه فإن خط النقل المتناهي و المنتهي بممانعته المميزة لا يوجد فيه انعكاسات وممانعته الداخلة تساوي إلى Z_0 وهي مستقلة عن أي قيمة للممانعة الدخل. بالاستناد إلى الشكل (2-5-ب)، ممانعة الدخل تكون Z_0 عند ذلك :

$$V_{in} = \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} \cdot V_G$$

$$I_{in} = \frac{V_G}{Z_G + Z_0} \qquad (2-25)$$

حيث : V_{in} , I_{in} هما الجهد والتيار عند النقطة z = 0 .

من أجل الخط عديم الانعكاسات ، $V_{in} = V_0^+$ ، $I_{in} = I_0^+$ وبذلك ومع المولد وخصائص الخط المعروفة يمكن تحديد V_0^+ و I_0^+ .إن الجهد والتيار عند أي نقطة على الخط يمكن أن تحسب مباشرةً من $V = V_0^+ e^{-\gamma z}$ و $I = I_0^+ e^{-\gamma z}$.

على سبيل المثال، عند $z = l$ عند طرف الحمل يكون:

$$I_L = \frac{V_G}{Z_G + Z_0} \cdot e^{-\alpha l} \angle -\beta l$$

$$V_L = \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} \cdot V_G \cdot e^{-\alpha l} \angle -\beta l \qquad (26-2)$$

الاستطاعة المستهلكة في الحمل تعطى بالعلاقة I_L V_L وحيث Z_0 حقيقية فإن عامل الاستطاعة يساوي الواحد. إن جداء القيم الفعالة يعطى بـ :

$$P_L = Z_0 \left| \frac{V_G}{Z_G + Z_0} \right|^2 e^{-2\alpha l} \qquad (27-2)$$

إشارة القيمة المطلقة ضرورية وخصوصاً عندما تكون Z_G قيمة عقدية. بالطبع، إذا كان خط النقل بدون ضياع ($\alpha = 0$) فإن P_L تساوي تماماً P_{in} .

2-4-1 خطوط النقل المنتهية بممانعة حمل Z_L ، الحالة العامة

Lines Terminated in Z_L , The General Case

الشكل (2-6) يبين خط نقل منته بممانعة حمل عشوائية Z_L . كما شرحنا في الفقرة (الحالة العابرة)، فإن الانعكاسات تحدث عندما $Z_L \neq Z_0$. إن العلاقة العامة من أجل الجهد والتيار في أي نقطة على الخط تعطى بالعلاقتين (2-13) و (2-15) وتكرر هنا :

$$V = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} = V^+ + V^- \qquad (28-2)$$

$$I = I_0^+ e^{-\gamma z} - I_0^- e^{+\gamma z} = I^+ - I^- \qquad (29-2)$$

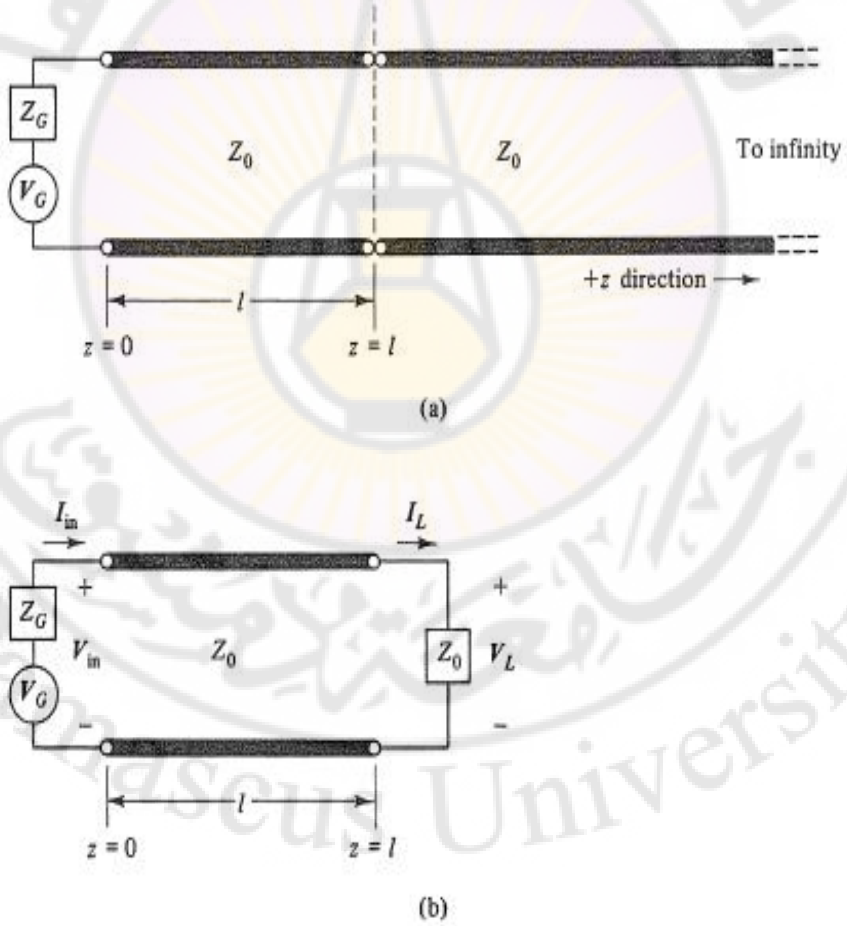
إن نسبة الجهد أو التيار المنعكس إلى المتقدم تعرف بعامل الانعكاس وتعطى بـ :

$$\Gamma_L = \frac{V^-}{V^+} = \frac{I^-}{I^+} \qquad (30-2)$$

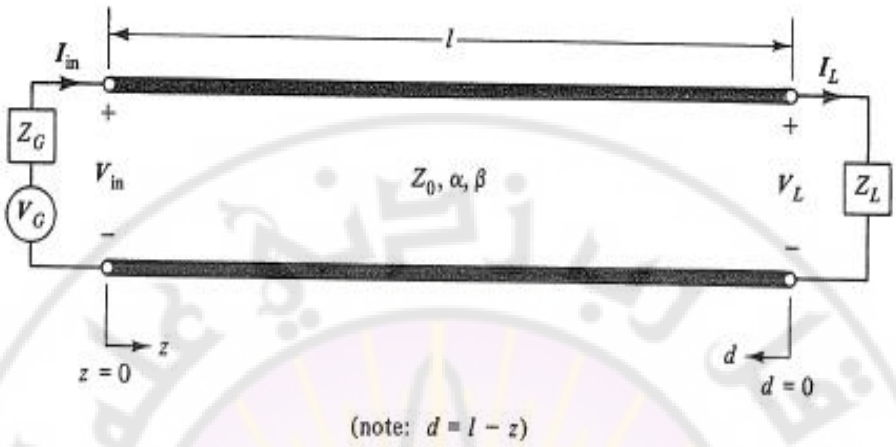
وبذلك فإن الجهد والتيار تابعان للمكان ، Γ تابع لـ z . على سبيل المثال، عند طرف الحمل $z = l$ يكون :

$$\Gamma_L = \frac{V_0^-\ e^{+\gamma l}}{V_0^+\ e^{-\gamma l}} = \frac{V_0^-}{V_0^+}\ e^{+2\gamma l} \qquad (31-2)$$

من المناسب أن تعرف نقطة ما على خط النقل بدلالة المسافة بدءاً من طرف الحمل.



الشكل 2−5 : خط نقل غير منتهي ودارته المكافئة.



الشكل 2−6 : خط نقل منتظم منهي بممانعة الحمل Z_L ومغذاة بواسطة منبع متناوب.

من الشكل (2−6)، $d = l - z$ وعندئذ المعادلات (2− 28) و (2−29) يمكن أن تكتب كما يلي:

$$V = V_0^+ e^{-\gamma l}\left[e^{\gamma d} + \Gamma_L e^{-\gamma d}\right] \qquad (32-2)$$

$$I = I_0^+ e^{-\gamma l}\left[e^{\gamma d} - \Gamma_L e^{-\gamma d}\right] \qquad (33-2)$$

حيث استعملنا المعادلة (2−31).

وبما أن $V^+ = V_0^+ e^{-\gamma l} e^{+\gamma d}$ و $V^- = \Gamma_L V_0^+ e^{-\gamma l} e^{-\gamma d}$ فإن عامل الانعكاس عند نقطة عشوائية d على خط النقل هو :

$$\Gamma = \Gamma_L e^{-2\gamma d} \qquad (34-2)$$

ويمكن أن تكتب بالشكل :

$$\Gamma = \Gamma_L e^{-2\alpha d} \angle -2\beta d \qquad (35-2)$$

حيث $\gamma = \alpha + J\beta$ ، فإن عامل الانعكاس يمكن أن يعبر عنه بشكل قطبي كما يلي :

$$\Gamma = |\Gamma| \angle\phi = \Gamma_L e^{-2\alpha d} \angle\phi_L - 2\beta d \qquad (36-2)$$

حيث $|\Gamma_L|$ و Φ_L هما مطال وزاوية عامل الانعكاس . هذه المعادلة تربط عامل الانعكاس في أي نقطة على الخط مع عامل انعكاس الحمل .

من أجل نقطة الدخل حيث $d = l$ يكون :

$$\Gamma_{in} = |\Gamma_L|\, e^{-2\alpha l} \angle\phi_L - 2\beta l \qquad (37-2)$$

هذه التحويلة لـ Γ_L بواسطة طول خط النقل يمكن أن تشرح بالطريقة التالية:

إن مطال الموجة المتقدمة عند الدخل تخمد بالعامل $e^{-\alpha l}$ عندما تسير مسافة l إلى الحمل. جزء من هذه الإشارة ($|\Gamma|$) ينعكس ويخمد ثانية بالعامل $e^{-\alpha l}$ عندما تعود أدراجها نحو الدخل ولذلك مطال الجهد (التيار) المنعكس إلى المتقدم عند الدخل يكون $|\Gamma_L|\, e^{-\alpha l}$. وبشكل مماثل فإن فرق الطور للموجة المتقدمة يتأخر βl إذا سارت نحو الحمل، فرق الطور المزاح Φ_L بواسطة الحمل والتأخر ثانية بـ βl عندما تعود نحو الدخل. وهكذا $\phi_{in} = \phi_L - 2\beta d$ إذا كان خط النقل عديم الضياع، $\alpha = 0$ ، ومطال عامل الانعكاس هو نفسه في كل النقاط على طول خط النقل وإن زاوية عامل الانعكاس Φ تبقى ، على كل حال ، تبعاً للمكان (الموقع). المعادلة (2−36) أساسية لمناقشة تحويل الممانعة ومخطط سميث. عندما تكون قيمة Γ_L معروفة، فإن المعادلة (2−36) يمكن أن تستعمل لحساب عامل الانعكاس في أي نقطة ثانية على الخط. إن التحليل التالي يبين بأن Γ_L يمكن أن تحدد بدءاً من المعطيات Z_L و Z_0 .

من المعادلة (2−32) و (2−33) ومع $d = 0$ ، لدينا :

$$I_L = I_0^+ e^{-\gamma l}\left[1 + \Gamma_L\right]$$

و

$$V_L = V_0^+ e^{-\gamma l}\left[1 + \Gamma_L\right]$$

وبما أن $V_0^+ = I_0^+ Z_0$ ، ممانعة الحمل (V_L / I_L) تكون :

$$\overline{Z}_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L} \qquad (38-2)$$

أو

$$Z_L = Z_0 \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L}$$

حيث الإشارة (−) فوق الممانعة تعني بأن ممانعة الحمل المطلقة منسوبة إلى الممانعة المميزة للخط. وبحل المعادلة السابقة بالنسبة لـ Γ_L ينتج :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\overline{Z}_L - 1}{\overline{Z}_L + 1} \qquad (39-2)$$

ونعرف

$$\overline{Y}_L = \frac{Y_L}{Y_0} \quad , \quad Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad , \quad Y_L = \frac{1}{Z_L}$$

$$\Gamma_L = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L} = \frac{1 - \overline{Y}_L}{1 + \overline{Y}_L} \qquad (40-2)$$

هذه المعادلات مشابهة تماماً للمعادلات (2−9) و (2−10) وفي هذه الحالة اعتمدنا على التحليل المتناوب للحالة المستقرة وبعد ذلك نطبق أي ممانعة عقدية. هذا يعني بأن عامل الانعكاس يمكن أن يكون عقدي. المعادلات السابقة تظهر العلاقة بين مفهوم الممانعة في نظرية الدارات المتناوبة ومفهوم الانعكاس في نظرية الموجة.

إذا عرفنا الممانعة في أي نقطة على الخط بالشكل $Z = V / I$ ، فإن المعادلات السابقة يمكن أن تعمم بالطريقة التالية :

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad \text{أو} \quad Y = Y_0 \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \qquad (41-2)$$

حيث $Y = 1 / Z$ وبالحل بالنسبة لعامل الانعكاس :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y} \qquad (42-2)$$

والمعادلة (2−41) اشتقت بتعويض المعادلة (2−34) في المعادلة (2−33) و المعادلة (2−32). إن الانعكاسات تسبب أمواجاً مستقرة وهكذا إذا كان $Z_L \neq Z_0$ فإن قيمة Γ_L تكون منتهية والأمواج المستقرة للجهد والتيار تكون موجودة على طول خط النقل. بشكل عام، إن الجهد في أية نقطة على خط النقل يكون عبارة عن مجموع الجهد المتقدم والجهد المنعكس ($V^+ + V^-$)

في نقطة ما $z = d$ فإن V^+ و $V^- = \Gamma V^+$ يكونان متفقين بالطور وينتج من ذلك الجهد الأعظمي قيمته الفعالة تعطى بالعلاقة :

$$V_{\max} = V^+ + |\Gamma| V^+ = \{1 + |\Gamma| V^+\} \qquad (43-2)$$

وعلى مسافة بطول $\lambda / 4$ بدءاً من الجهد الأعظمي تكون الإشارتان مختلفتين بمقدار 180° وينتج لدينا الجهد الأصغري وقيمته الفعالة تعطى بالعلاقة التالية :

$$V_{\min} = \{1 - |\Gamma| V^+\} \qquad (44-2)$$

من أجل خط عديم الضياع، $|\Gamma|$ تكون نفسها من أجل جميع قيم d ونسبة الأمواج المستقرة SWR يمكن أن تعرف من أجل نموذج الموجة المستقرة كما يلي :

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \qquad (45-2)$$

من المعادلات السابقة نحصل على المعادلة المفيدة التالية :

$$SWR = \frac{1+|\Gamma|}{1+|\Gamma|} \qquad (46-2)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن قيمة SWR أكبر أو تساوي الواحد . إذا كان $|\Gamma| = 0$ فلا يوجد انعكاسات وبالتالي $SWR = 1$. بينما من أجل الانعكاس الكلي $|\Gamma| = 1$ فعندئذ $SWR = \infty$ وبحل المعادلة (2-46) من أجل $|\Gamma|$ ينتج :

$$|\Gamma| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \qquad (47-2)$$

<u>مثال 2-2 :</u>

بالاستناد إلى الشكل (2-5)، مولد ذو تردد 600MHz ، $V_G = 10V$ و $Z_G = 0$ موصول بممانعة حمل $Z_L = (150 + J90)\ \Omega$ عن طريق خط نقل محوري عازله الهواء. خط النقل له ممانعة مميزة مقدارها 75Ω وطوله 15cm . المطلوب :

1. بفرض $\alpha = 0$ ، أحسب Γ_L ، Γ_{in} و SWR .
2. ما هو الجهد الأعظمي الفعال على الخط ؟
3. حدد $|\Gamma_{in}|$ إذا كان $\alpha = 2$ dB/m وطول الخط عبارة عن طول الموجة تماماً.

الحل :

1. $$\overline{Z}_L = \frac{150 + J90}{75} = 2 + J1.2$$

ومن المعادلة (2−39) نجد :

$$\Gamma_L = \frac{1 + J1.2}{3 + J1.2} = 0.48 \angle 28.4^\circ$$

عند التردد 600MHz ، $\lambda_0 = 50cm$ حيث : $\mu_r = \varepsilon_r = 1, \lambda = \lambda_0\ 50cm$

وهكذا : $$\beta l = \left(\frac{2\pi}{50}\right) \times 15 = 0.6\pi \ \ rad = \angle 108^\circ$$

من المعادلة (2−37) ومع $\alpha = 0$:

$$\Gamma_{in} = 0.48 \ \ \angle 28.4^\circ - 2(108^\circ) = 0.48 \ \ \angle -187.6^\circ$$

من المعادلة (2−46) :

$$SWR = \frac{1 + 0.48}{1 - 0.48} = 2.85$$

2. عند الدخل و حيث $d = l$ فإن المعادلة (2−37) تختصر إلى :

$$V_{in} = V_0^+ (1 + \Gamma_{in})$$

مع $Z_G = 0$ و $V_{in} = V_G$, $V_0^+ = \dfrac{V_G}{1 + \Gamma_{in}}$

$$V_0^+ = \frac{10 \angle 0^\circ}{0.524 + J0.06} = 19 \angle -6.5^\circ \quad V$$

إن الجهد الأعظمي الفعال يعطى بالعلاقة :

$$V_{\max} = \{1 + |\Gamma|\} V^+$$

ومن أجل الخط عديم الضياع : $V^+ = V_0^+$, $|\Gamma| = |\Gamma_{in}| = |\Gamma_L|$

$$V_{max} = (1.48) \times (19) = 28.12 \text{ V}$$

من أجل: $\alpha = 2.0$ dB/m = 0.23 Np/m و $l = \lambda = 0.5$m فإن $\alpha l = 0.115$ Np

من المعادلة (2−37) نجد :

$$\left|\Gamma_{in}\right| = \left|\Gamma_L\right| e^{-2\alpha l} = 0.48\, e^{-0.23} = 0.381$$

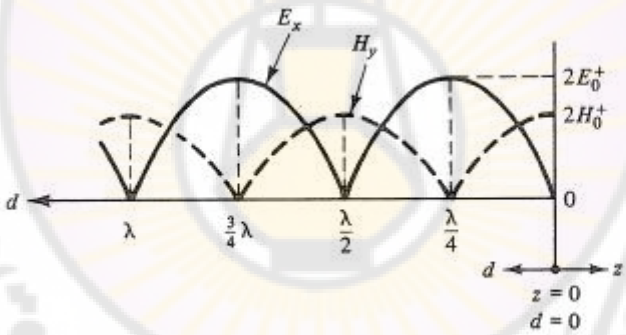
في هذا المثال $V_G = V_{in}$ إذاً $Z_G = 0$ ، بشكل عام $Z_G \neq 0$ والتي تجعل الحل من أجل V_{in} و V_L مختلفة قليلاً وستعالج فيما بعد.

2-4-2 بعض الحالات الخاصة لخطوط النقل المنتهية
Some Special Cases of Terminated Lines

دعنا الآن ندرس أربع حالات خاصة لممانعات حمل تنهي خط نقل عديم الضياع، مسماة Z_L =0 دارة قصر، $Z_L = \infty$ دارة مفتوحة ، $Z_L = Jx$ مفاعلية بحتة، $Z_L = R_L$ مقاومة بحتة .

- **خط نقل منته بدارة قصر Line Terminated in a Short Circuit**

في هذه الحالة $Z_L = 0$ ولذلك $\Gamma_L = -1$ و $SWR = \infty$.إن نموذج الأمواج المستقرة من أجل الجهد والتيار الفعالين مبين بالشكل (2-7). حيث V استبدل بـ E_x و I استبدل بـ H_y.



الشكل 2-7 : نموذج الأمواج المستقرة على خط نقل مقصور النهاية .

عند d = 0 (نهاية الحمل) ، يكون V = 0 لتحقيق القصر المثالي. الجهود الصفرية الأخرى تحدث عند مضاعفات أنصاف الموجة، بينما التيار يكون في قيمته العظمى عند الحمل وقيمته الفعالة تساوي مرتين من قيمة التيار الوارد I_0^+ . وبسبب أن نموذج الجهد مزاح بالنسبة لنموذج التيار فإن النسبة V / I تكون تابعة إلى d . على سبيل المثال، عند d = λ/4 ، يكون الجهد أعظمي (V) والتيار أصغري (I) .

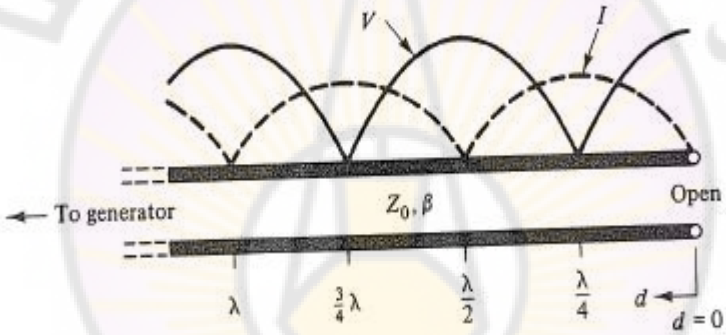
وهذا يعني بأن الممانعة في هذه النقطة لا نهائية وهكذا، فإن خط نقل بطول λ/4 يغير دارة

القصر إلى دارة مفتوحة وهذا سنناقشه في الفقرات القادمة.

- **خط نقل منته بدارة مفتوحة Line Terminated in an Open circuit**

من أجل خط مفتوح ، $Y_L = 0$ ، ولذلك $\Gamma_L = +1$ و $SWR = \infty$. إن نموذج الأمواج المستقرة للجهد والتيار مبين في الشكل (2−8). في الدارة المفتوحة $I = 0$ ، بالتعريف، بينما الجهد الفعال يكون أعظمياً ويساوي $2V_0^+$.

نلاحظ أن طول بربع طول الموجة بدءاً من النهاية المفتوحة يكون فيه $V = 0$ ولهذا فالممانعة في هذه النقطة تساوي الصفر، دارة قصر. على هذا الخط العديم الفقد دائماً يوجد قيمة فعالة للجهد والتيار تتكرر كل نصف طول الموجة.



الشكل 2−8 : نموذج الأمواج المستقرة على خط نقل مفتوح النهاية .

- **الخطوط المنتهية بمفاعلية Reactively Terminated Lines**

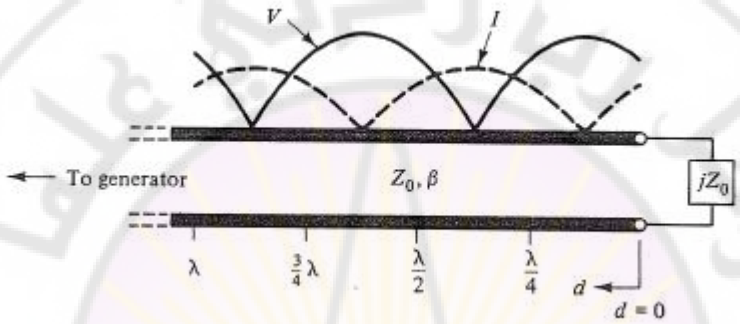
من أجل خط نقل منته بدارة مفاعلية بحتة $Z_L = JX$ وعند ذلك :

$$\Gamma_L = \frac{J\overline{X} - 1}{J\overline{X} + 1} = 1\angle\pi - 2\arctan\overline{X} \qquad (48-2)$$

حيث $\overline{X} = X/Z_0$ وهي قيمة مفاعلية الحمل المنسوبة. على سبيل المثال ، إذا كان $\overline{X} = +1$ ، $\Gamma_L = 1\angle 90^\circ$ ، بينما من أجل $\overline{X} = -1$ ، $\Gamma_L = 1\angle -90^\circ$ ونذكر بأنه من أجل مفاعلية بحتة ، $|\Gamma_L| = 1$ وهي مستقلة عن قيمة $\overline{X}$ وهكذا فإن $SWR = \infty$.

التفسير الفيزيائي هو أنه في الحالة المستقرة فإن المفاعلية البحتة لا يمكن أن تستهلك

الاستطاعة ولذلك فإن الموجة الواردة يجب أن تنعكس. وهي نفس الحجة التي طبقت على حالات دارة مفتوحة و دارة قصر وبالتالي $|\Gamma_L| < 1$ فقط عندما تكون Z_L لها مركبة أومية.
إن نموذج الموجة المستقرة من أجل $(\overline{X} = +1)$ $Z_L = J\,Z_0$ مبين في الشكل (2–9) نترك للطالب لمشاهدة أن أول جهد أصغري يحدث عند $d = 3\lambda/8$.



الشكل 2–9 : نموذج الموجة المستقرة من أجل خط نقل منته بمفاعلية مع ($\alpha = 0$) ، $Z_L = +JZ_0$.

- **الخطوط المنتهية بمقاومات Resistively Terminated Lines**

في كثير من التطبيقات، فإن خط النقل ينتهي بشبكة مقاومات بحتة. هذا يعني أن $Z_L = R_L$ ولذلك فإن عامل الانعكاس يساوي $\Gamma_L = (R_L - Z_0) / (R_L + Z_0)$. وبما أن (R_L, Z_0) حقيقية فإن Γ_L يجب أن تكون حقيقية. عندما $R_L = Z_0$ لا يحدث انعكاسات. من أجل $R_L > Z_0$ ، Γ_L تكون موجبة والجهد أعظمياً (التيار أصغري) يوجد عند الحمل. في هذه الحالة $|\Gamma_L| = (R_L - Z_0)/(R_L + Z_0)$ حيث $SWR = R_L/Z_0$. وهكذا إذا كانت Z_L أومية (مقاومة) بحتة :

$$SWR = \frac{Z_0}{R_L} \quad \text{أي منها أكبر من الواحد} \qquad (2\text{–}49)$$

أو

$$SWR = \frac{R_L}{Z_0}$$

من أجل أي قيمة لـ R_L ، فإن SWR محدد و $|\Gamma_L| < 1$. هذا يعني بأن بعض الاستطاعة الواردة تستهلك في الحمل.

2-4-3 تدفق الاستطاعة على طول الخطوط المنتهية
Power Flow Along Terminated Lines

يظهر الشكل (2-5) خط نقل ذا طول l مغذى بواسطة مولد متناوب ومنته بحمولة Z_L ، V_G جهد الدارة المفتوحة للمولد، Z_G ممانعته الداخلية. من نظرية الدارات المتناوبة، فإن معدل تدفق الاستطاعة عبر ممانعة Z_L يعطى بالعلاقة :

$$P = \mathrm{Re}\left(V I^*\right) = V I \cos\theta_{pf} \qquad (2-50)$$

حيث V , I قيم فعالة، θ_{pf} زاوية عامل الاستطاعة، * تسمى المتمم العقدي. هذه المعادلة تطبق أيضاً على معدل تدفق الاستطاعة في أي نقطة على طول خط النقل حيث تكون جهة التدفق من المولد نحو الحمل. إن الجهد والتيار على الخط يعطيان بالمعادلات (2-13) و(2-15) مع

$V^+ = I^+ Z_0$ و $V^- = \Gamma V^+$ ، ويمكن أن تكتب بالشكل :

$$V = V^+\left(1 + \Gamma\right) \qquad , \qquad I = \frac{V^+}{Z_0}\left(1 - \Gamma\right) \qquad (2-51)$$

وبالتعويض في المعادلة (1-50) نجد :

$$P = \mathrm{Re}\left[\left(1 - |\Gamma|^2 + \Gamma - \Gamma^*\right)\frac{\left(V^+\right)^2}{Z_0^*}\right] \qquad (2-52)$$

حيث $\Gamma\Gamma^* = |\Gamma|^2$, $V^+ V^{+*} = (V^+)^2$ من أجل الخطوط عديمة الضياع عند الترددات العالية، Z_0 تكون حقيقية والمعادلة السابقة تختصر إلى :

$$P = P^+\left(1 - |\Gamma|^2\right) = P^+ - P^- \qquad (2-53)$$

حيث $\Gamma - \Gamma^*$ عبارة عن قسم تخيلي ، $P^+ = (V^+)^2 / Z_0$ هي معدل الاستطاعة في الموجة المتقدمة. و $P^- = |\Gamma|^2 P^+$ هي معدل الاستطاعة في الموجة المنعكسة.

إن المعادلة (2-53) تقتضي بأنه من أجل Z_0 حقيقية فإن الاستطاعة الصافية التي تتدفق في أية نقطة على خط النقل هي ببساطة الفرق بين الاستطاعة في الموجة المتقدمة (P^+) وتلك

المنعكسة (P^-) حيث :

$$P = |\Gamma| P^+ \qquad (54-2)$$

إن المعادلة (2−53) يمكن أن تطبق على أية نقطة على طول خط النقل. على سبيل المثال، عند طرق الدخل والحمل يكون :

$$P_{in} = P_{in}^+ \left(1 - |\Gamma|^2\right) \quad , \quad P_L = P_L^+ \left(1 |\Gamma|^2\right) \qquad (55-2)$$

حيث Γ_{in} و Γ_L عرفت سابقاً في المعادلات (2−37) و (2−39).

يجب أن يتذكر القارئ بأن الأدلة + ، − تشير إلى الكميات المرتبطة بالموجات الراحلة وهذا

$$P_{in}^+ = \frac{\left(V_0^+\right)^2}{Z_0} \quad , \quad P_L^+ = \frac{\left(V_L^+\right)^2}{Z_0} = P_{in}^+ \; e^{-2\alpha l} \qquad (56-2)$$

حيث P_L^+ هي الموجة الواردة إلى طرف الحمل وهي ببساطة P_{in}^+ مخمدة بالطول l . إذا كان خط النقل عديم الضياع يكون $P_{in}^+ = P_L^+ = P^+$.

حتى نحسب الاستطاعة الصافية المتدفقة في أية نقطة على طول خط النقل يجب أن نحدد أولاً P^+ عند تلك النقطة. ومع Z_0 حقيقية ، $I^+ = V^+$ متفقتين بالطور وعند ذلك :

$$P^+ = \frac{\left(V^+\right)^2}{Z_0} = \frac{\left(V_0^+\right)^2}{Z_0} \; e^{-2\alpha z} \qquad (57-2)$$

V_0^+ (القيمة الفعالة) يحصل عليها بتطبيق قانون الجهد لكيرشوف عند طرف الحمل. من الشكل (2−5) :

$$V_G = V_{in} + I_{in} Z_G = \left(V_0^+ + \Gamma_{in} V_0^+\right) + \frac{Z_G}{Z_0}\left(V_0^+ - \Gamma_{in} V_0^+\right)$$

وبالحل بالنسبة لـ V_0^+ ، فإن موجة الجهد الراحلة عند الدخل :

$$V_0^+ = \frac{V_G Z_0}{\left(Z_G + Z_0\right)\left(1 - \Gamma_G \Gamma_{in}\right)} = \frac{V_G Z_0}{\left(Z_G + Z_0\right)\left(1 - \Gamma_G \Gamma_L \, e^{-2\gamma l}\right)} \qquad (58-2)$$

حيث Γ_G عامل الانعكاس عند المولد، يعرف كما يلي :

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} \qquad (59-2)$$

وهكذا طبقاً لشروط المولد والحمل (V_G, Z_G, Z_L) وخصائص خط النقل (Z_0, γ, l) ، V_0^+ يمكن تحديدها ويمكننا إعطاء شكل آخر للمعادلة (2−58) :

$$V_0^+ = \frac{V_G(1-\Gamma_G)}{2(1-\Gamma_G\Gamma_{in})} = \frac{V_G(1-\Gamma_G)}{2(1-\Gamma_G\Gamma_L\, e^{-2\gamma l})} \qquad (60-2)$$

عند معرفة V_0^+، فإن تدفق الاستطاعة يمكن أن يحدد في أية نقطة على طول خط النقل.
بعض وجهات النظر في معنى V_0^+ يمكن أن نحصل عليها من المعادلة (2−58) من عدة انعكاسات. في الفقرة (2−2 الحالة العابرة) بينا بأن قيم الجهد والتيار عند الحالة المستقرة يمكن أن تحدد باعتبار عملية الانعكاس المتكررة.
من ناحية أخرى، المعادلات (2−58) و (2−60) اشتقت من التحليل المتناوب للحالة المستقرة. سوف نرى الآن بأن هاتين الطريقتين في التحليل حقيقة تعبر عن طرق متناوبة في النظر لنفس الظاهرة.
أولاً، نعتبر الحالة الخاصة حيث Γ_G و Γ_L تساوي الصفر (لا يوجد عدة انعكاسات) . بما أن ممانعة الدخل للخط مبدئياً تظهر مساوية لـ Z_0 ، فإن الجهد للموجة المتقدمة الراحلة تحدد بواسطة مقسم الجهد المتناوب بين Z_G و Z_0 . (2−58) حيث إما Γ_G أو Γ_L تساوي الصفر.
دعنا الآن نعتبر الحالة حيث Γ_G أو Γ_L لا تساويان الصفر. في هذه الحالة تحدث عدة انعكاسات و V_0^+ يمثل مجموع الأمواج الراحلة المتقدمة عند أطراف الدخل. للتحقق من ذلك، المعادلة (2−58) سوف تشتق من عدة وجهات نظر. كما سبق، إن الموجة الراحلة المتقدمة البدائية هي $(V_G Z_0)/(Z_G + Z_0)$. إن موجة الجهد الراحلة التالية هي عبارة عن جزء من الموجة البدائية والتي انعكست عند الحمل ثم انعكست ثانية عند المولد قيمتها هي :

$(\Gamma_G\Gamma_L\, e^{-2\gamma l})(V_G Z_0)/(Z_G + Z_0)$. بمتابعة هذه العملية، فإن مجموع كل أمواج الجهد الراحلة المتقدمة عند الدخل تصبح :

$$V_0^+ = \frac{V_G Z_0}{(Z_G + Z_0)}\left[1+\Gamma_G\Gamma_L e^{-2\gamma l} + \left(\Gamma_G\Gamma_L e^{-2\gamma l}\right)^2 + ...\right]$$

من أجل $\left(\Gamma_G\Gamma_L\, e^{-2\gamma l}\right) < 1$ ، فإن السلسلة اللانهائية تتقارب إلى $\left(1-\Gamma_G\Gamma_L\, e^{-2\gamma l}\right)^{-1}$ ولذلك فإن العبارة السابقة تختصر إلى المعادلة (2−58).من المفيد وجود عبارات لـ P^+ و P بدلالة استطاعة المولد المتوفرة P_A و عوامل الانعكاس.

وهذه يمكن أن تستخرج بمساعدة المعادلات (2−53) و (2−57) و (2−60) بتعويض القيمة الفعالة V_0^+ في المعادلة (2−57) نحصل :

$$P^+ = \frac{V_G^2}{4Z_0}\left|\frac{1-\Gamma_G}{1-\Gamma_G\Gamma_{in}}\right|^2 e^{-2\alpha z} \qquad (61-2)$$

عند الدخل z = 0 :

$$P_{in}^+ = \frac{V_G^2}{4Z_0}\left|\frac{1-\Gamma_G}{1-\Gamma_G\Gamma_{in}}\right|^2 \qquad (62-2)$$

حيث $\Gamma_{in} = \Gamma_L e^{-2\gamma l}$ ، عندما يكون خط النقل عديم الضياع (α = 0) ، $P^+ = P_{in}^+$ في أية نقطة على طول خط النقل، بما فيه عند الحمل.

إن المعادلة (2−62) يمكن أن تكتب بدلالة الاستطاعة المتوفرة في المولد ولاسيما أن $P_A = V_G^2/4R_G$ ، وحيث R_G القسم الأومي لـ Z_G ، وهكذا :

$$P_{in}^+ = P_A \frac{1-\left|\Gamma_G\right|^2}{\left|1-\Gamma_G\Gamma_{in}\right|^2} \qquad (63-2)$$

حيث استعملنا العلاقات التالية :

$$R_G = \frac{Z_G + Z_G^*}{2}, \quad Z_G = Z_0\frac{1+\Gamma_G}{1-\Gamma_G}, \quad Z_G^* = Z_0\frac{1+\Gamma_G^*}{1-\Gamma_G^*}$$

$$\left|1-\Gamma_G\right| = \left|1-\Gamma_G^*\right|$$

يمكن الحصول على عبارة من أجل استطاعة الدخل الصافية بواسطة المعادلات (2−55) و (2−63) :

$$P_{in} = P_A \frac{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_{in}|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_{in}|^2} \qquad (64-2)$$

الاستطاعة الصافية المستهلكة في الحمل تعطى بالعلاقة :

$$P_L = P_A \frac{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_{in}|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_{in}e^{-2\gamma l}|^2} e^{-2\alpha l} \qquad (65-2)$$

حيث استعملنا المعادلات (2-55) ، (2-56) ، (2-63). عندما يكون خط النقل عديم الضياع $P_{in}=P_L$ والمعادلة السابقة تختصر إلى :

$$P_L = P_A \frac{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_{in}|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_{in}e^{-2\beta l}|^2} \qquad (66-2)$$

حيث $|\Gamma_{in}| = |\Gamma_{in}|$ و $\Gamma_{in} = \Gamma_L e^{-J2\beta l}$.

هذه المعادلات هامة جداً في فهم تدفق الاستطاعة في الدارات الميكروية. على سبيل المثال، إذا كان $\Gamma_G = 0$ و $Z_G = Z_0$ ولذلك من أجل حالة خط نقل عديم الضياع P_L تكون مستقلة عن ثابت الانتشار $\beta = \omega/v$ ، وطول خط النقل l . هذه الحالة تمثل حالة مميزة ولاسيما أنها تعني بأن استطاعة الحمل غير حساسة للتغير في تردد المولد وطول الخط. في تصميم الدارة عندما تكون $Z_G = Z_0$ فهذا يشير إلى توافق المولد مع الخط.

التصميم الجيد للأنظمة الميكروية عادة يحقق هذا الشرط مع $\Gamma_G = 0$، المعادلات (2-60) و (2-63) تختصر إلى :

$$V_0^+ = \frac{V_G}{2} \quad , \quad P_{in}^+ = P_A = \frac{V_G^2}{4Z_0} \qquad (67-2)$$

وهكذا عند توافق المولد مع الخط، فإن الاستطاعة المرتبطة مع الموجة الواردة عند الدخل هي ببساطة استطاعة المولد. كنتيجة، المعادلة (2-64) و (2-65) تختصر إلى :

$$P_{in} = P_A\left(1-|\Gamma_{in}|^2\right) \text{ و } P_L = P_A e^{-2\alpha l}\left(1-|\Gamma_L|^2\right) \qquad (68-2)$$

من أجل خط نقل عديم الضياع :

$$P_{in} = P_L = P_A\left(1-|\Gamma|^2\right) \qquad (69-2)$$

نلاحظ أنه إذا كان الخط عديم الضياع والمولد موفقاً، والحمل موفقاً بالنسبة للخط ($\Gamma_L = 0$)، ينتج أن استطاعة المولد المتوفرة تسلم للحمل. على كل حال، إذا كان ($Z_G \neq Z_0$) فإن توافق الحمل إلى خط النقل لا يعني بأن $P_L = P_A$. هذا يمكن أن يلاحظ من المعادلة (2−66). في الحقيقة، إن تكبير P_L يقتضي أمواجاً مستقرة (حيث أن $\Gamma_L \neq 0$) وضبط صحيح لطول خط النقل. أمثلة على ذلك محول بطول نصف طول الموجة وربع طول الموجة ستناقش لاحقاً.

مثال 2−3 :

دارة خط نقل كما في الشكل (2−5) له المحددات التالية:

$V_G = 20V$ قيمة فعالة ، $Z_G = 100\Omega$ ، $f = 500MHz$ ، $Z_0 = 100\Omega$ ، $l = 4m$ ، $Z_L = 150\Omega$ أحسب استطاعة الدخل والحمل إذا كان : آ− $\alpha = 0$ ، ب− $\alpha = 0.5dB/m$.

الحل :

$$P_A = \frac{V_G^2}{4Z_0} = \frac{(20)^2}{4\times 100} = 1W$$

من المعادلة (2−39) نجد :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{150-100}{150+100} = \frac{50}{200} = 0.2$$

آ − $Z_G = Z_0$ و $\alpha = 0$ ، P_L و P_{in} تعطى بالمعادلة (2−69) :

$$P_{in} = P_L = P_A\,(1 - |\Gamma_L|^2) = (1)\,(1 - |0.2|^2) = 0.96\ W$$

ب− من أجل $\alpha = 0.5dB/m$ ، $\alpha\, l = 2dB$ أو $0.23Np$.

من المعادلة (2−37) نجد :

$$|\Gamma_{in}| = 0.2\, e^{-2(0.23)} = 0.126$$

P_{in} و P_L تحددان من المعادلة (2−68) ، وهكذا :

$$P_{in} = 0.984W \quad \text{و} \quad P_L = 0.605W$$

الفرق 0.379W يشتت في خط النقل ذي الضياع .نذكر بأنه من أجل $Z_G = Z_0$ فإن تردد المولد لا يدخل في حساب الاستطاعة. على كل حال، إذا كان $Z_G=Z_0$ فإن P_L تكون تابعة لـ βl كما رأينا في المعادلة (2−66).

- **الضياعات المنعكسة والمرتدة Return and Reflection Losses**

نستعمل معاً مصطلحين مترابطين في انعكاس الإشارات وهما الضياع المرتد والضياع المنعكس.

الضياع المرتد يسمى بـ L_R ويعرف كما يلي :

$$L_R = 10 Log \frac{P^+}{P^-} \qquad dB \qquad (70-2)$$

من المعادلة (2−54) لدينا $P^- = |\Gamma|^2 P^+$ ولذلك :

$$L_R = 10 Log \frac{1}{|\Gamma|^2} \qquad dB \qquad (71-2)$$

إذا كان خط النقل عديم الضياع، فإن الضياع المرتد يكون نفسه في أي مكان على طول الخط لاسيما وأن $|\Gamma|$ تكون مستقلة عن المكان. من أجل خط نقل ذي ضياع، فإن L_R تكون تابعة للمكان وذلك من المعادلة (2−36) ، $|\Gamma| = |\Gamma_L| e^{-2\alpha d}$ حيث αd تعطى بالنيبر (Np) . باستعمال المعادلة (2−37) و (2−71) نحصل على علاقة بين الضياع المرتد عند الدخل وقيمته عند الحمل :

$$L_{R_{in}} = L_{R_{Load}} + 2(8.686\,\alpha\, l) \qquad (72-2)$$

حيث l هو طول خط النقل ذو الضياع. هذه المعادلة تبين أن الضياع المرتد للدخل يساوي الضياع المرتد من الحمل بالإضافة إلى التخميد بالديسيبل الناتج عن الخط ذي الضياع. إن مفهوم الضياع المنعكس يستعمل بشكل عام فقط عندما $Z_G = Z_0$ وهو عبارة عن مقياس لانخفاض استطاعة الحمل المعزوة لممانعة الحمل والتي لها قيمة تختلف عن Z_0 وهو :

$$REF.LOSS \equiv 10\ Log\ \frac{P_L(if\ \ Z_L = Z_0)}{P_L\ in\ Z_L} \qquad (73-2)$$

من أجل $Z_G = Z_0$ فإن مقام الكسر يعطى بالمعادلة (2−68) بينما بسط الكسر يساوي $P_A e^{-2\alpha l}$ ولذلك :

$$REF.LOSS \equiv 10\ Log\ \frac{1}{1-|\Gamma|^2} = 10\ Log\ \frac{(SWR+1^2)}{4(SWR)} \qquad (74-2)$$

على سبيل المثال، إذا كان $|\Gamma_L| = 0.707$ وهو يمثل نسبة أمواج مستقرة 5.83 فإن الضياع المنعكس هو 3dB ، والذي يعني أنه من أجل خط نقل عديم الضياع فإن P_L تساوي نصف استطاعة المولد المتوفرة. إن الضياع المنعكس يشير بعض الأحيان إلى ضياع عدم التوافق.

2-5 تحويل الممانعة The Impedance Transformation

في مناقشة الخط المقصور لوحظ أن ممانعة الحمل تصبح لانهائية عند مسافة ربع طول الموجة بدءاً من القصر.

إن القدرة في تغير الممانعة بإضافة طول من خط نقل ذات أهمية بالغة للمهندسين العاملين في المجال الميكروي. في هذا الجزء، تشتق المعادلة العامة لتحويل الممانعة.

- **اشتقاق معادلة تحويل الممانعة**

Derivation of the Impedance Transformation Equation

في القسم السابق، تبين بأن عامل الانعكاس يكون تابعاً للمكان على طول خط النقل المعادلة (2-34) وأن عامل الانعكاس مرتبط بالممانعة بواسطة المعادلة (2-41). وقد تبين أيضاً أن الممانعة يجب أن تكون تابعة للمكان.هذه العلاقة تسمى بمعادلة تحويل الممانعة وسوف تشتق الآن. من المعادلة (2-42) و المعادلة (2-34) :

$$Z = Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = Z_0 \frac{1+\Gamma_L\, e^{-2\gamma l}}{1-\Gamma_L\, e^{-2\gamma l}}$$

وباستعمال المعادلة (2-39) :

$$Z = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{+\gamma d} + (Z_L - Z_0)e^{-\gamma d}}{(Z_L + Z_0)e^{+\gamma d} - (Z_L - Z_0)e^{-\gamma d}}$$

بإعادة ترتيب المصطلحات واستعمال العلاقة التالية :

$$\tanh z = \frac{\sinh z}{\cosh z} = \frac{e^{+z} - e^{-z}}{e^{+z} + e^{-z}} \qquad (2\text{-آ})$$

ينتج معادلة تحويل الممانعة :

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma d} \qquad (2\text{-}75)$$

$$\overline{Z} = \frac{\overline{Z}_L + \tanh \gamma d}{1 + \overline{Z} \tanh \gamma d}$$

حيث $\gamma = \alpha + J\beta$, $\overline{Z} = Z / Z_0$, $\overline{Z}_L = Z_L / Z_0$ إن معادلة التحويل يمكن أن يعبر عنها أيضاً بمصطلح السماحية أي :

$$Y = Y_0 \frac{Y_L + Y_0 \tanh \gamma d}{Y_0 + Y_L \tanh \gamma d}$$

(76−2)

$$\overline{Y} = \frac{\overline{Y}_L + \tanh \gamma d}{1 + \overline{Y}_L \tanh \gamma d}$$

حيث $Y_0 = 1 / Z_0$, $\overline{Y} = Y / Y_0$, $\overline{Y}_L = Y_L / Y_0$

بالاستناد إلى الشكل (2−5) فإن ممانعة أو سماحية الدخل يمكن الحصول عليها بشكل بسيط وذلك بوضع $d=l$. في العديد من الحالات العملية، فإن تخميد الخط يمكن أن يهمل وعند ذلك من المفيد كتابة المعادلة السابقة من أجل حالة عدم الضياع. من أجل $\alpha = 0$ ، $\gamma d = J\beta d$ ومن العلاقة الرياضية :

$$\tanh(x + Jy) = \frac{\tanh x + J \tan y}{1 + J \tanh x \tan y}$$ (2−ب)

حيث tanhγd تصبح Jtanβd . وهكذا من أجل خط نقل عديم الضياع يكون :

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + JZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + JZ_L \tan \beta d}$$ (77−2)

$$\overline{Z} = \frac{\overline{Z}_L + J \tan \beta d}{1 + J\overline{Z}_L \tan \beta d}$$

$$Y = Y_0 \frac{Y_L + JY_0 \tan \beta d}{Y_0 + JY_L \tan \beta d}$$

(78−2)

$$\overline{Y} = \frac{\overline{Y}_L + J \tan \beta d}{1 + J\overline{Y}_L \tan \beta d}$$

معادلات التحويل هذه هامة جداً. الأمثلة التالية تبين كيف أن طولاً صغيراً من خط نقل عديم الضياع يمكن أن ينتج تغيراً كبيراً في الممانعة.

2-6 أمثلة على تحويل الممانعة
Examples of the Impedance Transformation

في هذا القسم، نتفحص عدة حالات خاصة لتحويل الممانعة. كل هذه النتائج الحاصلة تطبق بشكل مباشر على تصميم عدة مشاكل ميكروية. نعتبر أولاً حالات خط النقل عديم الضياع.

2-6-1 تحويلات الممانعة لخط نقل عديم الضياع
Impedance Transformation on a Lossless Line

من أجل $\alpha = 0$ ، فإن تحويلات الممانعة والسماحية تعطى بالعلاقات (2-77) و (2-78).
دعنا الآن نحلل بعض الحالات الخاصة لهذه المعادلات:

- **خط نقل بطول نصف طول الموجة The Half-Wavelength Line**

الشكل (2-5) يبين خط نقل موصول بممانعة حمل Z_L . إذا كان طول الخط من مضاعفات نصف طول الموجة ($l = n\lambda/2$) ، n أي عدد موجب وصحيح، فإن ممانعة الدخل تساوي إلى Z_L . هذا يمكن أن نراه بوضع ($\beta l = n\pi$) في المعادلة (2-77) . هذه النتيجة يمكن أن تعمم إلى أي نقطتين مفصولتين بمضاعفات نصف طول الموجة. حيث أن $\tan(\beta d + n\pi) = \tan \beta d$ ، والممانعة تعيد نفسها كل نصف طول الموجة على الخط العديم الضياع.
هناك حالة هامة لخط بطول نصف طول الموجة تحدث عندما $Z_G = Z_L$ حيث كلتاهما حقيقيتان. بفرض $Z_0=100\Omega$ ، $Z_L = Z_G = 20\Omega$ ، من المعادلة (2-49) فإن نسبة الأمواج المستقرة على طول الخط تكون من 5 إلى 1 مع $l = n\lambda/2$ ، $Z_{in} = Z_L = 20\Omega$ وبذلك كل الاستطاعة المتوفرة للمولد تسلم لممانعة الحمل عبر الخط العديم الضياع.

وهكذا، بالرغم من حقيقة أن الأمواج المستقرة تتواجد على الخط، فإن الاستطاعة الأعظمية تستهلك في الحمل. هذه الأمواج تمثل تخزيناً للقدرة الكهربائية والمغناطيسية والتي تشبه دارة L-C . هذه الوضعية أشرنا إليها في الفقرة (2-4-3).

- **خط نقل بطول ربع طول الموجة The Quarter-Wavelength Line**

تفرض الآن بأن خط النقل المبين في الشكل (2-5) عبارة عن مضاعفات فردية لربع طول

الموجة مع : $l = (2n-1)\lambda/4$ ، n عدد صحيح موجب ، $\tan\beta l \to \infty$

والمعادلة (2−77) تختصر إلى :

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad , \quad \overline{Z}_{in} = \frac{1}{Z_L} \qquad (2-79)$$

هذه المعادلة تبين بأن خط النقل بطول ربع طول الموجة يحول القيمة العظمى (الصغرى) لممانعة الحمل إلى قيمة صغرى (عظمى) عند الدخل .أيضاً، إن الحمل التحريضي (السعوي) يتحول إلى ممانعة دخل سعوية (تحريضية). الأكثر من ذلك، إذا كانت Z_L عبارة عن دارة رنين تسلسلية، فإن Z_{in} تسلك سلوك دارة رنين تفرعية أو العكس بالعكس.

إن خط النقل الذي طوله ربع طول الموجة يدعى غالباً بعاكس الممانعة ولذلك يقلب ممانعة الحمل المنسوبة. أيضاً يشار إليه كمحول ربع طول الموجة ولاسيما من أجل Z_L حقيقية وبالتالي يتصف بكل خواص المحول المثالي. الشكل (2−10) يظهر الدارة المكافئة من أجل قيم معينة لـ Z_0 و Z_L .

من أجل قيم معطاة، فإن نسبة الأمواج المستقرة على طول الخط تكون 5. في هذا المثال، $Z_L < Z_0$ ولذلك فإن الجهد الأصغري والتيار الأعظمي يتواجدان عند الحمل.

إن القيم أعطيت في الجزء (أ) من الشكل (2−10). من المعادلة (2−79)، فإن ممانعة الدخل تكون مساوية لـ 500Ω . ولذلك، فإن الخط العديم الضياع بطول ربع طول الموجة يسلك سلوك محول مثالي مع نسبة التحويل $n_t = 5$ ، وهي قيمة نسبة الأمواج المستقرة.

من أجل $Z_L > Z_0$ فإن الخط يكافئ محول مع $n_t < 1$ أو $N_1 < N_2$.

إن محول ربع الموجة مفيد جداً في توفيق الحمل الأومي مع المولد والذي هو الشرط الضروري لتقديم كل الاستطاعة المتوفرة في المولد إلى الحمل. إذا كانت ممانعة المولد حقيقية، عندئذ Z_{in} يجب أن تساوي R_G من أجل نقل أعظمي للاستطاعة.

بحل المعادلة (2−79) من أجل Z_0 عندما يكون الحمل أومي ($Z_L = R_L$) نحصل على

الممانعة المميزة من أجل خط نقل بطول ربع طول الموجة :

$$Z_0 = \sqrt{R_G R_L} \qquad (2-80)$$

- **خط نقل مقصور النهاية The Short-Circuited Line**

عندما نقصر خط نقل عديم الضياع عند طرف الحمل يكون لدينا $Z_L = 0$ ومن المعادلة

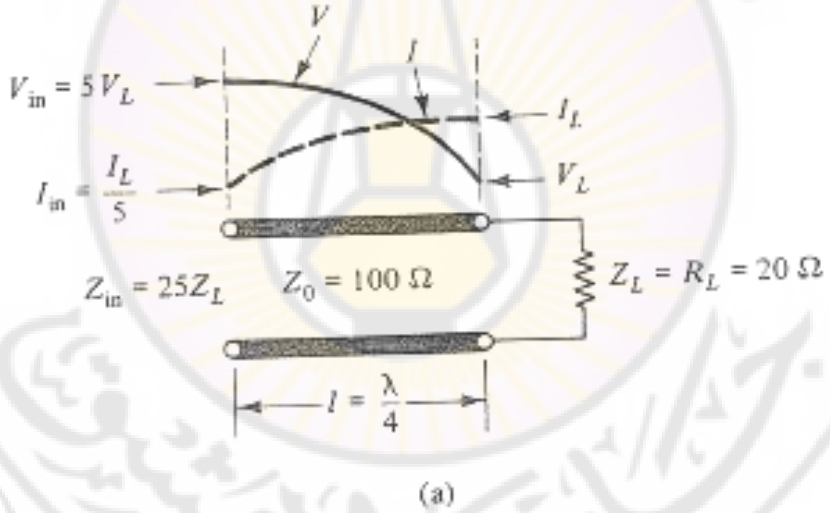
(2−77) يمكننا أن نجد ممانعة الدخل مساوية إلى :

$$Z_{in} = JX_{in} = JZ_0 \tan \beta l$$
$$\overline{Z}_{in} = J\overline{X}_{in} = J \tan \beta l \qquad (2-81)$$

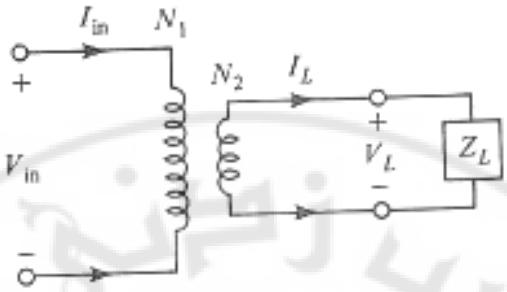
الشكل (2−11) يبين رسماً لمفاعلية الدخل المنسوبة بدلالة βl والذي هو ببساطة عبارة عن تابع الظل. من أجل $(l < \lambda/4)$ $\beta l < \pi/2$، فإن ممانعة الدخل تكون تحريضية وعندئذ تكون X_{in} موجبة وهكذا $X_{in}=\omega L_{eq}$ ومنها :

$$L_{eq} = \frac{X_{in}}{\omega} = \frac{Z_0}{\omega} \tan \beta l \qquad (2-82)$$

حيث L_{eq} التحريض المكافئ لخط نقل مقصور مع $l < \lambda/4$.



الشكل 2−10−أ: محول ربع طول الموجة ودارته المكافئة عندما $Z_L = R_L$.



$$\text{Turns ratio} = n_t = \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_{in} = n_t V_L \qquad I_{in} = \frac{I_L}{n_t}$$

$$Z_{in} = n_t^2 Z_L \qquad P_{in} = P_L$$

(b)

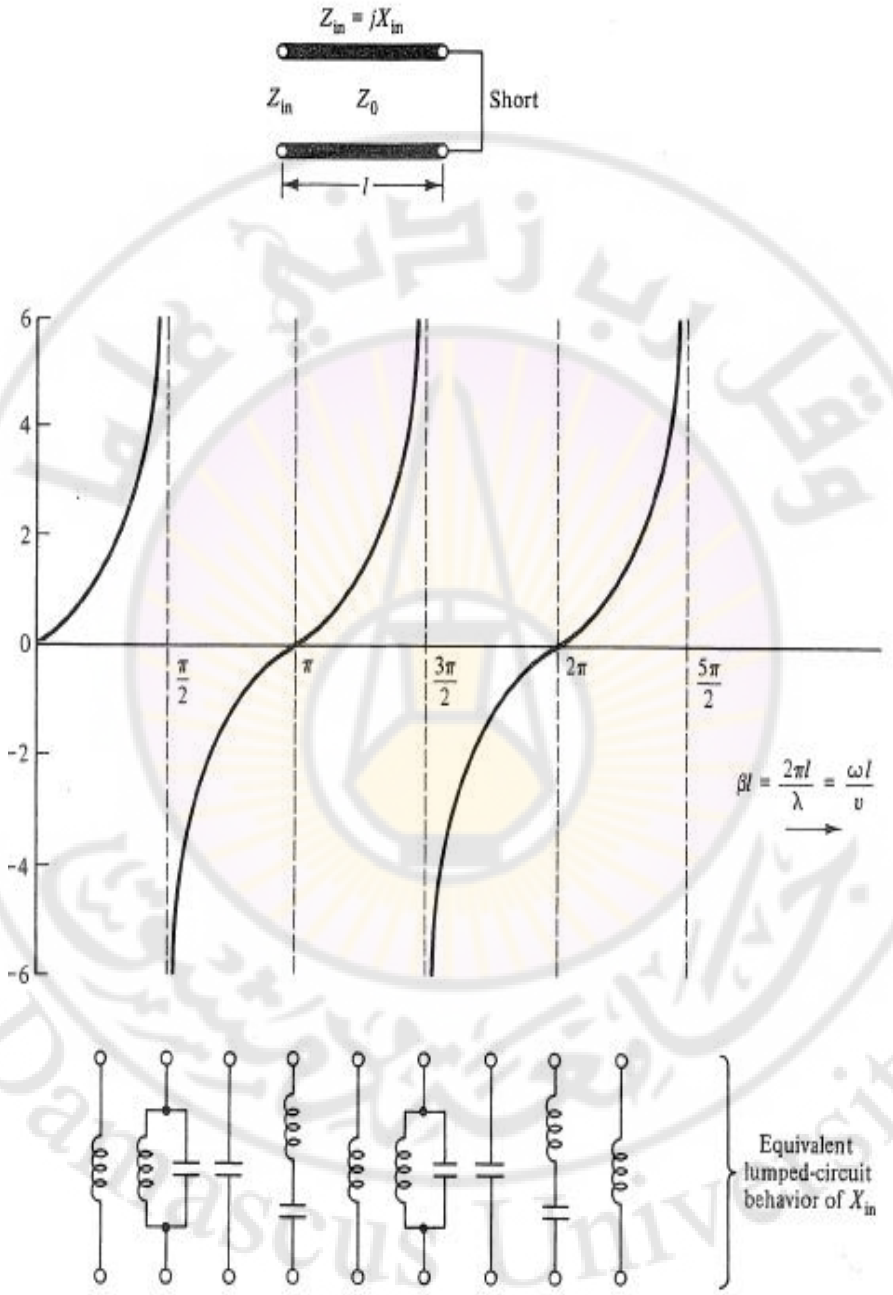
الشكل 2−10−ب: محول ربع طول الموجة ودارته المكافئة عندما $Z_L = R_L$.

من أجل ($l < 0.08\lambda$) $\beta l < 0.5$ rad فإن $\tan \beta l \approx \beta l$ والمعادلة السابقة تختصر إلى:

$$L_{eq} \approx \frac{Z_0 l}{v} = L' l \qquad (H) \qquad (83-2)$$

إن النتيجة التحريضية لخط نقل مقصور تظهر منطقياً كما في الشكل (2−11).

عندما $(\pi/2) < \beta l < \pi$ فإن X_{in} تكون سالبة وعندئذ تكون ممانعة الدخل سعوية. الأكثر من ذلك، إذا كان ($l = \lambda/4$ $\beta l = \pi/4$) فإن ممانعة الدخل تكون لانهائية (دارة مفتوحة). بينما من أجل ($\beta l = \pi$) $l = \lambda/2$ ، تكون صفراً (دارة قصر).



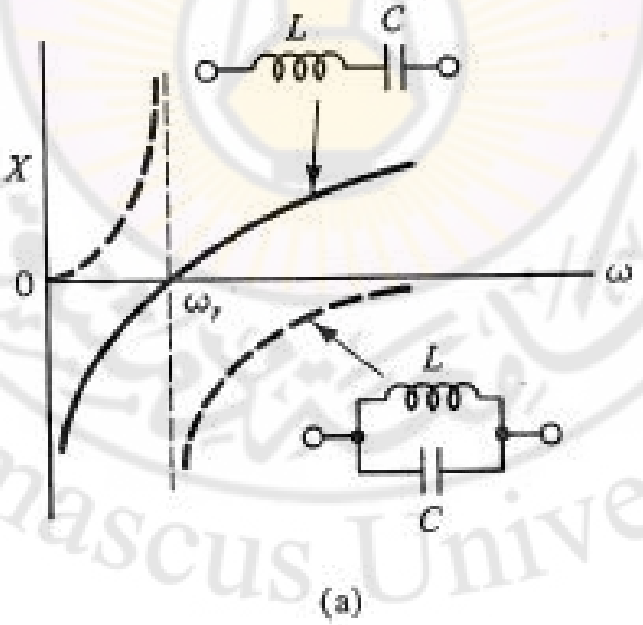
الشكل 2−11 : مفاعلية الدخل المنسوبة بدلالة βl لخط نقل عديم الضياع.

كما ناقشنا سابقاً فإن خواص هذه للممانعة تعيد نفسها كل نصف طول الموجة. من أجل طول ثابت l فإن الخصائص المبينة بالشكل (2−11) تظهر تغير المفاعلية مع التردد حيث $\beta l=\omega l/v$. بجوار $\beta l=\pi/2$ و π فإن سلوك الدارة المقصورة يكون مشابهاً لدارة الرنين L-C . إن مقارنة المفاعلية مع الخواص الترددية لدارات L-C الشكل (2−12−أ) تقود إلى التكافؤات التالية :

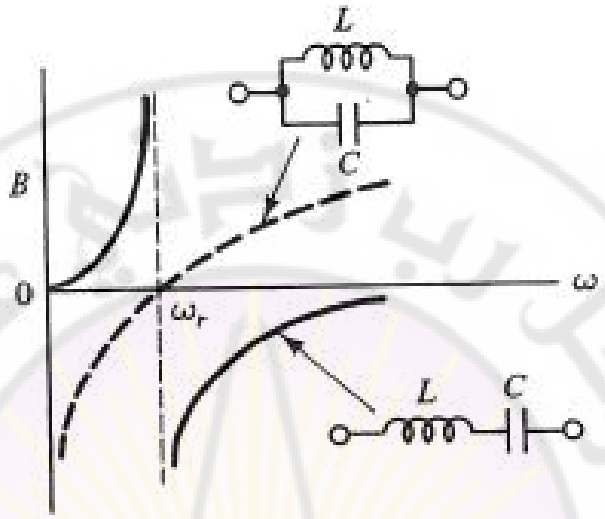
1− عند الترددات التي بجوار $\beta l < (2n-1)\,\pi/2$ (عدد فردي من ربع طول الموجة) ، الخط المقصور يسلك سلوك دارة رنين تفرعية.

2− عند الترددات التي بجوار $\beta l < n\,\pi$ (عدد صحيح من أنصاف طول الموجة) ، الخط المقصور يسلك سلوك دارة رنين تسلسلية. هذه الخواص تستخدم في تصميم مرشحات تمرير الحزمة ومنع الحزمة في الترددات الميكروية.

من الجدير بالذكر إن خط النقل المقصور يملك عدداً غير منته من حالات الرنين وهذا يسبب مشكلة كبيرة لمصمم المرشح.



الشكل 2−12−أ : تغير التردد للمفاعلية والسماحية لدارة رنين تسلسلية وتفرعية ($\omega_r = (1/\sqrt{LC})$.



(b)

الشكل 2−12−ب : تغير التردد للمفاعلية والسماحية لدارة رنين تسلسلية وتفرعية ($\omega_r = (1/\sqrt{LC})$.

- **خط نقل مفتوح النهايةThe Open-Circuited Line**

عندما يكون خط نقل عديم الضياع مفتوح النهاية عند طرف الحمل يكون لدينا $Y_L = 0$ ومن المعادلة (2−78) يمكننا أن نجد سماحية الدخل مساوية إلى :

$$Y = JB_{in} = JY_0 \tan \beta l$$
$$\bar{Y}_{in} = J\bar{B}_{in} = J \tan \beta l \qquad (84-2)$$

حيث أن ممانعة الدخل تساوي سماحية الدخل :

$$Z_{in} = -J\, Z_0 \cot \beta l \qquad (85-2)$$

الشكل (2−13) يبين رسماً للسماحية الردية للدخل المنسوب بدلالة βl والذي هو ببساطة عبارة عن تابع الظل. من أجل ($l < \lambda/4$) $\beta l < \pi/2$، فإن ممانعة الدخل تكون سعوية وعندئذ تكون B_{in} موجبة وهكذا $Bin = \omega C_{eq}$ حيث أن C_{eq} تعطى بالعلاقة :

$$C_{eq} = \frac{B_{in}}{\omega} = \frac{Y_0}{\omega} \tan \beta l \qquad (86-2)$$

حيث C_{eq} السعة المكافئة لخط نقل مفتوح مع $l < \lambda/4$.

من أجل $l < 0.08\lambda$) $\beta l < 0.5$ rad فإن $\tan \beta l \approx \beta l$ والمعادلة السابقة تختصر إلى :

$$C_{eq} \approx \frac{Y_0 l}{v} = \frac{l}{Z_0 v} = C'l \qquad (F) \qquad (87-2)$$

حيث أن C_{eq} مستقلة عن التردد فقط عندما تكون $\beta l < 0.5$ rad وكذلك الأمر بالنسبة إلى L_{eq} لخط مقصور. يتبين أن النتيجة السعوية من أجل خط نقل مفتوح النهاية صحيحة لاسيما أن الرسم الموضح في الشكل (2−13) يشبه سعة (ناقلين مفصولين بواسطة عازل). في المنطقة $(\pi/2) < \beta l < \pi$ فإن الدخل يكون تحريضي لاسيما أن B_{in} تكون سالبة أيضاً.

$Yin = 0$(دارة مفتوحة) عندما l يكون عبارة عن مضاعفات نصف طول الموجة.

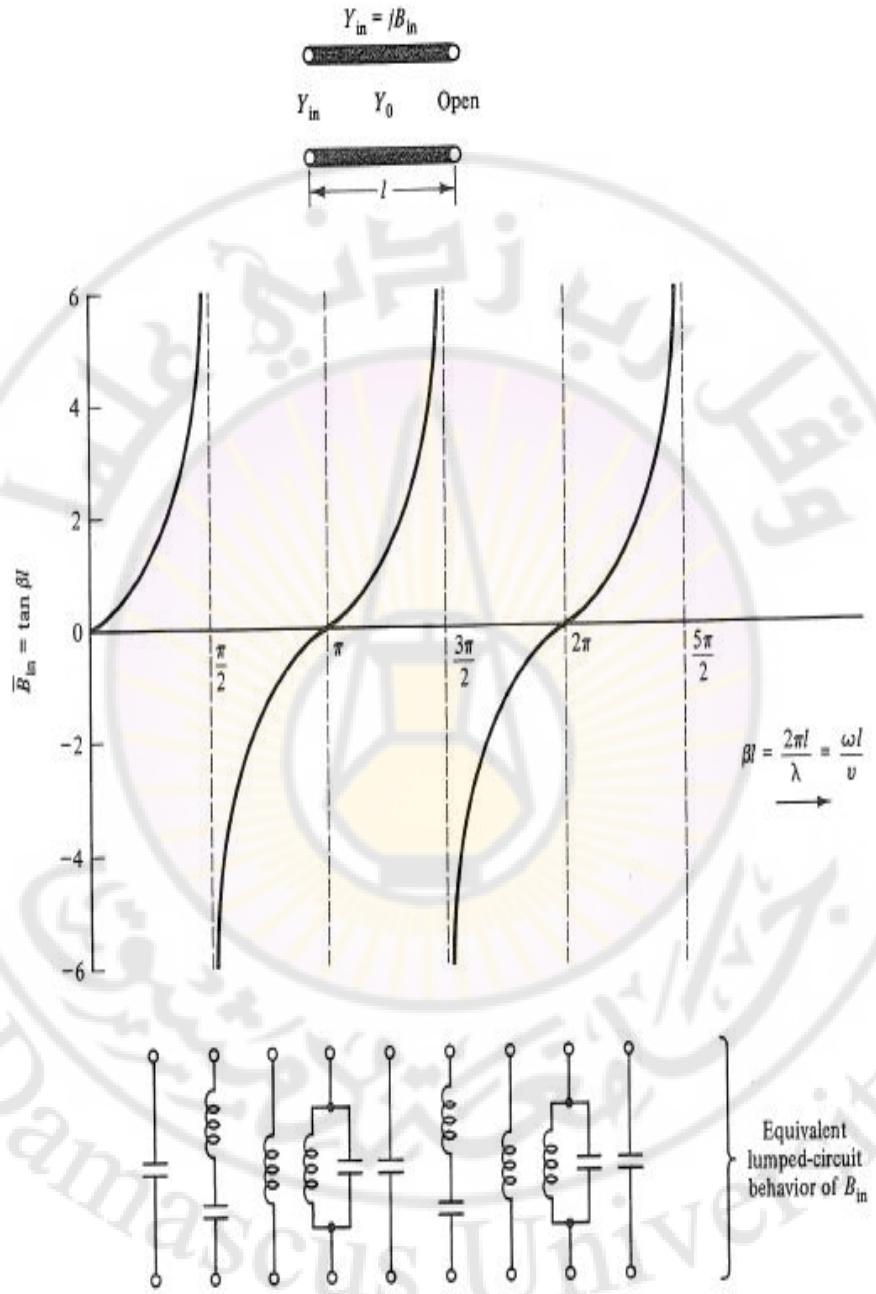
$Y_{in} = \infty$ (دارة قصر) عندما l يكون عبارة عن مضاعفات فردية لـ $\lambda/4$.

بمقارنة B_{in} مع βl بجوار $\pi/2$, π للسماحية الردية مع الخصائص الترددية لدارات L-C البسيطة الشكل (2−12−ب) تقود إلى التكافؤات التالية :

1− عند الترددات التي بجوار $\beta l < (2n-1)\pi/2$ (عدد فردي من ربع طول الموجة) ، الخط المفتوح يسلك سلوك دارة رنين تسلسلية.

2− عند الترددات التي بجوار $\beta l < n\pi$ (عدد صحيح من أنصاف طول الموجة) ، الخط المفتوح يسلك سلوك دارة رنين تفرعية.

هذه الخواص تستخدم في تصميم المرشحات الميكروية . الخطوط المقصورة والمفتوحة يمكن نمذجتها بعدد لانهائي من دارات الرنين L-C .تمرير الحزمة ومنع الحزمة في الترددات الميكروية. من الجدير بالذكر إن خط النقل المقصور يملك عدداً غير منته من حالات الرنين وهذا يسبب مشكلة كبيرة لمصمم المرشح.



الشكل 2-13: السماحية الردية للدخل المنسوب إلى βl لخط نقل عديم الضياع

- **تحديد Z_0 ، βl لخط نقل عديم الضياع**

Determining Z_0 and βl for a Lossless Line

غالباً ما نهتم بتحديد الممانعة المميزة وثابت الطور لخط نقل قليل الضياع ويمكن الحصول على هذه القيم عند تردد ما بدءاً من قياسين لطول ثابت من خط نقل l . فعند قصر الحمل نقيس ممانعة الدخل المسماة Z_{SC} بعد ذلك نقيس ممانعة الدخل عند نزع الحمل (دارة مفتوحة) المسماة Z_{OC} . Z_{SC} و Z_{OC} تعطى بالعلاقات (2−81) و (2−85) وبالحل بالنسبة لـ Z_0 و βl ينتج:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{SC} Z_{OC}}$$

$$\beta l = \arctan \sqrt{-\frac{Z_{SC}}{Z_{OC}}} \qquad (2-88)$$

من أجل خط عديم الضياع فإن كلاً من Z_{SC} و Z_{OC} تكون ردية ولكن بإشارة معاكسة.

إذاً الممانعة تعيد نفسها كل نصف طول الموجة ويوجد عدد لانهائي من الحلول من أجل βl .

2−6−2 تحويل الممانعة لخط نقل ذي ضياع

Impedance Transformation on a Lossy Line

من أجل $\alpha \neq 0$ فإن تحويل الممانعة والسماحية يعطى بالعلاقات (2−75) و (2−76) ويمكن أن نعتبر الأمثلة الثلاثة التالية :

- **خط نقل مقصور النهايةThe Short-Circuited Line**

من أجل $Z_L = 0$ ، المعادلة (2−75) تختصر إلى $Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha d + \beta d)$.

باستعمال العلاقة (2−ب) ووضع $d = l$ ، فإن ممانعة الدخل يمكن أن تكتب :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) + J \tan(\beta l)}{1 + J \tanh(\alpha l) \tan(\beta l)} \qquad (2-89)$$

إذا كان $\alpha = 0$ و $\beta l = n\pi$ ، عند ذلك $Z_{in} = 0$ كما شرحنا سابقاً.

على كل حال، إذا كان الخط ذا ضياع، فإن ممانعة الدخل تكون محدودة. من أجل $\alpha \neq 0$ والخط المقصور عبارة عن عدد صحيح من أنصاف طول الموجة فإن :

$$Z_{in} = Z_0 \tanh \alpha l \approx Z_0 \alpha l \qquad \Omega \qquad (90-2)$$

إذا كان الخط يمثل عدداً فردياً من ربع طول الموجة، $\tan \beta l \to \infty$. من أجل خط نقل عديم الضياع، هذا يعطي دارة مفتوحة عند الدخل. ومن أجل خط ذي ضياع فإن المعادلة (2−89) تختصر إلى :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\tanh \alpha l} \approx \frac{Z_0}{\alpha l} \qquad \Omega \qquad (91-2)$$

في المعادلتين السابقتين، العلاقات المقربة تصلح من أجل $\alpha l < 0.5\ Np$. من أجل الحالتين المعتبرتين هنا فإن ممانعة الدخل تكون محدودة وحقيقية.

- **خط نقل مفتوح النهايةThe Open-Circuited Line**

يمكن استنتاج علاقات مشابهة من أجل خط ذي ضياع مفتوح النهاية. في هذه الحالة $Y_L = 0$ ومن المعادلة (2−76) مع $d=l$ فإن سماحية الدخل تصبح $Y_{in} = Y_0 \tanh(\alpha d + \beta d)$.

من أجل $\beta l = n\pi$ ، عندئذ تكون سماحية الدخل محدودة وحقيقية وتعطى بالعلاقة :

$$Y_{in} = Y_0 \tanh(\alpha d + \beta d) \approx Y_0 \alpha l = \frac{\alpha l}{Z_0} \qquad 1/\Omega \qquad (92-2)$$

من ناحية أخرى إذا كان $\beta l = (2n-1)\pi/2$ ، فإن سماحية الدخل تعطى بالعلاقة :

$$Y_{in} = \frac{Y_0}{\tanh \alpha l} \approx \frac{Y_0}{\alpha l} = \frac{1}{Z_0 \alpha l} \qquad 1/\Omega \qquad (93-2)$$

حيث : $Z_{in} = 1/Y_{in}$

هذه النتائج هي نفسها كما في المعادلات (2−91) و (2−90) بالتتالي .

- **الخط المقصور كملف The shorted line as inductor**

إن ممانعة الدخل لخط نقل عديم الضياع مقصور النهاية يعطى بالعلاقة (2−81). من أجل $l < \lambda/4$ ، فإن الدخل يكون تحريضي بحت. إن أي قيمة لمفاعلية تحريضية، مهما كان كبرها، تحقق ببساطة باختيار βl وهكذا فإن $Z_0 \tan \beta l$ تعطي القيمة المرغوب بها. الأكثر من ذلك، إن المفاعلية التحريضية تحقق بدون مرافقة قسم أومي.

2−7 مخطط سميث The Smith Chart

نعطي في هذا القسم بعض الإجراءات البيانية من أجل حل مسائل تحويل الممانعة. إن التقنية التي تستخدم مخططاً خاصاً للممانعة والسماحية طورت من قبل P.H.Smith. في الحياة العملية، دارات الترددات العالية غالباً ما تحتوي على خطين أو أكثر من خطوط النقل والحاوية على عناصر تسلسلية وتفرعية. إن تقنية مخطط سميث يمكن أن تقلل بشكل ملحوظ العمليات الرقمية والجبرية المتطلبة لحل هذه المسائل. طبعاً يمكن أيضاً تطوير برامج حاسوبية لحل دارات خطوط النقل وفي هذه الحالات فإن تحليل مخطط سميث مفيد في التحقق من صلاحية حلول الحاسوب.

2−7−1 مبادئ مخطط سميث The Basis of the Smith Chart

إن مخطط سميث صمم بشكل خاص كمخطط بياني للممانعة والسماحية من أجل الاستعمال في حل مسائل خطوط النقل وهكذا فإنه يحتوي على زوج من الإحداثيات لرسم القيم العقدية للممانعة والسماحية. وله فوائد عديدة منها :

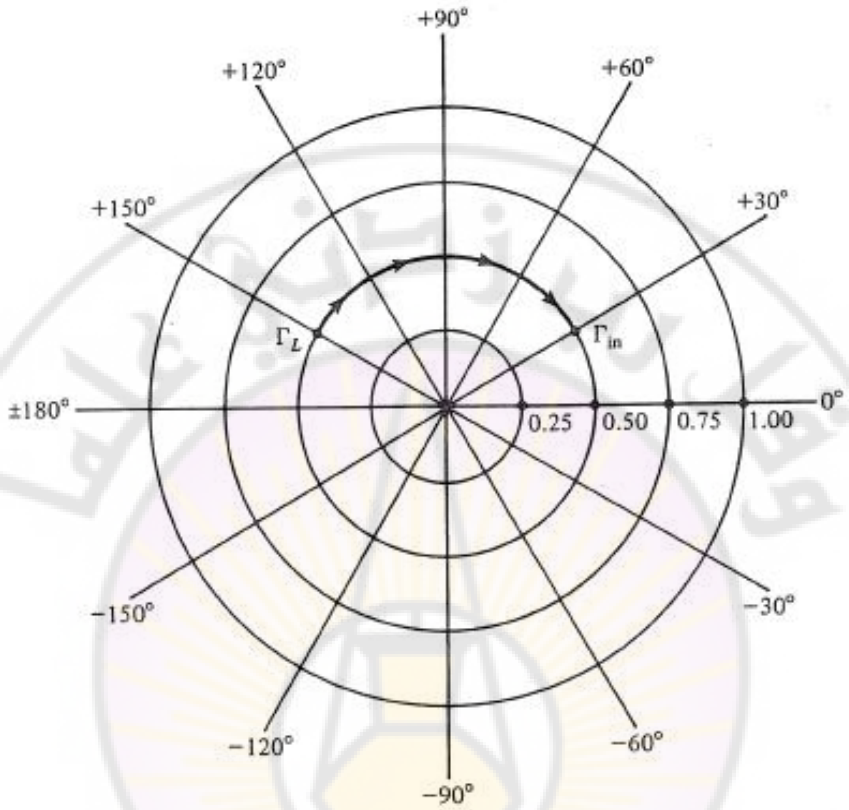
أولاً : كل القيم الممكنة للممانعة والسماحية يمكن أن تعين على مخطط سميث.

ثانياً : يعتبر المخطط كطريقة سهلة في تحويل الممانعة إلى سماحية والعكس بالعكس.

ثالثاً : والأكثر أهمية، إن مخطط سميث يعطي طريقة بيانية سهلة من أجل تحديد تحويل الممانعة المعزوة إلى طول ما من خط نقل.

لفهم مخطط سميث، نعتبر نظام الإحداثيات القطبية المبين بالشكل (2−14). وكاصطلاح الزوايا الموجبة رسمت بعكس عقارب الساعة. من أجل أي ممانعة غير فعالة أي : ($\mathrm{Re}\, Z \geq 0$) و Z_0 حقيقية، فإن مطال عامل الانعكاس أقل أو يساوي الواحد.

وهكذا كل القيم الممكنة لـ Γ يمكن أن ترسم على المخطط القطبي والذي نصف قطره الأعظمي يساوي الواحد الشكل (2−14).



الشكل 2−14 : المخطط القطبي من أجل رسم عوامل الانعكاس العقدية.

ويمكن بسهولة أن يزود قيم عامل الانعكاس من أجل كل الممانعات بدءاً من دارة القصر ($\Gamma = 1\angle 180^\circ$) وحتى الدارة المفتوحة ($\Gamma = 1\angle 0^\circ$) . إن تغير عامل الانعكاس المعزو لطول ما من خط نقل (المعادلة 2−37) يمكن تحديده بسهولة على المخطط القطبي وبشكل خاص إذا كان الخط عديم الضياع. نعتبر ممانعة الحمل $Z = (17.7 + J11.8)\Omega$ موصولة إلى خط نقل عديم الضياع ممانعته المميزة 50Ω وبطول $l=\lambda/2$.

من المعادلة (2−39) $\Gamma_L = 0.5 \angle 150^\circ$ حيث رسمت في الشكل (2−14)، إن عامل انعكاس الدخل يمكن أن يحدد من المعادلة (2−37).

من أجل ($\Gamma_L = 0.5\angle 150^\circ - 120^\circ , \alpha = 0$) ، حيث $2\beta l = 2\pi/3$ rad أو 120° .

ويمكن الحصول على نفس النتيجة بيانياً باستعمال المخطط القطبي، بما أن $|\Gamma_{in}| = |\Gamma_L|$ من أجل خط عديم الضياع، ندور ببساطة مع عقارب الساعة بدءاً من النقطة Γ_L على الدائرة التي نصف قطرها 0.5 زاوية مقدارها 120°(بمقدار $2\beta l$) كما هو مشار إليه في الشكل(2−14).

إن عامل الانعكاس في أية نقطة أخرى من الخط يمكن الحصول عليه بالدوران مع عقارب الساعة $2\beta l$ حيث l المسافة من الحمل إلى النقطة المعتبرة. وبالعكس إذا كانت Γ معروفة، فإن Γ_L يمكن الحصول عليها بالدوران عكس عقارب الساعة $2\beta l$.

المثال السابق يظهر أن الحل البياني لمعادلة تحويل عامل الانعكاس بسيط جداً. كل هذا يحتاج فقط لمنقلة ومسطرة فقط. هذا مفيد جداً عدا أنه في معظم الحالات تحتاج لتحويل الممانعة. في هذا المثال، Z_0, Z_L أعطيت والمعادلة (2−39) استخدمت للحصول على Γ_L . مع Γ في أي نقطة أخرى تحدد بيانياً، وهي تطابق ممانعة يمكن أن تحسب بمساعدة المعادلة (2−41).

يمكن بشكل طبيعي أن نتساءل " كيف يمكن تجنب هذه الحسابات ؟" وبكلمة أخرى، كيف يمكن أن تحل بيانياً لتحويل الممانعة بشكل كامل؟ الجواب يكون ببساطة إزاحة كل نقطة على المخطط القطبي لعامل الانعكاس وذلك بقيمة المانعة المنسوبة المكافئة. وهذا يتم بالمعادلة (2−42) والتي يمكن أن تكتب كما يلي :

$$\frac{Z}{Z_0} = \bar{Z} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad , \quad \frac{Y}{Y_0} = \bar{Y} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \qquad (2-94)$$

على سبيل المثال، ($\Gamma = 1 \angle 180^\circ$) يكافئ إلى $\bar{Z} = 0$ بينما ($\Gamma = 1 \angle 0^\circ$) يكافئ إلى $\bar{Z} = \infty$ ، دارة مفتوحة.

أيضاً، ($\Gamma = 0.5 \angle 180^\circ$) تتحول إلى $\bar{Z} = 1/3$ بينما($\Gamma = 0.5 \angle 0^\circ$) تكافئ إلى $\bar{Z} = 3$. الشكل (2−15) يبين قيم ممانعات منسوبة أخرى تطابق إلى بعض قيم Γ . ويمكن حساب قيم عديدة لـ $\bar{Z}$ باستعمال المعادلة (2−94).

إذا كانت كل نقاط $\bar{Z}$ لها نفس القسم الحقيقي فإنها توصل مع بعضها، والنتيجة سوف تشبه القسم (أ) من الشكل (2−16) . هذه الدوائر تسمى دوائر المقاومة الثابتة. نذكر بأن كل هذه الدوائر تمر من نقطة الممانعة النهائية.

لدوائر الخارجية هي $\bar{R} = 0$ وكل قيم الممانعات الواقعة عليها ذات قيمة ردية بحتة.(المجال

يبدأ من 0 إلى $\pm J\infty$) . وهذا يتوافق مع الحقيقة بأن المفاعلية البحتة $|\Gamma|=1$ ، وهي الدوائر الخارجية على المخطط .

بتجميع كل النقاط التي لها نفس قيم القسم التخيلي $(\mathrm{Im}\,\overline{Z})$ ينتج لدينا الخطوط المبينة في القسم (ب) من الشكل (2−16).

هذه الخطوط تدعى خطوط الفاعلية الثابتة وفي الحقيقة هي عبارة عن أجزاء دوائر. إن الخط $\overline{X}=0$ هو الخط الأفقي ما بين النقاط (0) و اللانهاية. وهو خط المقاومة لإحداثية الممانعة، مع قيم المحال من $\overline{R}=0$ عبر $\overline{R}=1$ (مركز المخطط) إلى $\overline{R}=\infty$.

إن شبكة الممانعة مؤلفة من جمع المقاومة الثابتة وخطوط المفاعلية الثابتة وهذا ما يدعى بمخطط سميث.

هذا المخطط طور بواسطة P.H Smith ، أساسياً هو عبارة عن مخطط قطبي لعامل الانعكاس وعليه وضعت شبكة الممانعات المنسوبة. المعادلة (2−94) تزودنا بعلاقة التحويل من إحداثيات Γ إلى إحداثيات $\overline{Z}$. نذكر بأن دورة كاملة حول المخطط تساوي نصف طول الموجة حيث أن $d = \lambda/2$ ، $2\beta l = 2\pi$ rad أو 360° . بالاستناد إلى الشكل (2−17) فإن القسم العلوي يعبر عن منطقة المفاعلية الموجبة، والذي يعني بأن قيم الممانعة لها مركبة تحريضية. القسم السفلي (مفاعلية سالبة) يعبر عن الممانعات مع مركبة سعوية.

في أعلى المخطط يوجد كلمات "إحداثيات الممانعة والسماحية Impedance or admittance coordinates" السبب في ذلك أن مخطط سميث يمكن أن يستعمل أيضاً مع إحداثيات السماحية المنسوبة.

من أجل أي قيمة لـ $\overline{Z}$ فإن السماحية المنسوبة المكافئة $\left(\overline{Y}=Y/Y_0\right)$ تنتج بالدوران 180° على نفس دائرة Γ ، حيث أن إضافة 180° إلى Γ (هذا يغير الإشارة) $\overline{Z}$ إلى $\overline{Y}$. ويمكن أن نرى ذلك من المعادلة (2−94).

عندما نستعمل إحداثيات السماحية فيجب علينا أن نتذكر :

1− إن النقطة $\overline{Y}=0$ تطابق إلى دارة مفتوحة بينما النقطة $\overline{Y}=\infty$ تطابق إلى دارة قصر.

2− إن إحداثيات المقاومة تصبح إحداثيات الناقلية وإحداثيات المفاعلية الردية تصبح إحداثيات السماحية الردية .

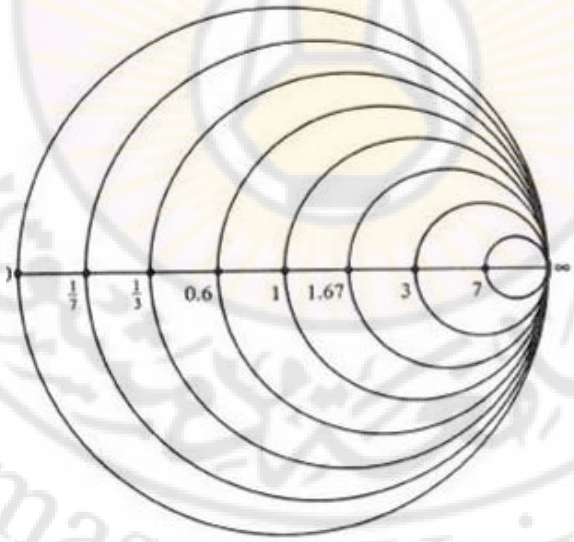
نذكر بأن قيمة السماحية الردية الموجبة (في القسم العلوي للمخطط) تمثل المركبة السعوية بينما القيمة السالبة تشير إلى المركبة التحريضية وهذا مشار إليه على المخطط.

3- عندما نستعمل إحداثيات السماحية، فإن زاوية عامل الانعكاس يجب أن تدور بمقدار 180°. وهذا يمكن أن ينجز بطرح 180° من القيم التي في القسم العلوي وإضافة 180° للقيم التي في القسم السفلي. نذكر بأنه يوجد تدريجان لطول الموجة على محيط المخطط، أحدهما يسمى طول الموجة نحو المولد (WTG) والآخر طول الموجة نحو الحمل (WTL) .

التدريج الأول يستعمل عندما نحدد ممانعة عند نقطة قريبة من الدخل بالنسبة لممانعة معروفة.هذا الدوران باتجاه عقارب الساعة يشير إلى التحرك باتجاه المولد مع فرض أن المولد موصول إلى الحمل.

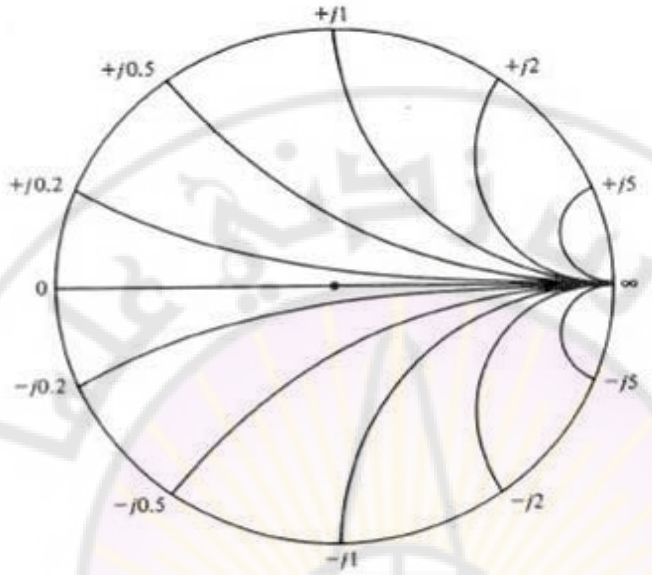
التدريج الثاني يستعمل لتحديد ممانعة بالقر ب من الحمل بالنسبة لممانعة معروفة.إن الدوران باتجاه عكس عقارب الساعة يشير إلى الدوران نحو الحمل .

الأمثلة التالية توضح الإجراءات البيانية من أجل تحديد تحويل الممانعة والسماحية المعزوة لطول من خط نقل بالإضافة إلى الفوائد الأخرى من مخطط سميث.



(a) Constant resistance circles

الشكل 2-16-أ : دوائر المقاومة الثابتة وخطوط المفاعلية الثابتة .



(b) Constant reactance lines

الشكل 2−16−ب : دوائر المقاومة الثابتة وخطوط المفاعلية الثابتة .

<u>مثال 2−4 :</u>

خط نقل عديم الفقد طوله 5.2Cm، ممانعته المميزة 100Ω موصول بممانعة حمل قيمتها $Z_L = 30+J50\Omega$ المطلوب :

أ− أحسب $|\Gamma_L|$ ، Φ_L ، SWR على طول الخط.

ب −حدد الممانعة والسماحية عند الدخل وعند النقطة 2.0Cm بدءاً من طرف الحمل مع العلم أن تردد الإشارة 750MHz و $\lambda = \lambda_0$.

الحل :

أ − نرسم ممانعة الحمل على مخطط سميث الشكل (2−17):

$$\overline{Z} = Z_L = 0.30 + J\,0.50$$

وهذا يتم بالبدء من النقطة 0.30 على محور المقاومة والتحرك باتجاه القسم العلوي للمفاعلية حتى القيمة 0.50 على نفس دائرة المقاومة الثابتة. بعد ذلك، نرسم دائرة مركزها ($\overline{Z} = 1$) مركز المخطط ونصف قطرها يساوي المسافة ما بين $\overline{Z} = 1$ و $\overline{Z}_L$.

هذا موضح على الشكل ويشار إليها بأنها دائرة (SWR). وهذه في الحقيقة دائرة $|\Gamma|$ الثابتة من أجل قيمة معطاة لممانعة الدخل. إن النقطة $\overline{Z}_L$ على مخطط سميث تطابق إلى القيمة Γ_L على المخطط القطبي. ومنها زاوية سلم عامل الانعكاس تعني قيمة Φ_L (في هذه الحالة 120°) يحصل عليها من المخطط كما هو مبين بالشكل.

إن قيمة $|\Gamma_L|$ يحصل عليها بقياس نصف قطر دائرة (SWR) على سلم عامل الانعكاس. هذا السلم موجود في أسفل المخطط. وفي هذا المثال $|\Gamma_L|=0.62$

إن سبب تسمية دائرة $|\Gamma|$ الثابتة بدائرة SWR هو أن تقاطعها مع القسم اليميني من محور المقاومة (والذي هو محصور بين 1 و ∞) يعطي SWR المعزوة لـ $\overline{Z}_L$.

من أجل هذه الحالة، SWR = 4.2 وبذلك نحصل على SWR ببساطة، ولكن كثير من المهندسين يفضلون حساب $|\Gamma|$ من المعادلة (2−47)على أن يستعملوا تدريج عامل الانعكاس. إن سبب كون محور المقاومة بين 1 و ∞ يستخدم كتدريج لـ SWR هو أن يطابق القيم الحقيقية الموجبة لـ Γ . وهذا يمثل المطال لـ Γ من أجل كل الممانعات المنسوبة على دائرة SWR .

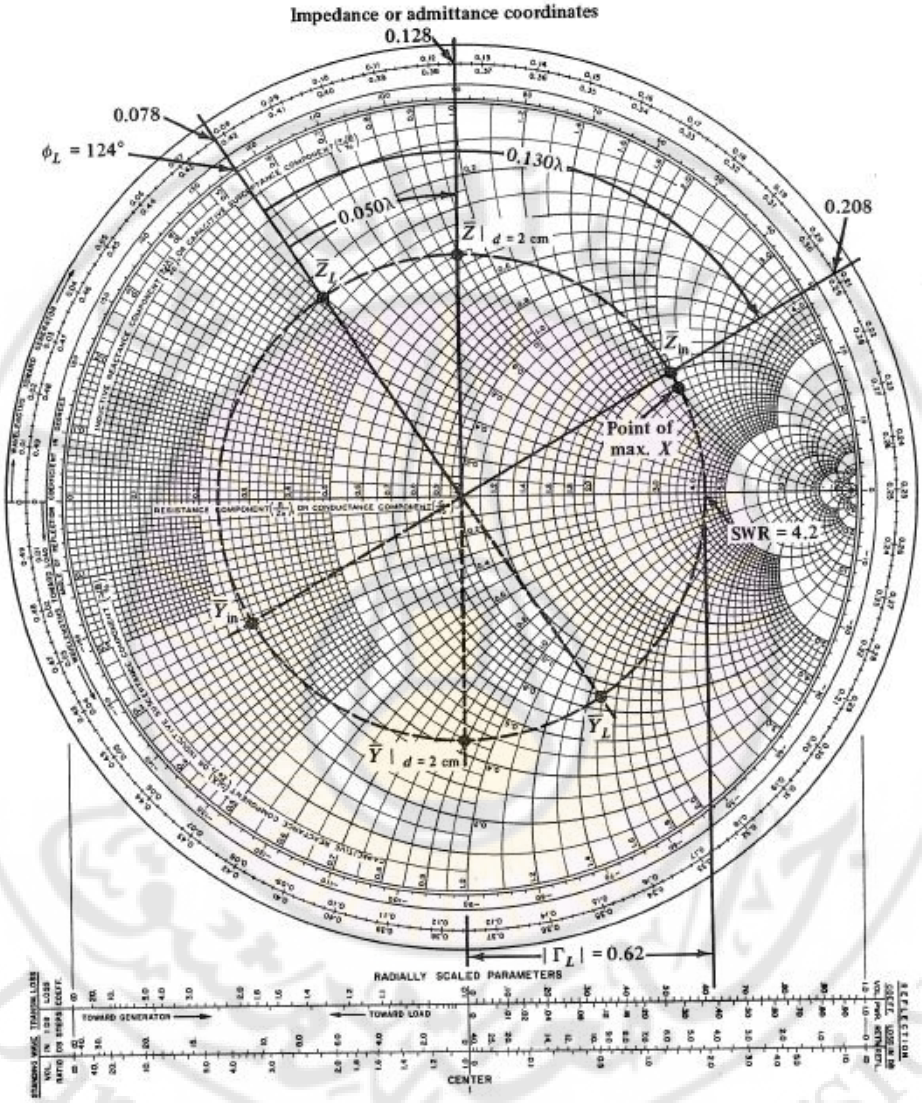
المعادلة (2−94) تحول هذه القيم لـ Γ إلى $\overline{R}=(1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)$ وهي تماماً نفس المعادلة (2−47) من أجل SWR. إن دائرة SWR الواحدية تقع في مركز المخطط بينما دائرة SWR اللانهائية تقع على محيط المخطط وهي تكافئ $|\Gamma|=1$.

ب− نبين الآن الطريقة البيانية للحصول على Γ_{in} وذلك عندما Γ_L و βl تكون معروفة. من أجل خط عديم الضياع، هذا يتم بالدوران مع عقارب الساعة $2\beta l$ على دائرة $|\Gamma|$ الثابتة. إن الإجراء اللازم من أجل الحصول على $\overline{Z}_{in}$ بدءاً من $\overline{Z}_L$ هو تماماً نفسه ما عدا أننا نستعمل إحداثيات الممانعة. الخطوات هي التالية:

1− نرسم $\overline{Z}_L$ (في هذه الحالة 0.50 J + 0.30) ثم نرسم دائرة SWR (في هذه الحالة 4.2)

2− نرسم الخط الشعاعي بدءاً من مركز المخطط ماراً عبر $\overline{Z}_L$ إلى محيط المخطط . نقرأ القيمة على تدريج طول الموجة باتجاه المولد (في هذه الحالة 0.078). هذه القيمة ليس لها أي معنى فيزيائي. ولكنها ببساطة نقطة البدء بالدوران مع عقارب الساعة للمرحلة التالية.

3− بما أن λ_0 = 40Cm عند التردد 750MHz والدخل يبعد 5.2Cm عن الحمل، ندور مع عقارب الساعة من 0.078 مسافة 0.130 = (5.2/40) = (l/λ) .



الشكل 2–17 : يبين صورة لمخطط سميث المستخدم في العديد من المخابر الميكروية

نرسم الخط الشعاعي من مركز مخطط سميث عبر النقطة 0.208 على السلم الخارجي كما هو مبين في الشكل (2−17) . إن تقاطع الخط الشعاعي مع دائرة SWR يمثل $\overline{Z}_{in}$ وهي تطابق إلى نقطة Γ_{in} على المخطط القطبي لعامل الانعكاس.

في هذه الحالة:

$$Z_{in} = 200 + J\,200\ \Omega \quad \text{أو} \quad \overline{Z}_{in} = 2 + J2$$

للحصول على الممانعة عند المسافة d = 2Cm ، نبدأ من $\overline{Z}_L$ ثم ندور مع عقارب الساعة مسافة (l/λ) تساوي 0.050 = (2/40) ثم نرسم الخط الشعاعي عبر النقطة 0.128 كما هو مبين. بتقاطعه مع دائرة SWR ينتج $\overline{Z} = 0.47 + J0.93$ أو $Z = 47 + J\,93\ \Omega$.

هذه الطريقة البيانية البسيطة المحددة لتحويل الممانعة المعزوة لطول من خط نقل عديم الضياع هي من إحدى الخصائص المفيدة لمخطط سميث. ويمكن الحصول على نقاط السماحيات من نقاط الممانعات بأخذ النقاط النظيرة لها على دائرة SWR.

وهكذا من الشكل نلاحظ أن $\overline{Y}_L = 0.88 - J1.47$ ، $\overline{Y}_L = 0.25 - J0.25$ وعلى مسافة d = 2Cm نجد $\overline{Y} = 0.43 - J0.87$. بضرب جميع هذه القيم بـ $Y_0 = 0.01\ 1/\Omega$ نحصل على قيم السماحيات المطلقة.

2−7−2 حسابات مخطط سميث النموذجية

Typical Smith Chart Computations

في الحياة العملية، دارات التردد العالي غالباً ما تحتوي على عناصر الدارة الموزعة ومقاطع من خطوط النقل. الأمثلة التالية توضح استعمال مخطط سميث في جميع الحالات .

مثال 2−5 :

خط نقل عديم الضياع موصول بممانعة حمل $Z_L = 100 + J75\ \Omega$ كما هو مبين في أعلى الشكل (2−18). حيث طول خط النقل 0.18λ . أحسب ممانعة الدخل إذا أدخلنا الدارة المبينة L-C عن النقطة 0.12λ بدءاً من طرف الحمل.

الحل :

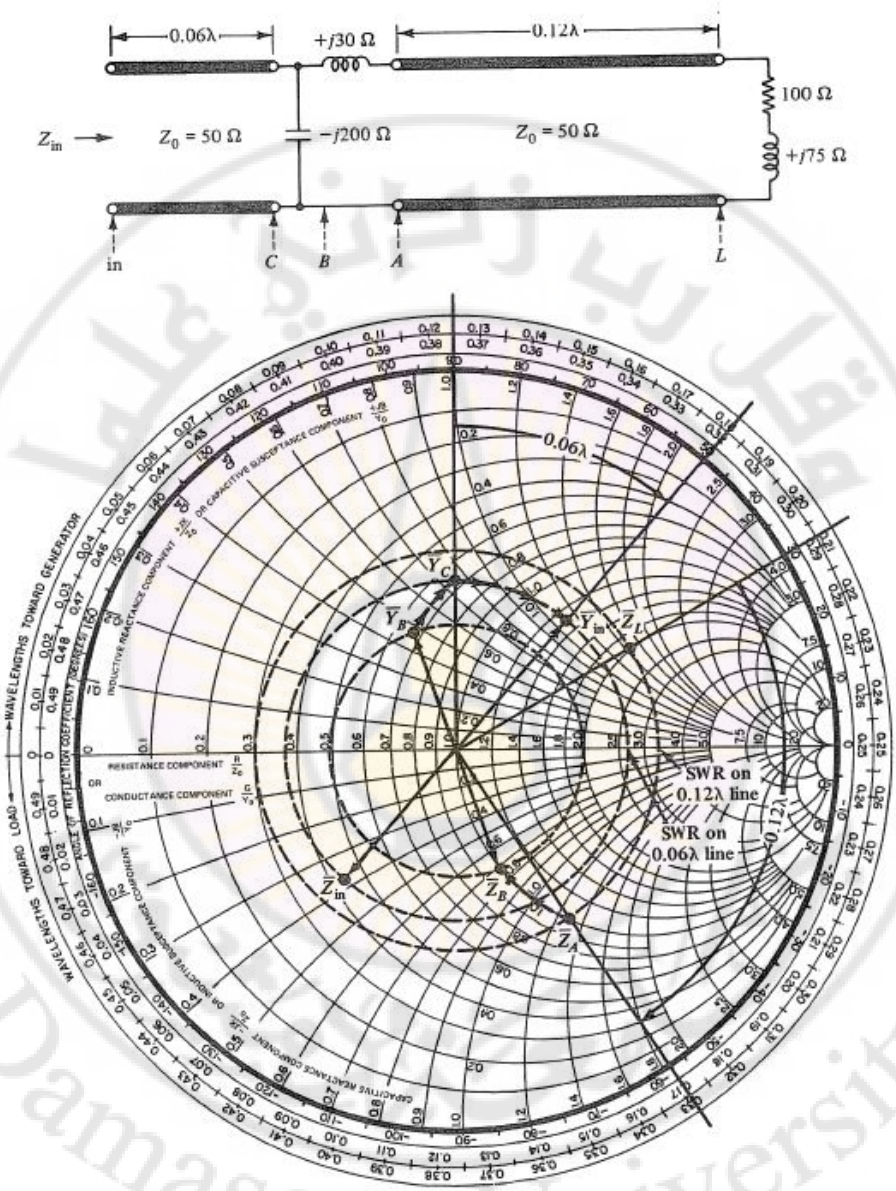
النصف الأدنى من الشكل (2−18) يبين الحل بواسطة مخطط سميث للمثال. الأدلة C,B,A استعملت كتسميات للمانعة والسماحية في النقاط المختلفة على طول الخط. على سبيل المثال، Z_B (Y_B) تمثل ممانعة (سماحية) الدارة التي على يمين المستوي B .

وهي تتضمن الممانعة Z_L ، الخط 0.12λ والملف الذي قيمته 30Ω .للحصول على الممانعة في المستوي A، أولاً نعين $\overline{Z}_L = Z_L/50 = 2 + J1.5$ ثم نرسم دائرة SWR لها (SWR=3.3). إن الممانعة عند المستوي A يحصل عليها بالدوران 0.12λ نحو المنبع على دائرة SWR وبالتالي $\overline{Z}_A = 1 - J1.3$. الممانعة عند المستوي B هي الممانعة $\overline{Z}_A = 1 - J1.3$ بالإضافة إلى الممانعة المنسوبة لسلسلة التحريضية (+J30/50) . وهكذا، $\overline{Z}_B = 1 - J1.3 + J0.6 = 1 - J0.7$.

إن إضافة المفاعلية التحريضية على التسلسل يكافئ التحرك نحو الأعلى على دائرة المقاومة الثابتة. كما هو مشار إليه على مخطط سميث، فإن $\overline{Z}_B$ أكبر بمقدار J0.6+ وحدة من نقطة $\overline{Z}_A$ على دائرة $\overline{R} = 1$. بعد ذلك، الممانعة عند المستوي C تحدد وهذا يتطلب الأخذ بعين الاعتبار السعة التفرعية ذات القيمة J200Ω– . وكما هو معروف بأن الممانعات التي على التفرع لا يمكن أن تضاف مباشرة، لذلك نحتاج إلى قيمة السماحية المكافئة حتى نستمر في الرسم البياني. إن النقطة $\overline{Y}_B$ هي النقطة المعاكسة (النظيرة) لـ $\overline{Z}_B$ على دائرة SWR (SWR=2) . من المخطط نجد $\overline{Y}_B = 0.67 + J0.47$. إن السماحية في المستوي C هي مجموع $\overline{Y}_B$ والسماحية المنسوبة للسعة التفرعية.

إن سماحية السعة التفرعية هي القيمة المقابلة لـ J200Ω- و 1/Ω Y_0=0.02 ، $\overline{Y}_C = 0.67 + J0.47 + J0.25$ أي $\overline{Y}_C = 0.67 + J0.72$. على مخطط سميث، هذا يكافئ التحرك نحو الأعلى (حيث سماحية السعة موجبة) بمقدار 0.25 على دائرة $\overline{G} = 0.67$.مع معرفة $\overline{Y}_C$ فإن سماحية الدخل يحصل عليها بإجراء بياني باستعمال تحويل الممانعة. نرسم دائرة SWR من أجل $\overline{Y}_C$ (SWR=2.6) . نتحرك من النقطة $\overline{Y}_C$ مسافة 0.06λ نحو المولد. النتيجة على مخطط سميث هي $\overline{Y}_{in} = 1.3 + J1.1$. إن ممانعة الدخل المنسوبة يحصل عليها مباشرة من مخطط سميث بالبحث عن النقطة المقابلة لها على دائرة SWR=2.6. وهكذا، $\overline{Z}_{in} = 0.45 - J0.38$ ، Z_{in} = 22.5 –J 19Ω .

إن الحل بمخطط سميث يزودنا بمعلومات إضافية مفيدة للدارة. على سبيل المثال، SWR على طول مقطع الخط 0.12λ هو 3.3 بينما قيمته على مقطع الخط 0.06λ هو 2.6. غالباً الدارة الميكروية تتضمن خطي نقل أو أكثر بممانعة مميزة مختلفة. هذا عادة يتطلب نسب المخطط لأكثر من قيمة لـ Z_0 . المثال التالي يوضح ذلك.



الشكل 2–18 : دارة خط النقل ومخطط سميث للمثال (2–5) في الفقرة 2–7–ب.

مثال 2-6 :

خط نقل ممانعته المميزة 50Ω وخط نقل آخر ممانعته المميزة 90Ω مربوطين ترادفياً (الواحد بالآخر) كما هو مبين في أعلى الشكل (2-19). خط النقل ذو 50Ω موصول مع المقاومة R=20Ω . الخطان عديما الضياع والأبعاد مبينة على الشكل. المطلوب حساب ممانعة الدخل وعامل الانعكاس إذا كان λ = 20 Cm للخطين.

الحل:

ننسب ممانعة الحمل إلى $Z_{01} = 50\Omega$ ثم نعينها على مخطط سميث. وهذا مار إليه في الشكل (2-19) ، $\overline{Z}_{L1} = 20/50 = 0.4$ حيث إشارة (.) تشير إلى النسب لـ $\overline{Z}_{01}$. بعد ذلك، نستعمل إجراء تحويل الممانعة لتحديد Z_{A1} . هذا يتم برسم دائرة SWR من أجل $\overline{Z}_L$ (SWR = 2.5) وندور من $\overline{Z}_L$ بمقدار 0.25λ نحو المولد. فنحصل على $\overline{Z}_A = 2.5$ أو $Z_A = 125\Omega$. لكي نحسب ممانعة الدخل فإن التحويل المعزو إلى الخط ذي 90Ω يجب أن يحدد وهذا يقتضي بأن Z_A يجب أن تنسب إلى 90Ω بدلاً من 50Ω . إن تحديد SWR على الخط 90Ω يقتضي أيضاً بنسب المعطيات.

نشير إلى النسب بالنسبة لـ Z_{02} بإشارة مضاعفة (=) ، $\overline{\overline{Z}}_{A2} = 125/90 = 1.39$. نرسم دائرة SWR من أجل $\overline{\overline{Z}}_{A2}$ (SWR = 1.39) وبالدوران بمقدار 0.64 = 12.8/20 من طول الموجة باتجاه المولد ينتج لدينا ممانعة الدخل المنسوبة $\overline{\overline{Z}}_{in2}$.

نذكر بأن الدوران حول المخطط يساوي 0.5λ وبالتالي يكفي الدوران بمقدار 0.14λ بدلاً من 0.64λ. من مخطط سميث الموضح في الشكل (2-19) نجد :

$$\overline{\overline{Z}}_{in2} = 0.90 - J0.30 \quad , \quad Z_{in2} = 91 - J27 \quad \Omega$$

حيث أن SWR على دخل الخط هي 1.39. من المعادلة (2-47) ينتج $|\Gamma_{in}| = 0.163$ وزاوية عامل الانعكاس للدخل يحصل عليها برسم الخط الشعاعي عبر $\overline{\overline{Z}}_{in2}$ إلى محيط المخطط. وهكذا ، $\Phi_{in} = -100^\circ$ ، $\Gamma_{in} = 0.163\angle -100^\circ$.بعد الانتهاء من حل المثالين السابقين، فإن القارئ سوف يكون قادراً على تنفيذ العمليات التالية على مخطط سميث :

1- تعيين الممانعة أو السماحية المنسوبة.

2- الحصول على SWR وزاوية عامل الانعكاس Φ من أجل أي قيمة للممانعة أو السماحية المنسوبة.

3- تحديد تحويل الممانعة أو السماحية المعزوة لطول ما من خط نقل.

4- قلب الممانعة إلى سماحية منسوبة والعكس بالعكس.

5- تحديد أثر إضافة عناصر دارة تسلسلية أو تفرعية موصولة في أي نقطة على طول الخط.

2-8 تغيرات الممانعة أو السماحية مع التردد

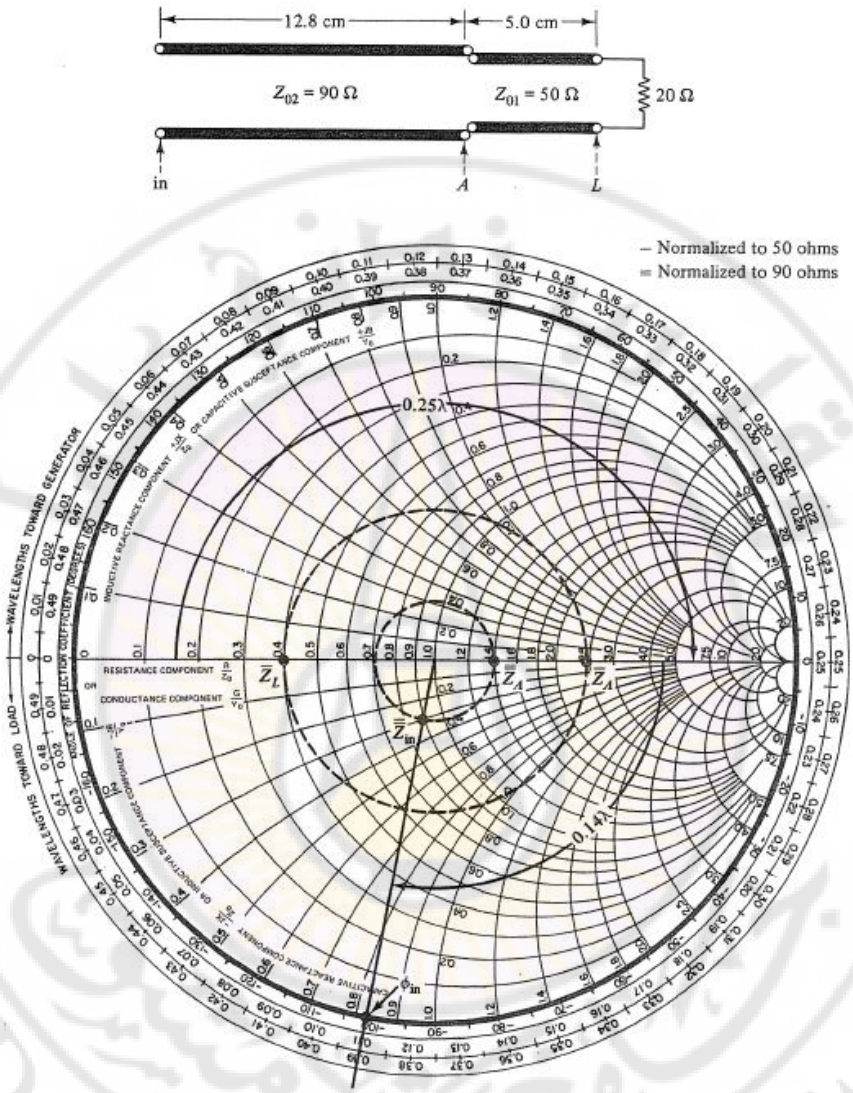
Variation of Impedance & Admittance with frequency

من أجل الشبكات الردية الصرفة فإن ميل منحني المفاعلية الردية أو السماحية الردية مع التردد يكون موجباً دائماً. تبين الأشكال (2-11) و (2-12) و (2-13) أمثلة عن ذلك. إن حقيقية هذه القاعدة مرسخة في معظم نصوص الشبكات. هذا الشرط يضع قيوداً على الشكل الممكن لمنحنيات الممانعة أو السماحية مع التردد. عندما نعين على مخطط سميث منحنيات $\overline{Z}$ و $\overline{Y}$ يجب أن يكون لها انحناء مع عقارب الساعة عندما يزداد التردد. هذه القاعدة أيضاً تصلح من أجل أي تركيب لعناصر مشتتة (مقاومة أو خطوط ذات ضياع) وعناصر ردية. بعض الأمثلة لـ $\overline{Z}$ و $\overline{Y}$ مع التردد رسمت من أجل الشبكات غير الفعالة موضحة في الشكل (2-20).إن الأسهم تشير إلى اتجاه ازدياد التردد.

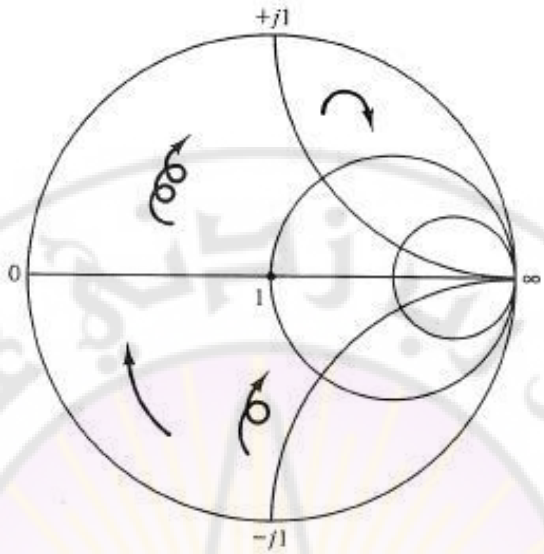
نذكر أنه في جميع الحالات يتم الدوران مع اتجاه عقارب الساعة عند ازدياد التردد.

يبين الشكل (2-21) مثالاً لممانعة الحمل المتغيرة مع التردد. ننسب إلى $Z_0 = 50\Omega$ و $\overline{Z}_L = 0.5 + J\overline{X}$ حيث $\overline{X} = (\omega L - 1/\omega C)/50$ ، من أجل قيم معطاة لـ L و C.

الرنين التسلسلي يحدث عند 1000MHz.



الشكل 2–19 : دارة خط النقل ومخطط سميث للمثال (2–6) في الفقرة 2–7–ب.

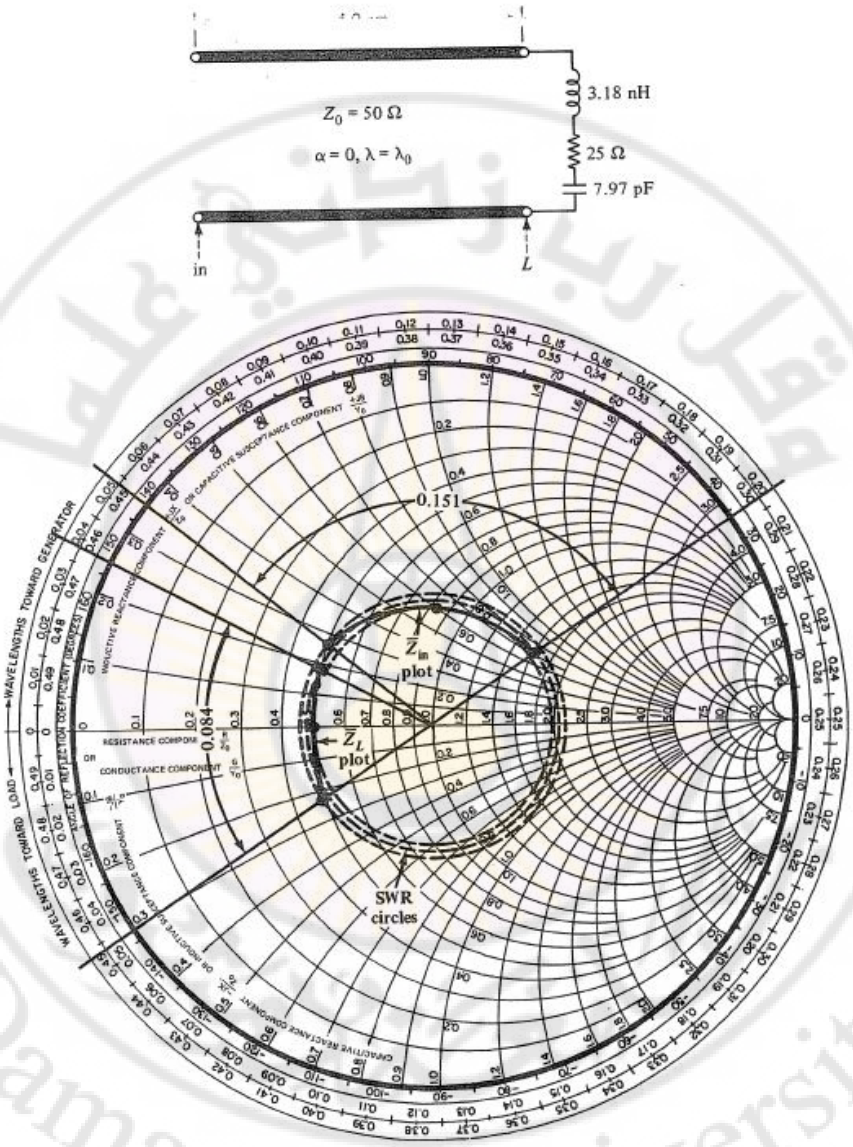


الشكل 2−20 : منحنيات مخطط سميث النموذجية لـ $\overline{Z}$ و $\overline{Y}$ بدلالة التردد من أجل الشبكات غير الفعالة.

قيم $\overline{Z}_L$ المحسوبة عند الترددات الثلاثة تعطى بالجدول (2−1) وتعين على مخطط سميث للشكل (2−21). كما هو مألوف، فإن السهم على منحني الممانعة يشير إلى ازدياد التردد. إن دوائر SWR من أجل الترددات الثلاث مبينة قيمها في الجدول (2−1).

Freq. (MHz)	λ_0 (Cm)	l / λ_0	$\overline{Z}_L$	SWR	$\overline{Z}_{in}$
750	40	0.100	0.50 – J0.23	2.2	0.50 + J0.27
1000	30	0.133	0.50	2.0	0.85 + J0.63
1250	24	0.167	0.50 + J0.18	2.1	1.65 + J0.70

الجدول 2−1 : معطيات من أجل الدارة في الشكل (2−21).



الشكل 2–21 : خط نقل منته بدارة رنين تسلسلية وخصائصها على مخطط سميث

دعنا الآن نحدد أثر طول خط النقل عديم الضياع البالغ 4Cm على شكل منحني الممانعة. إن إجراء تحويل الممانعة المعتاد يستعمل للحصول على $\overline{Z}_{in}$ مع $\lambda = \lambda_0$ ، الجدول يعطي مقدار الدوران (l / λ_0) المطلوب عند كل تردد. على سبيل المثال، دوران بمقدار 0.133 على دائرة الأمواج المستقرة (SWR = 2) ينتج قيمة $\overline{Z}_{in}$ عند التردد 1000MHz .

هذا مع القيم عند التردد 750MHz و 1250MHz جدولت في الجدول (2−1). إن $\overline{Z}_{in}$ الناتجة بدلالة الخاصية الترددية رسمت على مخطط سميث، إنه من المهم والمفيد بأن نذكر بأن منحني $\overline{Z}_{in}$ يمتد على الجزء الأكبر من المخطط مقارنة مع منحني $\overline{Z}_L$

2−9 تحديد نموذج الأمواج المستقرة

Determination of Standing Wave Patterns

إن نماذج الموجة المستقرة للجهد والتيار يمكن أن تحدد بمساعدة مخطط سميث حيث أن شكل الجهد والتيار على خط نقل يعطى بالعلاقات (2−28) و (2−29) . باستعمال تعريف Γ من المعادلة يمكن أن تكتب :

$$\frac{V}{V^+} = 1 + \Gamma \qquad , \qquad \frac{I}{I^+} = 1 - \Gamma \qquad (95-2)$$

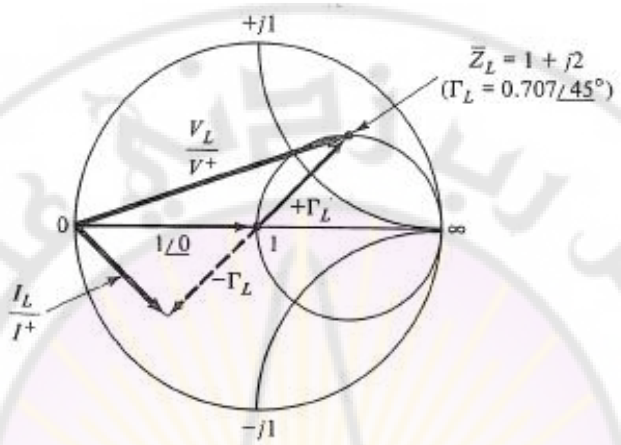
مطال هذه الكميات متناسب مع القيم الفعالة للجهد والتيار على طول الخط. وهكذا فإن نماذج الموجة المستقرة يمكن أن توصف بالعبارات التالية :

$$\frac{V}{V^+} = |1 + \Gamma| \qquad , \qquad \frac{I}{I^+} = |1 - \Gamma| \qquad (96-2)$$

حيث I , V , Γ توابع للمكان على خط النقل. عندما يكون الخط عديم الضياع فإن I^+ , V^+ تكون مستقلة عن المكان. إن القيمة الواحدية في هذه المعادلات يمكن أن تمثل بواسطة الشعاع $1\angle 0^\circ$. وهذا مبين على مخطط سميث في الشكل (2−22) حيث يكون شعاع أفقي ثابت من النقطة $\overline{Z} = 0$ إلى النقطة $\overline{Z} = 1$ مركز المخطط.

إن الشعاع من مركز المخطط إلى بعض نقاط الممانعة $\overline{Z}$ يمثل عامل الانعكاس Γ ، ومطال مجموع الشعاع الواحدي $1\angle 0^\circ$ و Γ يمثل الجهد الفعال المنسوب لهذه النقطة على الخط. أما مطال شعاع الفرق يمثل التيار الفعال المنسوب لنفس النقطة.

الشكل (2−22) يبين Γ_L , $-\Gamma_L$ و $I_L/I^+ , V_L/V^+$ من أجل الحالة حيث $\overline{Z}_L = 1 + J2$.

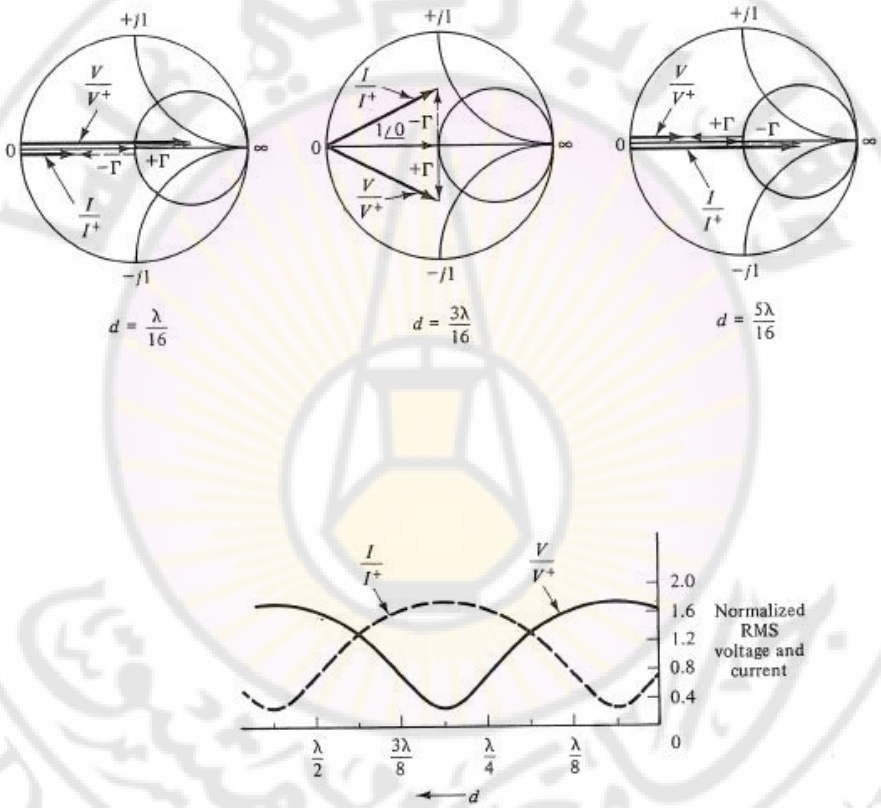


الشكل 2−22 : منحنيات $\overline{Z}$, $\overline{Y}$ على مخطط سميث النموذجية بدلالة التردد من أجل الشبكات غير الفعالة.

عندما يكون الخط عديم الضياع، فإن الجهد و التيار الفعال في أي مكان آخر نحصل عليه بالدوران من النقطة $\overline{Z}_L$ على دائرة SWR مسافة d/λ نحو المولد وبالحل من أجل $|1+\Gamma|$ و $|1-\Gamma|$. هذا موضح في الشكل (2−23) من أجل d = 5λ/16 , d = 3λ/16 , d = λ/16 عندما $\overline{Z}_L = 1 + J2$. إن نماذج الموجة المستقرة مبينة في الشكل (2−23). من أجل هذه الحالة فإن الجهد الأعظمي (التيار الأصغري) يحدث عند λ/16 من الحمل وبعد ربع طول الموجة أي عند d = 5λ/16 يوجد الجهد الأصغري (التيار الأعظمي) وهذا يوحي بالإجراء التالي من أجل تحديد النقطة الأعظمية والأصغرية للجهد والتيار على خط النقل من أجل ممانعة حمل معطاة، نعين $\overline{Z}_L$ على مخطط سميث. إذا كانت $\overline{Y}_L$ معطاة نأخذ مقلوبها أي الممانعة المكافئة $\overline{Z}_L$. المسافة الزاوية مع عقارب الساعة بدءاً من الحمل Z_L وحتى المحور الحقيقي بين $\overline{Z} = 1$ و $\overline{Z} = \infty$ هي المسافة لأول جهد أعظمي (تيار أصغري). أما المسافة بأجزاء طول الموجة فنحصل عليها باستعمال تدريج طول الموجة باتجاه المولد على محيط المخطط.

وبطريقة مشابهة، فإن أول جهد أصغري (تيار أعظمي) يحدد بقياس المسافة الزاوية مع عقارب الساعة من النقطة $\overline{Z}_L$ إلى المحور الحقيقي بين $\overline{Z}=0$ و $\overline{Z}=1$.

وهذا مثال آخر عن فوائد مخطط سميث في حل مسائل خطوط النقل.



الشكل 2-23 : استعمال مخطط سميث لتحديد نماذج الموجة المستقرة للجهد والتيار ($\overline{Z}_L = 1 + J2$).

في هذا الفصل رأينا كل ما يتعلق بالتردد العالي في نظرية خطوط النقل والنتائج التي حصلنا عليها مفيدة في تحليل وتصميم الأجهزة والعناصر الميكروية. أما فيما يتعلق بمناقشة خصائص خط النقل عند الترددات المنخفضة فيمكننا اللجوء إلى مراجع أخرى مختصة بالترددات المنخفضة.

2-10 مسائل :

1- خط نقل عديم الضياع له تحريضية بواحدة الأطوال $1.35\ \mu H/m$ وسعة بواحدة الأطوال $15pF/m$. أحسب سرعة الموجة والممانعة المميزة لهذا الخط.

2- خط نقل عديم الضياع منته بحمل أومي 50Ω . أحسب القيمتين الممكنتين لـ Z_0 إذا انعكس ثلث موجة الجهد الواردة بواسطة الحمل.

3- استبدلت الدارة المفتوحة في الشكل (2-3) بدارة قصر. بين بأنه من أجل $t > 40ns$ ، $V=0$ و $I = 0.20A$ في أي نقطة على الخط.

4- بالاستناد إلى الدارة الموجودة في أعلى الشكل (2-4)، وليكن $R_L = 400\Omega$. أوجد الجهد والتيار عند النقطة $z = 2m$ عندما $t = (5, 15, 35)ns$.

5- أرسم تيار الحمل مع الزمن بدءاً من $t = 0$ إلى $t = 120ns$ من أجل الدارة المبينة في الشكل (2-5). استعمل مخطط الحيز الزمني.

6- استبدل القيم R_L , R_G و l في الشكل (2-5) بالقيم التالية : $R_L=0$,$R_G=0$ و $l = 60cm$:

أ- أرسم الجهد عند النقطة $z = 30cm$ مع الزمن بين $(0,15)ns$. استعمل مخطط الحيز الزمني.

ب- ماذا يكون تردد الاهتزاز؟ صف طريقتين لإنقاص هذه القيمة.

7- خط نقل منتظم له الخصائص التالية عند $200MHz$: $R' = 50\Omega/m$ ، $L' = 0.1\mu H/m$ و $G' = 0.061/\Omega m$ ، $C' = 200pF$. ماذا تكون نسبة الخطأ في استعمال المعادلة (2-21) و (2-22) بالمقارنة مع المعادلة (2-14) لحساب ثوابت التخامد والطور.

8- بالاستناد إلى الشكل (2-5-ب)، إذا كانت استطاعة الدخل $80w$ والاستطاعة المستهلكة بالحمل هي $16w$. ماذا يكون تدفق الاستطاعة في منتصف الطريق على طول الخط.

9- بالاستناد إلى الشكل (2-5-ب)، وصل منبع جهد متناوب $30ac$ إلى حمل أومي 50Ω عن طريق خط نقل عديم الضياع ممانعته المميزة 50Ω. أحسب تيار الطور عند النقطة $z=0.30\lambda$ عندما $Z_G = 25+j25\ \Omega$. حدد الاستطاعة المستهلكة بواسطة الحمل.

10- وصلت ممانعة حمل $30-j75\Omega$ إلى خط نقل عديم الضياع ممانعته المميزة 75Ω.

1-أحسب Γ_L و Γ_{in} إذا كان طول الخط 0.15λ.

2-ماهي نسبة الأمواج المستقرة SWR ؟

11– خط نقل محوري عازله من الهواء، ممانعته المميزة 100Ω. وصل في نهايته على التفرع مقاومة 80Ω وتحريضية $5.0nH$.

أحسب عامل انعكاس الدخل عند التردد $2000MHz$ إذا كان $\alpha = 1.5dB/m$ و $l = 40cm$.

12– إن نموذج الأمواج المستقرة المبين بالشكل (2–9) هو من أجل الحالة $Z_L = +jZ_0$. برهن بأن الصفر الأول للجهد يحدث عندما $d = 3\lambda/8$.

13– خط نقل منته بـ $\Gamma_{in} = 0.7 \angle 45^\circ$. أحسب المسافة بدءاً من الحمل إلى أول قيمة صغرى للتيار عندما $\lambda = 20cm$. هل يوجد قيمة عظمى للتيار بين الحمل والقيمة الدنيا؟

14– بالاستناد إلى الشكل (2–6)، $V_G = 30V, Z_G = 150\Omega, Z_0 = 50\Omega, Z_L = 100\Omega$ و $\alpha = 0$. أوجد التغير في استطاعة الحمل عندما βl تزداد من 1.5π إلى 2π راديان. ماذا يكون التغير في استطاعة الحمل إذا Z_0 كانت 150Ω.

15– بالاستناد إلى الشكل (2–6)، $V_G = 30\angle 0^\circ V, Z_G = 100\Omega, Z_0 = 50\Omega$ و Z_L تساوي $60-j60\Omega$، $l = 2.0m$ و $\alpha = 0, \beta = 1.2\pi rad./m$:

أ– أحسب الجهد والتيار عند الحمل.

ب– أحسب استطاعة الحمل والدخل.

16– كرر القسم ب من المسألة (15) مع $\alpha = 0.4.0dB/m$. أحسب أيضاً الاستطاعة المشتتة في الخط.

17– كرر المسألة 16 مع $Z_0 = 100\Omega$.

18– بالاستناد إلى الشكل (2–4)، اعتبر أن $R_L = 150\Omega$ وأحسب :

أ– الجهد والتيار عند النقطة $z = 2m$ عندما $t = (30,50)\ ns$.

ب– الجهد عند استقرار الدارة.

19– كرر المسألة (18) مع $R_L = 25\Omega$.

الفصل الثالث

توفيق الممانعة وتحليل شبكات ثنائيات المآخذ

Impedance Matching and Tow-Port Network Analysis

3- مقدمة

إن تصميم شبكات توفيق الممانعة يعد جزءاً هاماً في هندسة الأمواج الميكروية وسوف نشرح بعض التقنيات الشائعة الاستخدام.

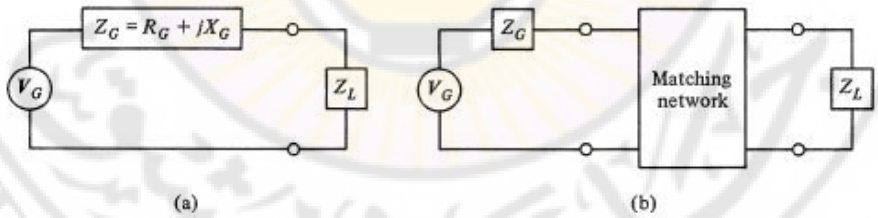
3-1 بعض تقنيات توفيق الممانعة

Some Impedance Matching Techniques

عرف العالم بيتي (Beatty) نوعين من توفيق الممانعة أي :

- التوفيق المرافق Conjugate Matching : توفيق ممانعة الحمل إلى المولد من أجل تحويل الاستطاعة الأعظمية.
- التوفيق Z_0 Z_0 Matching : توفيق ممانعة الحمل إلى خط نقل لحذف انعكاسات الموجة عند الحمل.

التوفيق المرافق موضح في الشكل (3-1) . من نظرية الدارات المتناوبة، الاستطاعة العظمى تقدم للحمل عندما نجعل Z_L مساوية لممانعة المولد العقدية المرافقة. هذا يعني $Z_L = Z_G^* = R_G - JX_G$. من أجل هذا الشرط، فإن الاستطاعة المستهلكة بواسطة الحمل تكون نفس الاستطاعة المقدمة من المولد (P_A) .



الشكل 3-1 : توفيق ممانعة الحمل Z_L إلى مولد له ممانعة داخلية Z_G (التوفيق المرافق).

بتسمية V_G قيمة الجهد الفعال يكون :

$$P_A = \frac{V_G^2}{4R_G} \qquad (3-1)$$

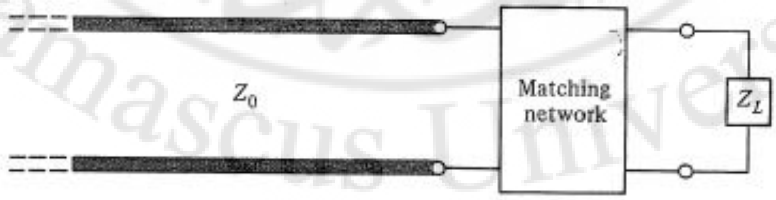
في حالة كون ممانعة الحمل غير مضبوطة، فإنه يمكن أن توضع شبكة توفيق بين المولد وممانعة الحمل. وهذا موضح في القسم ب من الشكل (3−1).

إن شبكة التوفيق صممت بحيث أن ممانعة الحمل Z_L تكون موصولة عند الخرج، وحيث ممانعة الدخل لها تحقق شرط التوفيق المرافق. مع $Z_{in} = R_G - JX_G$ ، فإن الاستطاعة عبر الشبكة تساوي P_A. إذا كانت شبكة التوفيق غير مبددة ، فإن كامل الاستطاعة المقدمة من قبل المولد تقدم للحمل. من أجل شبكات التوفيق المبددة للاستطاعة فإن استطاعة الحمل تكون أقل من P_A . عندما تكون Z_G حقيقية أي $Z_G = R_G$ فإن شرط التوفيق المرافق يختصر إلى $Z_{in} = R_G$.

إن مصطلح التوفيق Z_0 يستعمل لتسمية توفيق ممانعة الحمل إلى الممانعة المميزة لخط نقل (هذا يعني $Z_L=Z_0$). في هذه الحالة $\Gamma_L = 0$ وبذلك فإن SWR على طول الخط تساوي الواحد. إذا كان $Z_L \neq Z_0$ عند ذلك يمكن أن نستعمل شبكة توفيق لحذف الأمواج المستقرة على الخط وهذا مبين في الشكل (3−2).

ففي معظم الحالات نعتبر أن الشبكة غير مبددة. عند وصل Z_L كما في الشكل فإن ممانعة التوفيق Z_0 تقتضي بأن ممانعة الدخل للشبكة يجب أن تساوي Z_0 أو $Z_{in}/Z_0 = 1 + J0$) عندما تكون قيم مخطط سميث منسوبة إلى Z_0، فإن هذا يعني بأن $\overline{Z}_{in} = Z_{in}/Z_0$ يجب أن توجد في مركز مخطط سميث.

من أجل التصميم الجيد للمولد فإن ممانعة المولد Z_G يجب أن تساوي الممانعة المميزة لخرج الخط Z_0. مع Z_0 حقيقية، فإن موافقة الحمل للخط ($Z_L = Z_0$) يحصل بالتوفيق المرافق بين المولد والحمل أي $Z_G = Z_0$ و $Z_L = Z_0$



الشكل 3−2 : توفيق ممانعة الحمل Z_L إلى خط نقل ممانعته المميزة Z_0 (توفيق Z_0).

إذا كان $Z_G \neq Z_0$ ، في هذه الحالة يمكن أن نضع شبكة توفيق في طرف المولد لتوفيق المولد إلى الخط الشكل (3−3) . من أجل التوفيق الجيد للشبكات فإن $Z'_L = Z_0$ و $Z'_G = Z_0$ حيث Z'_L هي الممانعة إلى يمين المستوي B وZ'_G هي ممانعة ثيفنن (Thevenin) إلى يسار المستوي A عندما تكون شبكة التوفيق مبددة للاستطاعة، فإن الاستطاعة المتوفرة من الدارة المكافئة لثيفنن يجب أن تساوي نفس استطاعة المولد المتوفرة. عندئذ الجهد الفعال يرتبط بالعلاقة :

$$V'_G = V_G \sqrt{\frac{Z_0}{R_G}} \qquad (2-3)$$

إذا لم تنشأ شبكة التوفيق ضمن المنبع فسوف توضع أقرب ما يمكن عند طرفي خرجه. وبشكل مماثل، من الناحية العملية أيضاً يجب وضع شبكة التوفيق أقرب ما يمكن للحمل وهذا موضح في الشكل (3−3) وله عدة محاسن وهي :

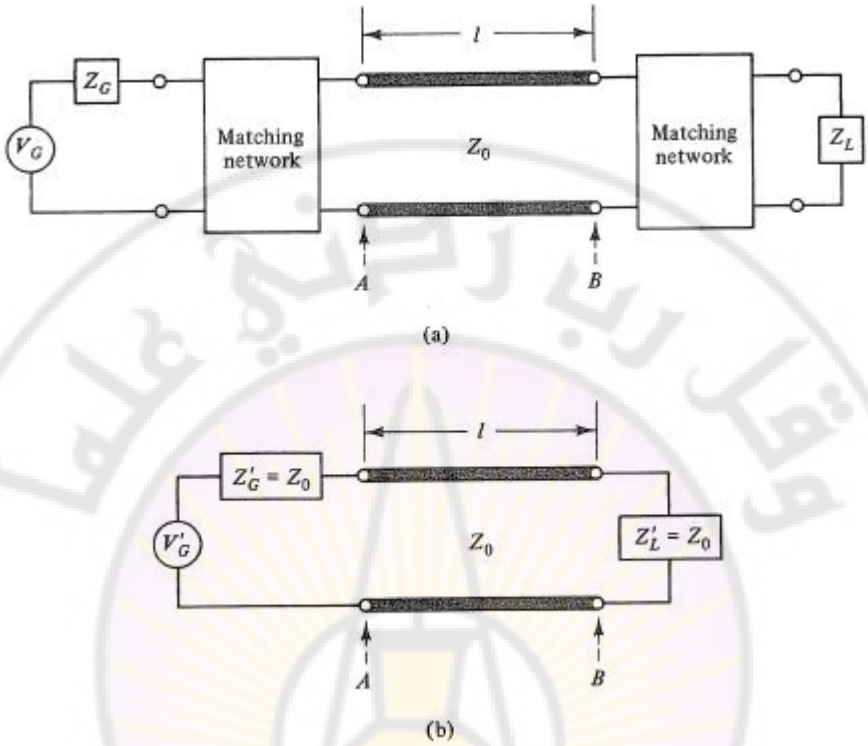
1− من أجل شبكات التوفيق غير المبددة للاستطاعة، فإن الاستطاعة العظمى تقدم من المولد إلى الحمل. إذا كان خط النقل عديم الضياع فإن $P_L = P_A$ وغير ذلك يكون $P_L = P_A\, e^{-2\alpha l}$ حيث α ثابت التخميد.

2− من أجل خط نقل ذي تخميد محدود، فإن الاستطاعة المنقولة تكون ذات مردود جيد بدون وجود الأمواج المستقرة على خط النقل. مع SWR = 1 ، $P_L = P_{in}\, e^{-2\alpha l}$. من أجل SWR ≠ 1 فإن استطاعة الحمل تكون أقل.

3− إن استطاعة الحمل غير مرتبطة بالعامل βl وهي حسنة هامة وبشكل خاص من أجل خطوط النقل قليلة الضياع. وبما أن $\beta l = \omega l / v$ فإن قيمتها تكون تابعة للتردد بالإضافة إلى طول الخط. أيضاً، تغير الحرارة يمكن أن يسبب تغيراً في ε_r والذي يؤثر على v وبذلك على βl .

4− من أجل مستوى استطاعة مرسلة معطاة، فإن الجهد الأعظمي على طول الخط يكون أقل عندما SWR=1 . وهذا مهم جداً في النظم ذات الاستطاعة العالية حيث نلاحظ مشاكل ضياع Corona وانهيار العازل غالباً.

5− في حال عدم وجود توافق بين المولد وخط النقل من جهة وخط النقل و ممانعة الحمل من جهة أخرى، فإن خط النقل يمكن أن يجعل فرق طور الخرج بدلالة الخصائص الترددية غير خطي. وهذا ينتج في تشويه التعديل، والذي ينقص المعلومات المتضمنة في الإشارة.



الشكل 3-3 : نظام التوفيق بخط نقل ودارته المكافئة.

6- إذا كانت SWR على طول الخط غير مساوية للواحد، فإن الممانعة المنظورة من طرف المولد تكون تابعة لـ βl. من أجل الخطوط الطويلة وبعض أنواع المنابع، فإن المولد يمكن أن يزيح التردد بين فترة وأخرى أو يهتز عند ترددين في نفس الوقت.

7- إن نظم القياس الدقيقة تتطلب بأن يكون كلاً من الحمل و المنبع (عادة كاشف) على توافق حتى نقلل الخطأ.

من أجل الأسباب التي ذكرت سابقاً، فإن عدداً من النظم والعناصر صممت ليكون لها SWR منخفضاً (نموذجياً 1.25 أو أقل) ضمن المجال الترددي المفيد.

نظراً لأهمية توفيق الممانعة، فإننا نعتمد عدداً من الطرق في إنجازها عند الترددات العالية.

الأمثلة التالية تتضمن توفيق الحمل إلى خط النقل، ونستعمل التقنية نفسها في توفيق المولد إلى الخط أو الحمل مباشرة إلى المولد مع Z_G حقيقية.

3-1-1 توفيق الشبكات بواسطة مفاعلية ردية

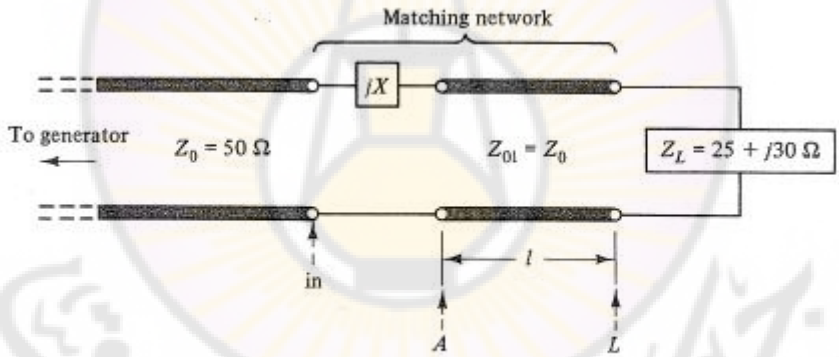
Reactive Matching Networks

إن الطرق الأكثر استخداماً في توفيق الشبكات تتكون من مفاعلية ردية موضوعة إما على التسلسل أو على التفرع مع طول قصير من خط نقل قليل الضياع. إن التصميم والتحليل من هاتين الحالتين سيعرض الآن بمساعدة مخطط سميث.

- **التوفيق بواسطة مفاعلية ردية تسلسلية**

Series reactive matching

يوضح الشكل (3-4) استخدام مفاعلية ردية تسلسلية لتوفيق حمل Z_L إلى خط نقل. حيث نجد قيم لـ Z_L و Z_0 معطاة على الشكل. إن الأدلة L , A , in تستعمل لتسمية الممانعات عند الحمل وفي المستوي A وعند الدخل بالتتالي.



الشكل 3-4 : شبكة التوفيق بمفاعلية تسلسلية

نذكر بأن الممانعة المميزة لجزء الخط (Z_{01}) اختيرت لتساوي الممانعة المميزة لدخل الخط (Z_0) . هذا الاختيار يجعل حل مخطط سميث سهلاً والنتائج المعتادة في الشكل المبسط مع $Z_{01} = Z_0 = 50\Omega$، $\overline{Z}_L = Z_L/50 = 0.50 + J0.60$. إن شرط التوفيق يكون عندما $\overline{Z}_{in} = Z_{in}/50 = 1 + J0$. لإتمام ذلك، نحتاج إلى مرحلتين:

أولاً، طول الخط يجب أن يختار بحيث أن القسم الحقيقي لـ $\overline{Z}_A$ يساوي الواحد.

ثانياً ، العنصر التخيلي X يجب أن يوضع على التسلسل مع Z_A بحيث أن القسم التخيلي لـ $\overline{Z}_{in}$ يصبح صفراً. إن حل مخطط سميث رسم في الشكل (3−5) والذي يظهر ممانعة الحمل المنسوبة $\overline{Z}_L$ ودائرة SWR العائدة لها. نذكر بأن دائرة الأمواج المستقرة SWR تمثل المحل الهندسي لكل الممانعات الممكنة ($\overline{Z}_A$ في حالتنا هذه) والتي يمكن أن تحقق بتغير طول الخط l . الأكثر من ذلك، فإن دائرة $\overline{R}=1$ تمثل كل الممانعات المنسوبة مع قسم حقيقي يساوي الواحد. ولذلك، فإن تقاطع هاتين الدائرتين يشير إلى القيم الممكنة لـ $\overline{Z}_A$ يساوي الواحد. التقاطع عند النقطة E يعطي $\overline{Z}_A=1+J1.1$ وعند النقطة F يعطي $\overline{Z}_A=1-J1.1$.

إن طول الخط اللازم لتحويل $\overline{Z}_L$ إلى $\overline{Z}_A=1+J1.1$ يحصل عليه بالدوران مع عقارب الساعة بدءاً من النقطة $\overline{Z}_L$ وحتى النقطة E. من المخطط $l = 0.065\lambda$.

إن طول الخط اللازم من أجل $\overline{Z}_A=1-J1.1$ أيضاً يمكن الحصول عليه من مخطط سميث ويكون $l = 0.235\lambda$. وفي كلا الحالتين، فإن إضافة القيمة المناسبة للمفاعلية الردية على التسلسل مع Z_A يعطي $\overline{Z}_{in}=1$ وهو شرط التوفيق.

بما أن الممانعة عند النقطة E تكون تحريضية، فإنها بحاجة إلى سعة تسلسلية بينما من أجل النقطة F (سعوية) فهي تتطلب تحريضية تسلسلية.

دعنا الآن نصمم شبكة التوفيق باستعمالنا تحريضية (ملف). أما حالة السعة فنتركها للقارئ. وهكذا $l = 0.235\lambda$ والقيمة المطلوبة للمفاعلية الردية التسلسلية فهي $\omega L/Z_0 = 1.1$ أو $\omega L= 55\Omega$. إن إجراءات التصميم يمكن أن تلخص كما يلي :

1− ندور من $\overline{Z}_L$ على دائرة SWR التابعة لها نحو المولد حتى تتقاطع مع دائرة $\overline{R}=1$. الممانعة الناتجة إما $\overline{Z}_A=1+J\overline{X}$ أو $\overline{Z}_A=1-J\overline{X}$.

2− نضيف المفاعلية الردية التسلسلية المطلوبة لحذف الجزء التخيلي من $\overline{Z}_A$. من أجل $\overline{Z}_A=1-J\overline{X}$ ، فإن العنصر التسلسلي الذي يجب إضافته هو عنصر تحريضي.

في المثال السابق هذا يتطلب التحرك نحو الأعلى بمقدار 1.1 من وحدات المفاعلية الردية على دائرة $\overline{R}=1$. وهذا مشار إليه في الشكل (3−5).

من ناحية أخرى، من أجل $\overline{Z}_A=1+J\overline{X}$ فإن العنصر الذي يجب إضافته هو سعة والذي يقتضي بالتحرك نحو الأسفل على دائرة $\overline{R}=1$.

3− نحسب طول الخط l وقيمة التحريضية أو السعوية من أجل تردد التصميم المحدد.

لإتمام هذا المثال، دعنا نفرض بأن تردد التصميم هو 2000MHz . ونفرض أيضاً بأن عازل

خط النقل هو الهواء وبالتالي $\lambda=\lambda_0$.

عند التردد 2000MHz ، λ_0 = 15Cm ولذلك l = (0.235) (15) = 3.53Cm .

وبما أن $\omega L=55\Omega$ فإن L = (55)/(2π f) = 4.38nH . مع شبكة التوفيق هذه فإن $\overline{Z}_{in}=1.0$. وبذلك فإن SWR عل الخط ذي الممانعة المميزة 50Ω بالنسبة لـ $\overline{Z}_{in}$ هي الواحد. ماذا يحدث الآن إذا كانت شبكة التوفيق تستخدم لتردد آخر غير تردد التصميم (العامل). في هذه الحالة، الخط موفق بشكل غير مثالي وعند ذلك تكون SWR أكبر من الواحد. وهذا الشك يكون معقولاً لأن l / λ_0 و $\omega L/Z_0$ تكون تابعة للتردد.

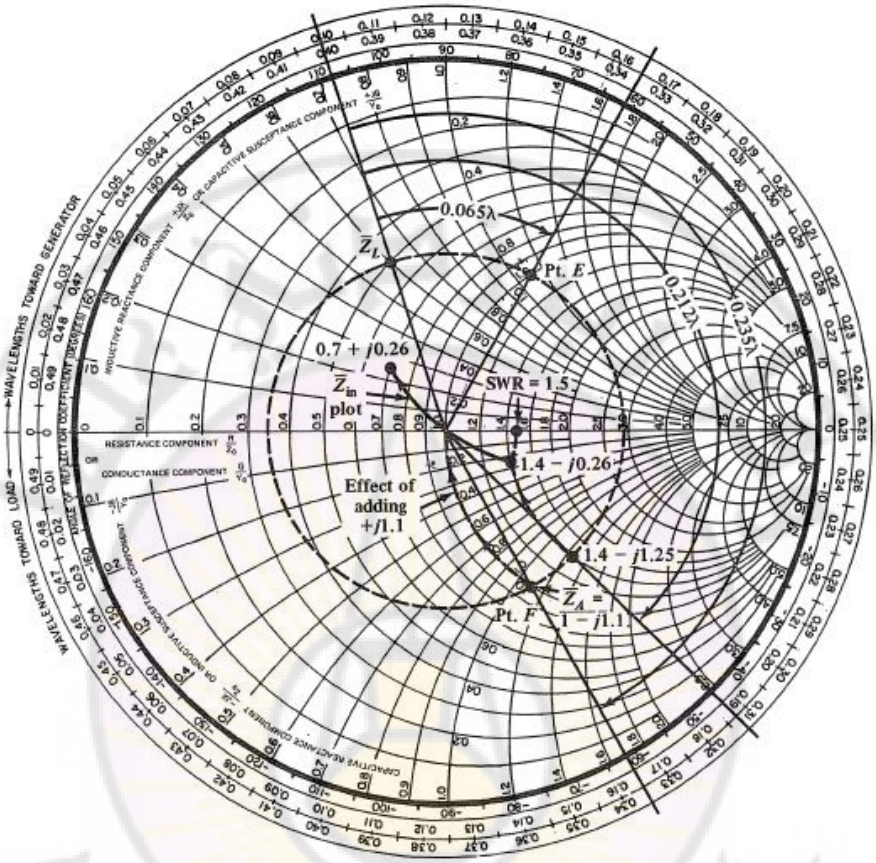
الجدول (3−1) يبين قيمها عند الترددات 1800MHz و 2200MHz بالإضافة إلى تردد التصميم. إن القيم الناتجة للممانعة و SWR مبينة في الجدول (3−1) ونجد على مخطط سميث منحني $\overline{Z}_{in}$ تبعاً للتردد. إن القيم الناتجة للممانعة و SWR مبينة في الجدول (3−1) ونجد على مخطط سميث منحني $\overline{Z}_{in}$ تبعاً للتردد.

Freq. (MHz)	λ_0 (Cm)	l / λ_0	$\omega L/Z_0$	$\overline{Z}_A$	$\overline{Z}_{in}$	SWR
1800	16.67	0.212	0.99	1.4 – J1.25	1.4 – J0.26	1.50
2000	15.00	0.235	1.10	1.0 – J1.10	1.00	1.00
2200	13.64	0.259	1.21	0.7 –J0.95	0.7 + J0.26	1.65

l = 3.53Cm, L = 4.38nH, $\overline{Z}_L$ =0.50+j0.60

الجدول 3−1 : يبين الممانعة و SWR من أجل شبكة التوفيق للشكل (3−4).

إن مخطط سميث يمكن أن يستعمل لتحليل فعالية شبكة التوفيق كتابع للتردد. مع فرض أن Z_L مستقلة عن التردد. عند التردد 1800MHz، $\overline{Z}_A$ نحصل عليها بالدوران من $\overline{Z}_L$ بمقدار 0.212λ نحو المولد وعلى نفس دائرة SWR. من مخطط سميث الشكل (3−5) نجد $\overline{Z}_A = 1.4 - J1.25$. بإضافة +J0.99 المعزوة للمفاعلية الردية التسلسلية ينتج $\overline{Z}_{in} = 1.4 - J0.26$.بما أن القسم الحقيقي لـ $\overline{Z}_{in}$ لا يساوي الواحد وأن القسم التخيلي يكون محدود القيمة فإن الخط يصبح في حالة عدم توفيق. إن قيمة SWR الناتجة يحصل عليها بالدوران من النقطة $\overline{Z}_{in}$ إلى النصف اليميني من محور المقاومة.



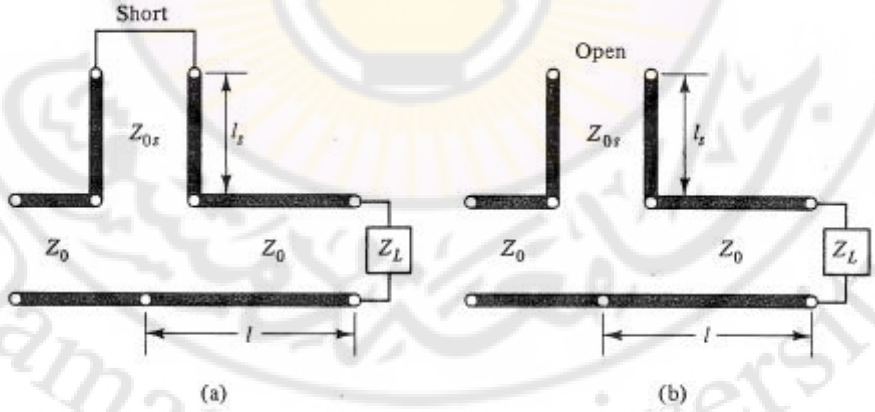
الشكل 3–5 : حل مخطط سميث من أجل الدارة الموضحة في الشكل (3–4).

من مخطط سميث، SWR = 1.5 عند التردد 1800MHz. باستعمالنا نفس الإجراء السابق عند 2200MHz، يمكننا أن نرى أن SWR= 1.65 .

إن حساسية التردد على l/λ_0 هي من إحدى الأسباب في تغير SWR عند الترددات 1800MHz و 2200MHz، السبب الآخر هو حساسية التردد على $\overline{X}_L$. وهذا بسبب الطول الثابت لخط النقل (3.53Cm) الذي يكبر منحني الممانعة $\overline{Z}_A$ ولذلك فإن إضافة المفاعلية الردية لا يمكن أن تعطي $\overline{Z}_{in} = 1.0$ عند كل الترددات.

من أجل هذا المثال الخاص، فإن اختيار سعة التوفيق ينتج في تقصير طول الخط l =0.065λ الاستثناء الوحيد هنا هو أن تكون شبكة التوفيق أقل حساسية للتردد. في الترددات الميكروية، يوجد صعوبة كبيرة في إدخال الملفات والمكثفات المربوطة. وكنتيجة، تستعمل غالباً الخطوط ذات الدارة المفتوحة والمقصورة (تدعى بالوصلات) لإعطاء المفاعلية الردية المطلوبة من أجل التوفيق.

يبين الشكل (3–6) مثالين للتوفيق التسلسلي بواسطة الوصلات، حيث l_S و Z_{0S} تعبر عن الطول والممانعة المميزة للوصلة.وباستعمال قيمة المفاعلية الردية التي حصلنا عليها من إجراء التوفيق يمكننا تحديد l_S إما من المعادلة (2–82) أو المعادلة (2–86) من الفصل الثاني.إن اختيار Z_{0S} يكون بشكل عشوائي، ومن المفضل استعمال خط مقصور ذي ممانعة عالية من أجل المفاعلية التحريضية وخط مفتوح ذي ممانعة منخفضة من أجل المفاعلية السعوية. وهذا يقود إلى قيمة صغيرة لـ l_S والتي تقلل من تغير المفاعلية والسماحية مع التردد. إن تغير المفاعلية لخط مقصور يقرب إلى ملف ربط عندما l_S تكون أقل من 0.10λ عند كل الترددات المفيدة. كذلك يمكننا أن نقول بأن وصلة الدارة المفتوحة تقرب إلى مكثف ربط عندما l_S تكون أقل من 0.10λ.



الشكل 3–6 : التوفيق بمفاعلية ردية تسلسلية بوصلة الدارة المقصورة والمفتوحة.

من أجل شبكة التوفيق المصممة هنا، يلزمنا ملف بقيمة 4.38nH لإعطاء SWR مساوية للواحد عند التردد 2000MHz. بفرض أن الممانعة المميزة للخط المقصور $Z_{0s}=100\Omega$ والمستخدمة لتشكيل المفاعلية المطلوبة. من المعادلة (2−82) يكون :

$$\left(4\pi\times10^{9}\right)\left(4.38\times10^{-9}\right)=100\tan\frac{2\pi l_S}{\lambda}$$

وبذلك $l_S = 0.08\lambda$ وبفرض $\lambda = \lambda_0$ من أجل وصلة الخط، $l_S = (0.08)(15) = 1.2Cm$

. إن قيمة l_S يمكن أيضاً الحصول عليها من مخطط سميث المنسوب إلى Z_{0S} .

وبذلك $l_S = 0.08\lambda$ وبفرض $\lambda = \lambda_0$ من أجل وصلة الخط، $l_S = (0.08)(15) = 1.2Cm$

. إن قيمة l_S يمكن أيضاً الحصول عليها من مخطط سميث المنسوب إلى Z_{0S} . نحدد المسافة على تدريج طول الموجة من $\overline{Z} = 0$ (دارة قصر) إلى النقطة +J55/100=+J0.55 وهذا يعطي $l_S = 0.08\lambda$. نذكر بأن اختيارنا لـ Z_{0S} يجعل $l_S < 0.10\lambda$ حتى في الحد الأعلى من المجال الترددي. من المفيد النظر إلى إجراء التوفيق من وجهة نظر عامل الانعكاس. بدون شبكة التوفيق، فإن ممانعة الحمل $\overline{Z}_L = 0.50 + J0.60$ تسبب نسبة أمواج مستقرة SWR = 2.8 ولذلك من المعادلة (2−47)، $|\Gamma_L|=0.48$.

من ناحية ثانية، إذا كانت شبكة التوفيق منتهية بحمل عديم الانعكاس ($Z_L = Z_0$) ، فإن الانعكاس الوحيد يمكن أن يعزى للتحريضية التسلسلية. أي أن $\overline{Z}_{in} = 1 + J1.1$ عند التردد 2000MHz تسبب أيضاً SWR=2.8 . وهكذا فإن الانعكاس الناتج من التحريضية يكون له نفس مطال Γ_L .

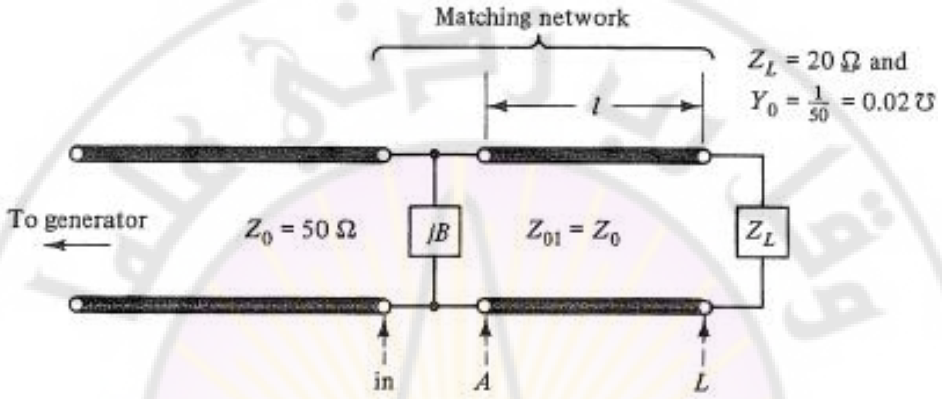
إن التوفيق يحدث عندما يلغي الانعكاسان المنظوران بعضهما عند الدخل بحيث نحصل على $\Gamma_{in} = 0$ و SWR=1 . إن وظيفة طول الخط l تكمن في حصول فرق بالزاوية للانعكاسين بحيث يلغي الواحد الآخر عند مستوي الدخل. إن وجهة النظر هذه مفيدة جداً في فهم عملية شبكة التوفيق والمحولات والمرشحات الميكروية.

- **التوفيق بواسطة مفاعلية ردية تفرعية**

Shunt reactive matching

هذه التقنية مشابهة تماماً للتوفيق بواسطة مفاعلية ردية تسلسلية ما عدا أن المفاعلية الردية توضع على التفرع مع خط النقل. في الترددات الميكروية، بشكل عام، من السهل إضافة عنصر تفرعي ضمن بنية خط النقل.

إن شبكة التوفيق بواسطة مفاعلية ردية تفرعية مبينة في الشكل (3−7) حيث نأخذ Z_{01} مساوية لـ Z_0 .



الشكل 3−7 : شبكة التوفيق بالمفاعلية التفرعية.

لتوضيح هذه التقنية، ليكن $Z_0 = 50\Omega$ و $Z_L = 20\Omega$ ، أومية. إن هذه الطريقة تبقى صالحة حتى من أجل أي ممانعة حمل عقدية.نعين أولاً ممانعة الحمل المنسوبة

$\overline{Z}_L = 20/50 = 0.40$ على مخطط سميث الشكل (3−8) وبوجود عنصر التوفيق التفرعي فإن حل مخطط يجب أن يتم بدلالة السماحية. ولذلك ، الخطوة الأولى هي قلب $\overline{Z}_L$ إلى $\boxed{}$ بالدوران من النقطة $\overline{Z}_L$ بمقدار نصف دورة حول المخطط وعلى دائرة SWR.

إن التوفيق يتطلب بأن تكون $\overline{Y}_{in} = 1$ ، ولذلك فإن طول الخط l نختاره بحيث أن القسم الحقيقي لـ $\overline{Y}_A$ يساوي الواحد. كما سبق، يوجد هناك احتمالان لاسيما وأن دائرة SWR تقطع دائرة $\overline{G} = 1$ في نقطتين نسميهما $\overline{Y}_A = 1 + J0.95$ و $\overline{Y}_A = 1 - J0.95$.

من أجل $l = 0.90\lambda$ يكون:

$\overline{Y}_A = 1 - J0.95$ و $Y_0 = 0.02\ 1/\Omega$ إذاً $Y_A = 0.02 - J0.019\ (1/\Omega)$.

هذا يعني بأن السعة التفرعية ذات سماحية قيمتها $(1/\ \Omega)$ J0.019 ضرورية لإلغاء الأثر التحريضي لـ Y_A .

وهكذا إضافة سماحية سعوية $B=\omega C=0.019(1/\Omega)$ عند المستوي A ينتج في الدخل Y_{in} $(1/\Omega)$ =0.02 أو $\overline{Y}_{in}=1$ وهو شرط التوفيق. إن السهم المتكرر على مخطط سميث من $\overline{Y}_A$ إلى النقطة $\overline{Y}_{in}$ يشير إلى أثر إضافة السماحية السعوية. إن إضافة $(1/\ \Omega)$ J0.019 على التفرع يكافئ التحرك نحو الأعلى بمقدار 0.95 وحدة من السماحية على دائرة $\overline{G}=1$.

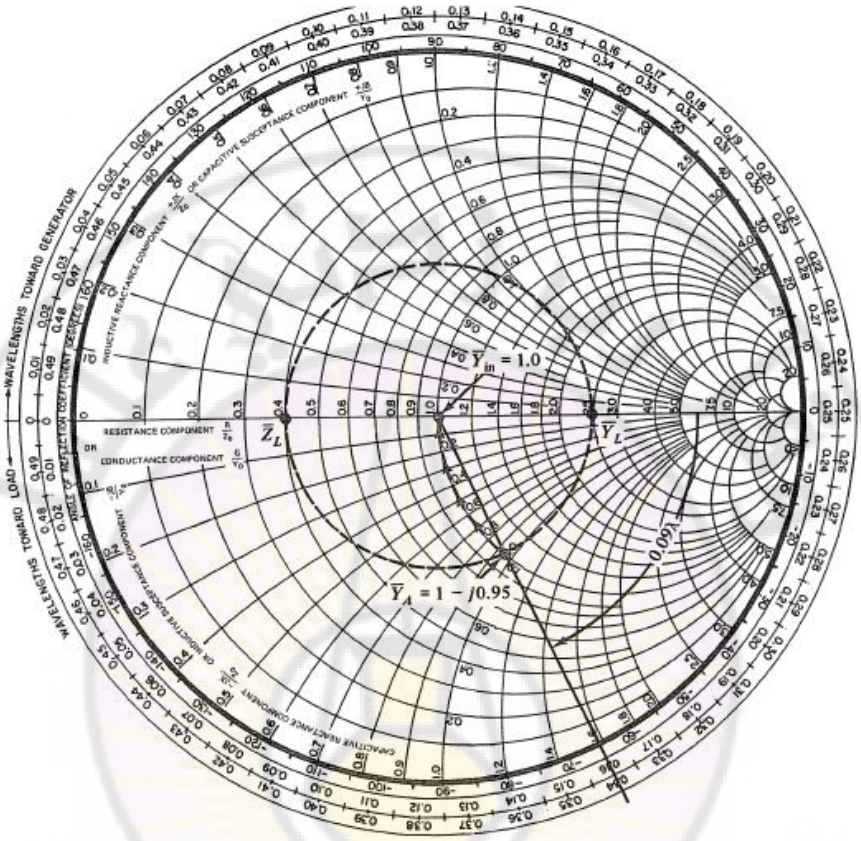
بعد ذلك نحسب C و l عند تردد التصميم ومن ثم نجري نفس الإجراء السابق في حالة التوفيق بواسطة مفاعلية ردية تسلسلية في تحليل الدارة عند الترددين الآخرين ما عدا أن الحسابات يجب أن تجرى بدلالة السماحية.كما شرحنا سابقاً فإن الوصلات ذات الدارة المقصورة والمفتوحة يمكن أن تستعمل للحصول على السماحية المطلوبة. إن شكلي الوصلة التفرعية موضحان في الشكل (3–9). ما سبق، من المفضل استعمال ممانعة كبيرة للخط المقصور من أجل السماحية وممانعة صغيرة للخط المفتوح من أجل السماحية السعوية.

في المثال السابق، تعطى قيمة السعة المطلوبة بـ $C = 0.019/\omega$. من أجل تردد تصميم معطى وممانعة مميزة للوصلة Z_{0S} ، طول الوصلة l_S يمكن أن يحسب من المعادلة (2–86).إن أشكال التوفيق الموصوفة بالشكل (3–6) و (3–9) تعرف بالموفقات ذات الوصلة الواحدة وفي نظم خط النقل المحوري والشرائحي، فإن الوصلة التفرعية هي الأكثر استخداماً.إن أشكال التوفيق الموصوفة بالشكل (3–6) و (3–9) تعرف بالموفقات ذات الوصلة الواحدة وفي نظم خط النقل المحوري والشرائحي، فإن الوصلة التفرعية هي الأكثر استخداماً.

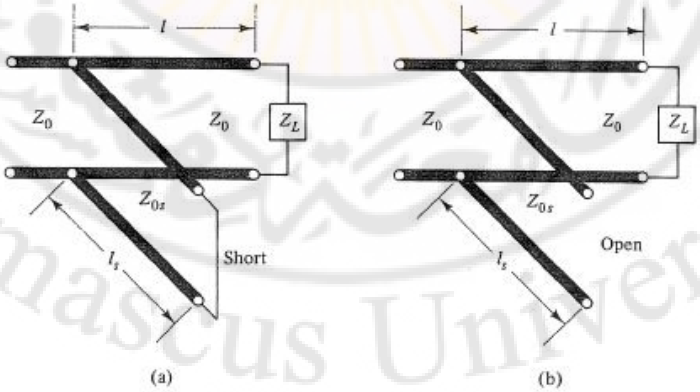
- **شبكات التوفيق العريضة المجال**

Broadband matching networks

إن تقنية التوفيق بواسطة مفاعلية ردية تسلسلية وتفرعية تجعل قيم SWR منخفضة على مجال ضيق من الترددات (تقريباً أقل من 20%) ويمكن تحسين فعالية المجال العريض باستعمال دارات الرنين التسلسلية والتفرعية. هذه الدارات يمكن أن تتألف من ملفات ومكثفات أو من وصلات مفتوحة أو مقصورة بطول ربع طول الموجة. وفي كلتا الحالتين فإن وظيفتيهما تكمن في إنقاص الأثر الردي لشبكات التوفيق ضمن المجال الترددي المفيد. والمثال التالي يوضح إجراء التصميم.



الشكل 3–8 : حل مخطط سميث من أجل الدارة المبينة بالشكل (3–7).



الشكل 3–9 : التوفيق بمفاعلية ردية تفرعية بوصلة الدارة المقصورة والمفتوحة.

مثال 3−1 :

ممانعة حمل توفق إلى خط نقل ممانعته المميزة 50Ω عند التردد 2000MHz باستعمال تقنية التوفيق الردي.قيم ممانعة الدخل (Z_D) عند الترددات 2400MHz, 2000MHz, 1600MHz هي على التتالي 80-J40Ω، 50Ω ، 30+J20Ω

القيم المنسوبة لـ ($\overline{Z}_D = Z_D/50$) عينت على مخطط سميث الشكل (3−10). من المخطط يظهر بأن قيم SWR تتدرج من 2.2 عند الحد الأدنى إلى 2 عند الحد الأعلى للمجال الترددي. يقترح بأن الدارة المبينة بالشكل (3−11) تستعمل لتحسين SWR للدخل.

المطلوب : حدد قيم L , C , l .

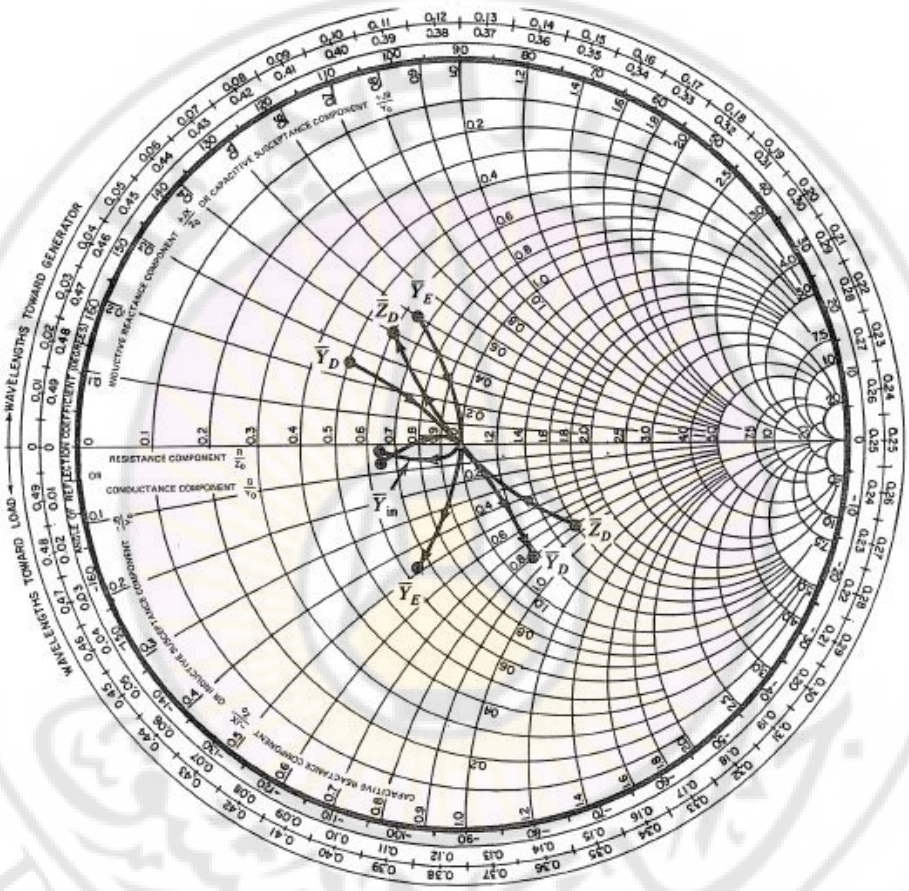
الحل :

إن الدارة L-C تكون على التفرع مع الخط لذلك من الأفضل حل هذه المسألة بدلالة السماحية. إن المرحلة الأولى تقتضي بقلب منحني $\overline{Z}_D$ إلى نقاط منحني $\overline{Y}_D$. النتيجة مبينة على الشكل (3−10). بعد ذلك نختار طول الخط l لإعطاء نقاط السماحية المتناظرة $\overline{Y}_E$. نذكر بأن $\overline{Y}_E$ تكون سعوية تحت التردد 2000MHz وتحريضية فوق التردد 2000MHz . وهذا هو المرغوب به حيث أن دارة الرنين مولفة على التردد 2000MHz. إن أثر المفاعلية الردية يميل لحذف القسم التخيلي الناتج من $\overline{Y}_E$. بواسطة التجريب والخطأ، يحدد بأن l = 0.9Cm يعطي السماحية $\overline{Y}_E$ المرغوب بها حيث فرض أن $\lambda = \lambda_0$

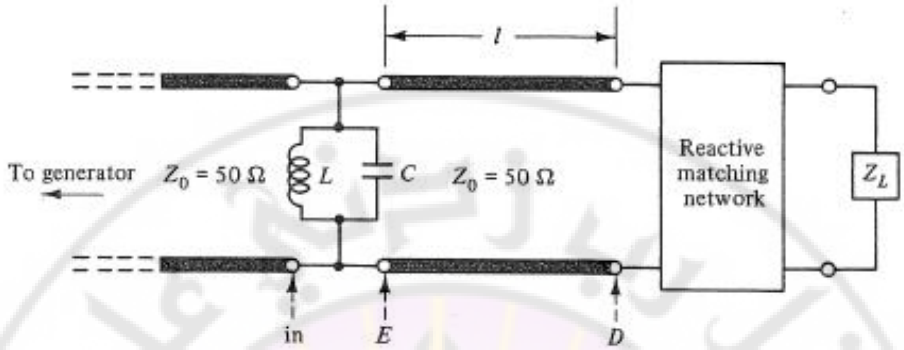
من أجل هذه القيمة l فإن منحني $\overline{Y}_E$ نحصل عليه بالدوران لنقاط المنحني $\overline{Y}_D$ نحو المولد بمقدار (0.90/18.75 = 0.048) عند التردد الأدنى و (0.90/12.50 = 0.070) عند التردد الأعلى للمجال الترددي. عند منتصف المجال 2000MHz ، $\overline{Y}_E$ تكون مساوية للواحد وبما أن $\overline{Y}_D$ عند مركز مخطط ، $\overline{Y}_E$ تكون مستقلة عن l .إن قيم السماحيات المنسوبة وضعت في الجدول (3−2).

freq(MHz)	λ_0 (cm)	l/λ	$\overline{Y}_D$	$\overline{Y}_E$	$\overline{Y}_{in}$	SWR
600	18.75	0.048	0.05+j0.25	0.65+j0.50	0.65-j0.05	1.55
000	15.00	0.060	1.00	1.00	1.00	1.00
400	12.50	0.072	1.15-j0.08	0.65-j0.48	0.65-j0.03	1.55

الجدول 3−2 : قيم السماحية و SWR من أجل دارة التوفيق العريضة المجال في الشكل (3− 11). حل مخطط سميث مبين في الشكل (3−10)



الشكل 3−10 : تحليل مخطط سميث لشبكة التوفيق العريضة المجال المبينة بالشكل (3−11)
(l = 0.9Cm , L = 3.25nH , C = 1.95pF)



الشكل 3−11 : تقنية التوفيق العريضة المجال والتي تستعمل دارة رنين L-C.

إن الهدف من دارة الرنين التفرعية يتجلى في حذف أثر القسم التخيلي للسماحية $\overline{Y}_E$ عند أطراف المجال بينما تترك قيمة منتصف المجال بدون تغيير. وهكذا فإن الدارة يجب أن تزودنا بقسم تخيلي سالب للتردد الأدنى وقسم تخيلي موجب للتردد الأعلى وصفر عند تردد العمل 2000MHz. إن دارة الرنين L-C التفرعية العاملة على التردد 2000MHz لها هذه الخواص والسماحية المنسوبة لها تعطى بالعلاقة :

$$\overline{B} = \frac{B}{Y_0} = \frac{1}{Y_0}\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = \frac{\omega_r C}{Y_0}\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) \qquad (3-3)$$

حيث $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ هو تردد الرنين. ميل السماحية المنسوبة عند تردد الرنين يعطى بالعلاقة

$$\left.\frac{d\overline{B}}{d\omega}\right|_{\omega_r} = \frac{2C}{Y_0} = 2CZ_0 \qquad (4-3)$$

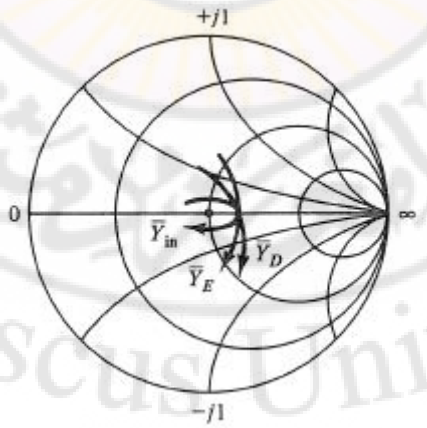
قيمة السعة المطلوبة نحصل عليها بمساواة هذا الميل إلى القيمة السالبة لميل السماحية $\overline{Y}_E$.

مع $Z_0 = 50\Omega$:

$$100C = \frac{-(-0.48-0.50)}{2\pi(2.40-1.6)10^9} \quad \Rightarrow \; C = 1.95\,pF$$

حيث $\overline{Y}_E$ ميل السماحية يقرب بـ $\Delta\overline{B} / \Delta\omega$ بين الترددين 1600MHz و 2400MHz. من شرط الرنين $L = \left(\omega_r^2\, C\right)^{-1} = 3.25nH$.

باستعمال القيم السابقة والمعادلة (3−3) ، $\overline{Y}_{in} = \overline{Y}_E + J\overline{B}$ يمكن أن تحسب عند الترددات الثلاث المفيدة. النتائج أعطيت بالجدول (3−2) وعينت في الشكل (3−10) وقيم SWR حصلنا عليها من مخطط سميث ودونت في الجدول (3−2). من هذا المثال يتضح أن طول الخط 0.90Cm ودارة الرنين حسنت SWR بمقدار 40% من عرض المجال. الأكثر من ذلك أن التحسين يمكن أن يتحقق إذا صممت شبكة التوفيق التخيلية الأصلية ولكن منحني $\overline{Y}_D$ يمكن أن ينزاح قليلاً إلى يمين المخطط. هذه الحالة مبينة على الشكل (3−12). إن طول الخط 0.90Cm يعطي منحني لـ $\overline{Y}_E$ متناظراً مبين في الشكل (3−11)، كما سبق إن أثر الدارة L-C يكمن في إضافة سماحية تحريضية تحت تردد العمل وسماحية سعوية فوق تردد العمل. هذا يعني أن الطرف الأدنى لـ $\overline{Y}_E$ يتحرك نحو الأسفل والطرف الأعلى لـ $\overline{Y}_E$ يتحرك نحو الأعلى على دوائر الناقلية $\overline{G}$ التابعة لها على التتالي. إن النتيجة موضحة على منحني $\overline{Y}_{in}$. بهذه الطريقة يمكن أن نحصل على SWR أقل من 1.30 ضمن 40% من عرض المجال.



الشكل 3−12 : تحسين أفضل لتقنية التوفيق العريضة المجال الموصوفة في الشكل (3−10) و (3−11).

كما أشرنا سابقاً، وصلات الدارة المقصورة والمفتوحة يمكن أن تستعمل عوضاً عن دارات الربط

L-C . وقد نوقشت خصائصها في الفقرة(2−6).

على سبيل المثال، إن السماحية التخيلية التي تسلك سلوك خط نقل مقصور وبطول ربع طول الموجة (λ/4) تشابه تماماً دارة L-C التفرعية. إن سماحية دخلها $Y_{in} = 1/Z_{in}$ ، حيث Z_{in} تعطى بالعلاقة (2−81). وهكذا فإن السماحية التخيلية لوصلة مقصورة بطول l_S وسماحية مميزة Y_{0S} تعطى بالعلاقة :

$$B = -Y_{0S}\cot\frac{2\pi l_S}{\lambda} = -Y_{0S}\cot\frac{\omega l_S}{v} \qquad (5-3)$$

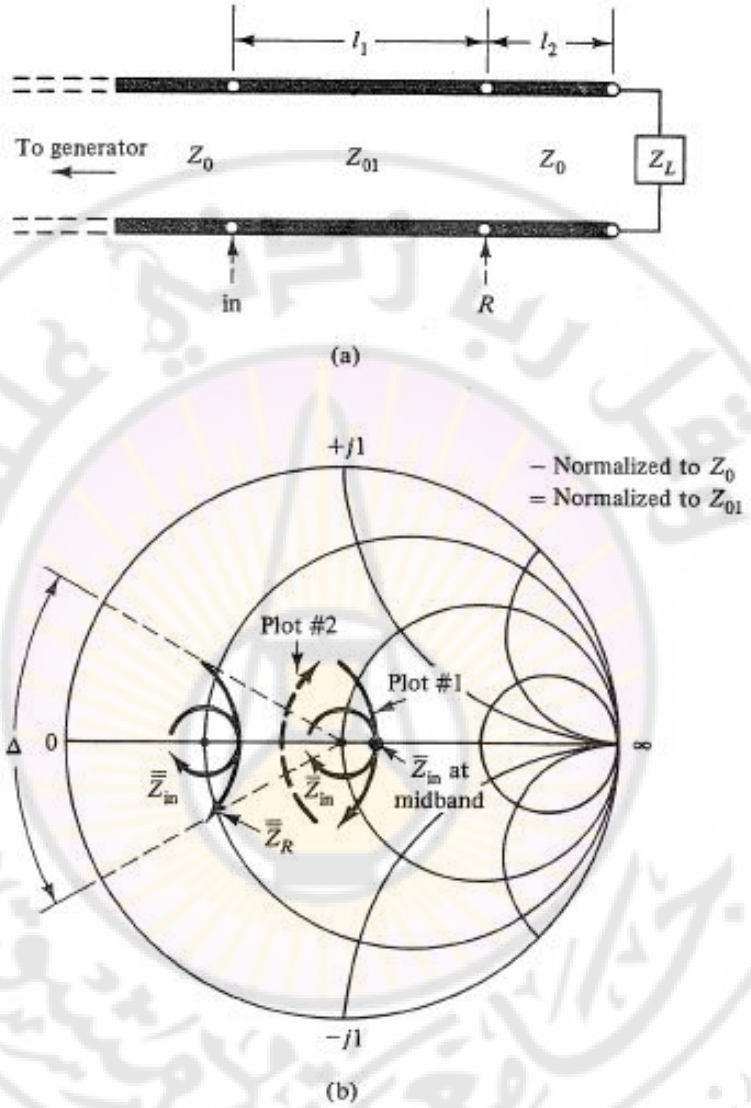
حتى تنتج نفس خصائص الدارة L-C ، فإن l_S يجب أن تساوي إلى λ/4 عند تردد الرنين ω_r . أيضاً، ميل السماحية للوصلة يجب أن يساوي السماحية التخيلية لدارة L-C عند تردد الرنين ω_r من أجل وصلة مقصورة فإن ميل السماحية التخيلية المنسوبة عند ω_r يساوي:

$$\left.\frac{d\overline{B}}{d\omega}\right|_{\omega_r} = \frac{1}{Y_0}\left.\frac{dB}{d\omega}\right|_{\omega_r} = \frac{Y_{0S}}{4 f_r Y_0} = \frac{Z_0}{4 f_r Z_{0S}} \qquad (6-3)$$

حيث من أجل شبكة التوفيق العريضة المجال، f_r هو تردد منتصف المجال. وهكذا، فإن دارة L-C في المثال (3−1) يمكن أن تستبدل بوصلة قصر مع l_S = λ/4 عن التردد 2000MHz . إن القيمة المطلوبة لـ Z_{0S} نحصل عليها من المعادلة (3−4) و (3−6).

هناك تقنية أخرى لتحسين خصائص SWR لممانعة الحمل الحساسة للتردد تعرض في الشكل (3−13) . إن طول مقطع الخط ذو الممانعة المميزة Z_{01} يكون λ/2 عند تردد العمل. منحنيات الاستجابة الترددية للممانعة للشكل المبين في القسم (ب) من الشكل (3−13−ب) يمكن تحسينه بهذه التقنية.

إذا كان منحني ممانعة الحمل $\overline{Z}_L = Z_L / Z_0$ ليس الشكل المرغوب به. فإن طول l_2 من خط نقل ذي ممانعة مميزة Z_0 يمكن أن يستعمل لتدوير المنحني. إن اختيار Z_{01} يعتمد على شكل المنحني الناتج $\overline{Z}_R (= Z_R / Z_0)$. إذا كانت $\overline{Z}_R$ مشابهة للمنحني (# 1)، نختار $Z_{01} > Z_0$ ، بينما إذا كانت $\overline{Z}_R$ تشبه المنحني (# 2)، نختار $Z_{01} < Z_0$.



الشكل 3-13 :

التوفيق عريض المجال بخط نقل بطول نصف طول الموجة ($l_1 = \lambda/2$ ، عند تردد العمل).

إن عملية مقطع خط بطول نصف طول الموجة تفهم ببساطة بمساعدة مخطط سميث الشكل

(3–13–ب). أفترض أن المنحني (1 #)، يمثل $\overline{Z}_R$ وأن $Z_{01} = 2Z_0$.
بنسب Z_R إلى Z_{01} يعطي المنحني المسمى $\overline{\overline{Z}}_R$ ، حيث $\overline{\overline{Z}}_R = Z_R / Z_{01} = 0.50\overline{Z}_R$ مع l_1 تساوي نصف طول الموجة عند تردد العمل.
وتكون أقل من 0.50λ عند التردد الأدنى وأكبر من 0.50λ عند التردد الأعلى. بالدوران نحو المولد فإن الكميات عند الترددات الثلاث تنتج في المنحني $\overline{\overline{Z}}_{in}$ كما هو موضح بالشكل (3–13). إن إغلاق منحني الممانعة يعزى للحقيقة أن نقاط التردد الأعلى تدور بمقدار أكبر من تلك عند التردد المنخفض. إن النسب المعاكس لـ Z_0 ينتج منحني $\overline{Z}_{in}$ المبين، حيث $\overline{Z}_{in} = Z_{in} / Z_0 = 2\overline{\overline{Z}}$.
نذكر بأنه عند تردد العمل يكون $Z_{in} = Z_R$ باستثناء أن الممانعة تعيد نفسها عند كل طول نصف طول الموجة. عند أطراف المجال، على كل حال، فإن نقاط $\overline{Z}_{in}$ يكون لها قيم SWR أقل بكثير من نقاط $\overline{Z}_R$ المطابقة.
إن الاختيار $Z_{01} = 2Z_0$ ليس بالضرورة مثالياً. إنما اختير لبرهان هذه التقنية، إن القيمة المثالية لـ Z_{01} يمكن أن تحدد باستعمال معادلة تحويل الممانعة. وتختار بحيث أن المسافة الزاوية الممتدة لمنحني $\overline{\overline{Z}}_R$ الناتجة على تدريج طول الموجة تساوي إلى الفرق لقيم l / λ على أطراف المجال. وبذلك نكون قد اخترنا Z_{01} حيث :

$$\frac{l_1}{\lambda_H} - \frac{l_1}{\lambda_L} = \Delta \qquad (7-3)$$

حيث λ_H, λ_L على التتالي طول الموجة عند الطرف الأصغر والطرف الأعلى للتردد و Δ هي المسافة الزاوية لـ $\overline{\overline{Z}}_R$ على تدريج طول الموجة (انظر الشكل 3–13–ب).
باختيار Z_{01} بهذه الطريقة، فإن منحنيات $\overline{\overline{Z}}_{in}$ و $\overline{Z}_{in}$ سوف تشبه تلك المبينة على الشكل. إن النتائج التي حصلنا عليها بهذه الطريقة تقارن مع النتائج التي حصلنا عليها بطريقة دارة L-C (الشكل3–11).

3–1–2 مقاطع خط النقل كشبكات توفيق

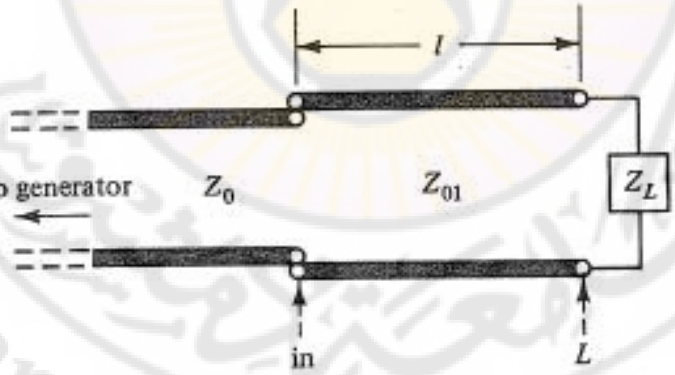
Transmission-Line Sections as Matching Networks

التقنية الأخرى الواسعة الاستخدام في توفيق الممانعة تستعمل مقطعاً أو أكثر من خط نقل مربوط بشكل سلسلة مع ممانعة الحمل. إن إجراء التصميم من أجل هذا موصوف هنا.

- **محول قصير The short transformer**

إحدى الطرق لتوفيق ممانعة حمل عقدية Z_L إلى خط نقل ذي ممانعة مميزة Z_0 هي بواسطة خط قصير من خط نقل عديم الضياع.

إن طريقة التوفيق مبينة بالشكل (3−14) ، حيث Z_{01} ، l هما الممانعة المميزة وطول خط النقل.هذه الطريقة تظهر ممكنة لاسيما من وجهة نظر عامل الانعكاس، ويمكننا أن نتصور Z_{01} المختارة بحيث أن الانعكاسات من مستويات الدخل والحمل تكون متساوية. مع اختيار Z_{01} ، l يمكن عند ذلك أن تضبط لحذف هذين الانعكاسين بحيث نحصل على SWR للدخل مساوية للواحد.



الشكل 3−14 :محول قصير $Z_L = R + JX$.

إن التحليل التالي يبين بأن ذلك يتم تحت بعض الشروط. إن ممانعة الدخل للمحول يمكن

الحصول عليها من المعادلة (2−77) ، معادلة تحويل الممانعة. بوضع $Z_{in} = Z_0$ من أجل التوفيق المثالي ينتج :

$$Z_{in} = Z_{01}\frac{Z_L + JZ_{01}\tan\beta l}{Z_{01} + JZ_L\tan\beta l} = Z_0$$

بشكل عام $Z_L = R + JX$ وهكذا :

$$Z_{in} = Z_{01}\frac{(R+JX) + JZ_{01}\tan\beta l}{Z_{01} + J(R+JX)\tan\beta l} = Z_0$$

$$RZ_{01} + JZ_{01}(X + Z_{01}\tan\beta l) = Z_0 Z_{01} - Z_0 X\tan\beta l + JZ_0 R\tan\beta l$$

بفصل المساواة إلى قسم حقيقي وقسم تخيلي يمكننا الحصول على معادلات التصميم التالية :

$$Z_{01} = \sqrt{RZ_0 - \frac{X^2 Z_0}{Z_0 - R}} \quad , \quad \tan\beta l = Z_{01}\frac{Z_0 - R}{XZ_0} \qquad (8-3)$$

وحتى يكون هناك حل، Z_{01} يجب أن تكون حقيقية. وهذا يحدث من أجل أي من مجموعة الشروط التالية :

$$R > Z_0 \quad \text{أو} \quad R < Z_0 \quad \text{و} \quad X^2 < R(Z_0 - R) \qquad (9-3)$$

على سبيل المثال، إذا كان $R = 20\Omega$ ، $Z_0 = 100\Omega$ ، فإن الحمل لا يمكن أن يوفق إذا كانت $|X|$ أكبر من 40Ω . الأكثر من ذلك، إن القيم العملية لـ Z_{01} حددت بواسطة اعتبارات أخرى (كالضياع، الاستطاعة المعمول بها، والسماحيات الميكانيكية). من أجل الخطوط المحورية (Cable Coaxial) أو الخطوط الشرائحية (Microstrip Line) فإن الممانعة المميزة تحصر عادة ضمن المجال Ω(10-150) . إن البساطة في تقنية التوفيق تجعل منها طريقة مقبولة في معظم التطبيقات الضيقة المجال. وتدعى بالمحول القصير ضمن الشروط بحيث أن l طول الخط أقل من ربع طول الموجة ($\lambda/4$). إن شبكة التوفيق التي تستعمل في بعض تطبيقات التردد المنخفض تدعى بمحول L-C .

الشكل (3−15) يبين التوصيل من أجل نهاية أومية عندما $R_L > Z_0$. من أجل قيمة معطاة

لـ R_L ، فإن قيم L و C المطلوبة من أجل التوفيق المثالي ($Z_{in} = Z_0$) عند تردد التصميم يحصل عليها من العلاقات التالية :

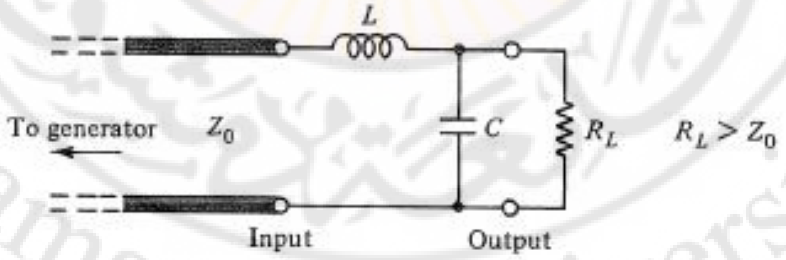
من أجل $R_L > Z_0$

$$\omega L = \sqrt{Z_0 (R_L - Z_0)} \quad , \quad \omega C = \sqrt{\frac{R_L - Z_0}{Z_0 R_L^2}} \qquad (10-3)$$

من أجل $R_L < Z_0$

$$\omega L = \sqrt{R_L (Z_0 - R_L)} \quad , \quad \omega C = \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L Z_0^2}} \qquad (11-3)$$

هذه المعادلات يحصل عليها بإيجاد علاقة ممانعة الدخل ومساواة القسم الحقيقي إلى Z_0 والقسم التخيلي إلى صفر. علاقات مشابهة يمكن أن تشتق إذا كانت ممانعة الحمل عقدية. في الترددات الميكروية، المفاعلية التحريضية والسماحية السعوية المطلوبة يمكن أن تحقق بوصلات مفتوحة أو مقصورة. إن الممانعة العالية لخط مقصور تزودنا بتحريضية (3-82) بينما السعة يحصل عليها بممانعة منخفضة لخط ذو دارة مفتوحة (3-86). إن الوصلة المقصورة على التسلسل مع خط نقل رئيسي غالباً تظهر صعوبات في التنفيذ. وهذا صحيح بشكل خاص في نظم النقل المحورية والشرائحية.

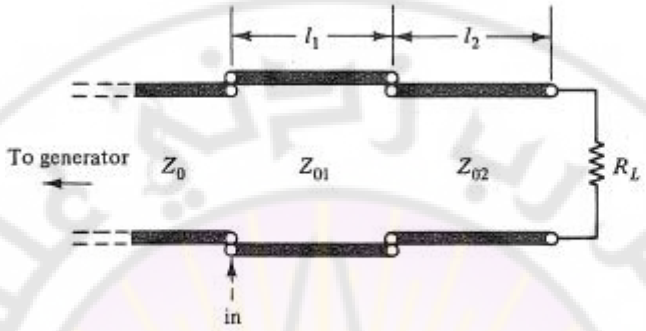


الشكل 3-15 :

محول L-C (ملاحظة : من أجل $R_L < Z_0$ نعكس المحول بحيث أن L توصل على التسلسل مع R_L و C توصل على التفرع مع ممانعة الدخل).

هذه الصعوبات يمكن التغلب عليها بواسطة مقطعين لخط نقل على التتالي (Z_{01}, l_1 و

(Z_{02}, l_2) كما هو مبين في الشكل (3−16).



الشكل 3−16 :خط نقل يكافئ محول L-C .

إن المساواة بين هذه الدارة ومحول L-C تعتمد على التقريبات التالية :

1− مقطع صغير من خط ذي ممانعة عالية يكافئ تحريضية تسلسلية.

2− مقطع صغير من خط ذي ممانعة منخفضة يكافئ سعة تفرعية.

إن معنى، صغير، عال ومنخفض يمكن أن يوضح بالاشتقاقات التالية.

إن ممانعة الدخل لخط نقل عديم الضياع ذي طول l ومنه بممانعة حمل Z_L تعطى بواسطة معادلة تحويل الممانعة (3−77) وهي :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + JZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + JZ_L \tan \beta l} \approx Z_0 \frac{Z_L + JZ_0 \beta l}{Z_0 + JZ_L \beta l}$$

حيث إن الشكل التقريبي يصلح عندما $\beta l < \pi/6$ ($l < \lambda/12$) . مع هذا حصراً، $\tan \beta l \approx \beta l$ *radians* مع دقة 10%. عندما $|Z_L| << Z_0$ (ليكن $Z_0 > 3|Z_L|$) فإن الشكل التقريبي يختصر إلى :

$$Z_{in} \approx Z_L + JZ_0\beta l = Z_L + J\omega\frac{Z_0\, l}{v} \qquad (12-3)$$

وبهذه الطريقة فإن مقطعاً صغيراً من خط نقل ذي ممانعة عالية يسلك سلوك تحريضية تسلسلية ذو قيمة $Z_0 l/v$ بالهنري (H). باستعمال معادلة تحويل السماحية (3−78) يمكننا أن نرى أنه من أجل ($l < \lambda/12$) و $Y_0 > 3\,|Y_L|$ فإن سماحية الدخل تقترب إلى :

$$Y_{in} \approx Y_L + JY_0\beta l = Y_L + J\omega\frac{Y_0\, l}{v} \qquad (13-3)$$

وبهذه الطريقة فإن مقطع صغير من خط نقل ذي ممانعة منخفضة يسلك سلوك سعة تفرعية ذو قيمة $Y_0 l/v$ بالفاراد (F). إن أكثر مهندسي الأمواج الميكروية يرون أن هذه التقريبات مفيدة في دراسة وتصميم الدارات الميكروية.

بأخذ التقريبات السابقة، فإن الدارة في الشكل (3−16) يمكن أن تكون مكافئة لمحول L-C . على سبيل المثال، مع $Z_{02} << R_L$ و $Z_{01} >> Z_{02}$ فإن الدارة تقرب إلى المحول في الشكل (3−16). إذا كانت من ناحية أخرى، $R_L < Z_0$ فإن المحول L-C يجب أن يعكس وهذا يعني بأن الشروط من أجل خط النقل المكافئ هي $Z_{02} >> R_L$ و $Z_{01} << Z_{02}$. إن إجراء التصميم لخط نقل مكافئ لمحول L-C هي كالتالي :

1− Z_0 , R_L وتردد التصميم معطاة ، نستعمل إما المعادلة (3−10) أو (3−11) لحساب قيم L و C .

2− إذا كان $R_L > Z_0$ ، نختار $Z_{02} < R_L/3$ و $Z_{01} > 9\, Z_{02}$ ، نحسب l_1 و l_2 من L $\approx Z_{01}\, l_1/ v_1$ و $C \approx Y_{02}\, l_2/v_2$ حيث v_1 , v_2 على التوالي سرعات الموجات في الخطوط ذات الممانعة المميزة Z_{01} , Z_{02} .

بالعكس ، إذا كان $R_L < Z_0$ ، نختار $Z_{02} > R_L/3$ و $Z_{01} < Z_{02}/9$ ، إن أطوال الخط يحصل عليها من $L \approx Z_{02}\, l_2/ v_2$ و $C \approx Y_{01}\, l_1/v_1$.

3− تحقق من أن الأطوال l_1 , l_2 أصغر من $\lambda/12$ عند تردد التصميم. إذا لم تكن الحالة، نزيد ممانعة الخط التي تمثل الملف التسلسلي ونخفض ممانعة الخط التي تمثل المكثف التفرعي. في بعض الحالات، هذا الإجراء يعطي قيماً لـ Z_{01} , Z_{02} غير عملية.

كما أشرنا سابقاً، فإن خطوط TEM تحصر عادة في المجال $\Omega[10,150]$ ، كما نتج، إذا كانت متراجحة الممانعة السابقة لا يمكن أن تتحقق، فإن القيم الصحيحة لـ l_1 , l_2 يجب أن يحصل عليها من التحليل الصحيح لشبكة خط النقل في الشكل (3−16). وهذا يمكن أن يتم بتطبيق معادلة تحويل الممانعة على كلا مقطعي خط النقل Z_{01} , Z_{02} والحصول على معادلات من أجل ممانعة الدخل للشبكة. بوضع $Z_{in} = Z_0$ وبفصل القسم الحقيقي والقسم التخيلي ينتج معادلات التصميم من أجل l_1 , l_2

$$\tan \beta_1 l_1 = Z_{01} \left\{ \frac{(R_L - Z_0)(Z_{02}^2 - Z_0 R_L)}{(R_L - Z_{01}^2 - Z_0 Z_{02}^2)(Z_0 R_L - Z_{01}^2)} \right\}^{1/2} \qquad (14-3)$$

$$\tan \beta_2 l_2 = Z_{02} \left\{ \frac{(R_L - Z_0)(Z_{01}^2 - Z_0 R_L)}{(R_L - Z_{01}^2 - Z_0 Z_{02}^2)(Z_0 R_L - Z_{02}^2)} \right\}^{1/2} \qquad (15-3)$$

حيث $\beta_1 = \omega / v_1$ و $\beta_2 = \omega / v_2$. من أجل $R_L > Z_0$ ، نختار $Z_{01} > \sqrt{R_L Z_0}$ أكبر ما يمكن عملياً و $Z_{02} < \sqrt{R_L Z_0}$ أصغر ما يمكن عملياً ، وبعد ذلك نستعمل المعادلات السابقة لتحديد القيم الدقيقة لـ l_2, l_1 .

بالعكس ، من أجل $R_L < Z_0$ ، نختار $Z_{01} < \sqrt{R_L Z_0}$ أصغر ما يمكن عملياً و $Z_{02} > \sqrt{R_L Z_0}$ أكبر ما يمكن عملياً ، وبعد ذلك نستعمل المعادلات السابقة لتحديد القيم الدقيقة لـ l_2, l_1 .هذا الإجراء يصغر الطول الكلي لشبكة التوفيق. بشكل عام ، هذا الطول أصغر مقارنة مع محول ربع طول الموجة.

وهذا حسنة خاصة عند الترددات الميكروية المنخفضة حيث خط بطول ربع طول الموجة يمكن أن يصبح أكبر بكثير. إن السيئة لصغر أبعاد المحول L-C هو أن عرض مجاله المفيد أقل من ذلك العائد لمحول ربع طول الموجة.

إن المعادلات السابقة صالحة فقط من أجل ممانعة حمل حقيقية ($Z_L = R_L$) . وإن تقنية التوفيق في الشكل (3−16) يمكن أن تعمم لتتضمن ممانعات حمل عقدية.

في هذه الحالة تكون المعادلات التي حصلنا عليها سابقاً غير صالحة وبالتالي فإن الحلول الصحيحة يتم الحصول عليها بمساعدة الحاسب أو الآلة الحاسبة المبرمجة.

3-1-3 شبكات التوفيق المبددة Dissipative Matching Networks

كل شبكات التوفيق الموصوفة من الآن وصاعداً تتضمن عناصر ردية وخطوط نقل عديمة الضياع. وبالتالي من أجل الشبكة المصممة بدقة (أي SWR = 1) فإن كل الاستطاعة الواردة على دخل شبكة التوفيق تسلم إلى الحمل. أحياناً يوجد عدد من العناصر الميكروية والتي يتوجب أن يكون لها SWR منخفض، وهذا هام جداً، بينما يأخذ بعين الاعتبار مردود الاستطاعة المنقولة فقط بشكل ثانوي. وكمثال على ذلك، الكاشف الميكروي (microwave detector) المستعمل في مخبر القياسات بمستويات استطاعة نسبية. وبالتالي حتى نقلل من أخطاء القياسات فإنه يتطلب عادة قيم لـ SWR أصغر من (1.25) . وبما أن إشارة المولد تكون متوفرة أكثر من الاستطاعة الملائمة من أجل الكشف الميكروي، فإن الاستطاعة الأعظمية المنقولة إلى الكاشف الميكروي لا تعتبر في البداية. في هذه الحالة فإن شبكة التوفيق الردية يمكن أن تقدم بعض المحاسن. ويوضح المثال التالي هذه النقطة.

مثال 3-2 :

تكون الممانعة الاسمية للكاشف الميكروي (microwave detection) 200Ω مقاومي. وعند إنتاج كميات كبيرة فإن قيم الممانعة تتراوح من 100Ω مقاومي إلى 400Ω مقاومي. صمم شبكة التوفيق التي تضمن نسبة أمواج مستقرة SWR على الدخل أقل من 1.25 فيما إذا وصل الكاشف الميكروي إلى خط نقل ذي ممانعة مميزة 50Ω.

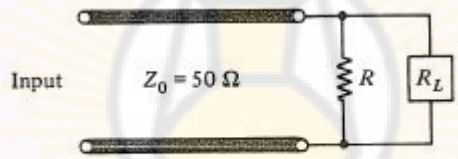
الحل :

إن قيم SWR سوف تتدرج من 2 إلى 8 بدون وجود شبكة التوفيق. إن شبكة توفيق التي توفق ممانعة الكاشف الاسمية إلى خط نقل ممانعته المميزة 50Ω سوف تنتج نسبة أمواج مستقرة SWR تساوي 2 عندما تستبدل ممانعة الكاشف الميكروي 200Ω بـ 100Ω أو بـ 400Ω . الأكثر من ذلك، إن حساسية التردد لشبكة التوفيق سوف تنتج قيم أكبر لـ SWR الحل الوحيد يكمن في وضع مقاومة R على التوازي مع الكاشف الميكروي كما هو موضح في الشكل(3-17).

تختار قيمة المقاومة R بحيث أنه من أجل القيم الكبيرة لـ R_L فإن نسبة الأمواج المستقرة SWR تكون أقل من 1.25 . وبالاستناد إلى المعادلة (2−49) ، هذا يتطلب بأن :

$$\frac{100R}{100+R} > \frac{50}{1.25} \quad , \quad \frac{400R}{400+R} < (1.25)50$$

والذي يعني بأن R يجب أن تكون أكبر من 66.7Ω أو أقل من 74.1Ω . يعطي الجدول (3−3) ، Z_{in} ، و SWR للدخل، ومردود الاستطاعة المنقولة من أجل القيم الثلاث لممانعة الكاشف الميكروي عندما R = 70Ω. إن العمود الثاني في الجدول يمثل الترتيب الموازي لـ R_L و المقاومة 70Ω. نشير الانتباه إلى أن كل نسب الأمواج المستقرة تكون أقل من 1.25 والذي يحقق المواصفات الأصلية.



الشكل 3−17 : شبكة التوفيق المقاومية. R_L تمثل ممانعة الكاشف الميكروي في المثال (3−2).

R_L (ohms)	Z_{in} (ohms)	Input SWR	$(P_L/P_A)\times$ %
100	41.2	1.21	40.8
200	51.9	1.04	25.9
400	59.6	1.19	14.7

الجدول 3−3 :فعالية شبكة التوفيق المقاومية للشكل (3−17) عندما تكون R = 70Ω .

يبين هذا المثال بأنه بواسطة استعمال شبكة توفيق من نوع مقاومي (على الأصح من نوع غير مبدد) يمكن الحصول على قيم لـ SWR منخفضة بالإضافة إلى إنقاص تغيرات SWR بين الكواشف. إن مثل دارة التوفيق هذه تكون مقاومية، وحساسة إلى التردد، بحيث تأخذ بعين الاعتبار عند تطبيقات التردد المرتد. لقد تم تحسن نسبة الأمواج المستقرة SWR على حساب مردود الاستطاعة المنقولة.

يبين العمود الأخير في الجدول (3-3) النسبة المئوية للاستطاعة المتوفرة (P_A) من منبع ممانعته المميزة 50Ω والتي تسلم إلى الكاشف. في بعض التطبيقات، تكون هذه الكمية لتغيرات الاستطاعة بين الكواشف غير مقبولة. ويمكن تخفيض تغيرات الاستطاعة هذه مع القيم المقارنة لـ SWR باستعمال المخمد الموفق كنسبة توفيق مبددة.

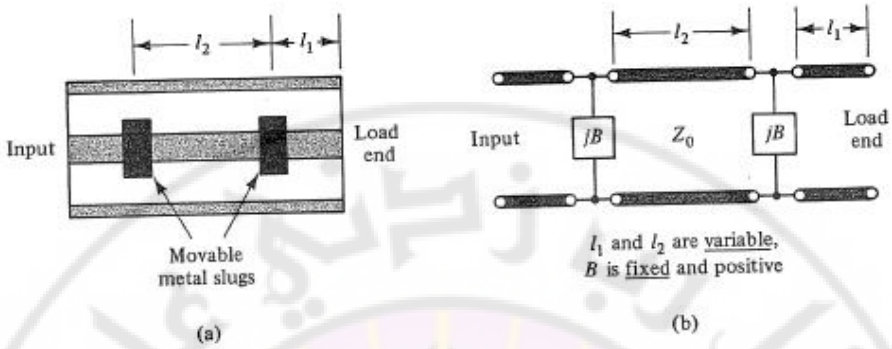
3-1-4 شبكات التوفيق المتغيرة Variable Matching Networks

إن الحاجة من أجل شبكة قادرة على توفيق عدد كبير من ممانعات الحمل يحدث غالباً في مخبر الأمواج الميكروية. هناك إمكانية تسمح باستعمال إما شبكات التوفيق التسلسلية أو التفرعية وفيها يكون خط النقل وقيمة المفاعلية الردية قابلان للضبط.

على كل حال، في نظم خطوط النقل المحورية، من الصعب بناء مفاعلية ردية (تخيلية) قابلة للضبط في القيمة والمكان. وكنتيجة، فإن أغلب شبكات التوفيق المتغيرة المعروفة هي الموفق ذو الكتلة المعدنية المضاعفة، والموفق ذو الوصلة المضاعفة. وقد دعيت بالموفقات لأنها تستعمل لحذف الانعكاسات الناتجة عن عدم توفيق الحمل.

- **الموفق ذو الكتلة المعدنية المضاعفة The double-slug turner**

يستعمل هذا الموفق الموضح بالشكل (3-18) سعتين تفرعيتين متماثلتين ذات قيمة ثابتة ولكن بمواقع متغيرة. أحد الأشكال يتكون من حلقتين معدنيتين (أو قطعتين) قابلتين للانزلاق على طول ناقل مركزي. قيم السماحيات الردية المنسوبة $\overline{B} = B/Y_0$ تختار بحيث تكون 0.7 .إن تحليل مخطط سميث التالي يبين بأنه عند ضبط l_1 , l_2 فأي ممانعة حمل لها $SWR \leq 4.0$ يمكن أن توفق بهذا الموفق. لتوفيق حمل له SWR عالية، يجب استعمال قيمة عالية لـ $\overline{B}$. إذا اختيرت $\overline{B}$ كبيرة، فإن الأداة تصبح مبددة وحساسة بشكل كبير لتغير الموقع والتردد. يبين الشكل (3-19) الدارة المكافئة للموفق مع $\overline{B} = 0.70$ وسماحية الحمل المراد توفيقها. سميت مواقع متعددة على طول الخط بـ in, C, B, A, L .



الشكل 3−18:

الموفق ذو القطعة المعدنية المضاعفة من نوع الخط الشرائحي ودارته المكافئة. B سماحية ثابتة ذو قيمة موجبة بينما l_1 , l_2 فهي متغيرة.

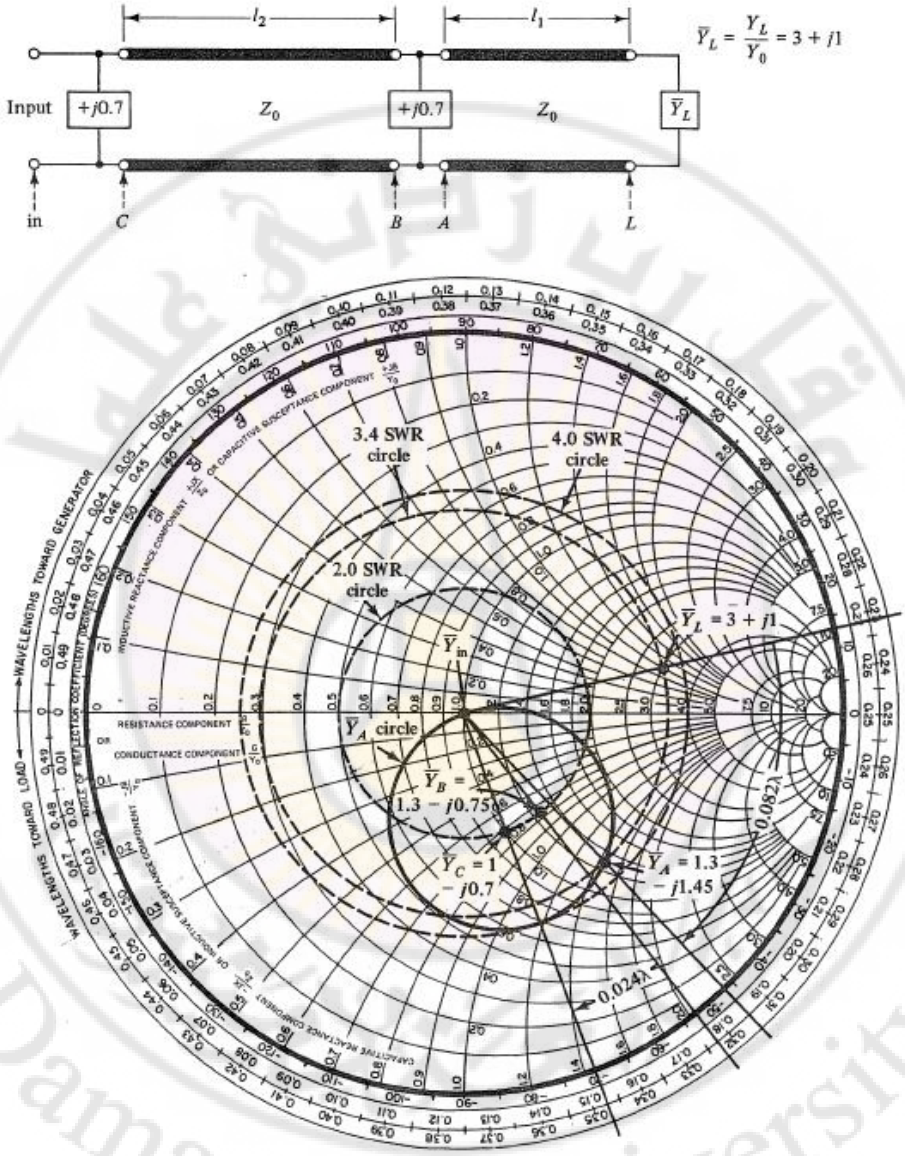
نعين سماحية الحمل المنسوبة $\overline{Y}_L$ على مخطط سميث.وبما أن النقطة $\overline{Y}_L$ تقع ضمن دائرة SWR = 4.0 فإن الموفق قادر على توفيق الحمل إلى خط النقل.

إن عمل الموفق يمكن أن يفهم بشكل أفضل وذلك بالبدء من الدخل والعمل بطريقة رجعية نحو الحمل. من أجل توفيق تام ($\overline{Y}_{in}$ =1) فإن السعة التفرعية الأولى تضيف (+J0.70) ومنه $\overline{Y}_C$ يجب أن تكون (1 –J0.70) وهي مبينة على المخطط.

هذا يعني بأن $\overline{Y}_B$ يجب أن تكون على دائرة SWR والتي تتضمن النقطة $\overline{Y}_C$. في مثالنا هي دائرة SWR المساوية إلى 2 كما هو مبين بالشكل.

وبما أن $\overline{Y}_B$ تقع على هذه الدائرة فإن تحديد l_2 يمكن أن ينتج $\overline{Y}_C = 1 - J0.70$. الآن وبما أن السعة الثانية أيضاً لها سماحية تخيلية منسوبة (+J0.70) فإن $\overline{Y}_A = \overline{Y}_B - J0.70$ وينتج المحل الهندسي لها بإزاحة كل قيم السماحية على دائرة SWR =2 بـ (+J0.70) وهي عبارة عن دائرة تحقق القيم الممكنة لـ $\overline{Y}_A$ والتي يمكن أن توفق. هذه القيم عرفت بدائرة $\overline{Y}_A$ المبينة على مخطط سميث.

إن الطرف الخارجي لهذه الدائرة يمس الدائرة SWR = 4.0 . هذا يعني بأن أي سماحية حمل منسوبة تقع على أو داخل دائرة SWR = 4.0 .



الشكل 3-19 :

تحليل مخطط سميث للموفق ذ ي القطعة المعدنية المضاعفة مع $\overline{B} = 0.70$. في هذا المثال

يمكن أن تحول إلى نقطة على دائرة $\overline{Y}_A$ بواسطة ضبط طول الخط l_1 . وبما أن $\overline{Y}_B = \overline{Y}_A + J0.70$ فإن نقطة $\overline{Y}_B$ الناتجة يجب أن تقع على دائرة SWR = 2 . إن الضبط الصحيح لـ l_2 ينتج $\overline{Y}_C = 1 - J0.70$ وبذلك $\overline{Y}_{in} = 1$ وهو شرط التوفيق.

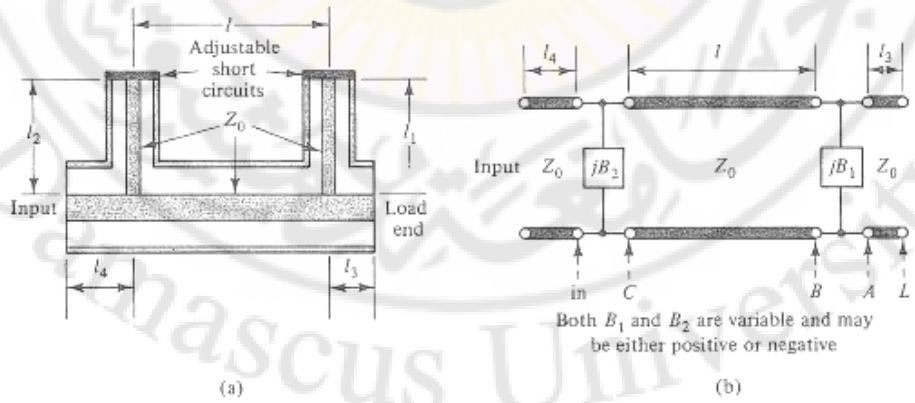
لتوضيح ذلك، ليكن $\overline{Y}_L = 3 + J1$. هذه القيمة ودائرة أمواجها المستقرة (SWR = 3.4) تعين على مخطط سميث. بوضع $l_1 = 0.082\lambda$، فإن النقطة $\overline{Y}_L$ تحول إلى نقطة على دائرة $\overline{Y}_A$، وتسمى $\overline{Y}_A = 1.3 - J1.45$.

وبما أن $\overline{Y}_B = \overline{Y}_A + J0.70$ لذلك ينتج $\overline{Y}_B = 1.3 - J0.75$ وهي مبينة على المخطط. كما توقعنا فإنها تقع على دائرة SWR = 2 إن وضع $l_2 = 0.024\lambda$ يحول $\overline{Y}_B$ إلى $\overline{Y}_C = 1 - J0.70$ والذي يعطي أن $\overline{Y}_{in} = 1$.

نلاحظ أن دائرة SWR = 3.4 تقطع دائرة $\overline{Y}_A$ مرتين. وهكذا فإنه يوجد مجموعة أخرى من القيم لـ l_1 و l_2 تقود إلى شرط التوفيق.

- **الموفق ذو الوصلة المضاعفة The double-stub turner**

من أجل هذا الموفق المبين في الشكل (3−20) فإن قيم السماحيتين التخيليتين (B_1, B_2) تكون متغيرة وتكون مواقعهما على خط النقل ثابتة. إن هذه القيم يمكن أن تكون موجبة أو سالبة ونتحكم بهما بواسطة ضبط أطوال الوصلات التفرعية للدارة المقصورة (l_1, l_2)



الشكل 3−20 : موفق ذو وصلة مضاعفة من نوع الخط المحوري ودارته المكافئة. الأبعاد l , l_3 , l_4 ثابتة بينما l_1 , l_2 فهي متغيرة. في بعض الوحدات التجارية، l_4- l_3 .

إن المسافة l بين الوصلات تكون عادة $\lambda/8$ أو $3\lambda/8$ عند تردد التصميم. من أجل سهولة العمل، فإن المسافة الأخيرة تستعمل عند الترددات الميكروية. كما في الحالة السابقة فإن عمل هذا الموفق يمكن أن يفهم بالبدء من الدخل والعمل بشكل رجعي نحو الحمل.

الشكل (3−21) يوضح هذه العملية عندما $l = \lambda/8$. إن المواقع المختلفة على طول الخط (in, A ,B ,C ,L) مشار إليها في الشكل (3−20).

من أجل توفيق تام، $\overline{Y}_{in} = 1$ وعند ذلك $\overline{Y}_C = 1 - J\overline{B}_2$ وهذا يعني بأن النقطة $\overline{Y}_C$ تقع على دائرة $\overline{G} = 1$ على مخطط سميث. من أجل $l = \lambda/8$ ، فإن النقطة المطابقة $\overline{Y}_B$ يجب أن تقع على الدائرة المساعدة $\overline{G} = 1$ كما هو مشار إليه. وبذلك ، $\overline{Y}_B = \overline{Y}_A + J\overline{B}_1$ ، $\overline{B}_1$ يمكن أن تضبط ولذلك من أجل قيمة معطاة لـ $\overline{Y}_A$ ، فإن النقطة $\overline{Y}_B$ سوف تقع حتماً على الدائرة المساعدة $\overline{G} = 1$. من مخطط سميث يتضح بأن هذا يمكن أن ينفذ إذا كان $\mathrm{Re}\,\overline{Y}_A \le 2$.

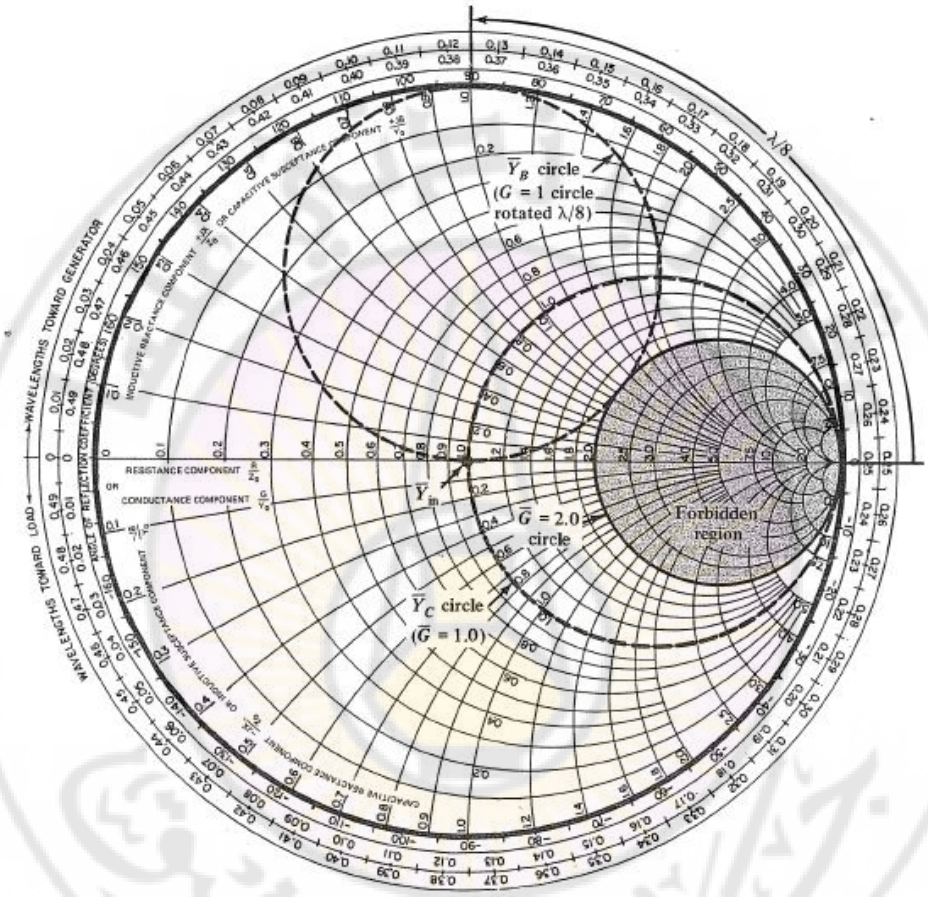
وهكذا فأي قيمة لـ $\overline{Y}_A$ ضمن المنطقة المهشرة لا يمكن أن توفق بواسطة هذا الموفق ذي الوصلة المضاعفة.

في عدد من الوحدات المتوفرة التجارية، فإن فرق الأطوال للمقاطع الجانبية ($l_4 - l_3$) يساوي $\lambda/4$ عند تردد التصميم. وهكذا إذا كان لدينا ممانعة حمل معينة لا يمكن أن توفق، عندئذ يمكننا بكل بساطة عكس الموفق (أي نصل الحمل إلى الخط l_4)، بحيث نزيح النقطة إلى خارج المنطقة (المظللة) المهشرة.

- **الموفق E-H The E-H turner**

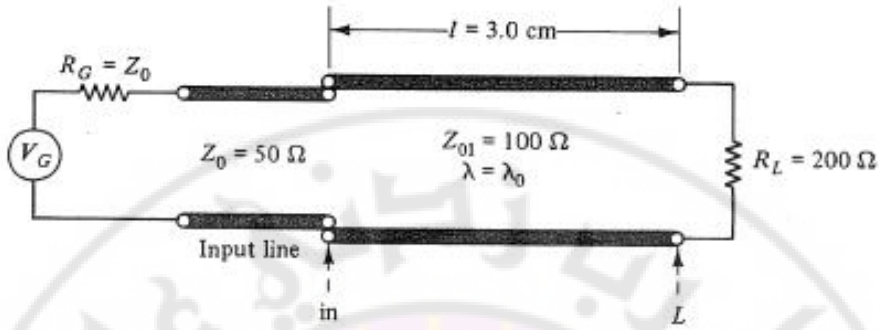
هذا الموفق من نوع دليل الموجة مبين في الشكل (3−22) وهو يتألف من T الهجينة(Hybrid) وزوج من دارات القصر القابلة للضبط وهو بشكل تقريبي يكافئ الدارة المبينة في القسم ب من الشكل (3−22). إن قيمة المفاعلية الردية التسلسلية X_S تكون مضبوطة بـ l_S بينما قيمة المفاعلية الردية التفرعية X_P تكون مضبوطة بـ l_P .

عملياً، أي ممانعة حمل يمكن أن توفق إلى الموفق E-H بحيث أن X_S و X_P تكونان قابلتين للضبط بشكل مستقل إلى أي قيمة موجبة أو سالبة.



الشكل 3-21 :

تحليل مخطط سميث للموفق ذي الوصلة المضاعفة مع $l = \lambda/8$ (ملاحظة : إن قيم $\overline{Y}_A$ ضمن المنطقة المظللة لا يمكن أن توفق عندما $l = \lambda/8$ أو $l = 3\lambda/8$).



الشكل 3−23 :

محول ربع طول الموجة من أجل $R_L = 200\Omega$ ، $R_G = Z_0 = 50\Omega$ وتردد التصميم 2500MHz

3−2 محولات ربع طول الموجة وممانعة الخط المتدرج

Quarter-Wave and Tapered-Line Impedance Transformers

إن محولات ربع طول الموجة والخط المتدرج تستعمل لتوفيق حمل أومي إلى دخل خط نقل (Z_0 للتوفيق). عندما يكون المولد موفقاً إلى دخل خط (أي أن $Z_G = Z_0$)، فهذا ينتج تحويل استطاعة أعظمي إلى الحمل. هذه المحولات تستعمل أيضاً كموفق شبكات بين خطوط النقل التي لها ممانعات مميزة مخلفة. من أجل تطبيقات المجال الضيق، فإن استخدام محول ربع طول الموجة يكون ملائماً. بينما المحولات المتعددة المقاطع ومحولات الخط المتدرج تستعمل عندما نحتاج إلى توفيق جيد على مجال ترددي عريض.

3−2−1 محول ربع طول الموجة الوحيد المقطع

The single-section quarter-wave transformer

في الفقرة (2−6−1) والشكل (2−10) شرحنا بأن المقطع لخط ربع طول الموجة المنتهي بمقاومة حمل أومية يكون له خواص المحول المثالي. ولكي نوفق مقاومة حمل R_L إلى دخل خط ممانعته المميزة Z_0 بشكل مثالي، فإن الممانعة المميزة لخط ربع طول الموجة يجب أن يكون :

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \qquad (16-3)$$

وبذلك فإن طول الخط الثابت يمكن أن يكون ذا طول ربع طول الموجة فقط عند تردد وحيد وعند تردد آخر غير تردد التصميم فإن التوفيق يصبح غير مثالي. إن مخطط سميث يصلح في تحليل هذا التغير في SWR للدخل.على سبيل المثال، نعتبر الوضعية المبينة في الشكل (3-23) مع $R_L = 200\Omega$ ، $Z_0 = 50\Omega$

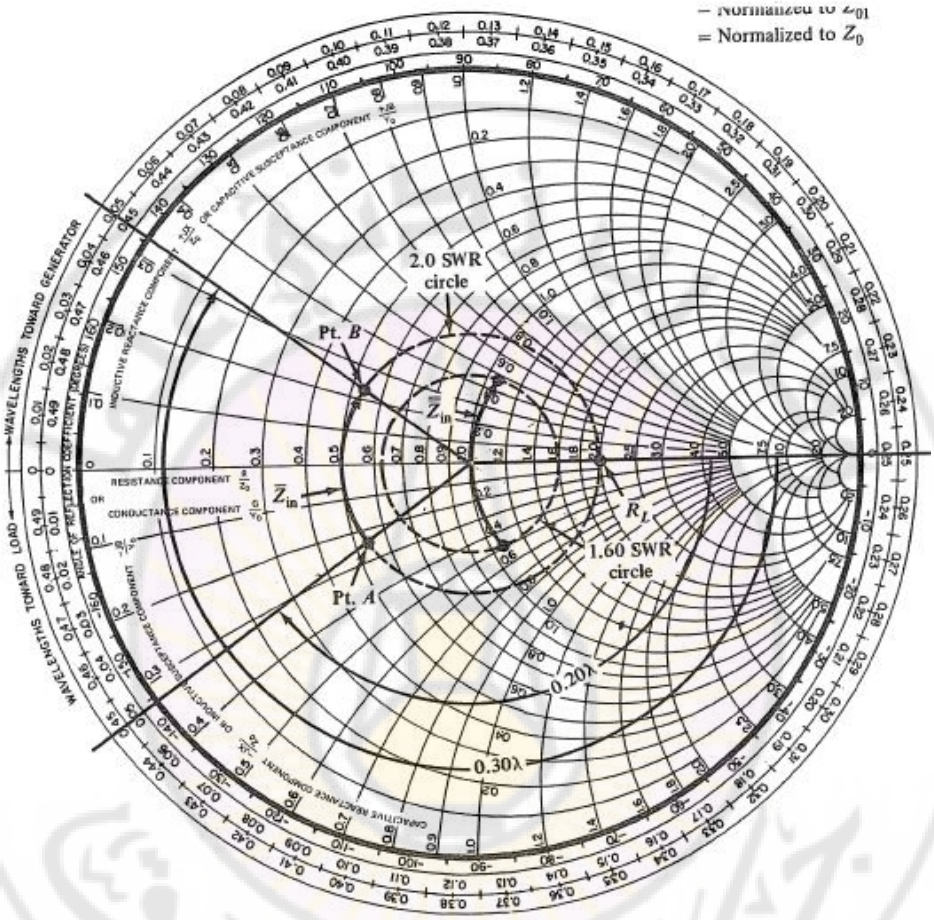
إن التوفيق المثالي نحصل عليه باختيار $Z_{01} = \sqrt{50 \times 200} = 100\Omega$ من أجل مقطع خط ربع طول الموجة. من أجل تردد التصميم 2500MHz وبفرض أن عازل الخط هو الهواء، $l = \lambda_0 / 4 = 3Cm$ كما هو مشار إليه في الشكل (3-23).

للتحقق من أن $Z_{in} = 50\Omega$ و SWR على دخل الخط يساوي الواحد عند 2500MHz ، نعتبر تحليل مخطط سميث في الشكل (3-24) . نعين على المخطط $\overline{R}_L = R_L / Z_{01} = 2.0$ إن الإشارة (−) على رمز الممانعة ترمز إلى النسب إلى Z_{01} ، بينما الإشارة (=) تشير إلى ممانعة منسوبة إلى Z_0. بما أن الخط هو بطول ربع طول الموجة عند 2500MHz فإن Z_{in} يحصل عليها بالدوران 0.25λ نحو المولد على دائرة SWR = 2 . وهذا يعطي أن $\overline{Z}_{in} = 0.5$ أو $Z_{in} = 1$. إن SWR على دخل الخط يحصل عليها بنسب Z_{in} إلى Z_0 مع العلم أن $Z_0 = 50\Omega$ ، $\overline{\overline{Z}}_{in} = Z_{in} / Z_0 = 1$ وهي بالتالي مركز المخطط، وهكذا نتحقق بأن SWR للدخل يساوي الواحد عند تردد التصميم.

الجدول (3-4) ومخطط سميث يستعملان لتحليل المحول عند 2000MHz و 3000MHz عند 2000MHz ، فإن الخط ذا الطول 3Cm يساوي فقط 0.2λ ولذلك $\overline{Z}_{in}$ تعطى بالنقطة A على المخطط. النقطة B تمثل $\overline{Z}_{in}$ عند التردد 3000MHz لاسيما أن $l = 0.3\lambda$. قيم الممانعات هذه معطاة بالجدول (3-4).

بنسب ممانعة الدخل من جديد إلى Z_0 يتطلب ضرب $\overline{Z}_{in}$ بـ Z_{01} (100Ω) والتقسيم على Z_0 (50Ω). هذه القيم لـ $\overline{\overline{Z}}_{in}$ مبينة بالجدول ورسمت على مخطط سميث.نذكر بأنه من المعتاد وضع سهم على منحني الممانعة (السماحية) لنشير إلى ازدياد التردد من المخطط نجد أن SWR للدخل عند طرفي المجال الترددي تساويان 1.60.

حيث أنه بدون المحول فإن SWR كانت يجب أن تساوي 4.0 = 200/50 وبذلك فإن التحسين الهام تحقق ضمن 40% من المجال الترددي.إن منحني SWR بدلالة الخصائص الترددية لمحول ربع طول الموجة يكون تابع للقيم الخاصة لـ R_L، Z_0 . بشكل عام، نلاحظ كبر SWR قبل إدخال المحول، وتغير SWR الكبير بعد إدخال المحول.



الشكل 3–24 : تحليل مخطط سميث لمحول ربع طول الموجة.

Freq. (MHz)	$\lambda = \lambda_0$ (Cm)	l / λ	$\overline{Z}_{in}$	$\overline{\overline{Z}}_{in}$	Input SWR
2000	15	0.20	0.53 – J0.24	1.06 – J0.48	1.60
2500	12	0.25	0.50	1.00	1.00
3000	10	0.30	0.53 + J0.24	1.06 + J0.48	1.60

الجدول 3–4: يبين الممانعة وSWR من أجل محول ربع طول الموجة وحيد المقطع

يمكننا أن نشتق عبارة من أجل عامل انعكاس الدخل باستعمال معادلة تحويل الممانعة والعلاقة بين عامل الانعكاس والممانعة. من أجل محول وحيد المقطع مع $Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L}$ ، فإن مطال عامل الانعكاس يكون :

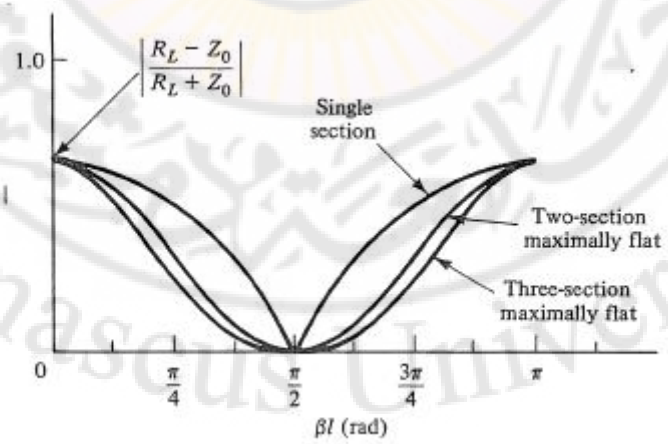
$$\left|\Gamma_{in}\right| = \left\{1 + \frac{4N}{(N-1)^2 \cos^2 \beta l}\right\}^{-1/2} \approx \frac{|N-1|}{2\sqrt{N}} \left|\cos \beta l\right| \qquad (17-3)$$

حيث $l = \lambda/4$ عند تردد التصميم و $N = R_L/Z_0$. إن الشكل التقريبي يكون صالحاً من أجل βl بالقرب من rad ($\pi/2$) . من أجل المثال السابق، فإن βl تساوي 0.40π , 0.60π عند طرفي المجال و $N = 4$.

ولذلك، $\left|\Gamma_{in}\right| = 0.226$ عند التردد 2000MHz و التردد 3000MHz وهي تطابق قيم SWR الموجودة في الجدول (3−4).

إن خصائص الانعكاس للمحول ذي المقطع الوحيد مبينة بالشكل (3−25) .من أجل طول ثابت l فإنه يصف تغير $\left|\Gamma_{in}\right|$ مع التردد حيث $\beta l = \omega l/v$.

نذكر بأنه عند تردد التصميم ($\beta l = \pi/2$) ، $\Gamma_{in} = 0$ ، ويكون التوفيق مثالياً. أيضاً، يبين في الشكل خصائص الانعكاس من أجل المحولات ثنائية المقطع وثلاثية المقطع.



الشكل 3−25 : مقارنة بين خصائص الانعكاس من أجل محولات ربع طول الموجة الوحيدة والثنائية والثلاثية المقطع الأكثر انبساطاً.

3-2-2 محولات ربع طول الموجة المتعددة المقاطع
Multisection Quarter-Wave Transformers

بعض التطبيقات الميكروية تتطلب قيم منخفضة جداً لـ SWR على مجال عريض من الترددات. هذا يمكن أن يحقق بواسطة محول ربع طول الموجة المتعدد المقاطع. للنظرة الأولى يظهر بأن المحول المتعدد المقاطع يمكن أن يعطي نتائج أفضل من المحول الوحيد المقطع إلا أن حساسية التردد لـ l/λ قد تسئ إلى SWR على طرفي المجال.

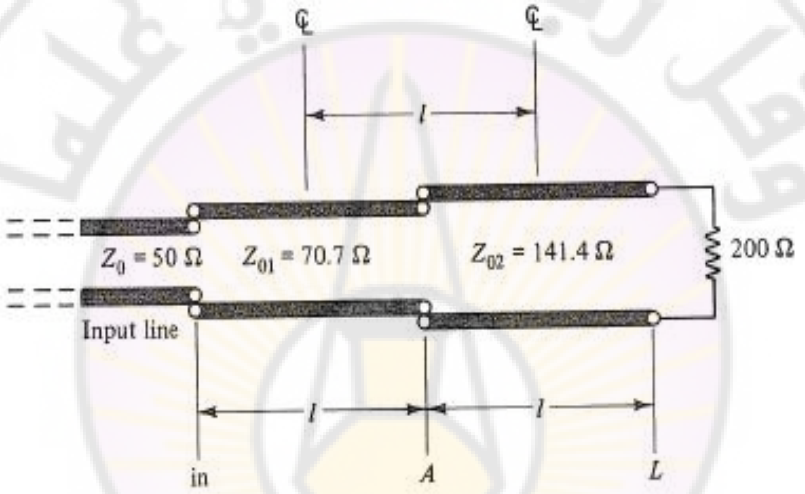
على سبيل المثال، إن مقطعي ربع طول الموجة يمكن أن يكون أسوأ من المحول الوحيد المقطع. وهذه ليست الحالة، في الحقيقة إذا كان بإمكاننا توفيق مقطعي الخطين الواحد بالنسبة للآخر فإن حساسية الترددات لا تهم، وبذلك فإن SWR سيكون بشكل قطعي أفضل من المحول الوحيد المقطع. حتى نفهم هذا، ننظر أولاً إلى محول ربع طول الموجة من وجهة نظر انعكاس الموجة. من أجل المحول الوحيد المقطع المبين في الشكل (3-23)، انعكاسات الموجة تحدث عند المستويات L و in وبما أن Z_0 و Z_{01} حقيقية، فالانعكاس عند مستوي الدخل يكافئ إلى SWR =2 (أي Z_{01}/Z_0). بطريقة مشابهة، الانعكاس عند مستوي الحمل أيضاً يكافئ إلى SWR = 2 (أي R_L/Z_0).

نظراً للمسافة الفاصلة بربع طول الموجة، فإن الانعكاس في الحمل يصل إلى مستوي الدخل مع فرق زاوي 180° مع انعكاسات الدخل والتي تلغي بعضها البعض و SWR = 1 عند الدخل. عند تردد غير تردد التصميم، فإن تأخير فرق الطور للدورة $2\beta l$ لا يكون 180° وبالتالي يحدث إلغاء جزئي فقط والذي ينتج SWR > 1 عند الدخل.

هذه الوضعية مبينة في الشكل (3-26) حيث طول كل مقطع خط يساوي $\lambda/4$ عند تردد التصميم. ممانعة الخط Z_{02} تسبب ممانعة عند مستوي A تساوي $Z_{02}^2 / R_L = 100\Omega$. إن ممانعة الخط Z_{01} تحول Z_A إلى $Z_{01}^2 / Z_A = 50$ عند مستوي الدخل حيث يكون SWR= 1 عند الدخل. عند تردد آخر غير تردد التصميم، فإن كل مقطع للمحول يسبب انعكاساً من أجل القيم المختارة لـ Z_{01} و Z_{02}، الانعكاسات تكون متماثلة.

وكما هو مشار إليه على الشكل فإن مسافة الخط المركزي بين مقطعي المحول يكون $\lambda/4$ عند تردد التصميم. عند تردد آخر غير تردد التصميم فإن مسافة الخط المركزي تختلف قليلاً عن القيمة $\lambda/4$ والتي تنتج إلغاء جزئياً في الانعكاسين المتماثلين.

بكلمة أخرى، المحول الثنائي المقطع وفق بحيث أن حساسية التردد لكل خط ربع طول الموجة تميل لتوفيق الأخرى.كما نتج، فإن SWR للدخل عند طرفي المجال أقل من تلك للمحول ربع طول الموجة الوحيد المقطع. وبالتالي نحصل على محول ربع طول الموجة ثنائي المقطع عريض المجال (الأكثر انبساطاً).



الشكل 3-26 :

محول ربع طول الموجة ثنائي المقطع عريض المجال من أجل R_L=200Ω ، Z_0=50Ω

(عند تردد التصميم $l = \lambda/4$).

- **محول The Butterworth transformer Butterworth**

يبين الشكل (3-27) محولاً بـ n مقطع من ربع طول الموجة من أجل توفيق ممانعة حمل أومية R_L إلى دخل خط ذي ممانعة مميزة Z_0 . كل مقاطع الخط متماثل ويساوي $\lambda/4$ عند تردد التصميم.

في تصميم Butterworth أو المجال العريض Maximally flat ، الممانعات المميزة لكل مقاطع الخط اختيرت بحيث أن $|\Gamma_{in}|$ ومشتقه الأول (n-1) بالنسبة للتردد يساوي الصفر عند تردد التصميم وهذا يؤمن الانبساط الممكن لـ $|\Gamma_{in}|$ بدلالة خصائص ω عند تردد التصميم. عدد أكبر من المقاطع يقابل انبساط أكبر ولذلك يكون تغير أقل لـ SWR للدخل مع التردد. الشكل (3−25) يقارن منحنيات الانعكاس لمحول مصمم بمقطعين وثلاثة مقاطع عريضة المجال مع ذلك للمحول الوحيد المقطع.التحليل المقرب يظهر بأن ممانعات مقاطع الخط يمكن أن تختار بحيث أن:

$$|\Gamma_{in}| = \left|\frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}\right| \cdot |\cos\beta l|^n \qquad (18-3)$$

حيث n عدد المقاطع، $\beta l = \omega l/v$. عند تردد التصميم، $\beta l = \pi/2$. هذا الشكل يحقق الشرط السابق من أجل تصميم منبسط أعظمياً. إن قيم الممانعات يمكن أن تقرب باختيار الممانعة المميزة لكل مقطع خط على حدة بالتوافق مع العلاقة التالية :

$$Z_{0k} = Z_0 \left(\frac{R_L}{Z_0}\right)^{M_k/n^2} \qquad k = 1,2,....n \qquad (19-3)$$

حيث M_k ترتبط بعوامل نشر [متسلسلة بعامل k] من أجل هذا السبب فإن التصميم الأكثر انبساطاً في الشكل (3−25) غالباً يشار إليه بمحول تسلسلي. M_k تعطى بـ :

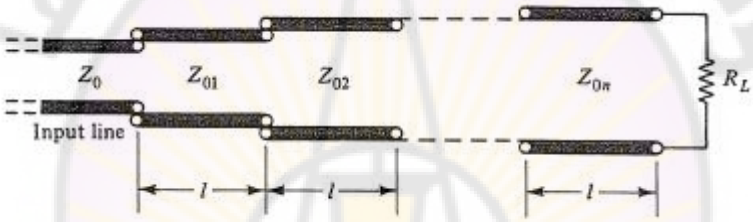
$$M_k = C_1 + C_2 + ... + C_k \qquad k = 1,2,.....n \qquad (20-3)$$

حيث $C_1, C_2, ..., C_n$ عوامل تسلسلية. إن مثلث باسكال يعطي طريقة مناسبة في تحديد هذه العوامل من أجل أي قيمة معطاة لـ n . هذا المثلث مبين فيما بعد حتى $n = 3$.

$$\begin{array}{ll} n=0 & 1 \\ n=1 & 1 \quad 1 \\ n=2 & 1 \quad 2 \quad 1 \\ n=3 & 1 \quad 3 \quad 3 \quad 1 \end{array} \qquad (21-3)$$

ويمكن أن ينشر إلى قيم أعلى لـ n وذلك بملاحظة أن كل عامل يساوي إلى مجموع الرقمين الأقرب في الصف العلوي. لذلك، من أجل $n = 4$ فإن العوامل هي 1,4,6,4,1. نلاحظ أنه في كل الحالات $C_1 = 1$. القيم المتبقية يمكن الحصول عليها من مثلث باسكال بالعلاقة التالية :

$$C_k = \frac{n!}{(n-k+1)!(k-1)!} \qquad k = 2,3,.....,n \qquad (22-3)$$



الشكل 3−27 : محول متعدد المقاطع بطول ربع طول الموجة ($l = \lambda/4$ عند تردد التصميم).

على سبيل المثال، إذا كان $R_L = 10\Omega$ و $Z_0 = 160\Omega$ فإن قيم الممانعة من أجل محول ثلاثي المقطع يمكن الحصول عليها بالطريقة التالية :

$$C_1 = 1, C_2 = C_3 = 3 , \qquad 2^n = 2^3 = 8$$

من المعادلة (3−20) من أجل $k = 1,2,3$:

$$M_1 = 1, M_2 = 1+3 = 4, M_3 = 1+3+3 = 7$$

قيم الممانعات يمكن الحصول عليها من المعادلة (3−19) وهكذا :

$$Z_{01} = 160\left(\frac{1}{16}\right)^{1/8} = 113\Omega$$

$$Z_{02} = 160\left(\frac{1}{16}\right)^{4/8} = 40\Omega$$

إن المثال التالي يوضح تصميم محول تسلسلي ذي مقطعين ويقارن فعاليته مع فعالية تصميم المحول وحيد المقطع.

مثال 3-3 :

أ – صمم محول تسلسلي بربع طول الموجة ذو مقطعين لتوفيق حمل أومي 200Ω إلى دخل خط ممانعته المميزة 50Ω عند التردد 2500MHz .أفترض أن $\lambda = \lambda_0$.

ب – استعمل مخطط سميث لتحديد SWR للدخل عند 2000MHz و 3000MHz . قارن النتائج مع تصميم محول ذو مقطع وحيد (الشكل 3-23).

الحل :

أ- عند التردد 2500MHz

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\times10^8}{2500\times10^6} = 0.12m$$

$$\lambda = \lambda_0 = 12Cm$$

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{12}{4} = 3Cm$$

من أجل المحول بمقطعين $n = 2$ يكون $C_2 = 2, C_1 = 1$. من المعادلة (3-20) نجد :

$M_1 = 1$,$M_2 = 1+3 = 4$ من أجل $R_L = 200\Omega$ و $Z_0 = 50\Omega$

ومن المعادلة (3-19) نجد :

$$Z_{01} = 50\,(4)^{1/4} = 70.7\Omega$$

$$Z_{02} = 50\,(4)^{3/4} = 141.4\Omega$$

إن تصميم المحول مبين في الشكل (3−26) حيث في هذه الحالة $l = 12Cm$.

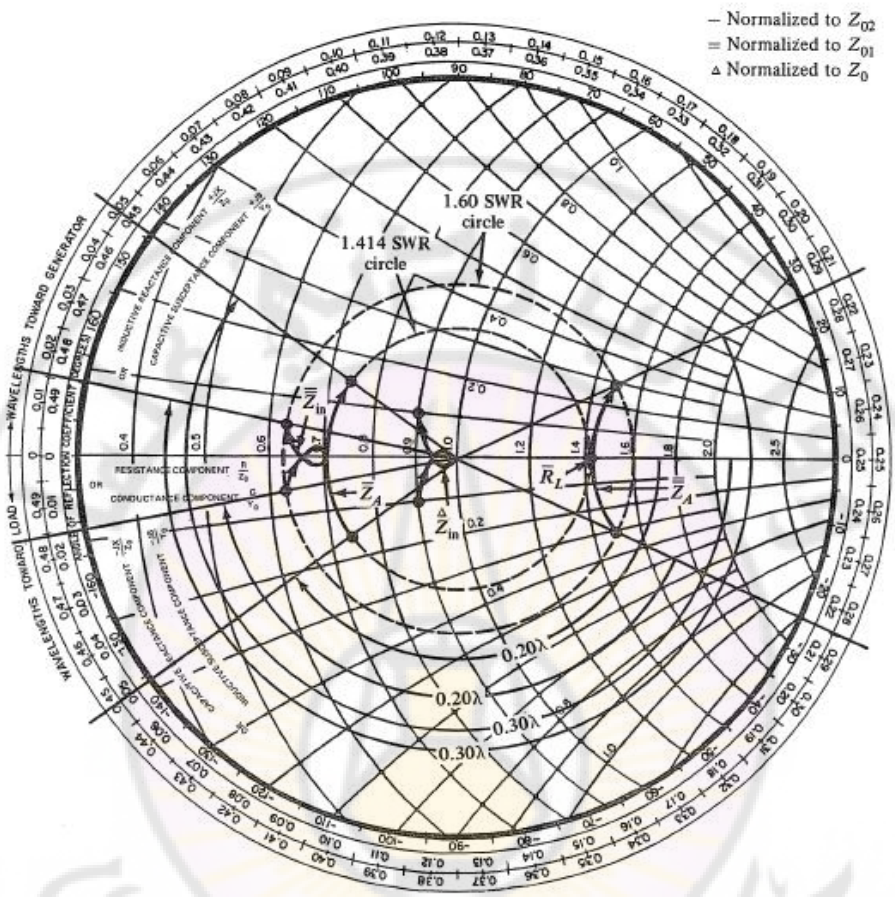
ب− إن فعالية المحول ضمن المجال الترددي MHz (3000 − 2000) يمكن أن تحلل بمساعدة مخطط سميث في الشكل (3−28) . للتسهيل، فإن المعلومات المطلوبة والنتائج وضعت في الجدول (3−5). إن قيم $\overline{Z}_A = Z_A / Z_{02}$ يحصل عليها من مخطط سميث بالدوران مع عقارب الساعة من $\overline{R}_L = R_L / Z_{02}$ وتساوي $\overline{R}_L = 1.414$ بالمسافة l / λ عند الترددات الثلاثة.

إن قيم $\overline{\overline{Z}}_A = Z_A / Z_{01}$ يحصل عليها بإعادة نسب $Z_A = \overline{Z}_A \cdot Z_{02}$ إلى Z_{01} وتكون $\overline{\overline{Z}}_A = \overline{Z}_A \cdot Z_{02} / Z_{01}$ أي $\overline{\overline{Z}}_A = 2\overline{Z}_A$.

وقد ضعت قيم $\overline{\overline{Z}}_A$ في الجدول ورسمت على مخطط سميث. بدوران منحني $\overline{\overline{Z}}_A$ باتجاه عقارب الساعة بمسافة l / λ عند الترددات الثلاث ينتج منحني $\overline{\overline{Z}}_{in}$. نذكر بأن نقاط الطرف لمنحني $\overline{\overline{Z}}_A$ على دائرة SWR مختلفة عن تلك نقطة الوسط. أيضاً نلاحظ بأن التوزع الزاوي لمنحني $\overline{\overline{Z}}_{in}$ مقارنة مع منحني $\overline{\overline{Z}}_A$. هذا بسبب أن حساسية التردد على خط النقل ذي الممانعة Z_{01} تميل إلى إلغاء نفسها بالنسبة لخط النقل ذي الممانعة Z_{02} .

بإعادة نسب $Z_{in} = \overline{\overline{Z}}_{in} \cdot Z_{01}$ إلى Z_0 ينتج $\overset{\Delta}{Z}_{in} = Z_{in} / Z_0 = 1.414\overline{\overline{Z}}_{in}$. إن قيم $\overset{\Delta}{Z}_{in}$ وضعت أيضاً في الجدول ورسمت على مخطط سميث. إن SWR عند طرفي المجال هي 1.15 هناك تحسن ملحوظ بالنسبة للقيمة 1.6 من أجل المحول الوحيد المقطع أنظر الجدول(3−5).

من الجدير بالذكر في هذا المثال، إن منحنيات $\overline{\overline{Z}}_{in}$ و $\overset{\Delta}{Z}_{in}$ عبارة عن حلقات ، ويمكن أن تتحقق بحسابات مساعدة لقيم الممانعة عند ترددات أخرى في المجال من 2000MHz إلى 3000MHz .وكذلك نلاحظ إن المنحنيات تدور باتجاه دوران عقارب الساعة كلما ازداد التردد.



الشكل 3–28 : تحليل مخطط سميث للمحول التسلسلي ذي المقطعين الموصوف في المثال (3–3) والشكل (3–26).

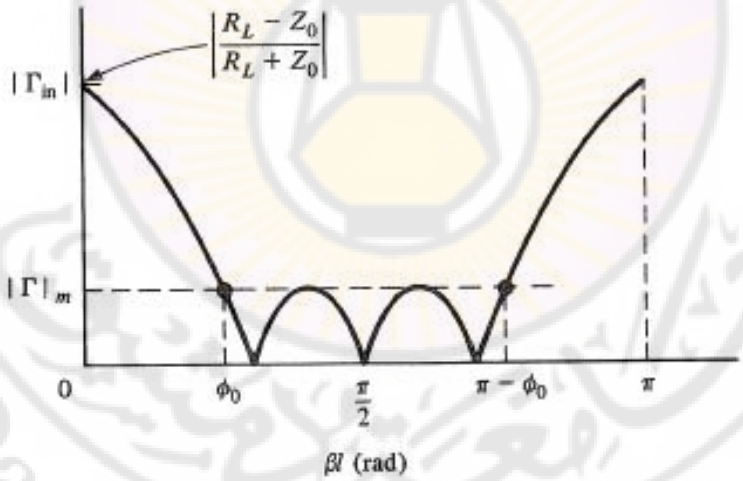
Freq. (MHz)	$\lambda = \lambda_0$ (Cm)	l / λ	$\overline{Z}_A$	$\overline{\overline{Z}}_A$	$\overline{\overline{Z}}_{in}$	$\overset{\Delta}{Z}_{in}$	Input SWR
2000	15	0.20	0.75-J0.15	1.5–J0.30	0.63–J0.07	0.9–J0.10	1.15
2500	12	0.25	0.707	1.414	0.707	1.00	1.00
3000	10	0.30	0.75+J0.15	1.5+J0.30	0.63+J0.07	0.9+J0.10	1.15

الجدول 3–5 : قيم الممانعة و SWR من أجل محول تسلسلي ذ ي المقطعين المبين بالشكل (3–26).

- **محول Tchebyscheff The Tchebyscheff transformer**

إن تصميم محولات ربع طول الموجة المتعددة المقاطع لمحول Tchebyscheff تتعلق بـ $|\Gamma_{in}|$ تبعاً لتغيرات التردد والتي يكون لها عامل تعرج (ripple) أو أكثر عند المجال الترددي المفيد. إن خصائص الانعكاس من أجل تصميم محول ثلاثي المقاطع مبين في الشكل (3–29). يعرف عرض المجال المفيد بـ $\Phi_0 \leq \beta l \leq \pi - \Phi_0$. نشير الانتباه إلى أنه ضمن هذا المجال، يكون $|\Gamma_{in}| \leq |\Gamma|_m$ وتساوي الصفر عند القيم الثلاث لـ βl . من أجل محول بـ n مقطع، فإن Γ_{in} تساوي الصفر من أجل القيم المختلفة n لـ βl ولذلك فإن زيادة عدد المقاطع تقابلها زيادة في عدد التعرجات لعامل الانعكاس $|\Gamma_{in}|$.

لكي نحصل على بعض التحسن في هذه الخصائص، نعتبر المحول ذي المقطعين المنبسط أعظمياً المبين مسبقاً في الشكل (3–26). حيث أن نسبة الأمواج المستقرة SWR عند نهايتي المجال يمكن أن تتحسن ويرافق ذلك زيادة في نسبة الأمواج المستقرة عند منتصف المجال.



الشكل 3–29 : خصائص الانعكاس لمحول Tchebyscheff ثلاثي المقاطع بربع طول الموجة.

ولكن بشكل عام، ينتج قيماً لـ SWR أخفض ويتطلب تنفيذ ذلك أن تضبط قيم Z_{01} و Z_{02} بإتقان وبفرض أن القيم الموجودة في الشكل (3–26) تغيرت إلى $Z_{01}=72.1\Omega$ و

$Z_{02}=138.8\Omega$. إن منحني $\hat{Z}_{in}$ الناتج من تحليل مخطط سميث يمكن أن يعطي المنحني المقطع في الشكل (3−30−أ).

نلاحظ بأن المنحني يقع كلياً ضمن دائرة الأمواج المستقرة 1.08. إن نسبة الأمواج المستقرة SWR تبعاً للتردد مبين في القسم (ب) من الشكل ويسمى التصميم بعامل تعرجات متساو إن قيم SWR عند منتصف المجال على حواف المجال كلها تساوي 1.08، بينما عند الترددات 2150MHz و 2850MHz تساوي الصفر. يستخدم محول ذو عامل التعرجات المتساوي في المرشحات، الروابط الاتجاهية و الهوائيات.

إن الاختلاف بين المحول ذي الانبساط الأعظمي والمحول ذو عامل التعرجات المتساوي يرتبط في اختيار قيم الممانعات المميزة لمقاطع الخط بربع طول الموجة.ويكون الاختلاف بين مجموعتي القيم صغيراً جداً.

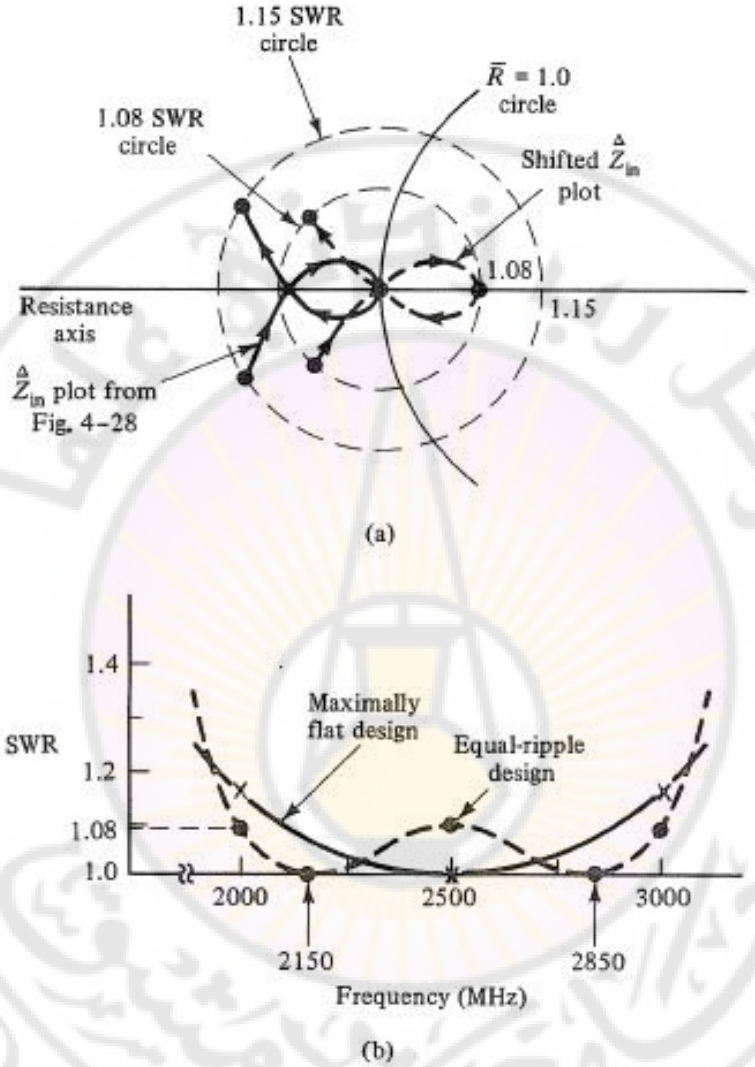
هناك تحليل تقريبي معتمد على الانعكاسات الصغيرة يعطي علاقة بين عرض المجال المفيد والمجال الأعظمي بعامل الانعكاس $|\Gamma|_m$:

$$|\Gamma|_m T_n\left(\frac{1}{\cos\phi_0}\right)=\left|\frac{R_L-Z_0}{R_L+Z_0}\right| \qquad (23-3)$$

حيث T_n تدل على متعدد الحدود لـ Tchebyscheff من الدرجة n و $|\Gamma|_m$ و Φ_0 عرفت في الشكل (3−30). يعطى متعدد الحدود من أجل $n = 1$ حتى 4 وعلاقة التكرار المفيدة جدولت فيما بعد :

$$\begin{aligned}
T_1(x)&=x\\
T_2(x)&=2x^2-1\\
T_3(x)&=4x^3-3x\\
T_4(x)&=8x^4-8x^2+1\\
T_5(x)&=2xT_{n-1}-T_{n-2}
\end{aligned} \qquad (24-3)$$

المعادلة (3−23) تكون مفيدة من أجل $|\Gamma|_m \le 0.10$ و $0.10 < R/Z_0 < 10$.



الشكل 3-30 : مقارنة تصميم محول ذي الانبساط الأعظمي و عامل التعرجات المتساوي (مقطعين).

<u>مثال 3-4 :</u>

صمم محول ربع طول الموجة لـ Tchebyscheff بثلاثة مقاطع من أجل المجال التردد المفيد من 2GHz إلى 3GHz . أحسب القيمة العظمى لـ SWR ضمن المجال عندما $R_L =$ 200Ω و $Z_0 = 50\Omega$.

الحل :

مع $\Phi_0 = \beta_1 l$ عند 2000MHz و $\pi - \Phi_0 = \beta_2 l$ عند التردد 3000MHz :

$$\frac{\pi-\phi_0}{\phi_0}=\frac{\beta_2}{\beta_1}=\frac{3000}{2000}$$

$$\phi_0 = 0.4\pi \ rad.$$

حيث فرض بأن سرعة الموجة تكون مستقلة عن التردد. ومن المعادلة(3−23) :

$$|\Gamma|_m T_3(3.24) = |0.60| \qquad , \qquad |\Gamma|_m = \frac{0.60}{126} = 0.005$$

ولذلك نسبة الأمواج المستقرة SWR الأعظمية هي 1.01 .

من أجل عدد ثابت من المقاطع، فإن تصميم Tchebyscheff ينتج دائماً في نسبة أمواج مستقرة SWR منخفضة ضمن مجال ترددي معطى. في الحالة العكسية، من أجل نسبة أمواج مستقرة SWR عظمى ضمن المجال الترددي، فإن محول Tchebyscheff ينتج أوسع عرض مجال ممكن.في النظم التي فيها كل الترددات ضمن المجال تكون متساوية الأهمية، فإن تصميم Tchebyscheff يكون الأفضل دائماً.

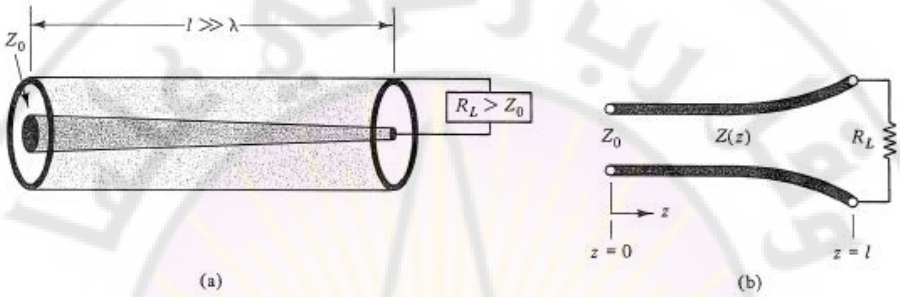
على كل حال، عندما يكون الأداء غير حرج عند حواف المجال كما هو الحال عند تردد التصميم،في هذه الحالات، فإن التصميم المنبسط الأعظمي يمكن أن يكون المفضل.

3−2−3 محولات الخط المتدرج Tapered-Line Transformers

طريقة أخرى في تغير مستويات الممانعة في نظام النقل يتضمن استعمال الخط المتدرج المستمر. نوضح في الشكل (3−31−أ) مثالاً على ذلك حيث أن الممانعة المميزة للخط المحوري تتحول بشكل تدريجي من R_L إلى Z_0 بتدرج الناقل المركزي. إن SWR للدخل يبقى منخفضاً بشرط أن الطول المتدرج l يكون أكبر بكثير من طول الموجة العاملة. التردد الأعلى يكون الأفضل في تحقق الشرط. وهكذا فإن خصائص النقل لمحول الخط المتدرج تشبه تلك لمرشح تمرير عال.

من ناحية أخرى فإن محولات ربع طول الموجة لها خصائص مرشح تمرير حزمة. القسم (ب)

من الشكل (3−31) يبين تمثيل محول الخط المتدرج الذي ممانعته المميزة $Z(z)$ تتغير من Z_0 عند $z = 0$ إلى R_L عند $z = l$.



الشكل 3−31 : خط محوري متدرج ودارته المكافئة.

إن الخط المتدرج يمكن أن يعتبر كعدد لانهائي من مقاطع الخط ذي الطول dz . إذا كان تغير الممانعة المميزة بين مقاطعه تسمى بـ dZ ، فإن عامل الانعكاس المرتبط يعطى بالعلاقة :

$$d\Gamma = \frac{\overline{Z} + d\overline{Z} - \overline{Z}}{\overline{Z} + d\overline{Z} + \overline{Z}} \approx \frac{d\overline{Z}}{2\overline{Z}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d\left(\ln \overline{Z}\right)}{dz} dz \qquad (25-3)$$

حيث Γ , $\overline{Z}$ توابع لـ z والإشارة (−) تعني النسب إلى الممانعة المميزة Z_0. نفرض أن الخط عديم الضياع فإن عامل الانعكاس العائد إلى مستوي الدخل ($z = 0$) يصبح :

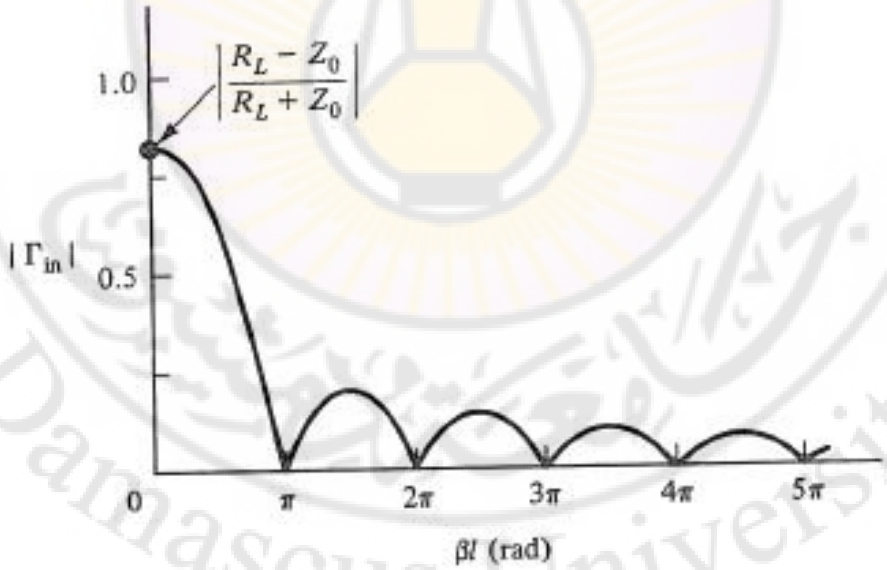
$$d\Gamma_{in} = \frac{1}{2} \cdot e^{-2J\beta z} \frac{d\left(\ln \overline{Z}\right)}{dz} dz \qquad (26-3)$$

إن عامل الانعكاس الكلي للدخل يمكن أن يقرب بجمع الانعكاسات المرتبطة بتغير ممانعة الخط بين $z = 0$ و $z = l$ وهكذا :

$$\Gamma_{in} = \frac{1}{2}\int_0^l \left\{ e^{-J2\beta z} \frac{d\left(\ln \overline{Z}\right)}{dz} \right\} dz \qquad (27-3)$$

حيث $\overline{Z}$ تابع مستمر ل z بين z = 0 و z = l . هذه العلاقة تقرب بسبب إهمال الانعكاسات المتعددة وضياع النقل المرتبط بانعكاس كل خطوة. إن منحني $|\Gamma_{in}|$ بدلالة βl للخط المتدرج يعتمد على الطريق الذي تتغير فيه $\overline{Z}$ مع z .

إن خصائص الانعكاس من أجل التدرج الأسي موضح في الشكل (3-32). نلاحظ أنه من أجل $l >> \lambda$ (أي، $\beta l >> 2\pi$) فإن عامل انعكاس الدخل يكون صغيراً بما فيه الكفاية. من أجل طول معين، فإن محولات ربع طول الموجة المتعددة المقاطع تعطي قيماً منخفضة لـ SWR على المجال الترددي المعرف بالمقارنة مع محولات الخط المتدرج . الأكثر من ذلك، الخطوط المتدرجة تكون عادة أسعارها مرتفعة بالنسبة للمصنع. على كل حال، إن غياب الانقطاعات الحادة في البنية الفيزيائية لمحولات الخط المتدرج تجعلها الاختيار الأفضل في أغلب تطبيقات الاستطاعة العالية.



الشكل 3-32 : عامل انعكاس الدخل لخط متدرج بشكل أسي.

<u>3-3 مسائل :</u>

1- صمم باستخدام مخطط سميث شبكة التوفيق المبينة في الشكل (3-4) باستعمال سلسلة

سعات. المطلوب :

أ– حدد الطول $l\ (cm)$ والسعة $C\ (pF)$ حتى نحصل على توفيق مثالي عند التردد 2GHz أفرض أن $\lambda = \lambda_0$.

ب– من أجل القيم المحسوبة في الطلب السابق l و C ، حدد ممانعة الدخل Z_{in} ونسبة الأمواج المستقرة SWR عند الترددين 1.8GHz و 2.2GHz . أفرض أن ممانعة الحمل غير حساسة بالتردد .

قارن هذه النتائج مع نتائج التوفيق بواسطة سلسلة ملفات (الجدول 3–1).

2– من أجل المسألة السابقة، أضف 7.5cm ($\lambda / 2$ عند 2GHz) إلى طول الخط l وحدد نسبة الأمواج المستقرة للدخل عند الترددات 1.8GHz، 2GHz و 2.2GHz. قارن النتائج مع نتائج المسألة السابقة.

3– من أجل شبكة التوفيق المبينة في الشكل (3–7)، أفرض السعة كعنصر تفرعي و $\lambda=\lambda_0$ من أجل خط النقل. المطلوب :

أ– حدد الطول $l\ (cm)$ والسعة $C\ (pF)$ حتى نحصل على توفيق مثالي عند التردد 3GHz

ب– من أجل القيم المحسوبة في الطلب السابق l و C ، حدد ممانعة الدخل Z_{in} ونسبة الأمواج المستقرة SWR عند الترددين 2.5GHz و 3.5GHz .

4– استبدل السعة التفرعية في المسألة السابقة بوصلة مفتوحة من خط نقل محوري عازله الهواء. المطلوب :

أ– حدد الطول l_S عندما $Z_{0S} = 50\Omega$. كرر الحساب من أجل $Z_{0S} = 20\Omega$.

ب– أي من الحالتين السابقتين تعطي نسبة أمواج مستقرة أقل عند التردد 3.5GHz.

5– المثال 3–1 في الكتاب يوضح استعمال الدارة L-C كشبكة توفيق عريض المجال الشكل (3–11).

يقترح باستبدال الدارة L-C بوصلة مقصورة من خط نقل محوري عازله من الهواء. المطلوب :

أ– حدد طول الوصلة والممانعة المميزة اللازمة حتى تنتج نفس السماحية المميزة عند التردد

.2GHz

ب- أحسب نسبة الأمواج المستقرة للدخل عند الترددات 2.4GHz,1.6GHz باستعمال معطيات $\overline{Y}_E$ في الجدول 3-2.

هل تعتبر النتائج مقارنة مع تلك التي تم الحصول عليها بدارة L-C ؟

6- خط نقل عديم الضياع ربط في نهايته ممانعة حمل لها القيم التالية: $Z_L = 150- j90\Omega$ عند التردد 4GHz و $Z_L = 150- j90\Omega$ عند التردد 6GHz .

1- حدد طول خط النقل الذي يعطي ممانعة الدخل متماثلة عند كل من الترددين.

2- أفرض أن $\lambda = \lambda_0$. ثم حدد قيمة هذه الممانعة.

7- ممانعة حمل لها الخواص التالية:

$Z_L = 40+ j30\Omega$ عند التردد 5.5GHz ، 60Ω عند التردد 6GHz و $40- j30\Omega$ عند التردد 6.5GHz. عندما تربط مباشرة إلى خط نقل ممانعته المميزة تساوي 50Ω ، فإن نسبة الأمواج المستقرة SWR تكون عند نهايتي المجال 2 .

ندخل مقطع من خط نقل طول نصف طول الموجة بين الحمل وخط النقل لتحسين نسبة الأمواج المستقرة SWR. استعمل مخطط سميث لتحديد القيمة المثالية لـ Z_{01} .

ماهي نسبة الأمواج المستقرة SWR للدخل من أجل الترددات الثلاثة ؟

8- برهن أنه عندما :

أ- $Z_L = R$ ، فإن المعادلة (3-8) تختصر إلى شروط مقطع وحيد من محول ربع طول الموجة.

ب- $Z_L = jX$ ، لا يوجد حل حقيقي.

9- أ- صمم محول قصير لتوفيق $Z_L = 20+j15\Omega$ إلى خط نقل ممانعته المميزة 50Ω عند التردد 7GHz. أفرض أن $\lambda = \lambda_0$.

ب- استعمل مخطط سميث لتحديد نسبة الأمواج المستقرة SWR للدخل عند 6GHz .

10– ليكن $R_L = 15\Omega$ و $Z_0 = 75\Omega$ ، صمم خط النقل المكافئ لمحول L-C كما هو مبين في الشكل (3–16) عند التردد 4GHz.

أفرض أن $Z_{01} = 0.1Z_{02}$ و $Z_{02} = 6R_L$ و $\lambda = 0.8\lambda_0$. استعمل إجراء التصميم المقرب لتحديد l_1 و l_2 .

قارن هذه القيم مع تلك التي تم الحصول عليها من المعادلتين (3–14) و(3–15).

11– استعمل المعادلتين (3–14) و (3–15) للتحقق بأنه إذا كان $\beta_1 l_1 = \beta_2 l_2$ ، فإن شرط الممانعة من أجل محول L-C يختصر إلى $Z_{01}Z_{02} = Z_0R_L$.

12– استخدم معادلة تحويل الممانعة لاشتقاق المعادلتين (3–14) و (3–15).

13– ليكن $R_L = 200\Omega$ ، $Z_0 = 50\Omega$ و $l_1 = l_2$ ،

أ– صمم خط النقل المكافئ لمحول L-C كما هو مبين في الشكل (3–16) عند التردد 2.5GHz. أفرض أن $\lambda = \lambda_0$ من أجل كلا الخطين و $Z_{01} = 8\ Z_{02}$.

(استعمل شرط الممانعة في المسألة 3–12).

ب– استعمل مخطط سميث لتحديد نسبة الأمواج المستقرة للدخل عند الترددات 2GHz و 3GHz. قارن النتائج مع حل محول ربع طول الموجة (الجدول 3–4).

14– حل مخطط سميث لموفق الكتلة المعدنية المضاعفة المبين في الشكل (3–19) وصف في الكتاب من أجل قيم معطاة l_1 و l_2 .

حدد مجموعة أخرى من القيم لـ l_1 و l_2 التي توفق سماحيةِ الحمل المنسوبة $\overline{Y}_L = 3 + j1$.

15– يستعمل الموفق ذو الوصلة المضاعفة (الشكل 3–20) مع $l = 3\lambda / 8$ لتوفيق سماحية الحمل المنسوبة $\overline{Y}_L = 0.40 + j0.20$.

حدد مجموعتي القيم من أجل l_1 و l_2 التي تعطي شرط التوفيق عند الدخل.

(بفرض أن $l_3 = 0$) .

16– يقترح بأنه يمكن استعمال محول ربع طول الموجة المتعدد المقاطع لـ Tchebysceff لتوفيق حمل أومي 300Ω إلى خط نقل ممانعته المميزة 50Ω .

ما هو عدد المقاطع الأصغري المطلوب لنضمن بأن نسبة الأمواج المستقرة أقل من 1.1 عبر المجال الترددي GHz(4-8) ؟

الفصل الرابع

خطوط النقل الميكروية

Microwave Transmission Lines

4- مقدمة :

هذا الفصل يصف الخصائص لعدد من خطوط النقل الشائعة الاستعمال في الترددات الميكروية. من أجل فعالية النقل، فإن خطوط النقل المحورية ومرشدات الأمواج المستطيلة تستعمل عادة. إن خط النقل المحوري القليل الضياع يستعمل كثيراً عند الترددات الأقل من

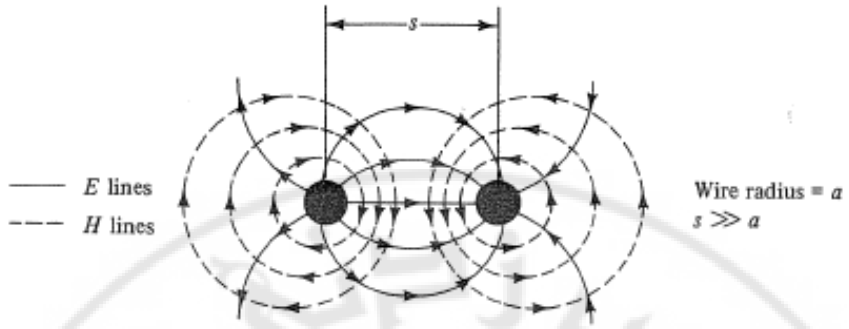
5GHz بينما المرشد المستطيل هو الاختيار الأكثر استخداماً عند الترددات العالية. إن مرشدات الأمواج الدائرية تجد تطبيقاتها عندما تكون لقدرة إرسال أو استقبال الموجة تتطلب أكثر من مستوى قطبية. وأن مرشدات الأمواج الدائرية التي تستعمل النمط TE_{01} تكون مفيدة عند النقل القليل الضياع في الترددات الميكروية.

تستعمل غالباً مقاطع صغيرة من خطوط النقل كعناصر دارات عند الترددات الميكروية. هذه العناصر تستعمل كملفات ومكثفات و دارات رنين ومحولات. من أجل هذه التطبيقات نستخدم خطوط النقل من النوع الشرائحي strip-type transmission lines ، الخطوط المحورية coaxial lines ، ومقاطع مرشدات الأمواج waveguide section ونادراً خط النقل ذا السلكين المفتوح 0pen two-wire line.

4-1 خط النقل ذو السلكين المفتوح The Open Two-Wire Line

إن نقل القدرة الكهربائية بواسطة خطوط النقل ذات السلكين المفتوحة تحصر عادة للترددات الأقل من 500MHz ومن أحد أشكاله المألوفة عادة استخدامه لوصل الهوائي إلى جهاز التلفزيون. إن عدم استخدامه في الترددات العالية يعزى لميوله لإشعاع القدرة عند انقطاع أو انحناء في الخط. هذا الإشعاع يمثل ضياعاً في الاستطاعة المنقولة وهو غير مقبول عادة. على كل حال، بما أن هذا النوع من الخطوط لا يستعمل كعناصر دارات فإن خصائصها ستوجز هنا ويوضح الشكل (4-1) نموذج الحقل الكهربائي والمغناطيسي من أجل خط النقل ذي السلكين المفتوح في معظم الحالات، المسافة بين الأسلاك s تكون أكبر بكثير من نصف قطرها a . نموذجياً، s تكون أكبر من $4a$. من أجل الحقل الكهربائي والمغناطيسي فإن تدفق الاستطاعة (شعاع بوينتنغ $\vec{E}\times\vec{H}$)يكون بنفس الصفحة.

بما أن كلاً من الحقل الكهربائي والمغناطيسي يكونان عرضيان على اتجاه الانتشار، فإن هذا يمثل النمط TEM. أنماط الانتشار الأخرى تكون ممكنة وفيها قسم من الحقلين الكهربائي والمغناطيسي يكونان موجهين طولانياً. هذه الأنماط يمكن حذفها وذلك باختيار $s << \lambda$.



الشكل 4−1 : نموذج الحقل الكهرطيسي من أجل نقل موجة TEM.

من أجل النمط TEM، التحريضية والسعوية بواحدة الطول تعطى بالعلاقات التقريبية التالية بحيث: $s<4a$

$$L \approx \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \ln \frac{s}{a} \quad , \quad C \approx \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln(s/a)} \qquad (1-4)$$

هاتان العلاقتان صحيحتان عند الترددات العالية. حيث فرض بأن عمق التغلغل δ_s أصغر بكثير من نصف قطرها a ($\delta_s << a$) . هذا يعني بأن معظم التيارات المتناوبة تتوضع بالقرب من سطح الناقل. من أجل الترددات العالية، وللخطوط ذات الضياع القليل، فإن الممانعة المميزة Z_0 تعطى بالعلاقة :

$$Z_0 \approx 120 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{s}{a} = 276 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \log \frac{s}{a} \qquad \Omega \qquad (2-4)$$

حيث $\varepsilon_0 = 8.854\times10^{-12}\ F/m$, $\mu_0 = 4\times10^{-7}\ H/m$. وعندما تستعمل النواقل القاسية، فإن الوسط العازل المحيط بها يكون عادة من الهواء ولذلك فإن كلاً من ε_r و μ_r يساويان الواحد.ويمكن الحصول على علاقة سرعة الانتشار بتعويض المعادلة (4−1) في المعادلة (2−23). وبذلك ينتج لدينا:

$$v=\frac{1}{\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r}}=\frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \quad m/\sec \qquad (3-4)$$

والتي تطابق تماماً المعادلة (1−28)، وتدعى بسرعة انتشار الموجة في الوسط العازل غير المحدود. وينتج لدينا نفس المعادلة من أجل خط النقل المحوري (coaxial line) في النمط TEM هذه الحقيقة يمكن أن تعمم على أي خط نقل يعمل في النمط TEM. نفرض أن المادة العازلة التي تشغل كل المنطقة المعزولة بين الناقلين منتظمة، عند ذلك تعطى سرعة الانتشاروطول الموجة و ثابت الطور بالعلاقات: (1−28)،(1−30)، (1−31).

تعطى علاقات تقريبية من أجل الناقلية التفرعية و المقاومة التسلسلية لواحدة الطول من خط النقل ذي السلكين المفتوح فيما يلي، مع $G = \omega C \tan\delta$ ، حيث تكون الناقلية التفرعية لواحدة الطول:

$$G\approx\omega\frac{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln(s/a)}\tan\delta \qquad (4-4)$$

حيث $\tan\delta$ زاوية ضياع العازل. عند الترددات العالية ($\delta_s << a$)، ومن أجل خط نقل ذو سلكين فإن المقاومة التسلسلية بواحدة الطول تعطى بالعلاقة :

$$R\approx\frac{1}{\pi a\sigma\delta_s} \qquad (5-4)$$

حيث σ ناقلية المادة الناقلة، δ_s عمق القشرة (التغلغل) وتعطى بالعلاقة $\delta_s=(\pi f\mu_r\mu_0\sigma)^{-1/2}$ ، بما أن الأثر الجانبي مهمل، فإن المعادلة (4−5) تكون صالحة فقط من أجل $s >> 4a$. باستعمال العلاقات السابقة، فإن ثابت التخميد يمكن أن يحدد من العلاقة (2−21). إن منحنيات التخميد مع التردد من أجل خطوط النقل للترددات العالية تكون صالحة لجميع المصنعين للكابلات وتزود أيضاً المواصفات الفنية بعامل السرعة لكل خط نقل حيث :

$$\text{عامل السرعة}=\frac{v}{c}=\frac{\lambda}{\lambda_0} \qquad (6-4)$$

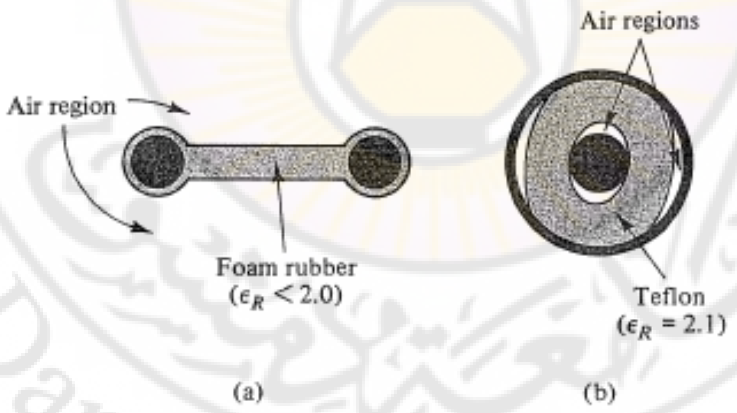
حيث v سرعة الموجة من أجل خط نقل معين.

إذا غمرت كل النواقل بشكل كامل في مادة غير مغناطيسية ذي ثابت عازلية نسبي ε_r فإن عامل السرعة يساوي $1/\sqrt{\varepsilon_r}$.

في معظم الحالات، على كل حال، المنطقة المعزولة تحتوي على مادتين عازلتين أو أكثر.

يبين الشكل (4–2) مثالين على ذلك،القسم (أ) يبين سلك التلفزيون المألوف حيث السلكان يكونان مفصولين بقطعة رقيقة من مطاط إسفنجي، بينما القسم (ب) يبين الخط المحوري ذا العازل من التيفلون (Teflon). في كلا المثالين، عامل السرعة يبقى $1/\sqrt{\varepsilon_r}$ وواحداً عندما $v = c$.

على سبيل المثال، عامل السرعة من أجل الخط ذو السلكين من أجل التلفزيون يكون الواحد عملياً (0.90 نموذجياً) لذلك فإن معظم منطقة العزل هي الهواء. من ناحية أخرى من أجل خط النقل المحوري المبين في القسم ب الجزء الأعظم من منطقة العزل هو من التيفلون (ε_r = 2.1 ولذلك فإن عامل السرعة يكون أكبر بقليل من ($1/\sqrt{2.1} = 0.69$).



الشكل 4–2 : أمثلة على خطوط النقل مع مناطق عازلة غير منتظمة.

4-2 خط النقل المحوري The Coaxial Line

على عكس خط النقل ذي السلكين المفتوح، فإن خط النقل المحوري لا يشع بحيث أن الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي يبقيان في المنطقة المحصورة بين الناقلين المركزيين. لأجل هذا السبب، فإنه يستعمل بشكل واسع كخط نقل عالي الترددات. قبل عام 1960، معظم التطبيقات خصصت للترددات الأقل من 3GHz وبظهور النواقل الدقيقة والخطوط المصغرة (Miniaturized Line) ، فإنها تستخدم بكثرة في التطبيقات الصغيرة الاستطاعة في المجال X , K_u وفي بعض حالات المجال K_a . نعتبر خط النقل المحوري الذي مقطعه العرضي مبين بالشكل (4-3). يسمى نصف القطر للناقل الداخلي بـ a ونصف القطر للناقل الخارجي بـ b . كما يوضح أيضاً، خطوط الحقل الكهربائي والمغناطيسي من أجل النمط TEM.تعطى التحريضية والسعوية بواحدة الأطوال في الترددات العالية بالعلاقات :

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \ , \quad C = \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln(b/a)} \qquad (7-4)$$

حيث عرفت أنصاف أقطار النواقل b,a سابقاً.المعادلات من أجل v,λ و β هي بالترتيب.

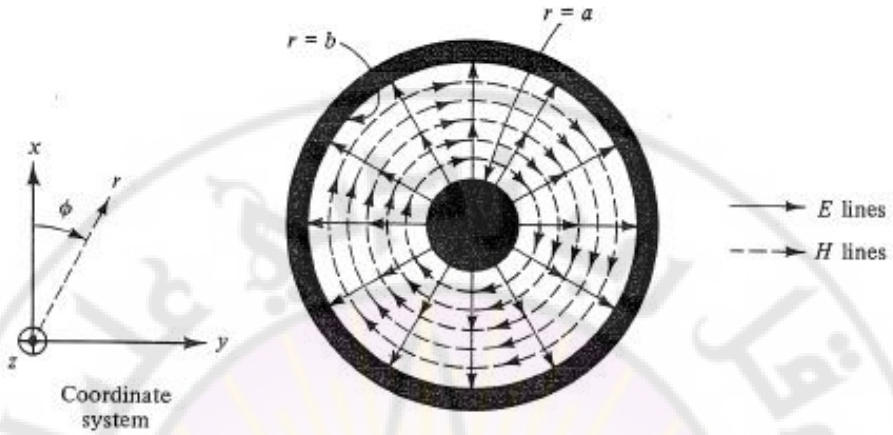
$$\lambda = \lambda_0 \Big/ \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$$
$$v = c \Big/ \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad m/\sec$$
$$\beta = 2\pi/\lambda \ \ rad/Length$$

كما وتعطى الممانعة المميزة Z_0 في الترددات العالية للخط المحوري بالعلاقة :

$$Z_0 = 60\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \frac{b}{a} = 138\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \log \frac{b}{a} \quad \Omega \qquad (8-4)$$

الناقلية التفرعية بواحدة الطول يمكن الحصول عليها من المعادلة :

$$G = \omega \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln(b/a)} \tan \delta \qquad (9-4)$$



الشكل 4–3 : النمط TEM من أجل خط النقل المحوري في الترددات العالية.

المقاومة التسلسلية بواحدة الطول تساوي إلى مجموع المقاومات الناتجة عن الناقل الداخلي والناقل الخارجي. حيث في الترددات العالية $\delta_s << a$:

$$R \approx \frac{1}{2\pi a \delta_s \sigma} + \frac{1}{2\pi b \delta_s \sigma} = \frac{a+b}{2\pi ab \delta_s \sigma} \qquad (10-4)$$

التخامد بواحدة الطول من أجل خط نقل قليل الضياع يعطى بالعلاقة :

$$\alpha \approx \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} = \alpha_c + \alpha_d$$

حيث α_c و α_d تمثل الأجزاء المعزوة للنواقل والعوازل غير المثالية على التتالي. باستعمال المعادلة (4–8)، يمكن اشتقاق العبارات التالية من أجل α_c و α_d :

$$\alpha_c = 13.6 \frac{\delta_s \sqrt{\varepsilon_r}\{1+(b/a)\}}{\lambda_0 b \ln(b/a)} \quad dB/Length \qquad (11-4)$$

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0} \tan\delta \quad dB/Length \qquad (12-4)$$

حيث δ_s عمق القشرة في معدن النواقل، $\tan\ \delta$ زاوية ضياع العازل. هذه المعادلات صالحة فقط إذا كان كل من النواقل والعوازل غير مغناطيسية وهي الحالة العادية دوماً.

- **<u>جهد الانهيار في خطوط النقل المحورية</u>**

<u>Voltage breakdown in coaxial lines</u>

يعطى الحقل الكهربائي في أي نقطة بين النواقل المركزية لخط محوري بالعلاقة التالية :

$$E = \frac{V}{r \ln(b/a)} \qquad (13-4)$$

حيث r بعد نقطة ما بين النواقل $(a \le r \le b)$ و V, E تمثل القيم الفعالة للكميات المتناوبة. وبما أن أكبر قيمة للحقل الكهربائي تحدث عند $r = a$ ، فإن جهد انهيار العازل يحدث مبدئياً بالقرب من سطح الناقل الداخلي. لتجنب هذا الشرط، فإن القيمة العظمى ($\sqrt{2}.E$) عند $r = a$ يجب أن تكون أقل من قوة العازل E_d. وهكذا فإن الجهد الأعظمي الفعال المسموح به عبر خط النقل المحوري يعطى بالعلاقة :

$$V_{\max} = \frac{aE_d}{\sqrt{2}} \ln\frac{b}{a} = \frac{bE_d}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\ln(b/a)}{b/a} \qquad (14-4)$$

بدرجة حرارة الغرفة والضغط الجوي، تكون $E_d = 3 \times 10^6\ V/m$ من أجل الهواء. لذلك، من أجل خط نقل محوري عازله من الهواء حيث $b = 2\text{Cm}$ و $a = 1\text{Cm}$ فإن الجهد المطبق يجب أن يكون أقل من 14700V قيمة فعالة. وبما أن الأمواج المستقرة يمكن أن تتواجد على طول الخط، فإن الجهد الأعظمي المسموح به يمكن أن يكون أقل بكثير ويسمى

الاستطاعة الأعظمية التي يمكن أن تنتقل على طول خط محوري متوافق بدون حدوث جهد الانهيار في العازل تكون :

$$P_{\max} = \frac{V_{\max}^2}{Z_0} = \frac{(bE_d)^2}{120}\left(\frac{a}{b}\right)^2 \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\mu_r}} \ln\frac{b}{a} \quad Watts \qquad (15-4)$$

حيث تعطى Z_0 بالمعادلة (4−8) و V_{max} بالمعادلة (4−14). إذا كان $Z_L = Z_0$ فإن الأمواج المستقرة توجد على طول الخط. من أجل قيمة كبيرة للأمواج المستقرة $|\Gamma_L| \approx 1$ فإن قدرة الاستطاعة المعالجة تكون ربع تلك المعطاة بهذه المعادلة حيث أن الحقل الكهربائي عند الجهد الأعظمي يكون تقريباً مرتين من ذلك المرتبط بالموجة الواردة. في الحياة العملية، هناك عامل أمان إضافي عادة يأخذ بعين الاعتبار السطح الخشن وعوامل ميكانيكية أخرى.

بما أن الشرارة الكهربائية عملية سريعة جداً، لذلك فإن الاستطاعة الميكروية للنبضات القصيرة يجب أن تبقى أقل من هذا الحد.

وهكذا فإن المعادلة (4−15) تمثل ذروة الاستطاعة المسموح بها. ويحدد معدل الاستطاعة عادة بالأثر الحراري المعزو للضياع المشترك α_c , α_d . قبل وصف كيفية قدرة الجهد والاستطاعة المعالجة لخط محوري يمكن أن تحسن بالاختيار الصحيح للأبعاد، نرى من الضروري مناقشة الأنماط العليا.

- **<u>الأنماط العليا المنتشرة في الخطوط المحورية</u>**

<u>Higher-mode propagation in coaxial lines</u>

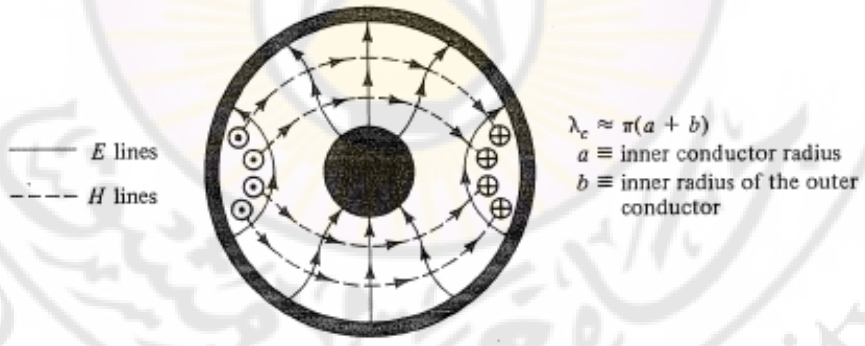
إن النمط الأساسي المنتشر في الخط المحوري يدعى بالنمط TEM. وقد بينا نموذج حقله في الشكل (4−3). معظم العناصر المحورية (الكواشف detectors، المخمدات attenuators، المرشحات filters، الخ....) تصمم على أساس أن إشارة الدخل ستكون من النمط TEM. على كل حال، توجد طرق أخرى فيها القدرة الكهرطيسية يمكن أن تنتشر على طول الخط المحوري. وهذه تدعى بالأنماط العليا. هذه الأنماط العليا يمكن أن تنتشر عندما يصل تردد الإشارة إلى قيمة معينة. هذه القيمة تعرف بتردد القطع للنمط ويسمى بـ f_c . عند الترددات الأقل من f_c ، فإن الإشارة تفقد القدرة بشكل أسي مع المسافة كلما حاولت أن تنتشر على طول الخط.

على كل حال، فإن العلاقة المقربة لتردد القطع من أجل النمط TE_{11} في الخط المحوري يمكن أن يستنتج بشكل مشابه للانتشار في مرشد الأمواج المستطيل وذلك بحل معادلات ماكسويل.
إن العبارات التالية لطول موجة القطع λ_c وتردد القطع فهي دقيقة بمقدار 95% من أجل (b/a < 7) .

$$f_c = \frac{v}{\lambda_c} \approx \frac{c}{\pi(a+b)\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (16-4)$$

$$\lambda_c \approx \pi(a+b)$$

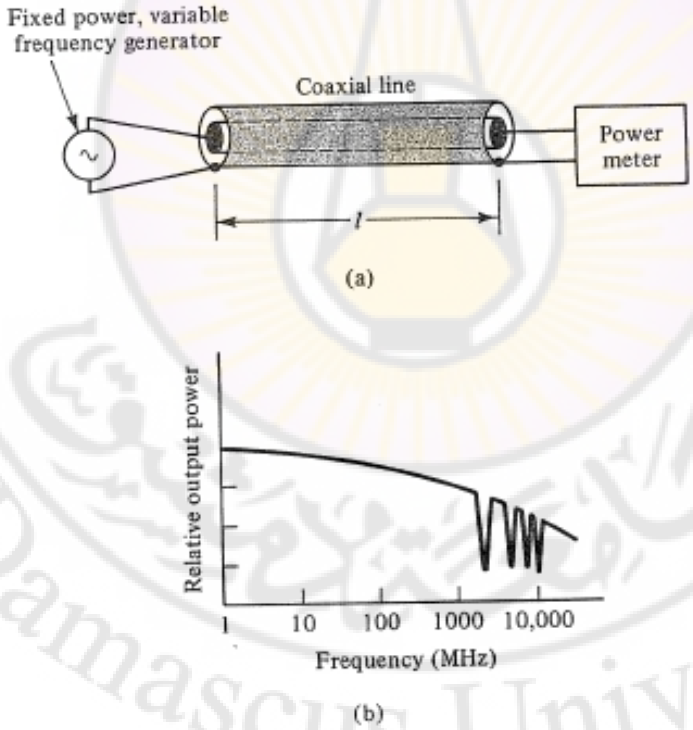
يعتبر النمط TE_{11} الأهم بحيث أن تردد قطعه أصغر من كل ترددات الأنماط العليا. ويوضح الشكل (4–4) نموذج الحقل الكهرطيسي للنمط TE_{11} في الخط المحوري.



الشكل 4–4 : نموذج الحقل الكهرطيسي من أجل النمط TE_{11} في الخط المحوري.

نرغب في النقل المحوري عادة بانتشار النمط TEM بدون تواجد الأنماط العليا. إن سبب ذلك يمكن أن يفهم بمساعدة الشكل (4–5).

القسم (أ) من الشكل يبين استطاعة ثابتة، مولد تردد متغير، خط محوري ومقياس استطاعة. القسم (ب) يبين منحني نموذجي لخرج الاستطاعة مع التردد. كلما زاد تردد المولد، فإن استطاعة الخرج تنقص تدريجياً ويعزى ذلك للأثر القشري وضياع العازل المعادلتان (4−11) و (4−12) .غير أن ازدياد التردد أكثر من ذلك يقود لنقص مفاجئ في استطاعة الخرج ضمن مجالات ضيقة من الترددات كما هو مشار إليه في الشكل.هذه الضياعات شبه الرنينية تتعلق بانتشار الأنماط العليا في الخط المحوري وخاصة النمط TE_{11}.عندما تدخل الإشارة الخط المحوري، جزء منها يتحول من النمط TEM إلى النمط TE_{11} عند الترددات الأعلى من تردد القطع للنمط TE_{11}، تنتشر هذه الاستطاعة إلى الخرج.



الشكل 4−5 : أثر انتشار الأنماط العليا على نقل الاستطاعة.

وبما أن مقياس الاستطاعة صمم لاستقبال إشارات TEM فإن قسماً كبيراً من النمط TE_{11}

ينعكس مرتداً نحو الدخل حيث ينعكس ثانية بشكل جزئي. من أجل بعض القيم للطول الكهربائي (βl)، فإن الانعكاسات المتعددة الناتجة تخلق شرط الرنين مصطحباً معه ضياعات عالية. وقد سبق أن شرحت في الفقرة (2−2). تجنب هذا الشرط، فإن استعمال الخط المحوري يجب أن يكون محصوراً بالترددات الأقل من تردد القطع للنمط TE_{11}. نسمي التردد العامل الأعظمي بـ f_{max} وباستعمال المعادلة (4−16) ينتج :

$$f_{\max} < f_c = \frac{c}{\pi(a+b)\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (17-4)$$

عند تصميم خط محوري، من المعتاد أخذ عامل أمان 5% . وكنتيجة، f_{max} يعرف على أنه $095f_c$. وهكذا، من أجل نسبة معطاة a/b ، فإن قيمة b الأعظمية المسموح بها والتي تؤمن انتشار نمط وحيد (TEM) من أجل كل الترددات وحتى f_{max} هي :

$$b_{\max} = \frac{0.95c}{\pi\ f_{\max}\left(1+\frac{a}{b}\right)\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (18-4)$$

عدد من العناصر المحورية (على سبيل المثال، المرشحات والمحولات Transformers) تستعمل القطر الداخلي للناقل a كعنصر تصميم متغير. لتأمين عدم انتشار النمط TE_{11} من أجل كل قيم a ، فإننا نفرض الحالة الأسوأ (أي $a/b = 1$) والتي تقود إلى القيمة التالية من أجل b_{max} :

$$b_{\max} = \frac{0.95c}{2\pi\ f_{\max}\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (19-4)$$

نلاحظ بأنه بكلا الحالتين، فإن مجال التردد المطلوب الأعلى يقتضي قيماً أصغر لـ b_{max} وبالتالي قيمة ثابتة للنسبة b/a .

وبذلك سعة الاستطاعة المعالجة الأصغر للخط [المعادلة(4−15)] .

- **<u>خصائص النقل الأمثل في الخطوط المحورية</u>**

Optimizing transmission characteristics in coaxial lines

يمكن أن تختار النسبة b/a في الخط المحوري وبالتالي ممانعته المميزة لتخفيض التخامد إلى الحد الأدنى، وتكبير جهد الانهيار إلى الحد الأعلى، أو تكبير سعة الاستطاعة المعالجة إلى الحد الأعلى. كل هذه الحالات يمكن أن تعتبر هنا.

1- Z_0 من أجل التخامد الأصغري

Z_0 for minimum attenuation

بما أن α_d ليست تابعة للأبعاد، فإن ثابت التخامد α يمكن أن يخفض إلى الحد الأدنى عندما تختار النسبة b/a لتخفيض α_c . من أجل قيمة معطاة لـ f_{max} فإن b_{max} يمكن أن يعطى بالمعادلة (4-18). باستبدال b_{max} في المعادلة (4-11)، واشتقاق النتيجة بالنسبة لـ b/a ومساواتها بالصفر ينتج $b/a = 4.68$ وهي القيمة الأمثل. عندما يكون عازل الخط من الهواء، وهذا يكافئ إلى الممانعة المميزة 93Ω . من أجل خط مملوء بالتيفلون، فإن القيمة الأمثل لـ Z_0 تكون 64Ω. ن أجل خط عازله من الهواء فإن $\alpha_d = 0$ وبالتالي فإن التخامد يعطى بالعلاقة (4-11). باستبدال القيمة الأمثل لـ b/a ، وتثبيت b بالتوافق مع المعادلة (4-18)، يمكن الحصول على علاقة بين التخامد الأدنى في الخط المحوري وتردد العمل الأعظمي (f_{max}) :

$$\alpha_{\min} = 0.67 \frac{\delta_s}{\lambda_0} f_{\max} \quad dB/m \qquad (4-20)$$

حيث f_{max} يكون بـ MHz ويحسب عمق التغلغل وطول الموجة في الخلاء عند التردد العامل. على سبيل المثال، نفترض بأن القيمة المطلوبة لـ f_{max} هي 12000MHz. عند ذلك من أجل التخامد الأصغر، $b/a = 4.68$ ومن المعادلة (4-18) b توضع 0.623Cm . من أجل النواقل النحاسية، يحسب عمق التغلغل من العلاقة $\delta_{cu} = 0.066/\sqrt{f}\ (m)$ ثم نعوض في المعادلة (4-20) فينتج التخامد 0.10dB/m عند التردد 3GHz و 0.18dB/m عند التردد 10GHz .

2- Z_0 من أجل جهد الانهيار الأعظمي

Z_0 for maximum voltage breakdown

يتطلب عادة نقل الجهد العالي النبضي على طول خط النقل المحوري بأن يكون الخط الأمثل من أجل جهد الانهيار الأعظمي. من أجل قيمة معطاة لـ f_{max} فإن النسبة الأمثل لـ b/a تكون مساوية لـ 3.59 والتي تكافئ إلى 77Ω من أجل خط محوري عازله الهواء. يمكن الحصول على هذه النتيجة باستبدال b_{max} في المعادلة (4−14)، واشتقاقها بالنسبة لـ b/a ومساواتها بالصفر.

3−Z_0 من أجل سعة معالجة استطاعة أعظمية

Z_0 for maximum power handling capacity

نفرض بأن الاستطاعة الأعظمية التي يمكن للخط المحوري معالجتها محددة بقوة العازل. هذه الاستطاعة تعطى بالعلاقة :

$$P_{\max} = 5.3\left(\frac{E_d}{f_{\max}}\right)^2 \quad watts \qquad (21-4)$$

حيث f_{max} يكون بـ MHz و E_d بـ V/m . على سبيل المثال، إذا كان f_{max} يساوي 14000MHz و $E_d = 3\times10^6$V/m فإن الاستطاعة الأعظمية تكون 243Kw.

4−3 خطوط النقل من النوع الشرائحي من أجل الدارات المتكاملة الميكروية

Strip-Type Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits

إن استعمال مصطلح الأمواج الميكروية بشكله الصحيح مازال غامضاً وخصوصاً عند النهاية الصغرى من المجال. بعض الأحيان يشار إلى الإشارات التي ترددتها عدة مئات من MHz بأنها أمواج ميكروية. من أجل الأعمال الحالية سوف نفرض بأن تقنية الأمواج الميكروية تمتد من حوالي 1GHz إلى عدة مئات من GHz. إن تقنية الأمواج الميكروية تشغل الطيف الكهرطيسي المتضمن القسم العالي من GHz (1-2) UHF ماراً بـ GHz (3-30) SHF. عند الترددات المنخفض ة يوجد تقنية راديوية تقليدية عادية. في المجال EHF يكون طول الموجة صغيراً جداً ويمكن أن يكون أقل من 10mm ، عند هذه الأطوال من الموجات تدعى الإشارات بالمليمترية.

يوجد عدد كبير من التطبيقات من أجل الإشارات عند الترددات الميكروية من بينها :

− الرادارات ذو الوصلات الراديوية المتعددة القنوات نقطة−إلى−نقطة (مجموعة كبيرة جداً مع

تنوع عديد للطلب والتقنيات).

– يختلف نوع وسعر النظم حسب التطبيقات بشكل كبير. إن نظام دوبلر الذي يعمل عند استطاعة منخفضة (ميلي وات) يمكن أن تكون تكلفته منخفضة. من ناحية ثانية، فإن نظام محطة الأقمار للاتصالات بالأقمار الصنعية يمكن أن تكون كلفته عالية جداً.

– إن الدارات التي تستعمل خطوط النقل الشرائحي (Microstrip) في نظم الرادار المنخفضة والمتوسطة الاستطاعة، الحديثة يمكن أن تكون اقتصادية. تستعمل خطوط النقل الشرائحية بشكل واسع في الدارات المتكاملة الميكروية (MIC_s) الهجينة. وتكون معظم هذه البنيات مناسبة للتطبيقات الرقمية العالية السرعة.

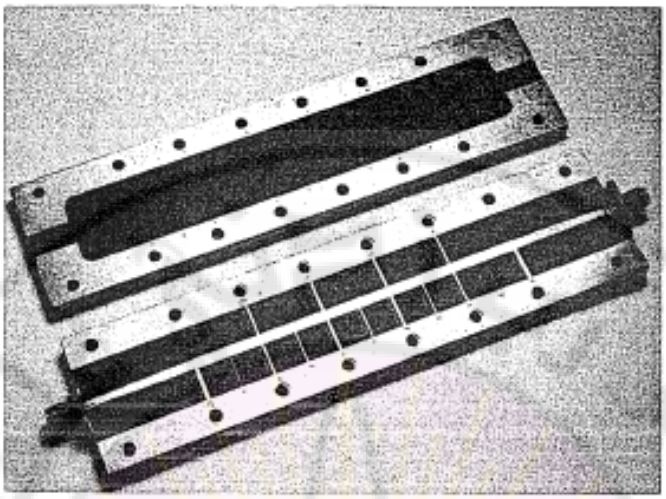
إن تطور تقنيات (MIC) لا تعني أبداً الاستغناء عن الخط المحوري ومرشد الأمواج . لذلك تستعمل خطوط النقل من النوع الشرائحي في تصميم وبناء النظم الميكروية المعقدة . بشكل عام، يتألف الخط من طبقة أو طبقتين من النحاس، صفائح عازلة حسب الدارة المرغوب طباعتها على طرف واحد.

ترتبط محاسنه الرئيسية في الحقيقة بأن التقنية المستعملة في الحفر الضوئي (الدارة المطبوعة) تكون دقيقة واقتصادية.

نبين في الشكل (4–6) مرشح من النوع الشرائحي المتعدد الطبقات (Stripline) . ويظهر الانتقال من الخط المحوري إلى الشرائحي المتعدد الطبقات عند نهايتي المرشح. يمكن أن تكون أشكال الشرائح متناظرة أو غير متناظرة.

يسمى النوع المتناظر بالخط الشرائحي المتناظر (Stripline) بينما يدعى النوع غير المتناظر بالخط الشرائحي (Microstrip) .

قبل مناقشة خصائصهم، يمكن أن نظهر العلاقات من أجل خط النقل الصفيحي المتوازي كما هو موضح في الشكل (4–7). وبما أنها تستعمل نادراً كخطوط نقل، فإن خصائصها تستعمل بعض الأحيان في تحليل خطوط نقل ميكروية أخرى.



الشكل 4−6 : المرشح الميكروي من النوع الشرائحي المتعدد الطبقات (Stripline).

- **<u>خط النقل الصفيحي المتوازي</u>**

<u>Parallel-plate transmission</u>

يظهر الشكل (4−7) منظراً لمقطع عرضي لخط النقل الصفيحي المتوازي. ويتألف من شطيرة عازلة قليلة الضياع موضوعة بين ناقلين من المعدن منبسطين. عادة، يكون عرضه أكبر بكثير من المسافة الفاصلة بين النواقل المنبسطة ($w >> b$) وتكون ثخانة المعدن صغيرة جداً $t << b$ لذلك، فرض بأن الحقول الهامة الوحيدة تكمن ضمن العازل بين الناقلين والتي هي منتظمة.ونرى في الشكل الحقول الكهربائية والمغناطيسية. حيث، عند الترددات العالية، يكون عمق التغلغل في الناقل صغيراً بالمقارنة مع الثخانة، ويتوضع التيار والشحن على السطح الداخلي للناقل (أي عند نقاط التماس مع العازل).

من أجل هذه الشروط، تعطى المقاومة والسعة بواحدة الطول بالعلاقات التالية :

$$R = \frac{2}{w\delta_s\sigma} \qquad (22-4)$$

$$C = \frac{w}{b}\varepsilon_0\varepsilon_r \qquad (23-4)$$

تمثل المعادلة (4−22) المقاومة بواحدة الطول لكلا الناقلين، بينما تشتق المعادلة (4−23) من معادلة السعة للصفائح المتوازية $C = A\varepsilon_r\varepsilon_0/d$ حيث A مساحة الصفائح المتوازية و d المسافة بين الناقلين. من أجل $w >> b$ ، فإن الافتراض بأن كل القدرة الكهرطيسية تختزن في المنطقة العازلة المنتظمة ε_r يكون صالحاً. وبالتالي من أجل النمط TEM المبين في الشكل، فإن السرعة وطول الموجة وثابت الانتشار تعطى بنفس معادلات الخط المحوري. تعطى ممانعته المميزة عند الترددات العالية بالعلاقة $Z_0 \approx \sqrt{L/C} = \sqrt{LC}/C = 1/vC$ حيث $v = c/\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}$ ، فتصبح :

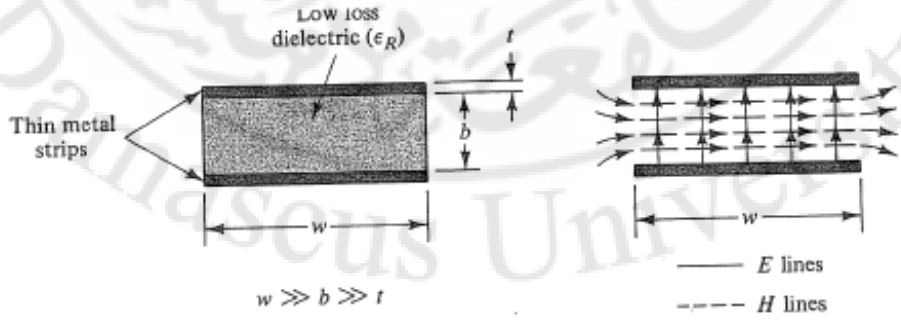
$$Z_0 = 377\frac{b}{w}\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \quad \Omega \qquad (24-4)$$

ويعطى ثابت التخامد بالعلاقة $\alpha_c + \alpha_d$ حيث :

$$\alpha_c = 27.3\frac{\delta_s\sqrt{\varepsilon_r}}{b\lambda_0} \qquad dB/Length \qquad (25-4)$$

$$\alpha_d = 27.3\frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda_0}\tan\delta \qquad dB/Length \qquad (26-4)$$

على فرض بأن العازل مادة غير مغناطيسية.

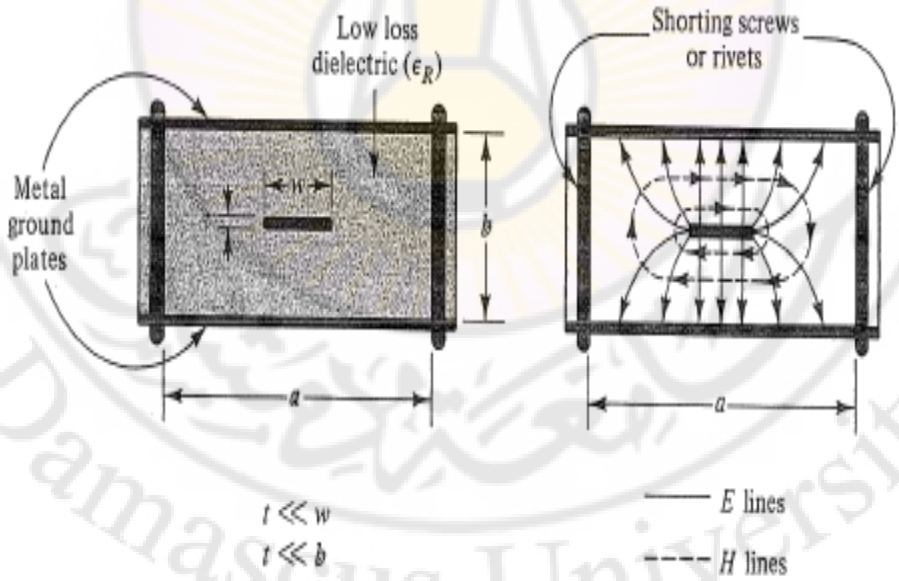


الشكل 4−7 : خط النقل الصفيحي المتوازي ونموذج حقله TEM.

- **خط النقل الشرائحي المتناظر**

Symmetrical strip transmission (stripline)

يبين الشكل (4–8) مقطعاً عرضياً لخط نقل شرائحي متناظر ونموذج حقله TEM. نلاحظ التشابه الكبير بين نموذج حقله وذلك العائد إلى الخط المحوري الشكل (4–3).بتطبيق جهد على الشريحة المركزية وزوج الصفائح المعدنية (الأرضي) فإن التيار يسري في الشريحة المركزية ويعود عن طريق زوج الصفائح المعدنية. مع العلم أن هذه البنية تكون مفتوحة من الجوانب، وهي بشكل أساسي عبارة عن خط نقل غير مشع. في الحياة العملية، على كل حال، أي عدم توازن في الخط يسبب في إشعاع القدرة نحو الجوانب. لمنع هذا، فإن زوج الصفائح المعدنية تقصر مع بعضها عن طريق براغي أو مسامير مثنية كما هو موضح في الشكل (4–8)



الشكل 4–8 : خط النقل الشرائحي المتناظر (stripline) ونموذج حقله TEM.

إن عدد براغي القصر والمسافات الفاصلة بينها تضبط لمنع انتشار الأنماط العليا في المجال الترددي المفيد. بما أن الحقول تحصر ضمن العازل المنتظم ε_r فإن سرعة، طول الموجة وثابت الطور من أجل النمط TEM تعطى بنفس معادلات الخط المحوري. الممانعة المميزة تعطى بالعلاقة :

$$Z_0 = \frac{1}{vC} = \frac{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}{3\times 10^8 C} \quad \Omega \qquad (27-4)$$

وهكذا، فإن تحديد الممانعة المميزة في الترددات العالية تختصر إلى إيجاد السعة بواحدة الطول للنمط الشرائحي المتناظر. في حالتنا هنا $C = w\varepsilon_0\varepsilon_r / b$.

يعطي المخطط البياني المبين في الشكل (4–9) الممانعة المميزة من أجل خط النقل الشرائحي المتناظر بدلالة w/b. إن خط النقل الشرائحي المتناظر يصنع عادة باستعمال لوحي دارة مطبوعة، السماكة t تساوي عادة عدة أجزاء من الألف من الأنش بينما b تتراوح بين 1/16 إلى 1/4 من الأنش. من أجل هذا الشكل، القيم العملية لـ Z_0 تتراوح من 10 إلى 100 أوم من أجل معظم العوازل. إن تخامد خط النقل الشرائحي المتناظر المعزى للمادة العازلة (α_d) هو نفسه من أجل الخط المحوري ويعطى بالمعادلة (4–26).

إن التخامد α_c المرتبط بالنواقل النحاسية يمكن حسابه بمساعدة القيم المنسوبة لـ $\overline{\alpha}_c$ من أجل خط نقل شرائحي متناظر من النحاس والتي يمكن الحصول عليها من الشكل (4–10).

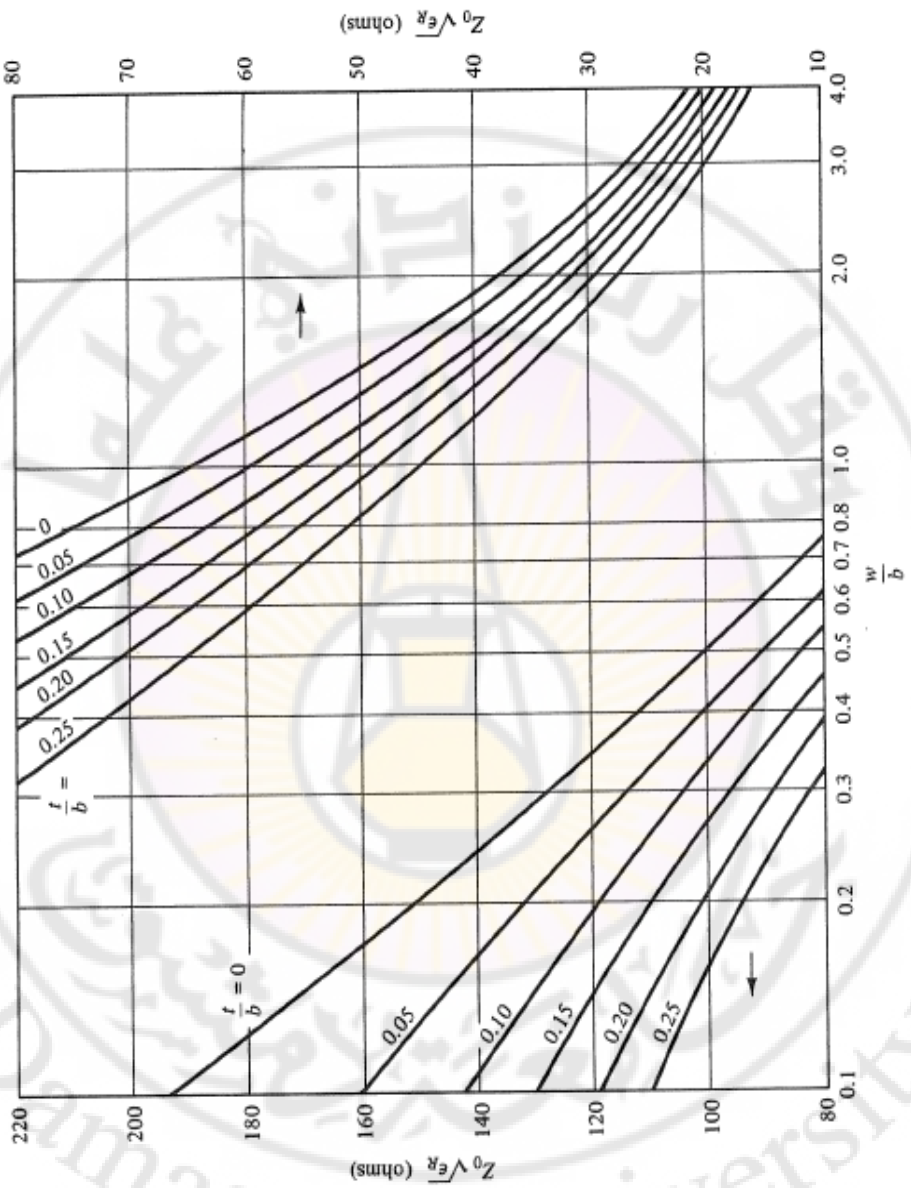
باستعمال قيمة $\overline{\alpha}_c$ من المخطط البياني يمكننا الحصول على α_c من المعادلة التالية :

$$\alpha_c = \overline{\alpha}_c \frac{\sqrt{f\varepsilon_r}}{b} \quad dB/Length \qquad (28-4)$$

حيث التردد f يقدر بـ GHz و b هي المسافة بين زوج الصفائح. كما سبق، التخامد الكلي من أجل الخطوط القليلة الضباع هو مجموع α_c و α_d.

إن خط النقل الشرائحي المتناظر يستخدم بشكل أساسي في نظم النقل المنخفضة الاستطاعة وهو يستعمل في مستويات الاستطاعة الأقل من 100watts وسطياً.

وكما هو في خطوط النقل الأخرى فإن خط النقل الشرائحي المتناظر يصلح لانتشار القدرة الكهرطيسية في أنماط مختلفة.



الشكل 4−9 :

منحنيات الممانعة المميزة من أجل خط نقل شرائحي متناظر. بفرض أن المادة العازلة غير مغناطيسية ($\mu_r = 1$). أيضاً $a > 2b,\ a >> w$.

حتى نضمن انتشار النمط TEM فقط في المجال الترددي المفيد، فإن الأبعاد العرضية لخط النقل الشرائحي المتناظر يجب أن تكون مقيدة. كما سبق وشرحنا في الفقرة (4−2)، الأبعاد يجب أن تختار بحيث أن ترددات القطع من أجل الأنماط العليا تكون أكبر من أعلى تردد مفيد (f_{max}) .

يبين الشكل (4−11) نمطين من الأنماط العليا غير المرغوب بها. إن النمط الذي على يسار الشكل يشبه تماماً النمط TE_{11} في الخط المحوري. من أجل بعض الأسباب والتي ستوضح في الفقرة التالية، بعض الأحيان يسمى بنمط مرشد الموجة في الخط الشرائحي المتناظر. إن براغي القصر يمكن أن تستعمل لحذف هذا النمط. نسمي التردد العالي المفيد بـ (f_{max}). إن المسافة يجب أن تختار بحيث :

$$a < \frac{c}{2 f_{\max} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (29-4)$$

توضع براغي القصر عادة على مسافات تساوي λ/8 على طول اتجاه النقل، حيث λ تحسب عند التردد العالي المفيد إن النمط المبين على يمين الشكل (4−11) لا يحدث غالباً كما يحدث في مرشد الموجة ويمكن أن يلغى بضبط المسافة بين زوج الصفائح المعدنية بالعلاقة:

$$b < \frac{c}{4 f_{\max} \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (30-4)$$

- **<u>خط النقل الشرائحي غير المتناظر</u>**

<u>Asymmetric strip transmission (Microstrip)</u>

يمكن أن تصمم الدارات المتكاملة الميكروية (MIC_s) من أجل الترددات التي بجوار 1GHz وحتى عدة عشرات من GHz. عند الترددات العالية جداً، وبشكل خاص عند أطوال الموجات المليمترية، تزداد الضياعات (بما فيها الضياعات بالإشعاع) كثيراً، وتصبح الأنماط العليا مشكلة بالغة الصعوبة وعند ذلك يصبح التسامح في التصنيع صعباً. يمكن أن يحصر استعمال خط النقل الشرائحي (Microstrip) حتى حدود 60GHz. مع توفر المواد القليلة الضياع، ذات ثابت العازلية النسبي المرتفع، أصبح حالياً خط النقل الشرائحي غير المتناظر شائع الاستخدام أكثر فأكثر وخاصة في تصنيع الدارات الميكروية.

هذا الخط يتألف من شريحة معدنية رقيقة نسميها بالناقل موضوعة على أحد وجهي قاعدة عازلة قليلة الضياع والوجه الآخر مطلي بالمعدن كلياً نسميه بالأرضي.

يبين الشكل (4–12) مقطعاً عرضياً لخط النقل الشرائحي فير المتناظر بالإضافة إلى نموذج نمط TEM التقريبي. بما أن السطح العلوي يمكن بلوغه بسهولة فمن المناسب جداً وضع العناصر الالكترونية عليه ثم ضبط دارة خط النقل الشرائحي غير المتناظر بشكل بسيط.

إن المواد العازلة الثلاثة الأكثر استخداماً هي الألومينا (alumina)، الكوارتز (quartz)، والديروئيد (Droid).

تصنع دارات وعناصر الخط الشرائحي غير المتناظر باستعمال تقنية الدارات المطبوعة. وعندما نضع عناصر أنصاف النواقل على بنية الخط الشرائحي غير المتناظر فإن مادة السليكون تستعمل غالباً كعازل ($\varepsilon_r = 11.8$). إن استعمال المواد التي لها (ε_r) مرتفع تنقص كمية الحقول الجانبية في منطقة الهواء فوق الناقل. في معظم الحالات، الحقول الجانبية تهمل على مسافة 2h فوق الناقل المعدني. لمنع الضياعات بالإشعاع فإن دارة الخط الشرائحي (غير المتناظر) توضع عادة ضمن علبة معدنية كما هو مبين بالشكل (4–13).

بما أن منطقة العزل في الخط الشرائحي تتألف من أكثر من عازل فإن المعادلات :

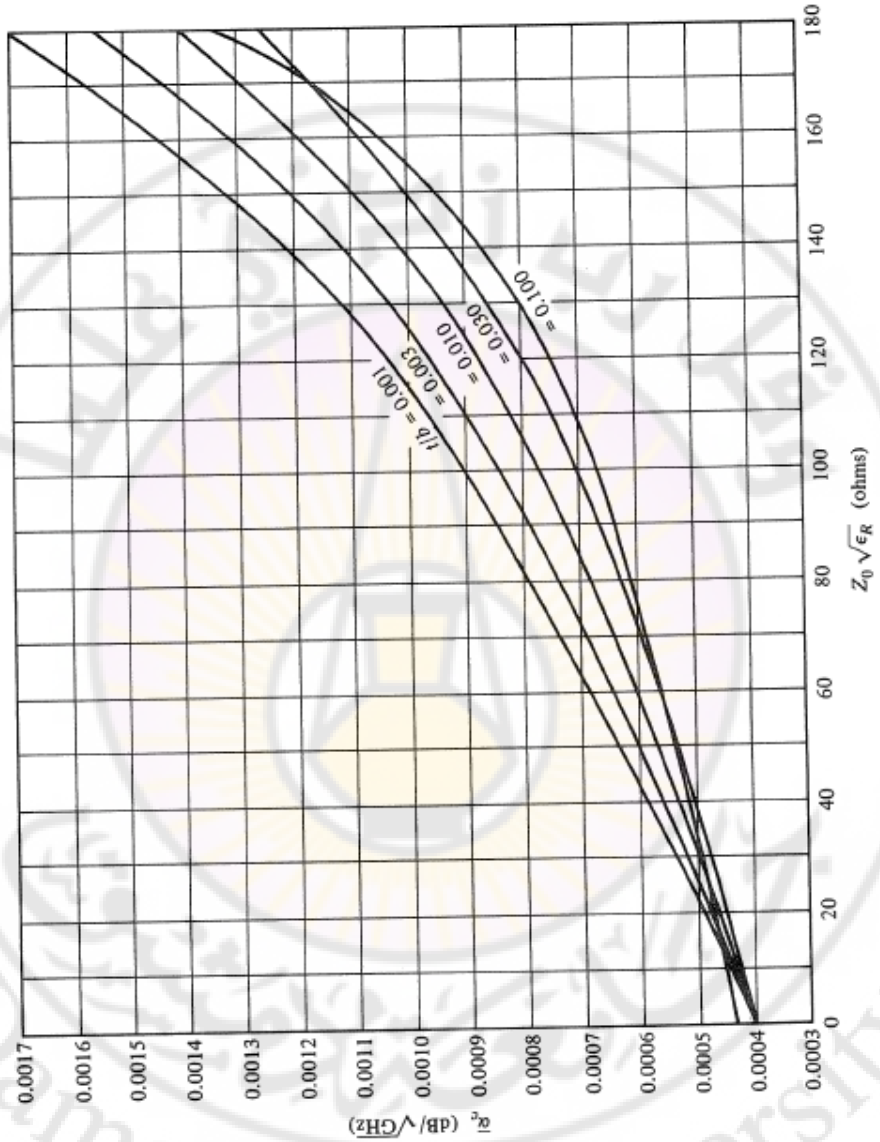
$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$$

و

$$v = c / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad m/\sec$$

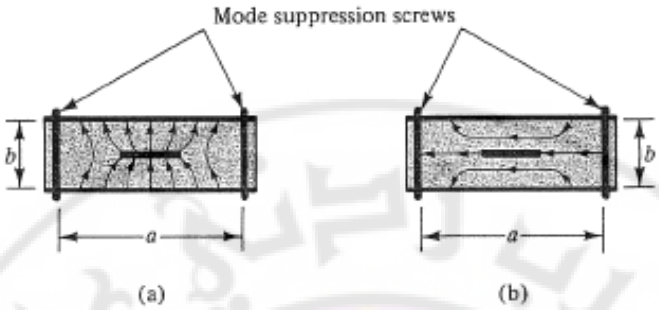
لا يمكن أن تستعمل لحساب طول الموجة و سرعة الانتشار. بوجود الحقول في منطقة الهواء ومنطقة العازل، فإنه يمكن أن نتوقع بأن القيمة الحالية لطول الموجة يجب أن تكون بين λ_0 و $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$.

تصنع دارات وعناصر الخط الشرائحي غير المتناظر باستعمال تقنية الدارات المطبوعة. وعندما نضع عناصر أنصاف النواقل على بنية الخط الشرائحي غير المتناظر فإن مادة السليكون تستعمل غالباً كعازل ($\varepsilon_r = 11.8$). إن استعمال المواد التي لها (ε_r) مرتفع تنقص كمية الحقول الجانبية في منطقة الهواء فوق الناقل.



الشكل 4−10 : التخميد النظري المنسوب لخط نقل شرائحي متناظر من النحاس.

المعادلة (4−21) تستعمل في حساب α_c .

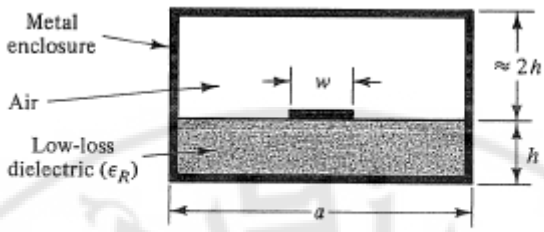


الشكل 4−11 : نموذج الحقل الكهربائي من أجل أثنين من الأنماط العليا لخط النقل الشرائحي غير المتناظر.

الشكل 4−12 : خط النقل الشرائحي غير المتناظر (Microstrip) ونموذج حقله TEM التقريبي.

في معظم الحالات، الحقول الجانبية تهمل على مسافة 2h فوق الناقل المعدني. لمنع الضياعات بالإشعاع فإن دارة الخط الشرائحي (غير المتناظر) توضع عادة ضمن علبة معدنية كما هو مبين بالشكل (4−13).بما أن منطقة العزل في الخط الشرائحي تتألف من أكثر من عازل فإن المعادلات $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ ، $v = c / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad m/\sec$ ، لا يمكن أن تستعمل لحساب طول الموجة و سرعة الانتشار

بوجود الحقول في منطقة الهواء ومنطقة العازل، فإنه يمكن أن نتوقع بأن القيمة الحالية لطول الموجة يجب أن تكون بين λ_0 و $\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r}$.



الشكل 4−13 : دارة خط نقل شرائحي موضوعة ضمن علبة معدنية لمنع الضياع بالإشعاع .

وهذه هي الحالة فعلاً. من أجل شريحة عريضة جداً w ، فإن الحقول في منطقة الهواء تصبح مهملة وطول الموجة يقترب من القيمة الثابتة. يظهر الشكل (4−14) طول الموجة المنسوب λ/λ_0 كتابع للنسبة w/h من أجل عدة قيم لثابت العازلية النسبي (ε_r) وكذلك يبين الشكل(4−15) منحنيات الممانعة المميزة بدلالة w/h . كل النتائج حصل عليها بفرض أن العازل ليس له الخواص المغناطيسية وثخانة الشريحة w مهملة. إن سرعة الانتشار في الخط الشرائحي تعطى بالعلاقة $v = c/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ وبالتالي :

$$\frac{v}{c}=\frac{\lambda}{\lambda_0}=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad (31-4)$$

حيث $\varepsilon_{eff} = C / C_0$ ثابت العازلية الفعال ويعرف بأنه نسبة السعة بواحدة الطول للخط الشرائحي بوجود العازل على نفس السعة بعدم وجوده. وتعطى أيضاً بالعلاقة :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10\frac{h}{w}\right)^{-0.555} \qquad (32-4)$$

كما سبق وجدنا أن الممانعة المميزة $Z_0 = 1/vC$ [أنظر المعادلة (4−27)] وقيمتها يمكن أن تحدد أيضاً بمعرفة ε_{eff} .

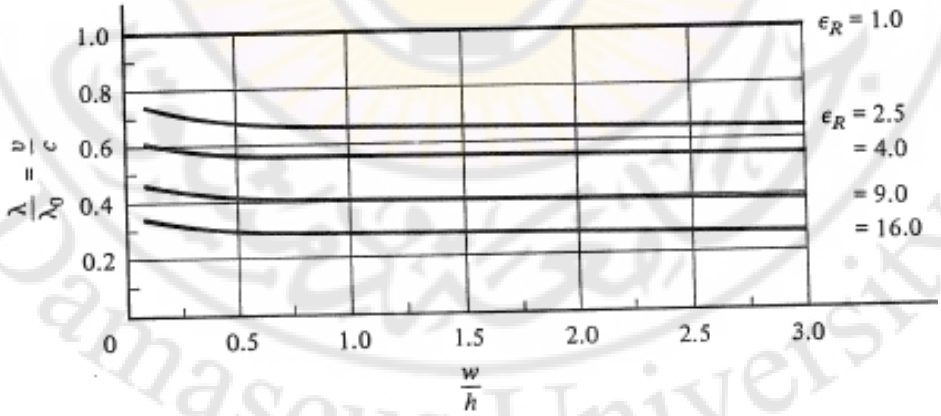
من أجل قيم عالية لـ ε_r فإن معظم القدرة تتركز ضمن منطقة العازل وقيمة ε_{eff} تكون قريبة ولكن أقل قليلاً من ε_r . كما هو الحال في كل خطوط النقل فإن أنماط الانتشار العليا يمكن أن توجد في خط النقل الشرائحي وبشكل خاص فيما يتعلق بالأمواج السطحية TE و TM بين الأرضي والمادة العازلة.

من أجل $\varepsilon_r >> 1$ فإن أثر هذه الأنماط يمكن أن يكون صغيراً باختيارنا سماكة الطبقة العازلة h بأن تكون أصغر من طول ربع طول الموجة عند التردد العالي المفيد f_{max} بفرض أن العازل غير مغناطيسي، هذا يتطلب :

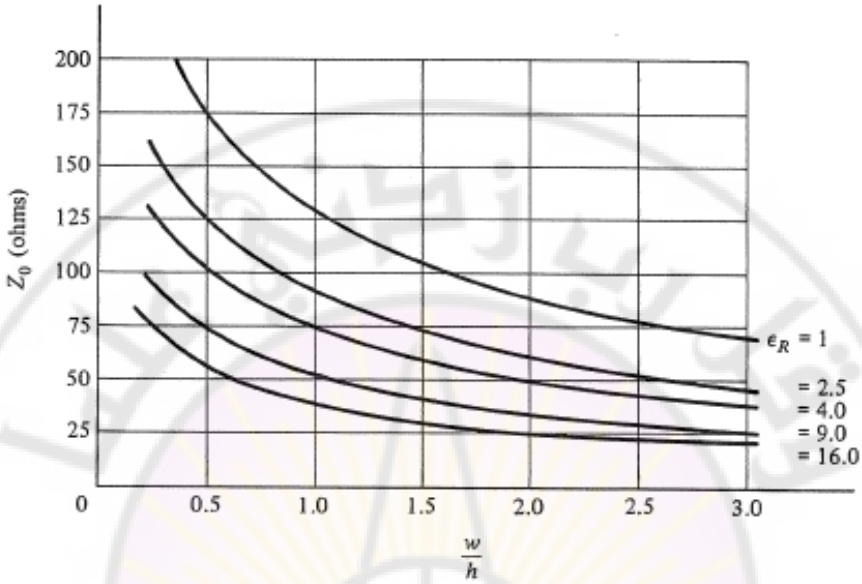
$$h < \frac{c}{4 f_{\max} \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (33-4)$$

إن النمط TE المشابه لنفس النمط في خط النقل الشرائحي المتناظر (stripline) يمكن أيضاً أن يحدث اضطراباً. لتقليل أثره، فإن عرض الشريحة w يجب أن يكون مقيداً وبالتالي

$$w < \frac{c}{2 f_{\max} \sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (34-4)$$



الشكل 4-14 : السرعة وطول الموجة من أجل النمط TEM في خط النقل الشرائحي. بفرض أن المادة العازلة غير مغناطيسية ($\mu_r = 1$).



الشكل 4–15 : الممانعة المميزة من أجل خط النقل الشرائحي الموصوف في الشكل (4–12). بفرض أن المادة العازلة غير مغناطيسية ($\mu_r = 1$) .

- **<u>خطوط النقل الشرائحية الأخرى</u>**

<u>Other strip transmission lines</u>

يبين الشكل (4–16) ثلاث نظم إضافية لخط النقل الشرائحي والتي تستخدم تقنيات الدارة المطبوعة. كما نبين في الشكل نفسه نماذج الحقل الكهربائي للموجة TEM التقريبية أيضاً. إن خط النقل الشرائحي المتناظر ذا القاعدة المعلقة Suspended-Substrate Stripline المبين في الجزء (أ) هو شكل متناظر بسبب أن الشريحتين لهما نفس الكمون. بالنتيجة فإن الحقل الكهربائي الأولي يكون في منطقة الهواء. بينما في منطقة العزل تتضمن فقط الحقول الجانبية الصغرى. وهكذا فإن البنية تكون بشكل أساسي خطاً شرائحياً متناظراً معزولاً بالهواء والذي يعني بأن ضياع العازل α_d يكون مهملاً.

وهكذا فإن ε_{eff} تكون عملياً الواحد وتكون الأبعاد العرضية وطول الموجة أكبر من تلك المطابقة لخط النقل الشرائحي المتناظر المليء بالعازل. وهذا يعتبر حسنة في تطبيقات التردد العالي حيث أن التساهل بالأبعاد يصبح أقل تأثيراً. كما ينتج، تقنية القاعدة المعلقة تزودنا بطريقة دقيقة واقتصادية من أجل تصنيع نظم الخط الشرائحي المتناظرة المعقدة عند الترددات الأعلى من 20GHz .

إن خط النقل المبين بالشكل (4–16–ب) يعرف بالخط ذي الشق Slot line ويستعمل بشكل تعاقبي إلى الخط الشرائحي Microstrip في تصنيع الدارات المتكاملة الميكروية MICs .

على سبيل المثال، بالنظر إلى شكل الحقل الكهربائي فإن العناصر الإلكترونية يمكن أن تربط على التفرع بسهولة إلى الخط. من ناحية أخرى، خط النقل الشرائحي Microstrip تربط فيه العناصر الإلكترونية على التسلسل. أيضاً، يمكن أن نحقق قيماً عالية لـ Z_0 بسهولة في الخط ذي الشق، بينما القيم المنخفضة يمكن تحقيقها بسهولة أكبر في الخط الشرائحي.

في الخط ذو الشق، الحقل المغناطيسي (غير ظاهر على الشكل) يكون له مركبة كبيرة في اتجاه الانتشار. لذلك فإن نمط النقل الأولي لا يكون TEM ولكن TE . هذه الخاصية مفيدة عندما يتطلب النظام دمج العناصر الفريتية (ferrite) غير التبادلية.

إن الخط المستوي (Coplanar line) المبين في الشكل (4–16–ج) يتألف من شريحة معدنية رقيقة مع مستوي أرضي في كل طرف. ونبين أيضاً نموذج الحقل الكهربائي التقريبي. وهو يجمع بعض محاسن الخط الشرائحي Microstrip والخط ذي الشق Slot line . على سبيل المثال، التوصيلات التسلسلية والتفرعية تنفذ بسهولة في الخط المستوي. أيضاً، مركبة الحقل المغناطيسي الطولانية تكون موجودة وبالتالي يمكن تحقيق المركبات الفريتية غير التبادلية.

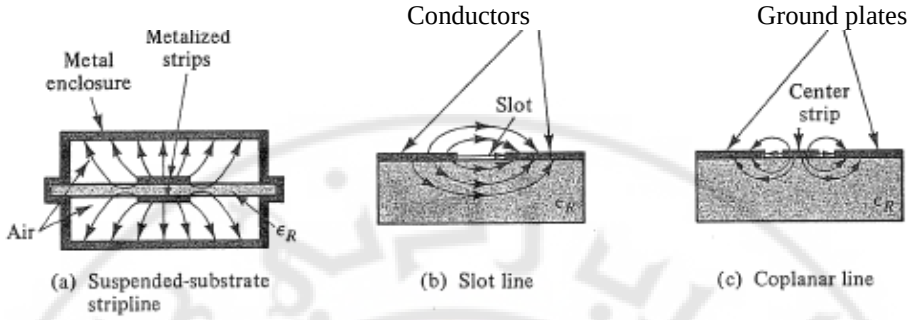
4–4 مرشدات الموجة المستطيل والدائري
Rectangular and Circular Waveguides

إن مرشدات الأمواج المفرغة تستعمل عادة كخطوط نقل في الترددات الأعلى من 5GHz . بالمقارنة مع خطوط النقل المحورية فإن مرشدات الموجة لها المحاسن التالية :

1– قدرة معالجة استطاعة أكبر.

2–ضياع قليل بواحدة الأطوال.

3– أبسط، بنية ميكانيكية قليلة التكلفة.



الشكل 4–16 : مقاطع عرضية لخطوط النقل الشرائحية الأخرى مع نماذج حقولها الكهربائية.

بالإضافة إلى ذلك، الانعكاسات المسببة من الوصلات المستعملة في ربط أقسام مرشد الموجة تكون أقل من تلك المرتبطة بالنواقل المحورية.

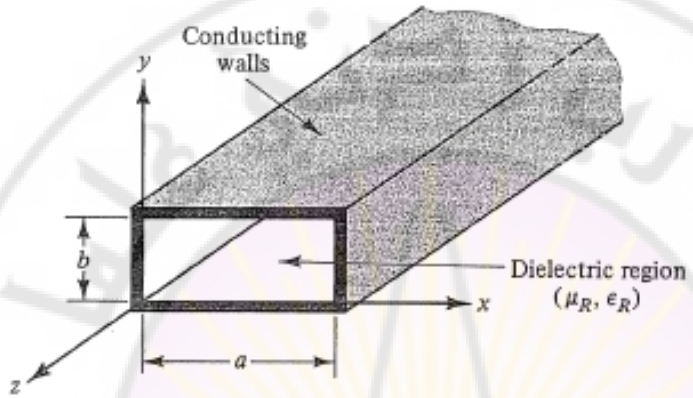
إن مساوئ النقل في مرشد الموجة تكمن في كبر الأبعاد العرضية للمقطع وصغر عرض المجال الترددي المستخدم بالنسبة للنقل المحوري. إن الحقيقة بأن مرشدات الأمواج المفرغة يمكن أن تتحمل الأمواج الكهرطيسية برهنت رياضياً في الفقرة (4–5). إن خواص هذه الأمواج عرضت بالتفصيل واشتقت المعادلات المناسبة. في هذا القسم، يعطى الشرح بدلالة الأمواج الكهرطيسية TEM ومفاهيم خطوط النقل عرضت في الفصل الثاني.

4–4–1 مرشد الموجة المستطيل
Rectangular waveguide

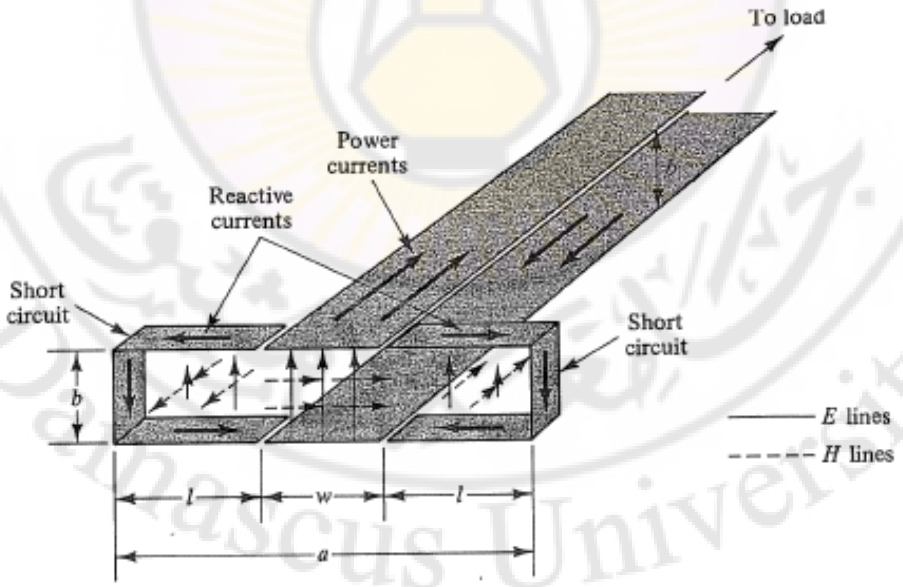
يبين الشكل (4–17) مرشد أمواج مستطيل الشكل أبعاده الداخلية b,a . وهذا يمثل أكثر الأشكال الشائعة من أجل مرشد الموجة. من المألوف أن نسمي البعد الجانبي أو عرض المرشد بـ a والارتفاع بـ b . نموذجياً، الجدران الناقلة تكون مصنوعة من النحاس الأصفر أو من الألمنيوم والمنطقة العازلة الداخلية تكون عادة من الهواء.

المناقشة التالية تظهر بأنه تحت بعض الشروط، الأمواج الكهرطيسية يمكن أن تنتشر على طول مرشد الأمواج في الداخل. مع فرض أن ثخانة الجدران تكون أكبر بعدة مرات من عمق القشرة (عمق التغلغل) δ_s ولذلك لا تدخل في التحليل.

يبين الشكل (4–18) خط نقل ذا صفائح متوازية مماثلاً للشكل (4–7) . إن عرض الصفائح المعدنية w ومفصولة عن بعضها بمسافة b . نبين أيضاً نماذج الحقل الكهربائي والمغناطيسي. الاستطاعة تقدم للحمل بواسطة تدفق التيار الطولاني على طول الصفيحتين.



الشكل 4–17 : بنية مرشد الأمواج المستطيل.



الشكل 4–18 : تطور مرشد الأمواج المستطيل بدءاً من خط نقل ذ ي صفائح متوازية.

ونفرض الآن بأن زوجاً من الوصلات المقصورة بطول l وصلت إلى خط النقل ذي الصفائح المتوازية كما هو مبين بالشكل (4−18).

$$a = 2l + w$$

إذا كان طول الوصلات بمقدار ربع طول الموجة λ/4 ، فسوف لن يكون لها أي تأثير على نقل الاستطاعة حيث أنها تمثل ممانعة لا نهائية على التفرع مع الخط. نبين على الشكل أيضاً نماذج الموجة المستقرة لـ E و H من أجل الوصلات المقصورة. إن التيار المتدفق في الوصلات يكون ردياً وبالتالي لا يمكن تقديم أي استطاعة حقيقية للوصلات المقصورة. إن التيار الطولاني، من ناحية ثانية، يمكنه تقديم استطاعة وهكذا يشار إليه بأنه تيار الاستطاعة. نذكر بأن اتجاه تيارات الاستطاعة و تيارات الردية متعامدان الواحد على الآخر. يمكننا أن نتخيل مجموعة غير منتهية من الوصلات المقصورة بطول ربع طول الموجة مربوطة على التفرع مع خط النقل ذي الصفائح المتوازية. الشكل الناتج يكون تماماً مرشد الأمواج المستطيل المبين في الشكل (4−17) حيث : $a = 2l + w$

بما أن $l = \lambda/4$ والعرض w يجب أن يكون محدوداً حتى يتمكن تيار الاستطاعة من التدفق. فإن شرط نقل الاستطاعة يصبح :

$$a > \lambda / 2 \qquad (35-4)$$

بكلمة أخرى، إن انتشار الموجة الكهرطيسية في مرشد الأمواج المستطيل يمكن أن يحدث فقط في الترددات العالية بما فيه الكفاية حتى تتحقق هذه المتراجحة. كلما نقص التردد فإن طول الموجة λ يزداد وبذلك فإن الوصلات λ/4 تمثل الجزء الأهم في عرض المرشد a ، تاركة دوراً ضئيلاً لـ w من أجل الخط ذي الصفائح المتوازية. إن إنقاص التردد إلى نقطة بحيث $a = 2l$ = λ/2 ينتج بأن $w=0$ والذي يمنع تدفق تيار الاستطاعة. التردد الذي يحدث عنده ذلك ندعوه تردد القطع (f_c) للمرشد. وبالتالي فإن مرشد الأمواج يملك خواص المرشح تمرير حزمة. وبذلك فإن نقل الاستطاعة يصبح ممكناً فقط عندما $f > f_c$ أو $\lambda < \lambda_c$. باستعمال المعادلة (4−35) فإن موجة القطع تعطى بالعلاقة :

$$\lambda_c = 2a \qquad (36-4)$$

مع $v = f_c \lambda_c$ ، تردد القطع للمرشد يكون :

$$f_c = \frac{v}{2a} = \frac{c}{2a\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (37-4)$$

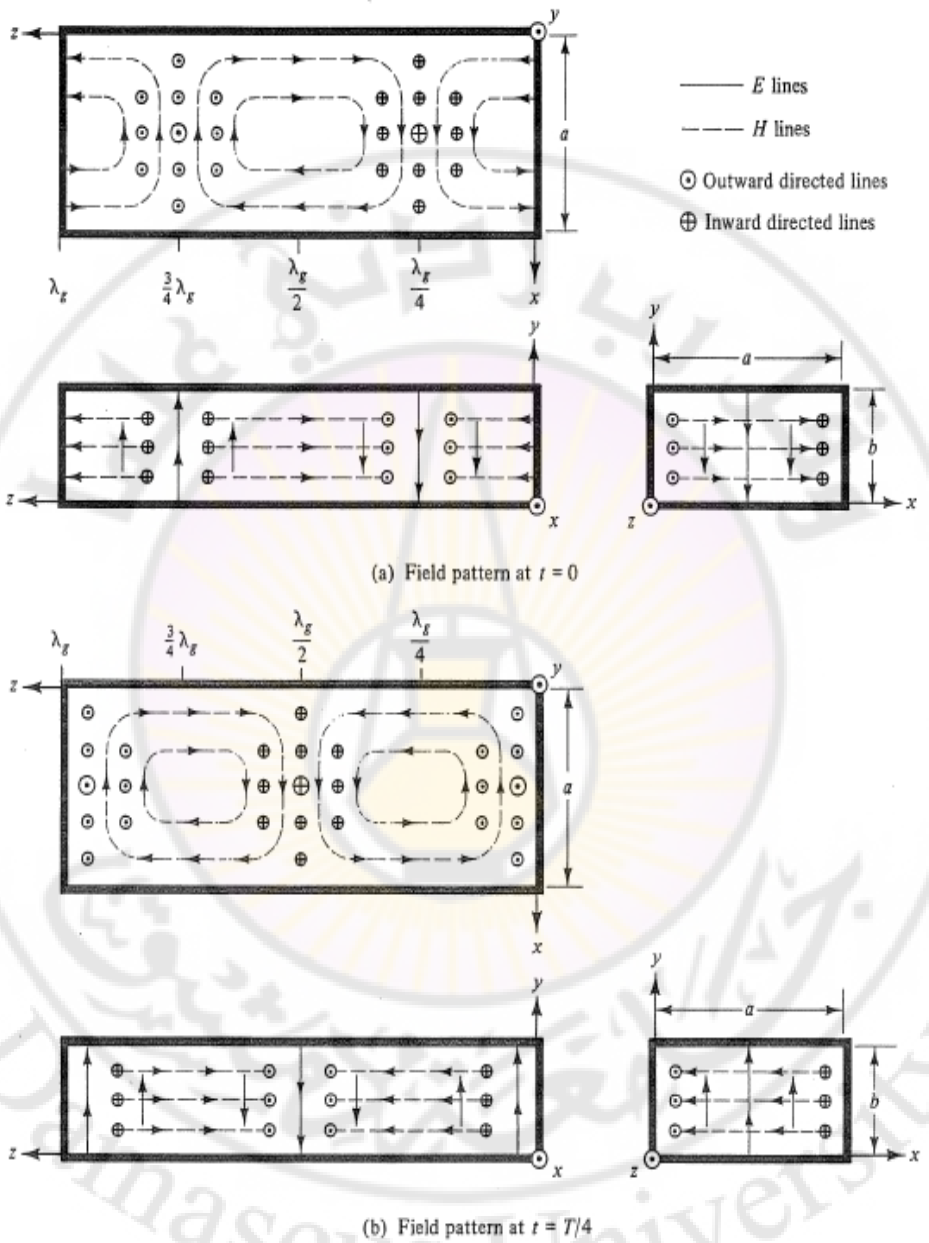
فإذا ما وصفنا هنا هو نمط النقل TE_{10} في المرشد المستطيل. فإن الشكل (4–19) يبين نماذج الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي لذا النمط. بالاعتماد على الشرح المعطى هنا، فإن هذه النماذج تبدو صحيحة.

على سبيل المثال، إن تغيرات نصف الموجة الجيبية لـ E_y كتابع لـ x يمكن أن تعزى للأمواج المستقرة للوصلات المقصورة. إن حقيقة أن الحقل المغناطيسي يكون عرضي بالنسبة لاتجاه الانتشار عند $x = a/2$ يعزى إلى نموذج الحقل TEM لخط النقل ذي الصفائح المتوازية. أيضاً، إن المركبة z للحقل المغناطيسي بالقرب من $x = 0$ و $x = a$ هو نتيجة للتيارات الردية المتدفقة في الوصلات المقصورة. نلاحظ بأن خطوط الحقل المغناطيسي تشكل حلقات كاملة في المستوي (x-z) .

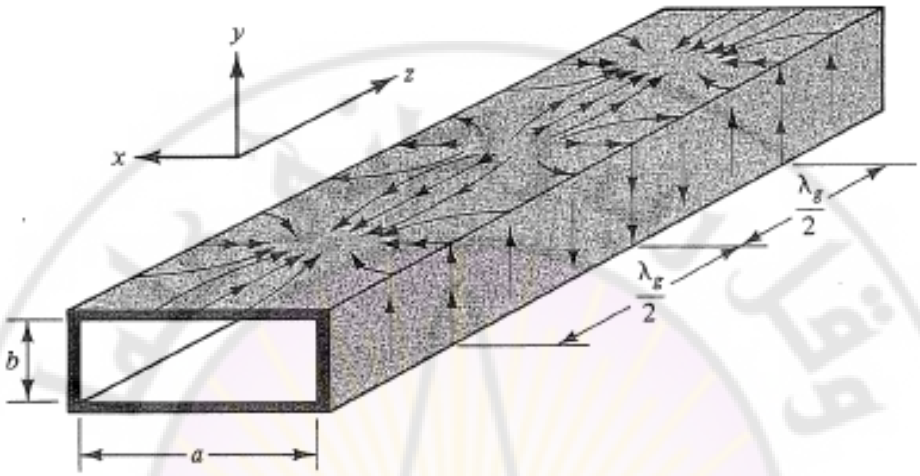
إن مصطلح TE (الحقل الكهربائي العرضي) يعني أنه من أجل نمط الانتشار، فإن اتجاه الحقل الكهربائي يكون دائماً وأينما كان عرضي بالنسبة إلى اتجاه الانتشار. لا يمكننا قول نفس الشيء بالنسبة للحقل المغناطيسي. إن الدليل في أسفل رمز النمط يشير إلى عدد أنصاف تغيرات الموجة الجيبية لمركبات الحقل في الاتجاهات x و y على التتالي.

من أجل النمط الموصوف في الشكل (4–19)، يوجد تغير نصف الموجة الجيبية في الاتجاه x ولا يوجد شيء في الاتجاه y. يبين الشكل (4–20) تيارات النقل في جدران مرشد الموجة للنمط TE_{10} . إن عرض وارتفاع مرشد الأمواج المستطيل، المشار إليهما بـ a و b يمثلان الأبعاد الداخلية للمرشد. بسبب ظاهرة القشرة، كل تيارات النقل عملياً تتوضع في سطوح الجدران الداخلية. وهكذا فإن الضرورة الكهربائية المتطلبة في ثخانة الجدران تقتضي بأن تكون هذه السماكة أكبر بعدة مرات من عمق القشرة، عند أصغر تردد مفيد. على كل حال، للتأكد من القساوة الميكانيكية فإن ثخانة الجدران نموذجياً تكون حوالي mm (1-3) . يجدر بنا أن نذكر بأن الجدران العريضة تحتوي كلاً من تيارات الاستطاعة والردية بينما الجدران الضيقة تحتوي فقط على تيارات الردية. وهذا يتفق مع الشرح المستند إلى الشكل (4–18).

عملياً إن نقل الحقل الكهرطيسي في المرشد المستطيل يستعمل النمط TE_{10} ويدعى بالنمط الأساسي حيث أنه يملك تردد القطع الأصغري من بين كل الأنماط الممكنة في مرشد الأمواج المستطيل. إلا إذا أعطي غير هذا، المناقشة المتعلقة بنقل مرشد الأمواج المستطيل ومركباته تفرض بأن النمط الأساسي هو الذي ينتشر.



الشكل 4–19 : نموذج النمط TE_{10} كما هو مشتق من مجموعة المعادلات 4–76



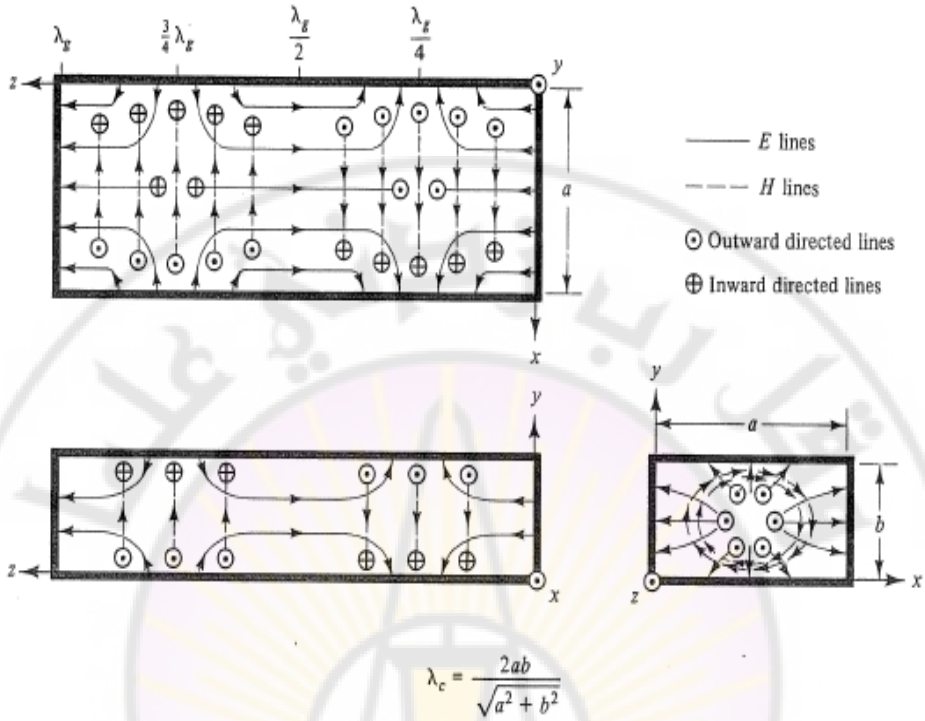
الشكل 4−20 : تيارات النقل في مرشد الأمواج المستطيل من أجل النمط TE_{10}.

إن التحليل في الفقرة (4−5−أ) يبين بأنه يوجد عدة طرق أخرى بواسطتها يمكن للقدرة الكهرطيسية أن تنتشر عبر المرشد.

أنماط النقل هذه تقسم إلى مجموعتين الأنماط TE و TM. هذه الأنماط مع TM (Transverse Magnetic) يكون لها نموذج حقل مغناطيسي والذي يكون دائماً وفي أي مكان عرضي بالنسبة لاتجاه الانتشار.

يبين الشكل (4−21) رسماً توضيحياً لنموذج النمط TM_{11} ، طول موجة قطعة مشار إليها أيضاً. طول موجة وتردد القطع من أجل أي نمط في مرشد الأمواج المستطيل (أيهما كان TE أو TM) يمكن أن يحددا بدءاً من المعادلة (4−67) و (4−68).

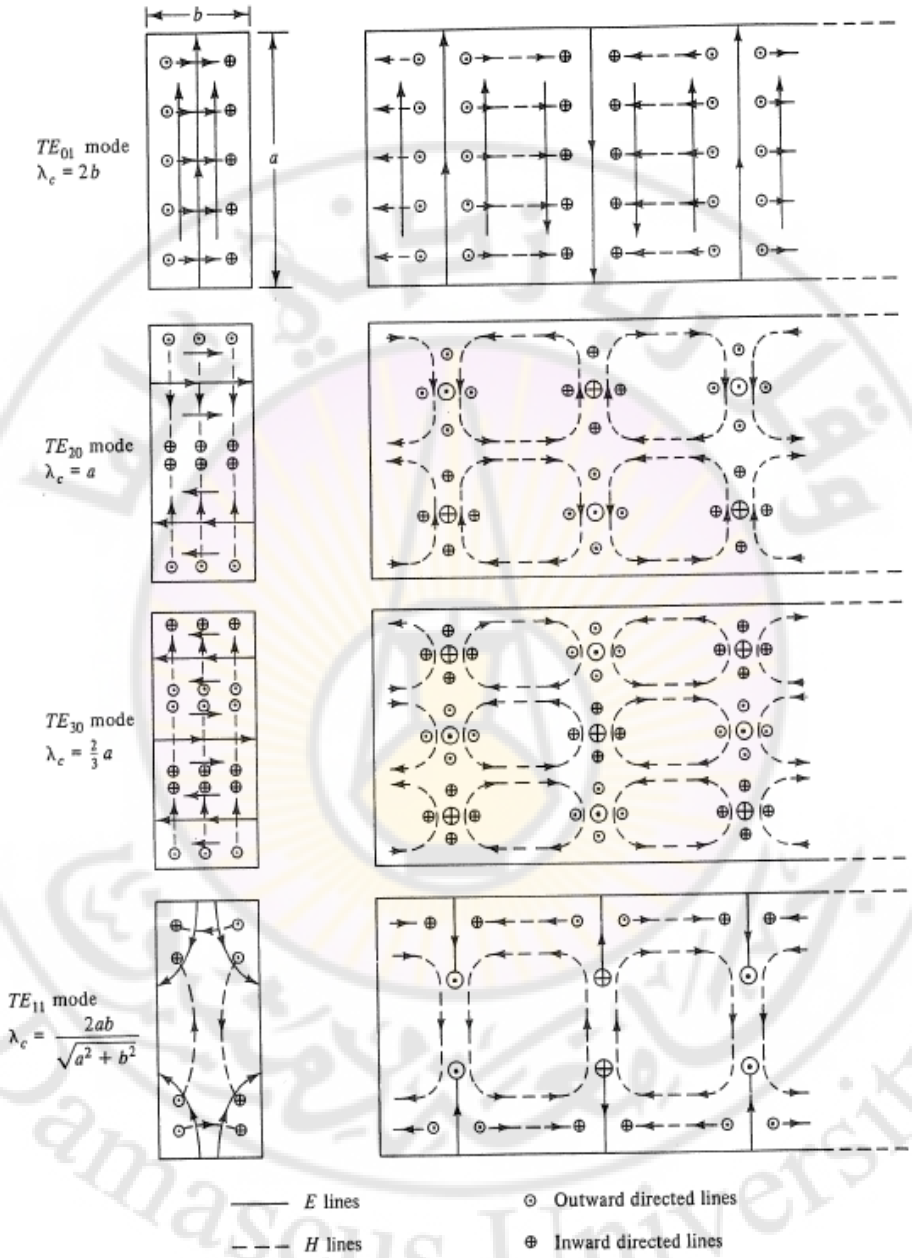
كما بينا سابقاً، الدلائل m و n تشير إلى عدد تغيرات أنصاف الموجة الجيبية لمركبات الحقل في الاتجاهات x و y على التتالي .



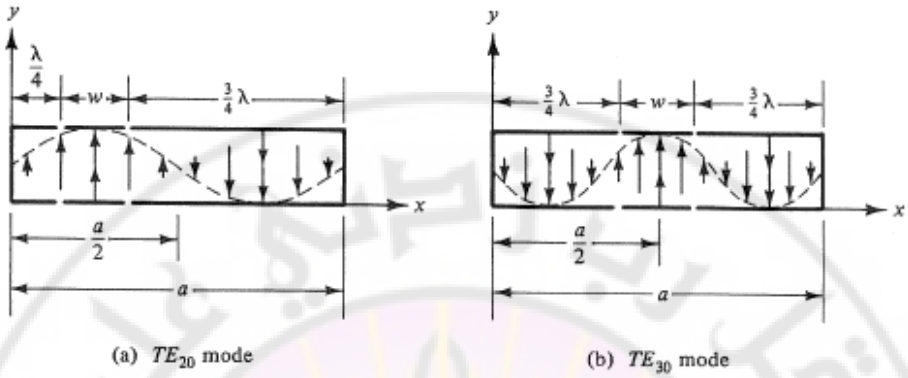
الشكل 4−21 : نموذج الحقل وطول موجة القطع من أجل النمط TM_{11}.

نبين في الشكل (4−22) رسماً توضيحياً لبعض الأنماط العليا لـ TE مع أطوال موجات القطع. إن وجود بعض من هذه الأنماط يمكن أن يتحقق بحجة مماثلة للتي استعملت من أجل النمط TE_{10} . على سبيل المثال، النمط TE_{01} ببساطة هو نفس النمط TE_{10} مدوراً بـ 90°. في هذه الحالة البعد b يجب أن يكون عريض بشكل كاف ليتحمل العرض w ووصلتي القصر ذا طول ربع طول الموجة. عند تردد القطع $w = 0$ ولذلك $\lambda_c = 2b$.

إن الشكل (4−23) يبين نشراً للأنماط TE_{20} و TE_{30} بدءاً من خط النقل ذي الصفائح المتوازية في المستوي x-y فقط. الجزء (أ) يصف النمط TE_{20} بدلالة وصلتي القصر، الأولى بطول ربع طول الموجة والأخرى بطول ثلاثة أرباع طول الموجة حيث كلاهما يظهران ممانعة لانهائية، وبالتالي لا تؤثران على النقل على طول الخط الصفيحي المتوازي. القطع يحدث عندما $w = 0$ أو $a = 0.25\lambda + 0.75\lambda$.وهكذا $\lambda_c = a$ من أجل النمط TE_{20}



الشكل 4–22 : نماذج الحقل من أجل بعض الأنماط العليا لـ TE في مرشد الأمواج المستطيل.



الشكل 4–23 : شرح للأنماط TE_{20} و TE_{30} بدلالة وصلتي القصر والخط الصفيحي المتوازي.

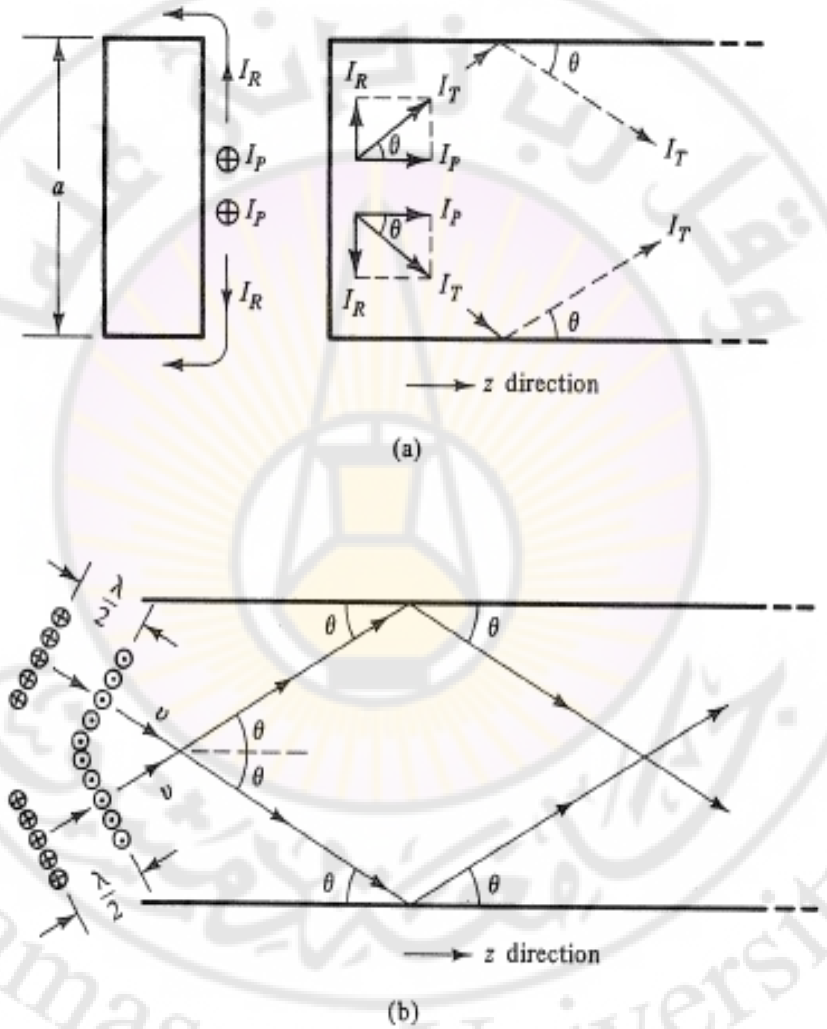
و بنفس الطريقة نتوصل إلى أن طول موجة القطع للنمط TE_{30} هو $2a / 3$ وبالتالي ثلاثة أنصاف طول الموجة يجب أن تضغط في عرض المرشد a عند القطع.

إن معادلات السرعة، طول الموجة، ثابت الطور في مرشد الأمواج المستطيل اشتقت في الفقرة (4–5–أ).

إن الحجة الفيزيائية المستعملة فيما بعد تساعد على إظهار صحة هذه المعادلات. معتبر النمط TE_{10} كما وصف وحلل في الشكل (4–18). يمكن التفكير بأن هناك موجة TEM تنتقل في مرشد الموجة بالإضافة إلى موجتي TEM تنتشران في المستوي العرضي. إن تيارات النقل المرتبطة بهذه الأمواج مبينة بالشكل (4–24–أ)، حيث I_P يمثل تيارات الاستطاعة، I_R تيارات الردية. إن المجموع الشعاعي لهذه التيارات يشار إليه بالتيارين I_T حيث اتجاه التدفق يصنع زاوية θ مع المحور z .

إن الأمواج الكهرطيسية المرتبطة بهذين التيارين مبينة في الجزء b من الشكل. من أجل التوضيح، القيم العظمى السالبة والموجبة للحقل الكهربائي بينت في الشكل. حيث أنها أمواج TEM سرعاتها $v = c/\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ ولذلك طول الموجة $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$. هذه الأمواج انعكست بواسطة الجدران الجانبية للمرشد المعدني.

إن استمرارية الانعكاس لهذه الأمواج تسبب لها الانتشار بطريقة (zigzag) وهي مبينة في الشكل.



الشكل 4−24 : النمط TE_{10} كنموذج متداخل لموجتين TEM.

إن النموذج المتداخل لهذه الأمواج TEM ينتج بنموذج النمط TE_{10} الموصوف في الشكل (4−22).النتيجة الوحيدة التي يمكن أن تستنتج من التفسير السابق لموجة TE هو أن سرعة تدفق القدرة ضمن مرشد الأمواج أقل من السرعة v حيث أن الطول الفعلي للمسير يزداد بالطريق المعوج (zigzag للأمواج TEM). هذه السرعة (v_g) تعرف بسرعة المجموعة.
إن علاقة (v_g) تعطى بالمعادلة (4−74). حيث $v_g = v\cos\theta$:

$$\cos\theta = \sqrt{1-\left(f_c/f\right)^2} \qquad (4-38)$$

هذه المعادلة محققة حيث عند القطع ($f = f_c$) ، $\theta = 90^\circ$ والذي يعني أن تيار الاستطاعة I_P يساوي الصفر. وهكذا عند القطع فإن موجتي TEM ترتد ذهاباً وإياباً بين الجدران الجانبية للمرشد وعند ذلك لا يوجد تدفق للقدرة في مرشد الأمواج. وبالعكس، عندما $f >> f_c$ فإن $\theta = 0$ فإن أثر الطريق المعوج يكون مهملاً والذي يعني أن $v_g = v$. يمكن أيضاً أن نعرف سرعة الطور (v_p) من أجل موجة راحلة تنتشر في مرشد الموجة.
إن سرعة الطور تمثل السرعة التي لها طور خاص للموجة الراحلة (على سبيل المثال، قيمتها العظمى) في اتجاه الانتشار. هناك علاقة من أجل (v_p) يمكن أن توجد بمساعدة الشكل (4− 25) . إن نموذج الحقل E (عند t=0) من أجل إحدى أمواج TEM مبينة راحلة بزاوية θ بالنسبة للمحور z. إن جبهة الموجة المارة من النقطة d تمثل القيم العظمى الموجبة للحقل E الراحل بسرعة v .
إن الزمن اللازم من أجل أن يتحرك λ / 2 هو تماماً T/2 حيث T هو الدور المتناوب. وهكذا عند t = T/2 فإن جبهة الموجة للقيم العظمى الموجبة تصل إلى مستوي حيث أن القيم العظمى السالبة تحدث عند t = 0 هذا المستوي يتضمن النقطة e . كنتيجة، يظهر بأن القيم العظمى الموجبة لـ E تحركت من النقطة d إلى النقطة e بزمن T/2.
هذه المسافة المسماة λ_g /2 تساوي إلى λ/(2cosθ) . لذلك فإن السرعة التي تتحرك بها القيم العظمى الموجبة على طول محور مرشد الأمواج (أو أي نقطة طور أخرى) تكون :

$$v_p = \frac{\frac{\lambda}{2\cos\theta}}{T/2} = \frac{v}{\cos\theta} = \frac{c/\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \qquad (39-4)$$

والتي هي تماماً المعادلة (4−71). نذكر بأن (v_p) يمكن أن تكون أكبر من سرعة الضوء. وهذا لا يتناقض مع النظرية النسبية بسبب أنه لا يوجد قدرة أو معلومات مرتبطة بهذه السرعة. من ناحية أخرى، (v_g) يجب أن تكون أقل من سرعة الضوء حيث أنها تمثل سرعة تدفق القدرة في مرشد الموجة. من أجل خطوط TEM، $f_c = 0$ عندئذ $v_p = v_g = v$.

بما أن v_p تمثل سرعة الطور لإشارة جيبية في الحالة المستقرة، فإنها تنسب إلى طول موجة المرشد (λ_g) بـ $v_p = f\lambda_g$ من الشكل (4−25) .

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\cos\theta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \qquad (40-4)$$

أو

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r - (\lambda_0/\lambda_c)^2}} \qquad (41-4)$$

والتي هي تماماً المعادلة (4−70). إن ثابت الطور β من أجل النمط TE في المرشد يرتبط بـ v_p و λ_g بالعلاقة :

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad rad/Length \qquad (42-4)$$

هذه المعادلات من (4−39) إلى (4−42) استخرجت بالاعتماد على انتشار النمط TE_{10} وهي تطبق على أي نمط TE أو TM.

إن المعادلة (4−74) من أجل سرعة المجموعة تطبق أيضاً من أجل أي نمط. إن طول موجة القطع (λ_c) وتردد القطع (f_c) من أجل نمط خاص يمكن أن يحدد من المعادلتين (4−67) و (4−68). من أجل النمط TE_{10} ،

$m = 1$ و $n = 0$ فإن هذه المعادلات تختصر إلى المعادلتين (4−36) و (4−37)بالترتيب.

نلاحظ بأنه كلما اقترب التردد العامل من تردد القطع ($f \to f_c$) فإن $v_g \to 0$، $v_p \to \infty$.

إن المنحني البياني لطول موجة المرشد وسرعة الطور المنسوبين بدلالة التردد المنسوب موضحة بالشكل (4−26) وسرعة المجموعة مبينة أيضاً. عند الترددات الأقل من تردد القطع من أجل نمط معين، فإن الموجة الكهرطيسية تخمد كلما حاولت الانتشار في مرشد الموجة.
عندما $f < f_c$ فإن ثابت الطور β يكون تخيلياً والذي يقتضي تخميد الموجة.عندما تجمع مع المعادلة (4−40)، فإن المعادلة (4−42) يمكن إعادة كتابتها بالشكل :

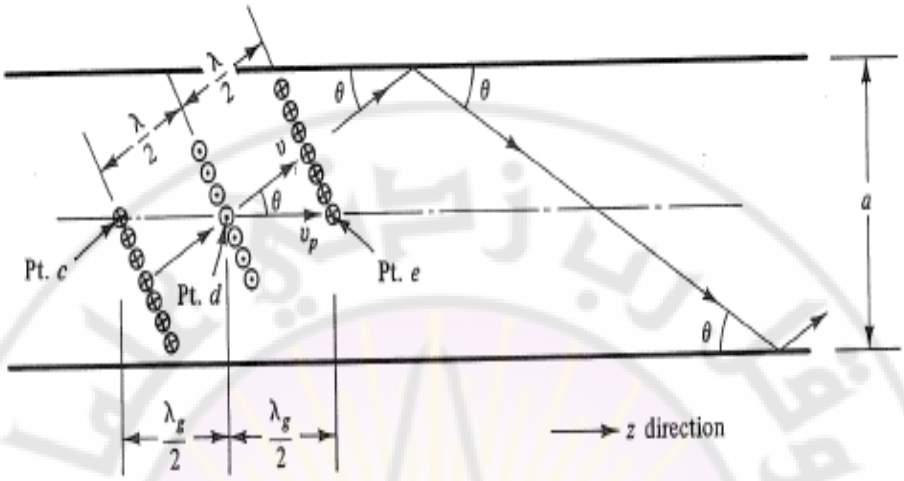
$$\beta = J\frac{2\pi}{\lambda} = \sqrt{\left(\frac{f_c}{f}\right)^2 - 1} = J\frac{2\pi f_c}{v}\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} = J\alpha$$

وعند ذلك ثابت التخامد المعزى إلى أثر القطع يكون :

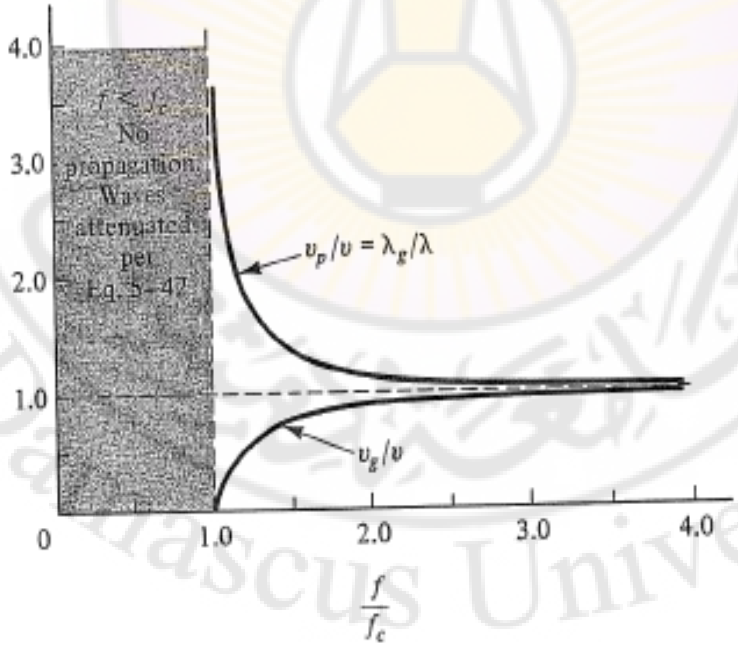
$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_c}\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad N_p / Length$$

$$\alpha = \frac{54.6}{\lambda_c}\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad dB / Length \qquad (43-4)$$

هذه المعادلات مماثلة إلى المعادلة (4−75) وتطبق على أي نمط TE أو TM. مع العلم أنه عند اشتقاق هذه المعادلات فرض بأن العازل عديم الضياع في مرشد الموجة وبأن جدران المرشد ناقلة مثالية. هذا التخامد لا يرتبط بالضياعات المشتتة. بشكل عام، فإن تخميد القطع يظهر نفسه في الدارة على شكل ضياع بالانعكاس.
بالنتيجة، فإنه مماثل إلى تخميد منع حزمة في المرشح الردي. إن مقطع من مرشد الموجة يسلك سلوك مرشح تمرير عال.
عندما $f > f_c$ ، فإن المرشد يظهر ضياعاً قليلاً جداً، بينما عند الترددات الأقل من f_c فإن التخميد يكون عالي والذي ينتج بالانعكاس التام عملياً (حيث $|\Gamma| \approx 1$).



الشكل 4-25 : وصف لسرعة الطور وطول موجة المرشد في مرشد الأمواج المستطيل.



الشكل 4-26 : تغير السرعة وطول موجة المرشد مع التردد.

- **الممانعة المميزة لمرشد الموجة Wave guide impedance**

من أجل استعمال مختلف التقنيات التحليلية المبينة في الفصلين الثاني والثالث، هناك ضرورة لمعرفة الممانعة المميزة (Z_0) وطول الموجة من أجل خط نقل معين. من أجل مرشد الموجة، فإن طول الموجة يعطى بالعلاقة (4−40) أو (4−41).

كما شرح في الفقرة (4−5−أ) فإن الممانعة المميزة لمرشد الموجة ليس لها تعريف واحد.والسبب هو أنه من أجل نموذج حقل معطى، الجهد يمكن أن يعرف بطرق عديدة . من أجل مرشد الموجة المستطيل أعطيت أربعة أشكال ممكنة لـ Z_0 في المعادلات(4−79)، (4−81). في دراستنا هنا نستعمل تعريف الجهد−الاستطاعة المعدل. ويمكن أن نكرر علاقة Z_0 هنا :

$$Z_0 = 377\frac{b}{a}\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} = \frac{377\frac{b}{a}\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \qquad \Omega \qquad (43-4)$$

إذا طلب تحقيق توافق مرشد موجة إلى ممانعة معرفة (على سبيل المثال، الخط المحوري)، فإن اختيار Z_0 من أجل مرشد موجة يصبح الأهم. في مثل هذه الحالة، فإن التقريب المعتاد يتم باستعمال أي تعريف بحيث يقود إلى أفضل توفيق بين نظرية النقل والمعطيات التجريبية.من المفيد التذكر بأن Z_0 تحت القطع تكون تخيلية. وهذا يمكن أن يفهم بمساعدة الشكل (4−18) حيث : من أجل $f < f_c$ فإن $w = 0$ و $l < \lambda/4$.

كنتيجة، فإن ممانعة الوصلات المقصورة تكون تحريضية ولذلك فإن مرشد الموجة يكون تخيلياً. إن الممانعة المميزة لمرشح ردي تسلك السلوك نفسه في مانع الحزمة. من ناحية عرض المجال فإن النسبة L/C للمرشح الردي تستعمل لضبط ممانعته المميزة.

من أجل مرشدات الأمواج، يمكن تغيير الأبعاد أو خواص المادة العازلة (μ_r,ε_r) من أجل ضبط Z_0 .

مثال 4−1 :

مرشد أمواج مستطيل (الشكل 4−17) له الخواص التالية: $b = 1cm, a = 3cm$ و $\varepsilon_r = 2.25$

1− أحسب طول الموجة وتردد القطع للأنماط $TM_{11}, TE_{20}, TE_{10}$.

2− أحسب λ_g و Z_0 عند التردد 4GHz .

3− أحسب ثابت التخميد بـ dB/m عند التردد 3GHz من أجل مرشد الأمواج المليء بالعازل.

4− ما هو التخميد الكلي عند الترددات الأقل بكثير من تردد القطع للنمط TE_{10}.

الحل

1− من المعادلة (4−67) لدينا :

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$$

أطوال موجات القطع تساوي $2a$، a، $2ab/\sqrt{a^2+b^2}$ من أجل TE_{10}, TE_{20}, TM_{11} بالترتيب.وبالتالي تكون أطوال الموجات هي 6.0cm من أجل TE_{10} و 3.0cm من أجل TE_{20} و 2.68cm من أجل TM_{11}.

وتكون ترددات القطع تابعة للخواص الكهربائية للمادة العازلة بالإضافة إلى أبعاد المرشد. من المعادلة (4−68) يكون :

$$f_c = v/\lambda_c = c/\lambda_c\sqrt{\mu_r\varepsilon_r} = 3\times10^8 / 6\times10^{-2}\sqrt{1\times2.25} = 3.33GHz$$

من أجل النمط TE_{10} . وبنفس الطريقة من أجل النمط TE_{20} (f_c = 6.66GHz) ومن أجل النمط TM_{11} (f_c = 7.46GHz) . من الفرض $a > b$ ، النمط TE_{10} له دائماً تردد القطع الأصغر ولذلك فهو النمط الرئيسي.

2− نحصل على طول موجة المرشد من المعادلة (4−41). مع λ_0 = 7.5cm عند التردد 4.0GHz . حيث فرض النمط TE_{10}:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{7.5}{\sqrt{1\times2.25 - \left(\frac{7.5}{6.0}\right)^2}} = 9.05cm$$

الممانعة المميزة تحسب من المعادلة (4−43) حيث $\lambda = 7.5 / \sqrt{2.25} = 5cm$:

$$Z_0 = 377\frac{1.5}{3.0}\sqrt{\frac{1}{2.25}}\frac{9.05}{5.0} = 227\Omega$$

نلاحظ بأن تصغير ارتفاع المرشد يؤدي إلى انخفاض ممانعة المرشد بدون تغير تردد القطع للنمط الرئيسي TE_{10}. وهذا مفيد جداً عندما يكون تغير مستوى الممانعة مطلوباً في نظام مرشد

الأمواج.

3- إن تردد الإشارة في مرشد الموجة 3.0GHz يكون تحت تردد القطع وعند ذلك ثابت التخميد يعطى بالعلاقة (4-42). مع العلم أن $\lambda_c = 6.0cm$ من أجل النمط TE_{10}:

$$\alpha = \frac{54.6}{6}\sqrt{1-\left(\frac{3.0}{3.33}\right)^2} = 3.95\ dB/cm$$

$$A_t = \alpha\, l = (3.95)(12) = 47.4\ dB$$

عندما يعمل مرشد الموجة تحت تردد القطع فإن ممانعته المميزة تكون تخيلية. لذلك فإن الشكل السابق يعبر عن الضياع الناتج عن طول الخط (12cm) في نظام حيث Z_G و Z_L حقيقية.

4- عندما $f << f_c$

$$\alpha \approx \frac{54.6}{\lambda_c} dB/Length \quad , \ \alpha \approx \frac{54.6}{\lambda_c} l \ \ dB$$

$$\alpha \approx \frac{54.6}{6}(12) = 109.2\, dB$$

نذكر بأن المتراجحة السابقة صحيحة من أجل النمط الرئيسي، عند ذلك α و A_t تكونان مستقلتين عن التردد من أجل الأنماط الأخرى.

- **<u>مقدار الاستطاعة المنقولة في مرشد الأمواج المستطيل</u>**

<u>Power handling capacity of rectangular waveguide</u>

إن الاستطاعة الأعظمية التي يمكن لخط نقل أن ينقلها قبل حدوث جهد الانهيار سبق شرحها في الفقرة (4-2). المعادلة (4-21) تصف كيفية ارتباط هذه القيمة بالتردد المستعمل الأعظمي وبقوة العازل. تظهر المناقشة التالية بأن مقدار الاستطاعة المنقولة في مرشد الأمواج المستطيل تكون أكبر بشكل واضح. من أجل النمط TE_{10} فإن الحقل الكهربائي الأعظمي على طول الخط المركزي لحافة الجدران ($x = a/2$). هذا مبين في الشكل (4- 18) وتعطى بالمعادلة (4-77).وبما أن هذه المعادلة تعطي القيمة الفعالة فإن قيمة الذروة تكون $\sqrt{2}E_0\lambda_c/\lambda_g$.

لتجنب جهد الانهيار :

$$\sqrt{2}E_0\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \le E_d$$

حيث E_d تعبر عن قوة العازل للمادة العازلة في مرشد الأمواج. من المعادلة (4-80) :

$$P = \frac{ab}{2Z_{TE}}\left(E_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g}\right)^2 \le \frac{ab}{4Z_{TE}} E_d^2$$

حيث $E_0 = H_0 Z_{TE}$ و Z_{TE} عرفت بالمعادلة (4−63). وهكذا من أجل النمط TE_{10} ، الاستطاعة الأعظمية من أجل مرشد موجة مستطيل تكون :

$$P_{\max} = \frac{ab}{4Z_{TE}} E_d^2 \qquad (44-4)$$

باختيار a و b أكبر ما يمكن فهذا سيجعل P_{max} أعظمياً. من ناحية أخرى، كما شرح سابقاً في الفقرة (4−2) من المرغوب به بأن النمط الأساسي فقط سوف يسمح له بالانتشار.
لمنع انتشار الأنماط العليا، فإن تردد العمل يجب أن يكون أقل من تردد القطع للنمط TE_{20} .
بتعريف f_{max} على أنه يساوي 0.95 من هذه القيمة ينتج :

$$f_{\max} = \frac{0.95c}{a\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (45-4)$$

لمنع انتشار النمط TE_{01} عند الترددات الأقل من f_{max} قدر الإمكان، فإن ارتفاع المرشد يختار بحيث أن $b \le a/2$. بهذا الشرط، فإن تردد القطع للنمط TE_{01} يكون مساوياً أو أكبر من ذلك العائد للنمط TE_{20}، وهكذا فإن المعادلة السابقة تعرف الحد الأعلى لتردد المرشد.
بوضع $b = a/2$ وبفرض أن مرشد الأمواج المستطيل مليء بعازل من الهواء ينتج لدينا المعادلة التالية للاستطاعة الأعظمية المنقولة :

$$P_{\max} = 27\left(\frac{E_d}{f_{\max}}\right)^2 \sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad watts \qquad (46-4)$$

حيث f_{max} بـ MHz ، E_d بـ V/m، f_c تردد القطع لـ TE_{10} و f تردد العمل.

إذا كان $f_c \approx 0.5\, f_{max}$ فإن النسبة f_c/f تتدرج بشكل عام من 0.5 إلى 0.8.

بمقارنة هذه المعادلة مع معادلة الخط المحوري المليء بالهواء (المعادلة 4−21)، يظهر بأن الاستطاعة المنقولة في مرشد الأمواج أكبر بكثير. لأخذ فكرة عن كمية الاستطاعة هذه، نعتبر مرشد أمواج مستطيل أبعاده 1cm×2cm مليء بالهواء. من المعادلة (4−45)

f_{max} = 14250MHz في درجة حرارة الغرفة والضغط الجوي يكون $E_d = 3\times10^6$ v/m

بفرض أن تردد العمل 12000MHz ، P_{max}=934Kw عندما f_c = 7500MHz من أجل النمط TE_{10}. من أجل إمكانية نسبة أمواج مستقرة كبيرة، فإن كمية الاستطاعة المنقولة في مرشد الأمواج المستطيل هي كنسبة 1 إلى 4 بالمقارنة مع ذلك العائد للخط المحوري.

- **<u>التخميد المشتت في مرشد الأمواج المستطيل</u>**

<u>Dissipative attenuation in rectangular waveguide</u>

بخلاف التخميد تحت القطع الموصوف سابقاً، هذا التخميد يرتبط بالضياعات المشتتة في جدران مرشد الموجة المستطيل والمادة العازلة ضمن المرشد. إن ثابت التخميد الناتج عن العازل غير المثالي، غير المغناطيسي في مرشد الأمواج المستطيل يعطى بالعلاقة :

$$\alpha_d = \frac{27.3\sqrt{\varepsilon_r}\tan\delta}{\lambda_0\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \qquad dB/Length \qquad (47-4)$$

حيث $tan\delta$ زاوية ظل ضياع العازل في المادة العازلة. نلاحظ أنه باستثناء حد القطع $\sqrt{1-(f_c/f)^2}$ فإن علاقة α_d هي نفسها من أجل خطوط TEM. لذلك خط القطع يساوي cos θ والزيادة في α_d يمكن أن تفسر كنتيجة للطريق المعوج (zigzag) لموجتي TEM عندما تسيران ضمن المرشد. من أجل النمط الرئيسي للانتشار TE_{10} فإن ثابت التخامد المرتبط بناقلية الجدران غير المثالية يعطى بالعلاقة :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{b\eta}\cdot\frac{1+\frac{2b}{a}\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \qquad Np/Length \qquad (48-4)$$

حيث $\eta = 377\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}$ ، $R_s = 1/(\sigma\delta_s)$ و f_c هو تردد القطع للنمط TE_{10}.

في معظم التطبيقات، مرشد الأمواج المستطيل يكون عازله من الهواء ($\sigma_d = 0$) ولذلك فإن

ثابت التخميد الكلي ببساطة هو α_c . هذا التخميد يكون أقل بكثير من مثيله في الخط المحوري. والذي يمثل حسنة أخرى في نقل مرشد الموجة.

مع $\eta = 377\Omega$ من أجل الهواء و $\delta_s = (\pi f \mu\sigma)^{-1/2}$ فإن المعادلة السابقة يمكن كتابتها بالشكل :

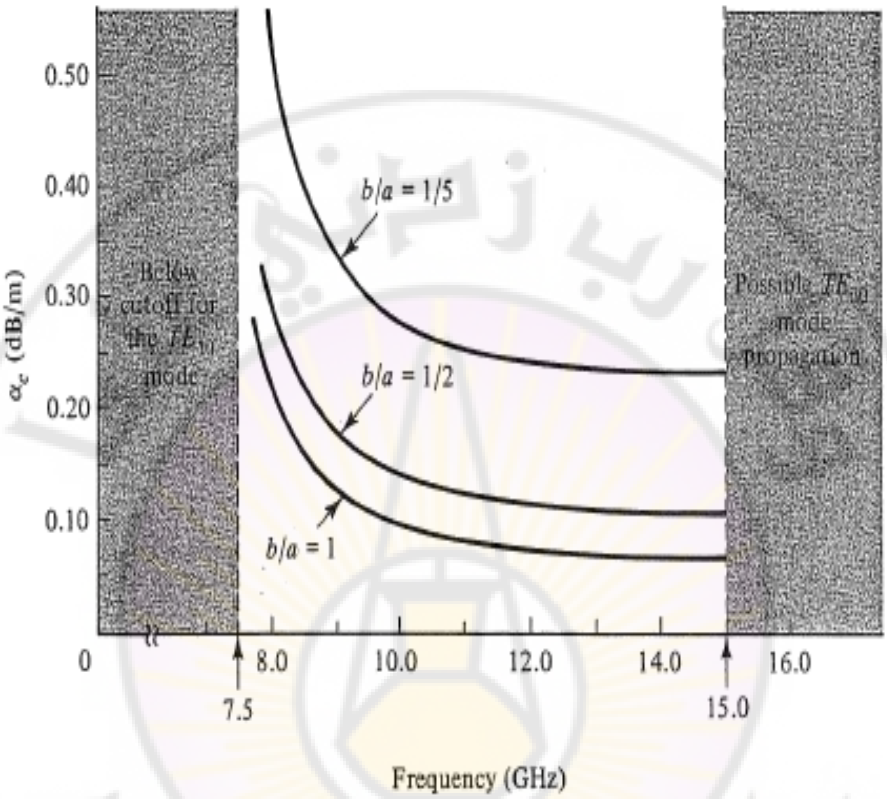
$$\alpha_c = 27.3 \frac{\delta_s}{\lambda_0 b} \cdot \frac{1 + \frac{2b}{a}\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \qquad dB/Length \qquad (49-4)$$

حيث فرض أن جدران مرشد الموجة المستطيل غير مغناطيسية. إن منحنيات α_c بدلالة التردد من أجل $a = 2.0\text{cm}$ مبينة بالشكل (4−27) وذلك من أجل ثلاث قيم لـ a / b . يتبين من هذا المنحني بأن زيادة ارتفاع المرشد b يؤدي إلى انخفاض التخميد.

من ناحية ثانية، كما شرحنا سابقاً بواسطة المعادلة (4−45) ، من الضروري أن يكون $b \le a / 2$. ليكن $b = a / 2$ وباستعمال المعادلة (4−45) تختصر المعادلة السابقة من أجل α_c إلى :

$$\alpha_c = 0.19 \frac{\delta_s}{\lambda_0} f_{\max} \cdot \left\{ \frac{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \right\} \qquad dB/m \qquad (50-4)$$

حيث: f_{max} يقدر بـ MHz ، $f_c = 0.5\, f_{max}$. باستثناء اقترابه من f_c فإن قيمة الحد الذي بين قوسين يساوي من 1.5 إلى 2 .بمقارنة المعادلة (4−50) مع المعادلة (4−20) نتحقق بأنه من أجل قيمة معطاة لـ f_{max} فإن الضياع في مرشد الأمواج المستطيل المعبأ بعازل من الهواء يكون أقل بشكل واضح من الضياع في الخط المحوري.



الشكل 4−27 : تخميد النمط TE_{10} من أجل مرشد أمواج مستطيل مليء بالهواء وجدرانه من النحاس. عرض المرشد $a = 2.0cm$.

- **<u>الأبعاد القياسية من أجل مرشد الأمواج المستطيل</u>**

<u>Standard dimensions for rectangular waveguides</u>

كلما تقدمت الصناعة الميكروية فإن الحاجة من أجل مجموعة قياسية لأبعاد مرشد الأمواج من أجل مختلف المجالات الترددية يصبح ملحاً. يبين الجدول (4−1) مجموعة من الأبعاد القياسية مع مجالات الترددات المطلوبة، التخميد واستطاعة الذورة. نلاحظ بأن عرض المجال المفيد في كل الحالات تقريباً 40% . أيضاً، نسبة الأبعاد a / b تساوي تقريباً (2).

التسمية	المجال الترددي المستخدم (GHz)	الأبعاد بالأنش a × b	التخامد	استطاعة الذروة Kw
WR-284	2.60-3.95	1.340×2.840	1.10-0.75	2200-3200
WR-187	3.95-5.85	0.872×1.872	2.08-1.44	1400-2000
WR-137	5.85-8.20	0.622×1.372	2.87-2.30	560-710
WR-90	8.20-12.40	0.400×0.900	6.45-4.48	200-290
WR-62	12.40-18.00	0.311×0.622	9.51-8.31	120-160
WR-42	18.00-26.50	0.170×0.420	20.7-14.8	43-58

الجدول 4–1 : الأبعاد القياسية لمرشد الأمواج المستطيل كما اعتمدته الجمعية الصناعية الإلكترونية Electronic Industries Association : EIA.

4–4–2 مرشد الأمواج الدائري
Circular waveguide

عندما يستعمل المرشد المستطيل ضمن المجال الترددي المطلوب، فإن مستوي الاستقطاب للموجة المنتشرة يكون معرفاً فقط. كما هو مبين في الشكل (4–19)، الحقل الكهربائي يكون موجه عبر البعد الأصغر لمرشد الموجة. من ناحية ثانية، يوجد بعض التطبيقات التي تتطلب استقطاباً مزدوجاً. على سبيل المثال، مرشد الأمواج المربوط إلى هوائي ذي استقطاب دائري يجب أن يكون قادراً على نقل الأمواج المستقطبة عمودياً وأفقياً بشكل فعال. إن مرشد الأمواج المربع يملك هذه القدرة حيث $a = b$. ترددات القطع من أجل الأنماط TE_{10} ، TE_{01} هي نفسها. حتى نضمن بأن هذه الأنماط يمكنها فقط الانتشار، فإن الحد الأعلى للتردد يجب أن يبقى عادة 5% تحت تردد القطع للنمط TM_{11}.

من أجل مرشد مربع، تردد القطع للنمط TM_{11} يكون أقل من تردد القطع للنمط TE_{20} وبذلك نحدد الحد الأعلى للتردد. كما سبق، الحد الأدنى يبقى حوالي 25% فوق تردد القطع للنمط TE_{10} و TE_{01} .مرشد الأمواج الدائري هو أكثر الأشكال شيوعاً لخط نقل ثنائي الاستقطاب.ويحوي على عدد لا نهائي من الأنماط TE و TM مثل مرشد الأمواج المستطيل. إن التحليل النظري المفصل في الفقرة 4–5–ب يعطي نماذج الحقل وطول موجة القطع من أجل مختلف الأنماط.

أربعة من الأنماط الأكثر استخداماً وترددات القطع تعطى بالشكل (4−28).وتبيّن نماذج الحقل عبر المستوي فقط. إن المعاملات في العلاقات من أجل λ_c ترتبط بالأصفار لبعض توابع بسل ومشتقاتها. بعض هذه المعاملات تجدول في الفقرة 4−5−ب (الجدول 4−3).

إن الدليل الأول في النمط يشير إلى عدد تغيرات الموجة الجيبية التام في الاتجاه المحيطي الدائري (السمت) بينما يرتبط الدليل الثاني بتغيرات تابع بسل في الاتجاه الشعاعي القطري.

بما أن النمط TE_{11} له تردد القطع الأصغر، لهذا السبب فإنه يعتبر النمط الرئيسي في مرشد الأمواج الدائري. نموذج حقله الكهربائي والمغناطيسي مشابه تماماً للنمط TE_{10} في مرشد الأمواج المربع.هذا يعني، إذا تخيل أحد التغيرات المتدرجة للمرشد عبر مقطع من مربع إلى دائرة فإن النمط TE_{10} في المرشد المربع يصبح النمط TE_{11} في المرشد الدائري.

بنفس الطريقة، إن النمط TM_{01} في المرشد الدائري يشبه تماماً النمط TM_{11} في المرشد المربع والحد الأعلى للتردد في المرشد الدائري يحصر بالنمط TM_{01} ولذلك يكون تردد قطعه أصغرمن تلك العائدة للأنماط العليا.

من المفيد بأن نلفت الانتباه إلى التشابه بين النمط TM_{01} في المرشد الدائري والنمط TEM في الخط المحوري. إن الفرق الوحيد هو أن تيار النقل يكون في الناقل المركزي بالنسبة للخط المحوري والذي يستبدل بتيار الإزاحة المرتبط بالحقل الكهربائي الطولاني (E_Z) على طول محور المرشد الدائري. من المفيد بأن نلفت الانتباه إلى التشابه بين النمط TM_{01} في المرشد الدائري والنمط TEM في الخط المحوري. إن الفرق الوحيد هو أن تيار النقل يكون في الناقل المركزي بالنسبة للخط المحوري والذي يستبدل بتيار الإزاحة المرتبط بالحقل الكهربائي الطولاني (E_Z) على طول محور المرشد الدائري.

من أجل مرشدات موجة تحتوي على عازل منتظم، طول موجة القطع وتردده من أجل أي نمط يرتبط بالعلاقة (4−68) وتعطى :

$$f_c = \frac{C}{\lambda_C \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (51-4)$$

حيث μ_r و ε_r تشير إلى خواص منطقة العزل.

بمعرفة محددات القطع فإن سرعة الطور v_p، طول موجة المرشد λ_g، ثابت الطور β والتخميد

تحت القطع α يمكن أن تحدد بدءاً من معادلات مرشد الأمواج المستطيل (4−39)، (4−40)، (4−41) و (4−42) بالترتيب.

إن معادلة الممانعة المميزة من أجل النمط TE_{11} في مرشد الأمواج الدائري يمكن أن تشتق باستعمال نفس الإجراء في مرشد الأمواج المستطيل.

الشكل 4−28 : نماذج الحقل العرضي من أجل بعض الأنماط الشائعة في مرشد الأمواج الدائري. D القطر الداخلي للمرشد.

الأشكال الأربعة الممكنة لـ Z_0 أعطيت بالمعادلات (4−98) و (4−99). إن المعادلة التي تعتمد على تعريف تغير الاستطاعة−الجهد تكرر هنا :

$$Z_0 = 382\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} = 382\mu_r\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \qquad (52-4)$$

حيث: $\mu_r=1$ من أجل المواد العازلة غير المغناطيسية.

إن التخميد فوق القطع يعزى إلى الضياع في العازل والضياعات في الجدران في مرشد الأمواج الدائري. إن التخميد الناتج من العازل غير المثالي (α_d) يعطى بالعلاقة نفسها لمرشد الأمواج المستطيل (4−47)، حيث f_c تردد القطع لنمط معين لمرشد الموجة.

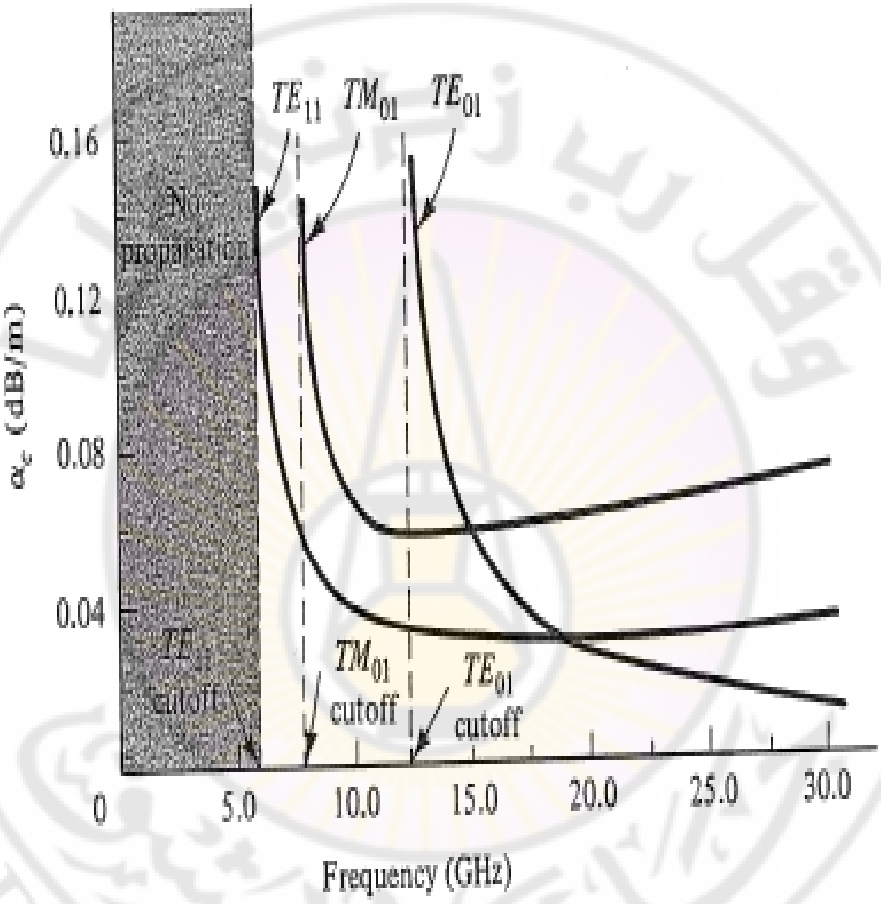
من أجل المرشدات الدائرية المملوءة بالهواء α_d تكون مهملة والتخميد يعزى لـ α_c ، ثابت التخميد الناتج من الجدران الناقلة غير المثالية. ويبين الشكل (4−29) التخميد بدلالة التردد من أجل ثلاثة أنماط وهو يعتمد على فرض الجدران الناقلة من النحاس وقطر المرشد 3cm. إن سلوك التخميد العام من أجل الأنماط TE_{11} و TM_{01} يكون نفسه من أجل النمط TE_{10} في مرشد الأمواج المستطيل. إن التخميد يزداد بشكل سريع كلما اقترب تردد العمل من تردد القطع و عندما $f >> f_c$ ، يزداد التخميد بشكل بطيء مع ازدياد التردد وذلك بسبب أن المقاومة السطحية R_s ترتبط بالأثر القشري الذي يتناسب مع $\sqrt{f}$.

- **خصائص التخميد للنمط TE_{01}**

Attenuation characteristics of the TE_{01} mode

بغض النظر عن الأنماط الأخرى، فإن التخميد للنمط TE_{01} في مرشد الأمواج الدائري يستمر بالانخفاض كلما ازداد تردد العمل وهذا يعزى إلى سلوك تيارات النقل مع ازدياد التردد. بالرجوع إلى الشكل (4−28)، الحقل المغناطيسي في جدران المرشد وفي أي مكان يكون طولاني من أجل النمط TE_{01} وحسب قاعدة اليد اليمنى لأمبير، هذا يعني أن تيارات الجدران تكون مماسية كلياً. الأكثر من ذلك، إن تحليل الحقل يبين بأنه من أجل مستوى استطاعة ثابت، التيارات المماسية تنقص بازدياد التردد. لأجل هذا السبب، ضياعات الجدران وبالتالي α_c تنقص بشكل غير محدود كلما ازداد التردد [انظر الشكل 4−29)] . هذه الخاصية للنمط TE_{01} في مرشد الأمواج الدائري تجعل منه كخط نقل قليل الضياع عند الترددات العالية، وخاصة عند أطوال الموجة المليمترية. من ناحية ثانية، بما أنه ليس النمط الرئيسي فيجب أن نأخذ احتياطات خاصة ليس من أجل توليد الأنماط مع أخفض تردد قطع.

إن توليد الأنماط الأخرى سوف ينتج بالطبع في الضياع الملحوظ في النمط TE_{01} المرغوب.



الشكل 4-29 :

التخميد من أجل مرشد موجة دائري مملوء بالهواء مع الجدران من النحاس. قطر المرشد D = 3cm

4-5 نظرية نقل مرشد الموجة Theory of Waveguide Transmission

نعطي في هذا القسم تحليل نقل الموجة في المرشدات المستطيلة والدائرية حيث تستعمل معادلات ماكسويل والشروط الحدية في نشر معادلات الحقل من أجل مختلف الأنماط. أيضاً، نحصل على علاقات من أجل القطع، السرعة، طول الموجة والممانعة المميزة. في نشر معادلات الحقل، يفترض بأن جدران المرشد نواقل مثالية والمنطقة داخل مرشد الموجة عبارة عن عازل مثالي. لذلك تتواجد تيارات النقل في السطوح الداخلية للجدران وبهذا فإن ثخانة الجدران لا تدخل ضمن التحليل. الأكثر من ذلك، يفترض بأن مرشد الموجة يمتد بشكل لا نهائي في كلا الاتجاهين الموجب والسالب لـ z .

من أجل التحريض بالموجة الجيبية فإن معادلات ماكسويل من (1-1) إلى (1-4) في منطقة العازل الخالي من الشحن الحرة يمكن أن تعاد كتابتها بالشكل الطوري.

$$\nabla\cdot\vec{D}=0\ ,\ \ \nabla\cdot\vec{B}=0\ ,\ \ \nabla\times\vec{E}=-j\omega\vec{B}\ ,\ \ \nabla\times\vec{H}=j\omega\vec{D}$$

حيث : $\vec{J}\ ,\ \rho_v$ يساويان الصفر في العازل.إن قوانين فاراداي و أمبير يمكن إعادة كتابتها كما يلي :

$$\nabla\times\vec{E}=-j\omega\mu_r\mu_0\vec{H}\qquad,\qquad\nabla\times\vec{H}=j\omega\varepsilon_r\varepsilon_0\vec{E}\tag{4-53}$$

حيث :

$$\vec{B}=\mu_r\mu_0\vec{H}\ ,\ \vec{D}=\varepsilon_r\varepsilon_0\vec{E}$$

الثوابت μ_r و ε_r تعرف الخواص المغناطيسية والكهربائية لمنطقة العازل. بأخذ الدوران لحدي المعادلة الأولى من مجموعة المعادلات (4-53) وباستعمال الشعاع الذاتي $\nabla\times\nabla\times\vec{A}=\nabla\left(\nabla\cdot\vec{A}\right)-\nabla^2\vec{A}$ ينتج :

$$\nabla\left(\nabla\cdot\vec{E}\right)-\nabla^2\vec{E}=-j\omega\mu_r\mu_0\nabla\times\vec{H}$$

حيث فرض بأن العازل خطي، متجانس، وله نفس الخواص في كل الاتجاهات. باستعمال قانون أمبير :

$$\nabla^2\vec{E}+\omega^2\mu_r\mu_0\varepsilon_r\varepsilon_0\vec{E}=0\tag{4-54}$$

حيث $\nabla \cdot \vec{E} = 0$. وبنفس الطريقة نحصل على :

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu_r \mu_0 \varepsilon_r \varepsilon_0 \vec{H} = 0 \qquad (55-4)$$

تعرف هذه بمعادلات شعاع الموجة من أجل الحقول الكهربائية والمغناطيسية في منطقة الشحن الحرة وسوف تستعمل للحصول على معادلات الحقل في مرشدات الموجة المستطيل والدائري.

4-5-1 النقل بمرشد الأمواج المستطيل

Rectangular waveguide transmission

يبين الشكل (4-17) مرشد أمواج مستطيل ذي ارتفاع b وعرض a . هذا هو أكثر الأشكال شيوعاً في النقل بمرشد الموجة. نموذجياً، منطقة العازل تكون الهواء.

إن نظام الإحداثيات المستخدم في التحليل التالي مبين على الشكل.في الإحداثيات الديكارتية، المعادلة (4-54) تصبح

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} = 0$$

حيث :

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \ , \ \mu = \mu_r \mu_0$$

من أجل الانتشار عديم الضياع في الاتجاه z ، فإن المركبات الثلاث لـ $\vec{E}$ يجب أن تكون تابعة لـ $e^{-\beta z}$ ولذلك :

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \left(\omega^2 \mu \varepsilon - \beta^2\right)\vec{E} = 0 \qquad (56-4)$$

وبنفس الطريقة نجد :

$$\frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + \left(\omega^2 \mu \varepsilon - \beta^2\right)\vec{H} = 0 \qquad (57-4)$$

هذا الزوج من المعادلات الشعاعية يمكن أن يكتب على شكل ست معادلات سلمية بواسطةالفصل لمركبات x , y , z بالنسبة إلى الصفر. من أجل مركبات z :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2}=-k_c E_z \qquad (58-4)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2}=-k_c H_z \qquad (59-4)$$

حيث :

$$k_c^2=\left(\omega^2\mu\varepsilon-\beta^2\right)$$

يمكن أن يرى بأن النمط TEM لا يمكن أن يوجد في نظام نقل وحيد الناقل. ولما كان مرشد الموجة المستطيل من نفس النوعية فإن E_z و H_z لا يمكن أن يكون كلاهما صفراً. على كل حال، إذا كان الوسط العازل منتظماً، فإن الأنماط يمكن أن توجد بمركبة واحدة لـ z والأخرى مساوية للصفر.

عندما $E_z = 0$ الأنماط تدعى بالأنماط TE حيث الحقل الكهربائي يكون دائماً عرضياً بالنسبة لاتجاه الانتشار. بشكل مشابه، تلك مع $H_z = 0$ تدعى بالأنماط TM . دعنا الآن نعتبر كلتا الحالتين.

1 – الأنماط (TE) للحقل الكهربائي العرضي

Transverse electric (TE) modes

في هذه الحالة، $E_z = 0$ و $H_z \neq 0$ من أجل الانتشار في الاتجاه الموجب لـ z ، $H_z = \hat{H}_z e^{-j\beta z}$ حيث $\hat{H}_z$ تابع لـ y,x فقط . المعادلة (4–59) تصبح :

$$\frac{\partial^2 \hat{H}_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 \hat{H}_z}{\partial y^2}=-k_c \hat{H}_z \qquad (60-4)$$

الإمكانية الوحيدة لشكل $\hat{H}_z$ هو $\hat{H}_z = XY$ ، حيث X يكون تابعاً لـ x فقط و Y يكون تابع لـ y فقط. بالتعويض في المعادلة التفاضلية السابقة ينتج :

$$\frac{1}{X}\frac{d^2X}{dx^2}+\frac{1}{Y}\frac{d^2Y}{dy^2}=-k_c^2$$

حيث الحد الأول تابع لـ x فقط والحد الثاني تابع لـ y فقط. وبما أن مجموعهما يساوي ثابت $\left(-k_c^2\right)$، لذلك فإن كل حد على حدة يساوي إلى ثابت. وهذا يمكن أن يتم باستخدام طريقة فصل المتغيرات المألوف. أي :

$$\frac{1}{X}\frac{d^2X}{dx^2} = -k_x^2 \quad \text{و} \quad \frac{1}{Y}\frac{d^2Y}{dy^2} = -k_y^2$$

حيث :

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 = \omega^2\mu\varepsilon - \beta^2$$

ويكون الحل العام لهذا الزوج من المعادلات التفاضلية على الشكل :

$$X = A\cos k_x x + B\sin k_x x \quad , \quad Y = C\cos k_y y + D\sin k_y y$$

حيث: A , B , C , D ثوابت عقدية.

هذه الحلول سوف تطبق الآن على شكل مرشد الأمواج المستطيل المبين في الشكل (4−17) بما أن النواقل المثالية توجد في أربعة مستويات تعرف بواسطة x = 0 ، x = a ، y = 0 ، y = b

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = 0 \quad \text{عند} \quad (x = 0 , b) \qquad \frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \quad \text{عند} \quad (y = 0, a)$$

مع $H_z = \hat{H}_z e^{-j\beta z} = XYe^{-j\beta z}$ ، الشروط السابقة تتطلب بأن $B = 0$ ، $k_x = (m\pi/a)$ و $D = 0$ ، $k_y = (n\pi/b)$ حيث m , n أعداد صحيحة وموجبة. بوضع $AC = H_0$ ينتج:

$$H_z = H_0 \cdot e^{-j\beta z} \cdot \cos\frac{m\pi}{a}x \cdot \cos\frac{n\pi}{b}y \qquad (61-4)$$

هذه المعادلة تمثل جميع الحلول الممكنة لـ H_z من أجل الأمواج TE في مرشد الأمواج المستطيل. مركبات الحقل الأخرى يمكن الحصول عليها من معادلة الدوران الأساسية (4−53).

من أجل الأمواج TE ($E_z = 0$)، الشكل الطوري لهذه المعادلة يختصر إلى :

$$\beta E_y = -\omega\mu H_x \quad , \quad \frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\mu\varepsilon E_x$$

$$\beta E_x = \omega\mu H_y \quad , \quad j\beta H_x + \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega\mu\varepsilon E_y$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad , \quad \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = 0$$

ببعض العمليات الجبرية، كل مركبات الحقل يمكن أن يعبر عنها بدلالة H_z. أي :

$$E_x = -j\frac{\omega\mu}{k_c^2}\frac{\partial H_z}{\partial y} \quad , \quad E_y = j\frac{\omega\mu}{k_c^2}\frac{\partial H_z}{\partial x}$$
$$H_x = \mp\frac{E_y}{Z_{TE}} \quad , \quad H_y = \pm\frac{E_x}{Z_{TE}} \qquad (62-4)$$

حيث أن الإشارات العليا هي من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z .
والإشارات الدنيا من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه السالب لـ z. Z_{TE} هي ممانعة الموجة من أجل الأمواج TE. وتمثل نسبة الحقل الكهربائي العرضي إلى الحقل المغناطيسي العرضي في أي نقطة من مرشد الموجة وتعطى بالعلاقة :

$$Z_{TE} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}} \quad \Omega \qquad (63-4)$$

حيث λ_c طول موجة القطع ويحصل عليها من المعادلة (4−67). يجب أن لا يخلط القارئ بين ممانعة الموجة Z_{TE} وممانعة مرشد الموجة Z_0 والتي سوف توصف بشكل مختصر . مع $k_x=(m\pi/a)$ و $k_y=(n\pi/b)$ ، k_c^2 يمكن أن تكتب كما يلي :

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \qquad (64-4)$$

بتعويض المعادلة (4−61) في المعادلة (4−62) ، مركبات الحقل العرضي للأنماط TE من أجل الأمواج بالاتجاه الموجب لـ z تعطى :

$$E_x = jH_0 \frac{\omega\mu}{k_c^2}\frac{n\pi}{b} e^{-j\beta z} \cos\frac{m\pi}{a}x \cdot \sin\frac{n\pi}{b}y$$

$$E_y = -jH_0 \frac{\omega\mu}{k_c^2}\frac{m\pi}{a} e^{-j\beta z} \sin\frac{m\pi}{a}x \cdot \cos\frac{n\pi}{b}y \qquad (65-4)$$

$$H_x = -\frac{E_y}{Z_{TE}} \qquad , \qquad H_y = \frac{E_x}{Z_{TE}}$$

حيث H_0 ثابت ويشير إلى مطال الموجة الكهرطيسية. إن شكل الزمن المتغير لمركبات الحقل يمكن الحصول عليه بضرب المعادلات السابقة بالعامل $\sqrt{2}\, e^{j\omega t}$ وأخذ القسم الحقيقي. بما أن $\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - k_c^2$ فإن ثابت الطور للموجة يكون :

$$\beta = \sqrt{\omega^2\mu\varepsilon - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \qquad (66-4)$$

حيث :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \qquad (67-4)$$

إن المناقشة التالية تشرح معنى طول موجة القطع (λ_c) وتردد القطع (f_c) . إن الأعداد الصحيحة (n,m) يمكن أن تأخذ كل القيم بدءاً من الصفر وحتى اللانهاية. لذلك، المعادلة (4−61) و (4−65) تمثل مجموعات غير منتهية من الحلول. كل مجموعة من القيم لأجل (n,m) تصف طريقة أو نمط لنقل القدرة الكهرطيسية ضمن مرشد الأمواج المستطيل. إن النمط الخاص TE يرمز له بالرمز TE_{mn} (أو في بعض المراجع H_{mn}) وخصائص الانتشار تعطى بالمعادلات (4−66) و (4−67). بالاستناد إلى المعادلة (4−65)، الرموز (n,m) تشير إلى عدد تغيرات أنصاف الموجة الجيبية لمركبات الحقل في الاتجاهات y,x على الترتيب.

من أجل نمط معطى فإن الانتشار يمكن أن يحدث فقط عندما تكون β حقيقية والذي يتطلب بأن تكون $\omega^2\mu\varepsilon > (2\pi/\lambda_c)^2$. هذا الشرط للانتشار يمكن إعادة كتابته كما يلي :

$$\lambda < \lambda_c \quad \text{أو} \quad f > f_c$$

حيث f_c تردد القطع ويعطى بالعلاقة :

$$f_c = \frac{v}{\lambda_c} = \frac{c}{\lambda_c\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} \qquad (68-4)$$

وهكذا من أجل نمط معطى، انتشار الموجة يحدث فقط عندما يكون تردد الإشارة أكبر من تردد القطع. إن كلاً من λ_c و f_c تعتمد على أبعاد مرشد الموجة بالإضافة إلى النمط المعتبر. إن تردد القطع (وليس λ_c) يكون تابع للمادة العازلة ضمن المرشد. من أجل نمط معطى فإن كلاً من سرعة الطور وطول الموجة في المرشد (λ_g) ترتبط بثابت الطور حيث :

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad rad/Length \qquad (69-4)$$

باستعمال المعادلة (4−66) ينتج :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \qquad (70-4)$$

حيث λ_0 هي طول موجة الإشارة في الفراغ الحر. $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}$ و λ_c و f_c عرفت سابقاً. نلاحظ بأن طول الموجة في المرشد تكون دائماً أكبر من طول الموجة في عازل غير مقيد (λ) حيث أن $f > f_c$.إن سرعة الطور في مرشد الموجة تعطى بعلاقة :

$$v_p = f\lambda_g = \frac{c/\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}} \qquad (71-4)$$

نلاحظ أيضاً بأنها أكبر من سرعة الموجة في العازل غير المحدود.

إن سرعة الطور تمثل السرعة التي بها ينتقل طور موجة (على سبيل المثال، أعظمية) في

اتجاه الانتشار مع $f\lambda=v$ ، المعادلة (4−71) يمكن أن تكتب :

$$v_p = v\frac{\lambda_g}{\lambda} = c\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \qquad (72-4)$$

حيث v السرعة في الوسط العازل غير المحدود. ويمكن أن نعرف أيضاً سرعة أخرى، تعرف بسرعة المجموعة، بالطريقة التالية :

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{d\beta/d\omega} \qquad (73-4)$$

هذه السرعة ترتبط مع انتشار موجة معدلة ضيقة المجال ويمكن أن ترى بأن سرعة تدفق القدرة في مرشد أمواج هي تماماً سرعة المجموعة. بتعويض المعادلة (4−66) في المعادلة (4−73) نحصل على :

$$v_g = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = v\frac{\lambda}{\lambda_g} \qquad (74-4)$$

نلاحظ بأن كلما $f_c \to 0$ ، $v_g = v_p = v$ وهذه هي الحالة من أجل أمواج TEM بسبب أنها لا تظهر أثر القطع. من المعادلة (4−74)، من الواضح بأن سرعة تدفق القدرة تكون دائماً أقل من سرعة الضوء وهذا يتفق طبعاً مع النظرية النسبية. من ناحية ثانية، سرعة الطور يمكن أن تكون أكبر من سرعة الضوء حيث أنها لا تمثل سرعة تدفق القدرة أو تحويل المعلومات.

عند الترددات الأقل من تردد القطع ($f < f_c$) يكون ثابت الطور تخيلياً والموجة الكهرطيسية تتخامد كلما حاولت أن تنتشر في الاتجاه z وهكذا فإن مرشد الموجة يسلك سلوك مرشح تمرير عالي نظراً لأننا فرضنا بأن الجدران الناقلة مثالية، فإن التخميد يكون منعكساً وليس مشتتاً.إن العلاقة من أجل هذا التخميد تشتق مباشرة من المعادلة (4−66).

مع $\beta = j\alpha$:

$$\alpha = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 - \omega^2 \mu\varepsilon}$$

حيث: α تمثل ثابت التخميد لمرشد الموجة تحت تردد القطع.و يمكن إعادة كتابة العلاقة السابقة كما يلي :

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_c}\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad Np/Length$$

$$\alpha = \frac{54.6}{\lambda_c}\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad dB/Length \qquad (75-4)$$

نلاحظ أنه من أجل $f << f_c$ ، فإن ثابت التخامد يكون مستقل عن التردد .

إن النمط الأكثر استخداماً في مرشد الأمواج المستطيل هو النمط TE_{10} ويسمى بالنمط الأساسي لأن له تردد القطع الأصغري. بفرض أن $a > b$ ، λ_c سوف يكون لها القيمة العظمى و f_c القيمة الصغرى عندما $m = 1$،$n = 0$.

إن الحل عندما يكون m = 0،n = 0 يمثل الحالة المرفوضة لأن هذا يعني أن مركبات الحقل تساوي الصفر. إن مركبات الحقل اللحظية من أجل النمط TE_{10} يمكن الحصول عليها من المعادلات (4−61) و (4−65)بعد ضربها بالعامل $\sqrt{2}e^{-j\omega t}$ وأخذ القسم الحقيقي. إن النتائج من أجل الموجة بالاتجاه الموجب تكون :

$$E_z \equiv 0 \quad , \quad E_x \equiv 0 \quad , \quad H_y \equiv 0$$

$$H_z = \sqrt{2}H_0 \cos\frac{\pi}{a}x\cos(\omega t - \beta z)$$

$$E_y = \sqrt{2}H_0 \frac{\pi\omega\mu}{ak_c^2}\sin\frac{\pi}{a}x\sin(\omega t - \beta z)$$

و

$$H_x = -\frac{E_y}{Z_{TE}}$$

حيث : Z_{TE} عرفت سابقاً بالمعادلة (4−63)

بعد إجراء بعض العمليات الجبرية، مركبات الحقل الثلاثة للنمط TE_{10} تختصر إلى :

$$E_y = \sqrt{2}E_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin\frac{\pi}{a}x \sin(\omega t - \beta z)$$

$$H_x = -\sqrt{2}H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin\frac{\pi}{a}x \sin(\omega t - \beta z) \qquad (76-4)$$

$$H_z = \sqrt{2}H_0 \cos\frac{\pi}{a}x \cos(\omega t - \beta z)$$

حيث $\lambda_c = 2a$ ، $E_0 = H_0 Z_{TE}$ ، λ_g عرفت بالمعادلة (4−70).

يبين الشكل (4−19) مخطط الحقول للنمط TE_{10} من أجل الموجة في الاتجاه الموجب من أجل $t = 0$ و $t = T/4$. كما يبين أيضاً المقطع العرضي للحقول الكهربائية والمغناطيسية. لاحظ بأن نموذج النمط يتحرك مسافة $\lambda_g/4$ بربع الدور. وهكذا تكون السرعة $\lambda_g/T = f\lambda_g$، والتي تساوي تماماً سرعة الطور للموجة. لاحظ أيضاً أن E_y و H_x تكون مساوية للقيمة العظمى على طول المستوي $x = a/2$ وقيمهم تكون مستقلة عن y حيث $n = 0$ و $m = 1$، وتبدي مركبات الحقل تغيراً للموجة على شكل نصف موجة جيبية في الاتجاه x . في اتجاه الانتشار، طبعاً، تبدي كل مركبات الحقل تغيراً بموجة جيبية بطول موجة المرشد λ_g. بما أن عمق التغلغل يكون صغيراً جداً في الترددات الميكروية، فإن تيار النقل يتركز في السطوح الداخلية للجدران الناقلة.

- **<u>الممانعة المميزة لمرشد الأمواج</u>**

<u>Characteristic impedance in waveguide</u>

لكي نستطيع تطبيق نظرية خط النقل في مرشدات الأمواج يجب أن نكون قادرين على تحديد ثابت الطور β أو طول موجة المرشد λ_g بالإضافة إلى الممانعة المميزة Z_0 لمرشد ذي شكل معين. المعادلات (4−69) و (4−70) تعطي العلاقات المطلوبة من أجل β و λ_g. الممانعة المميزة عرفت بالعلاقة (2−17) كما يلي V^+/I^+، حيث V^+ هو الجهد بين النواقل و I^+ هو تيار النقل باتجاه الانتشار من أجل الموجة المتقدمة. من أجل خطوط TEM ، Z_0 عرفت بشكل وحيد حيث القيمة $V^+ = -\int \vec{E} \cdot d\vec{l}$ تكون مستقلة عن تكامل الطريق.

في حالة مرشد الموجة، V^+ تكون تابع لتكامل الطريق وبالتالي هناك عدة تعاريف ممكنة لـ Z_0 .

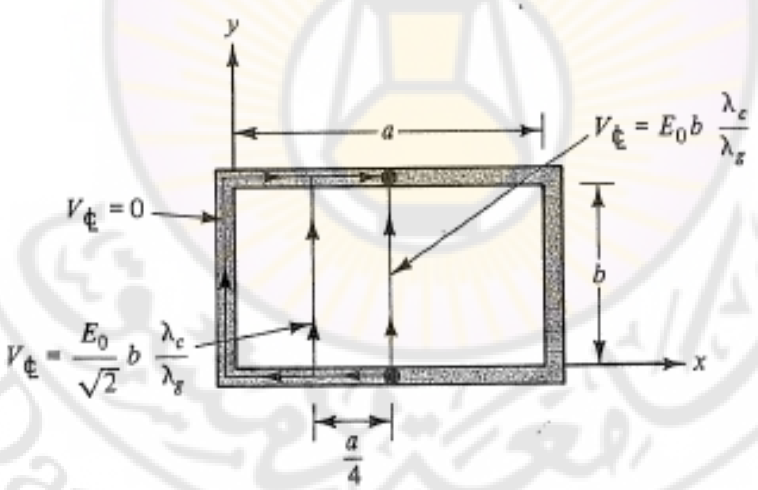
من أجل مرشد موجة مستطيل في النمط TE_{10}، الحقل الكهربائي يكون أعظمياً عند $x = a/2$. من المعادلة (4−76) تكون قيمة $E_y = E_0\lambda_c/\lambda_g$. التكامل المباشر من $y = 0$ إلى $y = b$ ينتج الجهد عبر الخط المركزي لمرشد الموجة ، أي :

$$V_{\wp} = E_0 b \frac{\lambda_c}{\lambda_g} = H_0 Z_{TE} b \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \qquad (4-77)$$

على كل حال، هذا يمثل إمكانية واحدة لقيمة الجهد بين النقاط:

$x = a/2$ ، $y = b$ و $x = a/2$ ، $y = 0$

على سبيل المثال، يجدر بنا مكاملة $\int \vec{E} \cdot d\vec{l}$ وذلك باختيار مسار على طول الجدران الناقلة. في هذه الحالة، $V_{\wp} = 0$.المسارات الأخرى التي تقود إلى قيم مختلفة للجهد يشار لها في الشكل (4−30).



الشكل 4−30 :التكامل الممكن للمسارات من أجل تحديد $V_{\wp}$ في مرشد الأمواج المستطيل.

وبشكل واضح فإن الجهد وبالتالي Z_0 ليس لها قيمة وحيدة في مرشد الموجة. التعريف الممكن هو نسبة $V_{\wp}$ كما عرفت في المعادلة (4−77) إلى التيار الطولاني I_z حيث :

$$I_z = \int_0^a K_z dx = \int_0^a H_x dx$$

التكامل على طول أسفل الجدار (y = 0) يعطي :

$$I_z = H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \int_0^a \sin\frac{\pi}{a} x dx = \frac{2a}{\pi} H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \qquad (78-4)$$

حيث H_x القيمة الفعالة H ويحصل عليها من المعادلة (4–76) . لذلك :

$$Z_0 = \frac{V_\wp}{I_z} = \frac{\pi}{2}\frac{b}{a} Z_{TE} = \frac{592\frac{b}{a}\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \Omega \qquad (79-4)$$

حيث Z_{TE} أعطيت بالمعادلة (4–63). بما أن $V_\wp$ و I_z متفقتان بالطور فإن Z_0 تكون حقيقية من أجل $f > f_c$.إن العلاقة السابقة تعرف بتعريف جهد–تيار لـ Z_0. التعاريف الأخرى الشائعة الاستعمال تعتمد على تدفق الاستطاعة على طول مرشد الأمواج وهي :

1– تعريف استطاعة–تيار $Z_0 \equiv \frac{P}{I_z^2}$

2– تعريف استطاعة–جهد $Z \equiv \frac{V_\wp^2}{P}$

3– تعريف استطاعة–جهد فعال $Z_0 \equiv \frac{V_\wp^2}{P}$

حيث $V_\wp$ أعطيت بالمعادلة (4–77) و I_z بالمعادلة (4–78) . إن علاقة تدفق الاستطاعة في الاتجاه z يمكن أن تحسب بمساعدة نظرية بوينتنغ (Poynting's). مع E_x و H_y متفقتين بالطور :

$$P = \int_s \left(\vec{E} \times \vec{H}\right) \cdot d\vec{s} = \int_0^a \int_0^b E_x H_y dy dx$$

وبالتالي :

$$P = H_0^2 Z_{TE} \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right)^2 b \int_0^a \sin^2 \frac{\pi}{a} x dx$$

أو :

$$P = \frac{1}{2} H_0^2 Z_{TE}\, ab \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right)^2 \qquad (80-4)$$

بتطبيق هذه المعادلة على التعاريف الثلاث ينتج لدينا العلاقات التالية من أجل Z_0 لمرشد الأمواج المستطيل :

1- تعريف استطاعة-تيار $\quad Z_0 = 465 \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega$

2- تعريف استطاعة-جهد $\quad Z_0 = 754 \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega \qquad (81-4)$

3- تعريف استطاعة-جهد فعال $\quad Z_0 = 377 \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega$

حيث :

$$\frac{\lambda_g}{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{1-(f_c/f)^2}}$$

نلاحظ بأن التعاريف الأربعة [المعادلة (4-79) والمعادلة (4-81) تختلف بالثابت فقط. وبما أن مشاكل التوفيق تتضمن نسبة الممانعات، فإن اختيار التعريف يكون عشوائياً بشرط أن نوع النمط وشكل المرشد يبقيان ثابتين. في كتابنا هنا نستخدم تعريف الاستطاعة-الجهد المعدل إلا إذا ذكر غير ذلك.

2- الأنماط (TM) للحقل المغناطيسي العرضي

Transverse magnetic (TM) modes

إن التحليل المستخدم هنا يشبه تماماً التحليل من أجل الأنماط TE باستثناء أن مركبات الحقل يحصل عليها من معرفة E_z بدلاً من H_z . من أجل الانتشار في الاتجاه الموجب، $E_z = \hat{E}_z e^{-j\beta z}$. بفرض أن $\hat{E}_z = X \cdot Y$ وبتعويضها في المعادلة (4−58) ينتج :

$$\frac{1}{X}\frac{d^2X}{dx^2} = -k_x^2 \qquad \text{و} \qquad \frac{1}{Y}\frac{d^2Y}{dy^2} = -k_y^2$$

حيث :

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 = \omega^2\mu\varepsilon - \beta^2$$

وهكذا :

$$X = A\cos k_x x + B\sin k_x x \quad , \quad Y = C\cos k_y y + D\sin k_y y$$

بالاستناد إلى الشكل (4−17)، المركبات المماسية للحقل الكهربائي يجب أن تكون صفراً عند الجدران الناقلة الأربعة. لذلك $E_x = 0$ عند x = 0 ، x = a ، y = 0 ، y = b والتي تتطلب بأن A = 0 ، C = 0 ، k_x=($m\pi$ /a) و k_y =($n\pi$ /b) . بوضع BD = E_0 ، فإن الحل من أجل E_z يصبح :

$$E_z = E_0 \cdot e^{-j\beta z} \cdot \sin\frac{m\pi}{a}x \cdot \sin\frac{n\pi}{b}y \qquad (4-82)$$

إن مركبات الحقل الباقية يمكن الحصول عليها بدءاً من المعادلة (4−53). من أجل الأمواج TM ($H_z = 0$) ، الشكل الطوري لهذه المعادلة يختصر إلى :

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x \quad , \quad \beta H_y = \omega\varepsilon E_x \\
&j\beta E_x + \frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega\mu H_y \quad , \quad \beta H_x = -\omega\varepsilon E_y \qquad (4-83) \\
&\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = 0 \quad , \quad \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z
\end{aligned}$$

كل مركبات الحقل يمكن أن يعبر عنها بدلالة E_z ، أي :

$$H_x = j\frac{\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial y} \quad , \quad H_y = -j\frac{\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial x}$$
$$E_x = \pm Z_{TM} H_y \quad , \quad E_y = \mp Z_{TM} H_x \qquad (84-4)$$

حيث أن الإشارات العليا من أجل الموجات المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z والإشارات الدنيا من أجل الموجات المتجهة بالاتجاه السالب لـ z . Z_{TM} هي ممانعة الموجة من أجل الأمواج TM وتمثل نسبة الحقل الكهربائي العرضي إلى الحقل المغناطيسي العرضي في أية نقطة من مرشد الموجة وتعطى بالعلاقة :

$$Z_{TM} = \frac{\beta}{\omega\varepsilon} = \eta\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad \Omega \qquad (85-4)$$

حيث λ_c يحصل عليها من المعادلة (4−67). بما أن $k_x=(m\pi/a)$ و $k_y=(n\pi/b)$ ، k_c يمكن الحصول عليها بدءاً من المعادلة (4−64). بتعويض المعادلة (4−82) في المعادلة (4−84)، مركبات الحقل الكهربائي العرضي للأنماط TM من أجل الأمواج بالاتجاه الموجب لـ z تعطى :

$$H_x = jE_0\frac{\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{n\pi}{b}e^{-j\beta z}\sin\frac{m\pi}{a}x\cos\frac{n\pi}{b}y$$
$$H_y = -jE_0\frac{\omega\varepsilon}{k_c 2}\frac{m\pi}{a}e^{-j\beta z}\cos\frac{m\pi}{a}x\sin\frac{n\pi}{b}y \qquad (86-4)$$
$$E_x = \pm Z_{TM} H_y \quad , \quad E_y = \mp Z_{TM} H_x$$

حيث E_0 ثابت ويشير إلى مطال الموجة الكهرطيسية. مع $\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - k_c^2$ فإن العلاقات من أجل β , λ_c , f_c , λ_g , v_p , v_g , α تحسب بنفس المعادلات كما في الأمواج TE أي المعادلات (4−66) ، (4−67) ، (4−70) ، (4−71) ، (4−74) و (4−75) بالترتيب.
نلاحظ أنه من أجل مجموعة معطاة من القيم لـ m و n فإن العلاقات السابقة تكون نفسها فيما إذا كان النمط TE أو TM.

على سبيل المثال تردد القطع من أجل النمط TE_{21} هو نفس تردد القطع من أجل النمط

TM_{21}. إن النمط TM مع تردد القطع الأصغري في مرشد الموجة المستطيل يكون TM_{11}. من أجل الأنماط TM حيث $m = 0$ و $n = 0$ تمثل الحالة المرفوضة لأن هذا يعني بأن مركبات الحقل تساوي الصفر. يوضح الشكل (4−21) نموذج الحقل للنمط TM_{11}. وحصل عليه بتحويل المعادلة (4−82) والمعادلة (4−86) إلى الشكل المتغير مع الزمن ووضع t = 0.

إن نموذج الحقل للنمط TM_{11} في المستوي العرضي يكون مشابهاً لذلك العائد إلى خط النقل الشرائحي المتناظر الشكل (4−8).والاختلاف الجوهري هو أن تيار النقل ضمن الناقل المركزي لخط النقل الشرائحي المتناظر يستبدل بتيار الإزاحة. إن وجود مركبة E_z في مرشد الأمواج يسبب أثر القطع والذي ، بالطبع، لا يحدث في خطوط TEM. إن طول موجة القطع من أجل النمط TM_{11} يشار إليها ضمن الشكل (4−21).باختيار صحيح لارتفاع مرشد الأمواج (b)، فإن هذا النمط يمكن أن يلغى بدون التأثير على انتشار النمط TE_{10}. من أجل $b = a/2$ ، فإن تردد القطع للنمط TM_{11} يكون 12% أكبر منه للنمط TE_{20} وعند ذلك يكون من غير المفيد حساب تردد قطعه في مرشد الأمواج.

4−5−2 النقل بمرشد الأمواج الدائري
Circular Waveguide Transmission

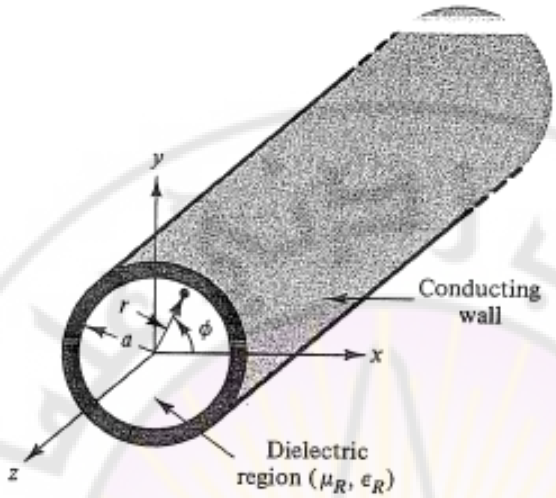
يبين الشكل (4−31) مرشد أمواج دائرياً ذا نصف قطر داخلي a ، نظام الإحداثيات المستخدم في هذه المناقشة مبين أيضاً. نفترض بأن جدار المرشد ناقل مثالي، منتظم ومنطقة العازل بدون ضياع. التحليل التالي يشبه ذلك من أجل النقل بمرشد الأمواج المستطيل.

في الإحداثيات الأسطوانية، مركبات z للمعادلتين (4−54) و (4−55) يمكن أن تكتب :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial E_z}{\partial r}\right)+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2}=-k_c^2 E_z \qquad (87-4)$$

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial H_z}{\partial r}\right)+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi^2}=-k_c^2 H_z \qquad (88-4)$$

حيث : كما سبق $\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - k_c^2$ وبافتراض التابع غير المستقل $e^{-j\beta z}$.



الشكل 4−31 : بنية مرشد أمواج دائري. D = 2a قطر المرشد الداخلي.

1− الأنماط (TE) للحقل الكهربائي العرضي

Transverse electric (TE) modes

في هذه الحالة $E_z = 0$ و $H_z \neq 0$ من أجل الانتشار في الاتجاه الموجب لـ z، $H_z = \hat{H}_z e^{-j\beta z}$ ، حيث $\hat{H}_z$ تابع لـ r و Φ فقط. لذلك المعادلة (4−88) تصبح :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial \hat{H}_z}{\partial r}\right)+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 \hat{H}_z}{\partial \phi^2}=-k_c^2\hat{H}_z \qquad (89-4)$$

باستخدام طريقة فصل المتغيرات كما سبق ونفترض بأن $\hat{H}_z = R\Phi$ حيث R يكون تابع لـ r فقط و Φ يكون تابعاً لـ Φ فقط. وهذا يقود إلى زوج المعادلات التفاضلية التالية :

$$\frac{d^2R}{dr^2}+\frac{1}{r}\frac{dR}{dr}+\left(k_c^2-\frac{n^2}{r^2}\right)R=0 \quad , \quad \frac{d^2\Phi}{d\phi^2}+n^2\Phi=0$$

حيث n^2 ثابت ينتج عن إجراء فصل المتغيرات. إن الحلول لهذه المعادلات تكون :

$$\begin{aligned} R &= AJ_n(k_c r)+BN_n(k_c r) \\ \Phi &= C\cos n\phi + D\sin n\phi \end{aligned} \qquad (90-4)$$

حيث D,C,B,A ثوابت و J_n و N_n تمثل توابع بيسل (Bessel) من الدرجة n للنوع الأول والثاني. هذه التوابع رسمت في الشكل (4−32) من أجل بعض القيم الصحيحة لـ n.
وبما أن الحقل يجب أن يبقى منتهياً عند $r = 0$ فإن الحد N_n يجب أن يستثنى وبذلك $B = 0$ أيضاً، بما أن الحقل وبالتالي Φ يجب أن تكون ذات قيمة وحيدة، فإن n تحصر بالقيم الصحيحة. أخيراً، أحد حدي Φ يمكن أن يحذف حيث أن كلا الحدين يقودان إلى نفس نموذج الحقل باستثناء أن أحدهما يدور بمقدار 90° في الاتجاه Φ . بوضع D = 0 ينتج :

$$\hat{H}_z = H_0 J_n(k_c r)\cos n\phi \qquad (91-4)$$

حيث $H_0 = AC$ هو مطال عشوائي ثابت. عند $r = a$ ، الشرط الحدي يتطلب بأن تكون $\partial H_z/\partial r = 0$، والذي يعني $J_n'(k_c a)=0$. حيث (') ندل على الاشتقاق بالنسبة لـ $k_c r$. إن الجذر m لهذه المعادلة يرمز له بـ q_{nm}' وبالتالي $q_{nm}' = k_c a$. قيم بعض الجذور تعطى في الجدول (4−2). إن المعادلة من أجل H_z يمكن أن تكتب كما يلي :

$$H_z = \hat{H}_z e^{-j\beta z} = H_0 e^{-j\beta z} J_n(k_c r)\cos n\phi \qquad (92-4)$$

حيث $k_c = q_{nm}'/a$. هذه المعادلة تمثل كل الحلول الممكنة لـ H_z من أجل الأمواج TE_{nm} في المرشد الدائري

q_{nm} من أجل الأنماط TM

n \ m	1	2
0	2.405	5.520
1	3.832	7.016
2	5.132	8.417

q'_{nm} من أجل الأنماط TE

n \ m	1	2
0	3.832	7.016
1	1.841	5.331
2	3.054	6.706

الجدول 4–2 : يبين قيم q'_{nm} من أجل الأنماط TE_{nm} و q_{nm} من أجل الأنماط TM_{nm} في المرشد الدائري. هذه تمثل الجذور m للمعادلات $J'_n(x)=0$ و $J_n(x)=0$ على الترتيب.

إن مركبات الحقل الأخرى يمكن الحصول عليها من معادلة الدوران الأساسية (4–53). من أجل الأمواج TE ($E_z = 0$)، الشكل الطوري لهذه المعادلات يكون :

$$\beta E_\phi = -\omega\mu H_r \quad , \quad \frac{1}{r}\frac{\partial H_z}{\partial \phi} + j\beta H_\phi = j\omega\varepsilon E_r$$

$$\beta E_r = \omega\mu H_\phi \quad , \quad j\beta H_r + \frac{\partial H_z}{\partial r} = -j\omega\varepsilon E_\phi \qquad (93-4)$$

$$\frac{1}{r}\left\{\frac{\partial(rE_\phi)}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial \phi}\right\} = -j\omega\mu H_z \quad , \quad \frac{1}{r}\left\{\frac{\partial(rH_\phi)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \phi}\right\} = 0$$

هذه المعادلات يمكن أن تعاد كتابتها بحيث أن مركبات الحقل كلها يمكن أن يعبر عنها بدلالة H_z أي :

$$E_r = -j\frac{\omega\mu}{k_c^2 r}\frac{\partial H_z}{\partial \phi} \quad , \quad E_\phi = j\frac{\omega\mu}{k_c^2}\frac{\partial H_z}{\partial r}$$

$$H_r = \mp\frac{E_\phi}{Z_{TE}} \quad , \quad H_\phi = \pm\frac{E_r}{Z_{TE}} \qquad (94-4)$$

حيث أن الإشارات العليا هي من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z والإشارات الدنيا

من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه السالب لـ z .

Z_{TE} هي ممانعة الموجة من أجل الأمواج TE، وتمثل نسبة الحقل الكهربائي العرضي إلى الحقل المغناطيسي العرضي في أية نقطة من مرشد الموجة وتعطى بالعلاقة (4−63)، حيث أن λ_c من أجل المرشدات الدائرية وتحدد بدءاً من المعادلة (4−96) .

بتعويض المعادلة (4−92) في المعادلة (4−94)، مركبات الحقل العرضي للأنماط TE_{mn} من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z يحصل عليها :

$$E_r = jH_0 \frac{n\omega\mu}{k_c^2 r} e^{-j\beta z} J_n(k_c r)\sin n\phi$$

$$E\phi = jH_0 \frac{\omega\mu}{k_c} e^{-j\beta z} J_n^{'}(k_c r)\cos n\phi \qquad (95-4)$$

$$H_r = -\frac{E_\phi}{Z_{TE}} \quad , \quad H_\phi = \frac{E_r}{Z_{TE}}$$

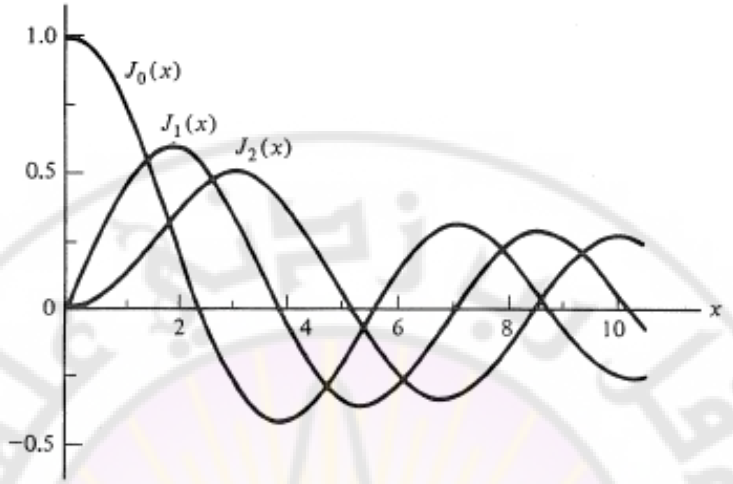
حيث :

$$k_c = q_{nm}^{'} / a$$

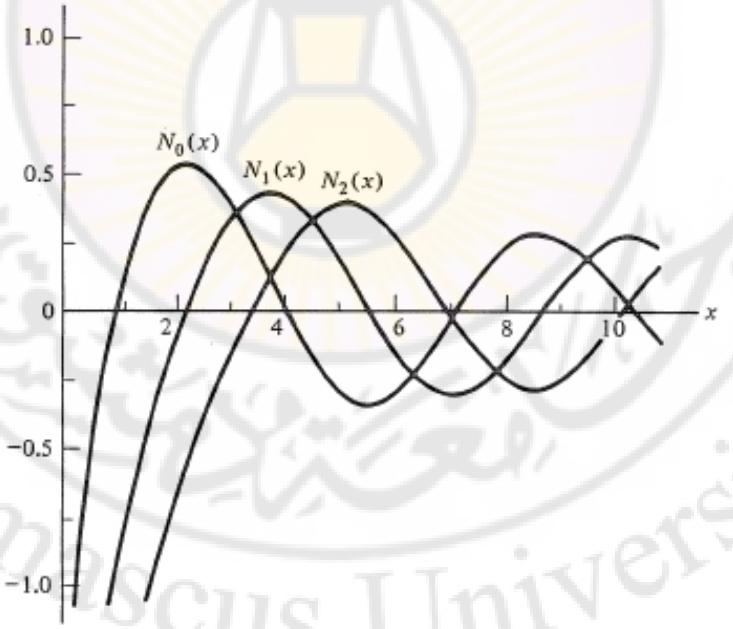
بما أن $\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - k_c^2$ ، فإن ثابت الطور للموجة يعطى بالمعادلة (4−66)، حيث في هذه الحالة طول موجة القطع يكون :

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} = \frac{2\pi a}{q_{nm}^{'}} = K_{nm} D \qquad (96-4)$$

D= $2a$ هو القطر الداخلي لمرشد الموجة الدائري و $K_{nm} = \pi / q_{nm}^{'}$ من أجل الأنماط TE قيم K_{nm} من أجل بعض الأنماط تعطى بالجدول (4−3) .



(a)



(b)

الشكل 4−32 : توابع بيسل من النوع الأول (الجزء أ) والنوع الثاني (الجزء ب).

K_{nm} من أجل الأنماط TM

n \ m	1	2
0	1.306	0.569
1	0.820	0.448
2	0.612	0.373

K_{nm} من أجل الأنماط TE

n \ m	1	2
0	0.820	0.448
1	1.706	0.589
2	1.029	0.468

الجدول 4−3 : قيم K_{nm} من أجل الأنماط TE و TM في المرشد الدائري. نلاحظ أن $K_{nm} = \pi / q'_{nm}$ من أجل الأنماط TE و $K_{nm} = \pi / q_{nm}$ من أجل الأنماط TM.

كما سبق، تردد القطع يمكن أن يحدد من المعادلة (4−68)، بينما λ_g , v_p , v_g , α تعطى بالمعادلات (4−70)، (4−71) ، (4−74) و (4−75).إن النمط الأساسي في مرشد الأمواج الدائري هو TE_{11}. نموذج حقله العرضي وطول موجة قطعة موضحة في الشكل (4−28). نموذج الحقل يعطى بالمعادلة (4−92) والمعادلة (4−95) بضرب كل مركبة بـ $\sqrt{2}\, e^{j\omega t}$ وأخذ القسم الحقيقي عند ذلك. وهكذا :

$$E_r = -\sqrt{2} E_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \left(\frac{\lambda_c}{2\pi r} \right) J_1 \left(\frac{2\pi r}{\lambda_c} \right) \sin\phi \sin(\omega t - \beta z)$$

$$E_\phi = -\sqrt{2} E_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} J_1' \left(\frac{2\pi r}{\lambda_c} \right) \cos\phi \sin(\omega t - \beta z)$$

$$H_z = \sqrt{2} H_0 J_1 \left(\frac{2\pi r}{\lambda_c} \right) \cos\phi \cos(\omega t - \beta z) \qquad (97-4)$$

$$H_r = -\frac{E_\phi}{Z_{TE}} \quad , \quad H_\phi = \frac{E_r}{Z_{TE}}$$

حيث $E_0 = H_0 Z_{TE}$ ، λ_g تعطى بالمعادلة (4−70)، $\lambda_c = 1.706D$ من أجل النمط TE_{11}.
كما أشرنا في القسم السابق، هذا النمط يشبه تماماً النمط TE_{10} في مرشد الأمواج المستطيل.
إن ممانعة مرشد الموجة من أجل النمط TE_{11} في المرشد الدائري يمكن أن تعرف بنفس الطريقة كما في مرشد الأمواج المستطيل.
بالاعتماد على التعاريف الأربعة لـ Z_0 في القسم (4−5−أ) والمعادلة (4−95)، يمكن الحصول على علاقات من أجل حالة مرشد الأمواج الدائري. على سبيل المثال، إن تعريف جهد−تيار $\left(Z_0 = V_\varphi / I_z\right)$ يقود إلى العلاقة التالية:

$$Z_0 = \frac{2\int_0^a E_r\big|_{\phi=\pi/2} dr}{\int_0^\pi H_\phi\big|_{r=a} a d\phi} = 520\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega \qquad (4-98)$$

العلاقات الثلاثة التالية تعطي الممانعة المميزة لمرشد الأمواج الدائري بالاعتماد على تدفق الاستطاعة على طول مرشد الأمواج وهي :

1− تعريف استطاعة−تيار $\quad Z_0 = 354\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega$

2− تعريف استطاعة−جهد $\quad Z_0 = 764\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega \qquad (4-99)$

3− تعريف استطاعة−جهد فعال $\quad Z_0 = 382\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{\lambda_g}{\lambda} \quad \Omega$

حيث : $\lambda_g / \lambda = 1 / \sqrt{1-\left(f_c / f\right)^2}$

كما شرحنا سابقاً، فإن تعريف الاستطاعة−جهد معدل يستعمل في هذا الكتاب. نلاحظ أن قيمته تساوي نصف تلك الناتجة عن تعريف الاستطاعة−جهد. إن خصائص التخميد للنمط TE_{01} المنتشر سبق شرحها في نهاية الفقرة (4−4). من أجل هذا النمط لا يوجد تيارات نقل طولاني ة وبالتالي H_Φ يكون صغيراً.

2- أنماط (TM) للحقل المغناطيسي العرضي

Transverse magnetic (TM) modes

في هذه الحالة $H_z = 0$ و $E_z \neq 0$ ، من المعادلة (4-87) لدينا :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial \hat{E}_z}{\partial r}\right)+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 \hat{E}_z}{\partial \phi^2}=-k_c^2\hat{E}_z \qquad (100-4)$$

حيث : $k_c^2=\omega^2\mu\varepsilon-\beta^2$ ، $E_z=\hat{E}_z e^{-j\beta z}$ ، $\hat{E}_z$ يكون تابعاً لـ Φ,r وبنفس الأسلوب كما في حالة الأنماط TE نتوصل إلى :

$$\hat{E}_z = E_0 J_n(k_c r)\cos n\phi \qquad (101-4)$$

إن الشرط الحدي عند الجدار الناقل يتطلب بأن $E_z=0$ عند $r=a$ والذي يعني أن $J_n(k_c r)=0$.
إن الجذر m لهذه المعادلة يرمز له بـ q_{nm} وبالتالي $q_{nm} = k_c a$. قيم بعض الجذور لـ q_{nm} تعطى في الجدول (4-2). إن معادلة E_z :

$$E_z = E_0 e^{-j\beta z} J_n(k_c r)\cos n\phi \qquad (102-4)$$

حيث $k_c = q_{nm}/a$ ، إن مركبات الحقل TM الأخرى يمكن الحصول عليها من المعادلة (4-53). مع $H_z = 0$ ، الشكل الطوري لهذه المعادلات يختصر إلى :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial E_z}{\partial \phi}+j\beta E_\phi=-j\omega\mu H_r \quad , \quad \beta H_\phi=\omega\varepsilon E_r$$

$$j\beta E_r+\frac{\partial E_r}{\partial r}=j\omega\mu H_\phi \quad , \quad \beta H_r=-\omega\varepsilon E_\phi \qquad (103-4)$$

$$\frac{1}{r}\left\{\frac{\partial(rE_\phi)}{\partial r}-\frac{\partial E_r}{\partial \phi}\right\}=0 \ , \ \frac{1}{r}\left\{\frac{\partial(rH_\phi)}{\partial r}-\frac{\partial H_r}{\partial \phi}\right\}=j\omega\varepsilon E_z$$

هذه المعادلات يمكن إعادة كتابتها بحيث أن مركبات الحقل كلها يمكن أن يعبر عنها بدلالة E_z حيث:

$$H_r = j\frac{\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial \phi} \quad , \quad H_\phi = -j\frac{\omega\varepsilon}{k_c^2}\frac{\partial E_z}{\partial r}$$

$$E_r = \pm Z_{TM} H_\phi \quad , \quad E_\phi = \mp Z_{TM} H_r \qquad (104-4)$$

حيث أن الإشارات العليا هي من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z والإشارات الدنيا من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه السالب لـ z . Z_{TM} هي ممانعة الموجة من أجل الأنماط TM وتعطى بالعلاقة :

$$Z_{TM} = \frac{\beta}{\omega\varepsilon} = \eta\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad \Omega \qquad (105-4)$$

حيث $\lambda_c = K_{nm}D$ ، قيم K_{nm} من أجل بعض الأنماط TM تعطى بالجدول (4-3). كما سبق، تردد القطع يمكن أن يحدد من المعادلة (4-68)، بينما λ_g , v_p , v_g , α بالمعادلات (4-70)، (4-71)، (4-74) و (4-75) بالترتيب. مركبات الحقل العرضي للأنماط TM_{nm} من أجل الأمواج المتجهة بالاتجاه الموجب لـ z يمكن الحصول عليها بتعويض المعادلة (4-102) بالمعادلة (4-104). ببعض العمليات الجبرية، المعادلات يمكن أن تكتب

$$H_r = -jH_0 n\frac{\lambda_c}{\lambda_g}\left(\frac{\lambda_c}{2\pi r}\right)e^{-j\beta z}J_n(k_c r)\sin n\phi$$

$$H_\phi = -jH_0\frac{\lambda_c}{\lambda_g}e^{-j\beta z}J_n'(k_c r)\cos n\phi \qquad (106-4)$$

$$E_r = Z_{TM}H_\phi \quad , \quad E_\phi = -Z_{TM}H_r$$

حيث : $H_0 = E_0 / Z_{TM}$

إن النمط الأصغري TM في مرشد الأمواج الدائري هو TM_{01}، والذي طول موجة قطعة $\lambda_c = 1.306D$. نموذج حقله العرضي في الشكل (4−28).

نذكر بأنه مع $n = 0$ فإن كلاً من H_r و E_Φ يساويان الصفر. إن خصائص التخميد للنمط TM_{01} مبينة في الشكل (4−29).

4−6 بعض الأشكال الخاصة لمرشد الموجة

Some Special Waveguide Configurations

هناك عدد من التطبيقات التي تحتاج إلى استعمال بعض الأشكال الخاصة لمرشد الموجة مثل مرشد الأمواج الأخدودي ridge guide ، مرشد الأمواج المحمل بعازل dielectric guide ، الخط الزعنفي المتكامل fin-line وغيرها.

- **مرشد الأمواج الأخدودي Ridge waveguide**

كما شرحنا في الفقرة 4−4−أ ، فإن متطلبات النقل بنمط وحيد يحد من عرض المجال المفيد لمرشد الأمواج المستطيل إلى حوالي 40% . في الحالات التي تتطلب مجالاً عريضاً، فإن مرشد الأمواج الأخدودي ridge waveguide غالباً ما يستخدم (الشكل 4−35). كوسيلة لفهم خصائصه، دعنا أولاً نعتبر إن مرشد الأمواج المستطيل محمل سعوياً كما في الشكل (4−33−أ)، حيث $C_p^{'}$ تمثل السعة التفرعية بواحدة الأطول من أجل $C_p^{'} = 0$ فإن الشكل يختصر إلى مرشد الأمواج المستطيل المدروس سابقاً حيث من أجل الأنماط TE_{10} و TE_{20} تكون أطوال موجات القطع $2a$ و a على التتالي. أطوال موجات القطع هذه يمكن أن تترجم بدلالة الرنين العرضي لـ TEM في مرشد الأمواج.

نتذكر بأنه عند القطع، $\theta = 90^\circ$ (أنظر الشكل 4−24) وموجتا TEM تنتشر عرضياً بالنسبة لمحاور المرشد وبالتالي عند تردد القطع فإن مرشد الأمواج يمكن أن يرى كخطي صفيحتين متوازيتين مقصورتين بطول $a/2$ موصولتين عبر مركز المرشد. وهذا موصوف بالشكل (4−34) من أجل طول من مرشد الأمواج مقداره 1m حيث x-x يدل على مركز المرشد.

من أجل النمط TE_{10}، $\lambda_c=2a$ وبالتالي $(\lambda_c/4) = (a/2)$. هذا يعني بأن ممانعة الخطين المقصورين بطول ربع طول الموجة تساوي اللانهاية وتكونان مجمعتين بشكل تفرعي (Z_{xx}) عند تردد القطع. من أجل النمط TE_{20}، $\lambda_c = a$ و $Z_{xx} = 0$ عند القطع حيث أطوال الخط $a/2$ يكونان بطول $\lambda_c/2$.

هذه النتيجة يمكن أن تعمم من أجل بنيات متماثلة حتى تتضمن كل الأنماط TE_{m0}. من أجل m فردي $Z_{xx}=\infty$ (أو $Y_{xx}=0$)عند تردد القطع بينما من أجل m زوجي فإن $Z_{xx}=0$.
إن تطبيق هذه الشروط لتحديد ترددات القطع من أجل مختلف الأنماط يدعى بطريقة الرنين العرضي. هذه التقنية يمكن أن تطبق على الأنماط الأخرى. على سبيل المثال، إن شرط القطع من أجل النمط TM_{01} و TE_{01} في مرشد الأمواج الدائري يمكن أن تترجم بدلالة الأمواج TEM. دعنا الآن نطبق هذه الطريقة لتحديد الحمل السعوي في مرشد الأمواج المستطيل للأنماط TE_{10} و TE_{20} عند القطع كما في الشكل (4–33–أ).
بسبب الحمل السعوي فإن نموذج الحقل من أجل هذه الأنماط يكون مشوهاً مقارنة مع أنماط TE في مرشد الأمواج المستطيل العادي. إن التحليل التالي يبين بأن أثر $C_p^{'}$ هو إنقاص تردد القطع للنمط TE_{10} بدون أن يؤثر على تردد القطع للنمط TE_{20} . الحقيقة أن الحقل الكهربائي في خط الوسط للمرشد يكون صفراً من أجل النمط TE_{20} والذي يشرح لماذا لا يتأثر تردد قطعه بواسطة إدخال السعة التفرعية. من أجل النمط TE_{10}، من ناحية ثانية، الحقل الكهربائي يكون أعظمياً في مركزه وإدخال $C_p^{'}$ يشوه بعنف تردد القطع. بتطبيق طريقة الرنين العرضي على الدارة المبينة بالشكل (4–33–ب)، نحصل على النتائج التالية :
1– من أجل الأنماط TE_{m0} مع m فردي $Y_{xx}=0$ ولذلك

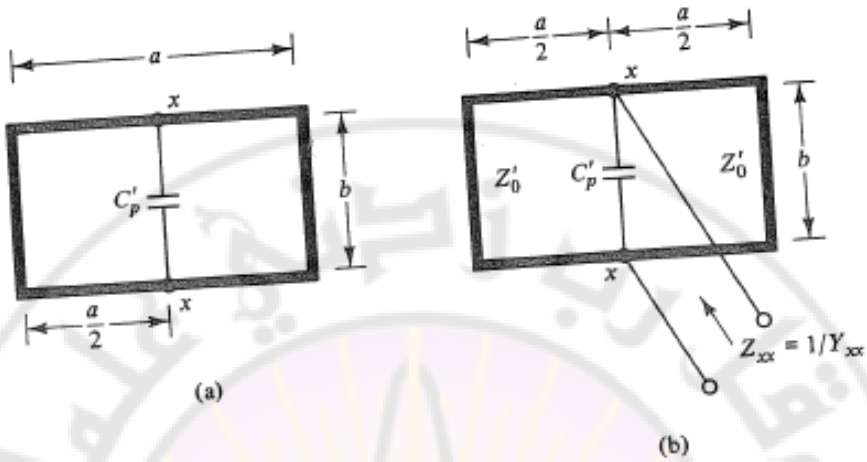
$$-j2Y_0^{'}\cot\frac{2\pi}{\lambda_c}\left(\frac{a}{2}\right)+j2f_cC_p^{'}=0$$

حيث $Y_0^{'}$ السماحية المميزة لمتر واحد من الخط ذي الصفائح المتوازية العريضة كما هو في الشكل (4–34). من المعادلة (4–24) :

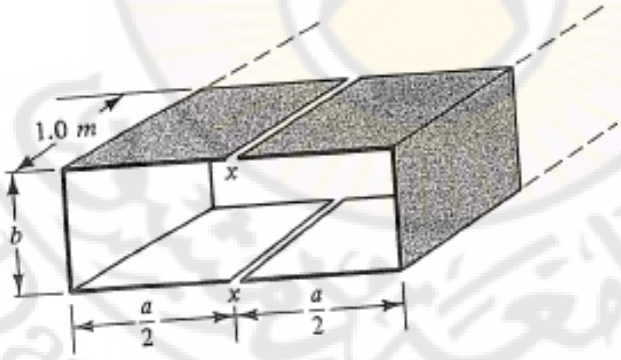
$$Z_0^{'}=\frac{1}{Y_0^{'}}=377b\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}$$

حيث طول موجة القطع وترددها يرتبطان بواسطة المعادلة (4–68)، وتصبح معادلة القطع:

$$\tan\frac{\pi a}{\lambda_c}=\frac{\lambda_c}{C_p^{'}}\frac{\varepsilon_r}{377\pi bc} \qquad (107-4)$$



الشكل 4-33 : مرشد الأمواج المستطيل المحمل سعوياً (حالة متناظرة).



الشكل 4-34 : شرح طريقة الرنين العرضي كما طبقت على مرشد الأمواج المستطيل.

بحل هذه المعادلة من أجل λ_c ينتج طول موجة القطع من أجل النمط TE_{10} بالإضافة إلى TE_{30}، TE_{50}، الخ.

نشير بأنه من أجل $C_p^{'} = 0$ فإن الحلول تكون قيم λ_c من أجل مرشد الأمواج المستطيل العادي (أي $2a/5, 2a/3, 2a$ الخ .) .إن المثال المبين بالشكل (4−33) يبين أنه من أجل قيم محدودة لـ $C_p^{'}$ فإن قيم λ_c تزداد ولذلك فإن ترددات القطع تنقص للأنماط TE_{m0} مع m فردي.

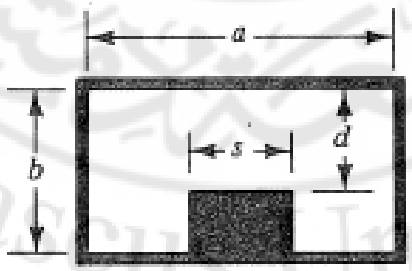
2− من أجل الأنماط TE_{m0} مع m زوجي فإن شرط الرنين العرضي هو $Z_{xx} = 0$:

$$j\frac{Z_0^{'}}{2}\tan\frac{2\pi}{\lambda_c}\left(\frac{a}{2}\right) = 0$$

هذه المعادلة تبين بأن $Z_{xx} = 0$ عندما ممانعة الدخل للوصلتين المقصورتين تساوي الصفر. حيث أن السعة تكون على التفرع مع هاتين الوصلتين، هذا الشرط يكون مستقلاً عن قيم $C_p^{'}$. إن المعادلة السابقة تختصر إلى $(\pi a/\lambda_c) = 0$ حيث λ_c هي طول موجة القطع من أجل الأنماط TE_{20}, TE_{40} الخ.. . كما هو متوقع فإن الحلول هي ($\lambda_c = a, a/2, etc..$) وهي مماثلة للأنماط المطابقة في مرشد الأمواج المستطيل العادي.

وهكذا فإن إدخال حمل سعوي يزيد من عرض مجال المرشد حيث أن تردد القطع TE_{10} ينقص بينما تردد القطع للنمط TE_{20} لا يتغير.

إن مرشد الأمواج الأخدودي (Ridge waveguide) هو بشكل أساسي مرشد أمواج مستطيل محمل سعوياً. نعطي في الشكل (4−35) نموذجاً بنتوء واحد :



الشكل 4−35 : مقطع عرضي لمرشد أمواج أخدودي (Ridge waveguide).

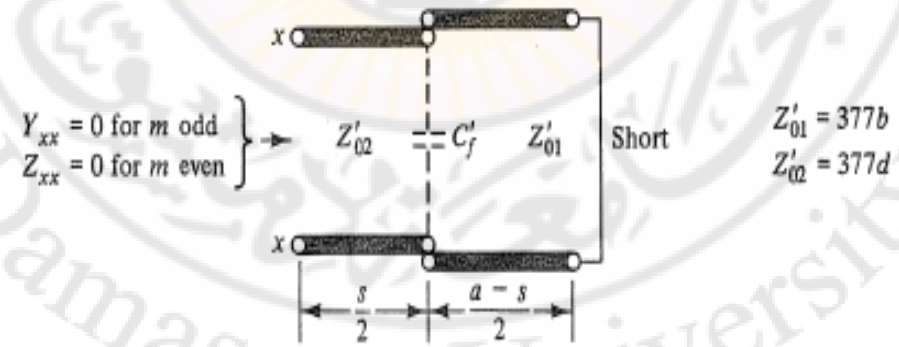
كما شرح سابقاً في الفقرة (3–1–ب)، إن مقطعاً صغيراً من خط نقل ذي ممانعة منخفضة يسلك سلوك سعة تفرعية. في هذه الحالة، فإن الجزء الأقل ارتفاعاً من مرشد الأمواج الأخدودي (d) يمثل خط نقل ذا ممانعة منخفضة.

ويمكن الحصول على أطوال موجات القطع بتطبيق طريقة الرنين العرضي على الدارة المكافئة في الشكل (4–36) وبفرض أن المرشد مملوء بالهواء. إن السعة C_p' توضع للأخذ بعين الاعتبار الحقول المتهدبة عند الانقطاع (عدم الاستمرارية) بين d و b .

نلاحظ أنه من أجل نتوءات عريضة (أي، d/b صغيرة)، فإن تردد القطع للنمط TE_{10} ينخفض كثيراً بشكل ملحوظ، بينما يكون الأثر على تردد القطع للنمط TE_{20} صغيراً.

ينتج من ذلك، أن عرض المجال المفيد في مرشد الأمواج الأخدودي يكون أكبر بكثير بالمقارنة مع مرشد الأمواج المستطيل العادي لدرجة أنه يمكن أن يصبح الضعف. وهناك فائدة إضافية لمرشد الأمواج الأخدودي هو أن مقطعه العرضي العائد للنمط الأساسي TE10 يصبح أصغر بالمقارنة مع مرشد الأمواج المستطيل العادي.وهكذا من أجل تردد معطى، فإن استعمال مرشد الأمواج المستطيل الأخدودي ينقص الحجم المطلوب لبنية مرشد الأمواج.

من ناحية أخرى، بالمقارنة مع مرشد الأمواج المستطيل فإن مرشد الأمواج الأخدودي يكون له ضياعات نحاسية أكبر بكثير كما أنه ينقل استطاعة أقل.



الشكل 4–36 :

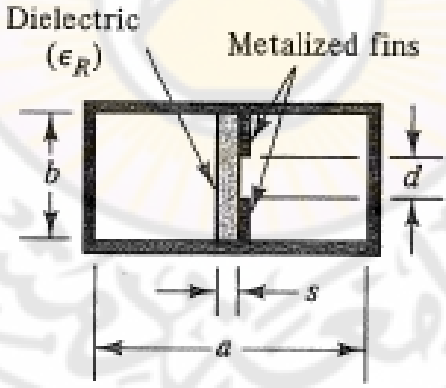
الدارة المكافئة من أجل تحديد أطوال موجات القطع TE_{m0} لمرشد أمواج مستطيل أخدودي.

- **الخط الزعنفي المتكامل Integrated fin line**

يستخدم خط النقل الشرائحي بشكل واسع في تصميم الدارات المتكاملة الميكروية MIC_s . عند أطوال الموجات المليمترية، على كل حال، من الصعب تصنيع دارات شرائحية بدرجة عالية من الدقة المطلوبة في الأجهزة الحديثة. للتغلب على هذه الصعوبة والصعوبات الأخرى (الإشعاع، الأنماط العليا، الخ...) فإن الخط الزعنفي المتكامل غالباً ما يستعمل كوسط لبناء دارات الأمواج المليمترية.يبين الشكل (4-37) مقاطع عرضية لثلاث بنيات للخط الزعنفي المتكامل. في الحياة العملية، توضع الزعانف المعدنية الرقيقة على شريحة عازلة باستخدام تقنية الدارات المطبوعة.

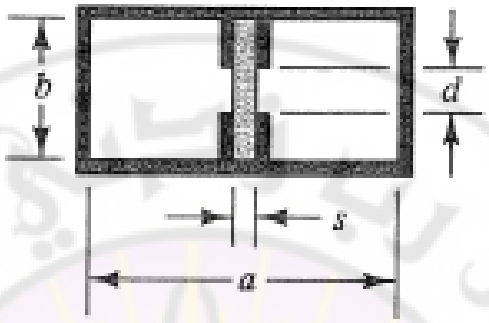
ينتج من ذلك، أن تنفذ عناصر ودارات معقدة على طبقة عازلة مفردة حيث تدخل ضمن مرشد الأمواج. من أجل شرائح رقيقة مع قيم صغيرة لـ ε_r، فإن بنية الخط الزعنفي تكون بشكل رئيسي نفس بنية مرشد الأمواج الأخدودي.

وهكذا، إن عرض مجال الخط الزعنفي أكبر من عرض مجال مرشد الأمواج المستطيل العادي. وبشكل عام، تكون ضياعاته أقل بالمقارنة مع الخط الشرائحي. ونتيجة تركز الحقل العالي عند حواف الزعانف فإن الخط الزعنفي يستخدم بشكل خاص للاستطاعات المنخفضة والمتوسطة.



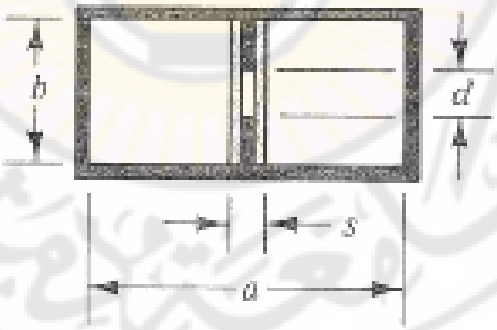
(a) Unilateral

الشكل 4-37-أ : ثلاث بنيات نموذجية للخط الزعنفي المتكامل Integrated fin line.



(b) Bilateral

الشكل 4-37-ب : ثلاث بنيات نموذجية للخط الزعنفي المتكامل **Integrated fin line**.



(c) Insulated

الشكل 4-37-ج : ثلاث بنيات نموذجية للخط الزعنفي المتكامل **Integrated fin line**.

- **مرشد الأمواج المحمل بعازل Dielectric-loaded waveguide**

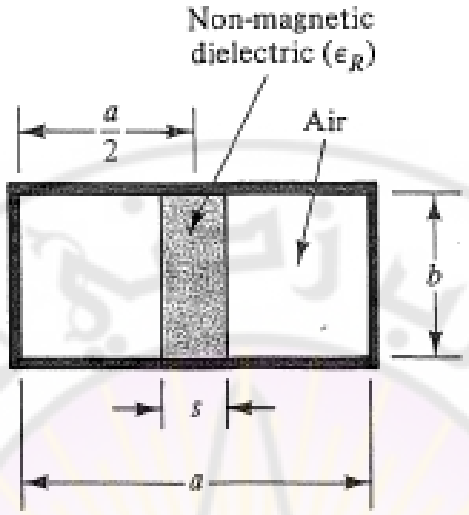
طريقة أخرى بالتحميل السعوي لمرشد الأمواج المستطيل هو وضع شريحة من مادة عازلة عبر البعد الأصغر لمرشد الأمواج المستطيل. يبين الشكل (4−38) أحد الأمثلة على مرشد الأمواج المحمل بعازل. بتطبيق طريقة الرنين العرضي على مركز الخط (الشكل 4−39)، نحصل على المعادلات التالية لأطوال موجات القطع للأنماط TE_{m0} . من أجل m فردي :

$$\cot \pi \frac{a-s}{\lambda_c} = \sqrt{\varepsilon_r} \tan \pi \sqrt{\varepsilon_r} \frac{s}{\lambda_c} \qquad (108-4)$$

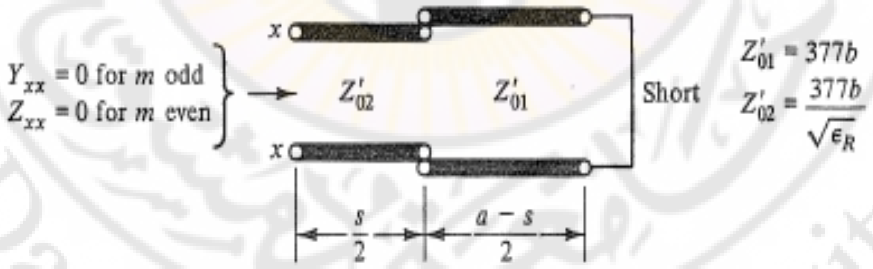
ومن أجل m زوجي :

$$\tan \pi \sqrt{\varepsilon_r} \frac{s}{\lambda_c} = -\sqrt{\varepsilon_r} \tan \pi \frac{a-s}{\lambda_c} \qquad (109-4)$$

حيث λ_c ترتبط بتردد القطع بالعلاقة $f_c = c / \lambda_c$ ويترك برهان هذه المعادلات للقارئ. بتعويض القيم الخاصة بالمعادلات السابقة يمكن أن نلاحظ: بأن عرض المجال المفيد لهذا المرشد يكون أكبر من ذلك العائد لمرشد الأمواج المستطيل. وبالتالي يكون سلوك مرشد الأمواج المحمل بعازل شبيه بذلك العائد لمرشد الأمواج الأخدودي. من ناحية ثانية، بعكس مرشد الأمواج الأخدودي، ينقص العازل المحمل من تردد القطع للنمط العابر (أي، TE_{01})، والذي يشكل سيئة ممكنة. إذا ظهرت هذه المشكلة، يمكننا إنقاص ارتفاع المرشد b ، وهكذا نعمل على زيادة تردد القطع للنمط TE_{01}. إن إنقاص الارتفاع سوف يزيد من الضياعات النحاسية α_c وينقص من استطاعة مرشد الأمواج.



الشكل 4-38 : مرشد الأمواج المحمل بعازل (الحالة المتناظرة).



الشكل 4-39:

الدارة المكافئة من أجل تحديد أطوال موجات القطع للأنماط TE_{m0} في مرشد الأمواج المستطيل المحمل بعازل.

4-7 مسائل :

1- يستعمل جزء صغير مقصور من خط النقل ذي السلكين ذي الممانعة المميزة 300Ω ليزودنا بمفاعلية تحريضية قيمتها 180Ω عند التردد 500MHz . أحسب طول الخط إذا كان عامل السرعة يساوي 0.90 .

2- أحسب النسبة b / a من أجل خط نقل محوري ممانعته المميزة 50Ω مملوء بالهواء. عند ملئ الخط المحوري بعازل، هل تزداد أم تنقص النسبة b / a للحفاظ على نفس الممانعة المميزة.

3- أحسب المسافة الأعظمية لمستوي الأرضي من أجل خط نقل شرائحي متناظر (Stripline) مملوء بعازل $\varepsilon_r = 2.50$ ليستخدم في نظام المجال C .

4- حدد عرض الشريحة لخط نقل شرائحي متناظر (Stripline) مملوء بالتيفلون (Teflon) $\varepsilon_r = 2.1$ من أجل $Z_0 = 50\Omega$. المسافة الفاصلة لمستوي الأرضي 0.635cm وثخانة الشريحة 4mils.

5- أحسب ترددات القطع لمرشد أمواج مستطيل مليء بالهواء WR-90 من أجل الأنماط TE_{10}، TE_{20}، TE_{01}، و TM_{11}.

6- أعد حساب المسألة السابقة، إذا تم إملاء المرشد بعازل غير مغناطيسي قيمته $\varepsilon_r = 4$.

7- أحسب طول موجة المرشد بالسم عند 7GHz و 12GHz من أجل مرشد أمواج مستطيل مملوء بالهواء WR-90 . فسر النتائج.

8- صمم محول مقطع واحد بطول ربع طول الموجة عند التردد 5GHz لتوفيق مرشد أمواج مستطيل أبعاده $a = 4cm$، $b = 2cm$ إلى مرشد أمواج مستطيل آخر أبعاده $a = 4m$، $b = 1cm$. افترض أن المرشدات مليئة بالهواء. (للمساعدة خذ عرض المحول a بنفس عرض مرشدات الأمواج a).

9- من أجل المسألة السابقة، استعمل مخطط سميث لتحديد نسبة الأمواج المستقرة SWR على طول مرشد الأمواج ذي الأبعاد $b = 2cm, a = 4cm$ عند التردد 4.5GHz. أفرض بأن مرشد الأمواج ذا الأبعاد $b = 1cm, a = 4cm$ موفق تماماً.

10- دليل موجة مستطيل أبعاده $b = 1cm, a = 2.3cm$ وطول الموجة $\lambda_0 = 3.2cm$ والمطلوب : أ- برهن أن النمط المنتشر الوحيد هو TE_{10}.

ب- أحسب مجال تردد المنبع بحيث لا ينتشر سوى هذا النمط.

11- مرشد أمواج مستطيل المقطع مليء بالهواء تردد القطع للنمط الرئيسي فيه 1.5GHz:

أ - أحسب طول موجة المرشد عند تردد العمل $f = 3GHz$.

ب- أحسب v_g , v_p , β_g عند نفس تردد العمل.

12- مرشد أمواج مستطيل مملوء بالهواء نسبة a / b تساوي 2، تردد القطع للنمط الأساسي 3GHz المطلوب :

أ- ما هي قيمة سعة التحميل C'_f المطلوبة لإنقاص تردد القطع للنمط TE_{10} إلى 2GHz

ب- من أجل القيمة السابقة لـ C'_f حدد ترددات القطع للأنماط TE_{20} و TE_{30} .

13- قررنا تحديد استخدام مرشد أمواج مستطيل لبعض الترددات التي من أجلها لا يوجد سوى نمط وحيد ممكن بحيث $f > 1.25f_c$ والمطلوب تحديد أبعاد المرشد بحيث يسمح بتمرير المجال (3.75-5.5 GHz) . ماهي قيمة سعة التحميل C'_f المطلوبة لإنقاص تردد القطع للنمط TE_{10} إلى 2GHz ؟

14- دليل موجة اسطواني نصف قطر قاعدته $a = 3.6cm$. أحسب ترددات القطع للأنماط الستة الأولى الممكن اكتشافها.

الفصل الخامس

الدارات المتكاملة الميكروية

Microwave Integrated Circuits (MIC)

5- مقدمة

قبل عام 1965 استخدمت الأجهزة الميكروية تقنية مرشد الأمواج waveguide، الخط المحوري coaxial ودارات الخط الشرائحي المتناظر stripline. لقد استعملت في المستقبلات ودارات التحكم عناصر الجسم الصلب solid-state مثل الديودات النفقية tunnel diodes، ديودات المزج mixer diodes و ديودات التبديل switching diodes . استعملت بعض النظم الديودات ذات الأثر السعوي varactor لتكبير الاستطاعة.

على كل حال، فإن القسم الأكبر من أنابيب الأشعة المهبطية tubes استعمل من أجل منابع الاستطاعة.

في السنوات التي تلت عام 1965، تم إنجاز الحدث الرئيسي في تطوير الترنزيستورات الميكروية، ديودات ذات الإلكترون المنقول transferred electrons diodes والديودات الجرفية avalanche diodes كمنابع استطاعة للجسم الصلب.

لقد طورت ديودات المزج لحاجز شوتكي schottky-barrier mixer diodes والديودات التبديلية من نوع PIN من أجل تطبيقات التحكم والدارات التبديلية والمستقبلات.

يصنع عادة عنصر الجسم الصلب solid-state كرقيقة نصف ناقلة أو قطعة صغيرة الحجم من مرتبة $(12.7\text{-}127)\times10^{-11}$cm. هذا الحجم الصغير يؤدي إلى مشاكل كهربائي ة، حرارية وميكانيكية.

يمكن أن تحد المفاعلية الردية الطفيلية الغير مرغوب بها والناتجة من وصل العنصر الفعال- إلى الدارة من أدائها بشكل كبير.

لمنع تشتت الاستطاعة يجب أن تتم معرفة الحرارة المستهلكة من التسخين المتزايد للعنصر وبالتالي انخفاض في الأداء والوثوقية. وتتطلب القطعة الصغيرة من النصف ناقل تقانات معالجة وحماية لمنع الضرر الميكانيكي والبيئي.

إن الطريقة التقليدية لمعالجة المشاكل الكهربائية، الحرارية والميكانيكية تتم بوضع وحجز القطعة الفعالة ضمن غطاء مناسب من الخط المحوري، كرة، خط شرائحي متناظر stripline أو خط شرائحي غير متناظر Microstrip . عند ذلك، العنصر المحجوز أو المغطى يدمج مع الدارة المناسبة.

إن استعمال العناصر غير الفعالة discrete devices في الدارات التقليدية لمرشد الموجة، الخط المحوري والخطوط الشرائحية المتناظرة، تفي بالغرض للعديد من التطبيقات.

وتكون الأبعاد العرضية لمعظم الدارات التقليدية أكبر بكثير من الأبعاد العرضية للعنصر المغطى ضمن غطاء بالإضافة إلى أن الانقطاعات الموجودة تحد من أداء الدارة.

إن عناصر الجسم الصلب للاستطاعة، الاستقبال والتحكم التي تم التوصل إليها ستكون ذات أهمية كبرى من أجل تطبيقات الرادارات الصفيفية phased-array radar.

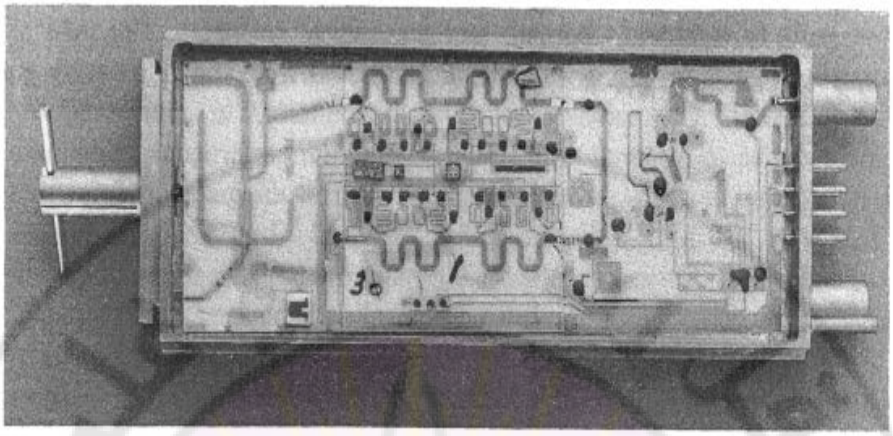
تعد الرادارات المتطورة ذات الأنابيب المفرغة العديدة المشتتة من خلال الهوائي ثقيلة وحجمها كبير من أجل تطبيقات الطيران. لقد بدأ عدد من مصنعي أنصاف النواقل، ونظم الرادار ومخابر البحث برنامجاً في منتصف الستينات لتطوير الدارات الميكروية الصغرية المستخدمة في تطبيقات الرادار. وقد أدخل نتاج هذا العمل الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S .

إن شكل الدارة المتكاملة الميكروية MIC في الدارات الكهربائية تكون عادة متجانسة مع عناصر الجسم الصلب أكثر مما هي عليه أشكال الدارات الكهربائية التقليدية. بالإضافة إلى ذلك، فإن الدارات المتكاملة الميكروية MIC تعطي وثوقية أكبر، إنتاج بشكل محسن، حجم صغير، أداء أفضل وكلفة أقل من التي يمكن تحقيقها مع أشكال الدارات التقليدية.

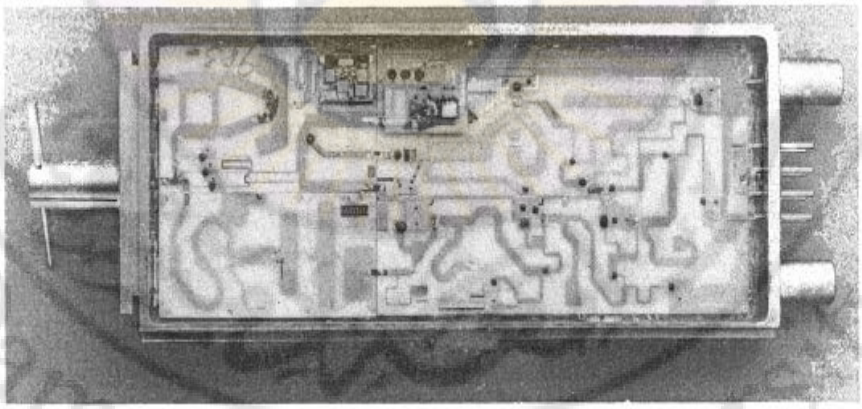
لقد كانت ذروة العمل المبكر لـ MIC هو بناء الـ MERA وهو الرادار الذي تم تنفيذه بهذه التقانة من قبل .Texas Instrument Inc عام 1969.

يستعمل الرادار أكثر من 600 وحدة متكاملة مرسل–مستقبل مصنعة بتقانات MIC_S. يتضمن النموذج المبين بالشكلين(5–1) و (5–2) مكبر استطاعة ترنزيستوري، مضاعفات استطاعة سعوية varactor، مفاتيح تبديلية إرسال–استقبال من نوع PIN، مازجاً من نوع ثنائي شوتكي ذي الحاجز المتوازن، مزيحات طور من نوع PIN بمقدار 4bits، مكبر تردد متوسط IF ومزيح طور منطقي. هذا النموذج ذات أبعاد 1.778×6.35cm ويقدم استطاعة 0.5watt عند تردد 9GHz ويكون له عامل ضجيج بمقدار 11dB .

بعد تقديم الدارات الملائمة، بدأ جميع مصنعي الأجهزة والعناصر الميكروية في حقل الدارات المتكاملة الميكروية. أصبحت هذه الدارات اليوم مقبولة وتستعمل كلها تقريباً الاستطاعة المنخفضة أو المتوسطة في التطبيقات الميكروية. تبنى الدارات غير الفعالة، الدارات مع عناصر الجسم الصلب، الدارات التي تدخل فيها المركبات الفيريتيه ferrite باستعمال تقنية الدارات المتكاملة الميكروية MIC. مع أن تراص الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S لا يمكن أن يكون ناجحاً مثل إدخال الدارات المتكاملة .



الشكل 5-1 : نموذج MERA الجانب 1: مكبر أولي، مزيحات طور، مضاعفات استطاعة منخفضة، ومفتاح تبديلي T/R.



الشكل 5-2 : نموذج MERA الجانب 2: مكبر استطاعة، مضاعف استطاعة، مازج، مكبر IF، ومفتاح تبديلي T/R.

IC_S عند الترددات المنخفضة. فإن MIC_S برغم ذلك سوف توسع منظور التطبيقات الميكروية أكثر مما هو عليه سابقاً . إن إمكانيات التكلفة المنخفضة لتقنية MIC_S ستؤدي إلى تطبيقات ميكروية تجارية في حقول نقل الإشارة والاتصالات.

تستعمل التقنية المطورة من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S، من أجل تطبيقات أخرى كتصنيع دارات الاستطاعة في المجال UHF، عناصر أجهزة الصوت الميكروية ودارات أنبوب الموجة الراحلة (TWT : traveling-wave-tube) . الهدف مما سبق هو أن نقدم للطالب مفاهيم عامة عن الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S ومناقشة التقنيات المدمجة، دارات وعناصر خطوط النقل الشرائحية (Microstrip transmission lines)، تصميم الدارات من أجل MIC_S، العناصر الفيريتيه من أجل MIC_S.

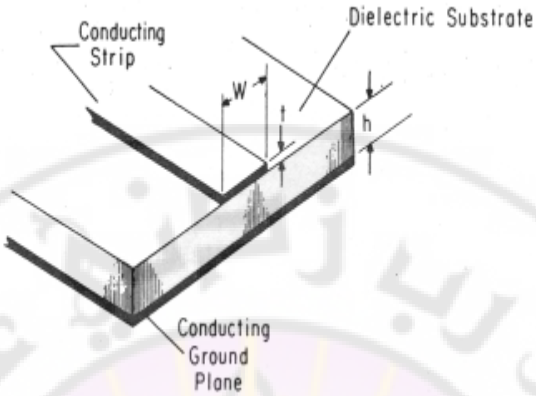
5-1 أشكال الدارات من أجل الدارات المتكاملة الميكروية

Circuit Forms for Microwave Integrated Circuits

يوجد نوعان من الدارات التي يمكن أن تستعمل من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S العناصر الموزعة (خطوط نقل) والعناصر المجمعة (ملفات وسعات). وفي بعض الحالات يمكن دمج كل من العناصر الموزعة والمجمعة. إن خط النقل الشرائحي المبين في الشكل (5-3) هو الشكل الأكثر شيوعاً من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S . يتألف الخط من شريحة ناقلة مفصولة عن الأرضي بواسطة طبقة عازلة. وتشكل الدارة في مستوي الشريحة الناقلة. كما تحدد ممانعة وطول الخط خصائص الدارة، القسم الأكبر من الحقل المنتشر يحبس ضمن العازل تحت الشريحة الناقلة. كمثال عن دارة خط شرائحي هو وحدة تكبير استطاعة مبينة في الشكل (5-4). تتألف هذه الوحدة من مكبرات ترانزيستورية ومضاعفات سعوية. يكون الدخل 0.1w عند التردد 1.5GHz ويكون الخرج 10w عند التردد 3GHz .

إن خط النقل الشرائحي ذا القاعدة المعلقة المبين في الشكل (5-5) هو دارة موزعة والتي تستعمل كثيراً. يستعمل الناقل الشرائحي على الطبقة العلوية لقاعدة من السيراميك، وعند ذلك تعلق القاعدة ضمن إطار معدني. ويكون الحقل المنتشر لهذه البنية ضمن منطقة الهواء بين السيراميك والأرضي.

تحدد خصائص النقل بسماكة القاعدة، ثابت العازلية الكهربائي النسبي، ارتفاع منطقة الهواء وعرض شريحة الناقل.



الشكل 5–3 :

خط نقل شرائحي. محدداته النموذجية : $h = 0.51mm$ ، $W = 0.483mm$، $t = 0.006mm$ $\varepsilon_r = 10$
(Al_2o_3) و $Z_0 = 50\Omega$.

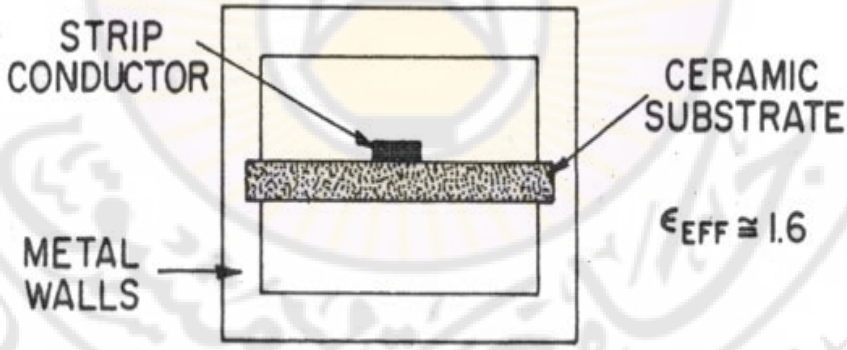
نوضح في الشكل (5–6) شكلين آخرين لدارات موزعة فالشكل (5–6–أ) يوضح الخط ذا الشق Slot line والشكل (5–6–ب) خط مرشد الأمواج المستوي coplanar waveguide line . ولأن كلا الخطين يملكان نواقل فقط على وجه واحد من القاعدة، فإنها تسمح عادة بربط العناصر تفرعياً بدون الحاجة إلى ثقوب عبر القاعدة، كما هي الحالة في خطوط النقل الشرائحية. أيضاً تحتوي على حقول مغناطيسية طولانية بالإضافة إلى الحقول العرضانية وتملك خصائص الاستقطاب والتي تكون مفيدة من أجل العناصر الفيريتية غير التبادلية.

نوضح في الشكل (5–6) شكلين آخرين لدارات موزعة. يوضح الشكل (5–6–أ) الخط ذا الشق Slot line يمكن دمج المركبات في دارة العناصر المجمعة والتي هي جزء صغير من طول الموجة والتي تسلك سلوك السعات، الملفات أو المقاومات. إن قيم هذه العناصر تكون مستقلة عن التردد ضمن المجال المفيد. فيما مضى، كنا نتجنب هذا النوع عادة عند الترددات الميكروية حيث لم يكن باستطاعتنا بالتقنية السابقة تكوين الملفات والسعات والتي تكون صغيرة جداً والتي تسلك سلوك العناصر المجمعة.

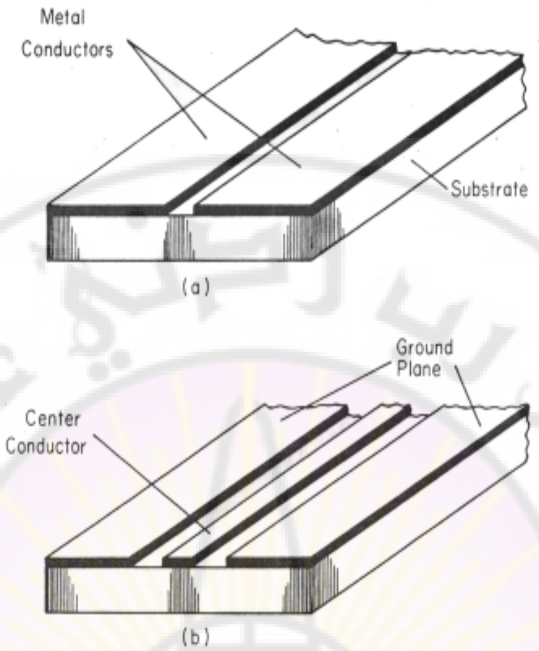
أما الآن فأصبح من الممكن تصنيع مثل هذه العناصر باستخدام تقنية الخط الشرائحي التي تم تطويرها في حقل صناعة أنصاف النواقل. ونوضح في الشكل (5–7) أشكال الملفات والسعات.

الشكل 5-4 :

وحدة استطاعة في المجال S تتضمن مكبرات أولية للمجال L ، مكبر استطاعة ، مجزئ استطاعة، مضاعفات وجامع.



الشكل 5-5 : قاعدة خط النقل المعلق.



الشكل 5–6 : خطوط نقل (Non-TEM) من أجل الدارات المتكاملة الميكروية
أ– الخط ذو الشق Slotline ب – مرشد الأمواج المستوي.

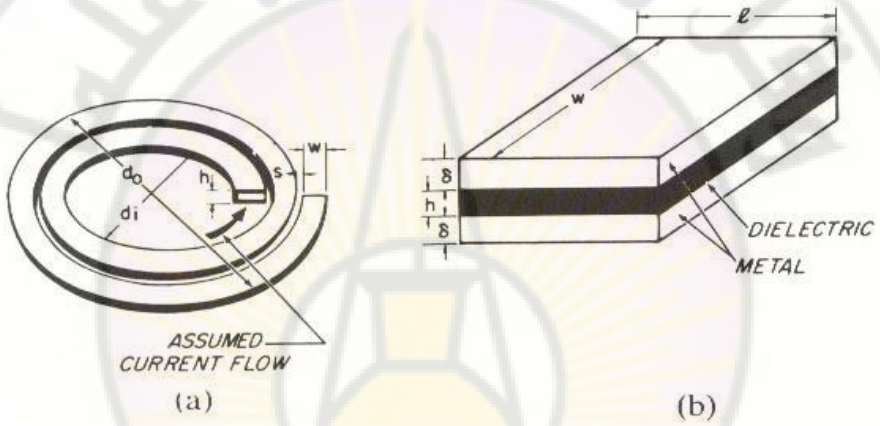
يمكن أن يتم بناء دارات العناصر المجمعة بشكلين. الشكل الأول يدمج عناصر الرقاقة، ورقاقة الأفلام الرقيقة Thin film للملفات، السعات والمقاومات، هذه الرقائق توضع على القاعدة ويتم عمل الوصلات عن طريق سلك الربط. يستعمل الشكل الثاني الوصلات التي توضع بنفس وقت عناصر الدارة، ويكون سلك الربط فقط في هذه الحالة إلى العنصر. تعطي الطريقة الثانية نتائج أفضل من الطريقة الأولى.

يعطي تقريب العناصر المجمعة دارات أصغر من تقريب العناصر الموزعة. ويكون الحجم الصغير للدارات الشرائحية مفيداً في معظم التطبيقات. ونتيجة للحجم الصغير لدارات العناصر المجمعة، فإن هذا يعطي محاسن يمكن أن تخفض من التكلفة وتكيف مركبات الدارة المجمعة في النظام الفرعي الهجين. بالإضافة إلى أن العديد من العناصر يمكن أن يتم إنتاجها بنفس الوقت على رقاقة من السيراميك. وكمثال على ذلك.

يبين الشكل (5–8) مصفوفة من دارات العناصر المجمعة الهجينة ذات المنافذ الثلاثة مشكلة

على رقاقة من الصفير Sapphire أبعادها 2.54×1.9cm . تصنع هذه العناصر دفعة واحدة وبنفس الطريقة كما في الترانزيستورات. بالنتيجة، الاستعمال الأمثل يكون بصنعها في نفس الوقت، مما يؤدي إلى انخفاض تكلفة دارات

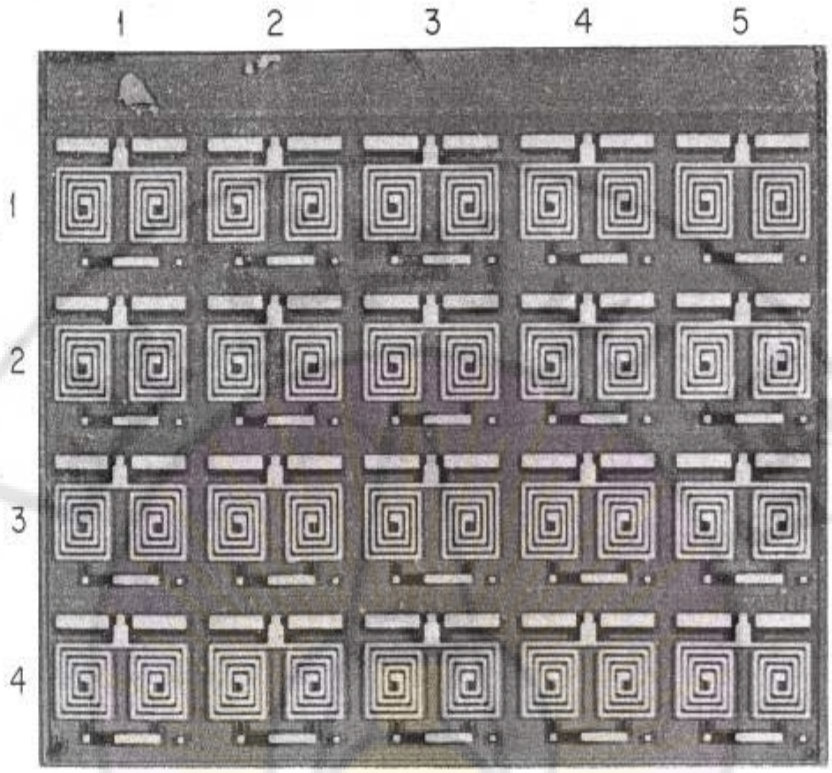
العناصر المجمعة مقارنة مع خطوط النقل الشرائحية حيث تصنع بنفس الوقت. يعطى في الجدول (5–1) مقارنة عامة لأشكال دارات مختلفة. ترتب الأنواع المختلفة للدارة في الجدول بمقياس رقمي مجاله من (1) إلى (5).



الشكل 5–7 : مركبات العناصر المجمعة : أ – الملف ب – السعة

	Microstrip MIC	Slot-line or coplanar MIC	Lumped-element MIC	Conventional strip-line	Coaxial waveguide
Size and weight	2	3	1	4	5
Cost	2	2	1	2-3	4
Reproducibility	1	1	2	2-3	4
Reliability	1	1	1	2	3
Circuit losses	2-3	3	4	2	1

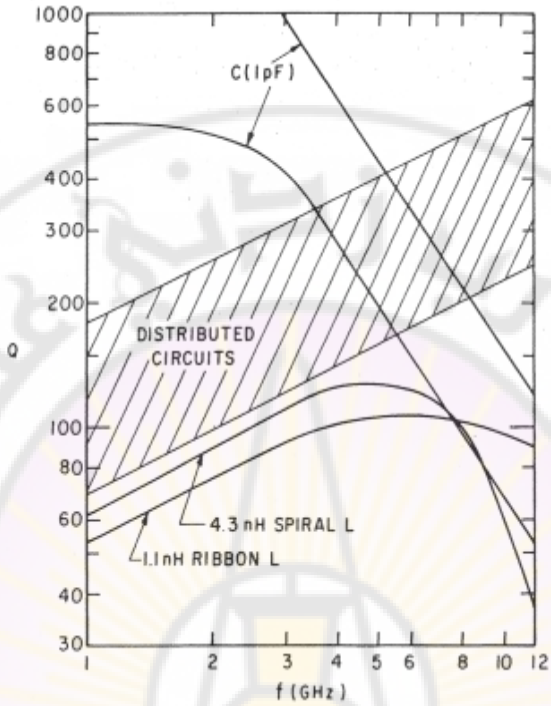
الجدول 5–1 : مقارنة تقانات الدارة.



الشكل 5−8 : صفيف من ثلاثة منافذ UHF مصنع من العناصر المجمعة الهجينة على قاعدة أبعادها 2.54×1.9cm من الصفير، خطوط الوصل والملفات مصنعة من Cr-Au والسعات من Sio_2 .

يتناسب ضياع الدارة طرداً مع التكلفة، حيث يمكن في بعض الأحيان التساهل بالضياع شرط أن لا يكون حرجاً، ففي حالة المرشحات الناخبة يكون من الضروري الحصول على ضياع منخفض. في هذه الحالات، يكون من الضروري التخلي عن مفهوم الدارة المتكاملة الميكروية MIC_S واستعمال الدارات التقليدية. يبين الشكل (5−9) منحنياً تمثيلياً لعامل الجودة Q للدارة من أجل أشكال مختلفة للدارات المتكاملة الميكروية MIC_S . ومن الواضح أن أياً من التقنيات تعطي قيماً لـ Q على الأقل من ناحية المطال أقل من دارات دليل الموجة التقليدية.

وبسبب بساطة إنتاجها، بشكل أساسي على طبقة واحدة من المعدن على طبقة قاعدية فإن تقنية الخطوط الشرائحية هي الآن التقنية المستخدمة الأكثر شيوعاً في الدارات الميكروية.



الشكل 5–9 : Q_0 لرنانات الخط الشرائحي والعناصر المجمعة كتابع للتردد.

5–2 تقنية الدارات المتكاملة الميكروية MICs
The Technology of Microwave Integrated Circuits

إن العملية الأساسية للتقنيات المستعملة من أجل تصنيع الدارات المتكاملة الميكروية MICs تكون في التكيف مع التقنيات الأصلية المطورة من أجل دارات التردد المنخفض. عوامل كثيرة تدخل في اختيار التقنية المستعملة من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MICs منها متطلبات الدارة الميكروية، الضياع عند الترددات الميكروية، التوافقية مع العناصر الميكروية في الجسم الصلب، متطلبات الحرارة واعتبارات الإنتاج والتكلفة.

سوف نصف هنا التقنيات المدمجة المفيدة عند الترددات العالية، تقنية المواد من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MICs، المتطلبات الخاصة على التقنية من أجل الدارات الموزعة ودارات

العناصر المجمعة وأخيراً خصائص وفوائد عناصر الجسم الصلب في الدارات المتكاملة. تصنع الدارات المتكاملة الميكروية MICs بطريقة مشابهة للدارات المتكاملة في الترددات المنخفضة ICs بالشكل الهجين (hybrid) أو بالشكل المتراص (الوحيدة الطبقة monolithic). في الدارة الوحيدة الطبقة monolithic، تشكل العناصر الفعالة داخل القاعدة نصف الناقلة أو توضع عليها، والدارة غير الفعالة توضع على القاعدة بطريقة الترسيب أو تشكل داخل القاعدة. في القواعد الهجينة، تلصق العناصر الفعالة على قواعد من السيراميك ceramic، الزجاج أو الفيريتيه المتضمنة الدارة غير الفعالة.

يوجد أيضاً تقنية دمج ثالثة ملائمة للدارات الميكروية وهي الدارة شبه المتراصة quasi-monolithic حيث تستعمل تقنيات تغاير الايبوكسي heteroepitaxy لتنمية طبقات نصف الناقل على القواعد غير الفعالة. مثال على ذلك التقريب هو دارات السليكون silicon على الصفير (الياقوت الأزرق sapphire). تشكل العناصر داخل النصف ناقل والدارة غير الفعالة توضع على مساحة القاعدة بطريقة الترسيب حيث يتم إزالة السليكون عنها.

الدارات الوحيدة الطبقة أو التي تشبه الوحيدة الطبقة تكون مطلوبة فقط عندما تكون المساحة المطلوبة من الدارة من أجل العناصر الفعالة غير مهملة مقارنة مع المساحة المطلوبة من الدارة من أجل الدارة غير الفعالة. ميزة الحجم للمركبات غير الفعالة لدارات العناصر المجمعة تجعلها مناسبة من أجل تطبيقات الترددات الميكروية المنخفضة أو UHF .

من أجل الترددات الميكروية العالية والمليمترية، فإن المركبات الموزعة تكون صغيرة بما فيها الكفاية لتستخدم في الدارات الوحيدة الطبقة.

في بعض التطبيقات فإن الدارات تصنع بجمع العناصر الهايبردية والعناصر الوحيدة الطبقة. لذلك توضع مركبات العناصر المجمعة أو الأقسام الصغيرة لخطوط النقل مباشرة على رقاقة نصف ناقلة لتحقيق تحولات الممانعة المرغوبة. هذه الرقاقة يمكن عندئذ أن يتم وضعها في دارة هجينة لتشكل العنصر النهائي.

5-2-1 التقنية الوحيدة الطبقة Monolithic Technology

إن الدارات المتكاملة الوحيدة الطبقة والتي تعمل عند ترددات منخفضة تصنع دائماً من السليكون بينما الدارات الميكروية يمكن أن تصنع من السليكون أو ارزنيخ الغاليوم gallium arsenide. القاعدة الفعالة لأي دارة وحيدة الطبقة تستخدم كحامل من أجل العناصر الفعالة

وغير الفعالة والوصلات الداخلية للرقاقة ويجب أن لا تدخل أثراً غير مرغوب به مثل الضياع والترابط بين العناصر خلال مسارات طفيلية. تكون ضياعات القاعدة مهملة عند الترددات المنخفضة لكن تؤخذ كعامل أساسي عند الترددات الميكروية.

يمكن أن يتم العزل بين العناصر عند الترددات المنخفضة بواسطة الوصلة العازلة. بهذه الطريقة، يحاط كل عنصر بديودات منحازة عكسياً كما هو موضح في الشكل (5–10).

هناك طرق أخرى لتأمين العزل في الدارات المتكاملة المنخفضة التردد ICs تتضمن العزل بالعازل الكهربائي، وعازل سليكون ذي بنية بلورية متعددة. إن الطرق المتبعة في العزل عند الترددات المنخفضة غير ملائمة عموماً للتطبيقات الميكروية لأنها تعطي سعة كبيرة بين العناصر وتستعمل القواعد التي ينخفض التي ينخفض أداؤها بشكل سريع عند الترددات العالية.

يمكن أن تستعمل تقنية العزل المقاوم عند الترددات الميكروية وهي نوع من العزل في الدارة الوحيدة الطبقة. وهذا ما يوضحه الشكل (5–11)، كما تستعمل قواعد ذات مقاومية عالية جداً. وذلك بوضع طبقة نصف ناقلة على القاعدة نفسها epitaxial كما في الشكل (5–11–أ) أو على شكل جيوب كما في الشكل (5–11–ب).

تشكل العناصر بمادة نصف ناقلة وكل زيادة في تلك المادة يجب إزالتها. توضع الوصلات وعناصر الدارة غير الفعالة في المناطق التي أزيلت منها مادة القاعدة.

نستعمل بعض الأحيان طبقتي أكسدة على كل من الوجه العلوي والسفلي للقاعدة، أي ما بين القاعدة ونموذج المعدن لتقليل تيار التسريب .

تنتشر القدرة الميكروية في القاعدة النصف ناقلة للعنصر الوحيد الطبقة. إذا استعملت دارة الخط الشرائحي Microstrip، يستعمل الأرضي كما هو مبين في الشكل (5–11–أ)، وينتشر تدفق القدرة بكامله من خلال القاعدة ومن أجل الأداء الميكروي الجيد، يجب أن تظهر القاعدة كمادة عازلة منخفضة الضياع. عندما يستعمل مرشد الأمواج المستوي coplanar waveguide أو دارة العناصر المجمعة، تنتشر القدرة تماماً في كل من القاعدة والفراغ فوق القاعدة، لكن تبقى محصورة في القاعدة.

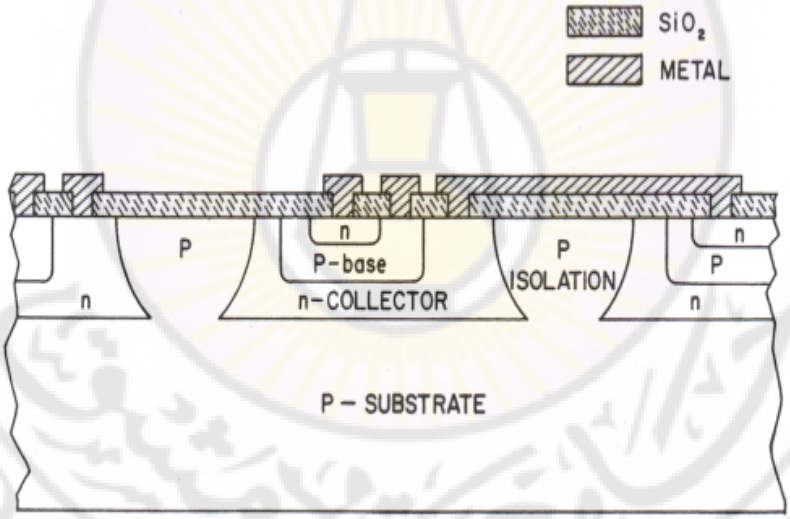
يبين الشكل (5–12) مثال لدارة ميكروية وحيدة الطبقة، لمازج بنهاية واحدة 60GHz مستخدماً ديودات شوتكي ومصنعاً على قاعدة من أزرنيخ الغاليوم GaAs عالية المقاومية.يوجد عدة تقنيات من أجل الدمج الوحيد الطبقة والتي لا تتطلب قواعد نصف ناقلة. يشار إليها غالباً بدارات شبه الوحيدة الطبقة. إن طرق الدمج هي الطبقة المغايرة heteroepitaxy على القواعد

العازلة والقواعد المعلقة في الهواء.

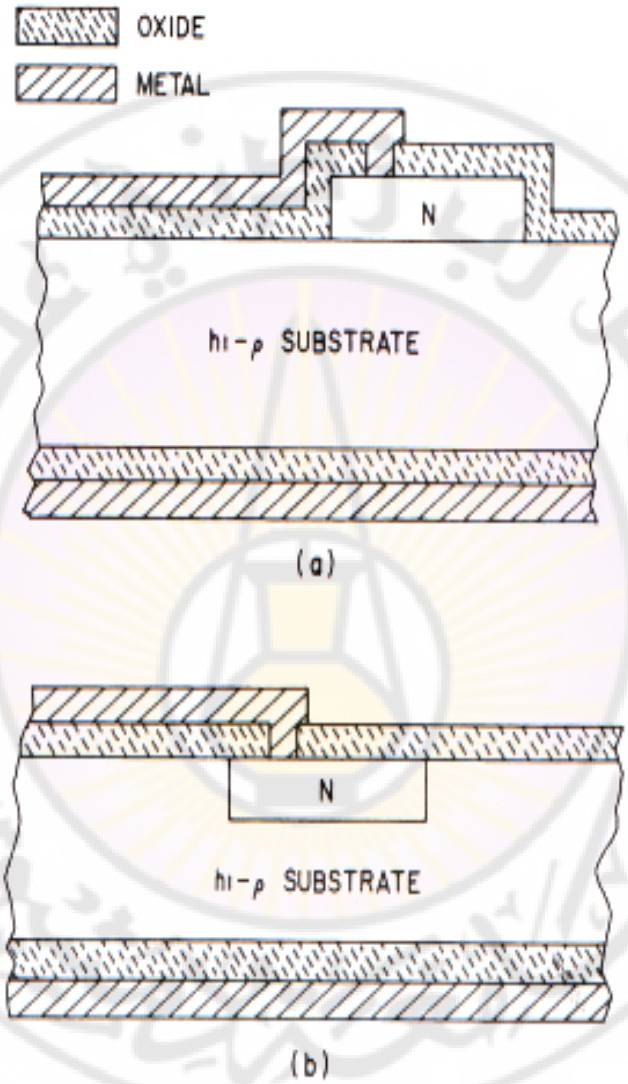
في تقريب الطبقة المغايرة heteroepitaxy ، توضع أنصاف النواقل فوق القواعد غير الفعالة والتي تكون عبارة عن مناطق شبكية تتوافق تماماً مع نصف الناقل.

تبنى طبقات السليكون النصف ناقلة على قواعد الصفير sapphire (الياقوت الأزرق) والإسبينل (spinel) بينما تبنى أزرنيخ الغاليوم على الإسبينل.

إن معظم تطبيقات السليكون على الياقوت الأزرق الناجحة (silicon on sapphire : SOS) تخصص للدارات غير الميكروية (Metal-Oxide-Silicon : MOS). مع تقريب SOS، تحذف السعات الطفيلية للقاعدة ودارات MOS تصنع للعمل عند السرعات العالية جداً من تلك الدارات على قواعد السليكون. لذلك تستعمل تقنية SOS عند الترددات الميكروية من أجل مفتاح (switch) PIN ومهتزات IMPATT .



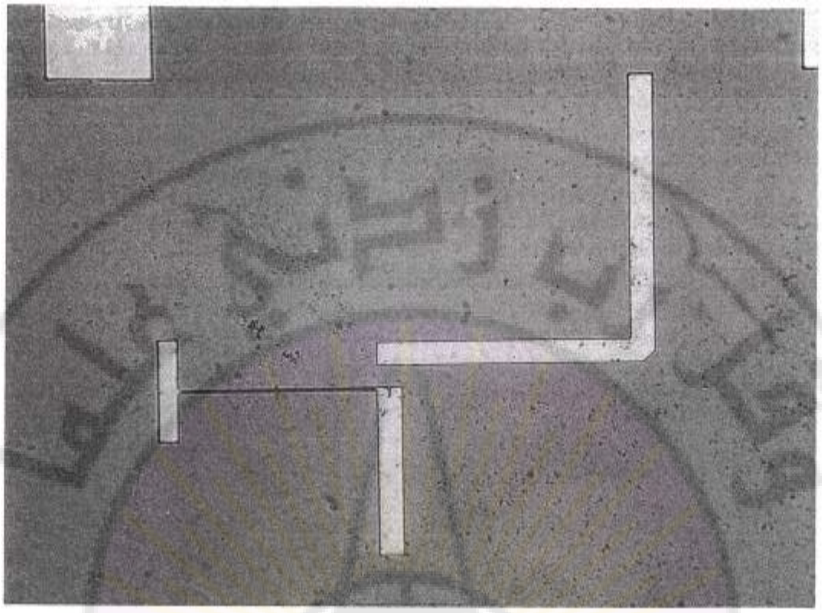
الشكل 5–10 : الدارة المتكاملة الوحيدة الطبقة التقليدية مع وصلات العزل.



الشكل 5-11 :

الدارة المتكاملة على قاعدة عالية المقاومية.

أ- طبقة نصف ناقلة epitaxial ب- جيوب نصف ناقلة epitaxial

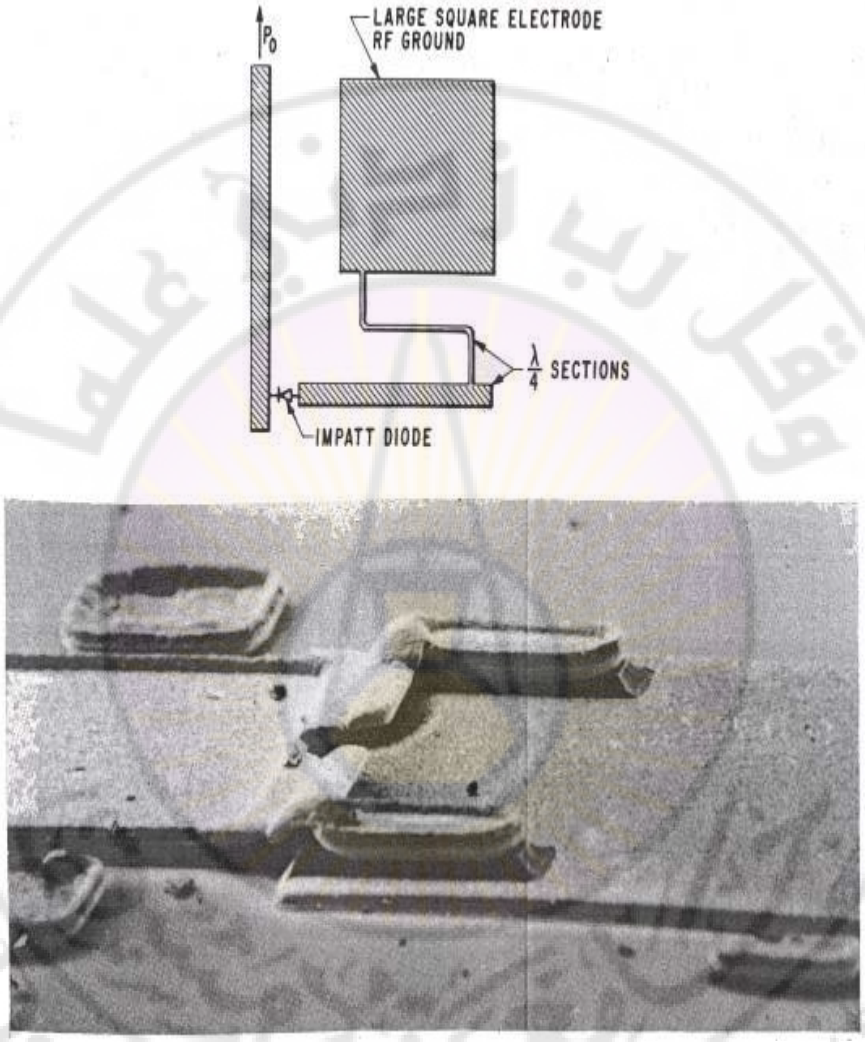


الشكل 5-12 : مازج بنهاية واحدة 60GHz على قاعدة GaAs عالية المقاومية.

يبين الشكل (5-13) مهتز IMPATT . أنتج هذا العنصر للعمل عند 13.8GHz و 10mw.

في التقريب الثاني، الدارة المعلقة بالهواء، يستعمل معدن ذو ثقل نوعي عال بين عناصر الدارة والتي تبنى على قاعدة نصف ناقلة. القسم الزائد من السليكون والذي لا يشكل قسماً من العنصر نقوم بإزالته من الدارة والتي تشكل العناصر المعلقة، مثل بقع من السليكون في المعدن ذي الثقل النوعي العالي. استعملت هذه التقنية لتصنيع مكبر خطي لإشارة صغيرة ويعمل عند 1GHz.

تصنع بنفس التقنية الترانزيستورات وعناصر شبكة الانحياز، من ناحية أخرى، فإن عدد عناصر الدارة الردية من أجل توليف المكبر تصنع خارجياً على الدارة الوحيدة الطبقة.



الشكل 5-13 : مهتز IMPATT باستعمال الدارة المتكاملة SOS –الدارة المصممة – الدارة المنفذة.

5-2-2 التقنية الهجينة Hybrid Technology

يوجد نوعان أساسيان من التقنيات الهجينة من أجل دارات التردد المنخفض، طريقة الفيلم الرقيق Thin-film و طريقة الفيلم الثخين Thick-film . إن الأسماء العامة للأفلام الرقيقة والثخينة لا يمكن أن تطبق على التطبيقات الميكروية فيما مضى، بصرف النظر عن التقنية المستخدمة، الأفلام الناقلة يجب أن تكون من مرتبة ثلاث إلى خمس مرات من ثخانة عمق التغلغل δ_S .

من ناحية أخرى، فإن العمليات المستخدمة من أجل هاتين التقنيتين يمكن أن تؤخذ بعين الاعتبار من أجل الدارات الميكروية.

حيث أن طريقة الناقل ذي الفيلم الثخين من أجل التردد المنخفض تتعلق بتطبيق عجينة تحوي على جزيئات معدنية إلى القاعدة للفيلم عن طريق تعريضها للحرارة العالية.

يعرف نموذج الناقل عادة بطباعة العجينة المعدنية عبر الفيلم الحساس، كما يمكن أن يعرف النموذج بالحفر بعد تثبيت الفيلم الحساس بواسطة التعرض للحرارة العالية.

تتضمن طريقة الفيلم الرقيق في الترددات المنخفضة الترسيب المفرغ للفيلم الرقيق بالتبخير أو الرش. تعرف نماذج الناقل عادة بالحفر و يمكن أن يستعمل الطلي في كلتا التقنيتين لزيادة ثخانة الناقل (يتطلب من ثلاث إلى خمس مرات من عمق التغلغل).

لتجنب الغموض، سوف نشير لتقنية الفيلم الثخين بدارات الفيلم المنفذة بالتعرض للحرارة العالية(الخبز). ونشير لتقنية الفيلم الرقيق بدارات الفيلم المنفذة عن طريق الترسيب. تتطلب عادة الأفلام المنفذة عن طريق التعرض للحرارة العالية (الخبز) وجه زجاجي في قاعدة السليكون من أجل الالتصاق بالقاعدة وهذا الوجه لا يكون موجوداً عادة في قواعد الميكروية العالية النوعية مثل 99.5 % من أجسام ثاني أكسيد الألمنيوم alumina.

من ناحية ثانية، يتواجد في القواعد ذات النقاوة المنخفضة. حتى يتم تنفيذ الالتصاق الجيد للأفلام عن طريق التعرض للحرارة العالية (الخبز) إلى القواعد العالية النوعية، يكون من الضروري استعمال قوة رابطة ميكانيكية والتي يمكن الحصول عليها باستعمال السطح الخشن على قاعدة السيراميك. يتم لصق الأفلام الموضوعة بالتفريغ إلى القواعد بواسطة القوة الكيميائية التي تعتمد على تشكيل أكسيد بين الناقل والقاعدة . يتشكل الأكسيد عادة بطبقة رقيقة على معدن عالي المقاومية نسبياً مثل الكروم chromium، التيتانيوم titanium أو التنتاليوم tantalum يمكن أن يتشكل الربط الكيميائي على سطح القاعدة الناعم جداً.

الميزة الهامة في التقنية الهجينة هي أنه يمكن استعمال أي عنصر من الجسم الصلب نظرياً،

بينما الطريقة الوحيدة الطبقة تسمح باستعمال فقط العناصر التي يمكن أن تبنى في قاعدة ما. أما السيئة في الدارات الهجينة هي أن العناصر الفعالة يجب أن تعالج، تثبت وتوصل إلى الدارات. وهذا يتطلب جهد ويعطي مفاعلية ردية طفيلية إضافية وتتغير من دارة إلى دارة بسبب عدم القدرة على التحكم بدقة بطول وموقع أسلاك التوصيل.

3-5 مقارنة بين الدارات الوحيدة الطبقة والهجينة

Comparison between Monolithic and Hybrid Circuits

لقد حققت الدارات المتكاملة المنخفضة التردد IC_S الوحيدة الطبقة نجاحاً من أجل التطبيقات الخطية Linear والرقمية Digital حيث يمكن أن تصنع مركبات الدارة المطلوبة كلها في الوقت ذاته.

في معظم الحالات، يمكن أن يستعمل العنصر نفسه (ترانزيستورات bipolar- MOS) من أجل المكبرات، الديودات، المقاومات والسعات بدون أي تغير في الأداء. تتطلب عدد من الدارات الرقمية مجموعة كبيرة من العناصر المتماثلة. لهذا السبب من الممكن الحصول على كثافة تعبئة عالية جداً وذات تكلفة منخفضة.

الدارات الميكروية تختلف تماماً عن دارات التردد المنخفض. حيث يوجد عدد قليل جداً من التطبيقات التي تتطلب أصفة معبأة تماماً بالعناصر المتماثلة وتستعمل نادراً العناصر الفعالة كمركبات غير فعالة.

تتطلب الدارات الرقمية والمرئية تخزين قدرة لفرق الكمون فقط وبالتالي لا تحتاج إلى الملفات. معظم التطبيقات الميكروية تقتضي تعريف المجال الترددي وهذا يستلزم تخزين القدرة الحركية بالإضافة إلى أن القدرة الكمونية تزيد عدد العناصر غير الفعالة المطلوبة. لذلك فإن كثافة التعبئة للدارات الميكروية النموذجية (مقاسة بدلالة سطح العنصر الفعال إلى السطح الكلي) تكون أقل بكثير من الدارات الرقمية IC_S. كمثال، يمكن أن يستخدم المكبر الترانزيستوري الميكروي 5% من السطح الكلي من أجل العنصر الفعال.

يمكن أن تصنع مئات من هذه المكبرات بنفس الوقت على رقاقة من السليكون 2.54cm. نفس الرقاقة، من ناحية ثانية، يمكن أن تلائم أكثر من 2000 ترانزيستور. إذا تم إنجاز 10% من السطح الكلي فإن الرقاقة يمكن أن تنتج 200 ترانزيستور أو عشرة مكبرات بمرحلة واحدة بطريقة الدارة الوحيدة الطبقة monolithic.

ولا يبدو بأن التقنية الوحيدة الطبقة ستضيف كلفة إضافية للدارات الميكروية. الأكثر من ذلك،

بما أن العناصر تبنى ضمنها أو على القاعدة، فمن الضروري استعمال النقاط العلوية للعنصر للوصل والتي يمكن أن تكون سيئة في بعض التطبيقات. يمكن أن تبنى النظم الفرعية من أجل تطبيقات التردد المنخفض أو الرقمي بنفس العناصر من أجل وظائف متعددة. من ناحية ثانية، تتطلب النظم الفرعية الميكروية عناصر متنوعة.

التقريب الأول للنظم الفرعية الوحيدة الطبقة monolithic يمكن أن يستعمل العملية نفسها (النصف ناقل epitaxy، الانصهار diffusion) من أجل كل العناصر، لكن يستعمل أسطحاً مختلفة الشكل، مثال ذلك، يمكن أن تستعمل عائلة ديودات PIN من أجل تطبيقات IMPATT، المفتاح Switch والسعة المولفة Varactor .

وهكذا يتبين بأن التقريب الوحيد الطبقة لا يقود إلى الأداء الأمثل مثل عدداً كبير من الفرضيات التي أدخلت. الأكثر من ذلك، يكون من الممكن تنمية أزرنيخ الغاليوم GaAs على السليكون Si والعكس غير عملي حتى الآن، لذلك، لا يمكن استعمال التركيب الأمثل من المواد في النظم الفرعية الوحيدة الطبقة. وبالتالي، يظهر من خلال المناقشة، بأن التقريب الوحيد الطبقة monolithic يكون غير ملائم من أجل النظم الفرعية، والدارات الميكروية.

التقنية الهجينة تسمح باستعمال عناصر متنوعة عديدة وتتجاوز عدد من الصعوبات في التقنية الوحيدة الطبقة. حتى اليوم، إن تقنية الشكل الهجين تستعمل تقريباً وحصرياً في المجال الترددي من 1GHz إلى 35GHz. من ناحية أخرى، فإن التقنية الوحيدة الطبقة monolithic تعتبر التقنية الأكثر استخدماً من أجل تطبيقات المستقبل.

إن الحسنة الأكثر أهمية في التقريب الوحيد الطبقة هي إنقاص التحريضيات الطفيلية المحيطة بالدارة والعنصر والتحكم بها. وهذه الحسنة تكون هامة جداً في الترددات الميكروية مما يجعل الدارة الوحيدة الطبقة الأكثر طلباً من أجل دارات الموجة المليمترية millimeter-wave circuits .

5-4 خواص القواعد النصف ناقلة العالية المقاومية

Properties of high Resistivity Semiconductor Substrates

تصنع أنصاف النواقل semiconductor العالية المقاومية من أجل القواعد substrate بالتنمية الصافية جداً بشكل متجانس ضمن الرقاقات، أو بإشابة الرقاقات بواسطة شوائب يمكن أن تنشأ مادة نصف ناقلة غير تامة، والتي تنتج نصف ناقل يسلك سلوك شبه عازل.

يمكن إشابة السليكون Si بالذهب Gold، أزرنيخ الغاليوم GaAs بالكروم Chromium،

النحاس Copper أو بأي شوائب أخرى للحصول على مادة عالية المقاومية. المقاومية من 1000Ω-cm إلى 5000Ω-cm تكون ممكنة بالسليكون Si بينما يمكن الحصول على مقاومية عالية جداً بإشابة أزرنيخ الغاليوم GaAs بالكروم النصف عازل :

من 10^6Ω-cm إلى 10^8Ω-cm . تم قياس خواص العازل ذي المقاومية العالية للسليكون Si وشبه العازل لأزرنيخ الغاليوم GaAs من 1GHz إلى 50GHz.

تبين بأن كلا المادتين تعطي ثابت عازلية كهربائي ذي قيمة ثابتة على المجال الترددي الواسع وتسلك سلوك العوازل الكهربائية الحقيقية.

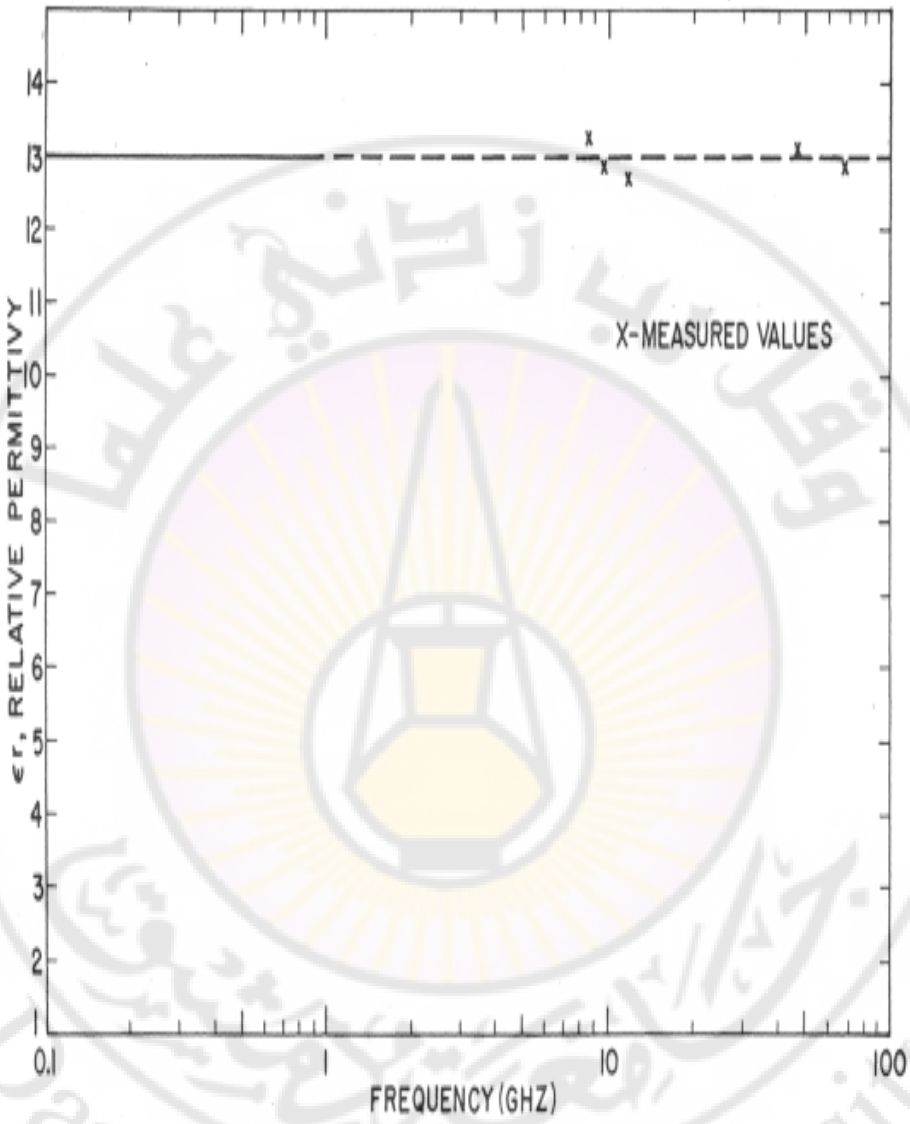
بسبب البنية الكريستالية الطبيعية لهذه المواد فإن ثابت العازلية الكهربائي النسبي يميل لأن يكون متنبأ به كقيمة ثابتة أكثر من قواعد السيراميك Ceramic غير الكريستالية مثل الألومينا Alumina. يوضح الشكل (5−14) القيم المقاسة لثابت العازلية النسبي ذي المقاومية العالية لـ GaAs. لذلك تكون خواص ثابت العازلية للغلاف الشبكي للمادة ثابتة على مجال واسع من درجات الحرارة.

من ناحية أخرى، تتغير المقاومية مع درجة الحرارة حيث تعتمد على تحريض الحوامل. فكلما ارتفعت الحرارة فوق درجة حرارة الغرفة، تتحرض الحوامل حرارياً والمقاومية resistivity تميل للانخفاض والعكس بالعكس (الشكل 5−15). يعطي الجدول (5−2) خواص بعض المواد العازلة الشائعة الاستخدام.

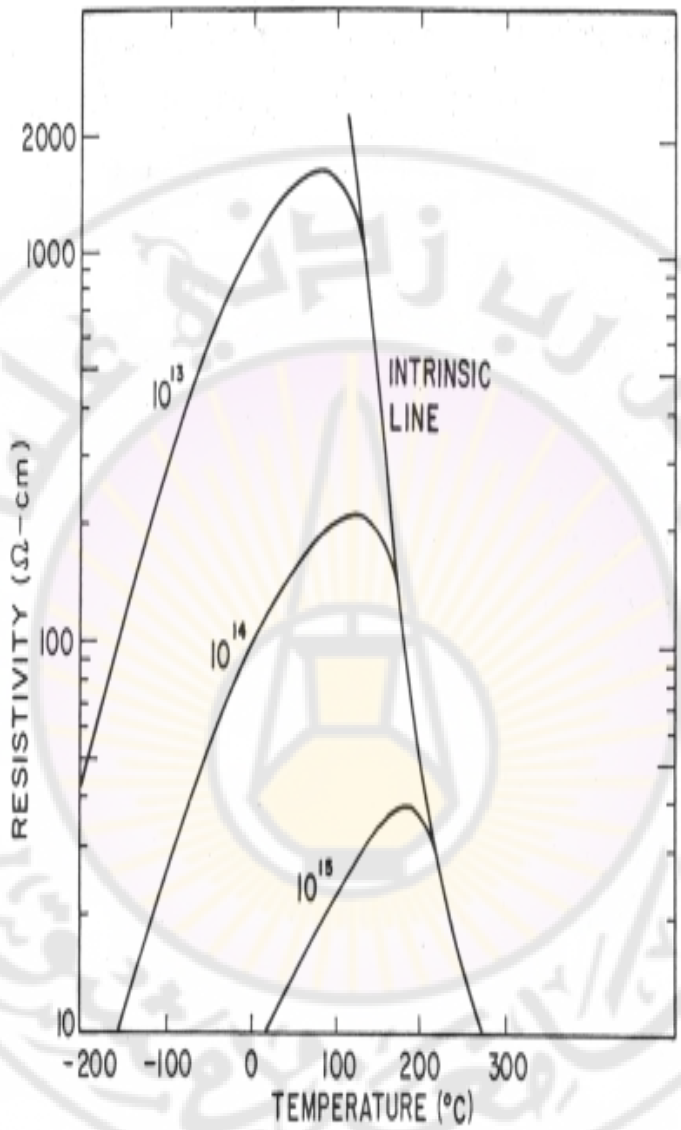
Material	roughnessμ_i	Tanδ -	E_r	K(W/cm^2)	MIC

	n	10GHz			Application
Alumina	2-8	$(1\text{-}2)\times10^{-4}$	8-10	0.2-0.3	Microstrip suspended substate
Sapphire	1	1×10^{-4}	9.3-11.7	0.4	Microstrip lumped element
Glass	1	20×10^{-4}	5	0.01	Lumped MIC_S
Beryllia	2-50	1×10^{-4}	6.6	2.5	Compound substrates
Rutile	10-100	4×10^{-4}	100	0.02	Microstrip slot-line coplanar
Ferrite /Garnet	10	2×10^{-4}	13-16	0.03	Microstrip nonreciprocal components
GaAs	1	16×10^{-4}	13	0.3	High frequency MIC_S
Si	1	$(1\text{-}10)\times10^{-3}$	12	0.9	Monolithic MIC_S

الجدول (5−2):خواص بعض المواد العازلة الشائعة الاستعمال



الشكل 5–14 : ثابت العازلية النسبي لـ GaAs كتابع للتردد.



الشكل 5–15 : مقاومية السليكون كتابع لدرجة الحرارة مع شوائب مركزة بالسم المكعب .

5–5 الدارات المتكاملة الميكروية الوحيدة الطبقة MMICs

Monolithic Microwave Integrated Circuits MMICs

ارتبط تطور الدارات المتكاملة الميكروية الوحيدة الطبقة MMICs باستعمال أزرنيخ الغاليوم GaAs. إن الدارات الميكروية العاملة على الأقل عند 20GHz والدارات الرقمية ذات السرعات العالية في مجال (Pico sec) وأقل يمكن أن تنفذ بسهولة هذه التقنية.

بداية زاد الاهتمام سريعاً في مجال التطبيق الرئيسي من أجل الدارات المتكاملة الميكروية الوحيدة الطبقة MMICs ليستخدم في المكبرات الأولية من المستقبلات الميكروية. لقد نشأ سوق ضخم لهذه الدارات MMICs في المجالات التالية :

1- نظم القمر الصنعي العسكري Military Satellite Systems.

2- الرادارات الصفيفية المزاح بالطور Phased-Array Radars .

يحتوي صفيف الرادار على عدد كبير من البقع (Patch) بحدود 5000-10000 بقعة.

3- نظم القمر الصنعي المدني Military Satellite Systems

خاصة في مستقبلات التلفزيون الحديثة.

تتضمن المتطلبات الرقمية العالية السرعة :

1- مقسمات التردد الرقمية Digital frequency dividers .

2- مولدات رمز الضجيج العشوائي Pseudo-noise code generators.

3- وحدات حساب سريعة جداً.

في المستقبل، من المرجح بأن تتطور دارات أزرنيخ الغاليوم بفعالية مع وظائف أنواع المعالجات السريعة. تربط الدارات المتكاملة الميكروية الوحيدة الطبقة عبر وصلات باستعمال خطوط النقل الشرائحية ولذلك فإن مثل هذه الخطوط تبقى البنيان الأكثر أهمية. أيضاً، فإن الدارات الهجينة يمكن أن تبقى ذات أهمية عند الترددات الأقل من الترددات التي تستعمل في تقانة الدارات المتكاملة الوحيدة الطبقة.

5-6 اختيار القاعدة من أجل الدارات الهجينة الصغرية
Choice of substrate for hybrid microcircuits

عدة عوامل تؤثر في عملية قرار الاختيار الصحيح لقاعدة ما من أجل أنواع معينة من الدارات المتكاملة الميكروية وتطبيقاتها من بينها ميكانيكية وحرارية بالإضافة إلى الناحية الالكترونية والاقتصادية.

إن طبيعة الأسئلة التي يجب أن تطرح يجب أن تتضمن :

1- هل يمكن أن يبرر سعر القاعدة في ضوء التطبيق والدارة المنتظرة / أسعار النظام؟

2- هل يجب أن تكون التقنية بالأفلام الرقيقة thin film أو الثخينة thick film ؟

3- ما هو المجال الترددي أو المجالات الترددية ؟

4- هل يمكن للسطح المنجز أن يكون جيد كفاية لحفظ ضياعات الناقل المسموحه- ويصون التصاق فيلم المعدن ؟

5- هل القوة الميكانيكية والناقليّ الحرارية كافية من أجل التطبيق المنتظر؟

6- هل القواعد متوفرة بمساحات كافية بالآخذ بعين الاعتبار تعقيد الدارة والترددات العاملة

هذه ليست القائمة الحصرية واعتبارات أخرى يمكن أن تزداد في بعض الحالات. قبل مقارنة المواد، يكون من المفيد وضع عدد من مواد القاعدة المتنوعة في جدول وهذا مبين في الجدول (5-2).إن مواد القواعد المبينة في الجدول (5-2) تستعمل غالباً في التطبيقات المبينة :

1- القواعد البلاستيكية Plastic substrates

الدارات التجريبية (الاختبارية) عند الترددات الأقل من عدة غيغاهرتز بالإضافة إلى صفيف الهوائيات من أجل الترددات الأعلى و ما وراء 20GHz. تستعمل polyolefin المشعة، Rexolite ، RT-duroid ومواد أخرى.

2- الألومينا Alumina

إنتاج الدارات من أجل الترددات حتى 20GHz . إن الصنف الذي يستعمل يعتمد على عدد من العوامل تتضمن اختيار تقنية التصنيع الأساسية : الفيلم الرقيق thin film أو الفيلم الثخين thick film. ضياعات الناقل والعازل نسبياً عالية وإنتاجية ضعيفة عادة تستثني 85% . مادة نظيفة (نقية).

3- الكوارتز quartz

إنتاج الدارات من أجل تطبيقات الموجة المليمترية بدءاً من 10GHz وحتى 300GHz .

إن ثابت العازلية الكهربائي المنخفض للكوارتز يسمح لعناصر الدارة الموزعة الكبيرة لأن تدمج.

بما أن قواعد الألومينا Alumina أصبحت أكثر استخداماً من أجل تصنيع الدارات عند أي تردد حتى حوالي 20GHz.

5-7 صنع الفيلم الرقيق Thin-Film Manufacture

إن الدارات الميكروية الهجينة تضع متطلبات صارمة على الدقة وإعادة عمل تقنية الدارة. هذه

المتطلبات يمكن أن توفق بعمليات تصنيع الفيلم الرقيق المضبوط تماماً والتي تستعمل لذلك من أجل غالبية الدارات المتكاملة الميكروية MIC_S. " الغرفة النظيفة clean-room " هي مناطق تستعمل من أجل هذه الغاية.

تشكل المعادن المختلفة الشحنة المادية، الذهب والنحاس تكون الاستعمال الشائع. بسبب الناقلية العالية وأيضاً السعر المنخفض، فإن النحاس يكون المفضل ولكن يجب أن يبخر فيلم الذهب النهائي فوق النحاس لتزويد طبقة حماية بيئية.

يمكن أن تحدد الثخانة الضرورية لفيلم المعدن بالأخذ بعين الاعتبار عمق التغلغل في المعدن عند التردد الأدنى المفيد. بأخذنا التردد الأدنى حوالي 4GHz فإن عمق التغلغل في النحاس يكون بحدود 1μm. ولذلك ينصح بأن تكون ثخانة النحاس أربع مرات من عمق التغلغل ولذلك يجب أن تكون الثخانة المطلوبة بحدود μm(5-4). الإجراءات المستخدمة عادة من أجل صنع الدارة يمكن أن تتصور كإجراءات الدارة المطبوعة. تتضمن التقنيات العملية ثلاث مراحل أساسية :

1- تبخير أو نثر طبقة رقيقة جداً " الطبقة الأساسية " من معدن ملائم على سطح القاعدة.

2- تبخير أو نثر طبقة رقيقة جداً من معدن ناقل على الطبقة الأساسية.

3- تلبس كهربائياً شحنة المعدن الناقل على الطبقة السابقة.

المراحل 1 و 2 تزود بالترتيب الطبقات الأساسية الميكانيكية والكهربائية التي عليها يلبس كهربائياً شحنة المعدن الناقل الجيدة النوعية. تختلف التقنيات بشكل رئيسي في اختيار التبخير أو النثر، وبالطريقة التي عرفت بها الدارات (استعمال طرق الليثوغرافيا photolithographic). في إحدى التقنيات المبرهنة جيداً المرحلة 1 تتضمن أقل أو تساوي 200A° من الكروم chromium ، المرحلة 2 تشمل طبقة النحاس بالثخانة نفسها ويلبس النحاس تقريباً بـ 5μm في المرحلة 3 . تنتج الطبقات الرقيقة جداً بواسطة المغنترون magnetron الناثر حيث الحقول الكهربائية والمغناطيسية المشتركة تنتج التأين الفعال لشحنة المعدن (النحاس) تنجذب الأيونات باتجاه القاعدة الهدف التي تسلك سلوك المصعد.يمكن أن يتمم العمل تبعاً لتعريف الدارة إما بتقنية الصفيحة النهائية Plate through أو بتقنية الحفر الخلفي Etch-back.

5-7-1 تقنية الصفيحة النهائية Plate-through technique

القواعد التي رتبت بمواصفات عالية تكون سطوعها مطلية بالنثر كما شرح سابقاً. بعد ذلك توضع طبقة مقاومة ضوئية بنفس ثخانة فيلم المعدن النهائي على السطوح (spun) . يتبع ذلك

تعريضه للأشعة فوق البنفسجية ultraviolet عبر القناع الضوئي التماسي الدقيق بعملية متتابعة حسب متطلبات النموذج ليعطي نموذج الخطوط لتشكيل نموذج الدارة و عند ذلك تزال طبقة المقاومة الضوئية ونزيد طبقة التغطية على عناصر الدارة المطبوعة عن طريق النثر .

5-7-2 تقنية الحفر الخلفي Etch-back technique

عندما تبدأ عملية تغطية القواعد بمعدن الأفلام الرقيقة بواسطة النثر تماماً كما شرحنا سابقاً. و توضع طبقة المقاومة الضوئية على السطوح في هذه الحالة ، من ناحية ثانية ، ترتب مرحلة القناع الضوئي وبالتالي المناطق الكبيرة من السطح حيث لا تتطلب المعدن تترك بدون حماية بواسطة طبقة المقاومة الضوئية عند هذه المرحلة ، يكون قد عرف النموذج تماماً عبر النموذج الدقيق لطبقة المقاومة الضوئية عبر الطبقات المنثورة الرقيقة .

إن عملية الحفر الخلفي Etching Back عندها تحذف المعدن من المناطق غير المطلوبة والتي نثرت بالأساس.

إن التلبيس الكهربائي ينتج الثخانة النهائية المطلوبة .لهذه التقنية محاسن عديدة وهي :

- يمكن استعمال طبقة المقاومة الضوئية رقيقة جداً بحدود 0.5µm .
- التلبيس يكون أكثر انتظاماً.
- حواف الخطوط الشرائحية تكون أكثر استقامة .

من ناحية أخرى ،من أجل عمل طبقة المقاومة الضوئية الرقيقة جداً بشكل مرض يجب أن يكون سطح القاعدة أملس إلى أبعد الحدود ونظيفاً من الغبار أو الحبيبات الرملية (و إلا فإن الطبقة تصبح مثقبة). إن طبقات الياقوت Sapphire مع سطحها الضوئي الناعم تكون جيدة لمثل هذا العمل .

5-7-2-1 صنع الفيلم الثخين Thick-Film Manufacture

لقد أصبحت تقنية الفيلم الثخين موطدة بشكل جيد في صناعة الدارات الدقيقة الهايبردية المنخفضة التكلفة عند الترددات الأقل من الترددات الميكروية ومن أجل النظم الفرعية الرقمية المجملة بشكل مكثف.والفوائد الكبيرة هي في تخفيض التكلفة مقارنة مع تقنية الأفلام الرقيقة

وحتى مع تقنية الدارات المتكاملة الوحيدة الطبقة monolithic وخاصة عندما تحتوي على سلسلة من إنتاج العجينة المعدنية Batch.

لقد طورت مواد الفيلم الثخين وتقنياتها من أجل الدارات المتكاملة الميكروية MICs العاملة عند الترددات 20GHz .وبيّنا أن الضياعات المرتبطة بنواقل الفيلم الثخين هي بحدود 20% أسوأ بالمقارنة مع تلك المرتبطة مع نواقل الفيلم الرقيق.

وقد تم تنفيذ الدارات بشكل مرض مثل مرشحات وصلة الدارة المفتوحة والمرتبطة على التوازي ، الروابط الاتجاهية المتوازنة، المخمدات وسويات الاستطاعة .

وبشكل عام نصادف طريقتين من أجل التصنيع الرخيص للدارات المتكاملة الميكروية MICs بتقنية الفيلم الثخين .

- تطبع نماذج الفيلم الثخين ونرشق على طبقة السيراميك عادة الألومينا Alumina ونادراً الكوارتز Quartz .
- تستعمل تقنية الدارة المطبوعة لحفر النموذج المرغوب في النحاس المغطي .وإن

مثل هذه الطريقة تكون بسيطة وأقل تطلباً من ناحية التجهيزات والبيئة من تقنية الفيلم الرقيق

5-7-2-2العجينة ،الطباعة والإجراءات من أجل الدارات المتكاملة الميكروية بالفيلم الثخين Pasts, Printing and Processing For Think Film MICs

إن المعدن ،عادة الذهب ، الذي يشكل آخر نواقل الدارة الدقيقة يكون متوفر مبدئياً عند مصنعي الدارات كعجينة أو حبر موجود في مرطبات .

توضع عدة ميلي لترات من هذه العجينة على شبكة ناعمة " الدريئة " مع مناطق مفتوحة من أجل نموذج الدارة وجزء من هذه العجينة يضغط عبر هذه المناطق المفتوحة وتستمر على سطح القاعدة المضبوطة بشكل قوي إلى الدريئة .

ترسب،تجفف وثم تعرض للشوي المتتابع للطبقة الثخينة ، حيث تكون المعدن الصافي. إن ثخانة الفيلم الحالي تكون حوالي مرتين من الفيلم الرقيق أي بحدود 10µm.

الفصل السادس

الصمامات الميكروية

Microwave Tubes

6- مقدمة

تشكل الصمامات الميكروية منابع الإشارة الرئيسية في نظم الرادار العالية الاستطاعة. ويعد المغنترون Magnetron أكثر الصمامات استعمالاً ويمكنه تزويد عدة كيلو واط من الموجة المستمرة CW كاستطاعة خرج وعدة ميغا واط أو أكثر من ذروة الاستطاعة Peak Power في العملية النبضية.

ويستعمل أيضاً من أجل تطبيقات التسخين الصناعية وفي أفران الميكروويف. إن مكبر صمام الموجة الراحلة (Traveling-wave-tube) باستطاعة خرج تصل إلى 10w أو أكثر يعتبر القسم الأهم في الاتصالات بالأقمار الصنعية (السواتل). إن صمام الكلايسترون klystron يمكن أن يعمل كمهتز أو كمكبر. ويمكن أن يصمم من أجل تطبيقات استطاعة خرج منخفضة أو عالية.

في تطبيقات الاستطاعة المنخفضة فإن الكلايسترون يستعمل عموماً كمهتز محلي في المستقبلات ولكن الآن استبدل بمهتزات الجسم الصلب. لقد حلت مهتزات الجسم الصلب مكان الصمامات الميكروية في عدد من تطبيقات المرسلات ذات الاستطاعة المنخفضة. إن متطلبات الاستطاعة العالية يمكن أن تحقق فقط بالصمامات الميكروية، وبالتالي فإنها تعتبر العنصر الرئيسي من أجل عدد من النظم.

تخفق صمامات التردد المنخفض التقليدية، مثل تريود Triodes، في العمل عند الترددات الميكروية لأن زمن عبور الإلكترون من المهبط Cathode إلى الشبكة Grid يصبح جزء هام من فترة الإشارة الجيبية التي تكبر.

بكلمة أخرى، فإن زمن الانتشار مهم والقيود الموجودة في دارات التردد المنخفض تكون موجودة أيضاً في صمامات التردد المنخفض. وتصمم الصمامات الميكروية لاستعمال ظاهرة انتشار الموجة نحو أفضل ميزة. وهناك نوعان أساسيان من الصمامات الميكروية أحدها يستعمل الفجوات الرنانة الكهرطيسية (الكلايسترون وبعض المغنترونات) والآخر يستعمل دارات الموجة البطيئة (صمامات الموجة الراحلة).

وكلا النوعين يستعملان حزمة الكترونات التي عليها يمكن أن تحرض موجات الشحن الحيزية Space-charge waves و موجات السيكلوترون (Cyclotron waves) .

تكون موجات الشحن الحيزية ذات اهتزازات طولانية للالكترونات وتتفاعل مع الحقول الكهرطيسية في الفجوات الرنانة ودارات الموجة البطيئة لإعطاء التكبير.

إن الغاية من هذا الفصل هي فحص طبيعة حزم الالكترونات وموجات الشحن الحيزية التي يمكن أن تدعم. بالإضافة، إن تفاعل حزم الالكترونات مع الفجوة الميكروية أو دارات الموجة البطيئة يجب أن تدرس بهدف شرح مبادئ عمل عدد من الصمامات الميكروية المختلفة.

يمكن أن يستعمل تقريبين في تحليل السلوك الديناميكي لحزمة الالكترونات:

التقريب الأول المستعمل هو التقريب القذفي (Ballistic) أو لاغرانجيان (Lagrangian)

في هذا التقريب تدرس حركة الإلكترون الإفرادي بالتفصيل، وعلى اعتبار أن الإلكترونات الأخرى تسلك نفس الطريق. فيكون للتقريب القذفي ميزة السماح ببعض الخطية أو الإشارة الكبيرة، والتي يمكن معالجة أثرها ببساطة.

التقريب الثاني هو تقريب الحقل، وأحياناً يدعى التقريب الهيدروديناميكي (Hydrodynamical) أو علم الموائع:

في هذا التقريب تعالج حزمة الالكترونات بشكل أساسي كالسائل المشحون. إن تغيرات الحقل التي تصف (السرعة، كثافة الشحن، التيار المتناوب، الخ ...) تدخل في أي نقطة عشوائية كتابع للزمن. إن تقريب الحقل الذي يقود إلى موجات الشحن الحيزية هو الأكثر استعمالاً ويعالج الأنواع المختلفة للصمامات الميكروية بنفس الطريقة الرياضية. ونستخدم هنا فقط تقريب الحقل. إن التحليل الدقيق للصمام الميكروي في غاية الصعوبة ومجهد في استنتاجه. كما هو الحال في أي مسألة فيزيائية، من الضروري إدخال بعض الفرضيات المبسطة بهدف الوصول لنموذج رياضي الذي يمكنه تحليله بدون كثير من التعقيدات. إن نجاح النظرية المبسطة عندئذ يجب أن تكون محكومة بمدى تنبؤها وقبولها مع النتائج العملية.

إن عدداً من الفقرات في بداية هذا الفصل تناقش من النماذج المستعملة من أجل حزم الالكترونات وانتشار موجات الشحن الحيزية على هذه الحزم.

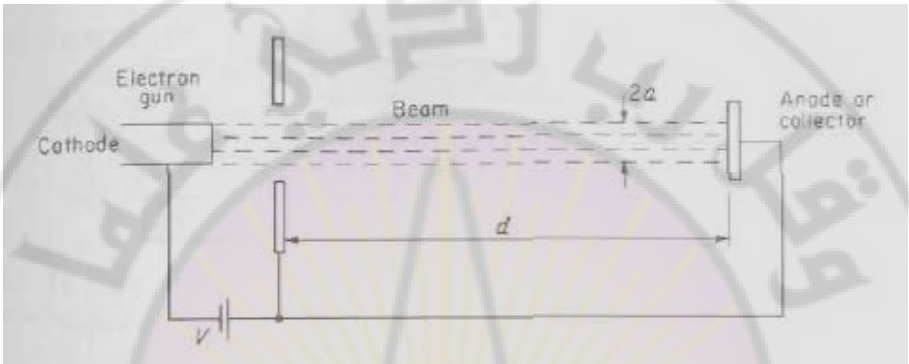
إن المعادلات الأساسية هي معادلات ماكسويل و قوانين نيوتن، بالإضافة إلى معادلة قوة لورنتز Lorentz. إن معادلة الحركة من أجل عنصر الشحنة تكون معادلة غير خطية، ولكن يمكن جعلها خطية بفرض شروط الإشارة الصغيرة، الخ.. كل الكميات المتناوبة تكون صغيرة بالمقارنة مع الكميات المستمرة. سوف نأخذ بعين الاعتبار وضعية الإشارة الصغيرة لاستنتاج المبادئ الأساسية لعمل الصمامات الميكروية. إن تحليل الإشارة الكبيرة يكون معقداً كثيراً للمعالجة وهذه النظرية لم تصل إلى التطوير التام.

6-1 حزم الالكترونات مع شروط التيار المستمر
Electron beam with dc conditions

تنتج حزم الالكترونات المنتظمة السرعة v_0 بواسطة مدفع الالكترونات المناسب المؤلف من مهبط cathode، الأقطاب الكهربائية المسرعة، والأقطاب الكهربائية الموجهة. يبين الشكل (6-1) مخططاً توضيحياً لحزمة الكترونات اسطوانية بنصف قطر a . إذا كان فرق الجهد عبرها V حيث يسرع الإلكترون، فإن السرعة يمكن أن تعطى بالعلاقة :

$$v_0 = \left(\frac{2Ve}{m}\right)^{1/2} = 5.93\times10^5\, V^{1/2} \qquad m/s \qquad (1-6)$$

حيث $-e = 1.60 \times10^{-19}$ C هي شحنة الإلكترون و $m = 9.11 \times 10^{-31}$ kg هي كتلة الإلكترون. من أجل $V = 1000$V، فإن $v_0 = 1.87 \times 10^7$ m/s .



الشكل 6-1 : حزمة الالكترونات الأسطوانية.

إن قوة كولون المتنافرة أو قوة الشحن الحيزية المستمرة تتسبب في تبعثر حزمة الالكترونات مسببة حركة قطرية للالكترونات. إن قوة الشحن الحيزية تكون متناسبة مع كثافة الحزمة إلى عدد الالكترونات بوحدة الحجم.

من أجل كثافة الحزم العادية المستعملة في الصمامات الميكروية ($10^{12} - 10^{15}$). إن تبعثر الحزمة المعزو لقوى الشحن الحيزية يكون مهملاً إذا كانت منطقة الجرف صغيرة (d تكون صغيرة في الشكل 6-1). هذا الشرط يوجد في عدد من الكلايسترونات ولكن في صمامات الموجة الراحلة فإن الحزمة يجب أن ترحل عبر مسافات والتي تكون طويلة بما فيها الكفاية

يجب أن ترحل عبر مسافات والتي تكون طويلة بما فيها الكفاية حيث يمكن أن يحدث تبعثرات كبيرة نسبياً إلا إذا احتفظت بها بعض الوسائل مع الحزمة أو وجهت للاستخدام.

إن الوسائل التي تكون فيها قوى الشحن الحيزية المستمرة معادلة تقود إلى ثلاث نماذج مستعملة للحزم. هذه النماذج سوف تناقش فيما بعد.

1- حزم الايونات المعادلة

Ion-neutralized beam

مع التفريغ العالي المستعمل في الصمام الميكروي، يبقى عدد كبير من جزيئات الغاز المحايدة موجود وعدد من ذرات الغاز تصبح مؤينة بواسطة التصادم مع قدرة الالكترونات العالية نسبياً.

إن وجود الايونات الموجبة سوف يميل لمعادلة حزمة الكترونات الشحن الحيزية السالبة.

من ناحية ثانية، فإن الايونات الموجبة لا تدخل في الاعتبار ضمن التفاعل المتبادل بين الحقل الكهرطيسي العالي التردد والحزمة لأن كتلتها نكون على الأقل 1.8 مرة أكبر من كتلة الإلكترون، ولذلك تكون الحركة المتناوبة للايونات مهملة بالمقارنة مع تلك للإلكترون.

بالرغم من أن كل حزم الالكترونات تعادل ضمن نطاق ما، فمن النادر أن تنجز معادلة الشحنة الحيزية للإلكترون.

إن هدف التحليل الرياضي لحزمة الالكترونات المعادلة بالايونات يسلم به في بعض الأحيان كنموذج.

2- الحزمة مع التدفق المحصور محورياً

Beam with axially confined flow

إذا طبق حقل مغناطيسي ساكن كبير جداً B_0 باتجاه سرعة الحزمة، فإن أثره يقيد الالكترونات من التحرك في الاتجاه القطري. إن قوى الشحنة الحيزية تميل لمنح السرعة القطرية للالكترونات. وبذلك، ينتج الحقل المغناطيسي B_0 قوة $-e\ v_r \times B_0$ التي تجعل الالكترونات تنفذ الحركة الدائرية حول خطوط الحقل المغناطيسي وبالتالي تمنع الحزمة من التبعثر في الاتجاه القطري.

باتجاه الحزمة المركزة مغناطيسياً فإن الحقل المغناطيسي يكون له خطوط تدفق رفيعة عبر سطح المهبط، كما هو مبين بالشكل (6-2- أ).

يمكن أن يحدث تبعثر لبعض الالكترونات عبر خطوط الحقل المغناطيسي، ولكن إذا كان B_0 كبيراً بما فيه الكفاية، فإن كمية التبعثر للحزمة يمكن أن تبقى صغيرة. من أجل غرض التحليل الرياضي، يكون من الأنسب فرض أن B_0 يكون متناهياً حيث في هذه الحالة لا يمكن حدوث حركة الكترونات في الاتجاه العرضي.

إن التحليل لسلوك الحزمة تحت شروط التيار المتناوب يكون مبسطاً بشكل كبير حيث أن حركة الإلكترون يمكن الآن أن تحدث فقط في الاتجاه المحوري (أي حركة أحادية البعد). يستعمل عادة نموذج التدفق المحصور محورياً في معالجة صمامات الموجة الراحلة.

3- تدفق بريلوين Brillouin flow

في تدفق بريلوين (الذي سيوصف)، لا يسمح للحقل المغناطيسي المحوري بالانتشار عبر سطح المهبط. بما أن خطوط الحقل تكون مستمرة، فيجب أن تتحرك بعيداً عن منطقة الحزمة في الاتجاه القطري بالقرب من المهبط كما هو مبين في الشكل (6-2-ب). عندما تدخل الحزمة في منطقة الحقل المغناطيسي، فإنها تأخذ حركة منتظمة عند تردد لارمور Larmor الذي يساوي $\omega_l = eB_0/2m$ بواسطة الحقل المغناطيسي.

في الإحداثيات الأسطوانية r ، ¢ ، z ، تكون معادلة الحركة من أجل إلكترون واحد :

$$m\frac{dv}{dt} = -e\left(E + v\times B\right)$$

ويمكن أن تكتب على شكل مركبات كما يلي :

$$\frac{d^2r}{dt^2} - r\left(\frac{d\phi}{dt}\right)^2 = -\frac{e}{m}\left(E_r + rB_0\frac{d\phi}{dt}\right) \qquad (6\text{-}2\text{-أ})$$

$$r\frac{d^2\phi}{dt^2} + 2\frac{dr}{dt}\frac{d\phi}{dt} = \frac{e}{m}B_0\frac{dr}{dt} \qquad (6\text{-}2\text{-ب})$$

$$\frac{d^2z}{dt^2} = 0 \qquad \frac{dz}{dt} = v_0 \qquad (6\text{-}2\text{-ج})$$

في المنطقة حيث $B = B_0\, a_z$ ، يفرض أن $E_¢ = E_z = 0$.

إن الحقل الكهربائي القطري يمكن أن يحسب باستعمال قانون (gauss). إذا كانت كثافة الشحن للتيار المستمر للحزمة $-\rho_0$ ، عند ذلك $2\pi r D_r = -\pi r^2\rho_0$ ، أو $E_r = -r\rho_0/2\varepsilon_0$. إن قوة الشحن الحيزية القطرية للإلكترون تكون عند ذلك $eE_r = -r\,e\rho_0/2\varepsilon_0$ ، إذا كان $d^2\phi/dt^2 = 0$.

يمكن أن نجد من المعادلة (6-2-ب) أن :

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega_l = \frac{e\,B_0}{2m} \qquad (3\text{-}6)$$

إذا كان هذا الحل يحقق المعادلة (26-2-أ) وبجعلنا أيضاً d^2r/dt^2 يتناهى نحو الصفر، فإننا نحتاج :

$$r\,\omega_l^2 = \frac{e}{m}\left(-\frac{r\,\rho_0}{2\varepsilon_0} + r\,B_0\omega_l\right)$$

أو:

$$\omega_l^2 = \frac{e\,\rho_0}{2m\varepsilon_0} = \frac{\omega_p^2}{2} \qquad (4-6)$$

حيث $\omega_p = (e\,\rho_0/m\varepsilon_0)^{1/2}$ يدعى بتردد البلازما.

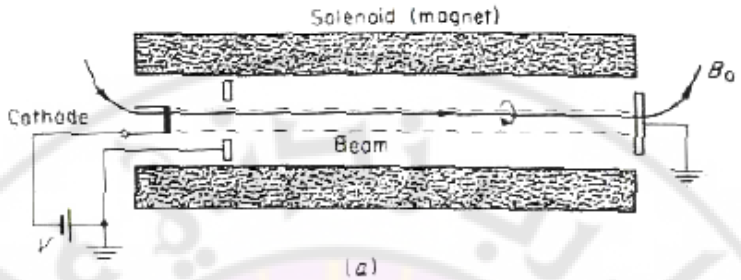
إن القيم النموذجية من أجل الحزم المستخدمة في الصمامات الميكروية تتدرج $(10^7 .. 10^9)$ إذا اختير الحقل المركز B_0 بحيث يحقق المعادلة (6-4)، فإنه لا يوجد تسارع قطري للالكترونات. إن شرط التوازن في الاتجاه القطري هو حالياً توازن القوى القطرية المتجهة نحو الخارج $-eE_r$ المعزوة للشحنة الحيزية و $m\omega_l^2 r$ المعزوة للتسارع النابذ مقابل قوة الحقل المغناطيسي القطري المتجهة نحو الداخل $e\omega_l r\,B_0$. يشار إلى تدفق حزمة الالكترونات تحت هذه الشروط بتدفق بريلوين Brillouin.

بالرغم من أننا بينا الشروط من أجل تدفق بريلوين ضمن منطقة حقل B_0 المنتظمة، ولكن لم نبين بأن الحزمة المغادرة للمهبط بسرعة v_0a_z ستفرض خصائص تدفق بريلوين كما دخلت ضمن منطقة حقل B_0 المنتظمة عبر منطقة الحقل غير المنتظمة مقابل المهبط.

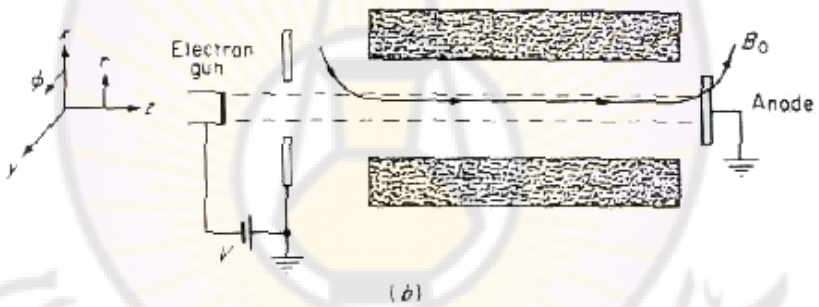
لإظهار ذلك يتطلب برهان أن تغير الزاوية اللحظية للحزمة من القيمة البدائية صفر إلى القيمة النهائية من أجل تدفق بريلوين تساوي تكامل الزمن للطوق الدائري ev_0B_{0r} المنتج بمركبة الحقل المغناطيسية القطرية في المنطقة غير المنتظمة.

يمكن أن تنجز الشروط المطلوبة لتدفق بريلوين في الحياة العملية حتى إذا تم معادلة الحزمة بالايونات بشكل جزئي، طالما ρ_0 لا تساوي الصفر، أي أن قيمة B_0 يمكن أن توجد من المعادلة (6-4).

من ناحية ثانية، يكون سلوك تدفق بريلوين تحت شروط التيار المتناوب أكثر تعقيداً للمعالجة حيث يسمح بالحركة العرضية. من أجل هذا السبب يكون نموذج التدفق المحصور محورياً الأكثر استخداماً. يستعمل في صمام الموجة الراحلة نوع M الصفيحة المستوية حيث يشار إلى نوع الحزم التماثلية بتدفق بريلوين المسطح.



الشكل 6–2 : أ– التركيز المغناطيسي من أجل التدفق المحصور محورياً .



الشكل 6–2–ب : التركيز المغناطيسي من أجل تدفق Brillouin

6–2 الكلايسترون ذو الفجوتين Tow-cavity

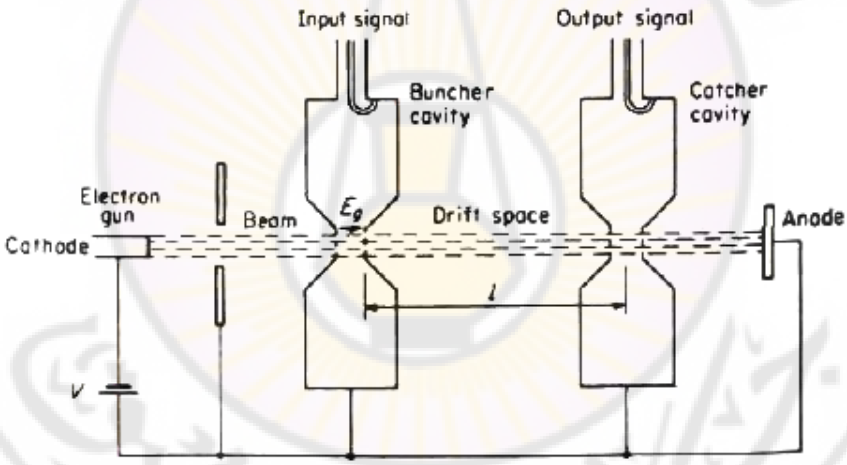
يوضح الشكل (6–3) مكبر الكلايسترون النموذجي ذا الفجوتين الرنانتين. تحرض الفجوة الرنانة الأولى بإشارة الدخل التي يمكن أن تترابط مع الفجوة بواسطة حلقة من الخط المحوري أو فتحة من مرشد الأمواج.

تعمل الفجوة الرنانة الأولى كدخل وتعديل السرعة للحزمة. تفصل الفجوة الرنانة الثانية عن الفجوة الرنانة الأولى بمنطقة جرف طولها l والتي تختار مثالياً بحيث أن التيار المتناوب عند الفجوة الرنانة الثانية يكون أعظمياً. وعند ذلك تتحرض الفجوة الرنانة الثانية بإشارة متناوبة

منقولة على الحزمة بشكل سرعة معدلة ناتجة عن التيار المتناوب.

إن التيار على الحزمة يتناسب مع معدل التحريض على الفجوة الرنانة الثانية ويكون أكبر بكثير من مستواه في الفجوة الرنانة الأولى، وعندئذ يحدث التكبير. تؤخذ إشارة الخرج من الفجوة الرنانة الثانية.

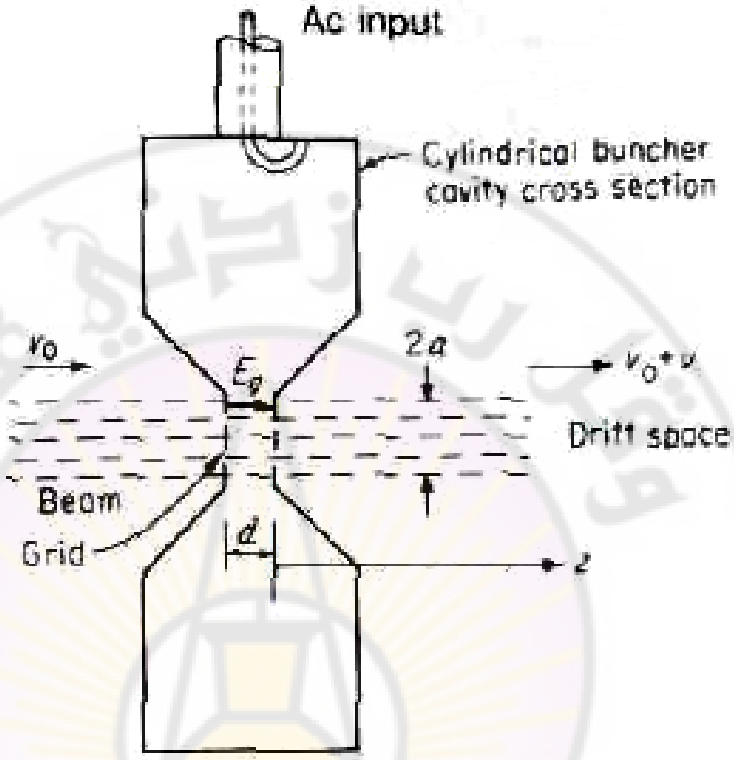
إحدى أشكال تحليل الكلايسترون يبدأ بدارة مكافئة بمحددات موزعة من أجل فجوة رنانة الخرج ويقيم تدفق التيار في هذه الدارة المكافئة من حزمة الالكترونات المارة عبر الفجوة الرنانة بحساب معدل التغير مع الزمن للشحن المتحرضة عند الشبكة في مركز الفجوة الرنانة. يعطي هذا التحليل صورة صحيحة لسلوك الكلايسترون، ولكن يخفق في توضيح آلية تفاعل الحقل الكهرطيسي مع الحزمة كما حدث ضمن الفجوة.



الشكل 6-3 : مكبر الكلايسترون ذو الفجوتين الرنانتين

لقد بينا في الفقرة 6-1 وجود موجات الشحن الحيزية على حزم الالكترونات، إن تحريض موجات الشحن الحيزية ينتج تعديل للسرعة على هذه الحزم. وتعديل السرعة في صمام الكلايسترون يتم بمرور الحزمة عبر شبكات التحكم المتلاصقة بشكل محكم والموضوعة في مركز الفجوة الرنانة الأسطوانية للدخل كما هو مبين في الشكل (6-4).

إن الشكل الخاص للفجوة الرنانة يختار بهدف تحقيق متطلبات شدة الحقل المتناوبة العالية عبر الشبكات (حيث تتطلب تباعداً صغيراً بين شبكات التحكم).



الشكل 6-4 : تعديل السرعة لحزمة الالكترونات.

عندما تختار المسافة بين الفجوتين وجهد تسريع الالكترونات V بحيث أن المناطق ذات الشحنات الأعلى تعبر شقوق الشبكة للفجوة الرنانة للخرج بطور صحيح ويؤدي ذلك إلى التكبير. يصل مردوده إلى 40% عملياً.

يمكن زيادة تكبير الكلايسترون بإضافة عدة فجوات رنانة، بتكبير طول الصمام (في حالة التلفزيون الملون) متعدد الفجوات الرنانة يصبح هناك ضرورة لحقل مغناطيسي محوري لتركيز الإلكترونات. تعتمد فعالية الكلايسترون كمكبر على كون الفجوتين مولفتين إلى التردد الصحيح وعلى فرق الجهد بين المهبط والمصعد بحيث يؤدي التنضيد الصحيح في الفراغ بين الفجوتين وهذا يعني أن الكلايسترون عنصر مولف يصمم بحيث يعمل عند تردد وحيد. لتحويل المكبر إلى هزاز يجب إجراء عملية التغذية العكسية بالطور الصحيح من الخرج إلى الدخل كما يمكن

أن يستخدم كمضاعف للتردد.

6–3 الكلايسترون العاكس Reflex klystron

هو صمام مهتز يبنى على آلية التغذية العكسية. يستخدم نفس الفجوة الرنانة من أجل الدخل ومن أجل الخرج. يبين الشكل (6–5) بنية الكلايسترون العاكس.

آلية العمل :

بفرض وجود حقل متناوب أولي في الفجوة الرنانة، تعدل سرعة الحزمة عندما تمر خلال الفجوة الرنانة. عند دخولها منطقة الجرف، فإن سرعة حزمة الالكترونات تكون بطيئة وتنعكس بواسطة الحقل للتيار المستمر الناشئ بواسطة القطب العاكس وبجهد $-V_r$. وهكذا فإن الحزمة تصمم بحيث تمر عبر الفجوة الرنانة ثانية، ولكن في الاتجاه المعاكس. باختيار جهد العاكس V_r ، فإن الحزمة يكون لها القدرة على عبور الفجوة الرنانة مرة أخرى حيث تكون زاوية طور التيار المتناوب متوافقة مع ذلك للحقل المحرض.

استخداماته :

يستخدم كمذبذب مخبري وفي أجهزة الاستقبال. يمكن ضبط تردد الكلايسترون العاكس إما عن طريق تغيير تردد الفجوة الرنانة (ضبط واسع) أو عن طريق جهد العاكس (ضبط دقيق).

6–4 المغنترون Magnetron

خصص هذا القسم للوصف النوعي لمهتز المغنترون. تتألف البنية الأساسية للمغنترون من عدد من الفجوات الرنانة المتماثلة موضوعة بشكل أسطواني حول المهبط cathode كما هو مبين في الشكل (6–6).

يستعمل مغناطيس دائم لإنتاج حقل مغناطيسي عمودي على المقطع العرضي. يبقى المصعد محافظاً على جهد موجب عالي V_a بالنسبة للمهبط. تسرع الالكترونات المنبعثة من المهبط باتجاه المصعد. ووجود الحقل المغناطيسي B_0 ينتج قوة ev_rB_0 - في الاتجاه السمتي Azimutal والتي تسبب الانحراف لمسار الإلكترون في نفس الاتجاه.

إذا كان نصف قطر المهبط a ونصف قطر المصعد b ، فإن الجهد عند أي نصف قطر r يكون :

$$V(r) = V_a \cdot \frac{[\ln(r/a)]}{[\ln(b/a)]}$$

تعطى سرعة الإلكترون عند نصف القطر هذا بالعلاقة :

$$v_r = [2\eta V(r)]^{1/2}$$

يمكن للإلكترون أن ينفذ حركة دائرية، عند نصف القطر r ، حول المهبط إذا توازنت تماماً القوة النابذة الخارجة mv^2/r وقوة الحقل الكهربائية القطرية $-eE_r = eV_a/[r\ln(b/a)]$ مع القوة المغناطيسية الداخلة $ev(r)B_0$. من أجل الحركة الدائرية عند نصف قطر r ويكون لدينا :

$$\frac{mv^2}{r} + \frac{eV_a}{r\ln(b/a)} = evB_0 \qquad (6-5-\text{أ})$$

إن $v = \omega_e r$ ، حيث ω_e سرعة الإلكترون الزاوية :

$$\omega_e^2 - \eta B_0 \omega_e + \frac{\eta V_a}{r\ln(b/a)} = 0 \qquad (6-5-\text{ب})$$

يمكن حل المعادلة (6−5) من أجل جهد تسارع المهبط−المصعد V_a :

$$V_a = \left(\omega_e r^2 \ln\frac{b}{a}\right)\left(B_0 - \frac{\omega_e}{\eta}\right) \qquad (6-6)$$

هذه القيمة V_a سوف تسمح للإلكترون بتنفيذ حركة دائرية عند نصف القطر r وبسرعة زاوية ω_e .

إذا كان الآن هناك وجود للحقل المغناطيسي المتناوب وتنتشر في الاتجاه السمتي بسرعة طور مساوية لسرعة الإلكترون $\omega_e r$ ، فيحدث تفاعل متبادل بين الحقل وسحابة الالكترونات المارة.

إن إمكانية هذا النوع من الحقل الكهرطيسي المتواجد ستناقش فيما يلي:

إن المغنترون المتعدد الفجوات الرنانة هو بنية دورية في الاتجاه السمتي المتساوي الأبعاد أو بزاوية ¢ . إذا كان هناك N فجوة رنانة فإن الدورة تكون $2\pi / N$.

بموجب نظرية Folquet's ، كل مركبة حقل يمكن أن تنشر على الشكل :

$$\varphi(r,\phi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_n(r) \cdot e^{-J\beta\phi - J\,2n\pi\phi/p}$$

(7−6)

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_n(r) \cdot e^{-J\beta\phi - J\,nN\phi}$$

حيث الدور $p = 2\pi / N$. ولكن بما أن البنية تغلق على نفسها ، $\varphi(r,2\pi)=\varphi(r,0)$. إن القيم الممكنة فقط لـ β والتي تعمل β2π ، مساوية إلى مضاعفات 2π هي :

$$\beta_m = m \qquad m = 0, \pm 1, \pm 2, ... \tag{8−6}$$

من أجل قيم معينة لـ β ، فإن التردد المطابق ω يصبح معيناً، وليكن ω_m ، تردد الرنين من أجل النمط mth . بكلمة أخرى، عندما $\omega = \omega_m$ ، نحصل على قيمة m من أجل β_m. وهكذا فإن مركبة الحقل يكون لها الشكل :

$$\varphi_m(r,\phi) \cdot e^{J\omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varphi_n(r) \cdot e^{-J(m+nM)\phi + J\omega_m t}$$

إن سرعة الطور في الاتجاه السمتي المتساوي ¢ من أجل لتوافقية الفراغية nth لنط الرنين mth تكون :

$$v_{p,nm} = \frac{\omega_m r}{\beta_{mn}} = \frac{\omega_m r}{m + nN} \tag{9−6}$$

عند نصف قطر r ، وتكون سرعة الطور الزاوية ω_m / β_{mn} .

إن النمط المألوف المستعمل في مهتز المغنترون هو النمط π ، حيث تغير الطور بين الفجوات الرنانة هو π أو 180° . كل فجوة رنانة مع الثغرة العائدة لها تعمل كخط نقل دارة مقصورة بطول ربع طول الموجة وعند ذلك يكون الحقل الكهربائي أعظمياً عبر الثغرة. من أجل النمط π فإن الحقل يكون موجهاً بشكل معاكس في الفجوات الرنانة المتجاورة.

يعطى في الشكل (6−5) مخطط خطوط الحقل الكهربائي في فجوتين رنانتين. من أجل النمط

π، β_m ¢ = m¢ يجب أن تساوي π من أجل التغير بـ ¢ المساوي إلى دورة $2\pi / N$. عند ذلك $m = N / 2$ ، وسرعة الطور من أجل التوافقية الفراغية *nth* تصبح :

$$v_{p,n\,N/2} = \frac{2\omega_{N/2} r}{N(1+2n)} \qquad (10-6)$$

من أجل الحصول على تفاعل متبادل بين سحابة الالكترونات وإحدى التوافقيات الفراغية عند نصف القطر r ، يجب أن نختار V_a بحيث أن $\omega_e r = v(r) = v_{p,nN/2}$ أو :

$$\omega_e = \frac{2\omega_{N/2}}{N(1+2n)} \qquad (11-6)$$

إن الجهد المطلوب V_a للحصول على التزامن بين سحابة الالكترونات والحقل المتناوب يمكن أن يوجد من المعادلة (6−6). إذا اخترنا قيمة لـ r في منتصف الطريق بين المهبط والمصعد ، ولتكن $r = (b + a)/2$ ونشير إلى أن القيمة b / a في المغنترونات المثالية تكون صغيرة بما فيها الكفاية بحيث أن $\ln(b/a) = 2(b-a)/(b+a)$ ، نحصل :

$$V_a = \frac{\omega_m}{m+nN}\frac{b^2-a^2}{2}\left(B_0 - \frac{\omega_m/\eta}{m+nN}\right) \qquad (12-6)$$

وبشكل عام :

$$V_a = \frac{2\omega_{N/2}}{N(1+2n)}\frac{b^2-a^2}{2}\left(B_0 - \frac{2\omega_{N/2}}{\eta N(1+2n)}\right) \qquad (13-6)$$

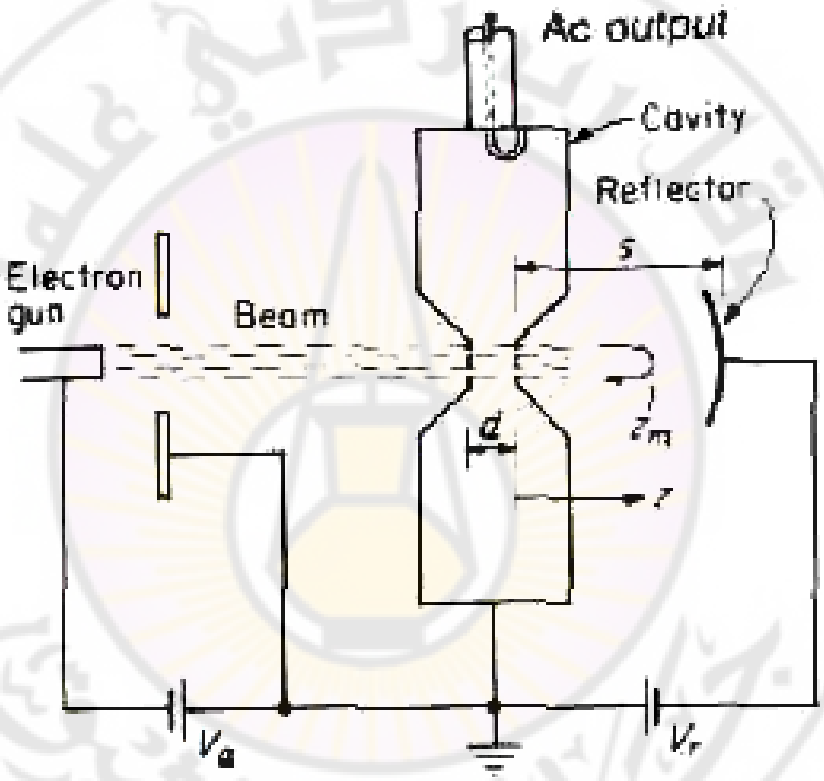
من أجل النمط π حيث $m = N / 2$.

من وجهة النظر الفيزيائية فإن التزامن بين سحابة الالكترونات والتوافقية الفراغية *nth* و للحقل المتناوب يقتضي أن تلك الالكترونات الموجودة في الحقل حيث $E_¢$ تعمل على إبطاء الالكترونات سوف تعطي قدرة للحقل. كلما تباطأت الالكترونات فإنها تتحرك قطرياً نحو الخارج (أنظر المعادلة 6−5) وتلتقط بواسطة المصعد.

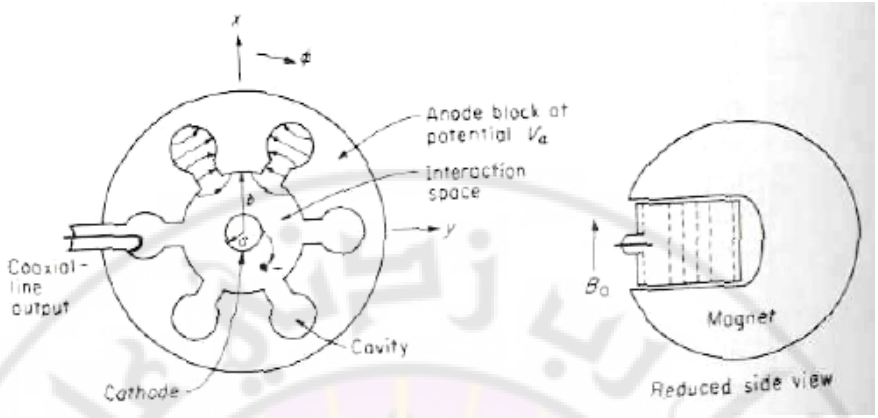
إن الالكترونات التي سرعت بواسطة الحقل المتناوب تتحرك نحو المهبط حتى تصبح على فرق طور متناسب وصحيح حتى يمكنها أن تعطي قدرة للحقل. عندما يتم حدوث ذلك، فإنها تتباطأ

وتلتف باتجاه المصعد. وهكذا فإن الالكترونات التي ضاعت ضمن منطقة التفاعل المتبادل تصرف استطاعة عالية بالمهبط مما يتوجب علينا تبريده جيداً وذلك بغاز أو سائل.

يتم الحصول على الاستطاعة المتناوبة من إحدى الفجوات الرنانة بواسطة حلقة من خط محوري كما هو مبين بالشكل (6-5) أو بواسطة مرشد الأمواج.



الشكل 6-5 : الكلايسترون العاكس.

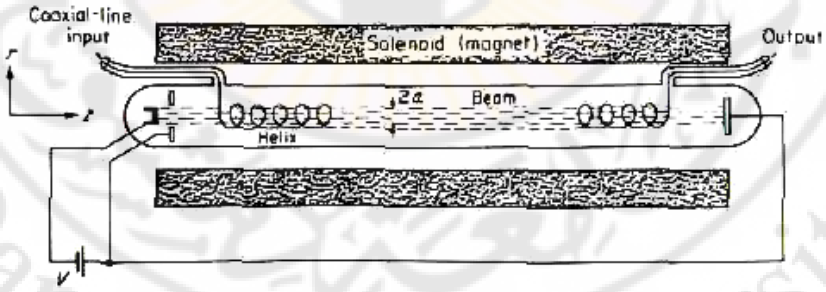


الشكل 6-6 : المغنترون المتعدد الفجوات الرنانة.

6-5 صمام الموجة الراحلة نوع – O

O- Typ Traveling-wave tube

يستعمل صمام الموجه الراحلة العادي، نوع O ، حزمة الالكترونات المركزة مغناطيسياً وبنية الموجة–البطيئة مثل الحلزون. تضبط سرعة حزمة الالكترونات لتكون مساوية تقريباً



الشكل 6-7 : صمام الموجة الراحلة نوع O .

للمساعدة في فهم صمام الموجة الراحلة، يمكن أن نشير بأنه يمكن أن يرى كعدد كبير من ثغرات الفجوة الرنانة المتلاصقة والعاملة كالكلايسترون متعدد الفجوات. إن اللفات المتجاورة للولب يمكن أن تعتبر كثغرة.

والميزة الرئيسية في صمام الموجة الراحلة مقارنة مع الكلايسترون أنه يعمل ضمن مجال عريض من الترددات ويقدم ربحاً بحدود من (30-50)dB أو أكثر بلأوكتاف. إن الاستطاعة المعالجة به تتدرج من الملي وات إلى الميغا وات.

6-6 صمام الموجة الراحلة نوع – M

M- Type Traveling-wave tube

إن المغنترون– نوع صمام الموجة الراحلة هو نسخة خطية من المغنترون الأسطواني. يوضح الشكل (6–7) مخطط الصمام من نوع M باستعمال دارة الموجة البطيئة المتموجة. وتكون حزمة الالكترونات عريضة كثيراً بالمقارنة مع سخنها ويمكن تشبيهها بحزمة صفيحية. يطبق جهد V_a بين المهبط غير المصدر للالكترونات sole وبين كتلة المصعد anode . ويطبق حقل مغناطيسي ساكن كبير في الاتجاه العمودي لسرعة الحزمة $v_0 a_z$ ، وينشأ حقل كهربائي ساكن $-E_a a_y$ من المصعد إلى المهبط غير الفعال sole ذي الجهد V_a. الالكترونات المتحركة والمتجهة إلى أعلى من المهبط عند الجهد V_c تنحرف بواسطة الحقل المغناطيسي ضمن حزمة تتحرك في الاتجاه الموجب لـ z .

إن النوع المرغوب من التدفق هو ذلك فقط ذو السرعة $v_0(y)$ الموجهة باتجاه z ، حيث يكون تابعاً لـ y . يحدث تدفق الالكترونات عند تصالب الحقل E و B والذي هو المغنترون من نوع الصمام.

من أجل التدفق الثابت، $v_0(y)a_z$ لا تتغير مع المسافة z . إذا أشرنا إلى $V(y)$ للجهد عند أي قيمة عشوائية لـ y بين المهبط غير الفعال و كتلة المصعد، يجب أن يكون لدينا توازن بين القوة المغناطيسية :

$$-e v_0(y) a_z \times a_x B_0 = -e B_0 v_0(y) a_y$$

وقوة الحقل الكهربائي $a_y e \partial V/\partial y$. أي :

$$\frac{\partial V}{\partial y} = v_0(y) B_0 \qquad (14-6)$$

إن السرعة $v_0(y)$ يمكن أن توجد بدءاً من معادلة القدرة:

$$\frac{1}{2} m v_0^2(y) = e(V - V_c)$$

إن المشتق بالنسبة لـ y يعطي :

$$v_0(y)\frac{\partial v_0}{\partial y} = \eta \frac{\partial V}{\partial y} \qquad (15-6)$$

إن الجهد $V(y)$ يزداد عند الجهد المطبق V_a وعند الجهد المستمر للشحن الحيزية ضمن الحزمة. تحت شروط التوازن فإن القوة المؤثرة $-e(E+\mathrm{v}\times B_0)$ على الإلكترون تكون صفراً. إن تفرق هذه المعادلة يعطي :

$$\nabla \cdot E + \nabla \cdot \vee \times B_0 = 0 = -\frac{\rho_0 s}{\varepsilon_0} + B_0 \frac{\partial v_0}{\partial y} \qquad (16-6)$$

حيث :

$B_0 = B_0 a_x$ و $\mathrm{v} = v a_z$

$-\rho_0$ تعبر عن كثافة الشحن الحيزية السالبة

s هو عامل يعطي كسر الشحن الحيزية التي لم تعادل بواسطة الايونات الموجبة.

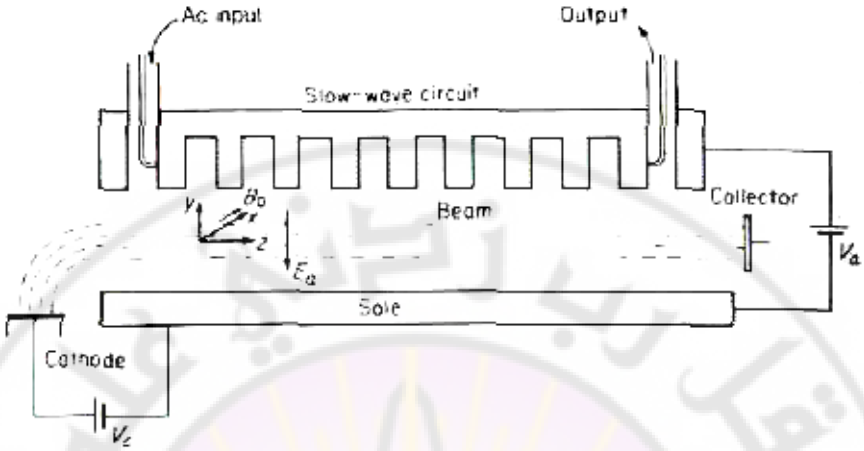
من أجل عدم وجود ايونات موجبة يكون $s = 1$. إذا فرضنا أن $s = 1$ ، فإن مجموعة المعادلات (6−14) إلى (6−16) يمكن أن تتم فقط إذا كان :

$$\omega_c^2 = \eta^2 B_0^2 = \frac{\rho_0 \eta}{\varepsilon_0} = \omega_p^2 \qquad (17-6)$$

$$\omega_c = \omega_p$$

ويمكن أن تحدد بحذف $\partial v_0/\partial y$, $\partial V/\partial y$. عندما يتحقق هذا الشرط، فإن التدفق يشار إليه بتدفق Brillouin المسطح.

بهذا النموذج من أجل الحزمة، يمكن حل موجات الشحن الحيزية التي يمكن أن تنتشر على حزم الالكترونات. بوجود بنية الموجة البطيئة فإن ثوابت الانتشار يمكن أن تضطرب ويحدث تكبير الموجة بنفس الطريقة التي تمت في صمام الموجة الراحلة نوع O.



الشكل 6-7 : صمام الموجة الراحلة نوع M .

6-7 غيروترون Gyrotrons

تتطلب المغنترونات Magnetrons والكلايسترونات Klystrons فجوات رنانة لدعم الحقل الكهرطيسي الذي يتفاعل مع حزم الالكترونات. ويتطلب صمام الموجة الراحلة بنية موجة بطيئة، هذه البنيات يكون لها أبعاد متناسبة خطياً مع طول الموجة العاملة وتصبح صغيرة جداً عند أطوال الموجات المليمترية. كلما زاد التردد تصغر أبعاد الموجة المليمترية وأبعاد المنطقة المتوفرة من أجل حزم الالكترونات وتنقص استطاعة الخرج الناتجة بشكل سريع بحيث تتناسب عكساً مع مربع التردد. وهكذا عند الترددات من مرتبة 100GHz وأعلى فإن الصمامات الميكروية التقليدية تصبح غير قادرة على إنتاج استطاعة خرج بمرتبة الكيلووات.

تم تطوير صمام جديد حديثاً لا يعتمد على استعمال الفجوات الرنانة أو بنيات الموجة البطيئة. في الغيروترون Gyrotrons فإن الحقل الكهرطيسي يتفاعل مع الحركة الدورانية cyclotron للالكترونات في الحقل الكهرطيسي الساكن القوي .

عندما يتأثر الإلكترون بقوة حقل مغناطيسي ثابتة، فإن حركته في المستوي العمودي للحقل المغناطيسي تكون دائرية. باستعمال حقل مغناطيسي قوي بما فيه الكفاية، فإن تردد الدوران يدعى بتردد الدوران cyclotron frequency ، يمكن أن يكون ضمن مجال التردد المطابق للأمواج المليمترية.

إن التفاعل المتبادل للحقل الميكروي الذي يكون له نفس التردد مثل تردد الدوران للالكترونات يحدث تكبير الموجة.

وهكذا فإن مرشد الأمواج الذي تمر خلاله حزمة الالكترونات والذي يتحمل الحقل الكهرطيسي يكون غير محدد بالقطر من أجل استخدام بنية رنانة أو بنية موجة بطيئة. وكنتيجة فإن قيود الحجم الأساسية التقليدية في الصمامات الميكروية لا توجد في صمام الـ غيروترون.

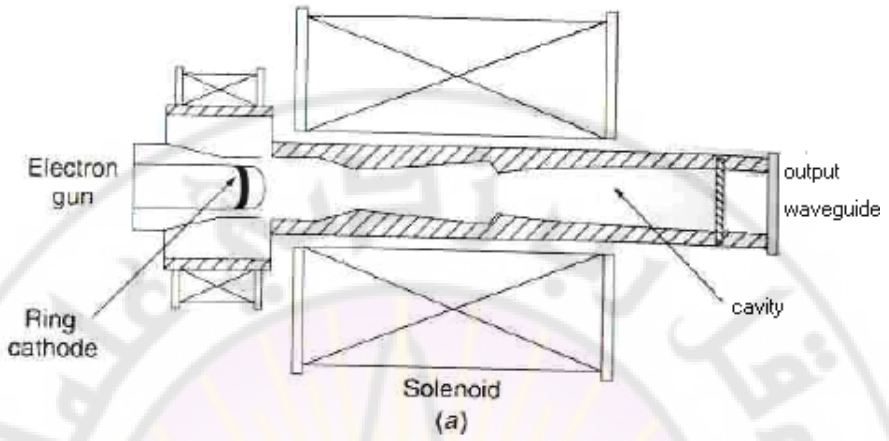
يوجد ثلاث أشكال شائعة لصمامات غيروترون و هذه الصمامات هي مهتز غيرومونترون gyromonotron oscillator ، غيرو– صمام الموجة الراحلة gyro-TWT صمام الموجة الراحلة)، و غيروكلايسترون gyroklystron .يوضح الشكل (6–8) رسماً مبسطاً لصمامات غيروترون gyrotrons الثلاثة.

كل صمام يحتوي على مغنترون–نوع مدفع الكترونات الذي يعطي سرعة قطرية عالية للالكترونات قبل أن تدخل في منطقة الحقل الكهرطيسي العالي.

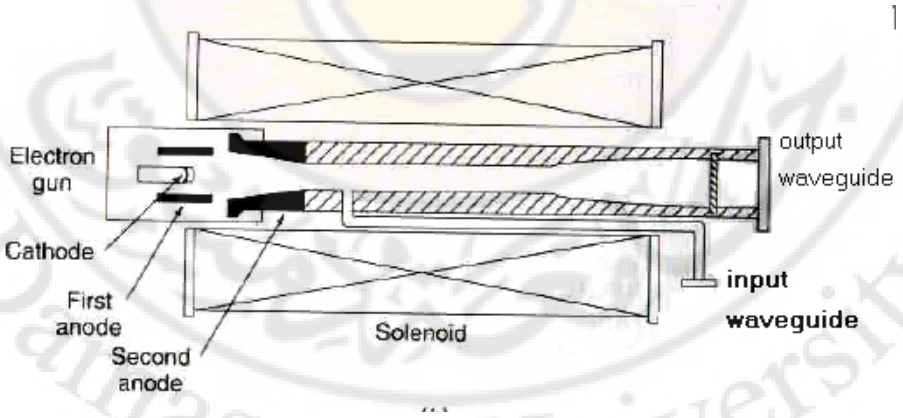
يتم الحصول على الحقل المغناطيسي الساكن الكبيرإما بواسطة الملف اللولبي المبرد بسائل أو الملف اللولبي ذي الناقلية العالية.

في مهتز غيرومونترون gyromonotron oscillator المبين في الشكل (6–8–أ)، تكون منطقة التفاعل عبارة عن مرشد أمواج دائري موسع والذي يمكن أن ينقل أنماط الانتشار المختلفة.

يؤخذ المخرج من مرشد أمواج الخرج عبر نافذة شفافة والتي تستعمل أيضاً مثل مانع مفرغ من أجل الصمام. في صمام مكبر الموجة الراحلة gyro-TWT Amplifier تترابط إشارة الدخل ضمن دخل منطقة التفاعل عبر مرشد أمواج كما هو مبين بالشكل (6–8–ب). يزود دخل الإشارة الميكروية العنقود الأولي لالكترونات الحزمة. تكبر إشارة الدخل في مرشد الأمواج الدائري الذي أبعاده تكون كبيرة بما فيها الكفاية لدعم عدد من أنماط الانتشار الممكنة. وتكون حزمة الالكترونات على شكل حزمة مجوفة بنصف قطر إلى حد أن تتفاعل بقوة مع نمط واحد أو عدد من الأنماط من أنماط مرشد الأمواج الدائري.



الشكل 6-8-أ : مهتز غيرومونترون gyromonotron oscillator



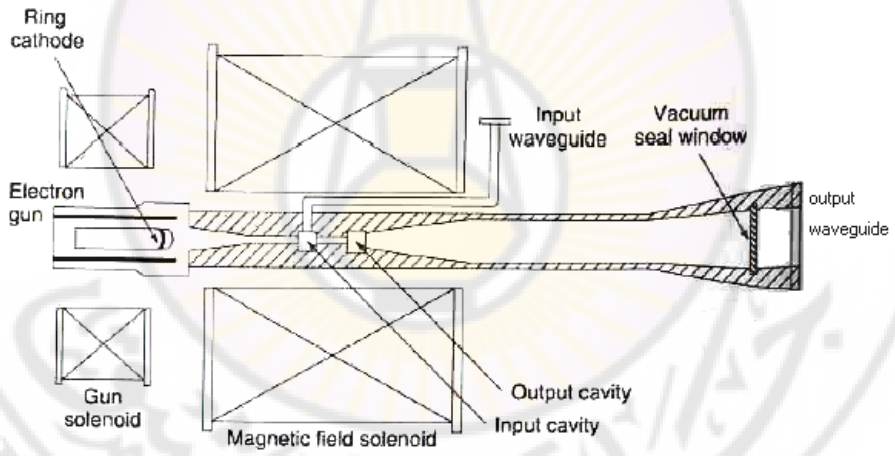
الشكل 6-8-ب : صمام مكبر الموجة الراحلة gyro-TWT Amplifier.

يستعمل مكبر غيروكلايسترون فجوة دخل وفجوة خرج كما هو مبين بالشكل (6-8-ج). إن الإشارة التي ستكبر تترابط عبر فجوة الدخل وتؤخذ إشارة الخرج من فجوة الخرج.

تم تصنيع مكبرات غيروترون gyrotron amplifier بحيث تعطي ربح بالاستطاعة بحدود 24dB واستطاعات خرج تقدر بـ 50kw عند التردد 5GHz.

كما تم وصف صمام غيروترون يعمل عند التردد 5.2GHz ومنتجاً استطاعة خرج تقدر بـ 128kw . يستعمل هذا الصمام حزمة الكترونات بـ 8A و 65kw وينتج استطاعات خرج نبضية من مهتز غيروترون gyrotron oscillator بحدود مستوى مئات الميغا وات.

وبالتالي هذه الصمامات سوف تصبح ذات أهمية بالغة في نظم الأمواج المليمترية المستقبلية.



الشكل 6-8-ج : مكبر غيروكلايسترون gyroklystron amplifier .

الفصل السابع

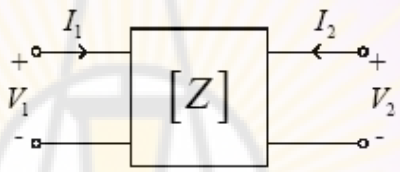
المحددات Scattering Parameters S

7- مقدمة

توصف العناصر متعددات المآخذ بمصفوفة تربط بين جهود وتيارات مآخذ الدخل وتيارات ومآخذ الخرج وتدرس هذه الخواص باعتبارها مستقلة عن الزمن، أي في حالة الاستقرار ، وبالتالي فإن تعلق القيم بالزمن يتبع الشكل الدوري وجميع قيم المركبات تشترك بالعامل $e^{i\omega t}$ الذي يمكن حذفه ، تستعمل هذه المصفوفات ، وفقا لطريقة ربط متعددات المآخذ مع بعضها البعض ، وفيما يلي بعض هذه المصفوفات وطريقة استخداماتها .

7 – 1 مصفوفة Z ومصفوفة Y

تعرف المصفوفة Z التي تصف العلاقة بين جهود وتيارات المآخذ لثنائي المآخذ المبين بالشكل (7 – 1) بالعلاقة :



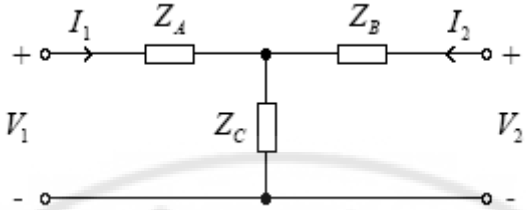
الشكل (7 – 1) ثنائي مآخذ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}}_{\equiv[Z]} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad (7-1)$$

حيث :

$$Z_{ij} = \left.\frac{V_i}{I_j}\right|_{I_k=0,\ \forall k \neq j}$$

لحساب مصفوفة Z لدارة T المبينة بالشكل (7 – 2) نتبع الخطوات التالية :



الشكل (7 – 2) حساب المصفوفة Z لدارة T

لنطبق العلاقة (7 – 1) لحساب عناصر المصفوفة Z فنجد :

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

$$Z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right|_{I_1=0} \Rightarrow V_1 = I_2 Z_C \qquad \therefore\ Z_{12} = Z_C$$

$$Z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right|_{I_2=0} \Rightarrow V_2 = I_1 Z_C \qquad \therefore\ Z_{21} = Z_C$$

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

والتي تكتب على شكل مصفوفة :

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_A + Z_C & Z_C \\ Z_C & Z_B + Z_C \end{bmatrix}$$

نلاحظ أن هذه المصفوفة متناظرة symmetric وهذا يعني أن :

$$Z_{ij} = Z_{ji} \ \text{ for } \ i \neq j$$

يمكن التأكد من أن المصفوفة Z تكون متناظرة من أجل جميع الدارات القابلة للعكس . يمكن الاستفادة من المصفوفة Z لوصف دارة كهربائية مكونة من عدد كبير من العناصر بمصفوفة واحدة . كما أنه من السهل ربط الشبكات على التسلسل وذلك بجمع المصفوفات Z كما هو موضح بالشكل (7 – 3):

الشكل (7 – 3) الربط التسلسلي لثنائيي المآخذ

حيث يعرف:

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} = [Z'] \cdot \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix} = [Z''] \cdot \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix}$$

من الشكل (7 – 3) يمكن أن نرى أن

$$I_1' = I_1'', \quad I_2' = I_2'',$$
$$V_1 = V_1' + V_1'', \; V_2 = V_2' + V_2''.$$

وبجمع المصفوفتين نحصل على :

$$\begin{bmatrix} V_1' + V_1'' \\ V_2' + V_2'' \end{bmatrix} = [Z'] \cdot \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} + [Z''] \cdot \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix}$$

ونلاحظ من الشكل نفسه أن : $I_1 = I_1' \quad \& \quad I_2 = I_2'$

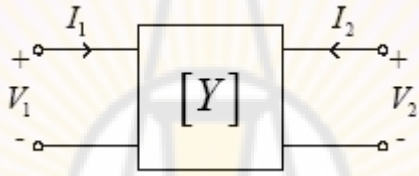
أي :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\{[Z'] + [Z'']\}}_{[Z]} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad (2-7)$$

من هذه النتيجة يمكن أن نرى أن وصل ثنائيي مآخذ على التسلسل يتم بجمع المصفوفات Z لهما. فنحصل على المصفوفة الكلية.

$$[Z] = [Z'] + [Z''] \qquad (3-7)$$

بينما توصف ثنائيات المآخذ بمصفوفة السماحيات Y ، كما هو موضح بالشكل (7 – 4) .



الشكل (7 – 4) وصف ثنائي المآخذ بمصفوفة السماحيات

وفقاً للشكل التالي:

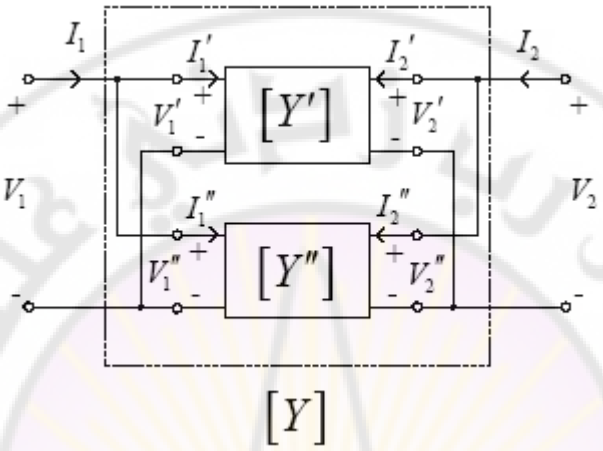
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}}_{\equiv [Y]} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad (4-7)$$

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k = 0, \forall k \neq j}$$

حيث :

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

بمقارنة المعادلة (7 – 4) مع (7 – 1) نلاحظ أن : مصفوفة السماحيات Y مفيدة عند وصل الدارات على التفرع وفق الشكل (7 – 5) .



الشكل (7 – 5) الوصل التسلسلي لثنائيي مآخذ

يمكن من الشكل (7 – 5) أن نرى أن:

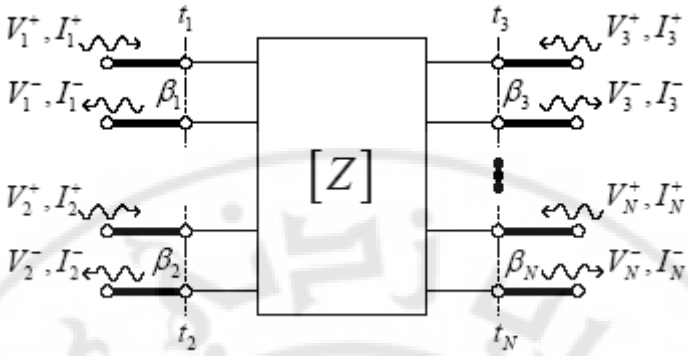
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1' + I_1'' \\ I_2' + I_2'' \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

حيث:

$$[Y] = [Y'] + [Y'']$$

7– 1 – 1 مصفوفة Z و Y للدارات الميكروية

يمكن بسهولة تعميم المصفوفة Z والمصفوفة Y لدارات الأمواج الميكروية أو الشبكات متعددة المآخذ . لنعتبر أن شبكة بـ N مآخذ وصلت إلى خطوط نقل كما هو مبين بالشكل (7 – 6) تمثل المواقع t_n , $n = 1, \ldots, N$ مستويات الأطراف terminal planes لكل مآخذ حيث يفترض أن الطور مساو للصفر عند موقع كل مستوي ا على خط النقل TL .



الشكل (7 – 6) متعدد المآخذ

يحسب الجهد عند مستويات الأطراف بالعلاقة:

$$V_n(z_n) = V_n^+ e^{-j\beta_n z_n} + V_n^- e^{+j\beta_n Z_n}$$

لأن :

$$V_n(z_n = 0) = V_n^+ + V_n^- \qquad (8-7)$$

و

$$I_n(z_n = 0) = I_n^+ - I_n^- \qquad (9-7)$$

في مصفوفة الممانعات Z تعتبر التيارات متحولات مستقلة بينما تعبر الجهود عن التوابع ، أي :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \qquad (10-7)$$

أو

$$[V] = [Z] \bullet [I] \qquad (11-7)$$

في مصفوفة السماحيات Y تؤخذ الجهود كمتحولات مستقلة بينما التيارات هي التوابع

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & \cdots & Y_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \qquad (7-12)$$

أو

$$[I] = [Y] \bullet [V] \qquad (7-13)$$

7 – 1 – 2 – الخواص العامة للمصفوفة Z و Y

الخواص المهمة لمصفوفة الممانعات والسماحيات:

1 – لشبكة قابلة للعكس reciprocal network:

$$Z_{ij} = Z_{ji} \quad \text{and} \quad Y_{ij} = Y_{ji} \qquad (7-14)$$

تكون المصفوفات متناظرة حول القطر الرئيس (كما لاحظنا ذلك عند حساب المصفوفة Z لدارة T القابلة للعكس).

الشبكة القابلة للعكس هي الشبكة التي يمكن استبدال المنبع بجهاز القياس بين المأخذين دون أن تتغير قيم القياس . معظم العناصر غير الفعالة هي شبكات قابلة للعكس .

2 – لشبكات عديمة الفقد

$$\Re e\{Z_{ij}\} = 0 \quad \forall i, j \qquad (7-15)$$

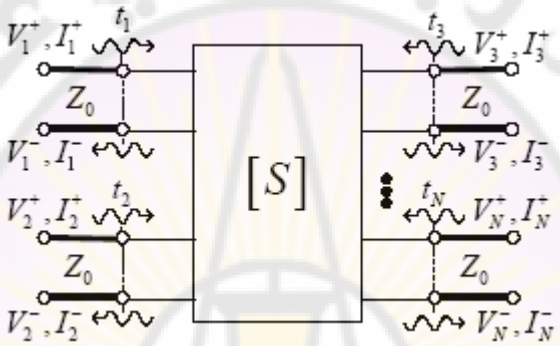
وكذلك

$$\Re e\{Y_{ij}\} = 0 \quad \forall i, j$$

أي أن الشبكات عديمة الفقد تكون مصفوفة السماحيات والممانعات تخيلية .

7 – 2 – المحددات S ومصفوفة الانتشار

لنأخذ الشبكة المتعددة المآخذ التي درست سابقا والمبينة في الشكل (7 – 7) والتي توصل إلى N خط نقل . بدلا من التركيز على الجهود والتيارات الكلية تستعمل الموجات الواردة + والموجات المنعكسة – عند مستويات الأطراف لتحديد المحددات S ، والتي تعرف كنسبة بين سعات موجة الجهود المنعكسة reflected والواردة incident.



الشكل (7 – 7) الشبكة متعددة المآخذ

عندما تكون الممانعة المميزة لخطوط النقل الموصلة إلى الشبكة نفسها يمكن أن تعرف المحددات S على الشكل التالي :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

أو بالشكل :

$$\left[V^-\right] = \left[S\right] \cdot \left[V^+\right] \qquad (7 - 16)$$

حيث [S] تدعى مصفوفة الانتشار scattering matrix . كما عرفت سابقاً مستويات الأطراف حيث يكون الطور مساوياً للصفر عند كل مأخذ ، لذا يمكن كتابة العلاقة التالية :

$$V_n(z_n) = V_n^+ e^{-j\beta_n(z_n - t_n)} + V_n^- e^{j\beta_n(z_n - t_n)} \qquad n = 1, \ldots, N$$

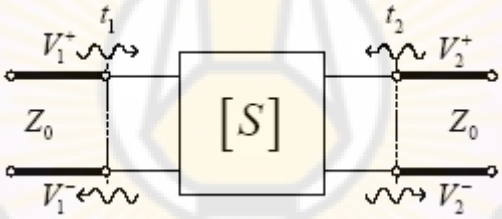
وعند مستويات النسب يكون :

$$V_n(z_n = t_n) \equiv V_n = V_n^+ + V_n^-$$

المحددات S المذكورة في المعادلة (7 – 16) يمكن أن تحسب بالشكل:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0,\ \forall k \neq j} \qquad (7 - 17)$$

نلاحظ أن نسبة سعة الموجة تعرف من المآخذ j إلى المآخذ i ، بناء على التعريف الموضح بالعلاقة (7 – 17) ، دعنا نتصور الشبكة الموضحة في الشكل (7 – 8) .



الشكل (7 – 8) ثنائي مآخذ

على سبيل المثال يحسب :

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

بشكل بسيط جدا، ويمكن تحقيق الشرط : $V_2^+ = 0$ بـ :

– عدم وجود منبع عند المآخذ 2 للشبكة .

– يجب أن يكون المآخذ 2 موفقاً أي عديم الانعكاس.

أي أن:

$$V_2^+ = 0 \ \Rightarrow \ S_{11} = \Gamma_{11}$$

كما يحسب:

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

أي عند توافق المأخذ الثاني $V_2^+ = 0$ وعندها يكون : $S_{21} = T_{21}$ هو معامل النقل من المأخذ 1 إلى المأخذ 2 .

ملاحظة : من الخطأ تعريف S_{11} بأنه معامل الانعكاس عند المأخذ 1 . وإنما يجب أن يضاف عبارة عند ما يكون المأخذ 2 موفقا أو عديم الانعكاس.

كما سنرى في المثال التالي ، إذا كان المأخذ 1 غير موفق فإن معامل الانعكاس عند المأخذ 1 لا يعتمد فقط على S_{11} ولكن على المحددات S الأخرى وعلى الحمل .

محاسن استعمال المحددات S بالمقارنة مع المحددات الأخرى بأنها تعرف وتحسب عند الحمل الموفق للمآخذ الأخرى بدلا من قصر وفتح المآخذ. في بعض الدارات مثل المكبرات لا يمكن قصر أو فتح المآخذ لأن ذلك يغير نقطة عمل الترانزستورات في هذه الدارات.

مثال 7 – 1 :

شبكة ثنائية المآخذ لها المحددات S المنسوبة إلى ممانعة Z_0

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.8\angle 90^\circ \\ 0.8\angle 90^\circ & 0.2 \end{bmatrix} \qquad (7 - 18)$$

إذا تم وضع دارة قصر عند المأخذ 2 ، احسب ضياع العودة عند المأخذ 1. من التعريف الموضح بالعلاقة (6 – 16)

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

نجد :

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \qquad (19-7)$$

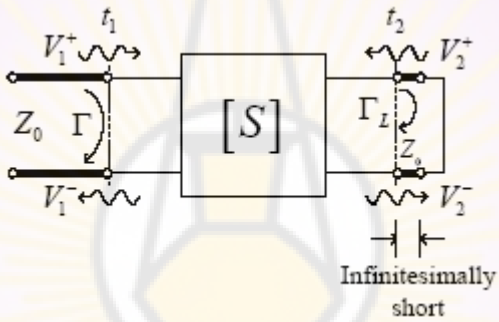
$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+$$

كيف يؤثر القصر على هذه المعادلة ؟

نبدأ بوصل خط نقل عند المأخذين كما هو موضح بالشكل (7 – 9) .

من هذه الدارة يمكن أن نحسب :

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-}$$



الشكل (7 – 9) ثنائي مآخذ مقصور

في حالة الحمل المقصور :

$$\Gamma_L = -1 \Rightarrow V_2^+ = -V_2^-$$

باستعمال المعادلة (7 – 19) نجد :

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ - S_{12}V_2^- \qquad (20-7)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ - S_{22}V_2^- \qquad (21-7)$$

للحصول على معامل انعكاس الدخل نرتب المعادلة(7 – 21) فنحصل على:

$$\Gamma = V_1^- / V_1^+$$

$$V_2^- + S_{22}V_2^- = S_{21}V_1^+$$

أو

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

بالتبديل في (7 – 20) نجد :

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

$$\Gamma = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} - \frac{S_{12} S_{21}}{1+S_{22}} \qquad (7 - 22)$$

يعبر معامل الانعكاس الناتج عن معامل انعكاس الدخل لثنائي مآخذ مقصور عند المأخذ 2 بالتبديل العددي المعطى في المعادلة (7 – 18) نحصل على:

$$\Gamma = 0.633$$

أي أن:

$$\mathrm{RL} = -20\log_{10}|\Gamma| = 3.97 \text{ dB}$$

يجب التمييز بين معامل الانعكاس لثنائي المآخذ وبين S_{11} له ، وبشكل عام مختلفان ، في المثال السابق لاحظنا أن $S_{11} = 0.1$ بينما $\Gamma = 0.633$. ولا يتساويان إلا عندما يوصل عند المأخذ 2 حمل موفق .

ولنفس السبب فإن:

$$S_{ij} = T_{ij}, \; i \neq j$$

إلا إذا كانت جميع المآخذ موفقة .

إذا تم تغيير الحمل أو سعة المنبع الموصل إلى ثنائي مآخذ فإن المعاملات S لا تتغير ولكن عوامل النقل والانعكاس تتغير.

7 – 2 – 1 خواص المصفوفة S

في الشبكات القابلة للعكس تتمتع مصفوفة Z ومصفوفة Y بالمواصفات التي ذكرت سابقا وهي

1 – تخيلية بحتة للشبكات عديمة الفقد.

2 – متناظرة بالنسبة للقطر الرئيس.

أما الخواص التي تتمتع بها مصفوفة S فستناقش هنا .

1 – الشبكات القابلة للعكس والمصفوفة S

في حالة الشبكات القابلة للعكس يمكن أن نرى أن :

$$[S]=[S]^T \qquad (7-23)$$

أي أن المصفوفة S متناظرة حول القطر الرئيس مثل حالة مصفوفة الممانعات والسماحيات.

2 – الشبكات عديمة الفقد والمصفوفة S

في الشبكات عديمة الفقد فإن :

$$[S]^* = \left\{[S]^T\right\}^{-1} \qquad (7-24)$$

هذا يعني أن المصفوفة S هي مصفوفة واحدية unitary matrix .

يمكن أن توضح هذه النتيجة بشكل مختلف ومن الممكن أن تكون أكثر فائدة بضرب المعادلة (7 – 24) بمنقول المصفوفة S .

$$[S]^t \cdot [S]^* = [S]^t \cdot \left\{[S]^t\right\}^{-1} = [I] \qquad (7-25)$$

حيث تعرف المصفوفة الواحدية بالشكل:

$$[I]=\begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \end{bmatrix}$$

بنشر المصفوفة (7 – 25) نحصل على المعادلة (7 – 26) :

$$\begin{array}{c} \\ k\downarrow \end{array}\underbrace{\begin{array}{c} \quad i\rightarrow \\ \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & \cdots & S_{N1} \\ S_{12} & S_{22} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{1N} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \end{array}}_{=[S]^t} \cdot \begin{array}{c} \quad j\rightarrow \\ \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* & \cdots & S_{1N}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ S_{N1}^* & \cdots & & S_{NN}^* \end{bmatrix} \end{array} = \begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \end{bmatrix}$$

يمكن التمييز بين ثلاث حالات :

- لنأخذ حاصل ضرب السطر 1 بـ العمود 1 :

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* + \cdots + S_{N1}S_{N1}^* = 1 \qquad (27-7)$$

بتعميم هذه النتيجة نحصل على :

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki}\, S_{ki}^* = 1 \qquad (28-7)$$

أي أن ضرب أي عمود بمرافقه نحصل على قيمة الواحد في الشبكات عديمة الفقد

- نضرب السطر 1 بالعمود 2 فنجد :

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* + \cdots + S_{N1}S_{N2}^* = 0$$

وبتعميم النتيجة نحصل على :

$$\sum_{k=1}^{N} S_{ki}\, S_{ki}^* = 1 \quad \forall(i,j),\ i \neq j \qquad (29-7)$$

أي أن الضرب النقطي لأي عمود بمرافق أي عمود آخر يساوي الصفر للشبكات عديمة الفقد

- إذا كانت الشبكة قابلة للعكس تكون المصفوفة S متناظرة وعندها يمكن التعبير عن الصفوف بشكل مشابه للأعمدة .

أي أن الضرب النقطي لأي صف من S بمرافق أي صف آخر يكون مساويا للصفر.

مثال 7 – 2 :

مصفوفة S لثنائي مآخذ تعطى كما يلي:

$$[S]=\begin{bmatrix} 0.2+j0.4 & 0.8-j0.4 \\ 0.8-j0.4 & 0.2+j0.4 \end{bmatrix}$$

هل الشبكة قابلة للعكس ؟ نعم بسبب $[S]=[S]^T$

هل الشبكة عديمة الفقد ؟

هذا السؤال لا يمكن الإجابة عليه ببساطة ومن خلال النظرة السريعة على المصفوفة S ومن الأفضل تطبيق روتيني للشروط المذكورة سابقا الخاصة بأعمدة المصفوفة S

- $C1 \cdot C1^*$: $(0.2+j0.4)(0.2-j0.4)+(0.8-j0.4)(0.8+j0.4)=1$
- $C2 \cdot C2^*$: Same = 1
- $C1 \cdot C2^*$: $(0.2+j0.4)(0.8+j0.4)+(0.8-j0.4)(0.2-j0.4)=0$
- $C2 \cdot C1^*$: Same = 0

ومنه نستنتج أن الشبكة عديمة الفقد.

مسألة : اختبر هل ثنائي المآخذ الذي له مصفوفة S التالية

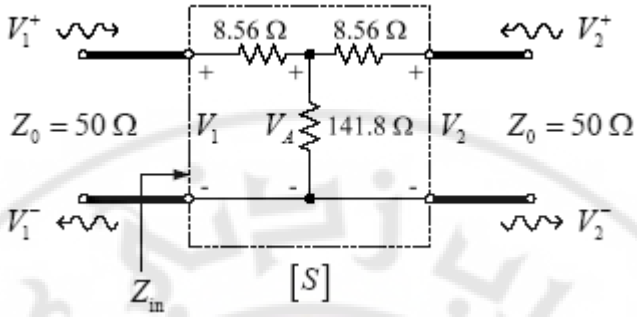
$$[S]=\begin{bmatrix} 0.1 & j0.8 \\ j0.8 & 0.2 \end{bmatrix}$$

قابل للعكس أو عديم الفقد .

مثال 7 – 3 :

أحسب المحددات S لدارة T مفترضا أن ممانعة النسب 50 أوم ، كما هو مبين بالشكل (7 – 10) .

من نظرة عامة على الدارة نجد :



الشكل (7 – 10) حساب مصفوفة S لدارة T

- أنها خطية ، وقابلة للعكس والمصفوفة S متناظرة حول القطر الرئيس
- تظهر الدارة عدم اختلاف إذا تم استبدال المأخذ 1 بالمأخذ 2 أي أن $S_{11} = S_{22}$

بناء على ذلك فإننا نحتاج فقط لحساب S_{11} و S_{21} لأن $S_{22} = S_{11}$ و $S_{12} = S_{21}$

من تعريف S_{11} بأنه عامل الانعكاس عند المأخذ 1 عندما يكون المأخذ 2 موفقا أي :

$$S_{11} = \Gamma_{11}\Big|_{V_2^+=0} = \frac{V_1^-}{V_1^+}\Bigg|_{V_2^+=0}$$

نحسب ممانعة المدخل عندما يكون الخرج 2 موفقاً :

$$Z_{in} = 8.56 + 141.8 \| (8.56 + 50)\,\Omega = 50.00\,\Omega$$

نحسب :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = 0$$

لحساب S_{21} من العلاقة التالية :

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}\Bigg|_{V_2^+=0}$$

بما أن $S_{11} = 0$ فإن :

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+$$

وكذلك:

$$V_2 = V_2^-$$

يمكن حساب V_2 بقاعدة تقسيم الجهد :

$$V_A = \frac{141.8\|(50+8.56)}{141.8\|(50+8.56)+8.56}\cdot V_1 = 0.8288V_1$$

$$V_2 = \frac{50}{50+8.56}\cdot V_A = 0.8538\cdot 0.8288V_1 = 0.7077V_1$$

لذلك فإن :

$$V_2^- = 0{,}707V_1^+ \Rightarrow S_{21} = \frac{1}{\sqrt{2}} = S_{12}$$

المحددات S لدارة T تكتب على شكل مصفوفة :

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

عندما يكون المأخذ 2 موفقاً فإن :

$$S_{21} = \frac{1}{\sqrt{2}} = T_{21}\Big|_{V_2^+=0}$$

أي أن :

$$\left|T_{21}\Big|_{V_2^+=0}\right|^2 = \frac{1}{2}$$

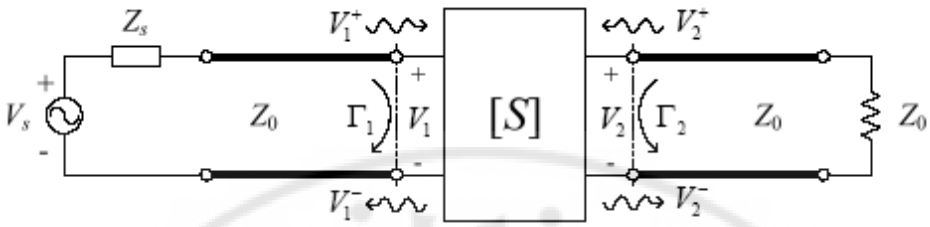
وهذا يعني أن نصف الطاقة الواردة عند المأخذ 1 تصل إلى المأخذ 2 عندما يكون موفقاً ، وهذا يعني أن الدارة تقوم بتخميد مقداره 3 dB أي 3-dB attenuator .

7 – 2 – 2 – المحددات S المعممة

هناك فكرتان مهمتان حول المحددات S وهما علاقة هذه المحددات بتدفق الطاقة المتوسطة النسبية ، والمحددات S المعممة ، حيث تكون الممانعات المميزة للمآخذ غير متساوية .

1 – علاقة المحددات S بمتوسط الطاقة Average power

تربط المحددات S بمعدل تدفق الطاقة المنسوبة ويمكن الاستعانة بدارة ثنائية المآخذ الموصلة إلى خطوط نقل عديمة الفقد ممانعتها المميزة Z_0 كما هو موضح في الشكل (7 – 11) لتوضيح هذه العلاقة .



الشكل (7 – 11) ثنائي مآخذ

بالتعريف :

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+$$
$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \qquad (7-30)$$

عند المأخذ 1 ، يكون الجهد الكلي : $V_1 = V_1^+ + V_1^-$

يعرف معدل الطاقة الواردة والمنعكسة عند أي مأخذ بالشكل :

$$P_{inc} = \frac{\left|V_1^+\right|^2}{2Z_0} \;\&\; P_{ref} = \frac{\left|V_1^-\right|^2}{2Z_0} \qquad (7-31)$$

بما أن المأخذ 2 موفق فإن الجهد الكلي هناك: $V_2\big|_{V_2^+=0} = V_2^-$

والطاقة المنقولة في هذه الدارة: $P_{\text{trans}}\big|_{V_2^+=0} = \dfrac{\left|V_2^-\right|^2}{2Z_0}$

تدرس علاقة معدل تدفق الطاقة والمحددات S عند كل مأخذ بالشكل التالي:

عند المأخذ 1 : نسبة معدل الطاقة المنعكسة إلى الطاقة الواردة

$$\frac{P_{ref}}{P_{inc}} = \frac{\left|V_1^-\right|^2}{\left|V_1^+\right|^2} = \left|\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|^2$$

من تعريف S_{11} عند توافق المأخذ 2 نكتب :

$$S_{11} = \left.\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0}$$

نستنتج مما سبق أن:

$$\left.\frac{P_{ref}}{P_{inc}}\right|_{V_2^+=0} = \left|S_{11}\right|^2$$

من هذه النتيجة نستنتج أن معدل الطاقة المنعكسة المنسوبة إلى الطاقة الواردة عند المأخذ 1 عندما يكون المأخذ 2 موفقا تساوي : $\left|S_{11}\right|^2$

عند المأخذ 2 : تكون نسبة الطاقة المنقولة إلى الطاقة الواردة :

$$\frac{P_{trans}\big|_{V_2^+=0}}{P_{inc}} = \frac{\left|V_2^-\right|^2}{\left|V_1^+\right|^2}$$

وبما أن:

$$\left.\frac{P_{\text{trans}}}{P_{\text{inc}}}\right|_{V_2^+=0} = \left|S_{21}\right|^2$$

هذه النتيجة تعبر عن أن الطاقة المنقولة إلى المأخذ 2 المنسوبة إلى الطاقة الواردة عند المأخذ 1 ، وفي حالة توافق المأخذ 2 تساوي : $\left|S_{21}\right|^2$

إن التعريفين السابقين صحيحان سواء كانت الشبكة عديمة الفقد أو مع فقد ، ولشبكة عديمة الفقد يمكن إعادة كتابة المعادلة (7 – 25) التالية:

$$[S]^t \cdot [S]^* = [I]$$

ومن أجل ثنائي مآخذ عديم الفقد فإن:

$$S_{11}S_{11}^{*}+S_{21}S_{21}^{*}=1,\quad \text{or}\quad |S_{11}|^{2}+|S_{21}|^{2}=1$$

$$S_{12}S_{12}^{*}+S_{22}S_{22}^{*}=1,\quad \text{or}\quad |S_{22}|^{2}+|S_{12}|^{2}=1$$

بما أن مصفوفة S أحادية unitary فإن:

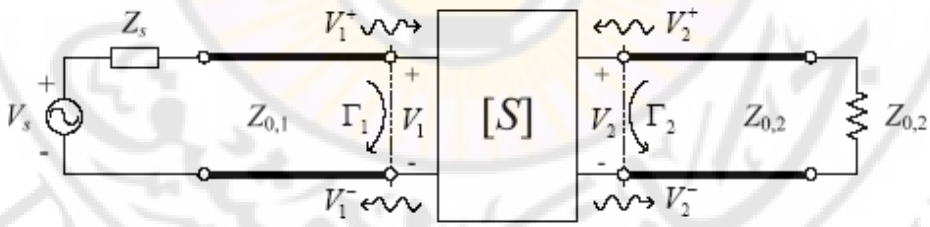
$$S_{11}S_{12}^{*}+S_{21}S_{22}^{*}=0$$

2 – محددات الانتشار المعممة Generalized Scattering Parameters

إذا كانت الممانعات المميزة الموصولة عند مآخذ الشبكة مختلفة كما هو مبين بالشكل (7 – 12) ، فمن الضروري إعادة تعريف محددات الانتشار ولكن مربع مطال عناصر مصفوفة الانتشار تظل تشير إلى معدل تدفق الطاقة النسبي .

على سبيل المثال ، إذا كانت:

$$Z_{0,1}\neq Z_{0,2}$$



الشكل (7 – 12) تعريف المحددات S المعممة

تعطى معدلات الطاقة الواردة والمنعكسة والمنقولة في حالة توافق المأخذ 2 بالعلاقات التالية :

$$P_{\text{inc}}=\frac{|V_1^{+}|^{2}}{2Z_{0,1}},\quad P_{\text{ref}}=\frac{|V_1^{-}|^{2}}{2Z_{0,1}}\quad ,\quad P_{\text{trans}}\big|_{V_2^{+}=0}=\frac{|V_2^{-}|^{2}}{2Z_{0,2}}$$

نحصل من معدلات الطاقة المذكورة أعلاه على المعادلتين التاليتين:

$$\left|S_{11}\right|^2 = \left.\frac{P_{\text{ref}}}{P_{\text{inc}}}\right|_{V_2^+=0} = \frac{\left|V_1^-\right|^2 / Z_{0,1}}{\left|V_1^+\right|^2 / Z_{0,1}} = \left|\frac{V_1^-}{V_1^+}\right|^2$$

$$\left|S_{21}\right|^2 = \left.\frac{P_{\text{trans}}}{P_{\text{inc}}}\right|_{V_2^+=0} = \frac{\left|V_2^-\right|^2 / Z_{0,2}}{\left|V_1^+\right|^2 / Z_{0,1}}$$

نلاحظ أن المعادلتين لا تنتميان إلى نفس العائلة not familiar (ليس لهما نفس الصيغة).
ولهذا يتطلب إعادة تعريف المحددات S المعممة على النحو التالي:تعرف سعة الموجة wave amplitude الواردة عند المأخذ n بالشكل:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0,n}}}$$

بينما تعرف سعة الموجة الصادرة من المأخذ بالشكل:

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0,n}}}$$

يعبر عن المصفوفة S بالعلاقة التالية :

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

حيث :

$$s_{ij} = \left.\frac{b_i}{a_j}\right|_{a_k=0\ ,\forall k \neq j}$$

حيث $[S]$ هي المحددات S المعممة ، وتختصر هذه المحددات إلى شكلها النظامي عندما تكون الممانعات عند المآخذ متساوية . إذا فرضنا أن الممانعة المميزة عند مستوي النسب للمأخذ n هي : $Z_{0,n}$ ، فإن الجهد الكلي عند ذلك المأخذ يعطى بالعلاقة :

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

بينما يعطى التيار الكلي بالعلاقة :

$$I_n = \frac{1}{Z_{0,n}}\left[V_n^+ - V_n^-\right]$$

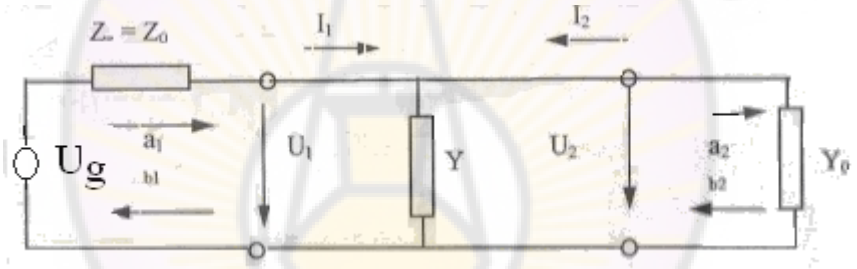
وعندها يكون :

$$a_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,n}}}\left(V_n + Z_{0,n} I_n\right)$$

$$b_n = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,n}}}\left(V_n - Z_{0,n} I_n\right)$$

مثال 7 – 4 :

احسب المحددات S لسماحية تفرعية المبينة بالشكل (7 – 13) .



الشكل (7 – 13) حساب المحددات S لسماحية تفرعية

يحسب S_{11} من تعريفه بأنه عامل انعكاس الدخل عندما يوصل الخرج إلى ممانعة موفقة (سماحية موفقة) أي أن :

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = r_1 = \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1} = \frac{Y_0 - Y - Y_0}{Y_0 + Y + Y_0} = \frac{-Y}{2Y_0 + Y}$$

وبالمثل يحسب S_{22} باعتباره عامل انعكاس الخرج عندما توصل سماحية موفقة عند الدخل

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} = r_2 = \frac{Y_0 - Y_2}{Y_0 + Y_2} = \frac{Y_0 - Y - Y_0}{Y_0 + Y + Y_0} = \frac{-Y}{2Y_0 + Y}$$

من تساوي الجهد عند الدخل والخرج نستنتج أن :

$$a_1 + b_1 = a_2 + b_2$$

ولحساب S_{12} و S_{21} نكتب :

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} = \left.\frac{a_2 + b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} = 1 + S_{22} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y}$$

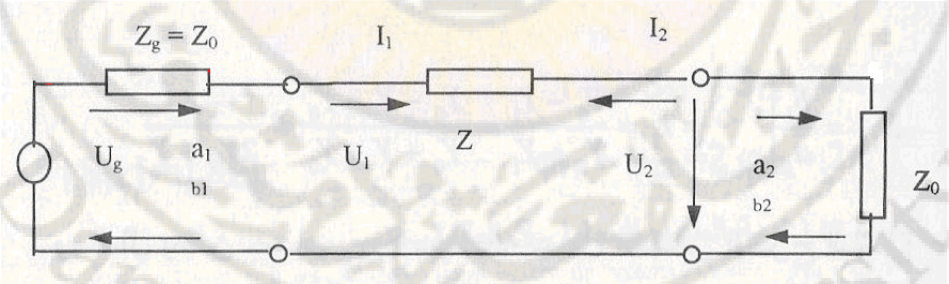
$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} = \left.\frac{a_1 + b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = 1 + S_{11} = S_{12} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y}$$

فنحصل على مصفوفة S النهائية :

$$S = \frac{1}{2Y_0 + Y}\begin{vmatrix} -Y & 2Y_0 \\ 2Y_0 & -Y \end{vmatrix}$$

<u>مثال 7 – 5 :</u>

احسب مصفوفة S لممانعة على التسلسل المبينة بالشكل (7 – 14).



الشكل (7 – 14) حساب المحددات S لممانعة تسلسلية

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = r_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{Z_0 + Z - Z_0}{Z_0 + Z + Z_0} = \frac{Z}{2Z_0 + Z}$$

وبما أن الدارة متناظرة فإن :

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} = S_{11} = \frac{Z}{2Z_0 + Z}$$

ومن تساوي تياري الدخل والخرج وتعاكسهما في الإشارة نجد :

$$-(a_1 - b_1) = (a_2 - b_2)$$

ولحساب S_{12} و S_{21} نكتب :

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} = \left.\frac{a_2 - b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} = 1 - S_{22} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z}$$

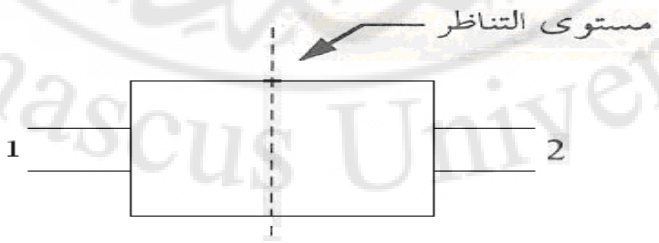
$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} = \left.\frac{a_1 - b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = 1 - S_{11} = S_{12} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z}$$

فتكون مصفوفة S النهائية :

$$S = \frac{1}{2Z_0 + Z}\begin{vmatrix} Z & 2Z_0 \\ 2Z_0 & Z \end{vmatrix}$$

3 – الطريقة العامة لحساب المحددات S للعناصر المتناظرة

بما أن معظم العناصر البسيطة متناظرة ، معنى ذلك يوجد مستوى تناظر يقسم العنصر إلى جزأين متساويين كما هو مبين بالشكل (7 – 15) .



الشكل (7 – 15) توضيح مستوى التناظر لثنائي مآخذ

نحسب S_L وهو عامل الانعكاس عند المدخل 1 في حالة افتراض أن الممانعة عند مستوى التناظر تساوي اللانهاية (الدارة مفتوحة عند مستوى القص) .

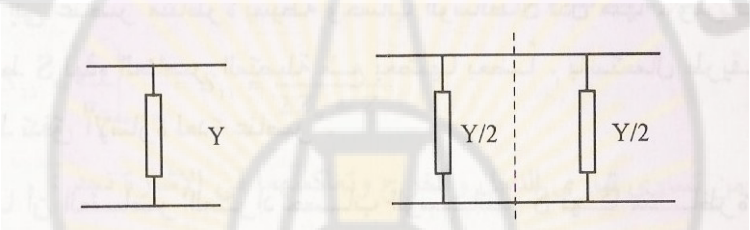
ثم نحسب S_K وهو معامل الانعكاس عند المدخل 1 في حالة افتراض أن الممانعة عند مستوى التناظر تساوي الصفرتحسب مصفوفة S من العلاقتين التاليتين :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{S_L + S_K}{2} \quad , \quad S_{12} = S_{12} = \frac{S_L - S_K}{2}$$

ونلاحظ أن حساب المصفوفة S يتم بحساب عوامل انعكاس نصف الدارة في حالة الفتح والقصر ، والأمثلة التالية توضح ذلك :

مثال 7 – 6 :

يطلب حساب المصفوفة S للسماحية Y التفرعية المذكورة في المثال 7 – 4 .



يقسم مستوي التناظر العنصر إلى جزأين متساويين . نحسب عوامل الانعكاس عند الدخل في الحالتين (الفتح والقصر) فنجد :

$$S_L = \frac{Y_0 - Y_{1L}}{Y_0 + Y_{1L}} = \frac{Y_0 - Y/2}{Y_0 + Y/2} = \frac{2Y_0 - Y}{2Y_0 + Y}$$

$$S_K = \frac{Y_0 - Y_{1K}}{Y_0 + Y_{1K}} = \frac{Y_0 - \infty}{Y_0 + \infty} = -1$$

ثم نحسب عناصر مصفوفة S بالشكل :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{S_L + S_K}{2} = \frac{-Y}{2Y_0 + Y}$$

$$S_{12} = S_{12} = \frac{S_L - S_K}{2} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y}$$

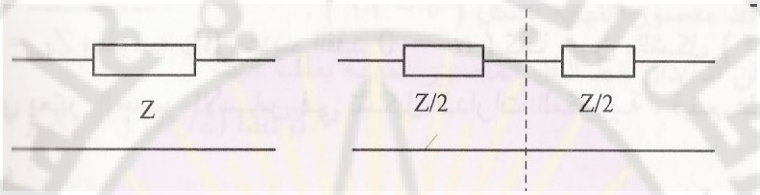
ومصفوفة المحددات S لسماحية تفرعية هي :

$$S = \frac{1}{2Y_0 + Y}\begin{bmatrix} -Y & 2Y_0 \\ 2Y_0 & -Y \end{bmatrix}$$

وهي المصفوفة التي حصلنا عليها في المثال 7 – 4 .

مثال 7 – 7:

يطلب حساب المصفوفة S للممانعة Z التسلسلية المذكورة في المثال 7 – 5 .



يقسم مستوي التناظر العنصر إلى جزئين متساويين . نحسب عوامل الانعكاس عند الدخل في الحالتين (الفتح والقصر) فنجد :

$$S_L = \frac{Z_{IL} - Z_0}{Z_{IL} + Z_0} = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1$$

$$S_K = \frac{Z_{IK} - Z_0}{Z_{IK} + Z_0} = \frac{Z/2 - Z_0}{Z/2 + Z_0} = \frac{Z - 2Z_0}{Z + 2Z_0}$$

ثم نحسب عناصر مصفوفة S بالشكل :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{S_L + S_K}{2} = \frac{Z}{Z + 2Z_0}$$

$$S_{12} = S_{12} = \frac{S_L - S_K}{2} = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0}$$

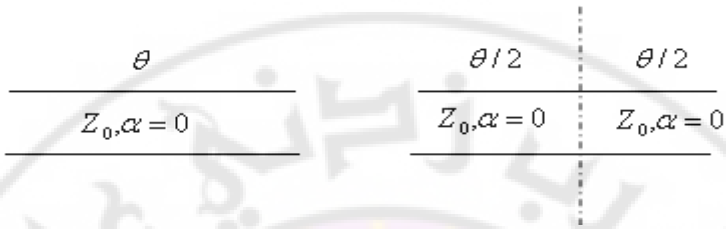
ومصفوفة المحددات S لسماحية تفرعية تكتب بشكلها النهائي :

$$S = \frac{1}{Z + 2Z_0}\begin{bmatrix} Z & 2Z_0 \\ 2Z_0 & Z \end{bmatrix}$$

وهي المصفوفة التي حصلنا عليها في المثال 7 – 5 .

مثال 7 – 8 :

يطلب حساب المصفوفة S لخط نقل ممانعته المميزة $Z_L = Z_0$ وطوله الكهربائي $\theta = \beta\ell$ ، الذي يعتبر العنصر الأساسي في وصل العناصر الميكروية.



يقسم مستوي التناظر العنصر إلى جزئين متساويين ممانعة كل منهما $Z_L = Z_0$ وطوله الكهربائي $\theta = \beta\ell$.

باستخدام العلاقة التي يحسب بها عامل الانعكاس عند الدخل بدلالة عامل الانعكاس عند الخرج ، نحسب عوامل الانعكاس عند الدخل في الحالتين (الفتح والقصر) فنجد :

$$S_L = r_1 = r_2 e^{-j2(\theta/2)} = 1e^{-j\theta} = e^{-j\theta}$$
$$S_K = r_1 = r_2 e^{-j2(\theta/2)} = -1e^{-j\theta} = -e^{-j\theta}$$

ثم نحسب عناصر مصفوفة S بالشكل :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{S_L + S_K}{2} = 0$$
$$S_{12} = S_{12} = \frac{S_L - S_K}{2} = e^{-j\theta}$$

ولمصفوفة المحددات S لخط النقل عديم الفقد تكتب بشكلها النهائي :

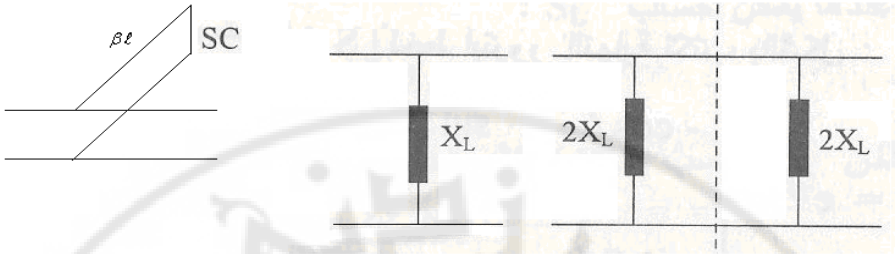
$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix}$$

مثال 7 – 9 :

يطلب حساب المصفوفة S لخط نقل أبتر (عرضاني) ممانعته المميزة $Z_L = Z_0 / 2$ وطوله الكهربائي $\theta = \beta\ell$.

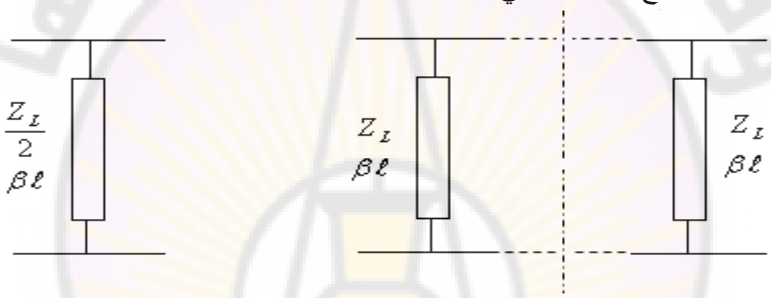
يمكن استبدال خط النقل المقصور النهاية بملف حيث :

$$jX_L = j(Z_0/2)\tan\theta \quad \Rightarrow \quad j2X_L = jZ_0\tan\theta$$



يقسم مستوي التناظر الملف إلى جزأين متساويين ممانعة كل منهما $J2X_L$.

تستبدل الإعاقة الناتجة بخط نقل ممانعته المميزة Z_0 وطوله الكهربائي θ ، فتصبح عملية القص كما هو موضح بالشكل التالي :



يمكن بسهولة حساب معامل الانعكاس:

$$S_L = r_1 = r_2 e^{-j2\theta} = -e^{-j2\theta}$$

$$S_K = r_1 = r_2 e^{-j2\theta} = -1e^{-j0} = -1$$

ثم نحسب عناصر مصفوفة S بالشكل :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{S_L + S_K}{2} = \frac{-e^{-j2\theta} + (-1)}{2} = -e^{-j\theta}\cos\theta$$

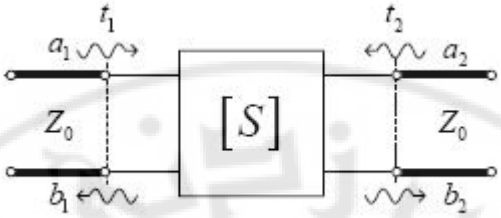
$$S_{12} = S_{12} = \frac{S_L - S_K}{2} = \frac{-e^{-j2\theta} - (-1)}{2} = je^{-j\theta}\sin\theta$$

ومصفوفة المحددات S تكتب بشكلها النهائي :

$$S = e^{-j\theta}\begin{bmatrix} -\cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix}$$

7 – 3 – مخطط تدفق الإشارة Signal Flow Graphs

لدراسة مخطط تدفق الإشارة لثنائي مآخذ مبين بالشكل (7 – 16).



الشكل (7 – 16) ثنائي مآخذ

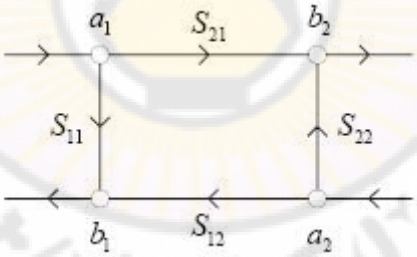
مخطط تدفق الإشارة عبارة عن رسم توضيحي يمثل العلاقة بين إشارات الشبكة ، وتؤخذ النقاط التالية بالحسبان عند رسم مخطط تدفق الإشارة هي :

1 – الدارة يجب أن تكون خطية .

2 – العقد تمثل متحولات النظام .

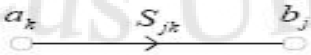
3 – الفروع تمثل ممرات الإشارة المتدفقة .

وكمثال ندرس الدارة ثنائية المآخذ الموضحة في الشكل (7 – 16) العقد والفروع موضحة في الشكل (7 – 17) .



الشكل (7 – 17) مخطط تدفق الإشارة لثنائي مآخذ

4 – الإشارة Y_k تسافر على طول المسار بين العقدتين a_k و b_j تضرب بربح هذا المسار أي أن :



$$b_j = S_{jk} a_k$$

5 – الإشارات المسافرة على طول المسارات تتم فقط باتجاه السهم . وهذا يعني أن الإشارة عند عقدة المصدر تتناسب مع الإشارة عند عقدة المصب.

7 – 3 – 1 – اختصار مخطط تدفق الإشارة

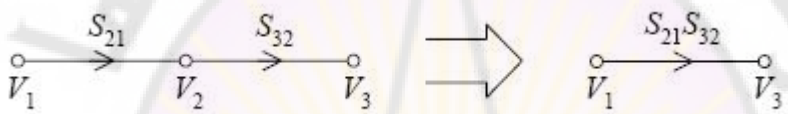
يوجد أربع قواعد لاختصار مخطط تدفق الإشارة وهي :

1 – قاعدة التسلسل Series Rule : تعطي هذه القاعدة علاقة التناسب بين علاقتين

$$V_2 = S_{21}V_1 \quad \& \quad V_3 = S_{32}V_2$$

$$V_3 = S_{32}\,.\left(S_{21}V_1\right) = S_{32}S_{21}V_1$$

وهذه القادة تمثل بالشكل :

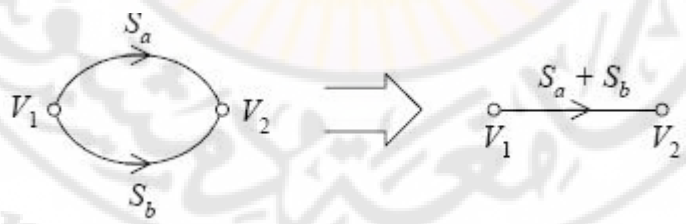


أي أن مسارين على التسلسل يكافئان مساراً واحداً ولكن بعامل نقل مساويا لجداء عوامل نقل المسارين.

2 – قاعدة التفرع Parallel Rule : لندرس العلاقة

$$V_2 = S_aV_1 + S_bV_1 = \left(S_a + S_b\right)V_1$$

ويمكن تمثيل هذه المعادلة على شكل تدفق الإشارة التالي :



هذا يعني أن مسارين متوازيين يمثلان مسار واحد للإشارة ولكن عامل النقل مساو لحاصل جمع معاملي النقل للمسارين .

3 – قاعدة الحلقة الذاتية Self-Loop Rule

لندرس العلاقتين :

$$V_2 = S_{21}V_1 + S_{22}V_2$$

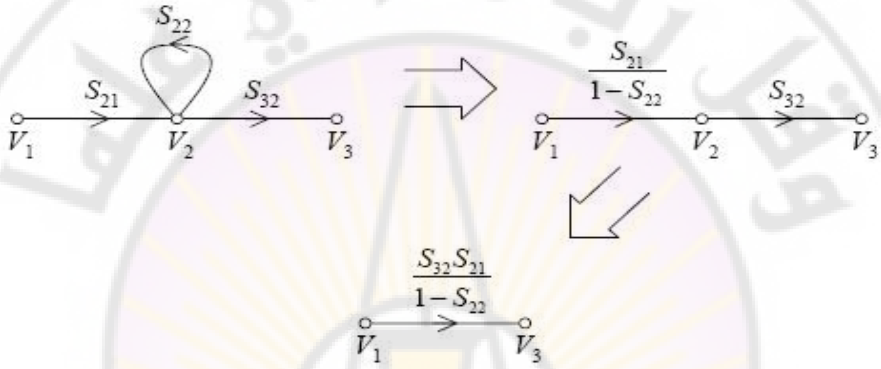
$$V_3 = S_{32}V_2$$

نحسب من المعادلة الأولى ونستبدلها في الثانية فنحصل على :

$$V_2(1-S_{22}) = S_{21}V_1 \qquad \Rightarrow \qquad V_2 = \frac{S_{21}}{1-S_{22}}V_1$$

$$V_3 = \frac{S_{21}S_{32}}{1-S_{22}}V_1$$

ويمكن تمثيلهما في مخطط تدفق الإشارة على الشكل التالي :

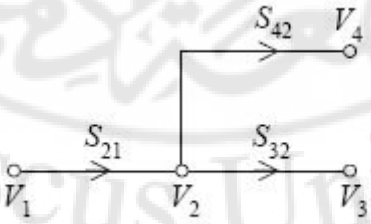


أي أن حلقة التغذية الخلفية يمكن أن تحذف بتقسيم معامل نقل الدخل على واحد ناقص عامل نقل الحلقة .

4 – قاعدة الشطر (التفريع) Splitting Rule : لندرس العلاقات الثلاث التالية :

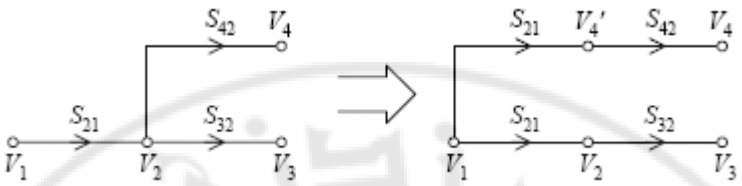
$$V_4 = S_{42}V_2 \qquad , \qquad V_2 = S_{21}V_1 \qquad \& \qquad V_3 = S_{32}V_2$$

ومخطط تدفق الإشارة لها :



من المعادلة الأولى والثانية يمكن إيجاد قيمة : $V_4 = S_{42}S_{21}V_1$ وباستخدام قاعدة التسلسل بشكل معاكس يمكن أن نكتب : $V_4 = S_{42}V_4^{`} \quad \& \quad V_4^{`} = S_{21}V_1$

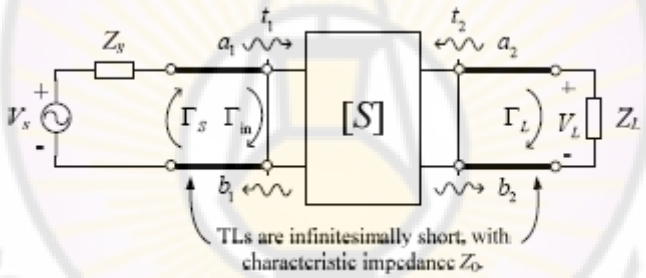
وتمثل هاتان المعادلتان المخطط التالي :



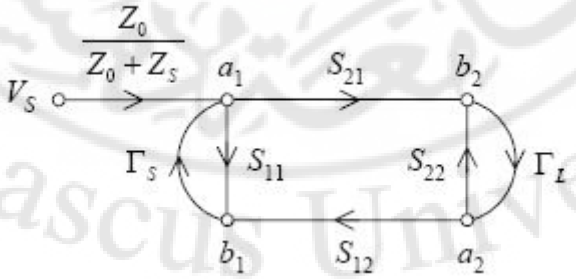
هذا يعني أن العقدة يمكن أن تشطر بحيث يبقى معامل النقل إلى الخرجين دون تغيير.

مثال 7 – 10 :

ارسم مخطط تدفق الإشارة للدارة التالية وحدد Γ_{in} و V_L باستعمال قواعد مخطط التدفق فقط



يرسم مخطط تدفق الإشارة كالتالي :



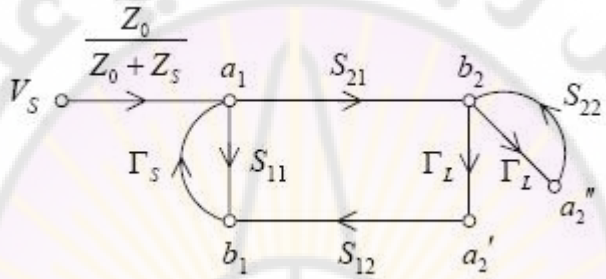
لاحظ الاتجاه الصحيح للسهم الذي يمثل عامل انعكاس المنبع والحمل حيث :

$$\Gamma_S = \frac{a_1}{b_1} \quad \Rightarrow \quad a_1 = \Gamma_S b_1$$

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \quad \Rightarrow \quad a_2 = \Gamma_L b_2$$

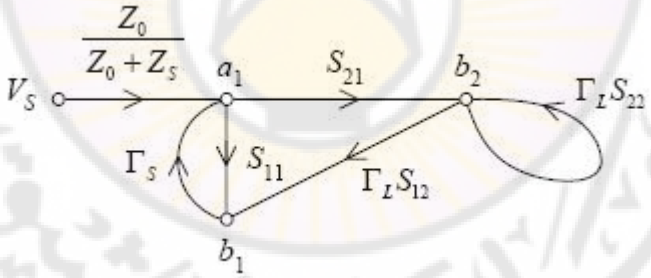
سوف نطبق القواعد الأربع السابقة لاختصار مخطط تدفق الإشارة لنتمكن بسهولة من تحديد قيم Γ_1 & V_L.

الخطوة الأولى : نبدأ بشطر العقدة a_2 باستعمال القاعدة 4 .

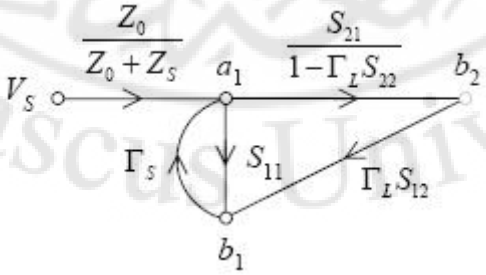


نلاحظ أنه قد شطر Γ_L ولم يشطر S_{22} لأن سهم Γ_L بنفس اتجاه سهم S_{12} .

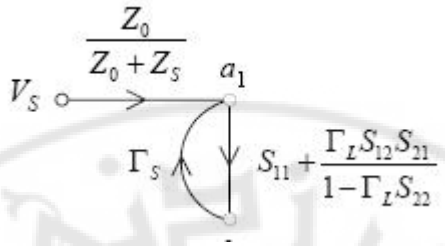
الخطوة الثانية : نحذف العقدتين a_2' & a_2'' باستعمال القاعدة الأولى .



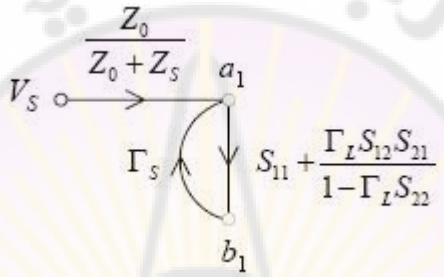
الخطوة الثالثة : نحذف الحلقة المغلقة عند b_2 باستعمال القاعدة 3 .



الخطوة الرابعة : نحذف العقدة b_2 باستعمال القاعدة 1 .



الخطوة الخامسة : نطبق القاعدة 2 .



من المخطط الناتج نستطيع مباشرة تحديد قيمة Γ_{in} .

$$\Gamma_{\text{in}} \equiv \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1-\Gamma_L S_{22}}$$

أخيرا لتحديد قيمة جهد الحمل V_L ، الجهد على خط النقل TL يمكن أن يعبر عنه بالشكل :

$$V_2(z) = b_2\left(e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{-j\beta z}\right)$$

عند مستوى النسب z = 0 يكون :

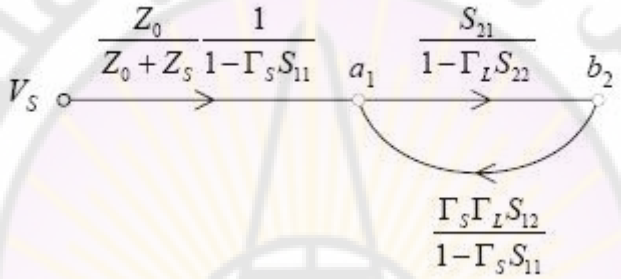
$$V_2(0) = V_L = b_2(1+\Gamma_L)$$

في هذه المعادلة $V_2(0) = V_L$ بسبب أن طول خط النقل صغير جدا .

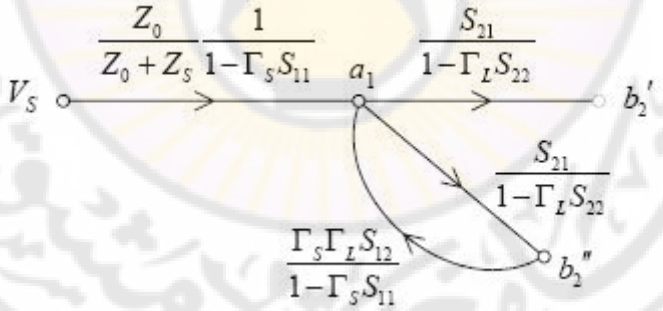
لإيجاد V_L نحتاج لتحديد b_2 ، علما بأننا في الخطوة الرابعة قد حذفت هذه العقدة ، لذلك نعود للخطوة الثالثة ، ولكن الآن نقوم بشطر العقدة b_1.

الخطوة الرابعة معادة : نشطر العقدة باستعمال القاعدة 4.

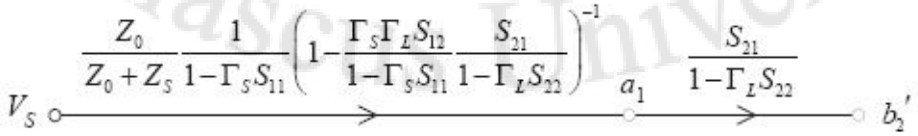
الخطوة الخامسة معادة : نستعمل القاعدة 1 ثم القاعدة 3 لجميع المسارات المغذية للعقدة a_1



الخطوة السادسة : نشطر العقدة b_2 باستعمال القاعدة 4 .



الخطوة السابعة : نطبق القاعدة 3 للتخلص من الحلقة الذاتية .



الخطوة الثامنة : باستعمال القاعدة 1 نجد b_2 كما يلي :

$$b_2 = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_S}\frac{1}{1-\Gamma_S S_{11}}\left[\frac{(1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}}{(1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22})}\right]^{-1}\frac{S_{21}}{1-\Gamma_L S_{22}}V_S$$

$$= \frac{Z_0 S_{21} V_S (1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22})}{(Z_0 + Z_S)(1-\Gamma_S S_{11})\left[(1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}\right](1-\Gamma_L S_{22})}$$

or $$b_2 = \frac{Z_0 S_{21} V_S}{(Z_0 + Z_S)\left[(1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}\right]}$$

باستعمال هذه العلاقة يمكن تحديد قيمة : $V_L = b_2(1+\Gamma_L)$

$$V_L = \frac{Z_0 S_{21}(1+\Gamma_L)}{(Z_0 + Z_S)\left[(1-\Gamma_S S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_S \Gamma_L S_{12} S_{21}\right]}V_S$$

لرسم مخطط تدفق الإشارة نتبع الخطوات التالية :

1 – تستخدم العقد التي يشار إليها بدوائر صغيرة لتمثيل المتحولات المستقلة وغير المستقلة ، ويمكن أن توضع في أي مكان ولكن من الأنسب أن توضع في رؤوس شكل منتظم .

2 – بعد تثبيت أماكن العقد التي تمثل المتحولات المستقلة a_i وأماكن العقد التي تمثل المتحولات غير المستقلة (التوابع) b_i ، نوصل هذه العقد فيما بينها بمسارات موجهة من عقد المتحولات إلى عقد التوابع.

3 – المسار المتجه من العقد المنبع إلى عقدة المصب يمثل تبعية المتحول غير المستقل بالمتحول المستقل.

4 – يضرب المتحول a_k بعامل انتقال المسار S_{ki} حتى يصل إلى العقدة b_i .

<u>القواعد التي تطبق على مخطط سريان الإشارة</u>

<u>قاعدة 1</u> : قيمة العقدة تساوي مجموع الإشارات الداخلة إليها ، وكل إشارة تساوي قيمة العقدة الصادرة منها مضروبا بعامل انتقال المسار.

قاعدة 2 : قيمة المسار تساوي حاصل ضرب جميع معاملات المسارات الواصلة بين العقدتين في أي نقطة. وكذلك بالنسبة للحلقة من المرتبة الثالثة المكونة من حاصل ضرب ثلاث حلقات من المرتبة الأولى غير متماسة.

قاعدة 3 : الحلقة من المرتبة الأولى هي المسار المغلق الذي تعبره الإشارة بدون أن تخالف اتجاه أحد الأسهم وبدون أن تعبر العقدة أكثر من مرة ، وقيمتها حاصل ضرب معاملات كل المسارات .

قاعدة 4 : الحلقة من المرتبة الثانية هي حاصل ضرب قيم أي حلقتين من المرتبة الأولى غير متماستين .

قاعدة 5 : يمثل متحول المنبع بعقدة ليس لها مسارات داخلة .

قاعدة 6 : النسبة بين المتحول غير المستقل b والمتحول المستقل a يعبر عنها بالعلاقة التالية

$$T = \frac{P_1\left(1-\sum L_1' + \sum L_2' - \ldots\right) + P_2\left(1-\sum L_1'' + \sum L_1'' - \ldots\right) + \ldots}{\left(1-\sum L_1 + \sum L_1 - \ldots\right)}$$

حيث : P_1 المسار الأول من a إلى b .

P_2 المسار الأول من a إلى b . وهكذا ...

$\sum L_1'$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الأولى التي لا تمس المسار P_1

$\sum L_1''$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الثانية التي لا تمس المسار P_1

$\sum L_1'$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الأولى التي لا تمس المسار P_2

$\sum L_1''$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الثانية التي لا تمس المسار P_2

$\sum L_1'$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الأولى

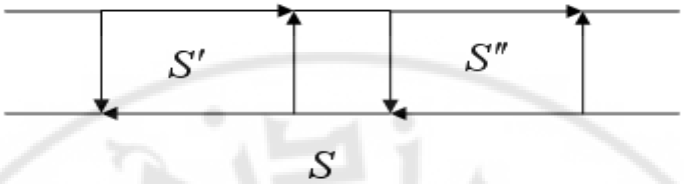
$\sum L_1''$ مجموع كل الحلقات من المرتبة الثانية

مثال 7 – 10 :

المطلوب حساب المحددات S لثنائيي مآخذ موصولة على التتالي ، بفرض أن معاملات S معطاة لكل عنصر.

الحل:

نرسم مخطط تدفق الإشارة وفق القواعد المذكورة سابقاً :



نطبق القاعدة 6 فنحصل على :

$$S_{11}=\frac{S_{11}'\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)+S_{12}'S_{21}'S_{11}''}{\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)}=S_{11}'+\frac{S_{12}'S_{21}'S_{11}''}{\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)}$$

$$S_{12}=\frac{S_{12}'S_{12}''}{\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)} \qquad S_{21}=\frac{S_{21}'S_{21}''}{\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)}$$

$$S_{22}=S_{22}'+\frac{S_{12}''S_{21}''S_{22}'}{\left(1-S_{22}'S_{11}''\right)}$$

7 – 4 – مصفوفة النقل ABCD

وفقا لما شرح سابقا فإن تمثيل متعددات المآخذ يتم بـ :

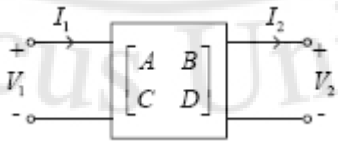
1 – المحددات Z عندما يتم ربط متعددات المآخذ على التسلسل

2 – المحددات Y عندما يتم ربط متعددات المآخذ على التفرع .

3 – المحددات S عندما يراد وصف الترابط الداخلي لموجات الجهد والتيار ضمن الدارة .

يوجد محددات أخرى مفيدة عند ربط متعددات المآخذ على التتالي ، هذه المحددات هي محددات ABCD التي تكافئ مصفوفة النقل .

لندرس ثنائي المأخذ التالي :



وهذا يخالف التعريف المستعمل في مصفوفة Z و Y ، حيث نلاحظ أن اتجاه التيار I_2 يكون خارجا من المأخذ ، وهذه نقطة مهمة وسوف نوضح السبب في اختيار هذا الاتجاه .

تعرف مصفوفة النقل ABCD كما يلي :

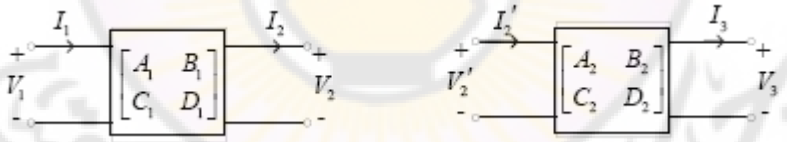
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

ومن السهولة أن نستنتج تعريف كل عنصر من هذه المصفوفة :

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

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

هذه المحددات ليس لها نفس الوحدة ومن المفيد أن هذه المحددات تستعمل عندما تربط متعددات المآخذ على التتالي فالمصفوفة الناتجة من الربط التتابعي هي حاصل ضرب مصفوفة متعددات المآخذ المربوطة على التتالي ، لدراسة هذه الميزة نأخذ ثنائيي المآخذ التاليين :

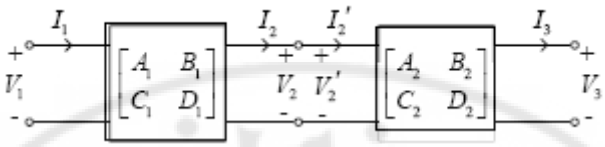


التي تعطى مصفوفتها بالشكل :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

وعند ربط هذين الثنائيي المآخذ على التتالي نجد :



نلاحظ أن : $V_2^- = V_2 \quad \& \quad I_2^- = I_2$

وهذا هو السبب في اختيار اتجاه التيار I_2 خارجاً من المأخذ 2 . وباستعمال المصفوفات السابقة نجد :

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

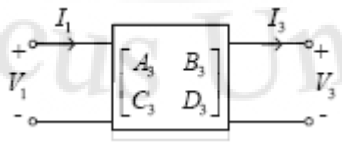
وهنا يمكننا أن نعتبر أن حاص ل ضرب المصفوفتين هو ناتج جمع العنصرين على التتالي ، وأخيرا يمكن أن نكتب :

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

أي أن :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

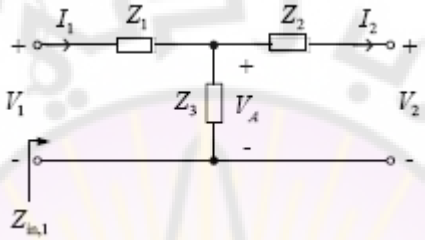
حيث :



أي أن الدارة المكافئة لثنائيي مآخذ مربوطين على التتالي هي ثنائي مآخذ مصفوفة النقل له هي حاصل ضرب مصفوفتي النقل لثنائيي المآخذ المشكلين للدارة . يجب أن نلاحظ أن ترتيب عملية الربط مهم جدا لأن ضرب المصفوفتين ليست عملية عكوسة .

مثال 7 – 11 :

احسب المحددات ABCD لدارة T المبينة بالشكل :



من تعريف مصفوفة النقل نجد :

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad \text{and} \quad I_1 = CV_2 + DI_2$$

نحدد العنصر A :

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

يجب أن يكون المأخذ 2 مفتوحاً للحصول على $I_2 = 0$ أي :

$$V_A = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} V_1 = V_2$$

ومنه نستنتج :

$$A = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_2=0} = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$$

لتحديد العنصر B :

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

ويتم ذلك بقصر المأخذ 2 ، وباستعمال قاعدة تقسيم التيار نجد :

$$I_2 = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} I_1$$

بالتعويض في عبارة حساب العنصر B نحصل على :

$$B = \underbrace{\frac{V_1}{I_1}}_{=Z_{in,1}} \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right)\Bigg|_{V_2=0} = \left(Z_1 + Z_2 \| Z_3\right)\left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right)$$

$$= Z_1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} + Z_2 \| Z_3 \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right)$$

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

أي أن :

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

تحديد العنصر C :

$$C = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{I_2=0}$$

نحتاج إلى فتح المأخذ 2 ، ومنه يمكن أن نجد أن :

$$V_A = I_1 Z_3 = V_2$$

فيكون :

$$C = \frac{I_1}{V_2}\Big|_{I_2=0} = \frac{1}{Z_3}$$

لتحديد العنصر D :

$$D = \frac{I_1}{I_2}\Big|_{V_2=0}$$

كذلك نحتاج إلى فتح المأخذ 2 ، وباستعمال قاعدة تقسيم التيار نجد :

ومنه ينتج :

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

ويمكن التأكد من هذه القيم بالرجوع إلى الجداول التي تعطى في المراجع المختصة .

<u>خواص المحددات ABCD</u>

من أجل الشبكة القابلة للعكس يكون :

$$\mathrm{Det}\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = 1 \quad \text{or} \quad AD - BC = 1$$

إذا كانت الشبكة عديمة الفقد فأنه لا يوجد ما يميز المحددا ت ABCD ولكن إذا درسنا العلاقة بين هذه المصفوفة ومصفوفة الممانعات ، ولشبكة عديمة الفقد نجد :

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \Rightarrow A \text{ real}$$

$$B = \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}} \Rightarrow B \text{ imaginary}$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} \Rightarrow C \text{ imaginary}$$

$$D = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \Rightarrow D \text{ real}$$

أي أن القطر الرئيس في مصفوفة النقل حقيقية بينما القطر الثانوي للمصفوفة تخيلي .

تمارين

1 – من تعريف S_{ii} احسبها لدارة $L\ ,\ T\ \&\ \Pi$

2 – ارسم مخطط تدفق إشارة لحمل ممانعته Z_L

3 – ارسم مخطط تدفق الإشارة لمنبع

4 – ارسم مخطط تدفق الإشارة لثلاثي مآخذ ن وصل حمل عند المأخذ 3 غير موفق واحسب المحددات S للدارة الناتجة .

5 – أدرس أثر إحداث شق في منتصف خط نقل عديم الفقد ممانعته المميزة Z_0 وطوله 2ℓ علما بأن هذا الشق يمثل بمكثف على المحددات S .

6 – ادرس اثر إحداث قصر في منتصف خط نقل عديم الفقد ممانعته المميزة Z_0 وطوله 2ℓ علما بأن هذا الشق يمثل بملف موصل للأرض على المحددات S .

7 – ادرس أُثر إضافة خط نقل عديم الفقد ممانعته المميزة Z_0 وطوله θ_B عند قاعدة الترانزستور وخط أخر عند المجمع له نفس الممانعة وطوله الكهربائي θ_C على المحددات S

8 –ارسم مخطط تدفق إشارة عام لثلاثي مأخذ ، أوجد المحددات S لثنائي المآخذ إذا تم إغلاق المأخذ الثاني بممانعة حمل $(Z_2 = 0\ ,\ \infty\ \ or\ \ Z_0)$.

الفصل الثامن

العناصر الميكروية

Microwave Devices

8- مقدمة

سندرس في هذا الفصل العناصر الميكروية غير الفعالة وطرائق تحقيقها في مختلف التقنيات المستخدمة.

8-1- دارات الرنين

تستعمل دارات الرنين كعناصر محددة للتردد في دارات المهتزات أو كأجزاء من دارات المرشحات، لتحقيق استجابة ترددية مرغوبة لعامل النقل الأمامي لثنائي المآخذ أو لتوليد جهود وتيارات أو شدات حقول ذات عامل جودة أعلى من عامل الجودة للدارات الخارجية، القيم المميزة الممكن قياسها لمثل هذه الرنانات هي: تردد الرنين . عامل الجودة . عامل الترابط . سماحية الرنين.

عند الترددات الأقل من 300 MHz، يتم تحقيق دارات الرنين بعناصر مركزة والدارة الشائعة الاستخدام المكونة من L و C و G على التفرع أو التسلسل حيث تعد L و C عناصر عديمة الفقد وكل الأجزاء المولدة للفقد تضم إلى السماحية G، وتردد الرنين: $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ يحدث عندما تنعدم القيم الوهمية لممانعة الدارة أو سماحيتها .

أما عند التردد أعلى من 300 MHz نشكل دارات الرنين من النواقل الميكروية. (رنانة مكونة من قطعة ناقل مقصورة أو مفتوحة أو محملة بحمل وهمي . فجوة رنانة . رنانة شرائحية) أو رنانة عازلة أو مغناطيسية.

1- دارات الرنين المشكلة من قطعة ناقل ميكروي:

لحساب شرط الرنين لقطعة ناقل ميكروي (مثال ذلك كبل محوري) ممانعته Z_L وطوله L ينتهي بإعاقة محددة أو لانهائية (خط مفتوح) أو صفرية (خط مقصور) ننطلق من علاقة ممانعة الدخل لهذا الخط المعطاة بالعلاقة التالية:

$$Z = \frac{Z_2 + jZ_L \tan\beta L}{1 + j\frac{Z_2}{Z_L}\tan\beta} \quad \text{أو} \quad Y = \frac{Y_2 + jY_L \tan\beta L}{1 + jY_2\ Z_L \tan\beta}$$

حيث Z_2 ممانعة الحمل و Y_2 مسايرته و l طول خط النقل.

يبين الشكل (8 – 1 أ) دارة رنين مشكلة من قطعة ناقل مقصور النهاية والشكل (8 – 1 ب) يظهر طريقة تشكيلها من خط نقل مفتوح النهاية.

أ- خط النقل المفتوح:

تعطى ممانعة دخله بالعلاقة التالية: $Z_{OC} = -jZ_L \cot\beta L$

وهذه تحقق دارة رنين تسلسلية إذا كان طولها: $L = (2n-1)\lambda/4$

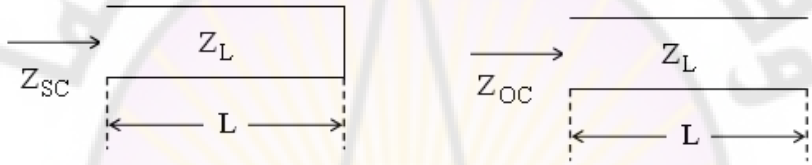
وتحقق دارة رنين تفرعية عند الطول: $L = n\lambda/2$

ب- خط النقل المقصور:

تعطى ممانعة دخله بالعلاقة التالية: $Z_{SC} = -jZ_L \tan\beta L$

وهذه تحقق دارة رنين تسلسلية إذا كان طولها: $L = n\lambda/2$

وتحقق دارة رنين تفرعية عند الطول: $L = (2n-1)\lambda/4$



أ- خط مفتوح النهاية **ب- خط مقصور النهاية**

الشكل (8 - 1) تشكيل دارة رنين من خط نقل

في حالة الخط المحمل بإعاقة وهمية، يمكن استبدال الحمل الوهمي بخط نقل ذي ممانعة Z_L مفتوح النهاية بطول مكافئ للحمل السعوي، أو خط مقصور النهاية بطول مكافئ للحمل التحريضي، ولكن عندما يكون التحميل عند مدخل الخط ، فإن شرط الرنين يكتب الشكل التالي: $\sum B = 0$ فإذا افترضنا على سبيل المثال خط نقل مقصور النهاية موصلاً عند مدخله مكثف سعته C فإن شرط الرنين:

$$B(\omega_r) = \omega_r C - Y_L \cot\beta L = 0$$

أو بالشكل:

$$\omega_r C - Z_L = \cot\beta L = \cot(\omega_r L / v_p)$$

أما إذا كان خط النقل مفتوحاً فلكي يحقق إعاقة تحريضية يجب أن يحقق طوله الشرط التالي :

$$\frac{1}{4} < \frac{L}{\lambda} < \frac{1}{2}$$

عند ذلك يقص من الطول مقدار ربع طول الموجة وبعد حساب الطول المطلوب نعيد إضافة الطول الذي تم قصه .

أو يمكن إيجاد الطول المناسب لتحقيق الرنين من العلاقة :

$$L_r = (v_p / \omega_r)\left[\text{arc cot}\,(\omega_r C\, Z_L) + (n-1)\pi\right]$$

عند تحقيق دارة رنين بخط نقل مفتوح يجب أن يكون طول الخط صغيراً بالمقارنة مع طول الموجة لكي لا يحدث إشعاع للاستطاعة.

2 – الفجوات الرنانة (الرنانة في تقنية مرشدات الأمواج):

من حيث المبدأ يمكن لأي فراغ محاط بجدران معدنية مغلقة مهما كان شكله يحتوي مادة لها الثوابت μ_r و ε_r وله فتحة صغيرة للترابط، أن يحقق رنانة كهرومغناطيسي ة ذات طيف غير نهائي من ترددات الرنين، ولحساب ترددات الرنين وتوزع حقولها تحل المعادلات الموجية بالأخذ بالحسبان الشروط الحدية. وحتى نتمكن من حل هذه المعادلات بالطرائق العددية السهلة نختار الأشكال الهندسية البسيطة وعملياً يتم تحقيق الفجوات الرنانة من قطعة مرشد أمواج مقصورة من الجهتين. في هذه الحالة فإن شرط الرنين يكتب بالشكل:

$\ell_r = P.\frac{\lambda_g}{2}$ ؛ حيث تحسب λ_g حسب نوع مقطع الدليل.

3 – الرنانة الشرائحية:

يمكن تحقيق رنانة بسيطة في تقنية النواقل الشرائحية بقطعة ناقل ذات طول مقصورة أو مفتوحة أو محملة بإعاقة من أحد الطرفين أو كليهما، وابسط أنواع النواقل الشرائحية تحقق بناقل شرائحي على شكل مستطيل. وفي هذه الحالة يمكن أن يحدث رنين طولاني عند $\ell = \frac{\lambda_g}{2}$ أو عرضاني عندما $w = \frac{\lambda_g}{2}$.

كما يمكن تشكيل رنانة شرائحية على شكل دائرة أو على شكل خاتم . ويتم ربط الرنانة الشرائحية مع ناقل شرائحي بوساطة شق ضيق بين الرنانة والناقل.

عامل جودة الرنانات الشرائحية صغير نسبياً بحدود (100-1000) للرنانة غير المحملة، ويمكن رفع عامل الجودة باستخدام النواقل ذات الطبقات الثلاث.

4 – الرنانات العازلة:

تتكون الرنانات العازلة من جسم عازل عديم الفقد ذي أبعاد مناسبة ثابت عازليته ε_{r2} أكبر من ثابت العازلية للوسط المحيط ε_{r1} ونظراً لسهولة التصنيع وبساطة الحسابات الضرورية

لمعرفة خواص الرنانة ذات الشكل الهندسي المنتظم فإن الرنانات المألوفة ذات شكل كرة أو مكعب أو أسطوانة.

5 – رنانة Fabry-Perot:

هذه الرنانة تتكون من صفيحتين متوازيتين ناقلتين محدودتي المساحة وتبعد عن بعضهما بمقدار D . فإذا كانت هذه الصفائح مصنعة من مادة ذات ناقلية جيدة تظهر موجة مستقرة في الفراغ بين الصفيحتين وتحسب الرنين عندما تكون المسافة بين الصفيحتين من مضاعفات نصف طول الموجة .

8 – 2 – مقاومات الإنهاء عديمة الانعكاس:

لتجنب الإشعاع غير المرغوب به من الانعكاس في نواقل الموجات تستعمل عناصر تقوم باستبدال الاستطاعة الكهرومغناطيسية المغذاة لها إلى شكل آخر من أشكال الطاقة وغالباً تحولها إلى طاقة حرارية. ويجب أن تحقق هذه العناصر المتطلبات التالية:

1- انعدام عامل الانعكاس أو صغره لدرجة يمكن إهماله ضمن مجال العمل المطلوب من حيث التردد ودرجة الحرارة والاستطاعة.

2- تحمل هذه العناصر للاستطاعة المغذاة بها، ويمكن استعمال تبريد إضافي لتأمين ذلك.

يتم تحقيق هذه المواصفات بالإجراءات التالية:

1- استعمال وصلة مناسبة بين الناقل عديم الفقد وناقل طويل بشكل كاف وذي فقد عال.

2- لكي لا يحدث تغير فجائي في مقاومة الناقل R من الصفر إلى قيمة معينة مع تعويض الجزء الوهمي الذي يظهر، يستعمل مقطع متغير بالإضافة إلى إدخال عنصر وهمي لتحقيق التوافق المرافق.

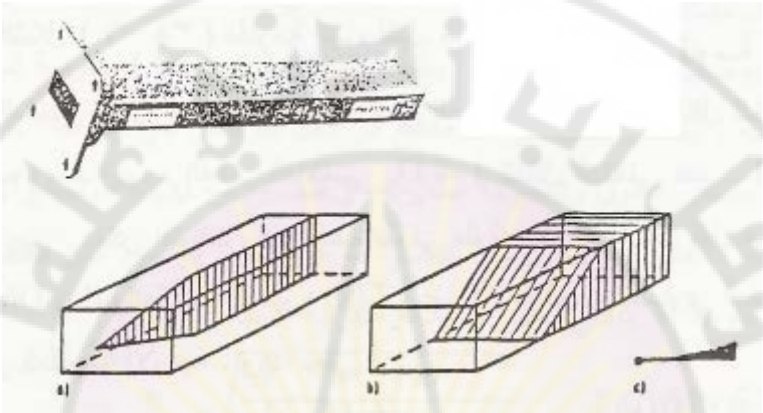
1- بإدخال صفيحة ماصة مقاومتها $(R_S = Z_0)$ على التوازي مع خطوط المجال الكهربائي العرضي.

يمكن الاستفادة من الإجراءات الثلاثة السابقة لتحقيق مقاومة إنهاء موفقة لدليل موجة مستطيل تنتشر به موجة النمط الأساس H_{10} كما هو موضح بالشكل (8 – 2).

الطبقة الماصة ذات المقاومة السطحية R_S المحمولة على مادة عازلة، وموضوعة على التوازي مع خطوط الحقل الكهربائي الأعظمي، وفي منتصف الجانب العريض من دليل الموجة. وهذا

يؤدي لزيادة التخامد α_v ضمن مقطع الدليل. عند مقطع الدليل حيث: تملأ الطبقة المقاومة كامل الارتفاع b فإن الإشارة تتخامد بالمقدار: $\alpha_R = 2\alpha_v * \ell$

حيث: ℓ طول طبقة الامتصاص.



الشكل (8 – 2) مقاومة إنهاء عديمة الفقد

الشكل الحاد الزاوية عند بداية طبقة الامتصاص يقلل الانعكاس على السطح الأمامي لهذه الطبقة. يناسب هذا التصميم الاستطاعات المتوسطة لأن الجزء الرئيس من الحرارة المتولدة يتبدد على الجوانب الضيقة للطبقة الماصة والتي تنقلها إلى جدران الدليل ذات الناقلية الحرارية الجيدة. لتحقيق مقاومات إنهاء عالية الاستطاعة تجعل طبقة الامتصاص موزعة على كامل الفراغ ضمن المرشد. وبسبب كبر المساحة فإن الاتصال الحراري مع الجدران يصبح جيداً.

وبنفس المبدأ يمكن تحقيق مقاومة إنهاء في تقنية الكوابل المحورية والنواقل الشرائحية.

نهايات النواقل عديمة الانعكاس تصنع بشكل عناصر تستخدم كمجسات إشارة لجهاز قياس الاستطاعة، عند الاستطاعات الأقل من 1W تستعمل عناصر ذات مقاومة تتعلق بدرجة الحرارة (ناقل معدني دقيق أو طبقة ناقلة رقيقة ذات عامل حرارة موجب) أو ثيرموستور (هو نصف ناقل ذو عامل حراري سالب) وتوضع هذه العناصر في مكان تواجد أعظم شدة حقل كهربائي أي على بعد $\lambda/4$ من نهاية خط مقصور. بوجود امتصاص للاستطاعة الميكروية في عنصر ما نتيجة للتيار ذي التردد العالي فإن الحرارة الناتجة في العنصر تؤدي إلى تغيير المقاومة، والتي يمكن قياسها بوساطة جسر قياس ذي تردد منخفض. ويتم الحصول على امتصاص كامل للموجة بمجس القياس باستعمال عناصر توافق.

إذا كان القياس المطلق للاستطاعة غير مطلوب، فإنه يمكن استعمال ثنائي نصف ناقل كمجس قياس. من أجل قياس الاستطاعات العالية يستعمل مقياس الحريرات السائل أو الجاف.

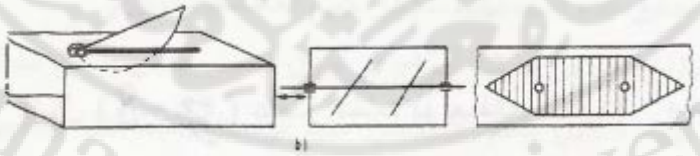
8-2-1- عنصر التخامد المتغير:

يتم تصنيع عنصر تخامد قابل للتغيير بإدخال طبقة ماصة في الاتجاه الطولاني لمرشد الأمواج وهي عبارة عن صفيحة تخامد ذات انعكاس صغير على شكل قطاعة الخبز بطول أعظمي نحو: $2\lambda_g$ في شق طولاني على الجانب العريض من مرشد الأمواج في مكان تولد الحقل الكهربائي الأعظمي، والصفيحة تتكون من ورقة جرافيت ذات ناقلية ضعيفة أو من صفائح معدنية معزولة كما يظهر ذلك الشكل (8 - 3) ، أما في حالة المضعف الشرائحي فإن صفائح التخامد توضع بشكل يمكن إزاحتها بالاتجاه العرضي.

وأثر التخامد على الموجة من النمط H_{10} في منتصف مرشد الأمواج المستطيل أعظمي، وذلك لأن الحقل الكهربائي أعظمي، وعند ضبط التخامد يتغير الطول الكهربائي أي (الطور) ويتعلق التخامد بالتردد.

بالإضافة إلى استعمال عناصر التخامد الماصة شاع استعمال العناصر العاكسة في مرشد الأمواج ؛ حيث يستعمل ما يسمى مقسم الجهد الذي يعتمد على تخامد انتشار الحقل بشكل أسي للترددات الأدنى من التردد الحرج لمرشد الأمواج.

الانعكاسات لعناصر التخامد العاكسة عبارة عن تشويه وهذا يمكن تجنبه بعناصر التخامد الفعالة، وكذلك فإن عنصر التخامد الذي يمكن تجنب تغيير الطور فيه هو عنصر التخامد ذو الصفائح الدوارة.



الشكل (8 - 2) مخمد متغير

8-2-2- عنصر التخامد الدوار:

يبين الشكل (8 - 3) عنصر التخامد ذا الصفائح الدوارة الذي يدعى المخمد الدقيق. يغذى المرشد المستطيل بموجة H_{10} فتحول إلى نمط H_{11} في المرشد الدائري، حيث تخمد الموجة

بواسطة صفيحة المقاومة الدوارة ومن ثم تعاد ثانية عبر الوصلة بين مرشد الأمواج الدائري والمستطيل إلى موجة من نوع H_{10} مخمدة.

مرشحات أنماط الموجة 2 و4 والتي تحتوي على رقائق تخامد ثابتة والموضوعة على التوازي مع الجانب العريض من مرشد الأمواج المستطيل، تقوم بتخميد أجزاء الموجة المتعامدة مع اتجاه استقطاب مرشد الأمواج المستطيل. الجزء الأوسط من عنصر التخامد يتكون من قطعة مرشد دائري للموجة H_{11} دوارة، وفيها مستوى القطر وضعت صفائح المقاومة الرقيقة وذات الناقلية الضعيفة، لتقوم بتخميد مركبة الموجة H_{11} ذات الحقل الكهربائي الموازي لهذه الرقائق، بينما لا تؤثر في المركبة المتعامدة معها فتبقى ثابتة.

الشكل (8 – 3) عنصر تخامد ذو صفائح دوارة . مخمد دقيق

إذا كانت الصفيحة على التوازي مع الحقل الكهربائي ينتج أعظم تخامد وفي حالة تعامدها مع الحقل نحصل على أصغر قيمة للتخامد. الموجة H_{10} الداخلة ذات شدة الحقل الكهربائي E_1، وبفرض أن الجزء الأوسط أدير باتجاه التخامد الأصغري بمقدار φ.

تمتص الموجة الجزئية على التوازي مع الرقائق الدوارة والتي لها مركبة شدة حقل $E_1 \sin\varphi$ كلياً، بينما لا تتخامد مركبة الموجة المتعامدة $E_1 \cos\varphi$.

في الجزء النهائي من مرشد الأمواج ذي التخامد الثابت تمتص مركبة الموجة $E_1 \cos\varphi \sin\varphi$ بشكل كامل، أما الجزء الآخر: $E_2 = E_1 \cos\varphi \cos\varphi$ يسمح له بالمرور بدون تخامد،

وبالتالي فإن علاقة التخامد بالزاوية: φ لعنصر التخامد ذي الصفائح الدوارة هي:

$$\alpha / dB = 20 Log \frac{E_1}{E_2} = 40 Log\left(\frac{1}{\cos\varphi}\right)$$

يتمتع عنصر التخامد بالميزات التالية:

1- التخامد ضمن مجال التردد المستعمل لمرشد الأمواج غير متعلقة بالتردد.

2- قيمة الطور غير متعلقة بضبط قيمة التخامد.

يستخدم عنصر التخامد لضبط مستوى الاستطاعة المرغوب به عند مدخل الناقل الموصل بعده، وللفصل بين أجزاء الدارة الموصولة عند مأخذيه.

المواصفات الثابتة أو القابلة للتعيير المطلوب تحقيقها في عناصر التخامد هي:

$$|S_{21}| \; ; \; |S_{12}|<1 \; ; \; |S_{11}|=|S_{22}|=1 \; ; \; \varphi_{21} = cons$$

يعطى التخامد الممكن الحصول عليه من هذه الخواص بالعلاقة:

$$a_{21} = 20 Log\left(1/|S_{21}|\right) in\ dB$$

يمكن تحقيق هذه المتطلبات بالإجراءات الأساسية التالية:

- إدخال مقطع من مرشد أمواج ذي طول مناسب يعمل ضمن مجال المنع $(\lambda > \lambda_c)$. ويتم تأمين عدم الانعكاس عند الوصل باستعمال عناصر وصل مناسبة وعناصر توافق.
- وضع طبقة امتصاص على التفرع أو بشكل مائل مع الحقل الكهربائي.
- تشكيل دارة T أو π من عناصر أومية مركزة متصلة مع الناقل الشرائحي أو الكبل المحوري.

ويعطى عامل النقل S_{21} للمخمد الدوار بالعلاقة التقريبية التالية:

$$S_{21}(\varphi) \cong S_{21,min} + (1 - S_{21,min}) \cos\varphi$$

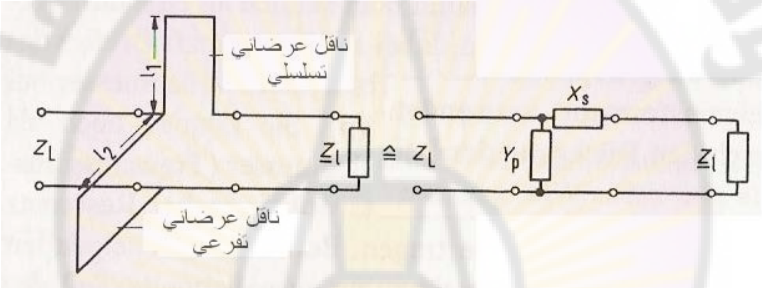
حيث: $S_{21,min}$ التخامد الأصغري لمقطع ناقل ذي طول محدد من الطبقة الماصة لتجنب الانعكاس وأنماط الموجات غير المرغوبة توضع طبقة ماصة إضافية معامدة للحقل الكهربائي للنمط المنتشر عند مخرج المخمد.

تحقيق ثبوت الإزاحة الطورية φ_{21} بين الدخل والخرج عند ضبط التخامد لا يمكن أن يتم بشكل دقيق بسبب توضع الطبقة الماصة على طبقة عازلة يتغير ثابت الطور لها بتغير وضعها بالنسبة لشدة المجال الكهربائي. عادة يتم تحقيق عناصر تخامد بوساطة الثنائي PIN أو باستعمال الفيرايت.

8-3- المفاعلات الردية X

يمكن تحقيق إعاقات وهمية باستعمال قطع من خطوط نقل مقصورة أو مفتوحة النهاية وهذه النواقل التي تؤثر كإعاقات وهمية عند قصر أو فتح أحد أطرافها تدعى قطعة ناقل عرضية Stub.

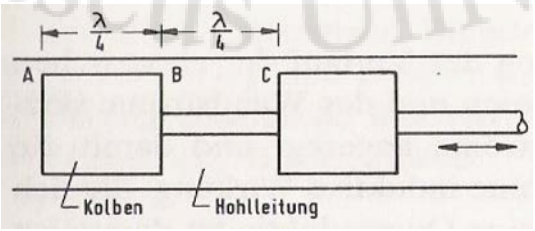
ويمكن تحقق مثل هذه النواقل في تقنية مرشدات الأمواج بوساطة قطعة من مرشد أمواج مقصورة النهاية وذات اتصال جانبي. تتأثر التيارات الطولية للناقل الأساس من الفتحة الناشئة، فنحصل على أثر إعاقة وهمية تسلسلية. بينما إذا تأثرت التيارات العرضية، فنحصل على سماحية وهمية تفرعية. كما هو مبين بالشكل (8 – 4).



الشكل (8 – 4) ناقل عرضي Stub ودارته المكافئة

يتم الربط الجانبي لمرشد الأمواج بوساطة شق أو تستعمل قطعة نقل محوري جانبية كإعاقة وهمية حيث أن ناقله الداخلي يوضع بشكل عرضي ضمن مرشد الأمواج.

يمكن تغيير الإعاقة الوهمية الناتجة عن قطعة الناقل العرضية بتغيير طول هذه القطعة بوساطة منزلقة قصر هذه الإعاقة المتغيرة الناتجة يمكن أن تتغير قيمته بالإزاحة الميكانيكية لمستوى القصر ضمن المجال $-\infty < X < \infty$ نظرياً وللحصول على قصر محدد يستعمل مكبس كما هو مبين في الشكل (8 – 5)



الشكل (8 – 5) منزلقة قصر

حيث يؤثر القصر عند المستوى C كمستوى مفتوح عند B وهذا يتحول إلى قصر عند المستوى A لأن المسافة بينهما $\lambda/4$.

1 – أثر الحواجز والقضبان:

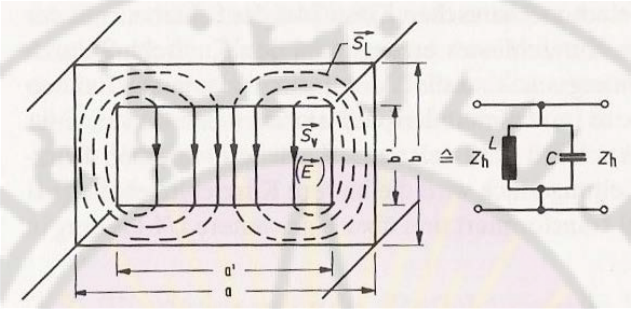
الإعاقات التي تستعمل لبناء المرشحات أو لأغراض التعيير والتوافق يمكن تحقيقها باستعمال عوارض أو قضبان معدنية في مرشد الموجات بوضع حاجز معدني في مرشد الأمواج يتشوه الحقل الأساس، لكي يحقق الشروط الحدية المتغيرة والموجات المنعكسة على الحاجز تتحلل وتنتشر في كلا الاتجاهين مؤدية إلى تهيج أنماط أخرى من الموجات غير القابلة على الانتشار، وهذه الموجة تتخامد على مسافات صغيرة من مكان الحاجز، وبفرض أن الحاجز عبارة عن ناقل مثالي، فإنه يؤثر كعاكس مثالي، وهذا يعني تخزين الطاقة والتي تمثل بدارة مكافئة: عبارة عن إعاقة أو سماحية وهمية، وهذا يتعلق بالحقل المهيج عن طريق طاقة الحقل المغناطيسي أو الكهربائي والتصرف الناتج عن الحاجز يشبه تصرف سماحية تحريضية أو سعوية.

أما إذا كانت الطاقة المخزنة عن الحقلين متساوية ينشأ فجوة رنانة. القيم المميزة للعناصر المركزة للدارة المكافئة، والتي تصف أثر ذلك الحاجز تتعلق بأبعاد الحاجز، وكذلك بالتردد ونمط الموجة المنتشرة.

2 – أثر تصغير مقطع مرشد أمواج مستطيل:

يوضح الشكل (8 – 6) خطوط النقل الكهربائي الناتجة عن تيارات الإزاحة وتيارات النقل لموجة من النمط H_{10} في الحاجز تولد تيارات جدران، وهذا يؤدي إلى أن تصغير طول مسار التيارات العرضية ويعبر ذلك عن أثر تحريضي، وهذا الأثر يمثل كملف تفرعي في الدارة المكافئة ونتيجة قصر خطوط الحقل الكهربائي ترتفع تيارات الإزاحة التي تكمل تيارات الجدران، وهذا يعني أثراً سعوياً يمثل كمكثف تفرعي في الدارة المكافئة، فالدارة المكافئة لحاجز معدني على المحيط الداخلي لمرشد الأمواج تمثل بدارة رنين تفرعية، وعند الرنين تكون السماحية العرضية تساوي الصفر والحاجز ليس له أي أثر في الاستطاعة المنتقلة في مرشد الأمواج، ويؤثر الحاجز

في الترددات الأخرى كعاكس، حيث يؤدي إلى تأثير تحريضي للترددات الأدنى من تردد الرنين وتأثير سعوي للترددات الأعلى.



الشكل (8 – 6) أثر تصغير مقطع دليل الموجة ودارته المكافئة

إذا تم تشكيل الحاجز بحيث يتفوق أثر تقصير خطوط الحقل الكهربائي فإنه يؤثر كسعة، وعندها يكون: $a' = a$ و $\lambda = 2a$.

أما إذا كان أثر التحديد الجانبي لمقطع المرشد أكبر، فإن الحاجز ذو أثر تحريضي وتردد الرنين لمثل هذا الحاجز يقع خارج مجال التردد العامل لمرشد الأمواج (في حالة $b' = b$)، والسماحية تكون دائماً تحريضية، والانعكاس على هذا الحاجز يزداد مع التردد f. تزداد السعة للحاجز السعوي بنقصان فتحة الحاجز وزيادة سماكة الحاجز.

3 – أثر إدخال برغي معدني ضمن الدليل:

يستعمل عادة قضيب ناقل أسطواني كعنصر إعاقة وهمية، ويوضح الشكل (8 – 7) أثر هذا القضيب والموضوع بشكل مواز للجانب الضيق لمرشد أمواج مستطيل على انتشار الموجة H_{10}.

الشكل (8 – 7) قضيب ناقل ضمن مرشد أمواج
وأثره في الموجة H_{10} ودارته المكافئة

خطوط الحقل الكهربائي ضمن مرشد الموجات تولد تيارات نقل في القضيب المعدني، وهذه التيارات تكمل طريقها كتيارات إزاحة في الجدار المقابل أثر تيار النقل هذا ومجاله المغناطيسي يمثل بتحريض، وأثر تيار الإزاحة يمثل بسعة على التسلسل معه.

إذا كان طول القضيب صغيراً يزداد أثر تيارات الإزاحة والقضيب يؤثر كسعة، وتزداد هذه السعة بزيادة قطر هذا القضيب بينما في حالة القضيب الطويل فإن أثر الحقل المغناطيسي يكبر، ويصبح ذا تأثير تحريضي، وبين الحالتين يوجد حالة يكون فيها الأثران متساويين، وهذا القضيب يؤثر كدارة رنين تسلسلية أي ذو ناقلية لانهائية عند الرنين، وطول موجة الرنين لقضيب تزداد بزيادة طوله ومن أجل قضيب ذي مقطع رفيع فإن: $\lambda_r = 4S$ ويحدث الرنين بين: $(S/b = 0.7 - 0.9)$، مع زيادة المقطع للقضيب يقل طول الموجة من أجل: $S = b$ فإن: $\lambda_r = \lambda_c = 2a$.

عند تردد الرنين التسلسلي f_r تنعكس الاستطاعة في مرشد الأمواج، وما عدا ذلك تنتقل الاستطاعة في مرشد الأمواج.

من أجل التردد: $f < f_r$ فإن $\beta > 0$ أثر سعوي، $f > f_r$ فإن $\beta < 0$ أثر تحريضي مجال الضبط بوساطة القضيب المعدني أقل من الحاجز المعدني.

8–4 – الوصلة الدوارة Rotary Joint

هوائيات أجهزة الرادار ذات الرؤية الدورانية، تدور بسرعة زاوية ثابتة. الهوائي يجب أن يربط بخط تغذية المرسل أو المستقبل، وبالطبع لا يمكن لهذا الناقل من الدوران مع الهوائي وهذا يتطلب تجهيزات . بالرغم من عدم اتصالها الميكانيكي . تؤمن اتصالاً كهربائياً بين ناقل التغذية الثابت والهوائي الدوار، الاتصال عن طريق حلقات لا يمكن الاستفادة منه ميكانيكياً بسبب ضجيج الاتصال الكهربائي. ومبدأ تشكيل الوصلة الدوارة المصنعة بتقنية الكوابل المحورية بدون اتصال مباشر مبينة بالشكل (8 – 8 أ).

تشكيل الوصلة الدوارة من كبل محوري يتم بتصغير قطر الناقل للكبل الثابت في منطقة الترابط مع الناقل الدوار، ويدخل في ثقب ضمن الناقل الداخلي الدوار. بحيث لا يحدث اتصال بين الناقلين الداخلين، والناقلان المتداخلان المكونان من الناقلين الداخلين للكبل يشكلان كبلاً محورياً

جديداً له ممانعة مميزة Z_{L1} ، ويمكن افتراضه مفتوح النهاية عند الأخذ بالحسبان أثر المكثف عند نهاية الاتصال. إذا جعل الطول الكهربائي لهذا الناقل مساوياً إلى ربع طول الموجة العاملة على هذا الخط فإن هذا الفتح بين الناقل الدوار والناقل الثابت يحول إلى قصر

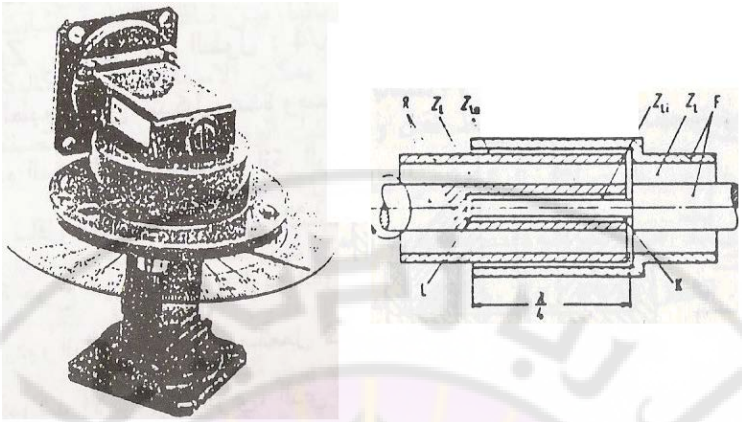
كهربائي، وبالتالي فإن الناقل الداخلي في هذا الموقع غير منفصل كهربائياً، ويؤثر كناقل غير مفصول.

الكلام نفسه ينطبق على الناقلين الخارجيين ذوي المحور الواحد والمتداخلين ضمن بعضهما بعضاً دون تلامس للناقل الثابت والناقل الدوار التصنيع يتم بجعل هذه الوصلة ضيقة المجال حتى عند الاختيار الصحيح للممانعات المميزة: Z_{L1} و Z_{L2} لأن الطول: $L = \lambda/4$ لا يمكن تحقيقه إلا عند تردد وحيد، بالطبع يمكن تشكيل عدة وصلات، فنحصل على وصلة عريض المجال وهذه المشكلة تحل بالطرائق الرياضية نفسها المستعملة في المرشحات. لوصل ناقل الموجات الدوار بالثابت تستعمل الوصلة الدوارة، وللحصول على إشارة خرج غير متعلقة بزاوية الدوران. يجب أن يكون توزع خطوط الحقل متناظراً دورانياً في الناقل

المستعمل كوصلة دوارة، كما هو الحال في الكبل المحوري ومرشد الأمواج الدائري، الذي سينتشر فيه النمط E_{01}.

يوضح الشكل (8 – 8 ب) وصلة دوارة ذات مآخذ على شكل مرشد أمواج مستطيل يتم الوصل عبر قطعة من كبل محوري نهايته في الجزء الدوار يعمل كثنائي قطب ذي رأس متناظر.

والملاحظ أن الوصل يتم سعوياً عند الانقطاع في الناقل، حيث يحول الفتح عند الموقع B عبر الوصلة بطول: $\lambda/4$ إلى قصر عند جدار الناقل. وهذا يؤمن نقل التيارات الطولية، والجزء الآخر ذو الطول: $\lambda/4$ يقوم بتحجيب الحقول الشاردة.



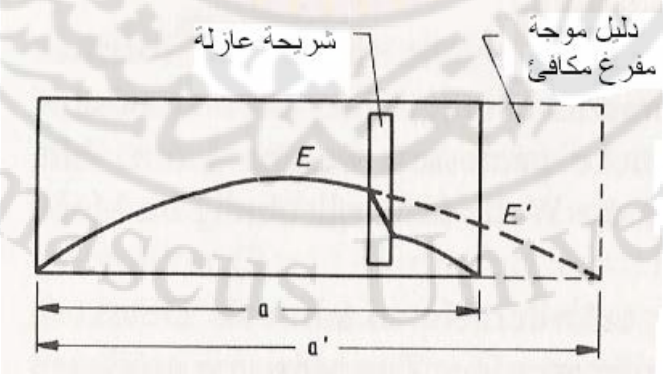
الشكل (8 – 8) مبدأ تشكيل الوصلة الدوارة

8-5- مزيح الطور

كما في عناصر التخامد فإن مزيحات الطور الميكروية لها عدة أشكال وسوف ندرس بعض أنواع هذه العناصر.

1 – إزاحة الطور بمادة عازلة

مرشدات الأمواج التي ملئت جزئياً بمادة عازلة ذات ثابت عازلية: $\varepsilon_r = \varepsilon' - j\varepsilon''$ تستعمل كمزيح طور، إذا كان: $\varepsilon'' = 0$ أو كعنصر تخامد إذا كان $\varepsilon' < \varepsilon''$ ، $\varepsilon'' \neq 0$ كما هي الحال في المضعف ذي الريش (الصفائح)، كما هو مبين في الشكل (8 – 9).



الشكل (8 – 9) مزيح الطور بالعازل

حيث توضع صفيحة من مادة عازلة ذات فقد قليل في الاتجاه الطولي لمرشد أمواج مستطيل تنتشر به الموجة H_{10} ويتغير توزع الحقل الكهربائي نتيجة لوضع هذه الصفيحة العازلة، يعبر عنه بزيادة عرض مرشد الأمواج المكافئ وبالتالي زيادة طول الموجة الحرجة التي تنتشر به: $\lambda_r = 2a$ وبالتالي فإن طول موجة المرشد:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-\left(\lambda_0 / \lambda_c\right)}}$$

تنقص ويتغير الطور مقارنةً مع طور المرشد المفرغ. والأثر يكون أعظمياً في منتصف المرشد حيث شدة الحقل الكهربائي أعظمية، ويمكن إدخال الصفيحة من خلال شق طولي في

منتصف مرشد الأمواج أو إدخالها من الجانب الصغير إلى مركز الناقل. وللمحافظة على انعكاس عامل صغير يمكن عمل الصفيحة العازلة متغيرة المقطع عند النهاية.

ويوجد أنواع أخرى من مزيحات الطور مثل قطعة ناقل بشكل حرف U تدخل ضمن ناقل، وبالتالي فإن طول الناقل الفعال يتغير ويغير طول الموجة، ويمكن تحقيق مزيح الطور وذلك بإحداث شقوق عرضية في منتصف الجانب العريض على طول مرشد الأمواج وأطوال مختلفة، وبإدخال براغي متعامدة مع محور الشق تغير أبعاد المرشد وسرعة الانتشار وهذا يؤدي إلى تغير الطور.

2- مزيح الطور الدوار

يشبه مزيح الطور الدوار الموضح في الشكل (8 - 10) المخمد الدوار، حيث تنتشر الموجة من النمط H_{11} في الدليل الدائري القابل للدوران والموجود في المنتصف، ويحتوي هذا الجزء شريحة عازلة بطول $\lambda/2$ قليلة الفقد متوضعة في مستوى القطر ويتم اختيار أبعادها بحيث أن جزء الموجة الموازي للحقل E يدور بطور أكبر بمقدار π عن طور جزء الموجة المعامد للحقل الكهربائي عند اجتياز الموجة الكهرومغناطيسية لهذا الجزء من المرشد الدائري، يؤثر هذا الجزء الدائري لمزيح الطور في الموجة الكهرومغناطيسية المستقطبة دائرياً التي تجتازه بحيث أنه يؤدي إلى تغيير في الطور لهذه الموجة بمقدار 2ϕ عندما يدار بمقدار ϕ، يتصل الجزء الدائري من طرفيه بتحويلة من مرشد دائري إلى مستطيل، وفي هذه التحويلة يتم تحويل النمط H_{11} الدائري إلى H_{10} الخطي أو بالعكس باستعمال شريحة عازلة طولها $\lambda/4$ تعمل كمبدل استقطاب.

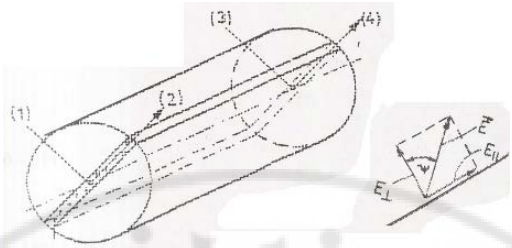
إذا انتشرت في دليل موجة موجتان مستقطبتان خطياً ومتعامدتان، وتم تأخير أحداهما بمقدار: $\frac{T}{4} = \frac{\lambda/4}{v_P}$ نحصل على موجة مستقطبة دائرياً، وبالعكس نحصل من موجة مستقطبة دائرياً من خلال تأخير أحد الطرائق بمقدار ربع الدور على موجتين متعامدتين ومستقطبتين خطياً، ويمكن تحقيق هذا المستقطب باستعمال قطعة عازلة توضع داخل الدليل ذات فقد قليل وطولها $\lambda/4$ تميل على الحقل الكهربائي بمقدار: 45°، وتقوم بإزاحة الطور بمقدار $\pi/2$ لأجزاء الموجة ذات الحقول الكهربائية الموازية والمعامدة وهي المطلوبة لتحويل الأنماط.

الشكل (8 – 10) مزيح الطور الدوار

8-6- مبدل الاستقطاب

الاستقطاب: هو اتجاه الحقل الكهربائي للموجة الكهرومغناطيسية، ويمكن التمييز بين الاستقطاب الخطي، حيث يبقى اتجاه الحقل الكهربائي ثابتاً، واستقطاب دائري حيث يدور شعاع الحقل الكهربائي إلى اليمين أو اليسار، فيسمى استقطاباً دائرياً يمينياً أو يسارياً، لأن نهاية هذا الشعاع ترسم دائرة، وإذا رسمت قطعاً ناقصاً سمي استقطاب قطع ناقص.

لندرس مرشد أمواج دائري كما هو موضح في الشكل (8 – 11) ويوضح صفيحة عازلة قطرياً ضمنه وتغذية هذا الدليل بموجة مستقطبة متعامدة على الصفيحة العازلة a_1 وأخرى موازية لها a_2. يجب أن يؤمن كل من ثخانة وطول الصفيحة وثابت العازلية لها إزاحة في الطور للموجتين الواصلتين إلى المخارج (3) و(4) مقداره:(90°).



الشكل (8 – 11) مبدل الاستقطاب

وهذا يعني أن:

$$b_3 = a_1 e^{-j\phi}$$
$$b_4 = a_2 e^{-j(\phi+\pi/2)} = -ja_2 e^{-j\phi}$$

وبسبب التناظر فإن:

$$b_1 = a_3 e^{-j\phi}$$
$$b_2 = a_4 e^{-j(\phi+\pi/2)} = -ja_4 e^{-j\phi}$$

من أجل موجة مستقطبة خطياً مغذاة عند المأخذ (1) بزاوية (45°) على الشريحة العازلة فإن:

$$a_1 = a_2 = a \quad ; \quad b_3 = a e^{-j\phi} \quad ; \quad b_4 = -ja e^{-j\phi}$$

وبالتالي فإن الموجة عند الخرج (4) مزاحة بمقدار ϕ عن موجة الدخل في الاتجاه الموجب للموجة المستقطبة دائرياً، وإذا كانت زاوية ورود موجة الدخل: (45°) فإننا نحصل على موجة مستقطبة دائرياً يسارية، فتتحول إلى موجة مستقطبة خطياً عند الخرج، أما إذا كانت الزاوية لا تساوي $\pi/4$ نحصل على استقطاب قطع ناقص.

يعبر عن العلاقات بين المأخذين (1) و(4) بمصفوفة الانتثار التالية:

$$S = e^{-j\phi_1} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

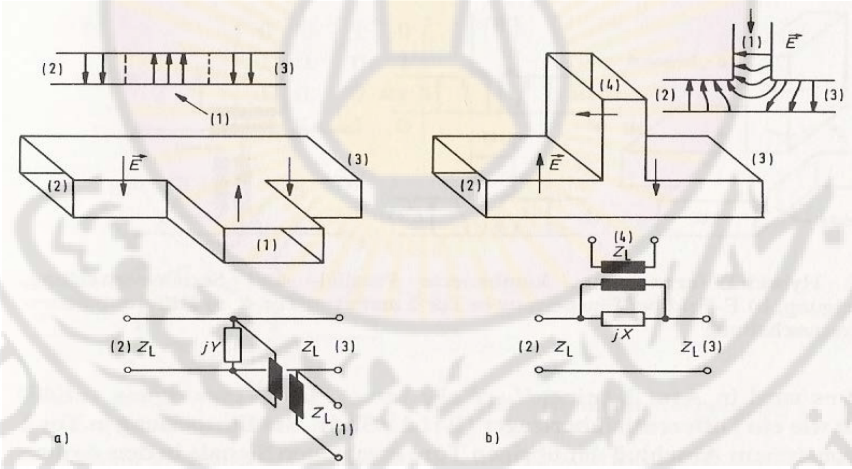
وبما أن فرق الطور: $\pi/2$ يقابل فرق مسير كهربائي قيمته: $\lambda_g/4$ تدعى هذه الصفيحة في ناقل الموجات بالصفيحة ذات الطول: $\lambda/4$.

8 – 7 – تفريعة النواقل

هناك نوعان للتفريع، تفريع تسلسلي وآخر تفرعي ويتم تحقيق هذه الوصلات في مرشدات الموجة كما هو واضح بالشكل (8 – 12) .

تفريع دليل الموجة في مستوى خطوط الحقل المغناطيسي (تفريعة H) تتصرف كأنها تفريعة تفرعية ، بينما التفريع في مستوى خطوط الحقل الكهربائي (تفريعة E) هي تفريعة تسلسلية.

الاستطاعة المغذاة عند المأخذ 1 في تفريعة H أو المغذاة عند المأخذ 4 في تفريعة E تنقسم إلى جزأين متساويين عند المأخذين الآخرين، في حالة التفريعة H تكون الإشارتان الواصلتان عند المخرجين متفقتين بالطور، بينما تكونان مختلفتين بالطور في حالة التفريعة E، والمدخل لا يكون موفقاً عندما يكون المخرجان موفقين.



تفريعة H **تفريعة E**

أو تفريعة T التفرعية **أو تفريعة T التسلسلية**

الشكل (8 – 12)

لتحقيق الشروط الحدية تظهر أنماط حقول أعلى، ولأنها لا تستطيع الانتشار في الناقل تدعى استطاعة وهمية وهذه تمثل في الدارة المكافئة بعناصر وهمية X j، لتعويض مجال التردد المحدود ولتحسين التوافق تستعمل القضبان والحواجز، حيث يمكن تحقيق قصر عند أحد المآخذ ؛ بحيث يحقق عزلاً أو وصلاً جيداً بين المأخذين الآخرين (مفتاح).

1 – مقسمات أو مجمعات الاستطاعة Diveders and Combiners

تعرف دارات المقسمات أو المجمعات بأنها عناصر ميكروية ثلاثية المآخذ ، وقبل دراستها ، من المفيد أن نوضح الخواص العامة للدارات ثلاثية المآخذ، كما سنرى من المستحيل تشكيل عنصر ميكروي ثلاثي المآخذ يحقق الشروط المثالية التالية :

1 – عديم الفقد 2 – قابل للعكس 3 – متوافق عند جميع المآخذ

تحدد هذه الخواص الثلاث المتطلبات التي يمكن أن يحققها المقسم أو المجمع . وبما أننا لا نستطيع تحقيقها فإن التصميم يتم بشكل يعطى قيماً أقرب إلى المثالية . بفرض أن لدينا عنصر ثلاثي المآخذ لها المصفوفة S التالية :

$$[S]=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

إذا كانت المآخذ كلها موفقة فإن :

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=0$$

إذا كان العنصر قابلاً للعكس reciprocal عندئذ يكون :

$$S_{21}=S_{12}, \quad S_{31}=S_{13} \quad \text{and} \quad S_{32}=S_{23}$$

فتكون المحددات S لعنصر ثلاثي المآخذ موفق وقابل للعكس هي :

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

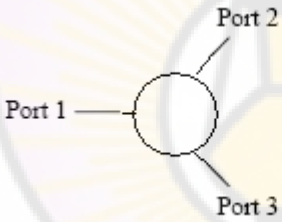
نلاحظ أن مصفوفة هذا العنصر تتضمن فقط ثلاثة محددات. وأخيرا إذا كان العنصر عديم الفقد فإن مصفوفة S واحدية ، بتطبيق شرط الواحدية على المصفوفة نجد :

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \qquad S_{13}^* S_{23} = 0$$
$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \qquad S_{23}^* S_{12} = 0$$
$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \qquad S_{12}^* S_{13} = 0$$

ولا يمكن تحقيق الشروط الثلاثة مجتمعة . ولذلك نستنتج أن العنصر ثلاثي المآخذ لا يمكن أن يكون عديم الفقد وقابلاً للعكس ومتوافقاً عند جميع المآخذ .

يمكن تحقيق عنصر ثلاثي المآخذ إذا استغنينا عن تحقيق أحد الشروط الثلاثة السابقة ، وبالتالي يمكن التمييز بين ثلاث حالات :

1 – ثلاثي مآخذ غير قابل للعكس بينما يكون عديم الفقد وموفقاً عند جميع المآخذ وهذا ما يدعى الدوار ويرمز له بالشكل :



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

نلاحظ أن :

$$S_{ij} \neq S_{ji}$$

2 – يتم تحقيق توافق مدخلين فقط 1 و 2 عندئذ تكون مصفوفة S له :

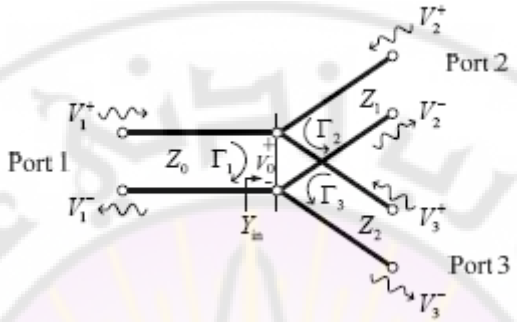
$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix}$$

3 – العنصر بفقد : كل المآخذ موفقة والشبكة قابلة للعكس .

تستخدم المقسمات في أجهزة الإرسال بينما تستخدم المجمعات في أجهزة الاستقبال لتقسيم الاستطاعة أو تجميعها .

2 – مقسم الاستطاعة بوصلة T

مقسم الاستطاعة بوصلة T هو عنصر ثلاثي المآخذ – يمكن أن يكون بفقد – أو عديم الفقد كما هو مبين في الشكل (8 – 13) .



الشكل (8 – 13) مقسم الاستطاعة بوصلة T عديمة الفقد

هذا المقسم يجب أن يؤمن الشرطين التاليين :

1 – توافق عند مدخل التغذية

2 – تتوزع استطاعة الدخل إلى X و Y عند المخرجين الآخرين ، وعادة تكون X و Y متساويتين . لتحقيق هذين الشرطين يتطلب أن يتحقق الشرط التالي :

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

لتقسيم الاستطاعة الواردة عند المأخذ 1 بين المأخذين الآخرين ، نحتاج إلى استخدام خطوط نقل بممانعات مميزة مختلفة .

تحسب استطاعة الدخل بالعلاقة :

$$P_{in} = \frac{1}{2}\frac{|V_0|^2}{Z_0}$$

وبالمثل يمكن حساب استطاعة كل خرج بالعلاقتين :

$$P_1 = \frac{1}{2}\frac{|V_0|^2}{Z_1} \quad \text{and} \quad P_2 = \frac{1}{2}\frac{|V_0|^2}{Z_2}$$

بحساب نسبة التقسيم نجد :

$$\frac{P_1}{P_{in}} = \frac{1/Z_1}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_1} \quad \text{and} \quad \frac{P_2}{P_{in}} = \frac{1/Z_2}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2}$$

وبما أن العنصر عديم الفقد فإن :

$$\frac{P_1}{P_{in}}+\frac{P_2}{P_{in}}=1$$

أي أن :

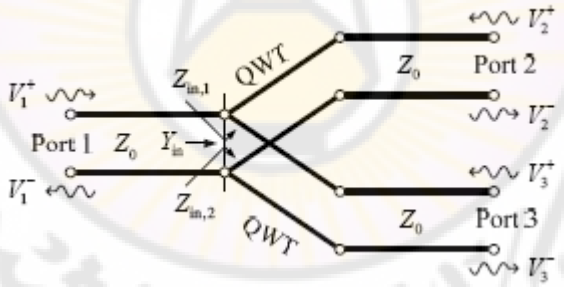
$$\frac{Z_0}{Z_1}+\frac{Z_0}{Z_2}=1 \quad \Longrightarrow \quad \frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}=\frac{1}{Z_0}$$

نلاحظ أن هذا المقسم يقوم بتوزيع الاستطاعة وفق النسب المطلوبة كما أن شرط توافق الدخل محقق . ويمكن بسهولة حساب الممانعة المميزة لخطوط النقل عند المخارج بالعلاقة :

$$Z_1=\frac{Z_0}{P_1/P_{in}} \quad \text{and} \quad Z_2=\frac{Z_0}{P_2/P_{in}}$$

لا يفضل استخدام خطوط نقل بممانعات مميزة مختلفة ، وتكون جميعها متساوية .

ويتحقق ذلك باستعمال محولات ربع طول الموجة QWT كما هو مبين بالشكل (8 – 14)



الشكل (8 – 14) مقسم استطاعة مع QWT

باستعمال محولات ربع طول الموجة يصبح مقسم الاستطاعة ضيق المجال ، عند تصميم المقسم نستعمل $Z_{in,1}$ & $Z_{in,2}$ بدلا من Z_1 & Z_2 أي أن شرط التوافق يصبح :

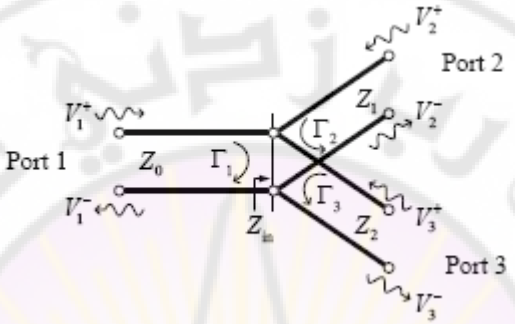
$$\frac{1}{Z_{in,1}}+\frac{1}{Z_{in,2}}=\frac{1}{Z_0}$$

وتصبح نسبة تقسيم الاستطاعة :

$$\frac{P_1}{P_{in}}=\frac{Z_0}{Z_{in,1}} \quad \text{and} \quad \frac{P_2}{P_{in}}=\frac{Z_0}{Z_{in,2}}$$

مثال 8 – 1 :

صمم مقسم استطاعة بوصلة T بنسبة تقسيم 2 : 1 وممانعات الدخل 50 Ω . ثم احسب المحددات S له ، نختار الوصلة المبينة بالشكل (8 – 15) .



الشكل (8 – 15) مقسم استطاعة

ووفقاً لنص المسألة فإن الاستطاعة الواردة من المأخذ 1 يصل ثلثها إلى المأخذ 2 وثلثان إلى المأخذ 3 . وبتطبيق قانون حساب الممانعات نجد :

$$Z_1 = \frac{50}{1/3} = 150\ \Omega \quad \text{and} \quad Z_2 = \frac{50}{2/3} = 75\ \Omega$$

هذه القيم تحقق مقسم الاستطاعة المطلوب ويمكن التأكد من أن مأخذ الدخل موفق بحساب ممانعة الدخل فنجدها 50 Ω .

$$\frac{1}{75} + \frac{1}{150} = \frac{1}{50}$$

يمكن حساب المحددات S لهذا المقسم ، وبما أن ممانعة الدخل تساوي 50 أوم فإن : $S_{11} = 0$ ، وبما أن المقسم قابل للعكس ، فإن مصفوفة S يجب أن تكون متناظرة حول المحور الرئيسي ، وبما أنه عديم الفقد وثلاثي المآخذ فإن المآخذ الثلاثة لا يمكن أن تكون جميعها موفقة أي أن المأخذ 2 لا يمكن أن يكون موفقاً عندما يوصل المأخذين الأخيرين و هما موصلان إلى حمل موفق . وبناء على هذه الحقائق الثلاث يمكن أن نعرف مصفوفة S لهذا المقسم بالشكل:

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

لنحسب الآن المحددات S كما يلي :

- S_{22} نوصل المأخذ 1 إلى مقاومة 50 أوم والمأخذ 3 إلى مقاومة 75 أوم نجد :

$$S_{22}=\Gamma_2\Big|_{V_1^+=V_3^+=0}=\frac{Z_0 \parallel Z_2-Z_1}{Z_0 \parallel Z_2+Z_1}=-\frac{2}{3}$$

- S_{33} نوصل المأخذ 1 إلى مقاومة 50 أوم والمأخذ 2 إلى مقاومة 150 أوم نجد

$$S_{33}=\Gamma_3\Big|_{V_1^+=V_2^+=0}=\frac{Z_0 \parallel Z_1-Z_2}{Z_0 \parallel Z_1+Z_2}=-\frac{1}{3}$$

- $S_{21}=S_{12}$ نوصل المأخذ 2 إلى مقاومة 150 أوم والمأخذ 3 إلى مقاومة 75 أوم فنحصل على :

$$\begin{aligned} &V_1=V_2 \\ &V_1^+ + V_1^- = V_2^+ + V_2^- \\ &V_1^+\left(1+V_1^- / V_1^+\right)=0+V_2^- \\ &V_1^+\left(1+\Gamma_1\right)=V_2^- \end{aligned}$$

وهذا يعطي :

$$\frac{V_2^-}{V_1^+}\Bigg|_{V_2^+=V_3^+=0}=1+\Gamma_1 \underset{\Gamma_1=0}{=} 1$$

بما أن المقاومة الموصولة عند المأخذ 1 والمأخذ 2 مختلفة ، فمن الضروري استعمال المحددات S المعممة المعرفة مسبقا :

$$S_{ij} = \left.\frac{V_i^- \sqrt{Z_{0,j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0,i}}}\right|_{V_k^+=0,\ \forall k \neq j}$$

وبتطبيق ذلك على هذه الحالة نحصل على :

$$S_{21} = \left.\frac{V_2^- \sqrt{Z_{0,1}}}{V_1^+ \sqrt{Z_{0,2}}}\right|_{V_2^+=V_3^+=0} = 1 \cdot \frac{\sqrt{50}}{\sqrt{150}} = 0.577$$

- $S_{31} = S_{32}$ نوصل المأخذ 2 إلى مقاومة 150 أوم والمأخذ 3 إلى مقاومة 75 أوم فنحصل على :

$$V_1^+ \left(1 + \Gamma_1\right) = V_3^-$$

أي أن :

$$\left.\frac{V_3^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=V_3^+=0} = 1 + \Gamma_1 \underset{\Gamma_1=0}{=} 1$$

فنحصل على :

$$S_{31} = \left.\frac{V_3^- \sqrt{Z_{0,1}}}{V_1^+ \sqrt{Z_{0,3}}}\right|_{V_2^+=V_3^+=0} = 1 \cdot \frac{\sqrt{50}}{\sqrt{75}} = 0.816$$

- $S_{32} = S_{23}$ نوصل المأخذ 1 إلى مقاومة 50 أوم والمأخذ 3 إلى مقاومة 75 أوم فنجد:

$$V_2^+ \left(1 + \underbrace{\Gamma_2}_{=-2/3}\right) = V_3^-$$

$$S_{32} = \left.\frac{V_3^- \sqrt{Z_{0,2}}}{V_2^+ \sqrt{Z_{0,3}}}\right|_{V_1^+=V_3^+=0} = \left(1 - \frac{2}{3}\right) \cdot \frac{\sqrt{150}}{\sqrt{75}} = 0.471$$

أي أن :

لاحظ أن القيمة الكبير لمعامل النقل بين المأخذين 2 و 3 تدل على أن العزل بين المخرجين قليل ، وهذه الخاصية غير مرغوبة .

بما أن المقسم شبكة عديمة الفقد معنى ذلك أن مصفوفة S واحدية ، أي أن :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

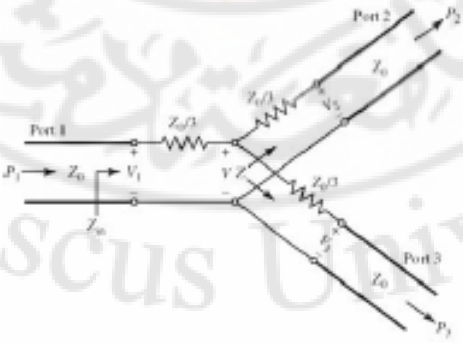
وبتطبيق ذلك على النتائج التي حصلنا عليها نجد :

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 0.333 + 0.666 = 0.999$$

3 – مقسم الاستطاعة بمقاومات Resistive Divider Power Splitter

يبين الشكل (8 – 16) مقسم استطاعة يستعمل ثلاث مقاومات . وبما أن الشبكة ذي فقد فإن هذا المقسم يمكن أن يكون موفقاً عند المآخذ الثلاث ، ولكن مآخذي الخرج غير معزولين.

تحليل هذه الشبكة ثلاثية المآخذ يمكن أن تنجز وفق نظرية الدارات البسيطة باعتبار أن المآخذ الثلاث موفقة ، مع عدم الانعكاس عند المآخذ فإن الجهد الكلي عند كل مأخذ يمثل بجهد الموجة الواردة عند الدخل والخارجة عند المخارج .



الشكل (8 – 16) مقسم استطاعة بمقاومات

4 – مقسم وليكنسون للاستطاعة Wilkinson Power Divider

تدعى الشبكة ثلاثية المآخذ المبينة بالشكل (8 – 17) مقسم وليكنسون للاستطاعة هذا المقسم شائع الاستعمال لخواصه المفيدة التالية :

الشكل (8 – 17) مقسم وليكنسون

1 – يحقق التوافق عند جميع المآخذ .

2 – عزل كبير بين مأخذي الخرج .

3 – قابل للعكس.

4 – عدم الفقد عندما تكون المخارج موفقة .

هناك تماثل في هذه الدارة وبالتالي من السهولة حساب المصفوفة S له . وخاصة أننا سنهيج هذه الدارة بطريقتين خاصتين جدا (التهييج المتماثل وغير المتماثل) وبجمع هذين الحلين نحصل على الحل النهائي .

تدعى هذه العملية الحسابية ‘طريق تحليل النمط الزوجي even-mode والنمط الفردي odd-mode . هذه التقنية في التحليل تستعمل في العديد من فروع العلم مثل تحليل الهوائيات .

سندرس مقسم وليكنسون للاستطاعة بنسبة تقسيم 1 : 1 أي أن :

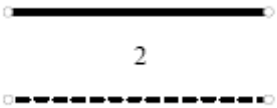
$$Z_{0,Q} = \sqrt{2}Z_0 \text{ and } R = 2Z_0$$

لتسهيل الحل نقوم بما يلي :

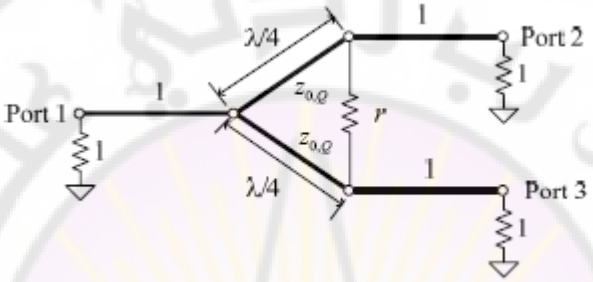
1 – ننسب جميع الممانعات إلى ممانعة Z_0 .

2 – لا نرسم خط العودة لخطوط النقل TL.

على سبيل المثال سنرمز لخط نقل TL ممانعته المميزة $2Z_0$ كما هو مبين بالشكل بالخط الواضح المستمر ، أي لا يرسم الخط المنقط .



وبالتالي يمكن رسم مقسم وليكنسون للاستطاعة بالشكل (8 – 18) :

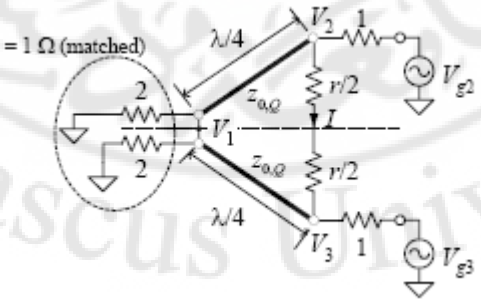


الشكل (8 – 18) مقسم وليكنسون

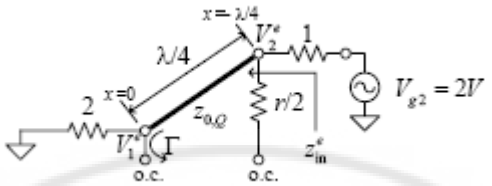
<u>1 – تحليل مقسم وليكنسون بطريقة Even-Odd Mode</u>

في التحليل الزوجي والفردي لإيجاد المحددات S ، تغذى هذه الشبكة بشكل متناظر symmetric excitation عند مأخذي الخرج ومن ثم تغذي بشكل متعاكسين anti-symmetric excitation .

- **التهييج المتناظر even mode**



نلاحظ أن I = 0 لأن التهييج متناظر ، وبما أن $V_2 = V_3$ يمكن تبسيط الدارة عند التحليل بالدارة التالية :



تحلل هذه الدارة باعتبارها محول ربع طول الموجة أي أن :

$$z_{in}^{e} = \frac{Z_{0,Q}^{2}}{2}$$

$$Z_{0,Q} = \sqrt{2 z_{in}^{e}}$$

لجعل المخارج موفقة يجب أن يتحقق الشرط :

$$z_{in}^{e} = 1 \quad \Rightarrow \quad Z_{0,Q} = \sqrt{2}$$

وبما أن :

$$z_{in}^{e} = 1$$

وبحساب جهد الخرج بقاعدة تقسيم الجهد نجد :

$$V_2^{e} = \frac{z_{in}^{e}}{z_{in}^{e}+1} V_{g2} = \frac{1}{2} V_{g2} = V$$

لحساب V_1^{e} نستعمل معادلة خط النقل :

$$V(x) = V^{+}\left(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}\right)$$

أي أن :

$$V(0) = V^{+}(1+\Gamma) = V_1^{e}$$

ولهذا فإن :

$$V(-\lambda/4) = V^{+}\left(e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4}} + \Gamma e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4}}\right)$$

$$= jV^{+}(1-\Gamma) = V_2^{e} = V$$

Γ معامل الانعكاس عند المأخذ 1 منظورا إليها باتجاه ممانعة حمل مقداره 2 ، لذلك

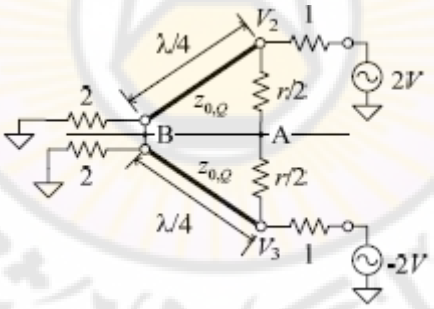
$$\Gamma = \frac{2 - z_{0,Q}}{2 + z_{0,Q}} \underset{(3)}{=} \frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}}$$

وأخيرا يمكن أن نجد أن :

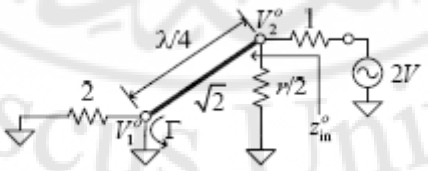
$$V_1^e = \frac{V}{j(1-\Gamma)} \cdot (1+\Gamma) \underset{(7)}{=} -jV\sqrt{2}$$

- **التهييج المتعاكس odd mode**

بما أن الدارة تغذى بجهدين متعاكسين $V_3 = -V_2$ والجهد مساو للصفر عند النقطة A و B



لتبسيط الدارة يمكن حساب نصف الدارة مع إجراء القصر عند A و B كما هو مبين بالشكل



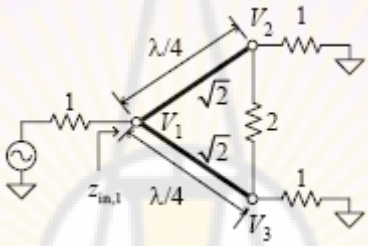
لحساب Z_{in}^0 نلاحظ أن الحمل هو دارة مقصورة على مسافة ربع طول الموجة . يعني ذلك أن : $Z_{in}^0 = \infty$ ، لتحقيق التوافق عند المأخذ 2 (و 3) في حالة التهييج غير المتناظر نجد : $r/2 = 1 \Rightarrow r = 2$ ، وبما أن $Z_{in}^0 = \infty$ فإن $V_1^0 = 0$

باستبدال r = 2 والمأخذ 2 موفق نحصل على :

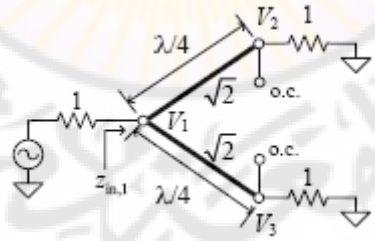
$$V_2^o = \frac{r/2}{r/2+1} \cdot 2V \underset{(9)}{=} V$$

إن الحلول الزوجية والفردية هي أشعة خاصة eigen-vectors أي حل يمكن أن يحدد من خلال جمع الأشعة الخاصة بتثقيل معين .

بالمعلومات التي حصلنا عليها وقبل البدء بحساب المحددات S لنعين قيمة ممانعة الدخل عندما يتم وصل مقاومة إنهاء عديمة الانعكاس عند المخرجين 2 و 3 . كما هو موضح بالشكل التالي :



بسبب التناظر فإن $V_2 = V_3$ لذلك يمكن قص الدارة إلى قسمين متساويين كما فعلنا في حلة تحليل الدارة في النمط الزوجي ، فتصبح الدارة كما هو موضح بالشكل التالي :



تنتج ممانعة الدخل من ضمن تفرعي لمحولين بطول ربع الموجة محملان بممانعة إنهاء عديمة الفقد :

$$z_{in,1} = z_{0,Q} \| z_{0,Q} = \left(\sqrt{2}\right)^2 \| \left(\sqrt{2}\right)^2 = 1$$

أي أننا نحصل على ممانعة دخل موفقة ، ونلاحظ أيضا أن المقاومة الأومية r لم يظهر لها أثر أي أن مقسم وليكنسون عديم الفقد في حالة توافق المخرجين .

2 – حساب المحددات S لمقسم وليكنسون

S Parameters of the Wilkinson Power Divider

تحسب المحددات S لمقسم وليكنسون على النحو التالي :

– S_{11} بما أن ممانعة الدخل موفقة عندما يكون المخرجان موفقين أي أن :

$$S_{11} = 0$$

– S_{22} & S_{33} بما أن تحليل المقسم تم عند التوافق عند المخرجين أي أن :

$$S_{22} = S_{33} = 0$$

– S_{12} & S_{21} تعرف بالشكل :

$$S_{12} = \left.\frac{V_1^-}{V_2^+}\right|_{V_1^+ = V_3^+ = 0}$$

بما أن المقسم موفق عند المدخل 1 غ'ن الجهد عند هذا المأخذ يحسب بالشكل :

$$V_1 = V_1^e + V_1^o = V_1^-$$

وبما أن المأخذ 2 موفق أيضاً في النمطين الفردي والزوجي فإن :

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V_2^+$$

وباستعمال المعادلات والنتائج السابقة نجد :

$$S_{12} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = \frac{-jV\sqrt{2} + 0}{V + V} = -j\frac{\sqrt{2}}{2}$$

أو :

$$S_{12} = -\frac{j}{\sqrt{2}} = S_{21}$$

– S_{13} & S_{31} باستعمال نفس الخطوات التي تم حساب S_{12} & S_{21} ، نحصل على العلاقة التالية :

$$S_{13} = S_{31} = -\frac{j}{\sqrt{2}}$$

– S_{32} & S_{23} تعرف بالشكل :

$$S_{32}=\left.\frac{V_3^-}{V_2^+}\right|_{V_1^+=V_3^+=0}=\left.\frac{V_3^{e,-}+V_3^{o,-}}{V_2^{e,+}+V_2^{o,+}}\right|_{V_1^+=V_3^+=0}$$

ولكن من الحلول الناتجة في حالة التحليل الزوجي والفردي ، وبمعرفة أن :

$$V_3^{e,-}=V_2^{e,-}\quad \text{and}\quad V_3^{o,-}=-V_2^{o,-}$$

ينتج :

$$S_{32}=\left.\frac{V_2^{e,-}+V_2^{o,-}}{V_2^{e,+}+V_2^{o,+}}\right|_{V_1^+=V_3^+=0}=\frac{V-V}{V+V}=0=S_{23}$$

وأخيرا نجد أن :

$$S_{32}=\frac{V-V}{V+V}=0=S_{23}$$

تظهر النتيجة الأخيرة أن المخرجين معزولان تماما عند التردد الذي صمم عليه المقسم، لذلك فإن المحددات S لمقسم وليكنسون يمكن أن تستخدم للتردد المصمم عليه لأنه يستخدم محول ربع طول الموجة.

8-8- رباعيات المآخذ Four-Port Networks

بعكس ثلاثي المآخذ من الممكن جعل رباعي المآخذ عديم الفقد وموفقاً وقابلاً للعكس ، وهذا الرباعي يدعى الرابط الاتجاهي directional coupler . مصفوفة الانتثار S لرباعي المآخذ عديم الفقد والموفق والقابل للعكس يعطى بالشكل :

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}$$

وبشكل عام يوجد نوعان من الروابط الاتجاهية وهي:

- الرابط الاتجاهي المتناظر The symmetrical coupler

مصفوفة S لهذا الرابط تعطى بالشكل :

$$\alpha, \beta \in \mathbb{R} \text{ and } \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

حيث : نلاحظ أن مصفوفة S تمثل شبكة موفقة وقابلة للعكس وبنفس الوقت نلاحظ أن المصفوفة واحدية ، وبالتالي يعني أن رباعي المآخذ عديم الفقد.

– الرابط الاتجاهي غير المتناظر The Asymmetrical coupler

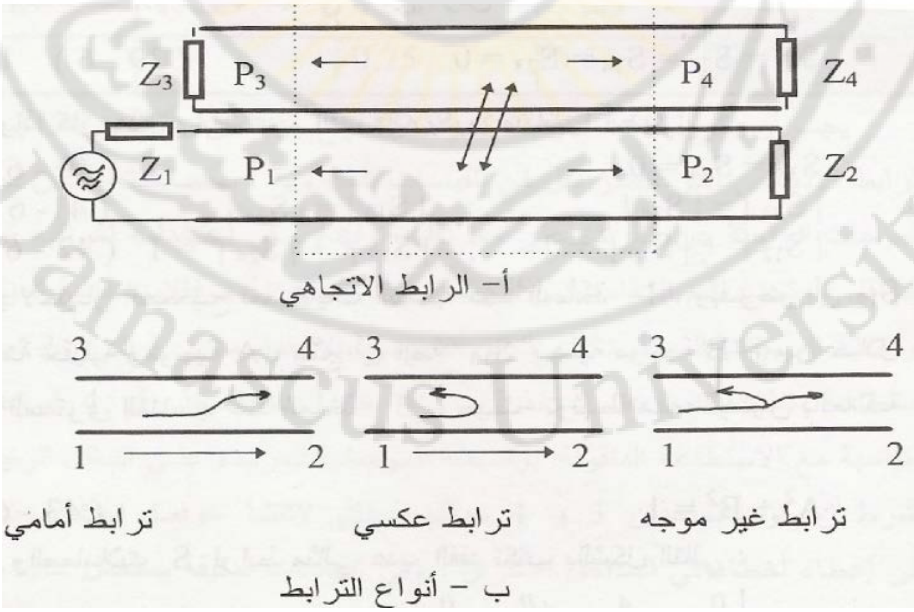
مصفوفة S لهذا الرابط تعطى بالشكل :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

يمكن أن نلاحظ أن هذا الرابط الاتجاهي موفق وقابل للعكس ويمكن أن يكون عديم الفقد

8-8-1- الرابط الاتجاهي Directional coupler

الرابط الاتجاهي عنصر نقل ميكروي رباعي المآخذ يتم فيه نقل الموجات من ناقل رئيسي إلى ناقل جانبي عن طريق الترابط الكهرطيسي أي أن الموجات الراحلة بالاتجاه الأمامي من الناقل الرئيسي تتوزع بين المداخل الأخرى بنسب معينة حسب الرابط الاتجاهي كما هو مبين بالشكل (8 – 19)



الشكل (8 – 19)

تنقسم الاستطاعة المغذاة من أحد المآخذ في رابط اتجاهي مثالي إلى جزأين يصلان إلى مأخذين مختارين، بينما لا يصل أي جزء من الاستطاعة إلى المأخذ الرابع. ووفقاً للشكل السابق فإن الاستطاعة الحقيقية P_1 المغذاة عند المأخذ 1 تتقسم في الرابط الاتجاهي إلى جزأين حقيقيين P_2 و P_3 يصلان إلى المأخذين 2 و3. وهذان المأخذان متصلان بممانعات موفقة Z_2 و Z_3، بينما لا يصل أي جزء من الاستطاعة إلى المأخذ 4. عند التغذية من المأخذ 4 تنتقل الاستطاعة إلى المأخذين 2 و3 فقط. وهذا يعني أن المأخذين 1 و4 غير مترابطين.

إذا تمت التغذية عند المأخذ 2 أو3 فإن النقل يتم إلى المأخذين 1 و4 فقط. وفي هذه الحالة فإن المأخذين 2 أو3 غير مترابطين أيضاً. في حالة توافق المآخذ الثلاثة لرابط اتجاهي مثالي، فإن المأخذ الرابع يكون موفقاً أيضاً. تعطى المعاملات $|S|$ لرابط اتجاهي مثالي موفق بالعلاقات التالية:

$$S_{11} = S_{22} = S_{14} = S_{23} = 0$$

وإذا كان هذا الرابط عديم الفقد فإنه يكون متناظراً أيضاً:

$$S_{33} = S_{44} = 0$$

$$|S_{31}| = |S_{24}| \quad ; \quad |S_{12}| = |S_{34}|$$

$$|S_{12}|^2 = |S_{13}|^2 = 1 \quad ; \quad |S_{12}|^2 = |S_{24}|^2 = 1$$

بالاختيار الصحيح لمستويات النسب عند المأخذ 1. وبفرض أن S_{12} ذات قيمة حقيقية وموجبة A، ينتج أن قيمة S_{13} وهمية موجبة jB من خلال اختيار المستوى المناسب عند المأخذ 3. حيث ترتبط هاتان القيمتان بالعلاقة التالية:

$$A^2 + B^2 = 1$$

والمعاملات S لرابط مثالي عديم الفقد تكتب بالشكل التالي كما ذكر سابقاً:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & A & jB & 0 \\ B & 0 & 0 & jB \\ jB & 0 & 0 & A \\ 0 & jB & A & 0 \end{vmatrix}$$

حيث تدل العناصر الصفرية في القطر الرئيس على توافق المآخذ الأربعة، بينما تشير العناصر الصفرية في القطر الآخر على عدم الترابط بين المأخذين 1 و4 وبين المأخذين 2 و3. نسبة الاستطاعة الواصلة إلى المأخذ الثالث P_3 للرابط الاتجاهي إلى الاستطاعة المغذاة عند المأخذ الأول P_1 في حالة التوافق تدعى تخامد الترابط:

$$\alpha_{k\,l\,d\,B} = 10.\mathbf{log}\ \frac{P_1}{P_3}$$

بينما تدعى النسبة بين الاستطاعة الواصلة إلى المأخذ الرابع P_4 للناقل الثانوي إلى الاستطاعة الواصلة إلى المأخذ الثالث P_3 من نفس الناقل تخامد الاتجاه:

$$\alpha_{R\,l\,d\,B} = 10.\mathbf{log}\ \frac{P_3}{P_4}$$

والروابط الاتجاهية المألوفة هي:

P_3 / P_1 in dB	3dB	6dB	10 dB	20 dB
P_3 / P_1	0.5	0.25	0.1	0.01

يجب أن يكون تخامد الترابط كبيراً، يتراوح عادة بين 20 و30 ديسبل الرابط الاتجاهي أهم عنصر نقل في القياسات الميكروية، بمساعدته يمكن فصل الموجات الراحلة عن المرتدة على خط نقل.

ولهذا يمكن استخدامه لمراقبة توافق النواقل، وتحديد قيم المعاملات $|S|$ والمقاومات الظاهرية، فالاستطاعة المنقولة بواسطة الموجات المسافرة على الناقل الرئيسي بالاتجاه من 1 إلى 2 تعطي استطاعة متناسبة معها عند المأخذ 3. بينما يظهر عند المأخذ رقم 4 استطاعة متناسبة مع الاستطاعة المنقولة بواسطة الموجات المرتدة على الناقل الرئيسي بشرط أن يكون المأخذان 3 و4 موفقين. لكي لا تنشأ عوامل انعكاس تؤدي إلى إعطاء أخطاء في المداخل الأخرى. وفي القياسات الدقيقة يستعمل عادة رابط اتجاهي بثلاثة مآخذ منفصلة لقياس الاستطاعة المسافرة والمرتدة. وتخامد الاتجاه للرابط هو المقياس لدقة عوامل الانعكاس الصغيرة عند المأخذ 2. ويستخدم الرابط الاتجاهي من أجل الترابط عديم الانعكاس أو كعنصر تخامد أو كمزيج طور. والرابط الاتجاهي 3dB يستخدم كمقسم استطاعة بنسب متساوية أو لجمع استطاعتين من منبعين

متساويي القدرة. كما يستعمل كموفق ممانعات وكعنصر ترشيح، ويستعمل كمفتاح وصل وفصل المرسل والمستقبل.

1 – الرابط الاتجاهي في تقنية الكوابل المحورية:

يمكن تحقيق رابط اتجاهي في تقنية الكوابل المحورية باستعمال كبلين محوريين مترابطين كهرطيسياً، ويتم ذلك بإحداث شق في الناقلين الخارجيين ووضع هذين الكبلين بجانب بعضهما البعض.

2 – الرابط الاتجاهي في تقنية مرشدات الأمواج:

أ– الرابط الاتجاهي بثقبين:

يبين الشكل (8 – 20) رسماً تخطيطياً للترابط بين دليلين متشابهين من خلال ثقبين صغيرين متماثلين متوضعين على مسافة $d = \lambda / 4$ عند التردد الاسمي.

يغذى المأخذ 1 بالموجة a_1، وتحمل المآخذ الأخرى بأحمال عديمة الانعكاس، فيظهر جزء من هذه الموجة عند المأخذ 2 ويرمز له b_2 والجزء الآخر يترابط مع الناقل الجانبي عن طريق الثقبين، الاستطاعة الواصلة إلى المأخذ 3 (b_3) مكونة من حاصل جمع الاستطاعتين المارتين عبر الثقبين والمتساويتين تقريباً في المقدار والطور، بينما الاستطاعة الواصلة إلى المأخذ 4 (b_4) مكونة من حاصل جمع الاستطاعتين المارتين عبر الثقبين والمتساويتين

تقريباً في المقدار والمتعاكستين في الطور، أي أنها تساوي الصفر. في الحالة المثالية عند إهمال التخامد يمكن حساب الاستطاعة عند المأخذ 3 والمأخذ 4 بالعلاقتين التاليتين:

$$b_3 = b_{v1} + b_{v2} = 2 b_v e^{-j\beta d}$$

$$b_4 = b_{r1} + b_{r2} = b_r (1 + e^{-j2\beta d})$$

نلاحظ أن $b_4 = 0$ أي أن المأخذين 1 و4 غير مرتبطين، إذا تحقق الشرط:

$$2\beta d = (2n-1)\pi$$

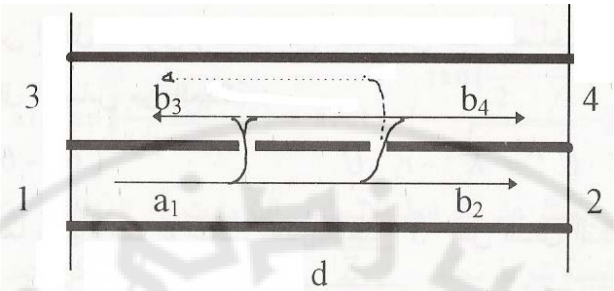
أي:

$$d = (2n-1)\lambda_g / 4$$

في أبسط الحالات $n = 1$ وبالتالي $d = \lambda_g / 4$.

وبسبب التناظر فإن المأخذين 2 و3 غير مترابطين. عند التغذية بنفس الوقت عند المأخذين 1 و2 يظهر عند المأخذين الآخرين 3 و4 استطاعة: $b_3 \sim a_1$; $b_4 \sim a_2$

وهذا يعني إمكانية قياس الموجات المنتشرة بشكل متعاكس في الناقل الرئيس بشكل منفصل في الناقل الثانوي.

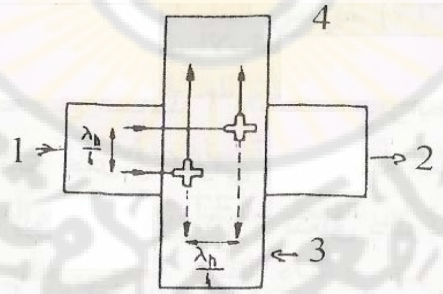


الشكل (8 – 20) الرابط الاتجاهي بثقبين

ب– الرابط الاتجاهي المتصالب:

يتكون هذا الرابط من مرشدي أمواج مستطيلين متصالبين ومترابطين بواسطة شقين على شكل إشارة + كما هو مبين بالشكل (8 – 21).

الاستطاعة الداخلة من المأخذ 1 تصل إلى المأخذ 3 عبر الشقين قاطعة نفس المسافة وبالتالي لها نفس الطور. بينما لا يصل إلى المأخذ 4 أي استطاعة بسبب فرق الطور π بين الإشارتين العابرتين للثقبين الناتج عن فرق المسير $\lambda_g / 4$.



الشكل (8 – 21) الرابط المتصالب

جـ– الرابط الاتجاهي متعدد الثقوب:

لزيادة عرض المجال الترددي للرابط تستخدم عدة ثقوب للترابط وهذا يشبه وصل عدة روابط مختلفة في بعد ثقوب الترابط على التتالي. كما يمكن استخدام رابط بثقب واحد أو شق ولكن الاستخدامات العملية لمثل هذه الروابط قليلة.

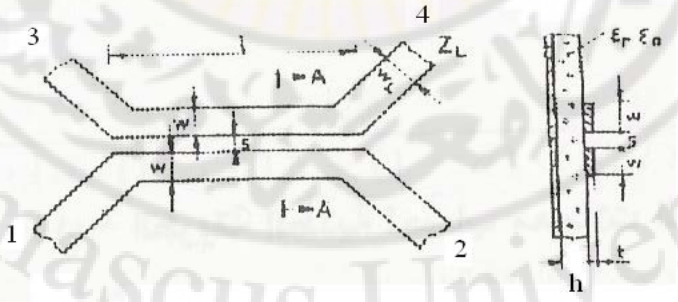
3- الرابط الاتجاهي في تقنية النواقل الشرائحية:

زوج من النواقل الشرائحية المترابطة بطول محدد كما هو موضح بالشكل (8 – 22) يدعى وصلة ترابط، وهذا النوع من الترابط يتمتع بخواص اتجاهية لرابط اتجاهي .

عند تغذية هذا الرابط عند المأخذ 1 ينتقل جزء من الاستطاعة إلى المأخذ 3 المجاور للمأخذ 1، بينما لا يصل إلى المأخذ 4 أي استطاعة ومعنى ذلك عدم وجود ترابط بين المأخذين 1 و4، أما الجزء الباقي فيتجه إلى المأخذ 2.

وبسبب التناظر المزدوج فإن نسب نقل الاستطاعة عند التغذية من أحد المآخذ الأخرى تشبه حالة التغذية من المأخذ 1، وعدم الترابط لا يظهر سوى عند التحميل الموفق أي بممانعات حمل Z_0 وفي هذه الحالة المثالية يدعى رابطاً اتجاهياً.

نسبة توزع الاستطاعة بين المأخذين 2 و3 تتعلق بالتردد لأن طول منطقة الترابط $L = \lambda / 4$ ، وعند التغذية عند المأخذ 1 ينشأ أعظم ترابط $|S_{31}| = K$ إلى المأخذ 3، بينما تصل أقل استطاعة إلى المأخذ 2 والتردد المقابل لطول الموجة λ يدعى التردد المتوسط f_m للرابط. قيمة الترابط $|S_{31}|$ عند f_m يسمى عامل الترابط ويتناسب عكسياً مع مسافة الترابط بين الناقلين S، ويقاس عادة بالديسبل فيدعى تخامد الترابط: $\alpha_{Km} = -20 \operatorname{Log} K \text{ in dB}$



الشكل (8 – 22) رابط اتجاهي في تقنية النواقل الشرائحية

الرابط الاتجاهي الذي يحقق عزل تام للمأخذ 4 وعديم الانعكاس عند المأخذ 1 عند جميع الترددات يسمى الرابط الاتجاهي TEM وهذا لا يتحقق إلا إذا كانت النواقل المستعملة لتحقيقه من النمط TEM أيضاً، والمعاملات $|S|$ له تعطى منسوبة إلى مقاومة حقيقية Z_0 .

وأثناء التنفيذ العملي تطوى نهاية نواقله بزاوية ما، ليمكن وصله مع نواقل أخرى، وتشطف نهايات الزوايا لمنع حدوث تأثيرات سعوية .

تعديل الرابط للحصول على نسبة ترابط عالية

يلعب الرابط الاتجاهي 3 dB دوراً مهماً في تشكيل الدارات الميكروية، لأنه يقسم الاستطاعة الداخلة إلى قسمين متساويين، وللحصول على هذا الرابط باستخدام حامل عازل من السيرامي ك Al_2,O_3 سماكته $h = 0.635mm$ و $\varepsilon_r = 9.7$ والممانعة: $Z_L = 50\Omega$ يلزم أن يكون عرض شق الترابط $7.5\mu m$ وهذا يصعب تحقيقه عملياً، ولهذا يلزم وجود أشكال معدلة للحصول على رابط اتجاهي 3 dB.

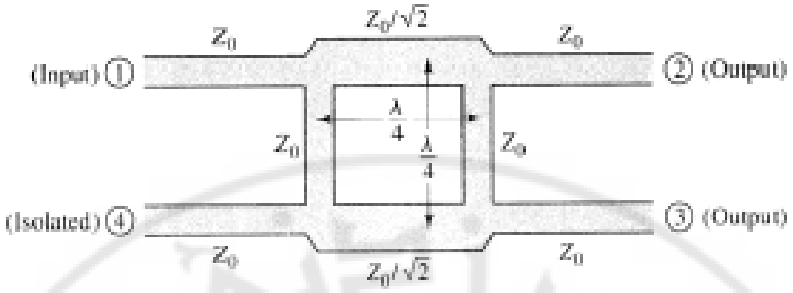
استخدامات الرابط الاتجاهي

يستخدم الرابط الاتجاهي لمراقبة انتشار الموجات على النواقل المغذية لهوائي الإرسال في أجهزة الرادار وأجهزة الاتصالات الميكروية، ويستخدم في قياس المعاملات $|S|$، لتشكيل العناصر الميكروية عريضة المجال وخاصة المرشحات، أما الرابط الاتجاهي 3dB فيستعمل كمقسم استطاعة وفي المازج حيث يوزع الاستطاعة الواردة من المذبذب والإشارة المستقبلة على الثنائيات المستخدمة في المزج. وللرابط الاتجاهي استخدامات متعددة لا يمكن ذكرها هنا وخاصة في تصميم الدارات الميكروية المتكاملة. واستخداماته في المرشحات وفصل الجهد المستمر وكموفق ممانعات.

8-8-2 الرابط الاتجاهي الهايبردي مربع الشكل

Quadrature (90 degree) Hybrid

يبين الشكل (8 – 23) رابطاً اتجاهياً مصمماً بتقنية النواقل الشرائحية كما هي الحال في حالة المقسم 1 : 1 .

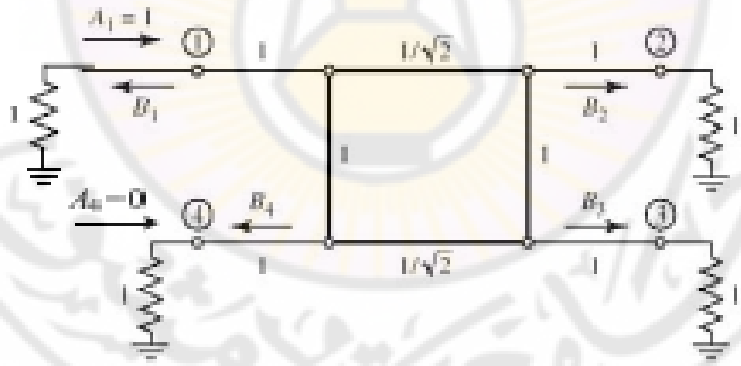


الشكل (8 – 23) الرابط الهايبردي مربع الشكل

بسبب التناظر يمكن تبسيط تحليل هذه الدارة باستعمال التحليل الفردي والزوجي الذي درس سابقا ، هذه الطريقة مشابهة لطريقة تحليل مقسم وليكنسون المشروح سابقاً .

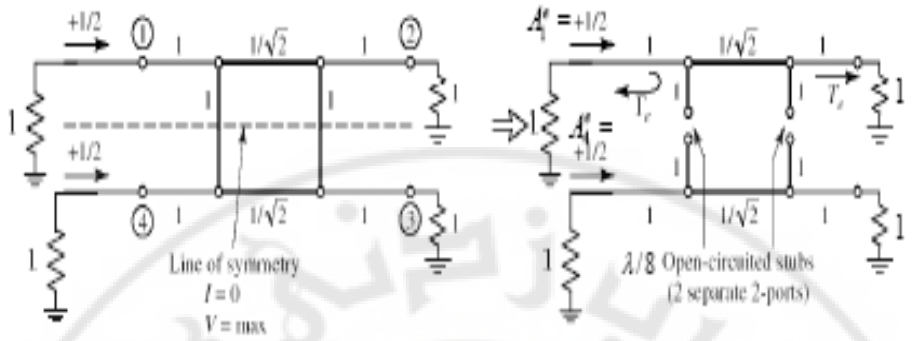
1 – التحليل الزوجي والفردي للهايبرد الربع

يبين الشكل (8 – 24) دارة الرابط الهايبردي المكون من خطوط نقل دون رسم خط العودة كما مرا معنا سابقاً .

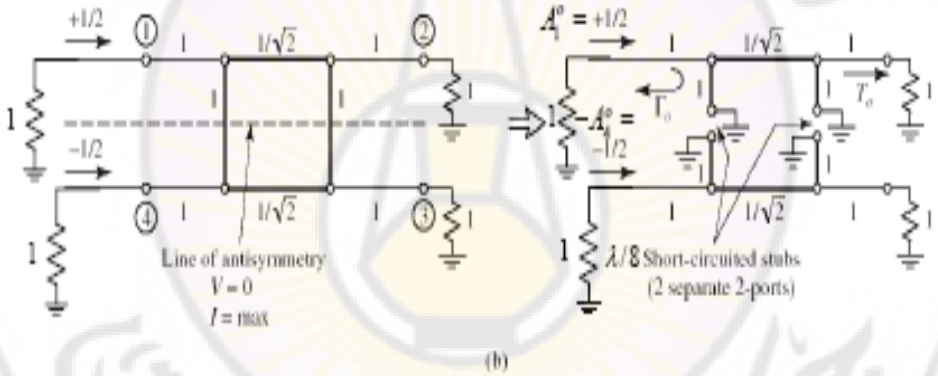


الشكل (8 – 24) دارة الرابط الهايبردي المفرع بشكله المنسوب

برسم الدارة التي تمثل التهييج المتماثل (النمط الزوجي) نحصل على:



بينما تبين الدارة التالية نمط التهييج المتعاكس (النمط الفردي) :



نلاحظ أن الدارة وشروطها الحدية تبقى كما هي في الحالتين . فقط طرائق التهييج تختلف ، وبما أن هذه الدارة خطية ، فإن الحل هو مجموع الحلين في النمط الزوجي والفردي. وهذه الطريقة في الحل تبسط تحليل الدارة الكلية ، وفيما يلي نبين طريقة التحليل لهذه الدارة :

<u>– النمط الزوجي Even mode</u> : بما أن الجهود والتيارات يجب أن تكون متساوية فوق وتحت خط التناظر في حالة النمط الزوجي ، فإن $I = 0$ عند مستوى التناظر (دارة مفتوحة

عند نهاية الخط العرضاني ذي الطول $\lambda/8$ وفقاً لتعريف الإشارة المرتدة $B_i\,(i = 1,....,4$ يمكن أن نكتب :

$$B_1^e = \Gamma_e A_1^e, \quad B_2^e = T_e A_1^e$$
$$B_3^e = B_2^e = T_e A_1^e, \quad B_4^e = B_1^e = \Gamma_e A_1^e$$

حيث : $A_1^e = 1/2$ و $\Gamma_e \ \& T_e$ عوامل النقل والانعكاس للتشكيل في النمط الزوجي .

– **النمط الفردي Odd mode** : بما أن الجهود والتيارات يجب أن تكون متعاكسة فوق وتحت خط التناظر في حالة النمط الفردي ، فإن V = 0 عند مستوى التناظر (دارة مقصورة عند نهاية الخط العرضاني ذي الطول $\lambda/8$

وفقا لتعريف الإشارة المرتدة $B_i\,(i = 1,....,4$ يمكن أن نكتب :

$$B_1^o = \Gamma_o A_1^o, \quad B_2^o = T_o A_1^o$$
$$B_3^o = -B_2^o = -T_e A_1^o, \quad B_4^o = -B_1^o = -\Gamma_o A_1^o$$

حيث : $A_1^o = 1/2$ و $\Gamma_o \ \& T_o$ عوامل النقل والانعكاس للنمط الفردي .

الحل الكلي Total Solution : الحل الكلي هو جمع الجهود في الدارتين ، ومن هذه الحقيقة يمكن استنتاج الحل النهائي بإيجاد المعاملات B_i بجمع بجمع العلاقات السابقة نجد:

$$B_1 = B_1^e + B_1^o = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o$$
$$B_2 = B_2^e + B_2^o = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o$$
$$B_3 = B_3^e + B_3^o = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o$$
$$B_4 = B_4^e + B_4^o = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o$$

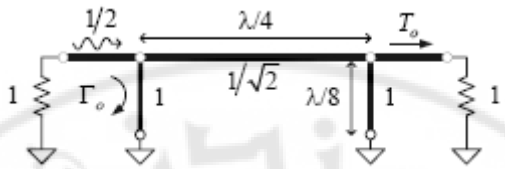
ويمكن بشكل مشابه حساب معاملات الموجة الواردة بالشكل :

$$A_1 = A_1^e + A_1^o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} = 1$$
$$A_4 = A_4^e + A_4^o = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = 0$$

هذا يوافق افتراض أن التهييج يتم عند المأخذ 2 في الدارة الأساسية . ولإنهاء حساب المحددات S لهذا الرابط الهايبردي نحتاج لتحديد معامل النقل ومعامل الانعكاس للنمطين ، ولكن سوف نعطيها مباشرة للنمط الزوجي بالعلاقة التالية :

$$\Gamma_e = 0 \quad \text{and} \quad T_e = -\frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j)$$

ونشتقها للنمط الفردي انطلاقاً من الشكل التالي :



نلاحظ أنه لدينا ثلاثة عناصر موصولة على التتالي ، ونستعمل البارامترات ABCD للحل للحصول على المحددات S لهذه الدارة .

العنصران 1 و 3 : عبارة عن خطوط نقل عرضانية مقصورة النهاية ، ممانعة دخلها تحسب بالعلاقة المعروفة التالية :

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad \text{حيث} \quad \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8} = \frac{\pi}{4}$$

وهذا يعني أن :

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = j \text{ , or } Y_N = -j$$

نحسب المصفوفة ABCD نجد :

$$ABCD = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_N & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix}$$

العنصر الثاني : هو خط نقل يعمل كمحول ربع طول الموجة :

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

وبحساب المصفوفة ABCD نجد :

$$ABCD = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j\dfrac{Z_0/\sqrt{2}}{Z_0} \sin \beta l \\ j\dfrac{Z_0}{Z_0/\sqrt{2}} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{j}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$$

والمصفوفة ABCD الكلية نحسبها بضرب مصفوفات العناصر الثلاثة مع بعضها فنجد :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

باستعمال علاقات التحويل بين ABCD والمصفوفة S نحصل على :

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} = \frac{1/\sqrt{2}}{1/\sqrt{2}} \cdot \frac{1 + j - j - 1}{1 + j + j + 1} = 0$$

$$S_{21} = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} = \frac{2/\left(\sqrt{2}\right)^2}{1/\sqrt{2}} \cdot \frac{1 \cdot 1 - j \cdot j}{1 + j + j + 1}$$

$$= \sqrt{2}\frac{2}{2 + 2j} = \frac{\sqrt{2}}{1 + j}$$

وبما أن المآخذ موفقة فإن :

$$\Gamma_o = S_{11} = 0$$

$$T_o = S_{21} = \frac{\sqrt{2}}{1 + j} \cdot \frac{1 - j}{1 - j} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - j)$$

وباستبدال هذه القيم في معادلة حساب الجهود النسبية المنسوبة نجد :

- $B_1 = 0$
- $B_2 = -\frac{1}{2\sqrt{2}}(1 + j) + \frac{1}{2\sqrt{2}}(1 - j) = -\frac{j}{\sqrt{2}}$
- $B_3 = -\frac{1}{2}\frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) - \frac{1}{2\sqrt{2}}(1 - j) = -\frac{1}{\sqrt{2}}$
- $B_4 = \frac{1}{2} \cdot 0 - \frac{1}{2} \cdot 0 = 0$

نستنتج مما سبق أنه عند التغذية من المأخذ 1 والمآخذ الأخرى موفقة يكون لدينا :

- **$B_1 = 0$ وهذا يعني أن المأخذ 1 موفق.**
- **$B_2 = -J/\sqrt{2}$ أي أن هناك إزاحة بين المأخذ 1 والمأخذ 2 مقداره (90°)، وتصل نصف الطاقة إلى المأخذ 2 .**
- **$B_3 = -J/\sqrt{2}$ أي أن نصف الطاقة تصل إلى المأخذ 3 من المأخذ 1 وبفرق طور مقداره (-180°) .**
- **$B_4 = 0$ أي لا تصل أي طاقة إلى المأخذ 4 .**

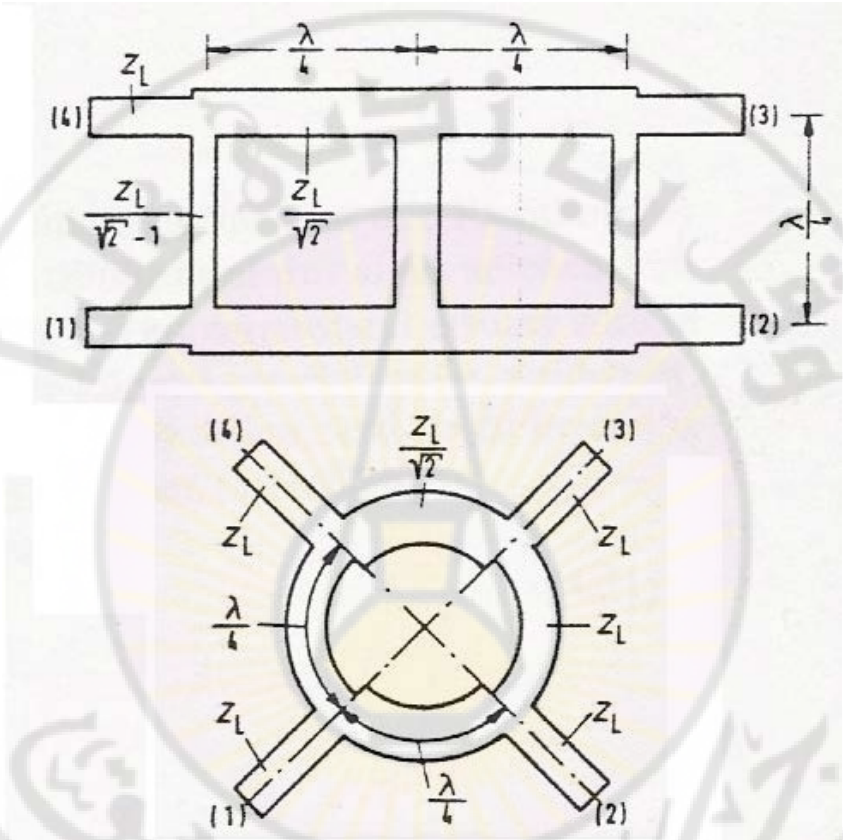
بسبب التناظر الكبير في الدارة ، يمكن تشغيل أي مأخذ كمدخل فيكون المأخذ الآخر بنفس الجهة مأخذ عدم الترابط (المعزول) ، بينما تقسم الطاقة مناصفة بين المأخذين المقابلين باستعمال هذه الخاصية والنتائج التي حصلنا عليها سابقاً ، يمكن أن نكتب المصفوفة S لهذا الرابط الهايبردي .

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

نلاحظ أن الأصفار في القطر الرئيس تمثل توافق المآخذ ، بينما الأصفار في القطر الثانوي فتبين عدم الترابط بين المآخذ المختلفة .

8 – 8 – 3 – أنواع مختلفة من الروابط

بين الشكل (8 – 25) نوعين مختلفين من الروابط .

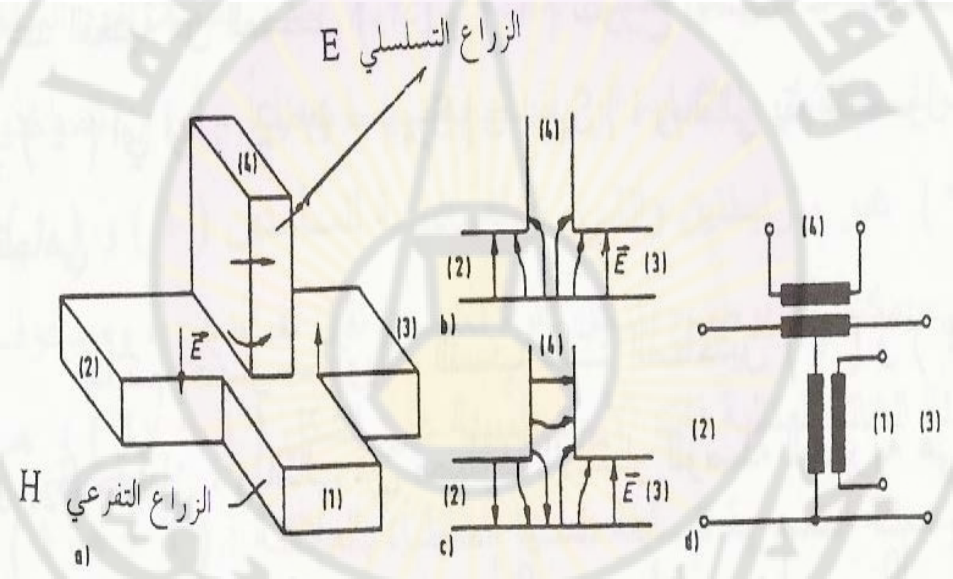


الشكل (8 – 25)

8 – 9 – وصلة T السحرية

بضم التفريعة H والتفريعة E نحصل على رباعي مآخذ يدعى وصلة T السحرية المبينة في الشكل (8 – 26). وهي تظهر خواص نقل مختلفة ويمكن ترقيم المآخذ من (1) حتى (4) بغض النظر عن الترتيب ولكن يمكن التمييز بين الأذرع الجانبية (2) و(3)، والذراع (1) ذراع H والذراع (4) ذراع E. ولشرح عمل هذه الوصلة نعتمد على الشكل (8 – 26).

عند تغذية الوصلة من الذراع (1) بموجة H_{10} ذات الحقل الكهربائي العمودي على الذراع H، وفي حالة الوصلة المتناظرة تماماً فإن الاستطاعة تتوزع مناصفة بين الذراعين (2) و(3)، ولا تظهر أي استطاعة عند الذراع (4) (ذراع E)، لأنه لا يتهيج في هذه الذراع سوى النمط H_{01} غير القابل للانتشار. إذا تم انعكاس جزئي أو كلي للاستطاعة عند المأخذ (2) و(3) فإن جزءاً من الاستطاعة يتجه نحو الذراع (4)، وهذان الجزآن الواصلان إلى المأخذ (4) من (2) و(3) متعاكسان في الطور، ونتيجة تراكب هاتين الموجتين تظهر موجة عند المأخذ (4). سعة هذه الموجة تتناسب مع الفرق بين الموجتين الواردتين من (2) و(3).



الشكل (8 – 26) وصلة T السحرية

في حالة التوافق التام عند المأخذين (2) و(3) أو في حالة الأحمال المتساوية تختفي الإشارة عند المأخذ (4).عندما يوصل المأخذان (2) و(3) إلى مقاومات موفقة فإن المآخذ (1) و(4) تكون غير مترابطة أي أن: $S_{14} = S_{41} = 0$، ويمكن استعمال عناصر توفيق عند هذين المأخذين لتحقيق التوافق، بحيث يصبح: $S_{11} = S_{44} = 0$ ولتفريعة عديمة الفقد فإن: $S_{33} = S_{44} = 0$ وكذلك: $S_{23} = S_{32} = 0$.

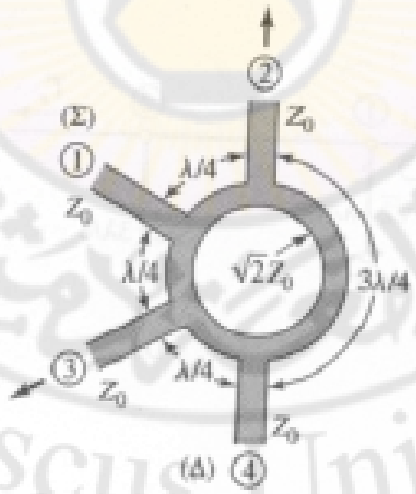
ولا يوجد ترابط بين (1) و(4) وكذلك بين (2) و(3) وعند التغذية من المدخل (2) و(3) تتوزع الاستطاعة مناصفة بين (1) و(4) أي أن: $|S_{12}| = |S_{24}| = 1\sqrt{2}$، وبالتالي يتم الحصول على رابط اتجاهي.

إذا تم اختيار مستويات النسب عند المأخذين (1) و(4) فإن S_{12} و S_{24} حقيقيان، وبالتالي فإن مصفوفة الانتشار للوصلة السحرية هي:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{vmatrix}$$

1 – وصلة الخاتم أو الوصلة الهايبردية

يظهر الشكل (8 – 27) تفريعة الخاتم غير المترابطة أو تفريعة الخاتم الهايبردية. عند تغذية التفريعة الهايبردية من المأخذ (1) فإن الإشارة تنقسم جزأين متساويين عند المأخذين (2) و(3) ولها الطور نفسه.



الشكل (8 – 27) تفريعة الخاتم غير المترابطة

بينما عند التغذية من المأخذ (4) فإن فرق الطور هو 180°، إذا تمت التغذية من المأخذ (2) وكان المأخذان (1) و(4) موفقين (عديمي الانعكاس) أو لهما عامل الانعكاس نفسه، فلا تظهر إشارة عند المأخذ (3)، لأن الموجات الدوارة في كل من الاتجاهين لهما فرق في المسير بمقدار: $\lambda_g / 2$ حتى يصلا إلى المأخذ (3)، وهما مختلفان بالإشارة أي يفنيان بعضهما بعضاً، أي أن المأخذين (2) و(3) غير مترابطين والشيء نفسه بالنسبة للمأخذين (1) و(4)، وهذا الترتيب يمكن أن يوضح بشكل دارة لعنصر نقل تفاضلي، ومصفوفة انتثار لوصلة الخاتم المثالية ذات الأبعاد المبينة على الشكل (8 – 27)، هي مصفوفة الوصلة السحرية ، ولتحقيق التوافق يجب وصل مآخذ الوصلة الدائرية لمرشد الأمواج أو النواقل الشرائحية بمقاومة موجية تساوي:

$$Z_A = \sqrt{2}.Z_R$$

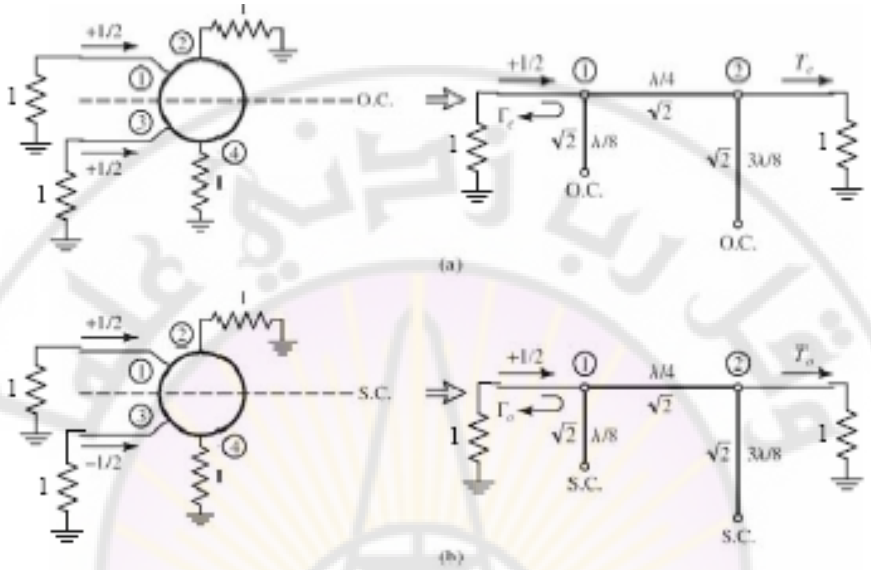
وبسبب أن مسافات الأذرع للوصلة الدائرية ذات نسب ثابتة إلى طول الموجة فإن الوصلة الدائرية ليست عريضة المجال مثل وصلة T السحرية.

تحليل وصلة الخاتم الهايبردية Ring Hyprid

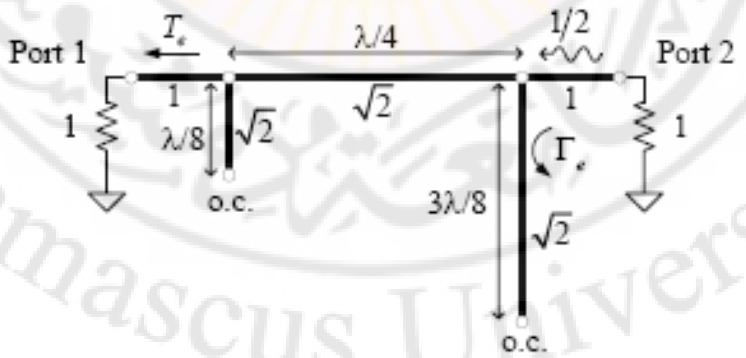
تحلل هذه الوصلة باستعمال التحليل الزوجي والفردي الذي درس سابقا في مقسم وليكنسون ، في الشكل مستوى التناظر يقسم الشكل إلى قسمين متساويين يفصل المأخذين 1 و 2 عن المأخذين 3 و 4 .

1 – في الشكل الممثل للوصلة الهايبردية نفرض أن مطال إشارة الموجة الواردة عند المدخل 1 تساوي الواحد .

يبين الشكل التالي الدارة في حالة النمط الزوجي والفردي :

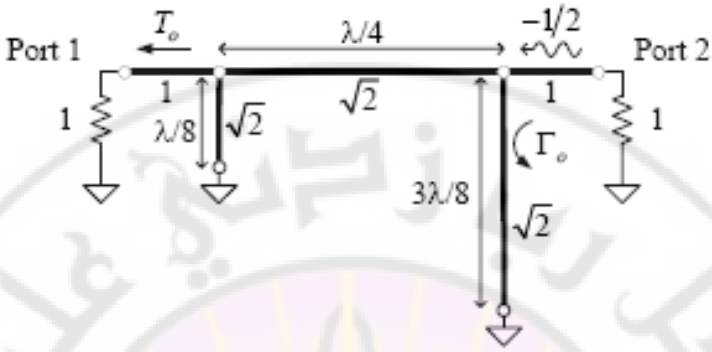


في هذين النوعين من التغذية يفترض أن الجهد الواصل إلى المأخذ 4 هو 1 بينما لا يصل أي جهد إلى المأخذ 2 كما هو مطلوب . في حالة النمط الزوجي المبين فيما يلي نجد :



$$B_1^e = \frac{1}{2}T_e = B_3^e \quad \text{and} \quad B_2^e = \frac{1}{2}\Gamma_e = B_4^e$$

ومن الشكل الذي يوضح النمط الفردي نجد :



$$B_1^o = \frac{-1}{2}T_o = -B_3^o \quad \text{and} \quad B_2^o = \frac{-1}{2}\Gamma_o = -B_4^o$$

وبجمع نتائج الحالتين نجد :

$$B_1 = B_1^e + B_1^o = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o$$

$$B_2 = B_2^e + B_2^o = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o$$

$$B_3 = B_3^e + B_3^o = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o$$

$$B_4 = B_4^e + B_4^o = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o$$

من خلال حساب المصفوفة ABCD للعناصر المشكلة للدارة في الحالتين وتحويلها إلى مصفوفة S نحصل على :

$$B_1 = B_4 = 0$$

$$B_2 = -B_3 = \frac{j}{\sqrt{2}}$$

وأخيراً تكون المصفوفة S هي :

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

<u>استخدامات T السحرية</u>

1- في المازج المتناظر:

يبين الشكل (8 – 28) مبدأ المازج المتناظر الذي يستعمل الوصلة T السحرية أو الهايبردية، يوصل المأخذان (2) و(3) للوصلة إلى ثنائيين مازجين قليلي الانعكاس، بينما يتم تغذية إشارة الدخل من المأخذ (4) وإشارة المهتز المازج من المأخذ (1)، كما أن دارة الدخل معزولة تماماً عن دارة المهتز. تنقسم إشارة الدخل إلى قسمين متساويين ومختلفين بالطور عند المازجين، لهذا فإن إشارات التردد المتوسط مختلفة في الطور وأجزاء جهد الضجيج لمهتز المازج لهما الطور نفسه عند الثنائيين. إذا تم استجرار إشارتي التردد المتوسط المختلفتين في الطور عبر عنصر نقل يعطي اختلافاً في الطور، فإننا نحصل على مجموع الإشارتين، بينما نتخلص من الضجيج الناتج عن المهتز.

2- كموفق ممانعات:

إذا تم وصل المأخذين (1) و(4) للوصلة إلى منزلقة قصر فإننا نحصل على موفق ممانعات يوفق ممانعة الحمل الموصلة عند المأخذ (3) إلى ممانعة المنبع الموصلة عند المأخذ (1) كما هو مبين بالشكل (8 – 29). من خلال ضبط الطولين L_1 و L_2 لمنزلقتي القصر يتم ضبط الإعاقة التسلسلية والتفرعية للقصر بحيث يحقق التوافق المطلوب لممانعة الخرج إلى ممانعة الدخل.

3- كجسر لقياس الممانعات:

يبين الشكل (8 – 30) طريقة استعمال T السحرية كجسر لقياس الممانعات حيث يتم تغذية الوصلة T من المأخذ (1) بينما يوصل المأخذ (4) إلى مؤشر موفق، وتوصل ممانعة معيارية قابلة للتغيير والممانعة المراد معرفة قيمتها عند المأخذين (3) و(2)، وعند تساوي الممانعتين نحصل على أصغر قيمة لانحراف المؤشر عند المأخذ (4).

4- كمزيج الطور:

يتم التغذية عند المأخذ (1) والحمل عند المأخذ (4) ،كما هو مبين بالشكل (8 – 31) أما عند المأخذ (2) فيوصل قصر على بعد L وعند المأخذ (3) يوصل قصر على بعد $L+\lambda/4$ ، فالموجة المغذاة عند المأخذ (1) تنقسم إلى جزأين ينعكسان عند القصر، الموجتان المنعكستان مزاحتان طورياً بمقدار: 180° ناتج عن فرق المسير $\lambda/2$ عند المأخذ (3)، أي أنهما ستفنيان بعضهما بعضاً عند المأخذ (1) بينما يجمعان عند المأخذ (4)، إذا تم تغيير طول القصر عند المأخذين بمقدار ΔL وهذا يعني أن فرق المسير بين الموجتين المنعكستين يزداد بمقدار: $2\Delta L$ وهذا يؤدي إلى إزاحة في الطور بمقدار: $\Delta\varphi=\frac{2\pi}{\lambda_g}.2\Delta L$

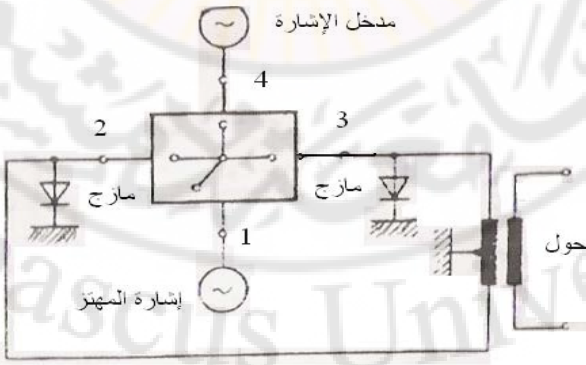
5- كجامع وطارح لإشارتين:

إذا تم تغذية الوصلة T عند المأخذين (1) و(4) بإشارتين متفقتين بالتردد ولهما المطالان: A_1 و A_4.

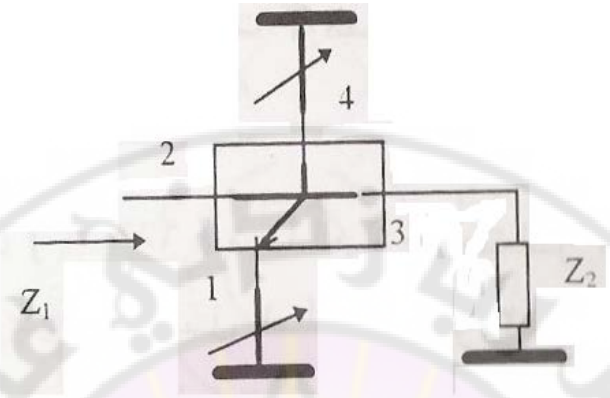
نحصل عند المأخذ (2) على جمعهما: $A_2=(A_1+A_4)/\sqrt{2}$

وعند المأخذ (3) على طرحهما: $A_3=(A_1-A_4)/\sqrt{2}$

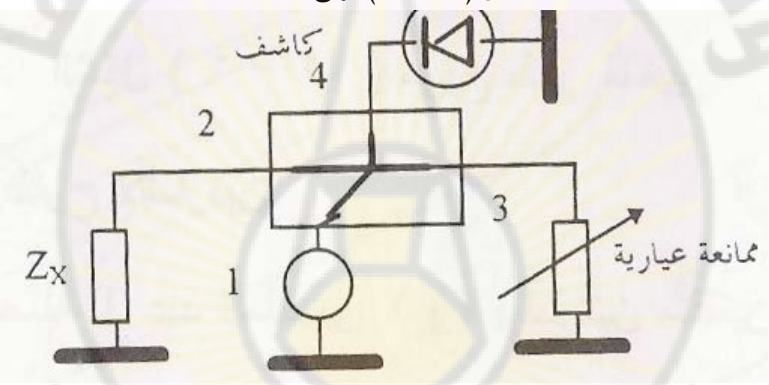
وإذا كانت الإشارتان مختلفتين في الطور تتبادل قيم الخرج. فنحصل عند المأخذ (2) على حاصل الطرح وعند المأخذ (3) على حاصل الجمع. وعند التغذية من (2) و(3) نحصل عند المأخذ (1) على جمعهما وعند المأخذ (4) على طرحهما.



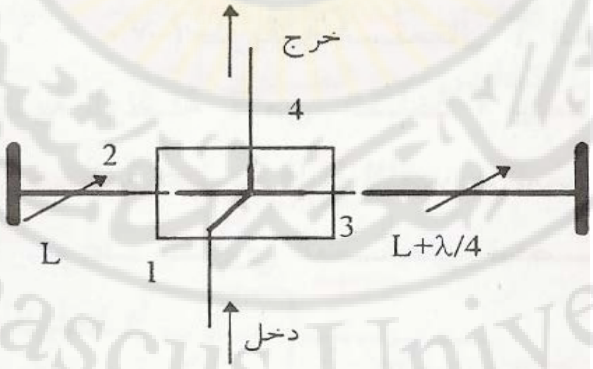
الشكل (8 – 28) المازج المتناظر



الشكل (8 – 29) موفق ممانعات



الشكل (8 – 30) جسر قياس الممانعات



الشكل (8 – 31) مزيح طور متغير

تمارين

1 – كيف نحقق دارة رنين تسلسلية بخط نقل محمل بملف عامل تحريضه L ؟

2 – أعد حل المسألة السابقة إذا كان الخط محمل بسعة C

3– كيف نحقق دارة رنين تفرعية بخط نقل محمل بملف عامل تحريضه L ؟

4– أعد حل المسألة السابقة إذا كان الخط محمل بسعة C

5 – كيف نحقق دارة رنين تفرعية بخط نقل مفتوح النهاية موصل عند مدخله مكثف C إلى الأرض ؟

6– كيف نحقق دارة رنين تفرعية بخط نقل مقصور النهاية موصل عند مدخله ملف L إلى الأرض ؟

الفصل التاسع

الفيرايت والعناصر الميكروية غير المتناظرة

9 – مقدمة

سنشرح في هذا الفصل العناصر الميكروية التي تعتمد خواصها على التأثير المتبادل للمواد المغناطيسية في الموجة الكهرومغناطيسية، ولكي يحدث هذا التأثير المتبادل يجب أن تتغلغل الموجة الكهرومغناطيسية بشكل كاف داخل المادة، وهذا ممكن في المواد التي لها خواص مغناطيسية مثل الفيرايت.

يتمتع الفيرايت بالإضافة إلى خواصه المغناطيسية المشابهة لـ (Fe, Ni, Co) بخواص سيراميكية عازلة، لأن سماحيته الكهربائية منخفضة جداً، وضياع التيارات الإعصارية شبه معدوم حتى عند الترددات العالية، ولهذا يمكن استخدامه في مجال الموجات الميكروية.

تصنع مادة الفيرايت بطرائق مختلفة ولكنها مواد قابلة للتبلور عند درجة الحرارة 1000 – 1500 درجة مئوية، وهي مزيج من أكاسيد معادن وصيغتها الكيماوية هي: $Me\ O\ Fe_2\ O_3$. حيث Me معدن ثنائي التكافؤ مثل:

Mg , Cd , Mn , Fe , Co , Ni , Cu , Zn

كما يصنع الفيرايت من مواد مغناطيسية ذات تركيب بلوري آخر مثل: فيرايت الباريوم المستعملة في العناصر الميكروية الخاصة بالموجات المليمترية لأنها لا تحتاج إلى حقل مغناطيسي خارجي.وكذلك تصنع من مادة (YIG) وهي الحروف الأولى من:

Yitrium –Iron – Garnet وتشكل على هيئة كرة.

تستعمل مادة الفيرايت لتصنيع العناصر غير المتناظرة في تقنية الموجات الميكروية، لأن هذه المادة تتمتع بخواص مغناطيسية اتجاهية عالية عند تطبيق حقل مغناطيسي خارجي، وقيمة السماحية المغناطيسية متعلقة باتجاه الحقل المغناطيسي الخارجي وشدته.

يستفاد من الخواص الاتجاهية المتعلقة بالحقل المغناطيسي الابتدائي المسلط على مادة الفيرايت في إنتاج عناصر ميكروية متعددة مثل

- الناقل الاتجاهي
- الدوار Y
- عنصر التخامد
- مزيح الطور
- المفتاح المكروي
- المبدل

9-1- الخواص الفيزيائية للفيرايت

الخاصة الأولى: إذا طبق حقل H على قطعة من الفيرايت فإن:

$$j\omega\,(B_x - \mu_0 . H_x) + K(B_y - H_0 - H_y . B_0) = 0$$

$$j\omega\,(B_y - \mu_0 . H_y) + K(H_x . B_0 - B_x . H_0) = 0$$

$$j\omega\,(B_z - \mu_0 . H_z) = 0$$

تعطى العلاقة بين B و H بشكل مصفوفة $B = |\mu| . H$ التي تكتب على النحو التالي:

$$\begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_1 & j\mu_2 & 0 \\ -j\mu_2 & \mu_1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_0 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}$$

حيث:

$$\mu_1 = \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_0 . \omega_m}{\omega_0^2\, \omega^2} \right)$$

$$\mu_2 = \mu_0 . \frac{\omega . \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$\omega_0 = k . H_0$$

$$\omega_m = \frac{k}{\mu_0}(B_0 - \mu_0 . H_0) = \frac{k}{\mu_0} . M_s$$

$f_0 = \omega_0 / 2\pi$ تردد الرنين الجير ومغناطيسي و M_s مغنطة التشبع.

النفاذية $|\mu|$ للفيرايت هي مقدار شعاعي أي متعلقة بالاتجاه، فقط تأخذ قيمة سليمة لبعض الحقول الخاصة المستقطبة دائرياً.

الخاصة الثانية: دوران مستوى الاستقطاب:

إذا فرضنا أن انتشار الموجة باتجاه z في الفيرايت الممغنط ينتج حل لمعادلة الحقل H في الإحداثيات الديكارتية:

$$H_{\pm} = (e_x \pm j e_y) . H . Exp\,(j\omega t - \gamma_{\pm} . z)$$

حيث:

$$\gamma_{\pm} = \alpha_{\pm} + j\beta_{\pm} = j\omega . \sqrt{\mu_0 . \varepsilon}$$

$$\mu_{\pm} = \mu'_{\pm} - \mu''_{\pm} = \mu_1 \pm \mu_2 = \left(1 + \frac{\omega_m}{\omega_0 \mp \omega + j\omega\alpha}\right).\mu_0$$

أي أن هناك نمطين من الموجات قابلين للانتشار بثابتي انتشار مختلفين γ_+ و γ_-. بسبب أن مركبات الحقل H_+ و H_- في اتجاه x وy متساوية ولكن مختلفة في الطور بمقدار: $\pm\pi/2$، فإن: H_+ و H_- مستقطبة دائرياً على التوازي مع المستوي xy، وهذا يعني أنهما متعامدان مع شدة الحقل H_0 الموجود في المستوي z. اتجاه الحقل:

$$H_+ = (e_x.H_+ e^{j\omega t} + e_y.H_+ e^{j(\omega t - \pi/2)}).\exp(\gamma_{\pm}.z)$$

يدور حول المحور z (اتجاه الحقل الممغنط) في الاتجاه الموجب، أي باتجاه زيادة زاوية الاستقطاب φ. تدعى هذه الموجة بالموجة المستقطبة دائرياً الموجبة، وبالمثل يدور الحقل H_- بالاتجاه السالب حول المحور z، فتدعى الموجة المستقطبة دائرياً السالبة.

سنستعرض بعض العناصر الميكروية التي يعتمد مبدأ عملها على خواص الفيرايت المذكورة سابقا والتي تقسم إلى نوعين:

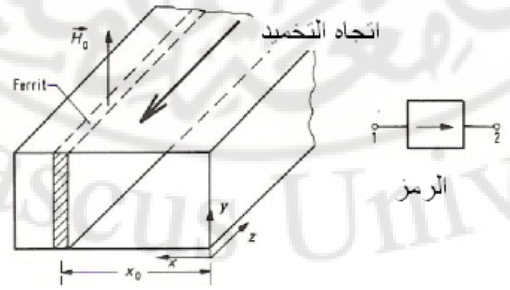
- عناصر تعتمد على امتصاص الرنين .
- عناصر تعتمد على دوران فاراداي .

العناصر الأساسية غير المتناظرة هي الناقل الاتجاهي والدوار Y ومزيح الطور الاتجاهي.

9-2- عناصر الفيرايت غير المتناظرة:

9-2-1 استغلال امتصاص الرنين لتشكيل ناقل اتجاهي

يستفاد من نسبة التخامد المختلفة لمادة الفيرايت بالنسبة للموجات المستقطبة دائرياً يمينية بالمقارنة مع اليسارية الناتج عن امتصاص الرنين عند $H_0 = \omega/k$ في تحقيق الناقل الاتجاهي الرنيني المبين في الشكل (9 – 1)



الشكل (9 – 1) ناقل اتجاهي رنيني

يبدي الناقل أحادي الاتجاه (Isolator) في أحد اتجاهات النقل (الاتجاه الأمامي) خواص نقل مثالية تقريباً بدون تخامد $(|S_{21}|=1)$.

بينما يظهر في الاتجاه العكسي تخامد عال $(|S_{12}|=\infty)$ وبالتالي فإن مصفوفة الانتثار لناقل اتجاهي موفق عند مأخذيه (عديم الانعكاس عند المأخذين) أي: $(S_{11}=S_{22}=0)$، وبفرض أن الإزاحة في الطور صفر تعطى بالعلاقة:

$$S=\begin{vmatrix}0 & 0\\ 1 & 0\end{vmatrix}$$

عملياً هذه الخواص لا يمكن تحقيقها لأنه يجب أن تتحقق المعادلتان التاليتان:

$$|S_{12}|^2+|S_{22}|^2=1 \quad \& \quad S_{11}S_{12}^*+S_{22}S_{21}^*=0$$

تعطى قيمة التخامد الأمامي α_D والعكسي α_S عند توافق المأخذ بالعلاقة:

$$\alpha_{D,S}=10\,\mathrm{Log}(P_{in}/P_{out})\ \mathrm{dB}$$

يستعمل الناقل الاتجاهي لعزل المولد عن الحمل وللعزل بين مراحل التكبير المختلفة.

نحصل على الحقل المغناطيسي الدوار اللازم للناقل الاتجاهي الرنيني عند استعمال مرشد أمواج مستطيل تنتشر به الموجة H_{10} بتطبيق حقل H_0 مواز للجانب الضيق . نلاحظ أنه عند انتشار موجة باتجاه z، وفي نقطة معينة $x>a/2$ ينتج دوران موجب لمتجه شدة الحقل المغناطيسي في المستوى xz بالنسبة لاتجاه H_0، وعند انتشار الموجة في الاتجاه المخالف يدور الشعاع H بالاتجاه السالب، وتعطى النسبة بين مركبة الحقل H_x المعامدة لاتجاه الانتشار ومركبة الحقل H_z بالعلاقة التالية:

$$\frac{H_x}{H_z}=\pm\frac{2\alpha}{\lambda_g}.\mathbf{tan}\frac{\pi x}{\alpha}$$

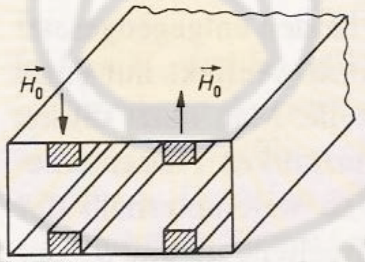
وفي حالة الاستقطاب الدائري المثالي: $H_x=\pm jH_z$ نحصل على القيمة:

$$x_0=\frac{\alpha}{\pi}.\mathbf{arctan}\frac{\lambda_g}{2\alpha}$$

الحقل المغناطيسي على مسافة ربع الجانب العريض وفي المستوي الموازي لهذا الجانب مستقطب دائرياً، ومن أجل $x\neq x_0$ فإن الاستقطاب قطع ناقص. اختلاف اتجاه الدوران للحقل H للموجتين المنتشرتين باتجاهين مختلفين يعطي خواص تخامد غير متناظرة لشريحة رقيقة من الفيرايت ممغنطة بحقل H_0 الموضوعة على بعد x_0 في مرشد الموجات.

بدون حقل ممغنط للشريحة يصبح الاستقطاب قطعاً ناقصاً، ويمكن معايرة هذا الاستقطاب بإزاحة قطعة الفيرايت قليلاً بعكس x_0 لنحصل في الشريحة على حقل مغناطيسي دائري تقريباً. يتم الحصول الحقل المغناطيسي الثابت H_0 المعامد للحقل المغناطيسي المتغير من مغناطيس دائم، ونختار H_0 بحيث يضبط رنين حركة دوران الإلكترون في الفيرايت على تردد العمل للناقل الاتجاهي الرنيني.

تملك الموجة المنتشرة في الاتجاه العكسي في الناقل الاتجاهي حقلاً مغناطيسياً مستقطباً دائرياً موجباً، أي أنه ينطبق مع اتجاه دوران الإلكترون، وعند الرنين يحدث تأثير متبادل قوي بينه وبين الحركة الدقيقة للإلكترون وتهيج حركة الدوران الموجبة الإلكترون، وعندها تمتص طاقة الموجة كلياً في الفيرايت وتحول إلى حرارة ولموجة منتشرة في الاتجاه المعاكس يتغير اتجاه دوران الاستقطاب بالنسبة لاتجاه المغنطة واتجاه دوران الاستقطاب السالب الناتج في موقع الفيرايت يعاكس الحركة الدقيقة ولا يؤثر فيها، وبالتالي لا تتأثر الموجة ذات الدوران السالب ولا تتخامد. يمكن زيادة هذا الأثر الاتجاهي بوضع قطعتي فيرايت متناظرتين بالنسبة لمركز الدليل، ويطبق حقلان مغناطيسيان متعاكسان عليهما، لأن الاستقطاب الدائري في موقع هاتين القطعتين مختلف.



الشكل (9 – 2) ناقل اتجاهي رنيني مع قطعتي فيرايت

تبدد الحرارة الناشئة عن امتصاص طاقة الموجة الميكروية في شرائح الفيرايت الموجودة في الناقل الاتجاهي الرنان عبر الجدران المعدنية للمرشد وبالتالي يمكن تحقيق نواقل لاتجاهية عالية الاستطاعة. للحصول على خواص نقل غير متناظرة بالفيرايت في كبل محوري يشوه الحقل المغناطيسي للموجة المنتشرة فيه والتي لا تملك في أي موقع استقطاباً دائرياً، بحيث

يكون هنالك مركبة حقل باتجاه الانتشار، ويتم تهييجه بموجة H لها استقطاب دائري، وهذا يتم من خلال ملء الناقل جزئياً بمادة عازلة والجزء الآخر بمادة الفيرايت.

كما يمكن تحقيق ناقل اتجاهي في تقنية النواقل الشرائحية باستعمال قطعة فيرايت ممغنطة مع ناقل شقي.

يبلغ التخامد الأمامي في النواقل الاتجاهية الرنينية أقل من 1 dB والتخامد العكسي -20 .40dB

يستعمل الناقل الاتجاهي لعزل المنبع عن الحمل غير الموفق لمنع عودة الموجة المنعكسة، ولعزل مراحل التكبير المختلفة لتأمين استقرار المكبرات ولتحسين التوافق.

بالإضافة إلى مبدأ امتصاص الرنين يستفاد من أثر دوران فاراداي لبناء النواقل الاتجاهية.

9-2-2-دوار فاراداي

يعطى ثابت الانتشار للموجات الجزئية ذات الاستقطاب الدائري الموجب والسالب والناتجة عن تحليل موجة خطية بالعلاقة:

$$\gamma_{\pm} = j\omega.\sqrt{\varepsilon.\mu_{\pm}} \approx j\beta_{\pm}$$

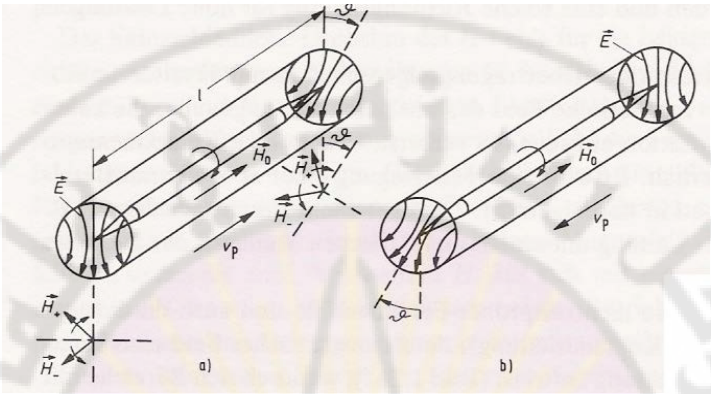
بسبب اختلاف دوران الطور β للموجتين الدائريتين المنعكستين في الاتجاه ينشأ أثر فاراداي، الذي يؤدي إلى دوران مستوى الاستقطاب، يستفاد من هذا الأثر لتشكيل مدورات الاستقطاب أو مزيحات الطور غير المتناظرة، حيث يختار الحقل المغناطيسي الثابت H_0 بعيداً عن شدة حقل الرنين ω_0 / τ، عنده يصبح اختلاف الأجزاء الحقيقية μ_+ و μ للنفاذية المغناطيسية للفيرايت للحقول المغناطيسية الدوارة يمينياً أو يسارياً أكبر ما يمكن، بينما يبقى ضياع الامتصاص صغيراً عند: $\mu > \mu_+ \approx 0$ و $\mu_+ \approx 0$.

يظهر الشكل (9 – 3) دوار فاراداي المعتمد على مبدأ تدوير مستوى الاستقطاب، الذي يعمل على انتشار الموجة من النمط H_{11} في مرشد أمواج دائري، يوجد في محور المرشد قطعة فيرايت أسطوانية مشطوفة عند نهايتيها لتقليل الانعكاس، وتمغنط هذه القطعة في اتجاه المحور بحقل مغناطيسي ناتج عن مرور تيار في ملف يحيط بالمرشد ويحقق الشروط المطلوبة.

تبدل قطعة الفيرايت الموضوعة في منتصف الدليل الموجة H_{11} إلى موجة مستقطبة خطياً، يمكن تحليل هذه الموجة إلى موجتين دائريتين متعاكستين. يرمز لحقول هاتين الموجتين الدائريتين بـ H_+ و H_-، تنتشر الموجة المستقطبة دائرياً وتدور باتجاه الموجب في الفيرايت

باتجاه نقصان ثابت النفاذية $0 < \mu_+ < 1$ بثابت طور $\beta_+ < \beta$، بينما تنتشر الموجة التي تدور باتجاه السالب باتجاه زيادة ثابت النفاذية $\mu_- > 1$، وهذا يعني أن ثابت الطور لها أكبر $\beta_- > \beta$، الموجة الموجبة المنتشرة على الطول L في قطعة الفيرايت يدور حقلها المغناطيسي

بمقدار: $\varphi_+ = \beta_+ L$، والموجة السالبة المنتشرة في قطعة الفيرايت يدور حقلها بمقدار: $\varphi_- = \beta_- L$.



التغذية من الأمام **التغذية من الخلف**

الشكل (9 – 3) دوار فاراداي

يبلغ الدوران الكلي للموجة الخطية بعد اجتيازها قطعة الفيرايت:

$\varphi = \varphi_- - \varphi_+ = (\beta_- - \beta_+) L$ وحقل الموجة الخطية الناتجة هو: $H = H_+ + H_-$،

وهذا يعني أن مستوى الاستقطاب في نهاية قطعة الفيرايت يكون قد دار بمقدار:

$$\phi = \varphi / 2 = 0.5(\beta_- - \beta_+) L$$

باتجاه اليمين بالنسبة لاتجاه H_0 عند $f > f_{res}$ وباتجاه الشمال عند $f < f_{res}$، وبما أن التخامد متساو للموجتين الدائريتين فإننا نحصل بالنهاية على موجة مستقطبة خطياً. حيث لا يتعلق اتجاه دوران مستوى الاستقطاب بالنسبة لاتجاه H_0 باتجاه انتشار الموجات وإنما باتجاه الحقل المغناطيسي الثابت H_0 الذي يحدد اتجاه حركة الإلكترون، فالموجة المنتشرة بالاتجاه المعاكس لـ H_0 تعاني من تأثير حركة الإلكترونات نفسها في الفيرايت. حيث يدور مستوى الاستقطاب باتجاه اليمين بالمقارنة مع اتجاه انتشار الموجة.

وهذا يعني دوراناً باتجاه اليسار، ولكن العنصر يظهر خواص غير اتجاهية، أي أن خواص النقل متعلقة بالاتجاه، مقدار الدوران يمكن التحكم به عن طريق تغيير شدة الحقل المغناطيسي

المستمر، وعملياً يوصل المرشد الدائري بتحويلة من الطرفين إلى مرشد مستطيل بحيث تنتشر به الموجة H_{10}.

بما أن قطعة الفيرايت موضوعة في منتصف الدليل فأن تبديد الحرارة منها سيء ولهذا لا يصلح هذا العنصر إلا للاستطاعات الصغيرة. بوساطة دوار فاراداي الموصوف سابقاً يمكن تشكيل جيراتور في دليل الموجة، وهذا الجيراتور عبارة عن ثنائي مآخذ غير متناظر وفيه تكون المآخذ مختلفة بزاوية دوران مقدارها π. يتحقق دوران $\pi/2$ بدوار فاراداي ويحقق دوراناً ميكانيكياً $\pi/2$ فنحصل في النهاية على دوران مقداره π أي نحصل على إزاحة في الطور بمقدار π بين الدخل والخرج، وعند الانتشار المعاكس فإن الدوران الميكانيكي يعاكس دوران فاراداي فلا يحدث دوراناً في مستوى الاستقطاب.

9-2-3 – ناقل فاراداي الاتجاهي Faraday-Isolator:

يمكن تشكيل ناقل اتجاهي بالاعتماد على دوران فاراداي، يظهر الشكل (9 – 4) طريقة تشكيل ناقل اتجاهي باستعمال دوار فاراداي بمقدار: $\pi/4$. الموجة H_{10} المغذاة عند المأخذ 1 تبدل إلى موجة من النمط H_{11} عبر الوصلة بين مرشد الأمواج المستطيل والدائري، حيث يقوم دوار فاراداي بتدوير مستوى استقطاب الموجة H_{11} بمقدار $\pi/4$ باتجاه عقارب الساعة عند: $f > f_{res}$ وبعكس ذلك في حالة: $f < f_{res}$. والموجة تستطيع العبور عبر وصلة من مرشد أمواج دائري إلى مستطيل مدار بمقدار: $\pi/4$ بالنسبة للمأخذ الأول.

الشكل (9 – 4) ناقل فاراداي الاتجاهي ورمزه

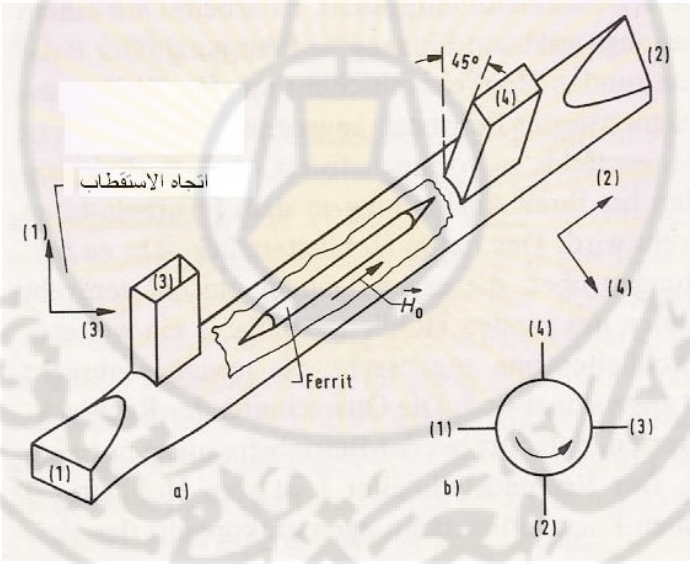
بوساطة قطعة دليل الموجة المفتول يمكن الحصول في الخرج على اتجاه الاستقطاب نفسه في الدخل، شريحة التخميد الموضوعة عند المدخل لا تؤثر في الموجة المتجهة إلى الخرج لأنها

متعامدة مع اتجاه الحقل الكهربائي، بالنسبة للموجة المغذاة عند المأخذ الثاني فإنها تتعرض لدوران فاراداي وبمقدار: $\pi/4$ يصبح حقلها الكهربائي موازياً لصفيحة التخامد وللجانب العريض لدليل الموجة عند المأخذ الأول، فالموجة تتخام د بسرعة لأن حقلها مواز للصفيحة المخمدة وتتحول طاقتها إلى طاقة حرارية، كما أن الموجة لا تستطيع الانتشار في المأخذ الأول مما يؤدي إلى انعكاسها مرة أخرى لكي تمتص ثانية في الصفيحة المخمدة.

يبدي العنصر خواص نقل غير متناظرة مع تخامد ضئيل باتجاه النقل (من1 إلى 2) وتخامد عال جداً بالاتجاه العكسي. ولأنه بصفيحة تخامد رقيقة لا يمكن تحقيق امتصاص استطاعة عالية فإن هذا الناقل الاتجاهي لا يستعمل إلا للاستطاعات الصغيرة.

4 – دوار فاراداي Faraday-Circulator

التشكيل الموضح في الشكل (9 – 4) يمكن تطويره بإضافة دليلي موجة مستطيلين لنحصل على دوار رباعي المآخذ الموضح بالشكل (9 – 5).



الشكل (9 – 5) دوار فاراداي ورمزه

الدوار عنصر غير متناظر له ثلاثة مآخذ أو أربعة، والنقل يتم فقط من مأخذ وفق ترتيب معين، بينما لا يتم نقل أي استطاعة إلى المآخذ الأخرى، ويرمز للدوار كما هو مبين بالرسم جانبه ، حيث يتم النقل وفق الأسهم المشار إليها بالرمز فالموجة المغذاة عند المأخذ 1 وفي حالة

المأخذين 2 و3 موفقين فإن النقل يتم فقط إلى المأخذ 2 ، بينما لا تصل أي استطاعة إلى المأخذ 3، وعند التغذية من المأخذ 2 والمآخذ الأخرى موفقة نحصل على الاستطاعة عند المأخذ 3 بينما لا يصل إلى المأخذ 1 أي استطاعة، ونفس الكلام ينطبق في حالة التغذية من المأخذ 3 حيث تتجه الاستطاعة إلى المأخذ 1 بينما لا يكون هناك أي ترابط مع المأخذ 2.

تعطى مصفوفة $|S|$ لدوار ثلاثي مثالي عديم الضياع باتجاه النقل وله تخامد لانهائي في اتجاه عدم الترابط وحالة التوافق التام عند جميع المآخذ بالعلاقة:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j\varphi} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 \end{pmatrix}$$

حيث عوامل الانعكاس: $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ وعوامل النقل العكسي باتجاه العزل: $S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$ وعوامل النقل الأمامية باتجاه التمرير: $S_{21} = S_{32} = S_{13} = 1$

وهناك إزاحة في الطور بمقدار φ ، يتم قياس تخامد العبور وتخامد العزل لمختلف طرائق العبور عند توافق المآخذ، ويبلغ تخامد العبور عملياً أقل من 1 dB وتخامد العزل أكثر من 20 dB.

يظهر الشكل (9 – 5) دوار فاراداي رباعي المآخذ، يعمل بدوار $\pi/4$ وإزاحة في الاستقطاب بين الدخل والخرج، يتكون دوار الاستقطاب من قطعة من مرشد أمواج دائري تنتشر به الموجة من النمط H_{11} وتوضع قطعة فيرايت ممغنطة على محوره، وتمغنط هذه الفيرايت بحقل مغناطيسي خارجي بحيث يدور استقطاب الموجة الواردة عند اجتيازها لقطعة الفيرايت بزاوية 45° ويتصل بالمرشد الدائري عند طرفيه قطعتان من مرشد أمواج مستطيل، يشكلان زاوية 45° فيما بينهما.

علاوة على ذلك يوجد في نهاية مرشد الأمواج الدائري مأخذان إضافيان 3 و4 مقطعهما مستطيل، ومتعامدان على المأخذين المجاورين 1 و2. والمآخذ مستطيلة المقطع مصممة بحيث لا تنتشر بها سوى موجة النمط H_{10}.

المأخذ 1 غير مترابط مع المأخذ 3 لأن اتجاهات الاستقطاب عندها مختلفة بمقدار: $\pi/2$ ، وهذا ينطبق أيضاً على المأخذين 2 و4.

في الشكل (9 – 5) تم اختيار اتجاه التمغنط والموقع الهندسي للمآخذ بالنسبة لبعضها بعضاً، بحيث إن استقطاب الموجة المغذاة عند المأخذ 1 يدور في قطعة الفيرايت بمقدار: 45° نحو

اليمين وتخرج من المأخذ 2. وهو المأخذ الوحيد الذي يسمح لهذه الموجة بالعبور إليه لأن اتجاه استقطابها مناسب له، وبما أن اتجاه الدوران بالنسبة لاتجاه المغنطة مستقل عن اتجاه انتشار الموجة، فإن الموجة المغذاة عند المأخذ 2 تدور باتجاه اليمين بمقدار: 45° وتجد مخرجاً لها عند المأخذ 3 لأن استقطابها يوافق هذا المأخذ، ونحصل على خواص النقل نفسها عند التغذية من 3 باتجاه 4 ومن 4 باتجاه 1.

المأخذان 1 و3 غير مترابطين لأن اتجاه الاستقطاب مختلف بمقدار: $\pi/2$ وهذا ينطبق أيضاً على المأخذين 2 و4، يمكن الحصول على ترابط قليل الانعكاس في مرشد الموجات الدائري في مجال ترددات أخرى باستعمال عوارض توافق.

إذا وصل مأخذا 3 و4 إلى أحمال موفقة، تنتقل الموجة المغذاة عند المأخذ 1 إلى المأخذ 2، بينما تعاني الموجة المغذاة عند 2 إلى تخامد كبير للوصول إلى المأخذ 1 وبهذا الشكل يعمل الدوار كناقل اتجاهي.

وفقاً لمبدأ دوار فاراداي يمكن تصنيع مضعف فيرايت متغير، بتغيير الحقل المغناطيسي H_0 يتغير دوران مستوى الاستقطاب، فتتغير قيمة الاستطاعة المنقولة من 1 إلى 2، ويصنع المضعف بحيث يقع المأخذان 1 و2 في مستوى واحد وبالتالي لا يوجد أي تخامد في حالة دوران فاراداي مساوياً الصفر، ويوصل المأخذان 3 و4 إلى أحمال موفقة لكي يتم فيهما امتصاص الاستطاعة غير المرغوبة.

9 – 3 – مزيح الطور غير المتناظر

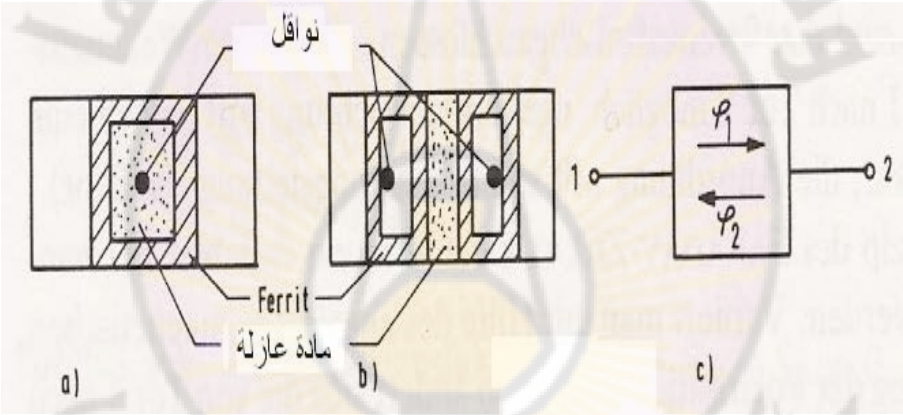
بوضع قطعة من الفيرايت ضمن مرشد موجات، كما هو مبين بالشكل (9 – 6) أو بوضع قطعتين من الفيرايت ممغنطتين بشكل متعاكس نحصل على مزيح طور . عند تشغيل هذا المزيح في مجال الضياع الصغير مع حقل مغناطيسي ثابت H_0 أقل من شدة حقل الرنين (العمل تحت حقل مغناطيسي أخفض أو أعلى من شدة حقل الرنين) في هذه الحالة فإن النقل ممكن في كلا الاتجاهين، وبسبب اختلاف μ_+ و μ_- لاتجاهي الانتشار، فإن الإزاحة في الطور $\beta_+ . L$ (الانتشار باتجاه z) أو $\beta_- . L$ (انتشار باتجاه –z) وحيث أن L:

طول قطعة الفيرايت الممغنطة. يعمل العنصر كمزيح طور غير متناظر، في حالة العمل بحقل منخفض يجب أن تبقى شدة الحقل الممغنط عالية جداً بحيث يحافظ على قطعة الفيرايت مشبعة، ويمكن تغيير الإزاحة في الطور بتغير الحقل المغناطيسي الثابت.

تعطى مصفوفة الانتثار لمزيح طور غير متناظر مثالي أي موفق وعديم الفقد وإزاحة مساوية للصفر في حالة النقل العكسي من 2 إلى 1 بالعلاقة:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ e^{-j\Delta\varphi} & 0 \end{pmatrix}$$

فإن مقدار الإزاحة $\Delta\varphi$ في الاتجاه الأمامي متعلق بشدة الحقل المغناطيسي الممغنط، ورمز مزيح الطور غير المتناظر موضح بجانب الشكل .



الشكل (9 – 6) مزيح الطور غير المتناظر

يظهر الشكل (9 – 6) شكلين مختلفين من مزيح الطور غير المتناظر باستعمال قطعة أو قطعتين من الفيرايت موضوعة في مرشد أمواج مستطيل، في حالة استعمال قطعة الفيرايت في الناقل الشرائحي أو الكبل المحوري يصبح من الضروري أن تكون مركبة طولانية للحقل المغناطيسي، يمكن أن تتولد بتحميل غير متناظر للخط بالفيرايت أو بمادة عازلة.

إمكانية تشكيل عنصر مغناطيسي دوار في تقنية النواقل الشرائحية يتم باستعمال ناقل مشكل على حامل من الفيرايت، حيث تستعمل قطعتان بطول: $\lambda/4$ توضعان بشكل متعاكس على الناقلين

المترابطين، وتؤمنان إزاحة في الطور للتيارات العابرة لهذه المنطقة، وبهذا نحصل على استقطاب دائري (الحقل H مزاح زمنياً ومكانياً بمقدار: $\pi/2$).

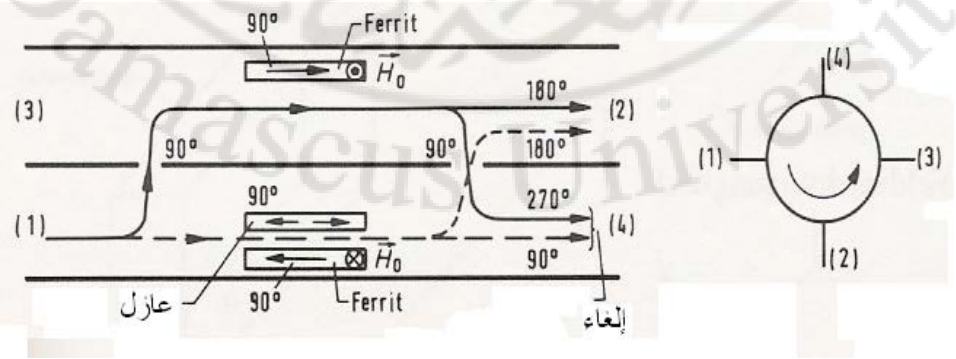
عند التصميم المناسب نحصل من أجل كلا اتجاهي النقل على اختلاف في زاوية النقل بمقدار: π (طورين متعاكسين)، هذا العنصر يسمى: جيراتور، ويستعمل هذا الجيراتور مع الرابط الاتجاهي 3 dB ويدعى بالدوار.

يظهر الشكل (9 – 7) مخططاً للدوار المكون من رابط اتجاهي 3 dB مصنع بتقنية مرشدات الموجة ومزيحي طور غير متناظرين ومزيح طور $\pi/2$ متناظر (عبارة عن شريحة عازلة بطول $\lambda/2$). يتم الترابط بين الناقل الرئيسي والجانبي للرابط الاتجاهي عن طريق ثقبين في الجانب الضيق المشترك لدليل الموجة المستطيل، وتوضع قطعتي الفيرايت باتجاهين مختلفين وممغنطين بشكل متعامد مع اتجاه الرسم.

كما يوضح الشكل (9 – 7) علاقة الطور عند التغذية من المأخذ 1 باتجاه المأخذ 2، يجب الأخذ بالحسبان تغير الطور بمقدار: $\pi/2$ خلال عبور الموجة فتحات الترابط، يعطي رمز الدائرة اتجاهات نقل الاستطاعة.

في حالات أخرى يوضع فقط بالناقل الجانبي مزيح طور غير متناظر الذي يؤدي إلى إزاحة في الطور مقدارها: π في اتجاه الانتشار، بينما لا يؤثر على الإزاحة الطورية في الاتجاه الآخر، وذلك بوضع قطعة من الفيرايت على الجانب، وفقاً للشكل (9 – 7) وبالأخذ بالاعتبار الإزاحة الإضافية الناتجة عن الفيرايت خلال اتجاه النقل باتجاه اليمين نحصل على مخطط النقل بالتسلسل التالي: $1 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow 2$.

يمكن زيادة عرض مجال الدوار الموصوف أعلاه باستعمال الترابط متعدد الثقوب كما هو الحال في الرابط متعدد الثقوب.



الشكل (9 – 7) دوار رباعي المآخذ (رابط اتجاهي ومزيح طور)

9–4– الدوار الشرائحي المفرع

يتكون الدوار من تفريعة تقع مآخذها في مستوى واحد، وتوضع قطعة فيرايت في منتصفها وتمغنط بمستوى متعامد معها، ويمكن أن تصنع في تقنية الكوابل المحورية أو مرشدات الموجات أو النواقل الشرائحية بثلاثة مآخذ أو أربعة وقد شاع تصنيعها في تقنية النواقل الشرائحية بسبب سهولة التنفيذ وعرض مجالها الترددي الكبير وعادة تكون ثلاثية المآخذ.

يتكون الدوار الشرائحي من رنانة مشكلة من ترابط ثلاثة نواقل شرائحية تصنع فيما بينها زوايا متساوية مقدارها: 120° وفي منطقة الترابط توضع قطعة فيرايت أسطوانية الشكل، تمغنط هذه القطعة بحقل مغناطيسي ثابت H_0 في اتجاه محورها وبشكل معامد لمستوي النواقل، وتعمل الفيرايت في مجال الضياع المنخفض حيث H_0 أعلى أو أدنى من H_{res}

ولكن غالباً يتم العمل في مجال أدنى من H_{res}، لأنه يمكن الوصول إلى تردد عمل عال جداً.

يظهر الشكل (9 – 8) طريقة تنفيذ الدوار Y في تقنية النواقل الشرائحية، يمكن افتراض الشريحة الدائرية . التي لها ثلاث مآخذ تشكل فيما بينها زاوية 120° . رنانة شرائحية.

ينتج تردد الرنين الأصغري لهذا الشكل الدائري عند توليد النمط E_{110}، في هذا النمط تشكل خطوط الحقل الكهربائي زاوية قائمة مع مستوى الشريحة، بينما تكون خطوط الحقل المغناطيسي عالي التردد موازية لمستوى الشريحة، ويبين الشكل خطوط الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي (هناك لإزاحة زمنية بمقدار $T/4$) لموجة مغذاة عند المأخذ 1 بدون حقل مغناطيسي ثابت.

تتشكل الموجة المتوقفة من تراكب موجتين منتشرتين بشكل متعاكس ولهما الطور نفسه ناتجتين من تحليل الموجة المغذاة عند المأخذ 1. ويتشكل الحقل من تراكب الحقلين المتساويين والقادمين من اتجاهين مختلفين، والحقل المغناطيسي عالي التردد يكون مستقطباً دائرياً في منتصف الشريحة الدائرية، وكلما ابتعدنا عن المركز أصبح قطعاً ناقصاً وعند الحواف يكون مستقطباً خطياً. عند تمغنط قطعة الفيرايت في اتجاه محورها بحقل مغناطيسي ثابت، فإن الحقلين المتعاكسين يواجهان نفاذية مغناطيسية فعالة مختلفة μ و μ_+، ولا يعود لهما تردد رنين واحد وتنقسم الأنماط، بينما يكون النمطان متشابهين في حالة عدم التمغنط، أي أن لهما نفس تردد الرنين. في حالة تطبيق

حقل مغناطيسي خارجي ينتج ترددان خاصان هما: f_+ و f_- متعلقان بشدة الحقل المغناطيسي الثابت المطبق خارجياً.

فينتج دوران في الحقل بتردد يقع ضمن هذين الترددين غير المتساويين، نمط الحقل الذي يدور باتجاه الحركة الدقيقة نفسها للإلكترون هو النمط $E_{110}^{(+)}$ ويدعى اختصاراً النمط +، وله تردد رنين علوي f_+.

عند التهييج بتردد يقع ضمن ترددي الرنين العلوي والسفلي تظهر الممانعة الموجية للنمط + إعاقة تحريضية بينما تظهر الممانعة الموجية للنمط – الذي يدور بعكس حركة دوران الإلكترون وله تردد رنين منخفض f_- إعاقة سعوية.

إذا تم اختيار تردد العمل للدوار كوسط حسابي بين الترددين أي: $f = 0.5(f_+ + f_-)$ فإن الإعاقة التحريضية تساوي الإعاقة السعوية، وتصبح الممانعة الكلية حقيقية، والموجتان المتعاكستان لهما شدة الحقل نفسه ويشكلان موجة مستقرة.

بضبط قيمة المغنطة المسبقة وبالتالي ضبط قيمة ترددات الرنين، بحيث تكون زاوية الطور $\varphi = \arctan B/G$ للممانعتين الجزئيتين عند تردد الرنين مساوية 30°، وبالتالي فإن حقل الموجة المتوقفة يدور بمقدار 30° بالمقارنة مع حالة عدو وجود مغنطة واتجاه الدوران باتجاه النمط + .

من أجل النمط + ذي الإعاقة التحريضية فإن أعظم شدة حقل كهربائي بالمقارنة مع أعظم شدة حقل مغناطيسي H عند المأخذ مزاحة فراغياً ومتسارعة زمنياً بمقدار: 30°.

من أجل النمط – ينتج تأخير في الطور للحقل E وبالتالي تقع القيمتان الأعظميتان للحقل E لكلا النمطين عند الزاوية 30° بالمقارنة مع المدخل، وينتج عن ذلك دوران في الحقول الناتجة بمقدار: 30° باتجاه النمط +.

الشكل (9 – 8) الدوار Y الشرائحي

b: توزع الحقل عند $H_0 = 0$ ، **c: توزع الحقول في حالة المغنطة، d: رمز الدوار**

وبناءً على ذلك فإن شدة الحقل عند المأخذ 3 صفر، أي لا يوجد ترابط بين المأخذين 1 و3 عندما يكون المأخذ 2 موقفاً، ويبلغ التخامد عملياً 20 dB. ويعمل هذا الدوار كرنانة بحيث أن الاستطاعة المغذاة عند المأخذ 1 تنتقل إلى المأخذ 2، أي أن اتجاه النقل في هذا الدوار يتم على النحو التالي:

$$H_0 < H_{res} \text{ من أجل } 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$$

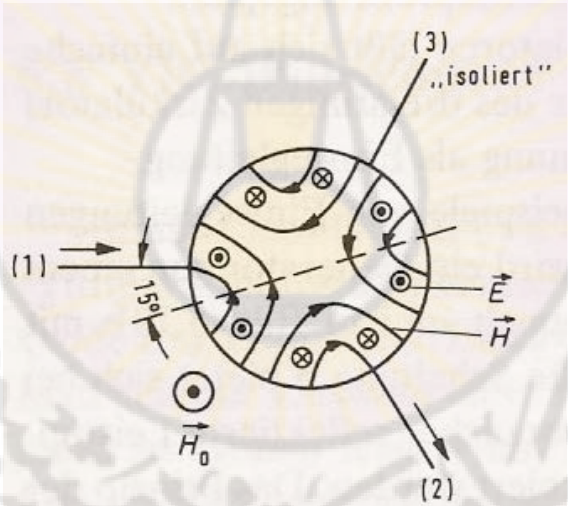
بينما في حالة $H_0 < H_{res}$ ينعكس اتجاه النقل، كما أن اتجاه الدوران يتعلق باتجاه H_0، ويتم تشغيل الفيرايت عند حقل أعلى أو أدنى من H_{res} ولكن في مجال الضياع المنخفض.

وتعطى مصفوفة الانتثار للدوار ثلاثي المآخذ بالعلاقة التي ذكرت سابقا ويبلغ التردد المتوسط للدوار القيمة التالية:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1.84}{R \cdot \sqrt{\varepsilon \cdot \mu_{eff}}}$$

يتحقق توافق ممانعة الدخل المنخفضة للرنانة إلى ممانعة خط النقل باستعمال محول ربع موجة كما هو بالشكل نفسه بدلاً من استخدام شريحة فيرايت كما شاع إنتاج الدوار باستعمال الفيرايت كمادة حاملة للناقل الشرائحي.

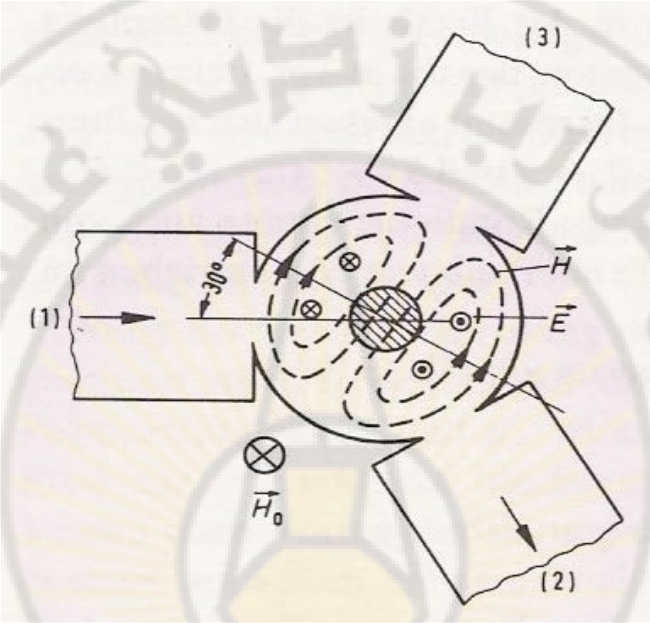
يبين الشكل (9 – 9) توزع الحقول لرنانة شرائحية لدوار مصنع بتقنية النواقل الشرائحية عند استعمال نمط الرنين E_{210} ، وبما أنه في هذا النمط تحدث دورتان حول الشريحة، يبلغ الدوران الفراغي المطلوب للحقل فقط 15° (كهربائياً 30°) وينطبق اتجاه الدوران لهذا النمط مع اتجاه الدوار.



الشكل (9 – 9) الدوار Y مع رنانة شرائحية للنمط E_{210}

لتحقيق الدوار Y في تقنية مرشدات الموجة يستعمل عادةً تفريعة في المستوى H (مستوى الجانب العريض). ويظهر الشكل (9 – 10) هذا الدوار مع خطوط الحقل للرنين E_{110} المهيج بموجة H_{10} عند المأخذ 1.

في مركز التفريع يوجد قطعة فيرايت أسطوانية الشكل (مقطعها يكون أحياناً مثلثاً للحصول على عرض مجال أكبر)، وهذه القطعة ممغنطة باتجاه محور الأسطوانة، والحقل المغناطيسي عالي التردد في الفيرايت يكون مستقطباً دائرياً.



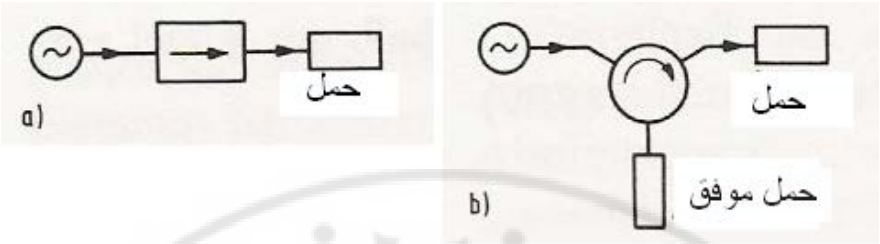
الشكل (9 – 10) الدوار Y في تقنية أدلة الموجة

مبدأ عمل الدوار في تقنية مرشدات الموجة يشبع مبدأ عمله في النواقل الشرائحية ولزيادة عرض المجال تنجز التفريعة بارتفاع قليل (مقاومة موجية أقل) ومن ثم تتغير مقاطع المآخذ حتى الوصول إلى المقطع الطبيعي لتحقيق التوافق. يمكن وصل دوارين ثلاثي المآخذ للحصول على رباع رباعي المآخذ، كما يمكن وصل أحد المآخذ إلى حمل موفق فنحصل على ناقل اتجاهي.

<u>استخدامات الدوار Y</u>

1– كناقل اتجاهي:

يبين الشكل (10 – 11) طريقة استخدام الدوار كناقل اتجاهي حيث يوصل المأخذ غير المستخدم إلى حمل موفق لامتصاص الاستطاعة غير المرغوبة.



الشكل (9 – 10) الدوار كناقل اتجاهي

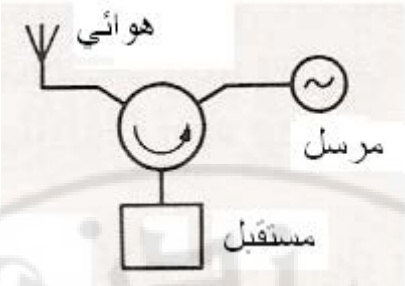
2– في المكبر أحادي المأخذ:

لفصل إشارة الدخل عن الخرج يتم وصل الثنائي الفعال عند المأخذ 2، فعند التغذية من المأخذ 1 تنتقل الإشارة إلى المأخذ 2 حيث تكبر في الثنائي الفعال وتنعكس متجهة إلى المأخذ 3. كما هو مبين بالشكل (9 – 11).

الشكل (9 – 11) الدوار في المكبر أحادي المأخذ

3– لفصل المرسل عن المستقبل المشتركين في هوائي واحد:

يبين الشكل (9 – 12) كيف يمكن منع الإشارة المرسلة إلى الهوائي من الوصول إلى المستقبل، وكيف تتجه إشارة الهوائي إلى المستقبل، ولزيادة العزل بين المرسل والمستقبل في أجهزة الرادار والاتصالات الميكروية يستعمل نواقل اتجاهية إضافية.



الشكل (9 – 12) الدوار لفصل المرسل عن المستقبل

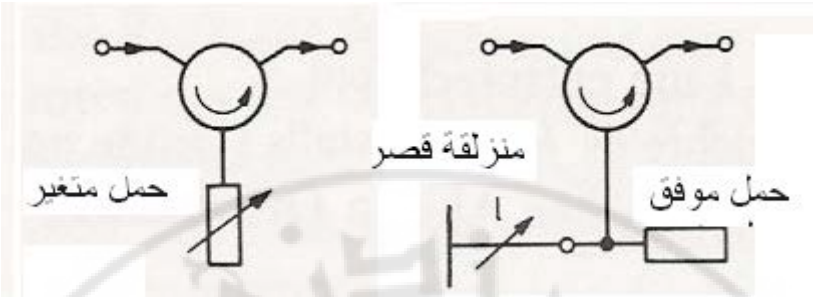
4– مزيح طور متغير:

يمكن باستخدام منزلقة قصر موصولة عند أحد مآخذ الدوار الحصول على إزاحة في الطور بالمقدار المطلوب، فعند تغيير الطول بمقدار: ΔL نحصل على إزاحة في الطور بمقدار : $\Delta\varphi = \Delta L . 2\pi / \lambda$ كما هو مبين بالشكل (9 – 13).

الشكل (9 – 13) الدوار كمزيح طور متغير

5– كمخمد متغير:

بوصل مقاومة متغيرة عند أحد المآخذ يمكن تغيير قيمة نقل الاستطاعة بين المأخذين الآخرين. ونظراً لصعوبة توفر هذه المقاومة المتغيرة في الترددات العالية تستخدم مقاومة ثابتة متصلة مع منزلقة القصر لتحقيق التخامد المطلوب كما هو مبين بالشكل (9 – 14).



الشكل (9 – 14) الدوار كمخمد متغير

9 – 5 العنصر YIG

YIG هي الحروف الأولى من الكلمة الإنكليزية Yitrium-Iron-garnet وهي مادة فيرايت مكونة من مزيج من أكسيد باريوم وأكسيد الحديد، وتنتج عند درجة الحرارة 1200C، يترك المزيج المنصهر يبرد ببطء لتتكون البلورات، وعادة تستعمل كرات ملساء وذات سطح مصقول جداً، وتستعمل هذه الكرات عند رنينها المغناطيسي كرنانات لضبط تردد المهتزات أو في تصميم المرشحات.

عرض مجال الرنين المغناطيسي لهذه الكرات صغير جداً (1 MHz) وبالتالي فإن عامل جودتها عند اللاحمل كبير جداً (10000) والتي تحدد من خلال نعومة السطح الخارجي للكرات.

من أجل تردد النمط الأساسي تستعمل كرات بأقطار أصغر من طول الموجة، لكي يمكن إهمال أثر الانتشار داخل هذه الكرات ويعطى تردد الرنين لها بالعلاقة:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi}.k.(H_0 \pm H_\alpha) \quad k = 0.221\frac{MHz}{A/m}$$

حيث: H_0 الحقل المغناطيسي الثابت الخارجي.

H_α الحقل الداخلي للكرة الكريستالية (تتعلق قيمة وإشارة هذا الحقل باتجاه بلورات الرنانة YIG في الحقل الممغنط).

يمكن تحقيق التغيير الخطي لتردد رنين الرنانة YIG بتغيير شدة الحقل المغناطيسي H_0 إلى مجال آخر، ويمكن استعمال هذا العنصر للضبط الإلكتروني لتردد المهتزات والمرشحات.

لرنانات YIG عدة ترددات رنين فبالإضافة إلى النمط الأساسي تظهر أنماط مغناطيسية أعلى عندما لا يكون الحقل المغناطيسي عالي التردد متجانساً، وهذه الأنماط تشوه التردد الرئيسي.

للحصول على مجال ضبط ترددي أكبر من الرنانة YIG، يجب الحفاظ على ترابط صغير للأنماط العالية غير المرغوب بها ويتم الحصول على هذا الترابط الصغير من خلال استعمال حقل مغناطيسي H_0 متجانس ضمن مجال الكرة YIG، واستخدام كرات بأقطار أصغر من طول الموجة، والابتعاد عن الجدران المعدنية.

يمكن تقليل تبعية تردد رنين الكرة YIG لدرجة الحرارة نتيجة التغيير المتعلق بالحرارة للحقل الداخلي غير المنتظم للبلورة من خلال التوجيه المناسب لمحور البلورة في الحقل المغناطيسي الثابت ومن خلال التعويض الحراري للمجال الكهرومغناطيسي للتمغنط. ويمكن تقليل انحراف التردد مع الحرارة بتنظيم درجة الحرارة لكرة YIG باستعمال التسخين.

يحدد التردد السفلى لاستعمال عنصر YIG بمغناطيسية التشبع التي يبدأ عندها ظهور الضياع العالي، ويحدد تردد القطع العلوي لمجال الاستخدام بشدة الحقل المغناطيسي المطلوب وبقطر الكرة YIG (يجب أن يكون القطر أصغر من $\lambda / 20$ لنتجنب تشويه الرنين بسبب الانتشار في الكرة)، ويبلغ التردد العلوي نحو: 60 GHz، تعطي الرنانة YIG النظيفة ضياع قليل، بينما يبلغ التردد السفلى نحو: 3.5 GHz

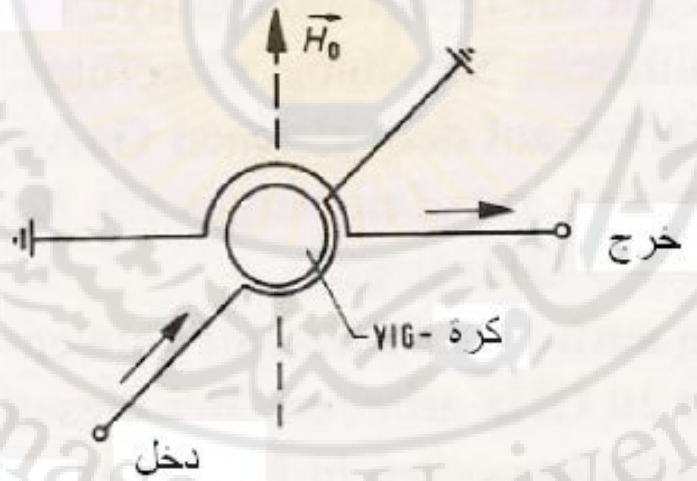
من خلال تطعيم الكريستالة بالكاليوم يمكن تقليل مغنطة التشبع، وتخفيض التردد السفلى حتى 10MHz، وكذلك يمكن تخفيض التردد السفلى بتسخين الكرة YIG. فائدة الضبط بالرنانة YIG الحصول على مجال ضبط واسع بمساعدة الحقل المغناطيسي المستمر، وخطية جيدة ($\omega_{res} = k H_0$ متناسبة مع I، عند عدم حدوث تشبع مغناطيسي، وتستاء الخطية عند التحميل بإعاقة)، ونحصل من المهتزات المولفة بالرنانة YIG على طيف نظيف بسبب جودتها العالية. يتم ترابط الإشارات عالية التردد مع الرنانة YIG عبر الحقل المغناطيسي عالي التردد المتعامد مع الحقل المغناطيسي المستمر، وبالتالي يمكن تهييج الحركة الدقيقة للإلكترون. تسمح الرنانات YIG فقط بترابط HF ضعيف نسبياً، ومتناسب مع مغنطة التشبع ومع حجم العنصر.

يظهر الشكل (9 – 15) مبدأ تشكيل مرشح تمرير حزمة بمرحلة واحدة باستخدام الرنانة YIG، تترابط إشارة الدخل مع الرنانة YIG عبر حلقة سلكية، التي تركز الحقل HF المغناطيسي على الكرة، وعبر حلقة ثانية يتم ترابط الخرج يتعامد الحقل HF المغناطيسي مع حقل التمغنط .

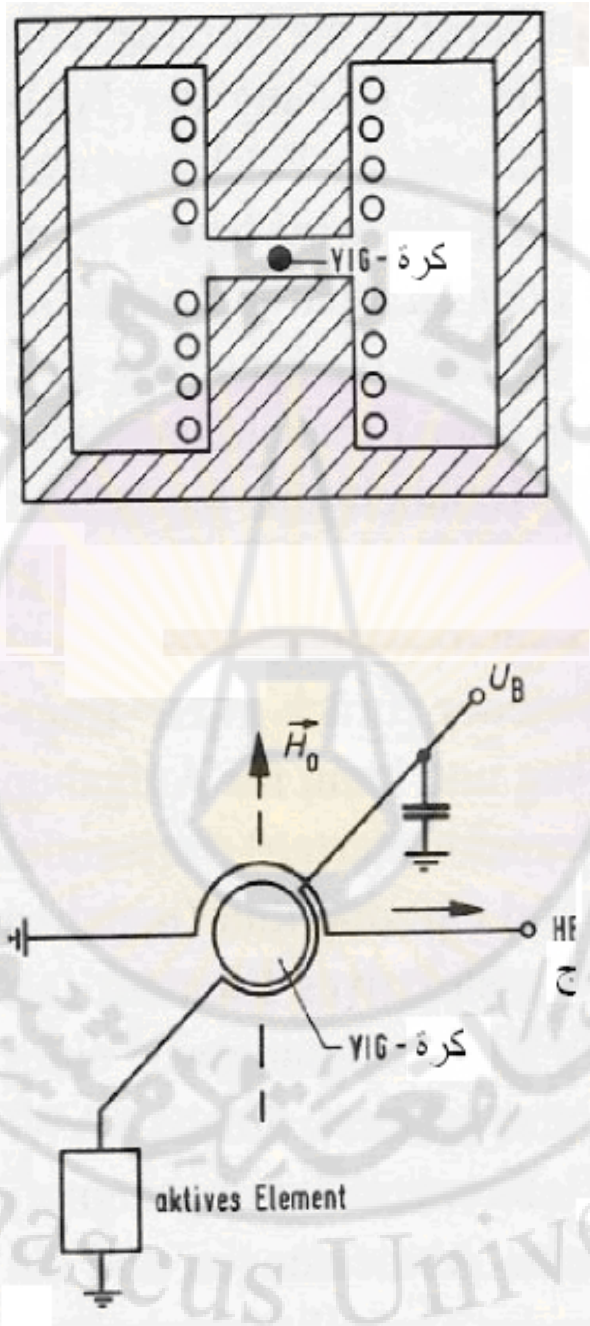
كما أن حلقتي ترابط الدخل والخرج متعامدتان فيما بينهما، وبالتالي لا يتم الترابط بين الدخل والخرج إلا عبر الكرة YIG عند تردد رنين: $f_{res} = 1/(2\pi).k.H_0$ يتم الترابط بين إشارة الدخل وإشارة الخرج عبر الكرة المطبق عليها الحقل المغناطيسي H_0 والمتعامد مع الحقل المغناطيسي HF.

يبين الشكل (9 – 16) مهتزاً مولفاً برنانة YIGودارة المغنطة للكرة YIG، وتعطي المهتزات المولفة بالرنانة YIG طيفاً ترددياً مستقراً بضجيج قليل بسبب الجودة العالية للرنانة YIG. بالمقارنة مع المهتزات التي يضبط ترددها بالفاركتور تعطي المهتزات المولفة بـ YIG خطية جيدة في الضبط الترددي، ومجال الضبط عريض يبلغ عدة أوكتافات، ولكن سرعة الضبط منخفضة بسبب ضخامة الدارة المغناطيسية وتحتاج إلى استطاعة عالية ووزن المهتز كبير بالإضافة إلى أن الضبط بـYIG لا يستخدم إلا للترددات حتى 60 GHz بسبب الحاجة إلى حقول مغناطيسية عالية.

من خلال ترابط الرنانة YIG مع حقل مغناطيسي عالي التردد مستقطب دائرياً يمكن الحصول على خواص تخامد غير متناظرة والاستفادة منها لتشكيل النواقل وحيدة الاتجاه أو الدورات.



الشكل (9 – 15) مرشح تمرير حزمة برنانة YIG



الشكل (9 – 16) مهتز مولف برنانة YIG ودارة المغنطة للرنانة YIG

الفصل العاشر

تصميم المكبرات الترانزيستوريةِ الميكروية

Design of microwave transistors Amplifier's

10-1- مقدمة عن أنصاف النواقل

أدى التطور الهائل في تقنية أنصاف النواقل إلى إمكانية استخدامها في الترددات العالية جداً ، وتمتاز عن الصمامات الميكروية المفرغة بالميزات التالية :

صغر حجمها – تتغذى بجهود منخفضة يمكن تأمينها بسهولة – عمرها الزمني طويل – وثوقية عالية – رخيصة الثمن – لا تتأثر بالسرعات العالية أثناء تشغيلها ، ولكن سيئتها الوحيدة هي قابليتها للاستخدام عند الاستطاعات المنخفضة .

يستفاد من علاقة الجهد المطبق على الثنائيات بمقاومتها في تشغيلها ككاشف أو كمازج أو كمفتاح ، بينما يستفاد من علاقة الجهد بالسعة في المازج والمكبر ذي المفاعلي ة الردية وفي مضاعفات التردد وضبط تردد المهتزات.

كما تستخدم بعض الثنائيات كعناصر فعالة لتوليد الترددات وتكبيرها من خلال الاستفادة من الأثر النفقي ، الذي يعطي مقاومة تفاضلية سالبة كالثنائي النفقي المستعمل في توليد الإشارات الميكروية وتضخيمها . أو بالاستفادة من زمن العبور مثل الثنائي ذي زمن العبور أو النقل الإلكتروني مثل عناصر Gunn .

10-1-1 أنصاف النواقل المستخدمة في مجال الأمواج الميكروية

يستخدم كل من السيليسيوم Si والغاليوم أرزنايد GaAs و أنديوم فوسفير InP ، وخلائط أخرى قيد التطوير، وتفضل المواد التي تكون فيها حركية الإلكترونيات فيها عالية.

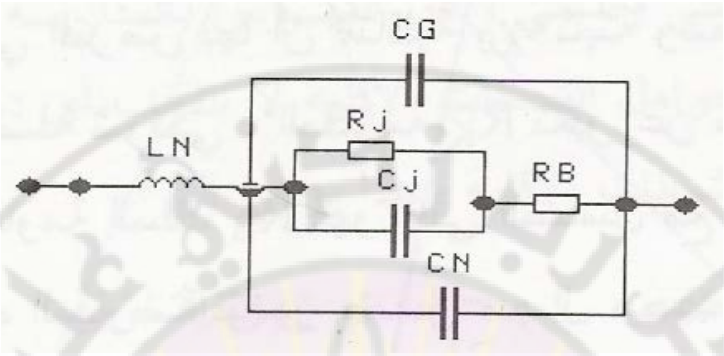
في الترددات العالية يجب أن يؤخذ بالحسبان أثر أقطاب الوصل التحريضية والسعوية ، ولهذا تصنع هذه الأقطاب بشكل شريحة مسطحة بعرض الناقل الشرائحي التي ستلحم إليه ، وأحياناً تصنع العناصر الميكروية بدون أقطاب أي على شكل Chip ويتم وصله بسلك من الذهب بقطر وطول معين ، بحيث يمكن تعويض سعة العنصر الداخلي عن طريق إعاقة هذا السلك . وبما أن حركية الإلكترونات أعلى من حركية الثقوب فإن التطعيم المستعمل هو من النوع N

10-1-2 الثنائيات غير الفعالة

1 – الثنائي الكاشف

تستخدم وصلة شوتكي المكونة من معدن ونصف ناقل N لتقليل سعة الوصلة والاستغناء عن التطعيم P . وبالتالي يمكن لهذا الثنائي الناتج العمل عن ترددات عالية جداً . ولتقليل السعة يستعمل المعدن على شكل رأس الدبوس ، وبالتالي يمكن استخدام هذا الثنائي ككاشف حتى 500 GHz .

يبين الشكل (10 – 1) الدارة المكافئة لثنائي شوتكي (وهي الدارة المكافئة لأي ثنائي بشكل عام)



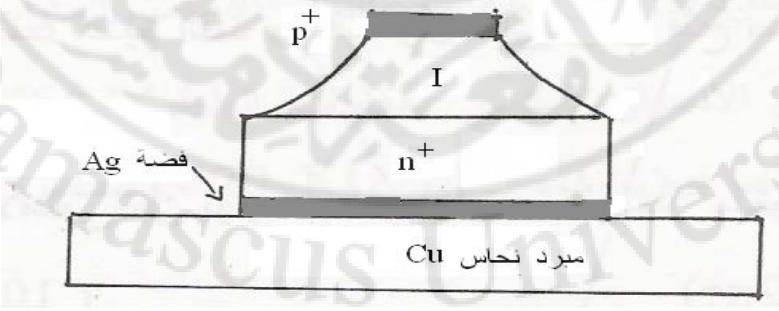
الشكل (10 – 1) الدارة المكافئة للثنائي

حيث تمثل R_B مقاومة المسلك ، C_j, R_J مقاومة وسعة طبقة المنع ، بينما العناصر الباقية فتمثل الدارة المكافئة للغلاف ولأقطاب الوصل .

مقاومة الوصلة تقل مع الجهد في حالة الانحياز الأمامي ، والسعة تزداد .

2 – ثنائي PIN

يتكون هذا الثنائي من ثلاث طبقات كما هو مبين بالشكل (10 – 2) ولهذا دعي بهذا الاسم ويكون التطعيم من النوع الزائد لتقليل مقاومة المسلك .



الشكل (10 – 2) ثنائي PIN ثلاثي الطبقات

والدارة المكافئة له هي نفسها المبينة بالشكل (10 – 1) ، إن مقاومة وسعة الوصلة تصبح مقاومة وسعة الطبقة غير المطعمة I . ويمكن تبسيط الدارة في حالة الانحياز الأمامي بمقاومة وصلة صغير جداً ، وفي حالة الانحياز العكسي بسعة صغيرة أيضاً .

يتمتع الثنائي PIN بسعة وصلة صغيرة جدا بالمقارنة مع وصلة PN وبجهد انهيار عال، وبالتالي يمكن استعماله عند جهود HF عالية ، وبمقاومة تمرير صغيرة جدا بسبب التطعيم الزائد . يستعمل الـ PIN لغرضين :

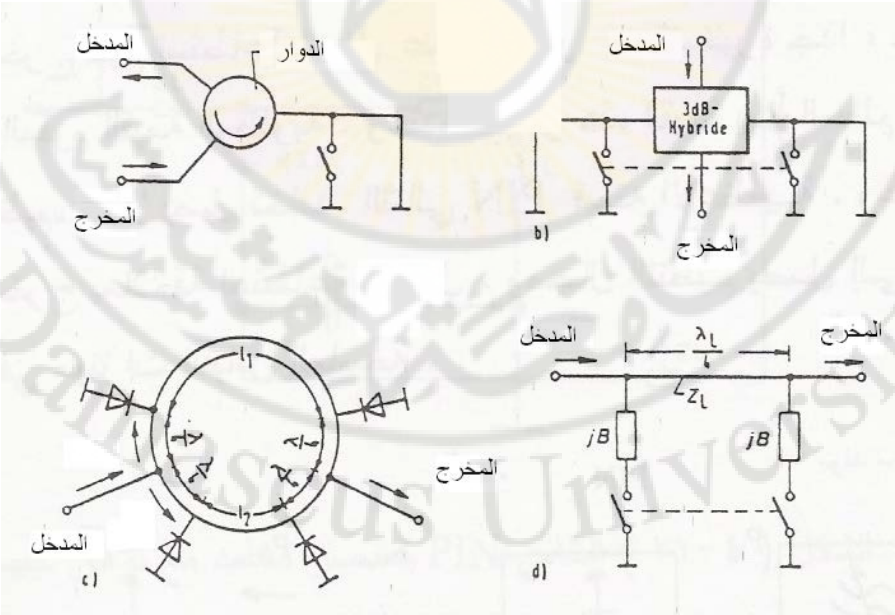
1 – مفتاح سريع : عندما يتغير جهد التحكم بين الانحياز الأمامي والانحياز العكسي

2 – معدل سعوي عندما يتغير جهد التحكم في مجال التمرير

يمكن وصل الثنائي PIN على التسلسل أو على التفرع أو استعمال واحد على التسلسل وأخر على التفرع لتحقيق الهدف المطلوب. يستعمل أحيانا كمفتاح لتحقيق إزاحة في الطور .

تمرين :

باعتبار العناصر المبينة بالشكل (10 – 3) مثالية ، حيث يستخدم رمز المفتاح بدلاً من PIN ، ارسم مخطط تدفق الإشارة للدارة واحسب معامل النقل من الدخل إلى الخرج ، وبين أن هذه الدارات تعمل كمزيح طور باستخدام الثنائي PIN .



الشكل (10 – 3) استخدام PIN كمزيح طور

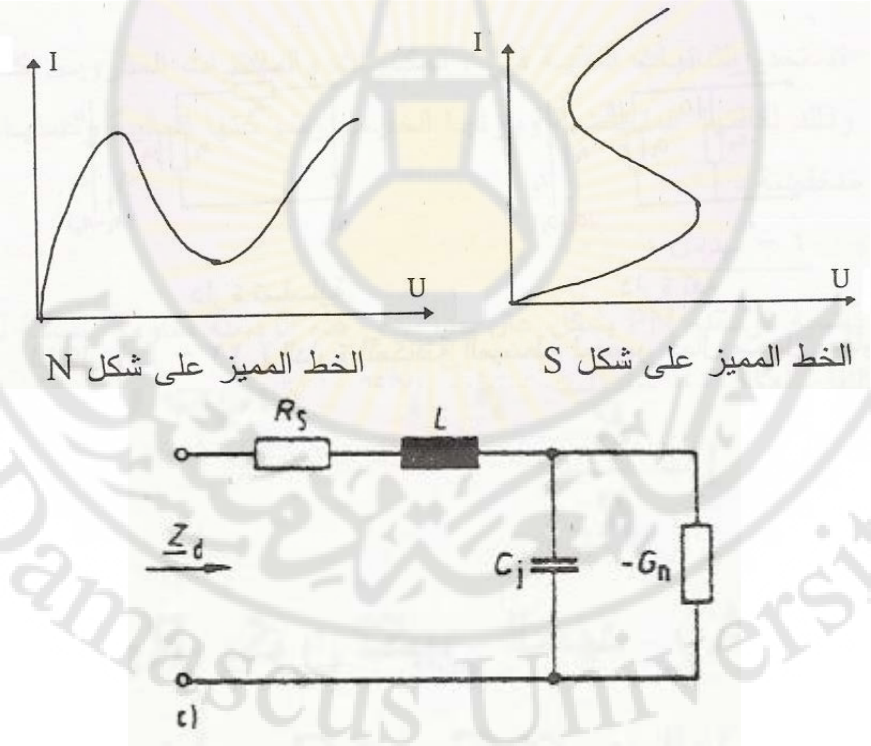
3 – الثنائي المكثفي (الفاركتور)

يستفاد من علاقة سعة الوصلة PN أو على وصلة شوتكي أو وصلة نصف ناقل – عازل – ناقل MIS مع الجهد لتشكيل الثنائيات السعوية. وتغير السعة مع الجهد غير خطي ويتحكم بالسعة في حالة الانحياز العكسي، والدارة المكافئة له مبينة بالشكل (10 – 1).

يستخدم الفاركتور لضبط ترددات المهتزات ، وللتوليف الدقيق لها ، كما أنه يستخدم كمازج غير خطي (في المكبرات الردية) ، كما أنه يستعمل لمضاعفة التردد .

10–1–3 الثنائيات الفعالة

تستخدم ثنائيات أقطاب نفقية أو ثنائيات زمن العبور أو عناصر Gunn وهذه العناصر لها خط مميز على شكل حرف S أو حرف N كما هو مبين بالشكل (10 – 3) أي تتمتع بمقاومة تفاضلية سالبة في جزء من خطها المميز ، ويستفاد منها لتوليد وتكبير الإشارات الميكروية ، والدارة المكافئة لها مبينة بالشكل (10 – 4).



الشكل (10 – 4)) الخط المميز لثنائي فعال ودارته المكافئة

وكمثال على هذه الثنائيات : الثنائي النفقي وثنائي Gunn وتستخدم لتكبير وتوليد الإشارات الميكروية بالاستفادة من المقاومة السالبة التي يبديها الثنائي عند جهد انحياز محدد . وبالتالي فإن الاستطاعة المنعكسة عنه تكون أكبر من الاستطاعة الواردة إليه. أي يقوم بتكبير الاستطاعة الميكروية .

10-1-4 الترانزيستورات

لا تختلف مواصفات هذه الترانزيستورات وطريقة تأمين الانحياز لها عن المدروسة في الترددات الراديوية ، ولكن في مجال الموجات الميكروية تصنع بشكل يناسب تركيبها على النواقل الشرائحية ، أي بأرجل مبسطة وشكلها يشبه حبة العدس وتوجد أشكال مختلفة من الدارات المكافئة للترانزستور ولكن كلها تقريبية، ولا يمكن أن تصف عمل الترانزستور بشكل صحيح لذلك تعطى المواصفات الفنية له كمحددات S عند الترددات التي يعمل عندها أو يمكن أن تقاس هذه المحددات مخبرياً عند التردد المطلوب .

10-2 الدارات الميكروية الفعالة

يوجد أنواع مختلفة من الدارات الميكروية الفعالة مثل دارة المكبر والمهتز والمازج ، ولكن سنركز دراستنا هنا على المكبر

هناك العديد من العمليات المطلوب إجراؤها لتصميم وإنتاج دارة فعالة لتعمل بشكل صحيح بالمقارنة مع تصميم دارة بعنصر غير الفعالة . والأسباب يمكن إجمالها بالنقاط التالية :

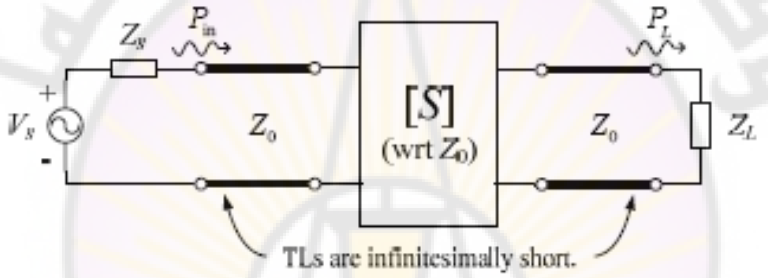
- الحاجة لدارة انحياز
- العناصر المستخدمة غير خطية
- يمكن حدوث اهتزاز غير مرغوب فيما إذا كانت الدارة غير مستقرة

يجب الحرص والانتباه والتجريب أكثر عند تصميم الدارات الفعالة بالمقارنة مع الدارات غير الفعالة . تحليل الدارات التي تحوي عناصر غير خطية صعب جدا . ومن أجل المكبرات الخطية يتم إجراء تحليل خطي بشكل تقريبي ، وهذا يساعد في تبسيط التحليل والتصميم. لهذا السبب سنركز على مكبرات الإشارة الصغيرة والخطية linear, small signal amplifiers بالإضافة إلى أننا سنستعمل البارامترات S المقاسة أو المعطاة للترانزستور بدلا من استخدام البارامترات الأخرى . يمكن اعتبار الترانزستور ثنائي المأخذ يحقق كسباً معيناً ، ويعمل هذا التقريب بشكل جيد في حالة التحليل الستاتيكي لمكبرات الإشارة الصغيرة والخطية .

الاختلاف الأساسي بالنسبة للعناصر الفعالة هو أن سعة المحددات S يمكن أن تكون أكبر من الواحد وعادة يكون معامل النقل S_{21} أكبر من الواحد ، حيث يمثل المأخذ واحد مأخذ الدخل والرقم 2 مأخذ الخرج .

10-2-1 أنواع كسب الاستطاعة Types of Power Gains

وفقاً للدارة المبينة بالشكل (10 – 5) التي تمثل شبكة ثنائي مآخذ عامة ، يوجد ثلاثة تعاريف مختلفة تستعمل لتعريف كسب الاستطاعة هي :



الشكل (10 – 5) دارة ثنائي المآخذ

1 – كسب الاستطاعة المعامل Operating Power Gain : $G = \frac{P_L}{P_{in}}$

تعبر هذه النسبة عن معدل الاستطاعة time-average power المستهلكة في الحمل إلى معدل الاستطاعة المقدمة من ثنائي المآخذ .

2 – الكسب الممكن الحصول عليه Available Gain : $G = \frac{P_{av,n}}{P_{av,s}}$

وهو النسبة بين معدل الاستطاعة الأعظمي الممكن الحصول عليه من الثنائي إلى معدل الاستطاعة الأعظمي الممكن أن يقدمه المنبع.

3 – الكسب المنقول Transducer Gain : $G = \frac{P_L}{P_{av,s}}$

يمثل النسبة بين معدل الاستطاعة المستهلكة في الحمل إلى معدل الاستطاعة الأعظمية الممكن الحصول عليه من المنبع.

هذه التعريفات المختلفة لكسب الاستطاعة تستعمل لتصميم أنواع مختلفة من المكبرات :

1 – كسب الاستطاعة المعامل G في مكبر استطاعة الخرج الخطية الأعظمية

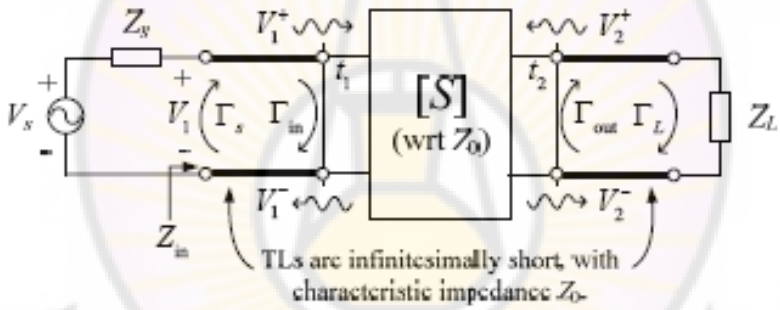
2 – كسب الاستطاعة المتوفر G_A مكبرات الضجيج المنخفض LNAs

3 – كسب الاستطاعة المنقول G_T حيث يكون هناك توافق مرافق عند الدخل والخرج ، وهنا نحصل على كسب أعظمي .

10-2-2 تعابير كسب الاستطاعة

سنشتق التعابير التحليلية لكسب الاستطاعة بدلالة المحددات S لثنائي المآخذ ، وكذلك ممانعة المنبع والحمل ، وهذا سيكون الأساس في تصميم المكبرات الميكروية.

وفقا للدارة الموضحة بالشكل (10 – 6) لثنائي مآخذ عام ، ومن خلال تعريف المحددات S يمكننا كتابة :



الشكل (10 – 6) دارة مكبر ثنائي المآخذ

في هاتين المعادلتين استعملنا العلاقة :

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

$$V_2^+ = \Gamma_L V_2^- .$$

باستخدام مخطط تدفق الإشارة نحصل على :

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \qquad (1-10)$$

وبشكل مشابه نحصل على :

$$\Gamma_{\text{out}} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}} \qquad (2-10)$$

بحساب الجهد عند المنبع نجد :

$$V_1 = \frac{Z_{\text{in}}}{Z_{\text{in}} + Z_s} V_s = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ \left(1 + \Gamma_{\text{in}}\right)$$

أي أن :

$$V_1^+ = \frac{Z_{\text{in}}}{Z_{\text{in}} + Z_s} \frac{V_s}{1 + \Gamma_{\text{in}}}$$

باستعمال العلاقة :

$$\Gamma_{\text{in}} = \left(Z_{\text{in}} - Z_0\right) / \left(Z_{\text{in}} + Z_0\right)$$

وبعض العمليات الجبرية يمكن الوصول إلى النتيجة التالية :

$$V_1^+ = \frac{1 - \Gamma_s}{1 - \Gamma_s \Gamma_{\text{in}}} \cdot \frac{V_s}{2}$$

يوجد أربع كميات لمعدل الاستطاعة مختلفة عن بعضها البعض والمطلوب حسابها وهي:

1 – P_{in} الاستطاعة المقدمة من المنبع :

$$P_{\text{in}} = \frac{|V_1^+|^2}{2Z_0} \left(1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2\right)$$

باستبدال V_1^+ بقيمتها ينتج:

$$P_{\text{in}} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{\text{in}}|^2} \left(1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2\right) \qquad (3-10)$$

2 – P_L الاستطاعة المقدمة للحمل وهذه الكمية تحسب بالعلاقة :

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0}\left(1-|\Gamma_L|^2\right)$$

أو بالمعادلة :

$$P_L = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}|S_{21}|^2 \frac{\left(1-|\Gamma_L|^2\right)|1-\Gamma_s|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2} \qquad (4-10)$$

3 – $P_{av,s}$ الاستطاعة الأعظمية المتوفرة من المنبع : ويتم الحصول عليها عندما يكون هناك توافق مرافق عند المنبع أي:

$$Z_{in} = Z_s^* \Rightarrow \Gamma_{in} = \Gamma_s^*$$

ومن المعادلة (10 – 3) التي تعطي قيمة P_i مع الشرط $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$:

$$P_{av,s} = P_{in}\big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_s^*} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2\left(1-|\Gamma_s|^2\right)}{|1-|\Gamma_s|^2|^2}$$

ولكن مع :

$$|1-|\Gamma_s|^2|^2 = \left(1-|\Gamma_s|^2\right)^2$$

عندئذ:

$$P_{av,s} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

4 – $P_{av,n}$: الاستطاعة المتوفرة الأعظمية من الشبكة التي تغذي الحمل . وهذا يحدث عندما $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ ، فنحصل من المعادلة (10 – 4) ومع الشرط $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ على المعادلة :

$$P_{av,n} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} |S_{21}|^2 \frac{\left(1-|\Gamma_{out}|^2\right)|1-\Gamma_s|^2}{|1-S_{22}\Gamma^*_{out}|^2 |1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}$$

باستعمال المعادلة (10 – 1) وإجراء بعض العمليات الجبرية نحصل على :

$$P_{av,n} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} |S_{21}|^2 \frac{|1-\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2 \left(1-|\Gamma_{out}|^2\right)}$$

باستخدام كميات الاستطاعة الأربعة السابقة تحسب التعابير الثلاثة التي تمثل كسب الاستطاعة وهي:

– كسب الاستطاعة المعامل Operation Power Gain :

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = |S_{21}|^2 \frac{\left(1-|\Gamma_L|^2\right)\cancel{|1-\Gamma_s|^2}}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2 \cancel{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}} \frac{\cancel{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}}{\cancel{|1-\Gamma_s|^2}\left(1-|\Gamma_{in}|^2\right)}$$

أو

$$G = \underbrace{\frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2}}_{\text{Source end}} |S_{21}|^2 \underbrace{\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}}_{\text{Load end}} \qquad (5-10)$$

– الكسب المتوفر Available Gain :

$$G_A = \frac{P_{av,n}}{P_{an,s}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{out}|^2} \qquad (6-10)$$

– كسب النقل Transducer Gain :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,s}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{\text{in}}|^2}|S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (7-10)$$

يمكن كتابة المعادلة (10 – 7) بالشكل :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,s}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}|S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{\text{out}}\Gamma_L|^2} \qquad (10-10)$$

<u>الاستنتاجات:</u>

1 – تعابير الكسب السابقة مشكلة من حاصل ضرب ثلاثة عوامل ، المعامل الأول والثالث يصفان مقدار انخفاض كسب الاستطاعة الناتج عن دارتي المنبع والحمل .

2 – G و G_A تمثلان جزءاً من G_T . الحدان الأخيران في G هما نفسهما في المعادلة (10 – 7) ، بينما الحدان الأولان في G_A هما نفسهما في المعادلة (10 – 10).

3 – كما هو واضح من المعادلة (10 – 5) فإن G غير مستقل عن $\Gamma_S (or\, Z_S)$ ومن المعادلة (10 – 6) نرى أن G_A غير مستقلة عن $\Gamma_L (or\, Z_L)$ ، ومع هذا فإن G_T مستقلة عن Γ_S & Γ_L

4 – إذا كان المنبع والحمل يحققان التوافق المرافق أي أن :

$\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ & $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ عندئذ تكون : $G_A = G_T$ & $G = G_T$

ومنه ينتج أن :

$$G = G_T = G_A \quad \left(\neq |S_{21}|^2\right)$$

5 – إذا كان : $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ (أي أن المنبع والحمل موفق بدون انعكاس zero reflection أفضل من التوافق المرافق) عندئذ من (10 – 7) نجد :

$$G_T = |S_{21}|^2$$

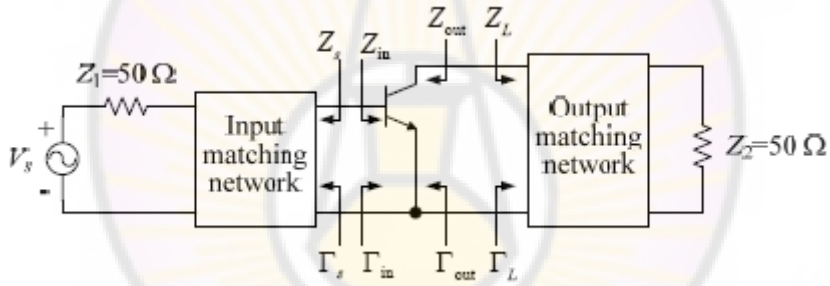
$$G = \frac{|S_{21}|^2}{1-|\Gamma_{in}|^2} \quad \text{and} \quad G_A = \frac{|S_{21}|^2}{1-|\Gamma_{out}|^2}$$

<u>مثال 10 – 1</u> : يبين الشكل (10 – 7) دارة مكبر مكونة من ترانزستور مع دارتي التوافق عند الدخل والخرج صمم هذا المكبر ليعطي :

$$\Gamma_s = 0.5\angle 120^\circ \text{ and } \Gamma_L = 0.4\angle 90^\circ$$

والمطلوب حساب G, G_A & G_T لترانزستور له المحددات S التالية :

$$S_{11} = 0.6\angle -160^\circ \;, \quad S_{12} = 0.045\angle 16^\circ$$
$$S_{21} = 2.5\angle 30^\circ \;, \quad S_{22} = 0.5\angle -90^\circ$$



الشكل (10 – 7) دارة مكبر

نجد من المعادلة (10– 1) :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1-\Gamma_L S_{22}}$$

$$= 0.6\angle -160^\circ + \frac{0.4\angle 90^\circ \cdot 0.045\angle 16^\circ \cdot 2.5\angle 30^\circ}{1-0.4\angle 90^\circ \cdot 0.5\angle -90^\circ}$$

$$\Gamma_{in} = 0.627\angle -164.6^\circ$$

نحصل من المعادلة (10 – 2) :

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{12} S_{21}}{1-\Gamma_s S_{11}}$$

$$= 0.5\angle -90^\circ + \frac{0.5\angle 120^\circ \cdot 0.045\angle 16^\circ \cdot 2.5\angle 30^\circ}{1-0.5\angle 120^\circ \cdot 0.6\angle -160^\circ}$$

$$\Gamma_{out} = 0.471\angle -97.6^\circ$$

من معاملي الانعكاس المحسوبين والمحددات S المعطاة يمكن حساب كميات كسب الاستطاعة المطلوبة. باستعمال المعادلة (10 – 5) نجد :

$$G = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$= \frac{1}{1-0.627^2} 2.5^2 \frac{1-0.4^2}{|1-0.5\angle -90^\circ \cdot 0.4\angle 90^\circ|^2}$$

$$G = 13.52 \quad (11.31\,\text{dB})$$

ومن المعادلة (10 – 6) نستنتج :

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1-|\Gamma_{out}|^2}$$

$$= \frac{1-0.5^2}{|1-0.6\angle -160^\circ \cdot 0.5\angle 120^\circ|^2} \cdot 2.5^2 \cdot \frac{1}{1-0.471^2}$$

$$G_A = 9.56 \quad (9.80\,\text{dB})$$

ومن المعادلة (10 – 7) نحسب :

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\cdot|S_{21}|^2\cdot\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$= \frac{1-0.5^2}{|1-0.5\measuredangle 120^\circ\cdot 0.627\measuredangle -164.6^\circ|^2}\cdot 2.5^2\cdot$$

$$\frac{1-0.4^2}{|1-0.5\measuredangle -90^\circ\cdot 0.4\measuredangle 90^\circ|^2} = 9.44 \quad (9.75\text{ dB})$$

نلاحظ أن :

$$G = 13.52 = \frac{P_L}{P_{in}} \quad \Rightarrow \quad P_{in} = \frac{P_L}{13.52}$$

بينما :

$$G_T = 9.44 = \frac{P_L}{P_{av,s}} \quad \Rightarrow \quad P_{av,s} = \frac{P_L}{9.44}$$

نستنتج من هذه النتائج أن $P_{in} \prec P_{av,S}$ ، بسبب أن $G \succ G_T$ ، أي أن استطاعة المدخل أقل من الاستطاعة المتوفرة الأعظمية من المنبع . وبالتالي يمكن حساب الكميتين التاليتين:

$$G_A = \frac{P_{av,n}}{P_{av,s}} = 9.56 \qquad , \qquad G_T = \frac{P_L}{P_{av,s}} = 9.44$$

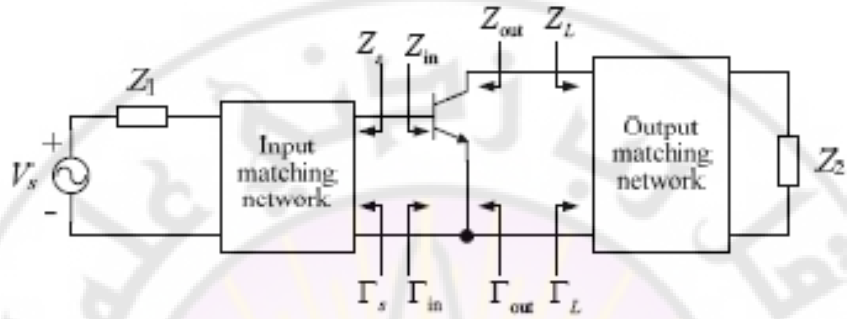
وهذا يعني أن كل الاستطاعة المتوفرة من الدارة تعطى للحمل .

10-3 استقرار المكبر Amplifier Stability

عند تصميم المكبرات يمكن أن تكون هذه المكبرات غير مستقرة أي تهتز ، وسوف نركز فقط على استقرار الدارات الخطية صغيرة الإشارة ، والتي يمكن أن يمثل الترانزستور بمحددات S له ، وهذا يعتبر نقطة الانطلاق لدراسة استقرار المكبرات التي تعمل عند الإشارات الكبيرة أي غير الخطية .

10-3-1 المقاومة السالبة Negative Resistance

لنأخذ دارة المكبر الخطي المبينة بالشكل (10 – 10)



الشكل (10 – 10) دارة مكبر ترانزستوري

لنعتبر أن الترانزستور يوصف بمصفوفة S التالية :

$$[S_t] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

وبفرض أن دارات التوافق غير فعالة أي أن :

$$|\Gamma_s| < 1 \text{ and } |\Gamma_L| < 1$$

اهتزاز هذه الدارة ممكن إذا كانت الإشارة الواردة عند مدخل أو مخرج الترانزستور تنعكس بكسب أكبر من الواحد، وهذا يتم فيما إذا تحقق أحد الشرطين التاليين :

$$|\Gamma_{in}| > 1 \text{ or } |\Gamma_{out}| > 1$$

يحدث ذلك عندما يكون الضجيج الوارد على مأخذ آخر في الدارة ، ينعكس بكسب وينعكس ثانية على دارة التوافق المتصلة بهذا المأخذ ، عندئذ يمكن عند بعض الترددات أن يتكرر تكبير الإشارة إلى مستوي يجعل الترانزستور يجبر للعمل في المنطقة غير الخطية وتصبح الدارة غير مستقرة .

عندما يكون $|\Gamma| > 1$ ، فإن الجزء الحقيقي من الممانعة المنظور إليها باتجاه مداخل الترانزستور تكون سالبة ، أي أن :

$$R_{in} < 0 \quad \text{or} \quad R_{out} < 0$$

ولتحقيق عدم الاستقرار يفترض أن تتوضع هذه المنطقة خارج الدائرة الواحدية على مخطط سميث . يحسب معامل انعكاس الدخل ومعامل انعكاس الخرج كما ذكر سابقاً بالعلاقتين التاليتين :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}}$$

ولكي نجد دائرة استقرار الدارة بدون شروط unconditionally stable يجب تحقيق الشرطين التاليين :

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1 \quad , \quad |\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}} \right| < 1$$

10-3-2 دوائر الاستقرار Stability Circles

من المفيد توضيح مجال تغيير قيم Γ_S و Γ_L التي تؤدي إلى عدم الاستقرار بطريقة رسم دائرة الاستقرار Stability Circle ، وهذه الطريقة مفيدة عمليا لأننا نحصل على معلومات إضافية برسم هذه الدارة على مخطط سميث. تعرف دائرتا الاستقرار الحدود الفاصلة بين الاستقرار وعدم الاستقرار لكل من Γ_S و Γ_L لتحديد هذه الشروط ، سوف نضع $|\Gamma_{in}| = 1 \; (or \; |\Gamma_{out}| = 1)$ ونرسم هذه المنحنيات في مستوي $\Gamma_L \; (\Gamma_S)$.

لإيجاد دائرة استقرار الحمل Load stability circle نضع $\Gamma_{in} = 1$ فنجد :

$$\left| S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| = 1$$

وهذه العلاقة يمكن إعادة ترتيبها وكتابتها بالشكل : $\left| \Gamma_L - C_L \right| = R_L$

والتي تمثل دائرة في مستوي Γ_L العقدي ، حيث :

$$C_L = \frac{\left(S_{22} - S_{11}^* \Delta \right)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \qquad (9-10)$$

مركز الدائرة و :

$$R_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \qquad (10-10)$$

نصف قطرها و حيث أن :

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

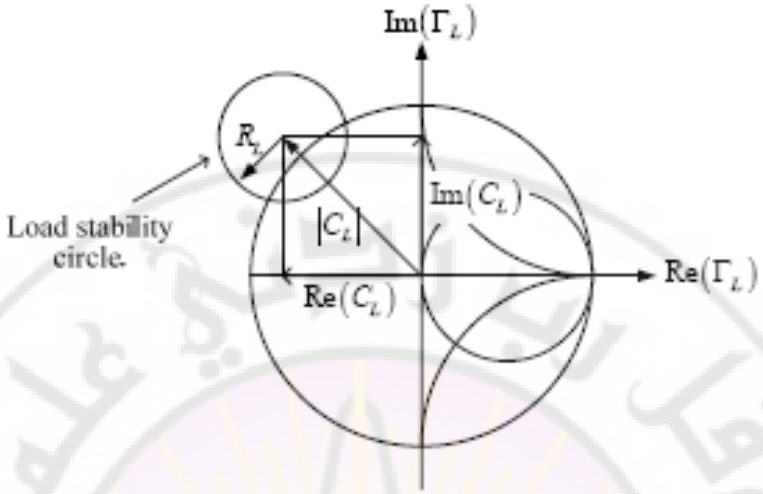
للدارة المستقرة شرطياً يمكن أن تكون دارة استقرار الحمل كما هو موضح في الشكل (10 – 9) على مخطط سميث . هذه الدائرة تحدد منطقة الاستقرار للدارة ولكي نعرف منطقة الاستقرار المطلق ومنطقة الاستقرار المشروط نقوم بوضع :

$$Z_L = Z_0 \Rightarrow \Gamma_L = 0$$

فنحصل على :

$$\left| \Gamma_{in} \right| = \left| S_{11} \right|$$

إذا كان $\left| S_{11} \right| < 1$ فإن المنطقة التي تحوي المركز في المستوي Γ_L هي منطقة الاستقرار ،



الشكل (10 – 9) دارة استقرار الحمل

أما إذا كان $|S_{11}| > 1$ فإن المنطقة داخل دائرة الاستقرار هي منطقة الاستقرار وهاتان الحالتان موضحتان في الشكل (10 – 10).

لكي تكون الدارة مستقرة بدون شروط يجب أن تقع دارة الاستقرار خارج مخطط سميث إذا كان :

$$|S_{11}| > 1 \quad \text{or} \quad |S_{22}| > 1$$

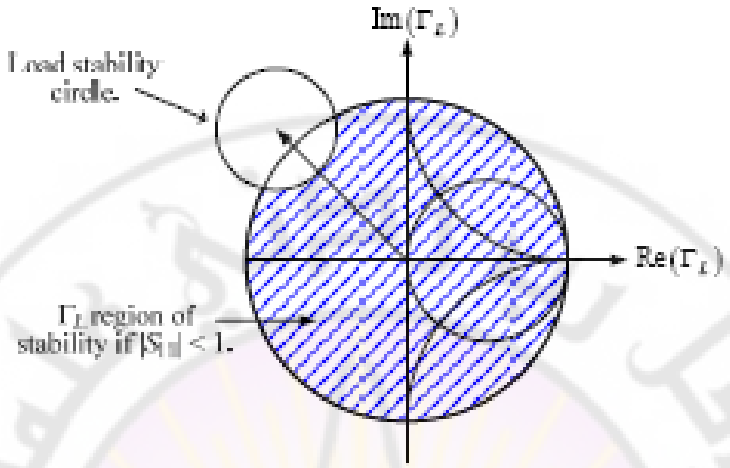
عندئذ من المستحيل أن تكون دارة المكبر مستقرة بدون شروط . لأننا عندما نضع ممانعة الحمل (أو المنبع) مساوية لـ Z_0 ، أي أن $\Gamma_L \, (or \, \Gamma_S) = 0$ فنحصل على :

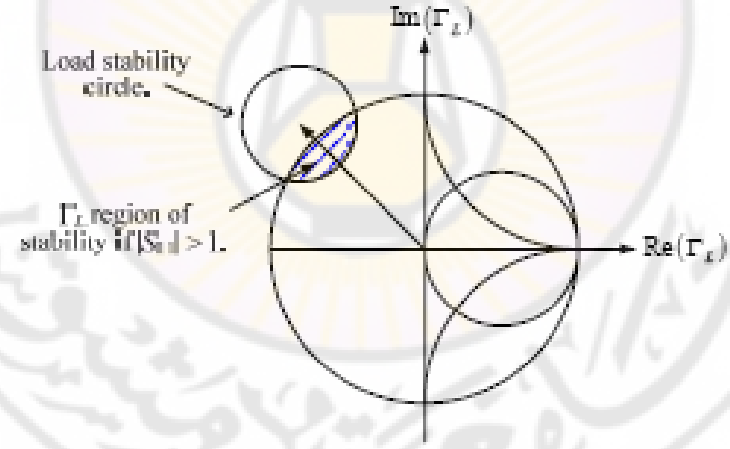
$$|\Gamma_{in}| = |S_{11}| > 1 \quad \text{or} \quad |\Gamma_{out}| = |S_{22}| > 1$$

تدل هاتان العلاقتان على عدم استقرار الدارة . وتكون الدارة مستقرة بدون شروط إذا تحقق الشرط التالي :

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} > 1 \qquad (10 - 11)$$

هذا يدعى معامل الاستقرار stability factor k ، وكلما كانت قيمة k كبيرة كلما كان الاستقرار أفضل .





الشكل (10 – 10) مناطق الاستقرار

مثال (10–2) :

بفرض أن المحددات S لترانزستور ميكروي عند التردد 4 GHz هي :

$$S_{11} = 0.2552\angle 156.2^\circ \qquad S_{12} = 0.0994\angle 41.5^\circ$$

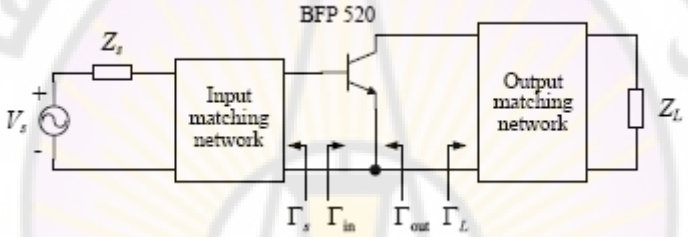
$$S_{21} = 5.636\angle 53.1^\circ \qquad S_{22} = 0.1544\angle -95.3^\circ$$

عند توصيل المكبر كباعث مشترك ونقطة العمل محددة بالقيم التالية :

$$V_{CE} = 2 \text{ V and } I_C = 20 \text{ mA.}$$

والمطلوب تحديد استقرار المكبر المبين بالشكل (10 – 11) مفترضاً أن :

$$|\Gamma_s| < 1 \text{ and } |\Gamma_L| < 1$$



الشكل (10 – 11) تحديد استقرار المكبر

باستعمال معامل الاستقرار ميو يمكن أن نختبر الاستقرارية . نحسب دلتا أولاً :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.527\angle -83.0^\circ$$

ومن المعادلة (10 – 11) نحسب معامل الاستقرار :

$$k = \frac{0.9349}{0.2747 + 0.5602} = 1.12 > 1$$

وحيث أن $k > 1$ فإن دارة المكبر مستقرة بدون شروط على الأقل عند التردد 4GHz ، من المهم اختبار الاستقرار عند جميع الترددات الأقل من تردد القطع للترانزستور حيث يكون الكسب أكبر من الواحد.

أما المحددات S لنفس الترانزستور عند التردد 0.1 GHz هي :

$$S_{11} = 0.7251\angle -8.4^\circ \qquad S_{12} = 0.0041\angle 92.8^\circ$$

$$S_{21} = 31.637\angle 171.4^\circ \qquad S_{22} = 0.9363\angle -4.4^\circ$$

باستعمال هذه القيم نجد $k = 0.798 < 1$ ، وهذا يعني أن المكبر عند هذا التردد مستقر بشروط ، ولرسم دائرة استقرار الحمل عند التردد 4GHz نحسب من (10 – 9) مركز الدائرة : ومن المعادلة (10 – 10) نصف قطرها ، فنجد :

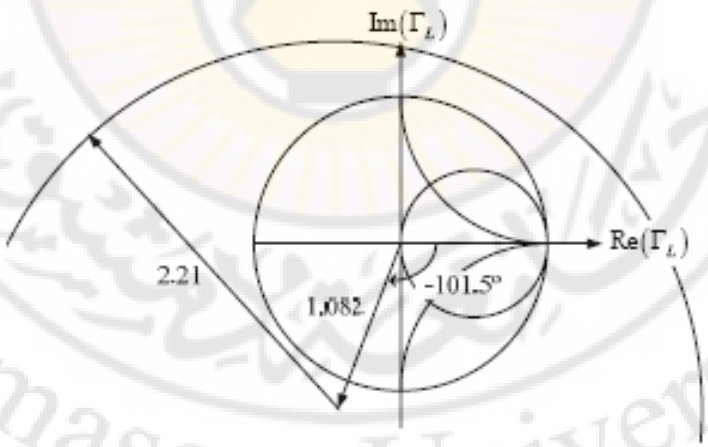
$$C_L = \frac{(S_{22} - S_{11}^{*}\Delta)^{*}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$= \frac{\left[0.1544\angle -95.3^\circ - (0.2552\angle -156.2^\circ)(0.527\angle -83.0^\circ)\right]^{*}}{0.1544^2 - 0.527^2}$$

أي أن :

$$C_L = \frac{0.2747\angle 78.5^\circ}{-0.2539} = 1.082\angle -101.5^\circ$$

$$R_L = \left|\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}\right| = \left|\frac{(0.099\angle 41.5^\circ)(5.636\angle 53.1^\circ)}{0.1544^2 - 0.527^2}\right| = 2.21$$



بما أن $S_{22} < 1$ فإن منطقة الاستقرار تقع داخل الدائرة ، والدارة مستقرة بدون شروط نستنتج من هذا المثال أن رسم دارة الاستقرار عند التردد 4GHz غير الضروري لأن الدارة المكبر مستقرة بدون شروط عند هذا التردد.

هناك العديد من البرامج الجاهزة لحساب ورسم دارة استقرار المنبع والحمل .

10-4 تصميم المكبرات ضيقة المجال

MW Amplifiers Narrowband Design

تصنف المكبرات التي تستخدم أنصاف النواقل إلى:

1 – **المكبرات الترانزيستورية** : تستخدم ترانزستورات زرنيخ الغاليوم ذات الأثر الحقلي GaAs FETوالترانزستورات ثنائية القطبية .Bipolar Tra .

2 – **المكبرات العاكسة** : تستخدم ثنائيات المقاومة السالبة مثل INPATT و GUNN والثنائيات النفقية Tunnel Diodes .

تستعمل الترانزستورات GaAs FET لتصميم المكبرات ذات الضجيج المنخفض والكسب العالي والتكبير الخطي المتوسط من الصنف A ضمن المجال الترددي : (2 - 20 GHz) . والبحوث جارية لإدراجها ضمن التطبيقات حتى : 40 GHz ويفضل استخدام الترانزيستورات السيلكونية ثنائية القطبية في التطبيقات التي تتطلب ضجيجاً منخفضاً وكسباً عاليا في الاستطاعة (صنف A و B و AB وخاصة في الصنف C) ضمن المجال الترددي العالي HF وحتى 3 GHz . واستعمال ثنائيات INPATT للتكبير العالي في المجال الترددي : (66 GHz- 100 GHz) لنمطي الموجة المستمرة CW والنبضية PW

أما العنصر GUNN فيستخدم في مكبرات الاستطاعة متوسطة عرض المجال وعند الترددات الأعلى من 10 GHz وكقائد Driver لمكبرات صمامات الموجة الراحلة أو مكبرات IMPATT ، ويرشح الثنائي النفقي لتشكيل مكبرات الضجيج المنخفض في مجال الترددات الأعلى من 20 GHz . يبين الشكل (10 – 12) الشكل العام لمكبر ترانزستوري والشكل (10 – 13) الشكل العام لمكبر عاكس مع دارات التوافق اللازمة لتوفيق ممانعة الدخل والخرج للترانزستور إلى ممانعة الحمل والمنبع .

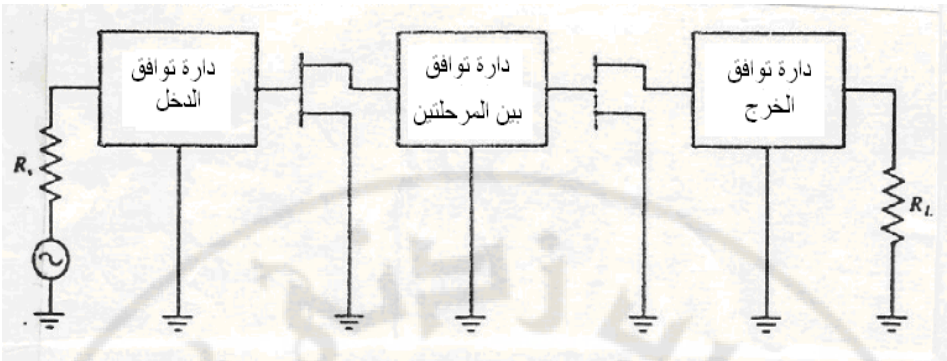
مبادئ تصميمية :

هناك أربعة أنواع أساسية من تصميم المكبرات الترانزيستورية وهي :

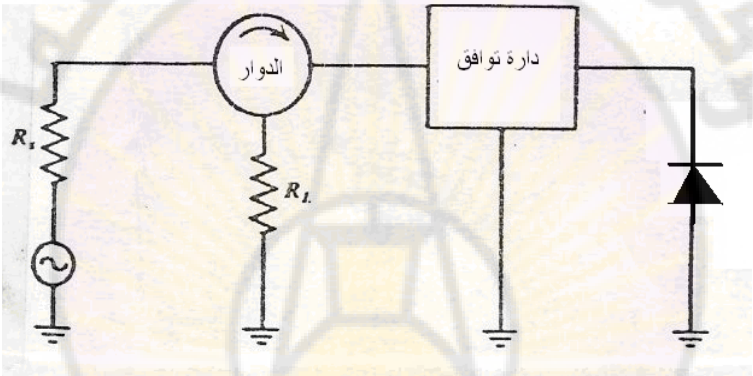
– التصميم عند أعظم كسب . – التصميم عند أقل ضجيج .

– التصميم عند تكبير محدد – التصميم عند أعظم استطاعة

ويظهر كل ترانزستور معاملات انعكاس مختلفة لكل نمط تشغيل ، ولهذا يتطلب طرائق تصميم مختلفة لدارات التوافق باختلاف نمط التصميم .



الشكل (10 – 12) مكبر ترانزستوري مع دارات التوافق



الشكل (10 – 13) مكبر عاكس ودارة توافقه

10-4-1 التصميم عند أعظم كسب Maximum Gain Design

عند تصميم المكبرات ضيقة المجال للحصول على أعظم كسب ، يجب أن تحول دارات التوافق في الدخل والخرج معاملات الانعكاس للمنبع والخرج r_S و r_l إلى نظائرها الموفقة r_{sm} و r_{lm} والتي تستنتج على الشكل التالي :

يتحقق التوافق عند المأخذ 1 إذا كان معامل الانعكاس r_1 مساويا لمرافق معامل انعكاس المنبع r_s^* عند حمل معامل انعكاسه r_l أي :

$$r_1 = r_s^* = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot r_l}{1 - r_l s_{22}} \qquad (a12-10)$$

وبالمثل فإن تحقيق التوافق عند المأخذ 2 عند ممانعة منبع لها r_s يتطلب تساوي قيمة معامل الانعكاس r_2 مع مرافق معامل انعكاس الحمل r_ℓ^* . أي أن :

$$r_2 = r_l^* = s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot r_s}{1 - r_s s_{11}} \qquad (b12-10)$$

يجب تحقيق المساويتين السابقتين بآن واحد لتحقيق التوافق عند الدخل والخرج وهذا يعطي معامل التوافق عند الدخل والخرج .

$$r_{sm} = C_1^* \cdot \frac{B_1 \pm \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2|C_1|^2} \qquad (a13-10)$$

$$r_{Lm} = C_2^* \cdot \frac{B_2 \pm \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2|C_2|^2} \qquad (b13-10)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$
$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$
$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$
$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

تؤخذ الإشارة السالبة عندما $B_i > 0$ والإشارة الموجبة عندما $B_i < 0$. حيث : $i = 1 , 2$

نلاحظ أن :

$$r_{sm} = \frac{Z_{sm} - Z_0}{Z_{sm} + Z_0} \qquad (a14-10)$$

$$r_{lm} = \frac{Z_{lm} - Z_0}{Z_{lm} + Z_0} \qquad (b14-10)$$

حيث : Z_{sm} و $Z_{\ell m}$ ممانعة المنبع والحمل عند التوافق .

لكي نتأكد من أن الجزء الحقيقي من ممانعة المنبع والحمل عند التوافق دائماً موجب يجب أن يكون : $|r_{sm}| < 1$ و $|r_{\ell m}| < 1$ وهذا لا يتحقق إلا إذا تحقق أحد الشرطين التاليين :

$$1. \qquad K = \frac{1-|S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \rangle 1$$

$$if \qquad |S_{12}S_{21}| \neq 0$$

$$2. \qquad |S_{11}| < 1 \qquad , \qquad |S_{22}| < 1$$

$$if \qquad |S_{12}S_{21}| = 0 \cdot$$

وكسب النقل في هذه الحالة يصبح أعظميا ويعطى بالعلاقة :

$$G_{\max} = |S'_{21}|^2 = |\frac{S_{21}}{S_{12}}|(K + \sqrt{K^2 - 1}) \qquad (a15-10)$$

$$if \ |S_{12}S_{21}| \neq 0 \qquad and \qquad B_1 < 0$$

$$G_{\max} = |S'_{21}|^2 = |\frac{S_{21}}{S_{12}}|(K - \sqrt{K^2 - 1}) \qquad (b15-10)$$

$$if \ |S_{12}S_{21}| \neq 0 \qquad and \qquad B_1 > 0$$

$$G_{\max} = G_{u.\max} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1+|S_{11}|^2} \cdot \frac{1}{1+|S_{22}|^2} \qquad (c15-10)$$

$$if \ |S_{12}S_{21}| = 0$$

الاستقراريةِ مهمة جداً عند تصميم المكبرات . حيث يقال لثنائي المآخذ أنه مستقر بدون شروط أو بشكل مطلق ، إذا كان الجزء الحقيقي من ممانعة دخل وخرج ثنائي المآخذ تظل موجبة من أجل جميع ممانعات الحمل والمنبع غير الفعالة . وهذا يتحقق فقط إذا تحقق الشرطان التاليان :

$$|S_{11} + \frac{r_l S_{12} S_{21}}{1 - r_l S_{22}}| < 1 \qquad , \qquad |r_l| < 1 \qquad (a16-10)$$

$$and$$

$$|S_{22} + \frac{r_s S_{12} S_{21}}{1 - r_s S_{11}}| < 1 \qquad , \qquad |r_s| < 1 \qquad (b16-10)$$

لاحظ أن المعادلتين السابقتين تقابلان :

$$| S'_{11} | < 1 \qquad (c16-10)$$

$$| S'_{22} | < 1 \qquad (d16-10)$$

من أجل جميع القيم التي تحقق : $|r_s| < 1 \ \& \ |r_1| < 1$

من هاتين المعادلتين يمكن استنتاج الشرط الواجب والكافي للاستقرار المطلق غير المشروط وهو :

$$K > 1 \quad \text{and} \quad |\Delta| < 1$$

إذا كان المكبر غير مستقرة بشكل مطلق . يعني ذلك أن الجزء الحقيقي من ممانعة الدخل والخرج يمكن أن يكون سالبا عند بعض القيم لممانعات الدخل والخرج . وبما أن بعض الترانزستورات غير مستقرة ضمن مجال محدد يقع داخل مدى الترددات المطلوب تكبيرها ، فأنه من الضروري معرفة أي الممانعات التي توصل عند الدخل والخرج تعطي منطقة عمل مستقرة . أولا تفحص قيم ممانعات الحمل التي تجعل ممانعات الدخل ذات جزء حقيقي سالب ، أي تجعل : $|r_i| > 1$ ودائرة الاستقرار في مستوي الحمل المحددة بالمركز C_L ونصف القطر r_L تعطى بالمعادلتين التاليتين :

$$C_L = \frac{S_{11}\Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \qquad (a17-10)$$

$$r_l = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| \qquad (b17-10)$$

إذا رسمنا دائرة استقرار الحمل على مخطط سميث ، يمكن تحديد جميع قيم r_L التي تجعل $|r_i| = 1$ ، وهي الدائرة التي تمثل الحدود الفاصلة بين الاستقرار وعدمه . لتحديد المساحة التي تمثل الاستقرار نضع $Z_l = Z_0$ حيث Z_0 الممانعة المميزة الحقيقية التي تنسب إليها جميع لممانعات ، عندها يكون $r_1 = 0$ وهذا يمثل نقطة في مركز مخطط شمت . في هذه الحالة $r_i = S_{11}$. إذا $|S_{11}| < 1$ فإن $|S_i| < 1$ وكل المنطقة خارج دائرة استقرار الحمل تمثل منطقة استقرار لمعامل انعكاس الحمل r_ℓ .

إذا $|S_{11}| > 1$ فإن $|S_i| > 1$ فكل المنطقة داخل دائرة استقرار الحمل تمثل منطقة استقرار لمعامل انعكاس الحمل r_ℓ . إذا اعتبرت الأحمال غير فعالة ، فإن الجزء من مخطط سميث الذي يقع خارج دائرة استقرار الحمل يمثل منطقة الاستقرار لـ r_ℓ إذا كان $|S_{11}| < 1$ أو الذي يقع داخلها إذا كان $|S_{11}| > 1$.

وبشكل مشابه فإن دائرة الاستقرار في مستوي المنبع لها مركز C_s ونصف قطر r_s تعطيان بالعلاقتين التاليتين :

$$C_s = \frac{S_{22}\Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \qquad (a18-10)$$

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| \qquad (b18-10)$$

<u>مثال 10-1</u> :

ترانزستور ميكروي له معاملات S التالية عند f = 6 GHz:

$S_{11} = 0.614 \angle -167.4^o$ $\qquad$ $S_{21} = 2.1107\angle 32.4^o$

$S_{12} = 0.046 \angle 65^o$ $\qquad$ $S_{22} = 0.716\angle -103^o$

اختبر الاستقرارية ، واحسب التكبير الأعظمي والتكبير الأعظمي وحيد الاتجاه ومعامل انعكاس المنبع والحمل عند التوافق التام ؟

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = |0.342\angle 113.16^o| = 0.342 < 1$$

$$K = \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 1.1296 > 1$$

وهذا يعني أن الترانزستور مستقر بدون شروط عند التردد المعطى .

$$B_1 = 1+|S_{11}|^2-|S_{22}|^2-|\Delta|^2 = 0.747 > 0$$

$$G_{\max} = |S'_{21}|^2 = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|(K-\sqrt{K^2-1}) = 210.7 = 14.510 \text{ dB}$$

$$G_{\max} = G_{u.\max} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1+|S_{11}|^2} \cdot \frac{1}{1+|S_{22}|^2} = 12 \text{ dB}$$

$$B_2 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 1.02 > 0$$

$$r_{sm} = C_1^* \cdot \frac{B_1 \pm \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2|C_1|^2} = 0.868\angle 169.75^o$$

$$r_{Lm} = C_2^* \cdot \frac{B_2 \pm \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2|C_2|^2} = 0.9\angle 84.5^o$$

مثال 10-2 :

ترانزيستور ميكروي له المعاملات S التالية عند f = 2 GHz . اختبر الاستقرارية وحدد منطقة الاستقرار ؟

$S_{11} = 0.894 \angle -60.6^o$; $S_{12} = 0.021 \angle 62.4^o$
$S_{21} = 3.122 \angle 123.6^o$; $S_{22} = 0.781 \angle -27.7^o$

$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = |0.697 \angle -83| = 0.697 < 1$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0618 < 1$$

الترانزيستور غير مستقر جزئياً .نحدد دائرة الاستقرار في مستوي المنبع والحمل .

$$C_L = \frac{S_{11}\Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = 1.367\angle 46.9$$

$$r_l = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| = 0.5$$

$$C_s = \frac{S_{22}\Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} = 1.136\angle 68.4^o$$

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| = 0.198$$

ترسم هاتين الدائرتين على مخطط سميث كما هو موضح في الشكل (10 – 14) . والمنطقة من مخطط سميث خارج هاتين الدائرتين هي منطقة استقرار للحمل والمنبع .

إذا $k \to 1$ نحصل على أعظم كسب استقرار للترانزستور ويعطى بالعلاقة :

MSG (Maximum Stable Gain) = $| S_{21} / S_{12} |$ (a19-10)

وإذا لم يكن الترانزستور مستقرا أي : $K < 1$ وبالتالي فأن معادلة الكسب غير موجودة، وفي هذه الحالة يستخدم كسب الاستطاعة G_P عند التصميم ، ويعرف بأنه النسبة بين الاستطاعة المسلمة للحمل إلى استطاعة الدخل ، وهي مستقلة عن ممانعة المنبع. باستعمال المعاملات S يمكن استنتاج قيمة هذه النسبة المعطاة بالمعادلة :

$$G_P = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = \frac{|b_2|^2 / |a_1|^2}{1 - \left(|b_1|^2 / |a_{21}|^2\right)} = \frac{|S'_{21}|^2}{1 - |S'_{11}|^2} \qquad (b19-10)$$

حيث : S ` معاملات الانتثار للترانزيستور المنسوبة إلى ممانعة الدخل والخرج . وتحسب من العلاقات التالية :

$$S'_{21} = \frac{1}{A_2} \frac{S_{21}(1 - |r_L|^2)}{1 - r_L S_{22}} \qquad (a20-10)$$

$$S'_{11} = \frac{(1 - r_L S_{22}) \cdot S_{11} + r_L S_{12} S_{21}}{1 - r_L S_{22}} \qquad (b20-10)$$

$$A_2 = \frac{(1 - r_L^*) \cdot \sqrt{(1 - |r_L|^2)}}{|1 - r_L|} \qquad (c20-10)$$

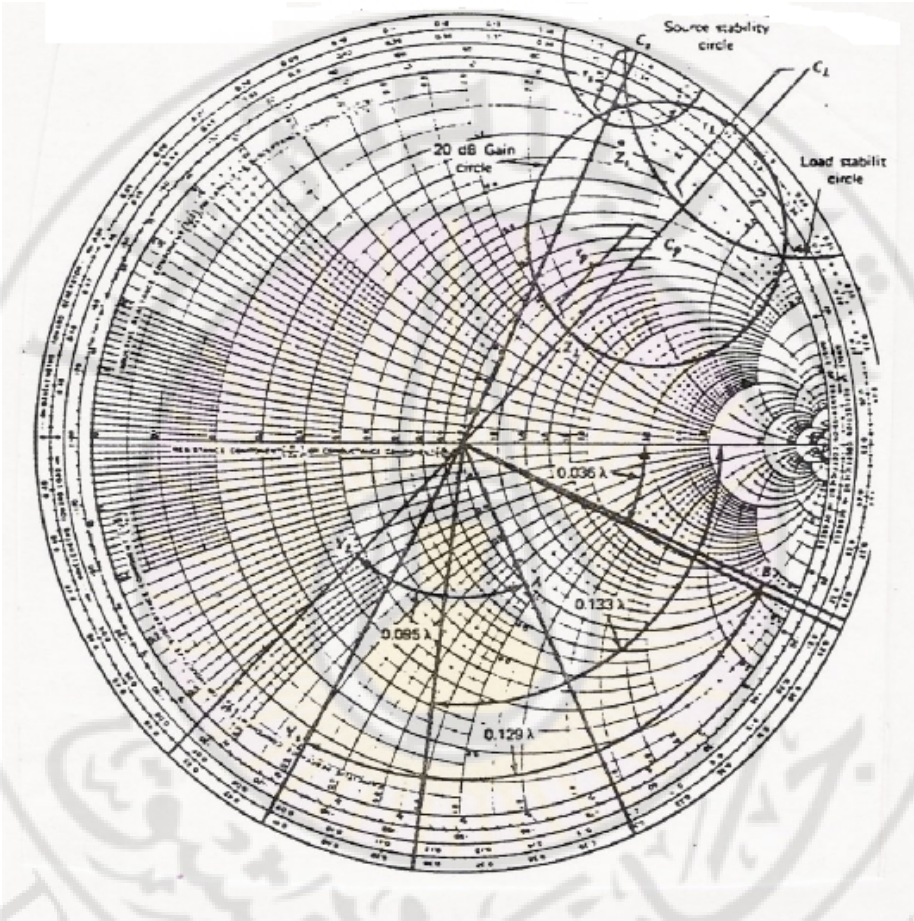
بتعويض المعادلة (10–20) في (10–19) نحصل على :

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{|1 - r_L S_{22}|^2 - |(1 - r_L S_{22}) S_{11} + r_L S_{12} S_{21}|^2} \qquad (21-10)$$

ويمكن إعادة كتابة المعادلة (10–21) بالشكل :

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{|1 - |S_{11}|^2 + |r_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\mathrm{Re}(C_2 r_L)} \qquad (22-10)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$



الشكل (10– 14) دارة استقرار المنبع والحمل مرسومتان على مخطط سميث

من المعادلة (10−22) نلاحظ أن G_P تابع للحدين الأيسرين من المعاملات S وللحمل فقط وإذا تم اختيار منبع موفق فإن استطاعة الدخل تساوي استطاعة الدخل المتوفرة الأعظمية وكسب استطاعة النقل G مساو لكسب الاستطاعة G_P . أما إذا كان المنبع غير موفق مع ممانعة الدخل فأن استطاعة الدخل أصغر من استطاعة الدخل المتوفرة العظمى ، وكذلك $G_P <$ G . لنعرف الآن كسب الاستطاعة المنسوب بالشكل :

$g_P = G_P / |S_{21}|^2$

$$g_P = \frac{(1-|r_L|^2)}{|1-|S_{11}|^2 + |r_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\,\mathrm{Re}(C_2 r_L)} \qquad (23-10)$$

من الواضح أنه من أجل g_P معطى ، فإن المعادلة (10−23) تعين دائرة هي المحل الهندسي لجميع قيم r_L التي تعطي نفس قيمة g_P . بتغير قيم g_L نحصل على دوائر الكسب الثابت للترانزستور ، ولإظهار ذلك نجعل :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$
$$B_2 = 1 - |S_{22}|^2 + D_2$$

فنحصل على :

$$\frac{1}{g_P} = -D_2 + \frac{B_2 - 2\,\mathrm{Re}(C_2 r_L)}{1-|r_L|^2}$$

وبإعادة الترتيب نجد :

$$\frac{B_2 - 2\,\mathrm{Re}(C_2 r_L)}{1-|r_L|^2} = \frac{1 + g_P D_2}{g_P} = X$$

أو

$$X^2 |r_L|^2 - 2X\,\mathrm{Re}(C_2 r_L) + |C_2|^2 = X^2 - XB_2 + |C_2|^2$$

$$|Xr_L - C_2^*|^2 = X^2 - XB_2 + |C_2|^2$$

أو

$$\left| r_L - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = 1 - \frac{B_2}{X} + \frac{|C_2|^2}{X^2} \qquad (a24-10)$$

وبترتيب الحدود اليمينية للمعادلة (10− 24 a) ينتج :

$$\left| r_L - \frac{C_2^*}{X} \right|^2 = \frac{1 - 2K\left|S_{12}S_{21}\right| g_P + \left|S_{12}S_{21}\right|^2 g_P^2}{g_P^2 X^2} \qquad (b24-10)$$

حيث : K ثابت الاستقرار المذكور سابقاً .

تعرف المعادلة (10− b24) دائرة مركزها : C_P ونصف قطرها : r_P معطيان بالعلاقة التالية :

$$C_P = \frac{C_2^*}{X} = \frac{g_P(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{1 + g_P(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \qquad (a25-10)$$

$$r_P = \frac{\left(1 - 2K\left|S_{12}S_{21}\right| g_P - \left|S_{12}S_{21}\right|^2 g^2{}_P\right)^{1/2}}{\left|1 + g_P(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)\right|} \qquad (b25-10)$$

إذا تم انتقاء معامل انعكاس الحمل r_L واقعاً في منطقة الاستقرار على مخطط سميث فإنه يفي بشروط استقرار الحمل ، وبنفس الوقت يقع على دائرة الكسب الثابت ، عندئذ يمكن تصميم المكبر ليحقق كسباً مقداره : $G = G_P = |S_{21}|^2 g_P$

إذا كان المنبع موفقاً تماماً . والأمثلة التالية توضح مبدأ التصميم .

<u>مثال 10− 3 :</u>

معاملات S للترانزيستور HFET-1101 معطاة عند f = 6 GHz :

$S_{11} = 0.614 \angle -167.4^o$ $\qquad$ $S_{21} = 2.1107 \angle 32.4^o$

$S_{12} = 0.046 \angle 65^o$ $\qquad$ $S_{22} = 0.716 \angle -103^o$

لقد تم في المثال (10−1) اختبار استقرارية هذا الترانزيستور ووجد أن :

$|\Delta| = 0.342 < 1 \quad ; \quad K = 1.129 > 1$

فالترانزيستور مستقر بدون شروط ، وللحصول على الكسب الأعظمي يجب تحقيق التوافق المرافق عند الدخل والخرج لهذا الترانزستور . نحسب القيم التالية :

$B_1 = 0.747$ $B_2 = 1.019$

$C_1 = 0.37 \angle -169.75^o$ $C_2 = 0.507 \angle -104.47^o$ $G_{max} = 14.510$ dB

$r_{sm} = 0.10610 \angle 169.75^o$ $r_{lm} = 0.9 \angle 104.47^o$

من هذه القيم المحسوبة لعوامل الانعكاس يمكن تحليل دارات التوافق التي تحقق التوافق المرافق باستخدام الطريقة الكلاسيكية بمساعدة مخطط سميث .

دارة توافق الدخل :

من معامل انعكاس الدخل المحسوب r_{sm} والمرسوم على مخطط سميث تعين قيم Z_{sm} و Y_{sm} كما هو مبين في الشكل (10−4) .نرسم قوس دائرة مركزه مركز مخطط سميث يصل بين Y_{sm} والنصف العلوي من الدائرة الواحدية (G = 1) عند النقطة A .

المسافة من Z = 0 إلى الخط المرسوم من مركز المخطط ومماس للدائرة 3.4 j المارة من النقطة A هي طول الوصلة المفتوحة الموصولة على التفرع مع ممانعة المنبع البالغة 50 أوم (طول هذه الوصلة يبلغ : 0.204 λ) ، والمسافة من النقطة A إلى Y_{sm} هي طول خط النقل الذي يصل الوصلة المفتوحة إلى دخل الترانزستور FET (طول هذه الوصلة 0.056 λ) والخطان لهما ممانعة مميزة 50 أوم .

دارة توافق الخرج :من معامل انعكاس الخرج المحسوب $r_{\ell m}$ والمرسوم على مخطط سميث تعين قيم $Z_{\ell m}$ و $Y_{\ell m}$ كما هو مبين في الشكل (10 − 15) .

وبرسم قوس دائرة مركزه مركز مخطط سميث يصل بين Y_{sm} والنصف السفلي من الدائرة الواحدية (G = 1) عند النقطة B . المسافة من Z = 0 إلى الخط المرسوم من مركز المخطط ومماس للدائرة 4.2 j - المارة من النقطة B هو طول الوصلة المفتوحة الموصولة على التفرع مع ممانعة الحمل البالغة 50أوم (طول هذه الوصلة يبلغ 0.2107 λ) ، والمسافة من النقطة B إلى $Y_{\ell m}$ هي طول خط النقل الذي يصل الوصلة المفتوحة إلى خرج الترانزستور FET (طول هذه الوصلة 0.097 λ) والخطان لهما ممانعة مميزة 50 أوم . يبين الشكل (10 − 16) المكبر كاملا مع دارتي التوافق .

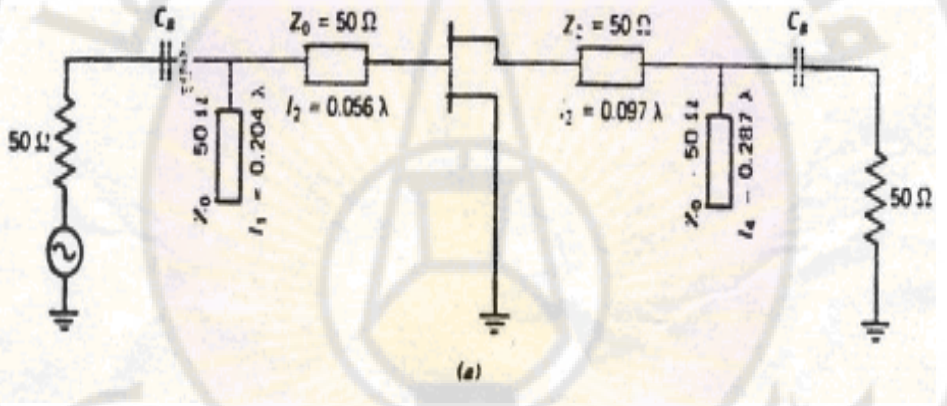
المكثف C_B لحجز الجهد المستمر عن المولد والحمل ، وتختار بحيث يكون الضياع فيها قليلاً جداً عن التردد 6 GHz ومقاومتها صغيرة جدا بالمقارنة مع مقاومة النسب 50 Ω . بفرض أننا نريد تصميم هذه الشبكة بتقنية النواقل الشرائحية وباستخدام أي حامل عازل (Substrate) لها $\varepsilon_r = 2.22$ سماكة : h = 0.031 in .

ومن العلاقات الرياضية أو المنحنيات البيانية يمكن إيجاد عرض الناقل الشرائحي المقابل لممانعة خط مقدارها :

50 Ω ، وهذا العرض يساوي : W = 3.1 h = 0.96 in ، وثابت العازلية الفعال $\varepsilon_{eff} = 1.91$ ، ونحسب طول الموجة المنتشرة في الناقل الشرائحي من العلاقة التالية :

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{C}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{11.803}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot f[GHz]} \quad in \qquad (26-10)$$

ومن ثم نستطيع حساب أطوال النواقل الشرائحية المستخدمة للتوافق :



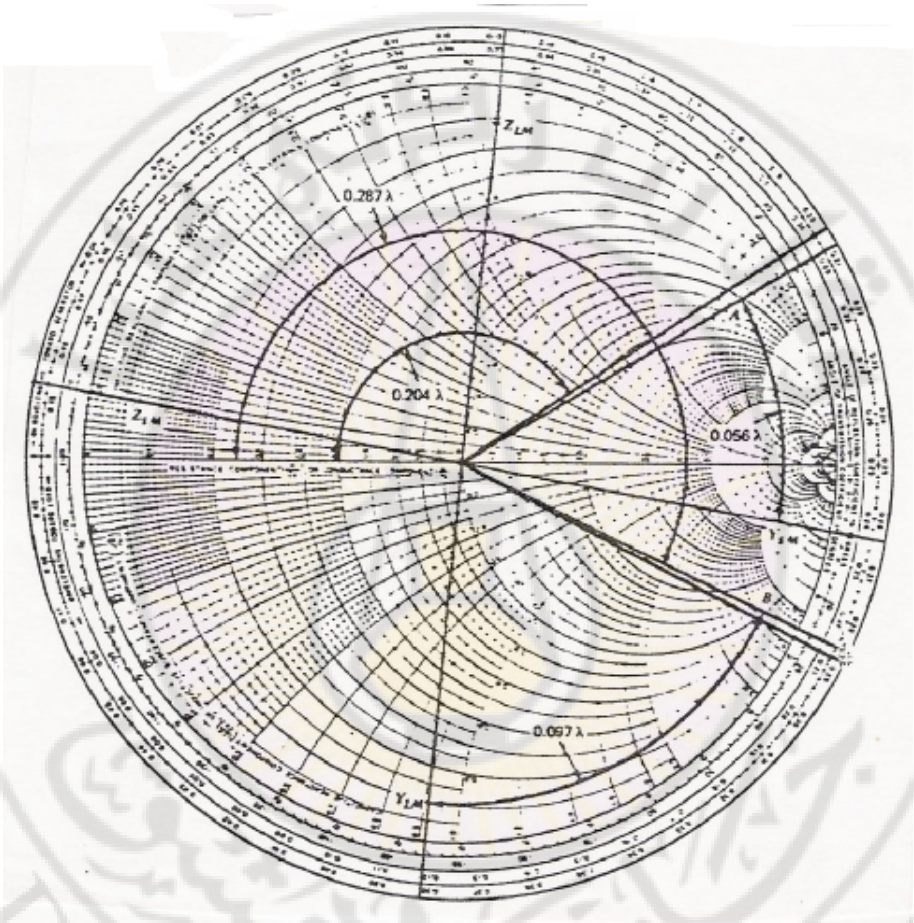
الشكل (10 – 16) دارة المكبر عند 6 GHz واستجابته الترددية

$L_1 = 0.204\,\lambda = 0.29$ in ; $L_2 = 0.056\,\lambda = 0.010$ in

$L_3 = 0.097\,\lambda = 0.1310$ in ; $L_4 = 0.2107\,\lambda = 0.409$ in

ومع أن المكبر مستقر بدون شروط عند التردد 6 GHz ، يجب أن يختبر استقرار المكبر عند ترددات أخرى ضمن عرض المجال الذي يعمل عندها المكبر .

هذا المثال أوضح أن الترانزستور مستقر بدون شروط عند التردد المعامل ، وبالتالي أمكن تحقيق التوافق المرافق عند الدخل والخرج للحصول على الكسب الأعظمي . أما إذا كان الاستقرار مشروطاً ، فعندئذ يصمم كما في المثال (10 – 4) .



لشكل (10– 15) تصميم دارتي توافق الدخل والخرج

مثال (10– 4) :

معاملات | S | لترانزيستور GaAs MESFET HFET-1101 منحاز من أجل تكبير أعظمي عند التردد 2 GHz هي :

$S_{11} = 0.894 \angle -60.6^o$; $S_{12} = 0.021 \angle 62.4^o$

$S_{21} = 3.122 \angle 123.6^o$; $S_{22} = 0.718 \angle -27.7^o$

نحسب :

$\Delta = 0.967 \angle -103.1^o$: $|\Delta| = 0.967 < 1$

$K = 0.6101$

وهذا يعني أن الترانزستور مستقر شرطياً ، ويحسب كسب الاستقرار الأعظمي من العلاقة:

$MSG = |S_{21}/S_{12}| = 21.93$ dB

ولكن يجب علينا أن نختار حملا مستقراً من دائرة استقرار الحمل المرسومة على مخطط سميث في الشكل (10 – 17) .يحسب مركز هذه الدائرة ونصف قطرها فنجدهما :

$r_C = 0.5$; $C_L = 1.367 \angle 46.9^o$

لنفرض أننا نريد تصميم مكبر بكسب مقداره 20 dB أي أقل من MSG بمقدار 1.93 dB وهذا يعني أن : $G_P = 20$ dB ، وكسب الاستطاعة النسبي :

$g_p = G_P / |S_{21}|^2 = 100 / (3.122)^2 = 0.26$.

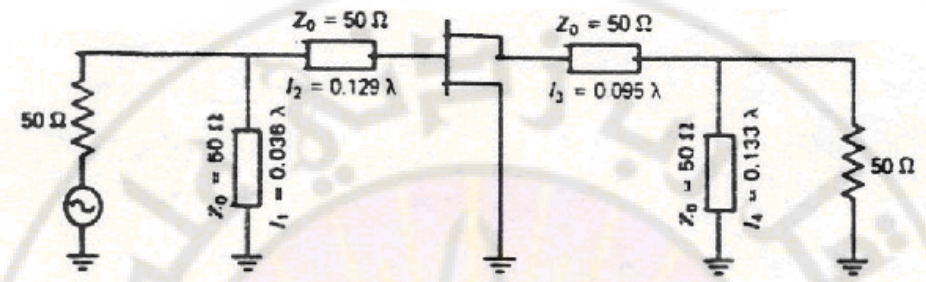
من المعادلة (10– 25) نرسم دائرة الكسب الثابت ومقداره : 20 dB على مخطط سميث – مركز هذه الدائرة : $C_P = 0.766 \angle 46.9^o$ ، ونصف قطرها : $r_P = 0.346$ ، كما هو مبين في الشكل (10– 17) .

إن المنطقة على مخطط سميث الواقعة خارج دائرة استقرار الحمل هي منطقة الحمل المستقر وأي حمل في هذه المنطقة و على الدائرة الأنفة الذكر سيجعل المكبر مستقرا ، ويعطي كسبا مقداره : 20dB ، نجعل قيمة معامل انعكاس الحمل : $r_L = 0.42 \angle 46.9^o$ بحيث يفي بالشروط السابقة . نحسب معامل انعكاس المنبع بوجود الحمل السابق فنجده : $r_S = 0.915 \angle 62.6^o$ ، هذا المنبع يجب أن يكون مستقرا بالرغم من وقوعه خارج دائرة استقرار المنبع المحسوبة ، والتي يقع مركزها في النقطة : $C_S = 1.136 \angle 610.4^o$ ونصف قطرها : $r_C = 0.1910$.

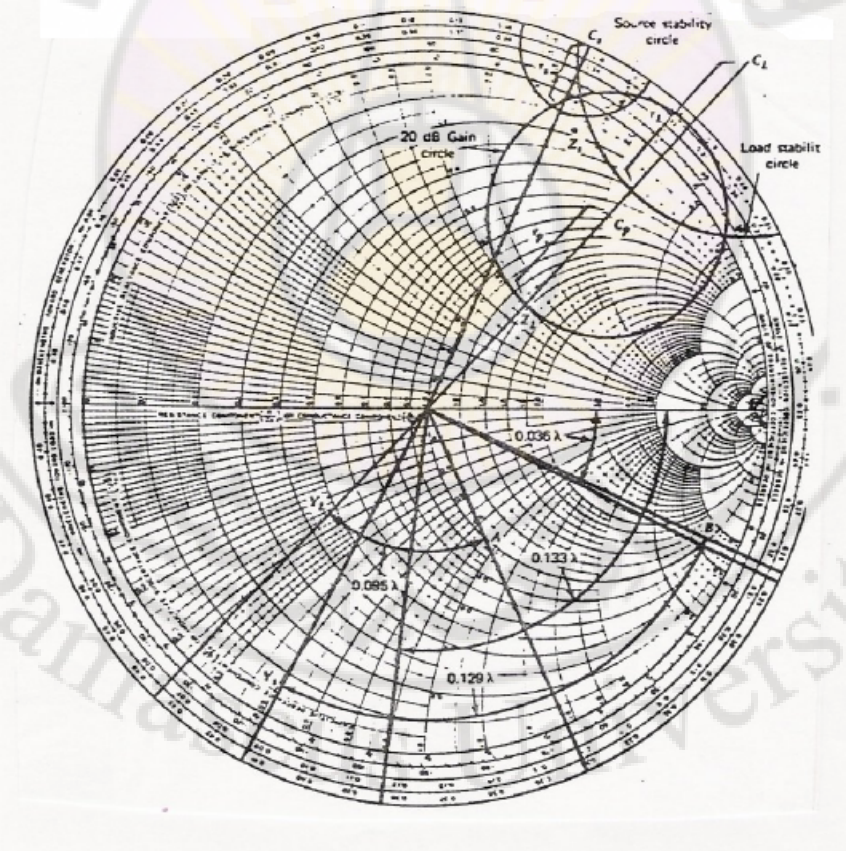
يبين الشكل (10–18) هذا المكبر مع دارات التوافق عن الدخل والخرج والاستجابة الترددية له وبما أن التردد المعامل 2 GHz تكون أطوال الموجات أطول بثلاث مرات منها عند

التردد : 6 GHz ، وهذا يتطلب استخدام مادة Duroid التي لها : $\varepsilon_r = 2.22$ كحامل عازل وعندها تكون : $\lambda = 4.27$ in وبالتالي :

$L_1 = 0.153$ in و $L_2 = 0.55$ in و $L_3 = 0.406$ in و $L_4 = 0.5610$



الشكل (10– 18) مكبر عند 2 GHz



الشكل (10– 17) تصميم دارتي توافق الدخل والخرج للمثال (10–4)

مثال 10 – 5 :

يراد تصميم دارة توافق الدخل ودارة توافق الخرج للحصول على أكبر ربح نقل عند التردد 4GHz ، إذا كانت المحددات S للترانزيستور هي :

f(GHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
3.0	$0.80\angle -89^\circ$	$2.86\angle 99^\circ$	$0.03\angle 56^\circ$	$0.76\angle -41^\circ$
4.0	$0.72\angle -116^\circ$	$2.60\angle 76^\circ$	$0.03\angle 57^\circ$	$0.73\angle -54^\circ$
5.0	$0.66\angle -142^\circ$	$2.39\angle 54^\circ$	$0.03\angle 62^\circ$	$0.72\angle -68^\circ$

الخطوة الأولى في عملية التصميم هي التأكد من أن الترانزيستور مستقر بدون شروط عند التردد 4 GHz .

بتطبيق اختبار معامل الاستقرار k نجد : $k = 1.04 > 1$

أي أن الترانزستور مستقر بدون شروط ويمكن تصميم دارات التوافق للحصول على أعظم ربح نقل من هذا الترانزستور .

نحسب معامل انعكاس المنبع والحمل الذي يحقق التوافق المرافق فنجد :

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = 0.872\angle 123^\circ$$

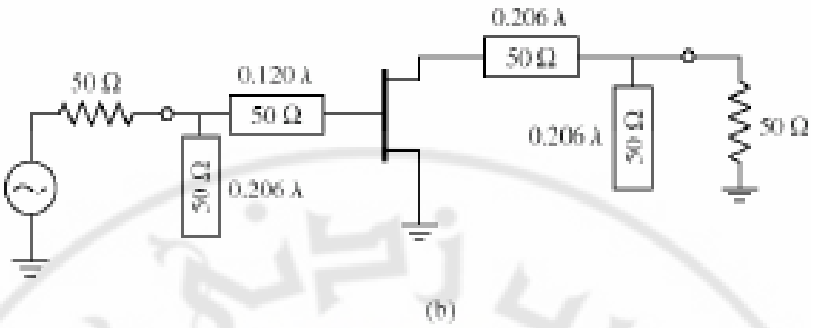
$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = 0.876\angle 61^\circ$$

وباستعمال هذه القيم نحصل على :

$$G_{T,\max} = 16.7 \text{ dB}$$

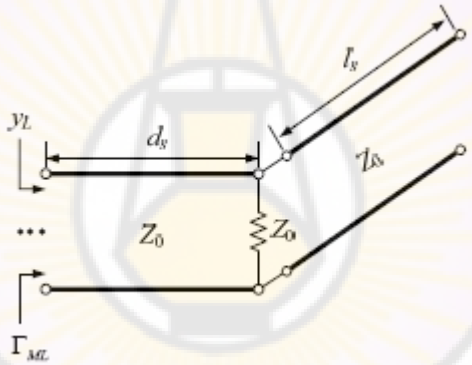
للحصول على ربح النقل الأعظمي ، يجب علينا تصميم دارات التوافق عديمة الفقد وغير الفعالة التي تعطي قيم معامل الانعكاس للمنبع والحمل المحسوبة سابقا .

نستعمل دارة توافق مكونة عن قطع من خط نقل ممانعتها Z_0 كما هو مبين بالشكل (10 – 19) والمحسوبة وفقا للشكل (10 – 20) .



الشكل (10 – 19) دارتي التوافق

أي أن دارة التوافق هي :



نحن لدينا Γ_L ونحتاج لإجراء حساب عكسي لمشكلة التوافق ويتم ذلك وفق الخطوات التالية:

1 – نبدأ برسم $\Gamma_{ML} = 0.876\angle 61^o$ على مخطط سميث .

2 – نحسب من y_L مخطط سميث .

3 – نتحرك باتجاه الحمل حتى دائرة السماحية الواحدية $G = 1$.

4 – نحسب طول خط النقل المطلوب.

وهذه الخطوات موضحة على مخطط سميث التالي ، من هذا المخطط نحصل على :

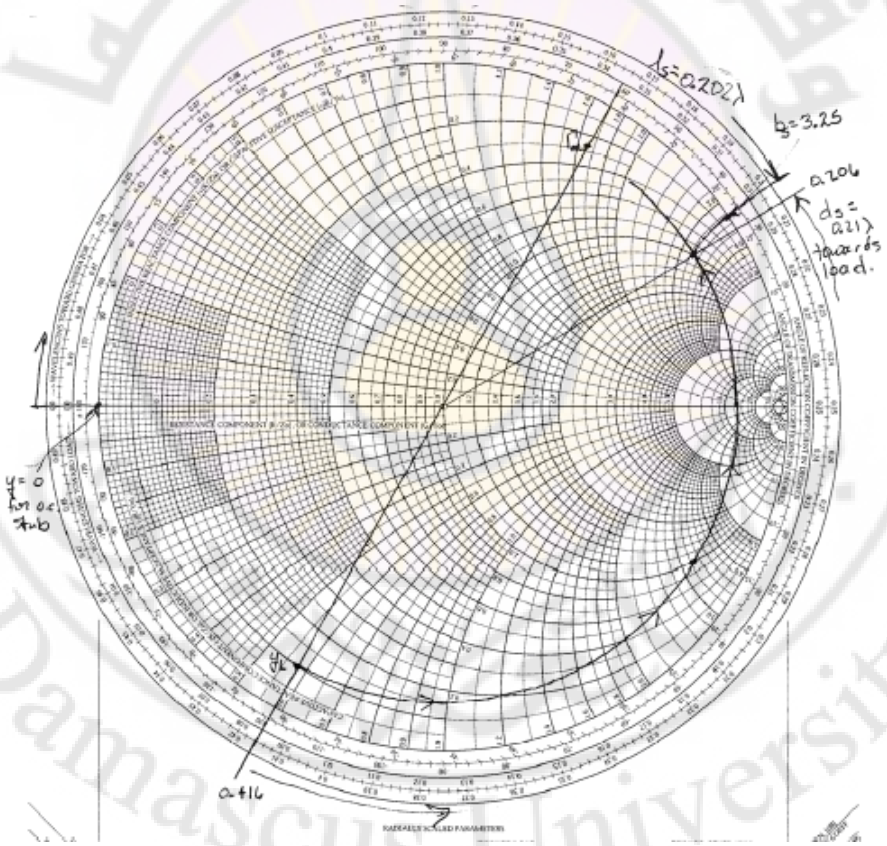
$$l_s \approx 0.202\lambda \text{ and } d_s \approx 0.210\lambda$$

تحسب دارة توافق الدخل بنفس الخطوات . ونحصل على تكبير مقداره 16.7 عند التردد

4 GHz بتوافق جيد عند المأخذ 1 . في هذه الحالة لم نأخذ بالحسبان عرض المجال الترددي الذي يعمل عليه . لقد تم التصميم للحصول على ربح نقل أعظمي عند التردد المطلوب .كما نرى أن دارة الانحياز لم ترسم بالدارة ولم تؤخذ بالحسبان أثناء التصميم.

نلاحظ أيضاً أنه في حالة التوافق المرافق عند الدخل يمكن حساب :

$$G_T\,(\mathrm{dB}) = |S_{21}|(\mathrm{dB}) \quad \text{and} \quad \mathrm{RL} = -20\log_{10}|S_{11}|.$$



الشكل (10 – 20) حساب دارة توافق الحمل

10-4-2 التصميم منخفض الضجيج Low Noise Design

تكون المرحلة الأولى من المكبرات مصممة عند الضجيج المنخفض ، أي أن دخلها مصمم ليحقق معامل انعكاس منبع الضجيج المثالي rm ، وهذا يحقق أصغر رقم ضجيج Fm

ومن أجل ترانزيستور معطى يترافق أصغر رقم ضجيج F_m عندما يوصل دخل الترانزستور بمنبع معامل انعكاسه r_m وله مقاومة ضجيج مكافئة R_n . في حالة توصيل الترانزستور إلى معامل انعكاس منبع r_s نحصل على رقم ضجيج يحدد بالعلاقة :

$$F = F_m + 4r_m \frac{|r_s - r_m|^2}{|1 + r_m|^2 \left(1 - |r_m|^2\right)} \qquad (27-10)$$

حيث : $r_n = R_n / Z_0$ و Z_0 : مقاومة النسب المميزة وتساوي 50 Ω ، من الواضح من المعادلة السابقة أنه إذا كان : $r_s = r_m$ فإن : $F = F_m$.

والهدف من تصميم مكبر منخفض الضجيج هو الحصول على دارة توافق قادرة على تحويل r_s إلى r_m ، ومعادلة الضجيج (10-27) تعطي مجموعة دوائر تدعى دوائر رقم الضجيج الثابت ، وكل دائرة تعطي المحل الهندسي لممانعات الدخل على مخطط سميث ، هذه الممانعات تعطي نفس رقم الضجيج ، بفرض أن $F = F_i$ رقم ضجيج معطى ، ونعرف N_i بالمعادلة التالية :

$$N_i = \frac{|r_s - r_m|^2}{1 - |r_s|^2} = \frac{F_i - F_m}{4r_n} |1 + r_m|^2 \qquad (28-10)$$

ونحصل من المعادلة السابقة بعد إعادة ترتيبها بالشكل الملائم على :

$$|r_s - r_m|^2 = (r_s - r_m)\left(r_s^* - r_m^*\right) = N_i - N_i |r_s|^2$$

$$|r_s|^2 + |r_m|^2 - 2\,\mathrm{Re}\left(r_s r_m^*\right) = N_i - N_i |r_s|^2$$

$$|r_s|^2 (1 + N_i) + |r_m|^2 - 2\,\mathrm{Re}\left(r_s r_m^*\right) = N_i$$

بضرب طرفي المعادلة السابقة بـ (1 + N I) نحصل على :

$$|r_s|^2(1+N_i)^2+|r_m|^2-2(1+N_i)\mathrm{Re}(r_s r_m^*)=N_i^2+N_i\left(1-|r_m|^2\right)$$
$$|r_s(1+N_i)-r_m|^2=N_i^2+N_i\left(1-|r_m|^2\right)$$

$$\left|r_s-\frac{r_m}{(1+N_i)}\right|^2=\frac{N_i^2+N_i\left(1-|r_m|^2\right)}{(1+N_i)^2} \qquad (29-10)$$

هذه المعادلة تعرف دائرة مركزها C_f ونصف قطرها r_f يعطيان بالعلاقة :

$$C_f=\frac{r_m}{1+N_i} \qquad (a30-10)$$

$$r_f=\frac{1}{1+N_i}\sqrt{N_i^2+N_i(1-|r_m|^2)} \qquad (b30-10)$$

من المعادلتين (10−27) و(10−30) نلاحظ أن : $N_i = 0$ عندما $F_i = F_m$ وبالتالي : $C_f = C_m$ و $r_f = 0$. أي أن مركز دائرة F_m بنصف قطر معدوم يكون عند r_m على مخطط سميث . من المعادلة (10−30 أ) نلاحظ أن مراكز دوائر أرقام الضجيج الثابتة تقع على استقامة r_m على مخطط سميث .

عند تصميم مكبر منخفض الضجيج يجب أن لا يؤدي ذلك إلى خفض تكبير المرحلة الأولى بشكل كبير لأن تكبير هذه المرحلة يلعب دورا مهما في تحديد الضجيج الكلي للمراحل المتعاقبة كما هو واضح من المعادلة التالية :

$$F=F_1+\frac{F_1-1}{G_1}+\frac{F_2-1}{G_1G_2}+\cdots\cdots+\frac{F_{nn}-1}{\prod_{i=1}^{n-1}G_i} \qquad (31-10)$$

فليس من الضروري تصغير رقم الضجيج للمرحلة ، إذا كانت التضحية بالكسب كبيرة ، لأننا لا يمكن أن نحصل على رقم ضجيج منخفض وكسب عال بنفس الوقت ، فالحل الوسط يكون بين رقم الضجيج للمرحلة الأولى والكسب ، وذلك حتى نحصل على رقم ضجيج كلي منخفض لمكبر مكون من عدة مراحل متتالية أو لنظام استقبال . والمثال (10− 5) التالي يوضح ذلك

مثال 10 – 6 :

ليكن لدينا مرحلتا تكبير متتاليتان A_1 و A_2 بفرض أن رقم ضجيج المرحلة الأولى : $F_1 = 1.5$ dB وكسبها : $G_1 = 10$ dB ومعامل ضجيج المرحلة الثانية : $F_2 = 2.5$ dB ، نريد حساب رقم الضجيج الكلي ؟

$$F = F_1 + \frac{F_{2-1}}{G_1} = Log^{-1}\left(\frac{1.5}{10}\right) + \frac{Log^{-1}(2.5l10)-1}{Log^{-1}(10/10)} = 1.49$$

$$F = 1.733dB$$

ليكن الآن : $F_1 = 1.6$ dB و $G_1 = 13$ dB و F_2 نفسه يكون : $F = 1.716$ dB ، وهكذا نجد أن رقم ضجيج المرحلتين في الحالة الثانية أقل على الرغم من أن رقم ضجيج المكبر الأول في الحالة الثانية أعلى من الحالة الأولى .

مثال 10– 7 :

يراد تصميم مكبر منخفض الضجيج باستخدام الترانزستور GaAs MESFET HFET-1101 عند التردد 6 GHz ، ومحددات الضجيج له عند هذا التردد هي : $F = 2.2$ dB ، $R_n = 6.64\ \Omega$ ، $r_m = 0.575 \angle 1310^o$ ومعاملات S للترانزستور عند انحياز يكون الضجيج فيه أقل ما يمكن هي :

$$S_{11} = 0.674 \angle -152^o \quad ; \quad S_{12} = 0.075 \angle 6.2^o$$
$$S_{21} = 1.74 \angle 36.4^o \quad ; \quad S_{22} = 0.60 \angle -92.6^o$$

نحسب القيم التالية أولا :

$$\Delta| = |0.3105 \angle 134.3^o| = 0.3105 < 1|$$
$$K = 1.275 > 1$$

فالترانزستور مستقر بشكل مطلق ، إذا كان لدينا معامل انعكاس عند الدخل يعطي أصغر رقم ضجيج ، فإن الحمل الذي يعطي أكبر تضخيم عند انحياز الدخل لأقل ضجيج يعطى بالعلاقة:

$$r_L = \left(\frac{S_{22} - r_s\Delta}{1 - r_s S_{11}}\right)^* = \left(\frac{S_{22} - r_m\Delta}{1 - r_m S_{11}}\right)^* = 0.602\angle 104^o$$

وبتعويض r_m و r_L في العلاقة التالية التي تعطي كسب المكبر عندما يكون موصلاً عند مدخله r_s وعند مخرجه r_L :

$$G = |S'_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \frac{\left(1-|r_s|^2\right)\left(1-|r_L|^2\right)}{\left|\left(1-r_s S_{11}\right)\left(1-r_L S_{22}\right)-r_s r_{sL} S_{12} S_{21}\right|^2} \qquad (32-10)$$

نحصل على كسب المكبر : $G = 9.73\ dB$

تستخدم الطرائق البيانية في المثال السابق لتركيب دارات التوافق عند الدخل والخرج ونعرض هنا إحدى هذه الطرائق .

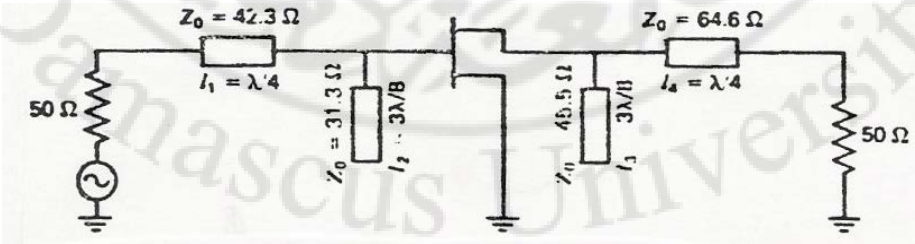
<u>دارة توافق الدخل :</u>

من $r_m = 0.575 \angle 1310^o$ نحسب الممانعة : $Z_m = (15.32 + j\ 17.6)\Omega$ والسماحية : $Y_m = 1 / Z_m = (0.0210 - j\ 0.032)$ mhos التي يمكن تحقيقها بوصل سماحية قيمتها 0.0210 mhos: على التفرع مع سماحية : $-\ 0.032$ mhos ، لتحقيق السماحية نلاحظ أن الوصلة المفتوحة هي الملائمة ولها سماحية : $Y = j\ Y_L \tan\theta$ بحيث : $\theta = 2\pi L / \lambda = 3\ \pi / 4$ بفرض : $L = 3\lambda / 10$ عندئذ :

$Y = -j\ Y_L$ ، وتبدو الوصلة المفتوحة بطول يعادل $3\lambda / 10$ كأنها عنصر تفرعي بسماحية : $-j\ Y_L$ ، ولمثالنا هذا : $Y = -j\ Y_L = -j\ 0.032$ ، وبالتالي : $Y_L = 0.032$ و $Z_L = 31.25\ \Omega$ وبما أن مقاومة المنبع $50\ \Omega$ فلتحقيق ناقلية تفرعية مقدارها : 0.0210 mhos فإن محول ربع موجة ($L = \lambda / 4$) بممانعة مقدارها :

$$Z_T = \sqrt{50 * 1 / 0.028} = 42.26\Omega$$

يستخدم لتحقيق التوافق ، كما هو موضح في الشكل (10− 21) .



الشكل (10− 21) مكبر منخفض الضجيج عند التردد 6 GHz

دارة توافق الخرج :

من r_L نحسب :

$Y_L = (0.012 - j\,0.022)\ \Omega$ و $Z_L = (19.210 + j\,35.32)\ \Omega$

كما في دارة توافق الدخل فأن دارة توافق الخرج عبارة عن وصلة مفتوحة طولها : $3\lambda / 10$

وممانعتها المميزة : $Z_0 = 45.45\ \Omega$ ومحول ربع موجة ممانعته المميزة : $Z_T = 64.55\ \Omega$

كما هو مبين بالشكل (10−9) .

مثال 10−7 :

يراد تصميم مكبر منخفض الضجيج عند التردد 2 GHz مستقر شرطيا عند هذا التردد ، يستخدم لهذا الغرض ترانزستور HFET-100 له محدادات الضجيج التالية : $F_m = 1.25$ dB و $r_m = 0.730 \angle 60^O$ و $R_n = 19.4\ \Omega$ عند انحياز لأصغر رقم ضجيج ومحددات S التالية :

$$S_{11} = 0.935 \angle -51.9^o \quad ; \quad S_{12} = 0.045 \angle 54.6^o$$
$$S_{21} = 2.166 \angle 1210.6^o \quad ; \quad S_{22} = 0.733 \angle -30.5^o$$

نحسب القيم التالية أولا :

$$\Delta| = |0.7 \angle -74.4^o| = 0.7 < 1 \ ; K = 0.40 > 1|$$

فالترانزستور مستقر بشكل شرطي ، لفحص معامل انعكاس المنبع لضجيج مثالي r_m لكي يكون المنبع مستقرا عند التردد 2 GHz ، نرسم دائرة استقرار المنبع على مخطط سميث كما في الشكل (10−10) ، مركزها : $C_S = 1.126 \angle 61.4^O$ ونصف قطرها : $r_S = 0.252$ نلاحظ من الشكل (10−10) أن r_m هو معامل انعكاس لمنبع مستقر .

وللحصول على كسب أعظمي بوجود r_m للمنبع ، يتم اختيار r_L معامل انعكاس الحمل من العلاقة (10− 12) :

$$r_L = \left(\frac{S_{22} - r_m\Delta}{1 - r_m S_{11}}\right)^* = 0.831\angle 44.3^o$$

يقع معامل الانعكاس داخل دائرة استقرار الحمل التي مركزها $C_L = 2.622 \angle 77.4^O$ ونصف قطرها : $r_L = 2.06$ وهو غير مناسب ، إن انتقاء معاملات انعكاس لحمل مستقر يجب أن يتم للحصول على أكبر كسب ممكن ، وبحيث يمكن تحقيقه بنواقل شرائحية . وعلى هذا الأساس نختار معامل انعكاس جديد :

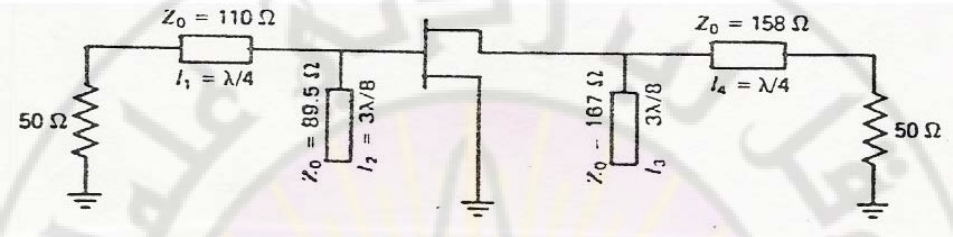
$r_L = 0.1031 \angle 34^O$ يقع خارج دائرة استقرار الحمل كما في الشكل (10−20) ، وبتعويض r_m و r_L في المعادلة التالية :

$$G = |S'_{21}|^2 = |S_{21}|^2 \frac{\left(1-|r_S|^2\right)\left(1-|r_L|^2\right)}{|\left(1-r_S S_{11}\right)\left(1-r_L S_{22}\right)-r_S r_L S_{12} S_{21}|} \qquad (32-10)$$

الشكل (10−20) تصميم مكبر منخفض الضجيج مستقر شرطياً

نجد قيمة الكسب :

G = 17 dB (كسب الاستقرار الأعظمي MSG = 16.10 dB وكسب الاستطاعة الأعظمي $G_{p.max}$ = 17.74 dB) وباستعمال نفس الطريقة في المثال (10 – 6) نحسب قيم دارتي التوافق في الدخل والخرج الموضحة في الشكل (10–21).



الشكل (10– 23) مكبر منخفض الضجيج عند 2 GHz

<u>مثال 10– 9 :</u>

يبين هذا المثال كيفية توليد دوائر الضجيج ، ليكن لدينا ترانزستور ثنائي القطبية HXTR-6105 يعمل عند التردد 2 GHz : F_m = 2.25 dB و $r_m = 0.429 \angle 60^O$ و $R_n = 5.04\ \Omega$ لنفرض أننا نريد رسم دائرة 3 dB لرقم الضجيج ، وبالتالي فإن : F_i = 3 dB وباستعمال المعادلة (10– 28) نحصل على :

$$N_i = \frac{F_i - F_m}{4r_n}\left|1+r_m\right|^2 = \frac{3-2.25}{4\left(4.04/50\right)}\left|1+0.429\angle 173\right|^2 = 0.261$$

وبتعويض القيمة السابقة في المعادلة (10– 30) ينتج :

$C_f = 0.34 \angle 173$; $r_f = 0.42$

في كثير من الحالات يجب على مصمم مكبر الضجيج المنخفض أن يسوي بين رقم الضجيج والكسب ليحقق أخفض رقم ضجيج كلي للنظام . ويتم إنجاز هذا التصميم باستخدام دوائر رقم الضجيج الثابت ، ودوائر كسب الاستطاعة الثابتة ، كما سنرى في المناقشة التالية :

من المعروف لدارة ثنائية المآخذ ، أن كسب الاستطاعة المتاح هو النسبة بين الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند الحمل إلى الاستطاعة الأعظمية المتوفرة من المنبع وبالتالي يكون

الكسب مستقلا عن ممانعة الحمل . وباستعمال مصفوفة الانتثار العامة نحصل على :

الكسب = الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند الحمل / الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند المنبع × الاستطاعة المسلمة للحمل / الاستطاعة المسلمة للحمل = الاستطاعة المسلمة للحمل / الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند المنبع ÷ الاستطاعة المسلمة للحمل / الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند الحمل .

وبما أن الاستطاعة المسلمة للحمل تساوي الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند الحمل ناقص الاستطاعة المنعكسة من الحمل ، وإن نسبة الاستطاعة المنعكسة من الحمل إلى الاستطاعة الأعظمية المتوفرة عند الحمل هي : $|S'_{21}|^2$ نستنتج أن :

$$G_a = \frac{|S'_{21}|^2}{1-|S'_{22}|^2} \qquad (33-10)$$

وبنفس الطريقة السابقة التي استنتجت بها G_P يمكن الحصول على العلاقة التالية :

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2\left(1-|r_s|^2\right)}{1-|S_{22}|^2+|r_s|^2\left(|S_{11}|^2-|\Delta|^2\right)-2\,\mathrm{Re}(C_1 r_s)} \qquad (34-10)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

نلاحظ أنه يمكن تبديل G_a بـ G_P باستبدال S_{11} ب S_{22} و r_s ب r_L و C_2 ب C_1 .وبالتالي يمكن تعريف كسب الاستطاعة المتوفر المنسوب بالعلاقة :

$$g_a = G_a / |S_{21}|^2$$

والمعادلة (34−10) تمثل دائرة هي المحل الهندسي لجميع قيم r_s التي تعطي نفس قيمة g_a ، نصف القطر ومركز هذه الدوائر نحصل عليها من المعادلة (25−10) واستخدام التبديل المذكور سابقاً :

$$C_P = \frac{g_a(S_{11}^* - \Delta^* S_{22})}{1+g_a(|S_{11}|^2-|\Delta|^2)} \qquad (a35-10)$$

$$r_a = \frac{\left(1-2K|S_{12}S_{21}|g_a - |S_{12}S_{21}|^2 g_a^2\right)^{1/2}}{\left|1+g_a(|S_{11}|^2-|\Delta|^2)\right|} \qquad (b35-10)$$

وبالتعريف نلاحظ أن :

$$G_{p\max} = G_{a\max} = G_{\max} = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|\left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)$$

عندما يكون الترانزستور مستقراً تماماً . وعند وجود استقرار مشروط تكون قيم $G_{a\,max}$ و $G_{P\,max}$ غير محددة ، وباختيار بعض القيم لـ r_s فإن القيمة الصحيحة r_L التي تجعل G_a أعظمية وتحقق كسب استطاعة مقداره $G = G_a$ تعطي بالعلاقة :

$$r_L = \left(\frac{S_{22} - r_s\Delta}{1 - r_s S_{11}}\right)^* \qquad (36-10)$$

ويمكن رسم دائرة كسب الاستطاعة المتوفرة الثابت ودائرة رقم الضجيج الثابت معا على مخطط سميث ، ونقاط تقاطعهما – إن وجدت – تعطي معامل انعكاس الدخل ، الذي يعطي رقم الضجيج والكسب المطلوبين .

مثال 10– 10 :

يشرح هذا المثال تصميم مكبر باستخدام ترانزيستور GaAs FET كحل وسط بين رقم الضجيج ذي الكسب عند التردد 6 GHz ، مواصفاته هي :

$S_{11} = 0.641 \angle -171.3^o$		$S_{12} = 0.057 \angle 16.3^o$
$S_{21} = 2.0510 \angle 210.5^o$		$S_{22} = 0.572 \angle -95.7^o$
$F_m = 2.9$ dB	$R_n = 9.42\ \Omega$	$r_m = 0.542 \angle 141^o$

من هذه القيم نحسب :

$$|\Delta| = |0.302 \angle 109.10^o| = 0.302$$

$$K = 1.509$$

فالترانزستور مستقر بدون شروط ، والكسب الأعظمي :

$$G_{max} = G_{a\,max} = G_{P\,max} = 11.36 \text{ dB}$$

والكسب من أجل رقم ضجيج أصغري :

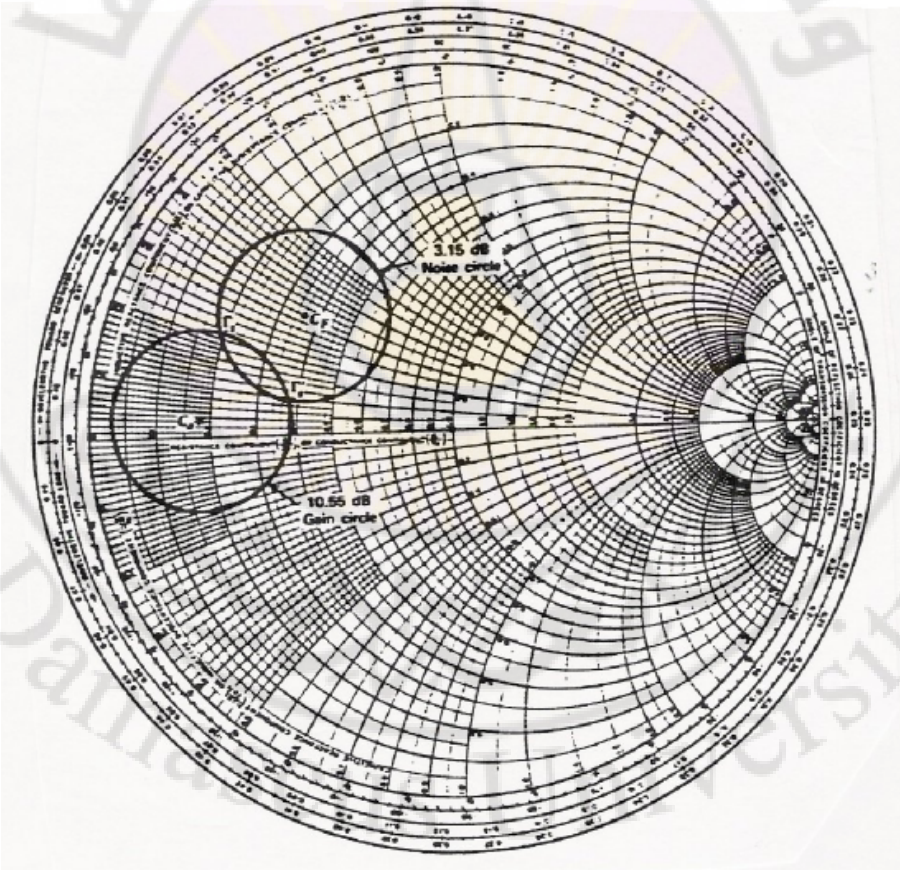
$$F_m = 9.33 \text{ dB}$$

التسوية بين رقم الضجيج والكسب ضروري ، إذا تواجد معامل انعكاس عند الدخل r_s .

بفرض $F_i = 3.15$ dB و $G_a = 10.55$ dB ، ودائرة كل منهما وأنصاف أقطارها هي :

$$C_f = 0.507 \angle 141^o \quad ; \quad r_f = 0.217$$
$$C_a = 0.691 \angle 177.3^o \quad ; \quad r_a = 0.243$$

وترسم هاتان الدائرتان على مخطط سميث كما هو موضح بالشكل (10− 12) ، وتتقاطع هاتان الدائرتان في نقطتين ، ومعاملا انعكاس المنبع r_s و r_s عند هاتين النقطتين يعطيان مكبراً بكسب : 10.55 dB ورقم ضجيج : 3.15 dB ، ويتم اختيار معاملي الانعكاس بحيث يمكن تحقيقهما مع معاملي انعكاس الحمل المرافق لهما في تقنية النواقل الشرائحية . وإذا اخترنا $r_s = 0.610 \angle 156^o$ نحصل على : $r_L = 0.67 \angle 105^o$



الشكل (10− 24) التصميم عند كسب محدد ورقم ضجيج معطى

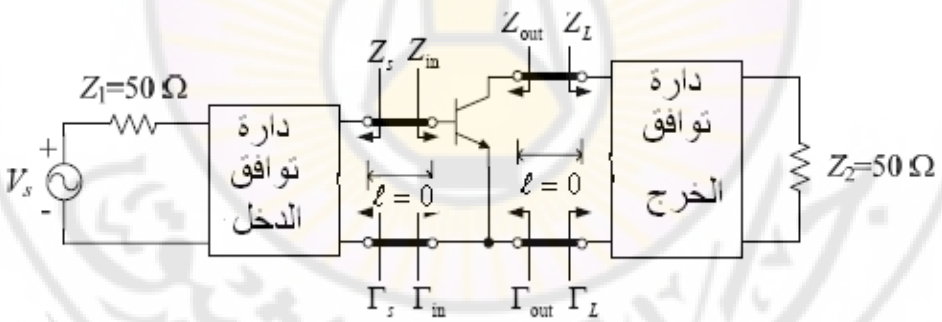
10-4-3 تصميم مكبر بربح محدد Design for Specific Gain

مكبرات الربح الأعظمي التي نوقشت في الفقرة السابقة صممت لتعطي أكبر ربح ممكن من الدارة ، إذا كان المطلوب قيمة ربح معين غير القيمة العظمى ، عندها يجب أن تستخدم تقريبات أخرى تناقش هذه الفقرة .

دافع إضافي لمكبرات تعمل عند ربح أقل من الربح الأعظمي هو الحصول على أفضل ناتج ربح في عرض المجال . لأن زيادة التكبير تقلل عرض المجال والعكس بالعكس في العادة يتم الحديث عن أكبر عرض مجال لمكبر يمكن الحصول عليه إذا تم تقليل التكبير .

1 – الترانزستور أحادي الاتجاه Unilateral Transistor

قبل البدء بشرح طريقة التصميم عند تكبير محدد ، سوف نناقش فكرة الترانزيستور أحادي الاتجاه ، هذا التقريب الذي يفترض أن $S_{12} = 0$ للترانزستور ، هذا بعكس الترانزيستور ثنائي الاتجاه Bilateral Transistor حيث $S_{12} \neq 0$. التقريب أحادي الاتجاه يبسط بشكل كبير تصميم دارة المكبر ولكنه ينتج خطأ بسيط في حساب الربح . الافتراض أن $S_{12} = 0$ له أثر تبسيط مهم لمعامل انعكاس الدخل والخرج في دارة ثنائية المآخذ .



الشكل (10 – 25) دارة مكبر بترانزيستور أحادي الاتجاه

يمكن استنتاج معامل انعكاس الدخل عندما $S_{12} = 0$ بالعلاقة :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{\Gamma_L S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_L S_{22}} = S_{11}$$

وكذلك عامل انعكاس الخرج بالعلاقة:

$$\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{\Gamma_s S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_s S_{11}} = S_{22}$$

باستبدال العلاقتين السابقتين في علاقة الربح المعطاة سابقا نحصل على علاقة ربح النقل أحادي الاتجاه Unilateral transducer gain والتي يعبر عنه بالشكل :

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (37 - 10)$$

يمكن تقييم خطأ الربح الناتج من الحساب التقريبي أحادي الاتجاه بنسبة الربح أحادي الاتجاه إلى الربح النظامي ثنائي الاتجاه ويعبر عنه بالشكل :

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \qquad (38 - 10)$$

حيث U عامل الاتجاهية unilateral figure of merit المعطى بالعلاقة :

$$U = \frac{|S_{11}||S_{21}||S_{12}||S_{22}|}{\left(1 - |S_{11}|^2\right)\left(1 - |S_{22}|^2\right)} \qquad (39 - 10)$$

افتراضية أحادية الاتجاه مقبولة فيما إذا كان الخطأ أقل من 0.5 dB .

2 – دائرة ثبوت الربح Constant Gain Circles

ينتج الربح أحادي الاتجاه من ناتج ضرب ثلاث قيم هي :

$$G_{TU} = G_s G_0 G_L \qquad (40 - 10)$$

حيث :

$$G_s = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}, \quad G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (\text{أ ، ب})$$

و

$$G_0 = |S_{21}|^2 \qquad (\text{جـ})$$

المحددات S ثابتة للترانزستور عند جهود انحياز محددة ، للحصول على ربح معين (أقل من الربح الأعظمي) من دارة المكبر الترانزيستوري يتم تصميم دارة التوافق عند الدخل والخرج بحيث تكون غير متوافقة بحيث تحقق الربح المطلوب ، وبعبارة أخرى عامل ربح المنبع والحمل G_s , G_L في العلاقتين (أ) و (ب) تضبط بشكل أن يكونا أصغر من القيم الأعظمية $G_{s,\max}$, $G_{L,\max}$ لهما لكي نحصل على الربح المطلوب . يكون ربح المنبع G_s أعظميا ،عندما يكون هناك توافق مرافق عند الدخل أي

$$\Gamma_s = \Gamma_{\text{in}}^* \underbrace{=}_{(1)} S_{11}^*$$

بالمثل نحصل على عامل الربح الأعظمي للحمل عندما يكون هناك توافق مرافق في الخرج أي :

$$\Gamma_L = \Gamma_{\text{out}}^* \underbrace{=}_{(2)} S_{22}^*$$

وبالتبديل في العلاقات السابقة نحصل على عامل الربح الأعظمي للمنبع والحمل لعنصر أحادي الاتجاه

$$G_{s,\max} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} \qquad (\text{a } 41 - 10)$$

$$G_{L,\max} = \frac{1}{1-|S_{22}|^2} \qquad (\text{b } 41 - 10)$$

عامل الربح المنسوب للمنبع والحمل normalized gain factors وهو مقدار كمية نقصان عامل الربح للمنبع والحمل المتطلب للحصول على الربح المرغوب ، عامل ربح المنبع يعطى بالعلاقة :

$$g_s \equiv \frac{G_s}{G_{s,\max}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}\left(1-|S_{11}|^2\right) \qquad (10-42)$$

بينما عامل ربح الحمل فيعطى بالعلاقة المشابهة التالية:

$$g_L \equiv \frac{G_L}{G_{L,\max}} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}\left(1-|S_{22}|^2\right) \qquad (10-43)$$

حيث :

$$0 \le g_s \le 1 \text{ and } 0 \le g_L \le 1$$

يمكن كتابة المعادلتين (10 – 42) و (10 – 43) بالشكل :(10– 44)، (10 – 5) حيث :

$$|\Gamma_s - C_s| = R_s \quad \text{and} \quad |\Gamma_L - C_L| = R_L$$

$$C_s = \frac{g_s S_{11}^*}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2} \qquad (10-44\text{ أ})$$

$$R_s = \frac{\sqrt{1-g_s}\left(1-|S_{11}|^2\right)}{1-(1-g_s)|S_{11}|^2} \qquad (10-44\text{ ب})$$

و

$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1-(1-g_L)|S_{22}|^2} \qquad (10-45\text{ أ})$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1-g_L}\left(1-\left|S_{22}\right|^2\right)}{1-\left(1-g_L\right)\left|S_{22}\right|^2} \qquad (10 - 45 \text{ ب})$$

تمثل المعادلتان (10 – 44) و (10 – 45) دائرتين في مستوى Γ_S و Γ_L ، أي قيمة لـ Γ_S أو Γ_L على هذه الدوائر ستنتج عامل الربح المنسوب المطلوب .

تدعى هذه دوائر الربح الثابت constant gain circles ويمكن أن ترسم على مخطط سميث لتسهيل تصميم دارة المكبر عند ربح محدد ، والذي سيتم توضيحه في المثال التالي :

مثال 10–11:

صمم مكبراً بربح 11 dB عند التردد 4 GHz . ارسم دائرة الربح الثابت من أجل $G_S = 2dB$ و 3 dB و $G_L = 0\,dB$ و 1 dB . احسب وارسم ضياع فقد العودة للدخل على كامل المجال الترددي 3 – 5 dB . والمعاملات S للترانزستور FET المنسوبة لممانعة 50Ω هي :

f(GHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
3.0	$0.80\angle -90^\circ$	$2.8\angle 100^\circ$	0	$0.66\angle -50^\circ$
4.0	$0.75\angle -120^\circ$	$2.5\angle 80^\circ$	0	$0.60\angle -70^\circ$
5.0	$0.71\angle -140^\circ$	$2.3\angle 60^\circ$	0	$0.58\angle -85^\circ$

حيث أن $S_{12} = 0$ لدينا الترانزستور أحادي الاتجاه (هذا تقريب جيد لترانزستور مثالي)

أول خطوة تصميم هي التأكد من أن الجهاز مستقر بدون شروط عند التردد 4.0 GHz .

بما أن : $S_{12} = 0 \text{ , } |S_{11}| < 0 \; and \; |S_{22}| < 0$

فالترانزستور مستقر بدون شروط unconditionally stable نحسب عامل الربح الأعظمي للمنبع والحمل عند التردد 4 GHz فنجد :

$$G_{s,\max} = \frac{1}{1-0.75^2} = 2.29\left(=3.59\text{ dB}\right)$$

$$G_{L,\max} = \frac{1}{1-0.60^2} = 1.56\,(=1.94\text{ dB})$$

ونحسب :

$$G_0 = |S_{21}|^2 = 2.5^2 = 6.25\,(=7.96\text{ dB})$$

وبالتالي فإن ربح النقل أحادي الاتجاه الأعظمي لهذا الترانزيستور عند التردد 4 GHz هو مجموع هذه العوامل بالـ dB .

$$G_{TU,\max} = 3.59\text{ dB} + 1.94\text{ dB} + 7.96\text{ dB} = 13.50\text{ dB}$$

بما أنه من المطلوب فقط 11 dB ربح نقل ، فهذا يعني أن لدينا 2.5 dB زيادة في الربح . نختار $G_S = 2\,dB\ and\ \ G_L = 1dB$ لنحصل على 11 dB ربحاً على كامل المجال نجد

$$g_s = \frac{G_s}{G_{s,\max}} = \frac{1.58}{2.29} = 0.69$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L,\max}} = \frac{1.26}{1.56} = 0.81$$

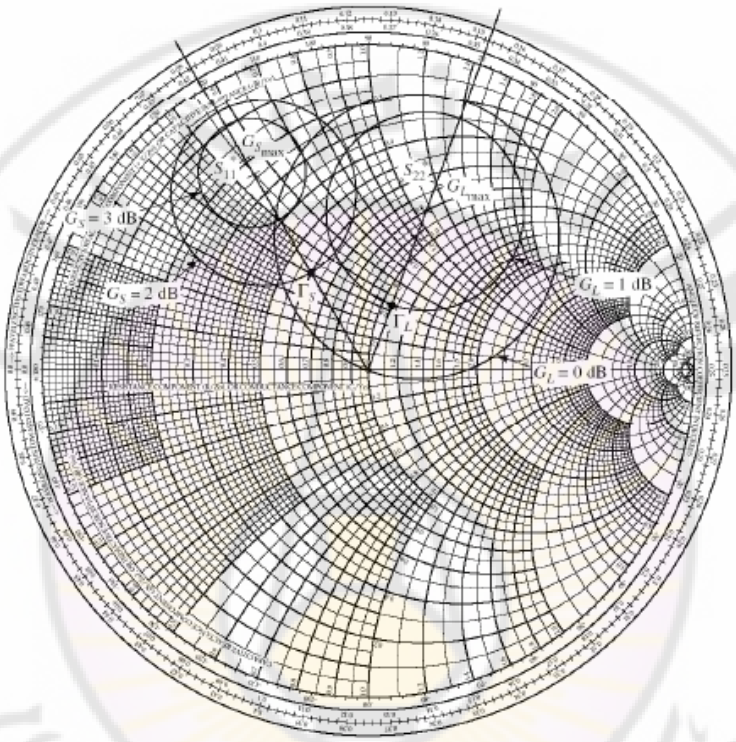
وباستعمال هاتين القيمتين نحصل على بارامترات دوائر ثبوت الربح .

$$C_s = 0.63\measuredangle 120^\circ \quad \text{and} \quad R_s = 0.17$$

$$C_L = 0.52\measuredangle 70^\circ \quad \text{and} \quad R_L = 0.30$$

ترسم هاتين الدائرين على مخطط سميث كما هو مبين بالشكل (10 – 19) وكذلك دائرتي الخطوة التالية هو اختيار قيم لكل من Γ_S , Γ_L على هذه الدوائر ، يوجد عدد غير منته من الإمكانيات ، ولكن القيم التي تم اختيارها وتعيينها على مخطط سميث . كانت أقرب إلى مخطط سميث لأنها تعطي أفضل توافق عند التردد 4 GHz وهذا يقود إلى أكبر عرض مجال يمكن الحصول عليه .

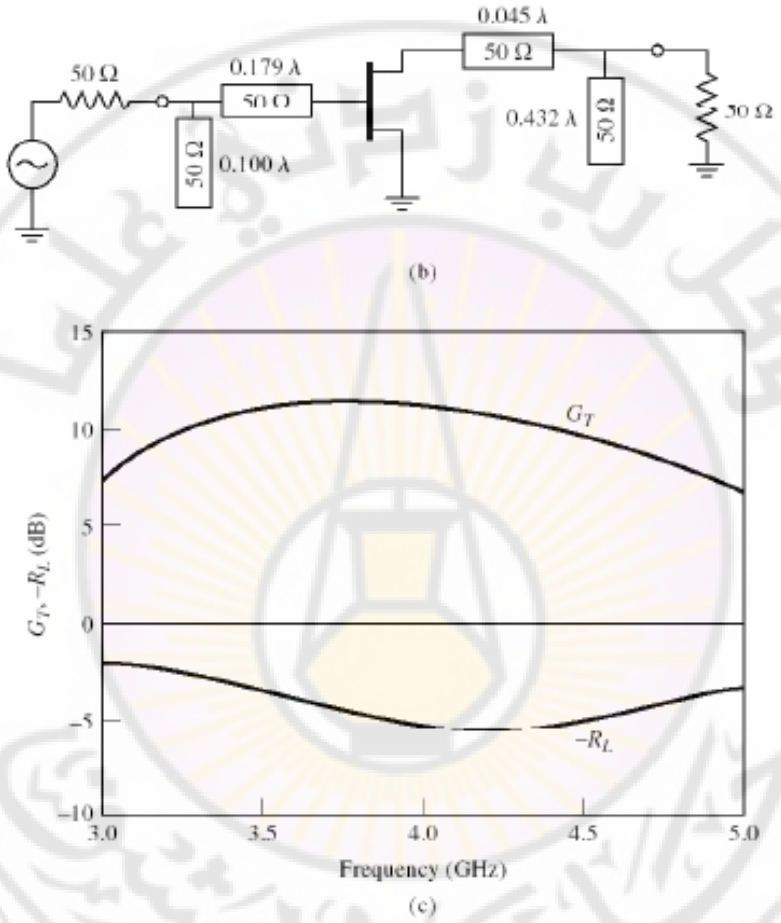
$$\Gamma_s = 0.33\angle 120^\circ \quad \text{and} \quad \Gamma_L = 0.22\angle 70^\circ$$



(a)

الشكل (10 – 26) رسم دوائر ثبوت الربح للمنبع والحمل

الخطوة النهائية تصميم دارتي توافق الدخل والخرج لتؤمنا الكمية المطلوبة من عدم التوافق المشار المنسوبة سابقاً . معظم أنواع دارات التوافق يمكن أن تستعمل لهذا الغرض . لو تم اختيار قطعة من خط نقل مفتوح كما هو مبين بالشكل (10 – 27) . (طريقة تصميم هذا النوع من التوافق درست في فصول سابقة) .



الشكل (10 – 27) دارة توافق

ربح النقل أحادي الاتجاه الناتج G_{TU} وفقد العودة RL مبين في نفس الشكل ، والحساب يتم عن طريق الحاسب CAD .الربح الناتج تقريبا 11 dB عند التردد 4 GHz وفقد العودة 5 dB تقريباً . (لكنه ليس جيداً ولكن ضروري لإنقاصه الربح بمقدار 2.5 dB) . عرض المجال النسبي يبلغ تقريبا 25%ضمن مجال تغير G_{TU} بأقل من $\pm 1dB$. وعرض المجال أفضل من حالة تصميم مكبر عن أعظم ربح.

10-4-4 التصميم عند أعلى الاستطاعة High Power design

إن مكبرات الضجيج المنخفض والكسب العالي ، التي تم شرحها في الفقرتين السابقتين هي مكبرات إشارات صغيرة واستطاعة صغيرة ، وتستخدم في أنظمة الاستقبال حيث يكون مستوي الإشارة منخفضا بشكل كاف لإهمال التشويه ، ولا يلعب المردود دوراً أساسياً في التصميم ، يمكن التنبؤ بسلوك هذه المكبرات من خلال الدارة المكافئة للم حددات S عند الإشارات الصغيرة . ولكن أجهزة الإرسال تتطلب تكبير الإشارات ذات القدرة العالية التي تغذي الهوائي باستطاعة كافية للإشعا ع ، والمكبرات المستخدمة لهذا الغرض تسمى مكبرات استطاعة أو مكبرات الإشارات الكبيرة ، وبما أن الترانزستورات المستعملة تمرر تيارات عالية فإن للمردود أهمية عظمى .

وبما أن مستوي إشارة الدخل عال ف إن التشويه يصبح مشكلة لأن محددات الترانزستور تتغير بشكل ملحوظ خلال دور الإشارة ، والم حددات S ليس لها أهمية عند تصميم هذا النوع من المكبرات ، ولكنها مفيدة لتحليل الاستقرار ، وبما أن المعاملات S للإشارات الكبيرة غير معرفة أو غير متوفرة في أغلب الأحيان ، ولكن يمكن قياس ممانعات الدخل والخرج بطريقة سهلة ، سنناقش لاحقاً ، ولا غنى عنها عند تصميم دارات التوافق لمكبرات الاستطاعة في مجال الموجات الميكروية .

من أجل مكبرات الاستطاعة غالباً ما يكون مستوي إشارة الدخل عالياً ، وبالتالي يكون تيار الخرج أما في منطقة القطع أو في منطقة التشبع خلال جزء من دور إشارة الدخل ، وهذا يقود إلى تصنيف مكبرات الاستطاعة إلى ثلاثة أنماط تشغيل أساسية : نمط التشغيل A و B و C ، كما هو موضح في الشكل (10- 28) .

حيث يفترض أن موجة الدخل جيبية ، إذا كان تيار الخرج يمر خلال الدورة الكاملة 360° فإن العمل من الصنف A ، أما إذا كان يمر فقط خلال نصف الدورة 1100° فأنه من الصنف B ، ويكون منحازاً عند القطع . أما إذا كان المرور خلال أقل من نصف الدورة فالمكبر يعمل بصنف C ، ويكون منحازاً خلف منطقة القطع. ويبين الشكل (10- 29) مكبر استطاعة مثالياً مع دارة التوافق ، والتحليل يتم على النحو التالي :

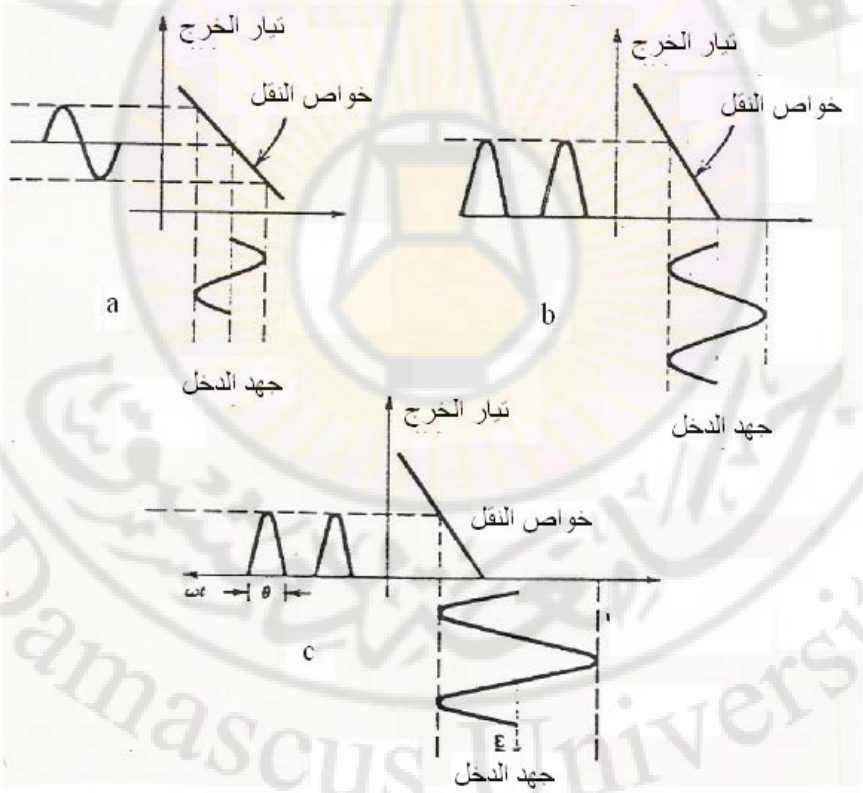
أ – مكبر صنف A : الشكل (10 – 28 أ) يتم تأمين الانحياز بحيث يمر تيار في المجمع بشكل دائم ، ويمرر التيار المستمر عبر ملف خانق للترددات الراديوية rf ، بينما تمرر مركبة التردد العالي إلى الحمل عن طريق مكثف يحجز التيار المستمر .

وتستخدم دارة التوافق في الخرج لحذف أثر مكثف خرج الترانزيستور ، عند مرور ال مركبة المتناوبة لمنبع التيار عبر مقاومة الحمل R_L ، فإنها تولد جهداً متغيراً متراكباً على الجهد المستمر V_{CC} ، فإذا كانت إشارة الدخل جيبية بمطال V_0 تعطى استطاعة الخرج P_o بالعلاقة

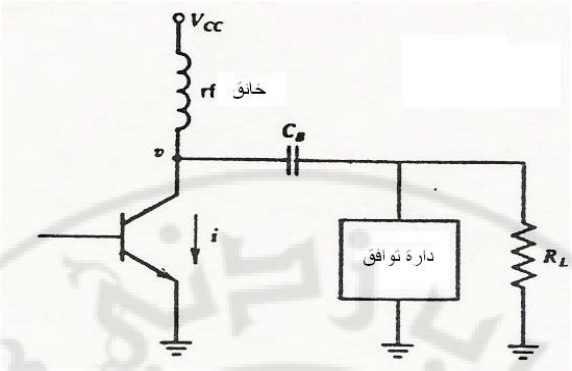
$$P_o = \frac{V_0^2}{2R_L} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

تكون P_o أعظمية عندما $V_o = V_{cc}$ ، وبما أن تيار المجمع في الحالة الساكنة هو $I_C = V_{CC} / R_L$ وجهد المجمع V_{CC} واستطاعة الدخل عند المجمع هي :

$$P_i = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$



لشكل (10– 28) تصنيف مكبرات الاستطاعة



الشكل (10−29) مكبر استطاعة مع دارة التوافق

وبالتالي فإن مردود الصنف A في حالة الإشارة الجيبية هو :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o^2 / 2R_L}{V_{cc}^2 / R_L} = \frac{V_0^2}{2V_{cc}^2} \le 50\% \qquad (a46-8)$$

وإذا استخدمت أشكال موجات أخرى فـإن المردود يكون أعلى بمقدار % 50 كما هي الحال في الموجة المربعة Pحيث يصل المردود إلى % 100 .

<u>ب – مكبر صنف B</u> : الشكل (10− 28 ب) ، يتصرف الترانزيستور كمنبع تيار خلال نصف دور إشارة الدخل ويكون في حالة قطع في النصف الأخر من الدور ، ومن أجل موجة جيبية عند الدخل يكون تيار الخرج نصف موجة جيبية مع توافقياتها التي تمرر إلى الأرض عن طريق دارة رنين تفرعية ذات ممانعة منخفضة لهذه التوافقيات ، نلاحظ أن استطاعة الخرج في الصنف B هي نفسها في الصنف A ، ولكن استطاعة الدخل مختلفة بسبب

اختلاف تيار الحمل ، من أجل تكبير إشارة جيبية تكون القيمة الوسطى لنصف الموجة الجيبية المارة في الحمل هي : $(2/\pi)\ V_o/R_L$ ، وبما أن استطاعة الدخل هي :

$$P_i = V_{CC} \cdot 2V_o / \pi R_L$$

يكون مردود المجمع للموجة الجيبية هو :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o^2 / 2R_L}{2V_o V_{cc} / \pi R_L} = \frac{\pi V_o}{2V_{cc}} \le \frac{\pi}{4} = 78.5\% \qquad (b46-8)$$

يمكن أن يصل هذا المردود إلى % 100 إذا استعملت إشارة غير جيبية .

جـ – مكبر صنف C : الشكل (10– 28 جـ) يكون المكبر في هذه الحالة منحازا تحت منطقة القطع ، لذلك عند تطبيق إشارة جيبية عند الدخل ، يمر في المجمع تيار لفترة أقل من نصف دور الإشارة ، والطور الذي يكون تيار الخرج موجودا يدعى : طور التوصيل ، وهذا النوع يعطي مردودا أعلى من الصنف A و الصنف B ، ولكن خواص الدخل والخرج تكون غير خطية ، إذا كانت إشارة الدخل جيبية فإن استطاعة الدخل :

$$P_i = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} V_{cc} i(t) d(\omega t) = \frac{2}{2\pi}\int_{0}^{\pi} V_{cc} i(t) d(\omega t)$$

حيث : i(t) تيار المجمع ، إذا كان هذا التيار جزء اً من موجة جيبية خلال طور التوصيل θ يمكن كتابته بالشكل :

$$i(t) = I_0 (\cos \omega t - \cos \theta/2)$$

لذلك :

$$P_i = \frac{V_{cc} I_o}{\pi}\left[\sin(\frac{\theta}{2}) - \left(\frac{\theta}{2}\right)\cos(\frac{\theta}{2})\right] \qquad (a47-8)$$

جزء من استطاعة الدخل P_i هي: استطاعة مبددة P_d ، والاستطاعة المتبقية هي : استطاعة الخرج P_o . وتحسب الاستطاعة المبددة P_d عند المجمع بالعلاقة :

$$P_d = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} (V_{cc} - V_{cc}\cos\omega t)\cdot i(t)\cdot d(\omega t) \qquad (b47-8)$$

وبالتالي :

$$P_0 = P_i - P_d = \frac{V_{cc} I_0}{4\pi}(\theta - \sin\theta) \qquad (c47-8)$$

لذلك يكون مردود المجمع الأعظمي في حالة الموجة الجيبية للصنف C خلال طور التوصيل θ هو :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\theta - \sin\theta}{4\sin(\theta/2) - 2\theta\cos(\theta/2)} \qquad (c46-8)$$

عند $\theta = \pi$ المردود : $\eta = \pi/4 = 710.5\ \%$ وهو المردود للصنف B .

باستعمال قاعدة لوبتال على معادلة المردود ، وبجعل $\theta \to 0$ ، فإن المردود $\eta \to 100\%$ لذلك في الصنف C نحاول جعل θ صغيرة قدر الإمكان لزيادة المردود بحيث تبقى استطاعة الخرج المرغوبة كما هي .

وكما ذكر سابقاً ف إن م حددات S للإشارات الصغيرة قليلة الاستخدام عند تصميم مكبرات الاستطاعة ماعدا تحليل الاستقرار ، تؤمن ممانعات الدخل والخرج للإشارات الكبيرة مع معلومات الكسب واستطاعة الخرج معلومات ضرورية للمصمم لكي يصمم دارات توافق الدخل والخرج والتنبؤ بسلوك المكبر ، وتشير كل من ممانعة الدخل والخرج للإشارات الكبيرة إلى ممانعة الدخل والخرج الحقيقيتين للترانزستور ، عندما يكون المكبر موفقاً عند مستوي استطاعة الخرج المرغوبة وجهد التغذية المستمر ، ويتحقق شرط التوافق عندما تكون دارات توافق الدخل والخرج للترانزيستور المختبر تؤمن توافقاً مرافقاً للدخل والخرج ، بحيث تكون ممانعة الدخل والخرج للمكبر كاملا هي 50 Ω .

تستخدم الترانزيستورات ثنائية القطبية الميكروية في مكبرات الأصناف الثلاث ة ، بينما تستعمل GaAs MESFETs في مكبرات الصنف A فقط .

مثال 10– 12 :

يشرح المثال التالي تصميم مكبر صنف A بخواص تكبير خطية باستعمال الترانز يستور ثنائي القطبية HP-351053E عند 1.5 GHz منحاز بجهد 15 V وتيار المجمع 100 mA ، معاملات S ومعاملات الانعكاس للإشارات الكبيرة r_s و r_L واستطاعة خرج $P_o = 26.4$ dBm عند تقليل الكسب بمقدار 1 dB ، معطاة في الجدول التالي :

$S_{11} = 0.67 \angle 144^o$	$S_{12} = 0.11 \angle 60^o$
$S_{21} = 2.7 \angle 66^o$	$S_{22} = 0.31 \angle -177^o$
$r_s = 0.106 \angle -146^o$	$r_L = 0.52 \angle 110^o$

عند هذا الانحياز محددات الاستقرار هي :

$$|\Delta| = |0.31010 \angle -22^o| = 0.31010 < 1$$

فالترانزستور مستقر بدون شروط . $K = 1.02$

نحسب كسب الاستطاعة الأعظمي : $G_{max} = 13$ dB

بتعويض r_s و r_L في معادلة الكسب الحقيقي تحت شروط التكبير الخطي المثالي ينتج :

$G = 10.3$ dB . لهذا السبب ومن أجل الحصول على استطاعة خرج $P_o = 26.4$ dB عند ضغط الكسب بمقدار 1 dB يجب أن تكون استطاعة الدخل $P_i = 17.1$ dBm .

من $r_s = 0.106 \angle -146^o$ نحسب:

ممانعة الدخل : $Z_s = 4.113 - j\ 15.192$

وسماحته : $Y_s = 0.0166 + j\ 0.0613$

وبالتالي يكفي استعمال وصلة مفتوحة النهاية لها السماحية : $Y = j\ Y_o \tan\theta$ حيث : $\theta = 2\pi$ L/λ و $L = \lambda/10$.

وبالتالي فإن $Y = j\ Y_o = j\ 0.0613$ أي أن $Y_0 = 0.0613$ و $Z_0 = 1/Y_o = 16.3\ \Omega$ هي الوصلة التفرعية اللازمة للتوافق .

أما لتوفيق الناقلية التفرعية $G = 0.0166$ إلى سماحية المنبع 1/50 فيلزم محول ربع موجة ممانعته :

$$Z_T = (50 * 1/0.0166)^{1/2} = 54.109\ \Omega .$$

من أجل دارة توافق الخرج فإن : $r_L = 0.52 \angle 110^o$ وبالتالي فإن :

$$Z_L = 22.43 + j\ 30.05$$

أي:

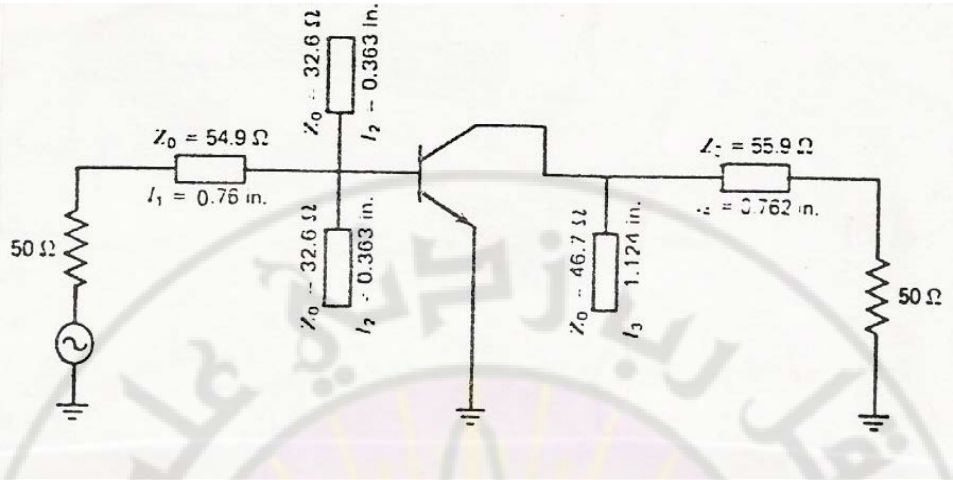
$$Y_L = 0.016 + j\ 0.0124$$

وكما هو موضح سابقاً فـإن دارة توافق الخرج تتضمن وصلة مفتوحة النهاية طولها $3\lambda/10$ وممانعتها : $46.7\ \Omega$ بالإضافة إلى محول ربع موجة ممانعته $55.9\ \Omega$.

بفرض أننا نستعمل قاعدة نواقل شرائحية من النوع أكسيد الألمنيوم لها $\varepsilon_r = 10$ وسماكتها $H = 0.025$ in لتصنيع دارات التوافق نحصل على القيم التالية :

Z_o (Ω)	ε_{eff}	W (in)
32.6	7.36	0.051
54.1010	6.69	0.019
46.7	6.49	0.026
55.9	6.67	0.0110

لذلك سنوصل وصلتين على التفرع مفتوحتي النهاية عند الدخل ممانعة كل واحدة $32.6\ \Omega$ للحصول على ممانعة كلية قيمتها $16.3\ \Omega$ كما هو مبين في الشكل (10− 30) .

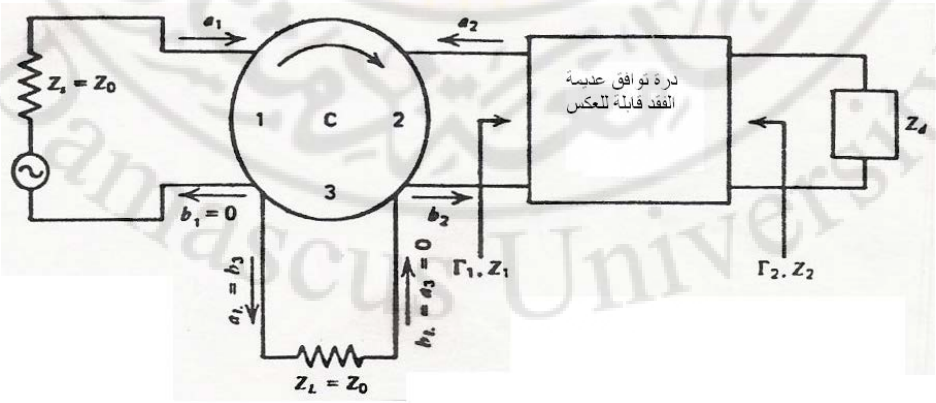


الشكل (10− 30) مكبر استطاعة عند 1.5GHz بخرج 24.6 dBm

10−5 المكبرات العاكسة ذات المقاومة السالبة

N. Resistance Reflection Amplifiers

سندرس في هذه الفقرة تصميم المكبرات العاكسة التي تستعمل الدوار والثنائيات الفعالة التي تبدي خطوطها المميزة مقاومة سالبة مثل : IMPATT و عنصر GUNN والثنائي النفقي . بفرض أن العنصر المكروي ذا المقاومة السالبة $Z_d(j\omega)$ التي تتمتع بالخاصة $\mathrm{Re}\, Z_e(j\omega) < 0$ ضمن المجال الترددي المعامل ، يبين الشكل (10− 31) نموذجاً عاماً لهذا المكبر مع الدوار Y الذي تبدي مآخذه الثلاث ممانعة حقيقية Z_0 .



الشكل (10 – 31) مكبر عاكس

تعطى مصفوفة الانتشار للدوار المثالي المنسوبة إلى Z_0 بالشكل :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

إذا كانت ممانعة الدخل $Z_s = Z_0$ وممانعة الحمل $Z_L = Z_0$ عندئذ :

$$a_3 = b_L = 0 \text{ و } b_1 = 0$$

ليكن r_1 معامل الانعكاس عند مدخل دارة التوافق وهذا يقابل ممانعة Z_1 حيث :

$$r_1 = (Z_1 - Z_0) / (Z_1 + Z_0)$$

وبالتالي :

$$a_2 = r_1 b_1$$

حيث : $a_L = b_3 = a_3$ و $b_2 = a = 1$ و $b_3 = r_1 a_1$

وكسب الاستطاعة المنقولة من المأخذ 1 إلى 3 هو :

$$G = \left|\frac{b_3}{a_1}\right|^2 = \left|r_1^2\right|$$

دعنا نعتبر S مصفوفة الانتشار لدارة التوافق N عديمة الفقد المنسوبة إلى الممانعة Z_0 عند المأخذ 2 للدوار وإلى Z_d عند المأخذ الأخر ، و r_2 معامل انعكاس الخرج لدارة التوافق N منسوب إلى ممانعة الجهاز Z_d وبالتالي فإن :

$$r_2 = \frac{Z_2 - Z_d^*}{Z_2 + Z_d}$$

حيث : Z_2 هي ممانعة الخرج المكافئة ، عندئذ يكون :

$$r_1 = S_{11} \quad ; \quad r_2 = S_{22}$$

للدارة التبادلية عديمة الفقد N يمكن كتابة المعادلة التالية :

$$S^T = S$$

من المعادلة السابقة نجد :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$$

$$S^*_{11} S_{21} + S^*_{21} S_{22} = 0$$

وهذا يتطلب أن تتحقق المساويتان التاليتان :

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad ; \quad |r_1| = |r_2|$$

وكسب الاستطاعة المنقولة يحسب بالمعادلة :

$$G = | r_2 |^2 = \left| \frac{Z_2 - Z_d^*}{Z_2 + Z_d} \right|^2 \qquad (a48-10)$$

بما أن Z_2 ممانعة دارة التوافق N عند طرف الجهاز عندما يكون الطرف الأخر محملاً بـ Z_0 ، وبما إن Z_2 غير فعالة – أي $Re(Z_2) > 0$ – ولأن : $Re\ Z_d = Re\ Z^*_d < 0$ يكون الكسب : $G > 1$ ، أي أنه باستخدام المقاومة السالبة يمكن تكبير الإشارات الميكروية .

عند مجال ترددي ضيق ، وبفرض أن : $Z_d = - R_d + j X_d$ ن حيث : $Z_d > 0$ و $X_d < 0$ للعنصر المهتز بدارة رنين تسلسلية ، $X_d > 0$ للعنصر الذي يهتز بدارة رنين تفرعية .

ليكن أيضا $Z_2 = R_2 + j X_2$ ، حيث: $R_2 > 0$ و X_2 أما سالبة أو موجبة ، وبالتعويض في المعادلة (10–46) نجد :

$$G = \frac{(R_2 + R_d)^2 + (X_2 + X_d)^2}{(R_2 - R_d)^2 + (X_2 + X_d)^2} \qquad (b48-10)$$

إذا كانت $X_2 = - X_d$ يكون الكسب :

$$G = \frac{(R_2 + R_d)^2}{(R_2 - R_d)^2} \qquad (c48-10)$$

ولجعل التكبير ممكناً فمن الضروري أن تكون : $R_2 > R_d$ أما إذا كانت $R_2 = R_d$ يصبح التكبير لانهائياً ، ويحدث الاهتزاز .

عند تكبير الاستطاعة العالية لا تعتمد استطاعة الخرج للإشارات الكبيرة على الكسب فقط وإنما على تيار الانحياز المستمر I_{dc} للثنائي أيضاً ، والقيمة العظمى للتيار المتغير المار في الثنائي ، والذي يحدد مقدار المقاومة السالبة R_d - لهذا الثنائي .

بالاستناد إلى خواص الثنائي ، نلاحظ أنه إذا اخترنا $R_2 = 3\ \Omega$ والثنائي منحاز عند $I_{dc} < 120$ mA عندئذ يمكن استعمال R_2 في تصميم المكبر ، أما إذا كان : $R_2 = 2\ \Omega$ و $I_{dc} = 100$ mA عندئذ سيحدث الاهتزاز عند $I_d = 0.5$ A في هذه الحالة يستطيع الثنائي إعطاء استطاعة عالية التردد rf مقدارها :

$$P_d = (1/2)\ |I_d|^2\ R_2 = 0.5\ (0.5)^2\ (-2) = -\ 0.25\ W$$

تعني إشارة السالب أن الاستطاعة المولدة في الثنائي هي استطاعة الاهتزاز ، ليكن:

$P_A = P_o - P_{in}$ هي الاستطاعة المضافة من المكبر حيث : P_{in} هي استطاعة الدخل و P_o هي استطاعة الخرج ، نلاحظ أن :

$$P_A = P_o - P_{in} = | b_3 |^2 - | a_1 |^2 = | a_1 |^2 (G - 1) \qquad (49\text{-}10)$$

نلاحظ أنه لكي تكون P_A محدودة عندما تنتهي G إلى اللانهاية يجب أن تكون a_1 تنتهي إلى الصفر . و P_A تصبح مساوية إلى P_d - أي مساوية لاستطاعة الاهتزاز حيث أن :

$$P_A = P_{A\,max}$$

بفرض أن: $I_{dc} = 100$ mA و $R_d = -2\ \Omega$ يكون : $I_d = 0.5$ A

و $P_{A\,max} = -P_d = 0.25$ W و $G = 25 = 14$ dB عند $R_2 = 3\ \Omega$.

يمكن الحصول على استطاعة أكبر عندما يكون الكسب أقل ، فعلى سبيل المثال عندما $I_{dc} = 100$ mA و $R_d = -1.2\ \Omega$ يكون: $I_d = 1$ A و $P_{A\,max} = 0.6$ W ويكون الكسب : $G = 7.4$ dB .

<u>مثال 10– 13 :</u>

يستخدم هذا المثال لتوضيح تصميم مكبر ذ ي مقاومة سالبة عند الترددات الم يكروية بتردد 10 GHz حسب المعطيات التالية : تيار الانحياز $I_{dc} = 100$ mA الممانعة المكافئة للثنائي : $Z_d = (-2 - j\,31)\ \Omega$ واستطاعة الخرج $P_A = 0.7$ W والكسب: $G = 10$ dB .

باستعمال المعادلة (10–49) نجد :

$$R_2 = \frac{G^{1/2} + 1}{G^{1/2} - 1} R_d = 3.85\Omega$$

لإلغاء أثر المفاعلة $-j\,31$ للممانعة Z_d تضاف حثية على التسلسل مع الثنائي قيمتها :

$$L = 31/2\pi f = 31 / 2\,\pi\,(10)^{10} = 0.493 \text{ nH}$$

وبفرض أن :

$$Z_0 = 50\ \Omega$$

فإننا نحتاج إلى محول ربع موجة لتوفيق المقاومة R_2 إلى Z_0 ممانعته المميزة تحسب من العلاقة :

$$Z_T = (50 * 3.105)^{1/2} = 13.9\ \Omega$$

كما هو مبين في الشكل (10–20) .

ملاحظات استنتاجية :

شرحنا أربع طرائق مختلفة لتصميم المكبرات الم يكروية باستخدام الترانزستورات والثنائيات الفعالة وفقاً لمجال الاستعمال (الكسب الأعظمي – الضجيج المنخفض – التكبير المحدود – تكبير الاستطاعة العالية) .

في حالة التصميم للكسب الأعظمي هناك حالتان :

1 – إذا كان الترانزستور مستقراً تماماً نحصل على الكسب الأعظمي للاستطاعة المنقولة .

2 – أم ا إذا كان استقرار الترانزستور مشروطاً فلا يوجد كسب استطاعة منقولة أعظمي ، ويستخدم مخطط اختيار الحمل بحيث يقع ضمن دائرة الاستقرار وعلى دائرة الكسب المطلوب من أجل التصميم منخفض الضجيج لأن التوفيق للحصول على رقم ضجيج اصغري لا يعطي كسبا أعظميا ، لذلك يجب أن يختار حلاً وسطاً بين رقم الضجيج والكسب ، نح صل على هذا الحل باستعمال دوائر رقم الضجيج الثابت ودوائر كسب الاستطاعة المتوفرة الثابت أيضاً .

في حالة تصميم مكبرات الاستطاعة العالية ، تعتمد ممانعات توفيق الدخل والخرج على مستوي إشارة الدخل وعلى الانحياز ، ونحصل عليها عن طريق القياس وتستعمل المعاملات S للإشارات الصغيرة عند نفس شروط الانحياز لتحديد استقرار المكبر .

يعتمد تصميم مكبرات المقاومة السالبة على الجزء التخيلي لممانعة الثنائي وتوفيق الممانعة السالبة إلى الحمل ، يعتمد هذا التوفيق على استطاعة الخرج والتردد ، والاستطاعة الأعظمية المضافة لمكبر المقاومة السالبة هي استطاعة الاهتزاز .

باختصار فإنه بالرغم من أن تصميم المكبرات الم يكروية ضيقة المجال المشروحة هنا تستعمل عند تردد وحيد ولكن يمكن استخدامها من أجل عرض حزمة أقل من % 10 بدقة متوسطة ، فيما إذا كانت محددات العنصر المستعمل لا تتغير بشكل كبير ضمن المجال الترددي المعامل وعرض الحزمة يحدد كنسبة مئوية بـ % 100 $(\Delta\omega/\omega_0)$ حيث : ω_0 التردد المتوسط و $\Delta\omega$ عرض الحزمة .

10–6 مبدأ التكبير البارامتري ومزج المفاعلة

إذا تغيرت قيمة أحد مخزنات الاستطاعة بشكل مستقل لدارة قابلة للا هتزاز بشكل دوري وبالطور الصحيح ، يؤدي هذا النظام إلى توليد موجة لا تتخامد . لأن المعاملات المقابلة للمعادلة التفاضلية التي توصف النظام تتغير زمنياً . تعتبر هذه الحادثة كتكبير بارامتري .

نظرية التكبير البارامتري برهنت عام 1831 من قبل العالم RAYLEIGH وذكر هذا

المبدأ من التكبير في العديد من المقالات العلمية بين عامي 1916 و 1956 .

مثال ميكانيكي توضيحي للتكبير البارامتري هو : أرجوحة الأطفال المهتزة المغذاة بالاستطاعة من خلال خفض مركز ثقلها باتجاه مركز الدوران .في الحالة الكهربائية نجد أن التغير الدوري في تخزين الاستطاعة بإحدى بارامترات دارة الرنين الكهربائية ، أي من خلال تغيير السعة . ينتج اهتزاز غير متخامد نتيجة تغير المفاعلة السعوية ، يدعى المكبر الذي يعمل وفقاً لهذا المبدأ بمكبر المفاعلة .

ظهر عام 1984 أول اقتراح لاستعمال السعة غير الخطية لتحقيق المكبر البارامتري في مجال الموجات الميكروية . واستخدمت مادة الفيرايت للتحكم بمخزن الاستطاعة المغناطيسي وفي عام 1957 حقق أول مكبر بارامتري قليل الضجيج باستعمال الثنائي السعوي (الفاركتور VARACTOR) ، بعد أ ن توفر الثنائي اللازم لذلك . وبعدها أدخلت تطورات جديدة على المكبر البارامتري باستعمال الثنائيات السعوية المتوفرة التي قامت بدور مخزن استطاعة غير خطي .

يمكن من خلال مبدل استطاعة بارامتري الحصول على تكبير لإشارة الدخل الصغيرة بضجيج داخلي صغير جدا للمكبر .عند التكبير بالصمامات الإلكترونية أو عناصر نصف ناقلة يتم العمل بالكترونات حرة ، حركتها مترافقة بذبذبات عشوائية ، ت عتبر كضجيج ويحدد الضجيج الذاتي للمكبر حساسيته .

يستعمل المكبر البارامتري في الاتصالات مع الأقمار الصنعية ، والاتصالات الأرضية المباشرة وهندسة الرادار والتلفزيون وعلم الفضاء الراديوي .

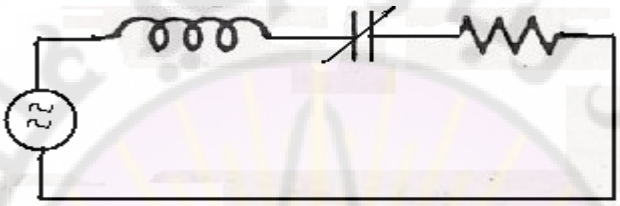
لشرح المبدأ الأساس للتكبير البارامتري ندرس الدارة المبسطة الموضحة في الشكل (10 – 32) . نفترض أن مكثف دارة الرنين عبارة عن مكثف صفائحي ، يمكن تكبير المسافة بين الصفائح من d إلى d_1 بسرعة عالية ، وهذا يؤدي إلى تصغير السعة من $C = \varepsilon . A / d$ إلى $C_1 = \varepsilon . A / d_1$ كما هو موضح في الشكل (10 – 33) .

في اللحظة $t_0 = 0$ حيث جهد المكثف أعظمي تكبر المسافة بين الصفائح من d إلى d_1 ، فيزداد جهد المكثف بسبب استمرار شحن المكثف q من الجهد u_0 إلى الجهد :

$u_1 = u_0 .(d_1 / d)^{0.5}$ واستطاعة الحقل الكهربائي له تزداد من W_0 إلى $W_1 = W_0 . d_1 / d$ المقابلة للعمل المبذول للتغلب على قوة الشد بين الصفيحتين.

بعد ذلك يفرغ المكثف شحنته بشكل كامل وعند اللحظة $t_1 = T / 4$ حيث تصبح شحنة المكثف مساوية للصفر ، تصغر المسافة بين الصفيحتين إلى وضعها الطبيعي d . أثناء تقليل المسافة بين الصفيحتين لحظياً لا ينجز أي عمل لعدم وجود شحنة مخزنة .

باعتبار الدارة عديمة الفقد وفي اللحظة $t_2 = T / 2$ تقلل السعة من جديد والاستطاعة المخزنة في المكثف تصبح : $W_2 = W_1$ والجهد $u_2 = u_1 . (d_1 /d)^{0.5}$.



الشكل (10– 32) دارة مبسطة لشرح مبدأ التكبير البارامتري

عند اللحظة $t = t_2$ تزداد المسافة بين الصفيحتين ثانية من d إلى d_1 وهذا يؤدي إلى زيادة جهد المكثف من u_2 إلى u_3 .

بفرض أن $R = 0$ فإن جهد المكثف يزداد بشكل أسي ، ولكن عمليا $R > 0$ ويمكن الحصول على القيمة المناسبة بالاختيار المناسب لتغير السعة بحيث يعوض الضياع مباشرة في الدارة ($R - R_n = 0$ حيث R_n المقاومة السالبة لمزيل التخامد) وبهذا تبقى سعة جهد المكثف ثابتة يتطلب الحصول على تكبير بارامتري التوافق التام في الطور بين تغير السعة وجهد المكثف

علاوة على ذلك يمكن الاستنتاج من الشكل (10 – 33) أنه يجب اختيار تردد تغير المكثف (تردد الضخ) مساوياً لضعف تردد جهد المكثف (تردد الإشارة) .

يمكن تحقيق علاقة الطور المطلوبة للتكبير البارامتري بإدخال دارة رنين مساعدة RLC التي تضبط على تردد الفرق بين تردد الضخ وتردد الإشارة .

تستنتج علاقات الاستطاعة من معادلات مانلي وريبو ، التي تعطي توزع الاستطاعة عند المزج في مفاعلة غير خطية عديمة الفقد . إذا تم تشغيل مفاعلة غير خطية بإشارتين مستقلتين ترددهما f_s (تردد الإشارة) و f_p (تردد الضخ) ، فإن تيار وجهد المفاعلة يحتويان على أطياف ترددية يعبر عنها بالعلاقة التالية :

$$f_x = |\pm m \cdot f_s \pm n \cdot f_p| \qquad , \qquad m,n = 0,1,2,....$$

يتم فصل الترددات المختلفة بمرشحات تمرير حزمة ، كما هو موضح في الشكل (10 – 34) ، حيث تبدد الاستطاعات في المقاومات R .

وبما أنه من المفترض أن المفاعلة غير خطية وعديمة الفقد ، فالاستطاعة الحقيقية الكلية المبدلة فيها تساوي الصفر .

تعطي معادلات مانلي وريبو علاقتي توزع الاستطاعة التاليتين :

$$\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m \cdot P_{mn}}{m\omega_s + n\omega_P} = 0 \qquad (51-10)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{n \cdot P_{mn}}{m\omega_s + n\omega_P} = 0 \qquad (52-10)$$

حيث : ω_s تردد الإشارة و ω_P تردد الضخ

$P_{m,n}$: الاستطاعة التي تغذي المفاعلة عند الترددات $\pm(m\omega + n\omega)$

n,m : عوامل التوافقيات .

المعادلتان السابقتان صحيحتان من أجل جميع قيم n,m ، بفرض لدينا فقط الحالة التي يتم العمل بها بإشارتين ترددهما f_e , f_P وإن الاستطاعة المستفاد منها محمولة على الترددين $f_P + f_e$ و $f_P - f_e$ ، وهذا يعني كبت الترددات الأخرى بمرشحات مثالية للحصول فقط على مجموع وفرق الترددين .

بالتبديل في المعادلة (10 – 51) بجعل : m = 1 و n = 0 , 1 , -1 نحصل على :

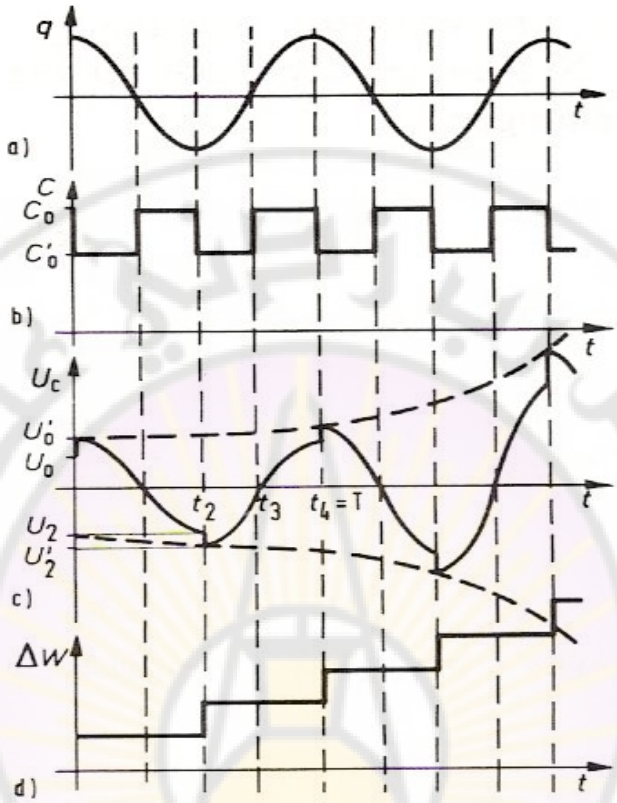
$$\frac{P_s}{f_s} + \frac{P_{a+}}{f_{a+}} - \frac{P_{a-}}{f_{a-}} = 0 \qquad (53-10)$$

وباستعمال المعادلة (10 – 52) بجعل :n = 1 و m = 0 , 1 , -1 نحصل على :

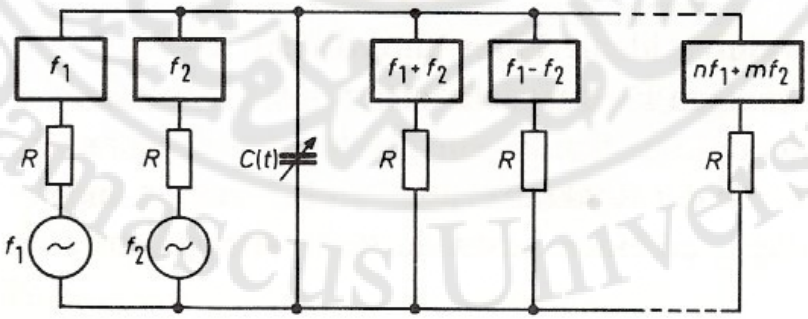
$$\frac{P_p}{f_p} + \frac{P_{a+}}{f_{a+}} - \frac{P_{a-}}{f_{a-}} = 0 \qquad (54-10)$$

حيث: f_s تردد إشارة الدخل و f_P تردد الضخ .

$f_{a+} = f_s + f_P$ تردد الجمع و $f_{a-} = f_s - f_P$ تردد الطرح .



الشكل (10 – 33) تغير شحنة وسعة وجهد واستطاعة المكثف



الشكل (10 – 34) المزج في مفاعلةٍ غير خطية

تحذف الترددات الأخرى بمرشحات مثالية ، بشرط أن $f_P > f_s$ والدليل المستخدم للاستطاعة يستعمل كذلك للتردد المقابل ، والقيمة الموجبة لـ P تعني استطاعة داخلة إلى المفاعلة ، والقيمة السالبة تعني استطاعة مأخوذة إلى الحمل من المفاعلة . من المعادلتين (10 – 53) و (10 – 54) نحصل على :

$$P_p = f_p \cdot \left(\frac{-P_{a+}}{f_{a+}} + \frac{-P_{a-}}{f_{a-}}\right) \qquad (55-10)$$

$$P_s = f_s \cdot \left(\frac{-P_{a+}}{f_{a+}} - \frac{-P_{a-}}{f_{a-}}\right) \qquad (56-10)$$

حيث : P_{a^+} , $P_{a^-} \leq 0$ لأن الاستطاعات عند الحزم الجانبية خارجة من المفاعلة . نستنتج من المعادلة (10 – 55) أن دارة الضخ تعطي دائماً استطاعة للمفاعلة ، أي أن $P_P > 0$. بينما تظهر المعادلة (10 – 56) أن الاستطاعة تنتقل من منبع الإشارة إلى المفاعلة أي أن $P_s > 0$ إذا تحقق الشرط التالي :

$$\frac{-P_{a+}}{f_{a+}} > \frac{-P_{a-}}{f_{a-}} \qquad (57-10)$$

بينما تنتقل من المفاعلة إلى دارة الإشارة عندما $P_s > 0$ إذا تحققت المعادلة التالية :

$$\frac{-P_{a+}}{f_{a+}} < \frac{-P_{a-}}{f_{a-}} \qquad (58-10)$$

في حالة $P_s > 0$ فإن كلاً من منبع الإشارة ومنبع الضخ يعطي استطاعة إلى المفاعلة والتي تبدل إلى استطاعة حزم جانبية .

$P_s < 0$ يعني عدم تخامد في دارة الدخل وهذا يؤدي إلى عدم استقرار ، وخاصة عندما تحذف الحزم الجانبية العليا والسفلى أي : $P_{a+} = P_{a-} = 0$.

يوضح الشكل (10 – 35) علاقات الاستطاعة لمزج إشارتين في مفاعلة غير خطية وفق نظرية الإشارات الصغيرة يمكن توضيح تصرف السعة غير الخطية بسعة خطية $C(\omega_p, t)$ تابعة للزمن بشكل دوري وفقاً لتردد المهتز f_p ، يحتوي طيف الإشارة الصغيرة الناتجة على الترددات التالية:

$$f_a = |\pm f_e \pm n.f_P| \qquad (59-10)$$

الذي يعتبر ضماً خطياً لتردد الدخل f_s وتردد المذبذب f_P وتوافقياته $n.f_P$ المستقلة عن بعضها البعض وعن إشارتي الدخل وإشارة المذبذب في معظم الحالات تكون $(n = 1)$ وعندئذ يدعى مازج التذبذب الأساس .

في الشكل (10 – 35) يبدل تردد الدخل f_s بمساعدة مذبذب المزج ذي التردد f_P إلى إشارة خرج مكونة من مجموع أو فرق الترددين f_a تعتبر الاستطاعة الداخلة إلى المفاعلة موجبة بينما تعتبر الاستطاعة الخارجة سالبة ، في حالة $f_s < f_a$ تعمل الدارة كمازج رافع (معدل) وعند $f_s > f_a$ كمازج خافض (كاشف تعديل)

من أجل $f_a = f_s \pm f_P$ يكو ن ترددا الدخل والخرج متناظرين بالنسبة لتردد الضخ ، وعندما : $f_a = f_P - f_s$ يكون ترددا الدخل والخرج بجهة واحدة بالنسبة لتردد الضخ .

من أجل $f_a = f_s + f_P > f_s$ نحصل من المعادلة (10 – 53) على:

$$\frac{P_s}{f_s} + \frac{P_a}{f_a} = 0 \qquad (60-10)$$

$$\frac{P_P}{f_P} + \frac{P_a}{f_a} = 0 \qquad (61-10)$$

نحصل من المعادلة (10 – 60) على العلاقة بين الاستطاعة المأخوذة من المازج $-P_a$ عند التردد f_a والاستطاعة المستلمة من مولد الإشارة P_s عند التردد f_s ، وهي الاستطاعة المتوفرة من مربع التغذية وتكبير الاستطاعة المتوفرة الأعظمي يحدد بالعلاقة :

$$G_{P\max} = \frac{-P_a}{P_s} = \frac{f_a}{f_s} > 1 \qquad (62-10)$$

من أجل المازج الخافض المتناظر حيث : $f_a = f_s - f_P < f_s$ ، تعطي المعادلتان (10 – 60) و (10 – 61) التكبير التالي :

$$G_{P\max} = \frac{f_a}{f_s} < 1 \qquad (62-10)$$

في حالة المازج المتناظر بمفاعلة غير خطية ينتج كسب في الاستطاعة ، بينما من أجل المازج الخافض المتناظر يعطي ضياع في الاستطاعة . في حالة المازج غير المتناظر حيث : $f_a = f_P - f_s$ تعطي المعادلتان (10 – 53) و(10 – 54) :

$$\frac{P_s}{f_s} - \frac{P_a}{f_a} = 0 \qquad (64-10)$$

$$\frac{P_P}{f_P} + \frac{P_a}{f_a} = 0 \qquad (65-10)$$

وأعظم تكبير للاستطاعة المتوفرة يستنتج من المعادلة (10 – 64) :

$$G_{P\max} = \frac{-P_a}{P_s} = -\frac{f_a}{f_s} < 1 \qquad (66-10)$$

الشكل (10 – 35) نسبة الاستطاعة لمازج المفاعليةِ غير الخطية

إذا غذيت المفاعلية بإشارة ضخ ترددها f_p واستطاعة P_p وهذا يعني أن : $P_p > 0$ فتكون P_a $0 >$ و $P_s < 0$ وفق العلاقتين : (10 – 64) و (10 – 65) ، وهذا يعطي استطاعة عند التردد f_a وكذلك عند التردد f_s وكلا الاستطاعتين تستجر من مذبذب الضخ ($P_p > 0$) لأن $P_p = (- P_s) + (-P_a)$. وبالتالي نحصل على ممانعة دخل وخرج للمازج ذ ي جزء حقيقي سالب ، مقاومة الدخل الحقيقية السالبة تستغل في المكبر البارامتري لمنع التخامد في دارة الدخل العاملة عند التردد f_s .

في المكبر البارامتري تؤمن الاستطاعة اللازمة لتكبير إشارة الدخل من مولد الضخ ، حيث يتطلب تبديل في الاستطاعة على الأقل عند تردد آخر (الخرج أو مساعد) ، هذا التردد يمكن أن يكون مجموع أو فرق الترددين (f_P , f_s) . وفقاً لاعتبارات المزج في المفاعلية غير الخطية يمكن التمييز بين ثلاثة أنواع أساسية من مكبرات المفاعلية :

أ – مازج رافع متناظر (حزمة جانبية عليا) $f_a = f_P + f_s$

ب – مازج خافض غير متناظر (حزمة جانبية سفلى) $f_a = f_P – f_s$

جـ – مكبر خطي مباشر (مكبر وحيد المأخذ) بتردد : $f_a = f_s$.

1 – مكبر المفاعلية كمازج رافع يجمع الترددين

يظهر الشكل (10 – 36) الدارة الأساسية لهذا المازج ، حيث تضبط دارة الدخل على تردد الإشارة f_s ودارة الضخ على تردد الضخ f_p (تردد المذبذب المحلي) بينما تعاير دارة الخرج على تردد المجموع : $f_{a+} = f_s + f_p$.

$$f_a = f_s \mp f_p \qquad f_a = f_s + f_p$$

$$f_a = f_s - f_p \qquad P_a = P_s + P_p \quad P_a = P_s + P_p$$

$$f_s < f_p$$

$$f_s > f_p$$

تعطي المعادلتان (10 – 56) و (10 – 56) من أجل $P_{a-} = 0$ العلاقتين التاليتين :

$$P_P = (-P_{a+})\frac{f_P}{f_{a+}} \qquad (67-10)$$

$$P_s = (-P_{a+})\frac{f_s}{f_{a+}} \qquad (68-10)$$

الشكل (10 – 36) مكبر المفاعلية كمازج رافع

حيث :

$$P_P + P_s = (-P_{a+}) \qquad (69-10)$$

إن دارة الإشارة ودارة الضخ تعطيان استطاعة لدارة الخرج ، دارة الإشارة –كأنها محملة بمقاومة موجبة ولا يحدث تذبذب فيها . وفي حالة التوافق المثالي من حيث المفاعلية نحصل على أكبر تضخيم للاستطاعة .

$$G_{P\max} = \frac{-P_{a+}}{P_s} = \frac{-f_{a+}}{f_s} \qquad (70-10)$$

للحصول على تضخيم أعلى يتطلب أن تكون النسبة : f_a / f_s كبيرة ، لهذا تستعمل المبدلات الرافعة كمكبر حيث يكون : $f_s < 1$ GHz . يتمتع هذا المكبر المعامل عند مقاومة دخل موجبة بالإضافة إلى تجنب التذبذب في دارة الدخل فإنه يتمتع بعرض مجال أكبر وضجيج أقل حتى عند تشغيله عند أكبر تضخيم .

يمكن في حالة المازج الرافع المتناظر استبدال الاستطاعات عند التردد : $f_{a+} = f_p + f_s$ وعند التردد $f_{a+} = f_p - f_s$ أيضاً فنحصل على :

$$G_{P\max} = \frac{-P_{a+}}{P_s} = \frac{-f_{a+}}{f_s} + \frac{-P_{a-}}{P_s} \cdot \frac{f_{a+}}{f_{a-}} \qquad (71-10)$$

باستخدام دارة مساعدة إضافية تضبط على التردد f_{a-} وتحوي مقاومة حمل لتحويل الاستطاعة يمكن رفع تضخيم الاستطاعة .

2 – مكبر المفاعلية كمازج رافع بفرق الترددين :

تضبط دارة الخرج على التردد : $f_a = f_{a-} = f_p - f_s$ ، وباعتبار أن : $P_{a+} = 0$ نجد :

$$P_P = (-P_{a+}) \frac{f_P}{f_{a-}} \qquad (72-10)$$

$$(-P_s) = (-P_{a-}) \frac{f_s}{f_{a-}} \qquad (73-10)$$

حيث :

$$P_P = (-P_s) + (-P_{a-}) \qquad (74-10)$$

في هذه الحالة فـإن دارة الضخ تعطي استطاعة لكل من دارتي الإشارة والخرج ، ومن أجل تضخيم استطاعة متوفرة أعظمي فإن :

$$G_{P\max} = \frac{P_{a-}}{P_s} = \frac{f_{a-}}{f_s} \qquad (75-10)$$

بسبب أن دارة الدخل تستقبل استطاعة فإنها ذات مقاومة سالبة ، وهذا يؤدي إلى عدم التخامد في دارة الدخل ويمكن أن يؤدي إلى تذبذب .

3 – مكبر المفاعلية الخطي (المباشر)

إن ظهور مقاومة دخل سالبة لمعدل المفاعلية بتردد الفرق يمكننا من استخلاص إشارة مكبرة من دارة الدخل . وهذا يدعى المكبر المباشر و يعني مكبر تردد خرجه مماثل لتردد دخله . يوضح الشكل (10 – 37) الدارة الأساسية لمكبر المفاعلية المباشر . حيث تم إدخال مقاومة الحمل ضمن دارة الدخل التي يتم بها تبديل استطاعة الخرج المكبرة ، يقوم بعمل المفاعلية غير الخطية ثنائي سعوي منحاز عكسياً ، خطه المميز يعبر عن تغير السعة كتابع لجهد الانحياز العكسي . تتغذى الدارة بإشارة الضخ المحملة على جهد الانحياز ، وهذا يؤدي إلى تغيير سعة منطقة العبور لهذا الثنائي ، ولكي تؤخذ بالحسبان سعة الثنائي المكثفي عند نقطة العمل يضبط تردد دارتي الرنين التسلسليتين على تردد الإشارة f_e وعلى التردد المساعد f_h

$$f_h = f_p - f_e \qquad (76-10)$$

إن الدارة المساعدة ذات معامل جودة عال جداً ، بحيث لا تمرر سوى التردد المطلوب، والمقاومة R_h تعبر عن الفقد في الدارة المساعدة ، والمقاومة R_e تعبر عن الضياع في دارة الدخل . تتوزع استطاعة مذبذب الضخ بين دارة الدخل والدارة المساعدة وفق تحويل التردد f_e و f_h في المفاعلة غير الخطية .

يمكن تمثيل الأثر غير المخمد على الاستطاعة المسلمة لدارة الدخل بمقاومة تسلسلية سالبة . تزداد قيمة هذه المقاومة السالبة مع الاستطاعة المستلمة من منبع الضخ ، وإذا كانت هذه المقاومة أكبر من مقاومة ضياع الدارة ينتج تضخيم . ويزداد هذا التضخيم بزيادة استطاعة الضخ . وعند تجاوز قيمة المقاومة السالبة المقاومة الكلية لدارة الدخل ، تبدأ الدارة بالتذبذب تكبير الاستطاعة V_P للمكبر المباشر عند منتصف المجال يحسب من الدارة المكافئة، وذلك باستبدال دارة المازج بالمقاومة السالبة المكافئة لها ($-R_n$)، وتعرف V_P بأنها النسبة بين الاستطاعة الحقيقية $P_L = |I|^2 R_L$ المسلمة لمقاومة الحمل R_L إلى الاستطاعة المتوفرة من منبع الإشارة $P_G = |U_G|^2 / 4 R_i$ وتكتب بالشكل :

$$V_P = 4R_i \cdot R_L \cdot \left|\frac{I}{U_G}^2\right| = \frac{4 \cdot R_i \cdot R_L}{(R_i + R_L - R_n)^2} \qquad (77-10)$$

ولكن تعمل الدارة بحالة استقرار يجب أن يتحقق الشرط :

$$R_n < R_i + R_L \qquad (78-10)$$

عادة تكون : $R_n = 0.9\,(R_i + R_l)$ و $V_P = 20$ dB

إن سيئة دارة المكبر المباشر الموضحة في الشكل (10 – 37) هي : أن دارة دخل وخرج المكبر غير مفصولتين ؛ حيث أن إشارتي الدخل والخرج لهما نفس التردد ويمكن فصلهما بعنصر مركزي غير متناظر . ويستعمل عادة الدوار Y ، وهذا يحسن استقرار المكبر . يبين الشكل (10 – 38) مخطط مكبر يستعمل الدوار ، حيث يوصل المأخذ 2 للدوار بين AB ، وفي الشكل (10 – 37) تم التعبير عن دارة المفاعلة بالمقاومة السالبة $-R_n$ ، وهذه المقاومة السالبة تعطي معامل انعكاس عند المأخذ 2 قيمته :

$$| r_2 | = \left| \frac{Z_L + R_n}{Z_L - R_n} \right| > 1 \qquad (79-10)$$

حيث : Z_L المقاومة المميزة لخط النقل .

تنتقل إشارة الدخل المغذاة عند المأخذ 1 إلى المأخذ 2 ؛ حيث يتم تكبيرها وعكسها باتجاه المأخذ 3 .

في حالة التوافق عند الدخل والخرج وبفرض أن الدوار والنواقل عديمة الفقد ، يعطى التكبير الأعظمي الممكن تحقيقه عملياً بالعلاقة :

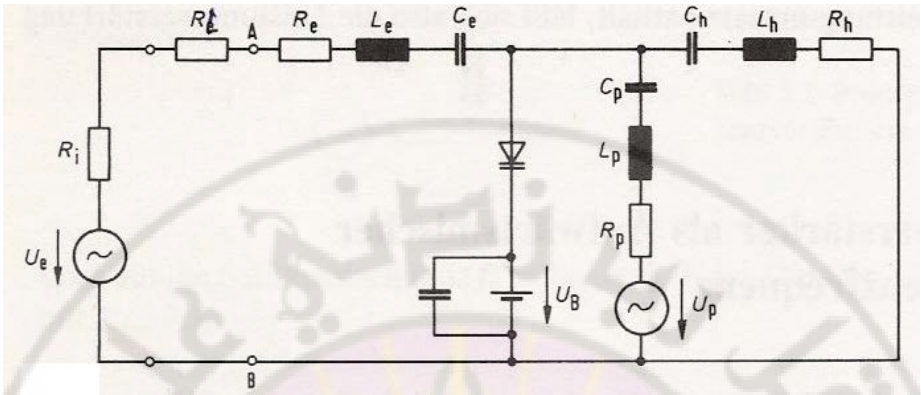
$$| V_{P\max} = | r_2 |^2 = \left| \frac{Z_L + R_n}{Z_L - R_n} \right|^2 \qquad (80-10)$$

عندما : $Z_L = R_n$ تصبح $V_{pmax} \to \infty$ وهذا حد الاستقرار .

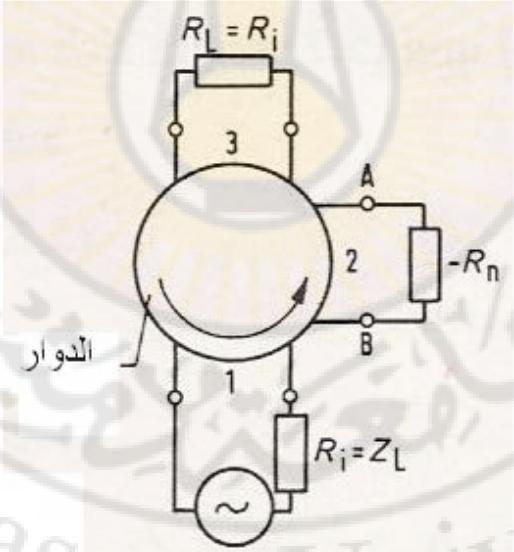
بما أن R_n تزداد مع زيادة سعة جهد الضخ ، يجب أن تكون سعة مذبذب الضخ مستقرة للحصول على تكبير ثابت .

يحدد عرض مجال المكبر بشكل أساس من مرشح دارة الدخل والدارة المساعدة ومن السعة الشاردة لغلاف الثنائي المكثفي ومن تحريضيته . ويكن تحسين عرض المجال باستعمال Maser في المكبر ، ودرجة حرارة الضجيج تتحسن في حالة التبريد .

في الحالة الخاصة حيث يبلغ تردد الضخ ضعف تردد الإشارة تقريبا $(f_P \cong 2f_s)$ يصبح التردد المساعد مساوياً تقريباً لتردد الإشارة : $(f_h = f_P - f_s \cong f_s)$. لذلك لا يمكن فصل التردد المساعد وتردد الإشارة باستعمال دارة إشارة ودارة مساعدة ، وهذا يتطلب عرض مجال كاف لدارة الإشارة .



الشكل (10 – 37) دارة مكبر مباشر



الشكل (10 – 38) مكبر مباشر مع دوار لفصل المآخذ

مسائل :

1 – ترانزيستور GaAs MESFET له المعاملات التالية عند التردد 4 GHz

$S_{11} = 0.3910 \angle -101^o$	$S_{12} = 0.1110 \angle 710^o$
$S_{21} = 1.310 \angle 104^o$	$S_{22} = 0.75 \angle -35^o$

أثبت أن هذا الترانزيستور مستقر بدون شروط ، صمم مكبراً عند الكسب الأعظمي باستعمال هذا الترانزستور .

2 – ترانزيستور GaAs MESFET له المعاملات التالية عند التردد 2 GHz

$S_{11} = 0.1004 \angle -44^o$	$S_{12} = 0.076 \angle 70^o$
$S_{21} = 1.549 \angle 125^o$	$S_{22} = 0.1032 \angle -19^o$

أثبت أن هذا الترانزيستور مستقر بشروط ، ارسم دائرتي استقرار المنبع والحمل ثم صمم مكبراً بكسب 12 dB باستعمال هذا الترانزيستور .

3 – ترانزيستور ثنائي القطبية له المعاملات التالية عند التردد 4 GHz

$S_{11} = 0.522 \angle 169^o$	$S_{12} = 0.049 \angle 23^o$	
$S_{21} = 1.61010 \angle 26^o$	$S_{22} = 0.1039 \angle -67^o$	
$F_m = 2.3$ dB	$r_m = 0.475 \angle 166^o$	$R_n = .5\ \Omega$

صمم مكبراً باستعمال حامل عازل $\varepsilon_r = 10$ و $H = 0.025$ in للحصول على معامل الضجيج المذكور .

4 – باستعمال نفس الترانزيستور المذكور في المسألة 3 ونفس الحامل العازل ، صمم مكبراً له $F_i = 2.9$ dB و $G = 12.7$ dB .

5 – ترانزيستور GaAs FET منحاز لتكبير استطاعة خطية عند التردد 4 GHz ($I_P = 50\ \%\ I_{DSS}$) ، استطاعة الدخل : $P_i = +5$ dBm ، واستطاعة الخرج $Po = +$ 15.5 dBm عند ضغط في الاستطاعة مقداره 1 dB

وعند معامل انعكاس المنبع للإشارات العالية مقداره : $r_S = 0.732 \angle 120^o$ ومعامل انعكاس الحمل $r_L = 0.39 \angle 101^o$ ومعاملات S هي :

$S_{11} = 0.75 \angle -116^o$	$S_{12} = 0.050 \angle 30^o$
$S_{21} = 2.4510 \angle 74.5^o$	$S_{22} = 0.635 \angle -59.3^o$

لاحظ أن : r_S يشير على الغالب إلى S^*_{11} ، بينما r_L يختلف كثيرا عن S^*_{22} في مكبرات القدرة الخطية ، التي تستعمل GaAs FET من النوع A ، وهذا يحدث بشكل عام صمم مكبر استطاعة على حامل عازل له نفس المواصفات المذكورة في المسألة 3 .

6– يعرف معامل انحراف معامل انعكاس الدخل بأنه : التغير الجزئي في معامل انعكاس دخل ثنائي المآخذ إلى التغيير الجزئي في معامل انعكاس الحمل أي :

$$\delta = \frac{dr_i / r_i}{dL_i / L_i}$$

حيث : r_i معامل انعكاس الدخل عند تحميل ثنائي المآخذ بحمل r_L ، برهن أن هذا المصطلح يعبر عنه باستعمال المعاملات S بالعلاقة :

$$\delta = \frac{S_{12} S_{21} r_L}{\left(1 - S_{22} r_L\right)\left(S_{11} - \Delta \cdot r_L\right)}$$

وبين أنه عند قيمة معطاة لهذا الانحراف δ. فإن :

$$|r_L| = \left| \beta \pm \left| \beta^2 - \frac{S_{11}}{\Delta \cdot S_{22}} \right|^{1/2} \right|$$

$$\beta = \frac{\Delta + S_{11} S_{22} + S_{12} S_{21} \cdot \delta^{-1}}{2\Delta \cdot S_{22}}$$

هذه العلاقة تحدد قيمة $|r_L|$ من أجل قيمة معطاة للانحراف δ.

7 – أوجد معامل الانحراف δ للمكبر في المسألة 1 والمسألة 3 .

8– أثبت أن تكبير الاستطاعة المنقولة في المكبر العاكس المبين بالشكل التالي هو :

$$G < |r_L|^2$$

9– اشرح لماذا اختير $r_L = 0.42 \angle 46.9^o$ في المثال 10–4 . أظهر منحنى الكسب في حالة اختيار نقطة أو نقطتين آخريين .

الفصل الحادي عشر

تصميم المهتزات oscillator designs

11 - مقدمة

إن تصميم المهتز مشابه تماما لتصميم المكبر . نفس الترانزستور ونفس طريقة الانحياز ونفس المعاملات |S| المستعملة في تصميم المكبر تستخدم في تصميم المهتز . إن الحمل لا يميز فيما إذا كان متصلا بمهتز أو بمكبر .

في المكبر تصمم دارتا توافق الدخل والخرج باستعمال مخطط سميث العادي مادامت S_{11} و S_{22} في الحالة الطبيعية أقل من الواحد ، ولكن في المهتزات فإن S_{11} و S_{22} كليهما أكبر من الواحد . لذلك فإن مخطط سميث المضغوط والذي يتضمن معاملات الانعكاس الأكبر من الواحد يعتبر وسيلة مفيدة لتصميم المهتز . يعبر عن شروط الاهتزاز بمجموعة المعادلات التالية :

$$K < 1 \quad ; \quad r_G \cdot S'_{11} = 1 \quad ; \quad r_L \cdot S'_{22} = 1$$

إن عامل الاستقرار يجب أن يكون أقل من الواحد لأي اهتزاز ممكن . إذا لم يتوفر هذا الشرط إما أن يستبدل أحد عناصر الدارة أو تضاف تغذية عكسية موجبة . بعد إضافة الأحمال غير الفعالة r_G و r_L يجب حدوث الاهتزاز في دارتي الدخل والخرج عند تردد الرنين ، وهذا يحقق شروط الاهتزاز.

ليس من الضروري تحقيق شرطي الاهتزاز عند الدخل والخرج بآن واحد ، و أنما يكفي تحقيق الاهتزاز عند أحدهما . بكلمة أخرى إذا كان المهتز في حالة اهتزاز عند أحد المأخذين ، فإنه وبشكل مماثل يجب أن يهتز عند المأخذ الآخر . في الحالة الطبيعية الجزء الأساس من الاستطاعة يتم استحصالها من مأخذ واحد ، الذي يوصل إليه الحمل . لأنه لا يوجد سوى حمل واحد . بما أن قيمة $|r_G|$ و $|r_L|$ أقل من الواحد ، فإن $|S_{11}|$ و $|S_{22}|$ يجب أن تكون أكبر من الواحد لتأمين شرط الاهتزاز .

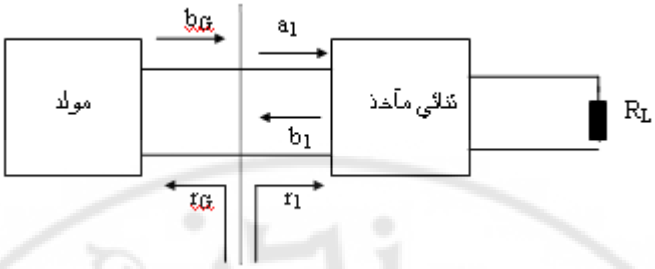
يمكن استنتاج شرط الاهتزاز من الشكل (11–1) حيث أن مدخل المولد موصل إلى أحادي مآخذ . باستخدام معادلة المنبع التي سوف نعيد كتابتها هنا نجد :

$$a_1 = b_G + r_1 r_G \cdot a_1 \qquad (1\text{-}11)$$

ومن تعريف عامل الانعكاس عند الدخل نجد :

$$r_1 = S'_{11} \quad \Rightarrow \quad S'_{11} = \frac{b_1}{a_1}$$

وبالتبديل في معادلة المولد (11–1) نحصل على :



شكل (11-1) أحادي المآخذ متصل بمولد

$$b_G = a_1(1 - r_1 r_G) = \frac{b_1}{S'_{11}}(1 - S'_{11} r_G)$$

$$\frac{b_1}{b_G} = \frac{S'_{11}}{(1 - S'_{11} r_G)} \qquad (2-11)$$

وهكذا فإن الموجة المنعكسة من أحادي المآخذ تعتمد على : $(r_G ; S'_{11} ; b_G)$. إذا تحقق شرط الاهتزاز ($r_G \cdot S'_{11} = 1$) . فإن b_G يجب إن تساوي الصفر وكنتيجة لذلك فإن أحادي المأخذ سيهتز . ما دامت (r_G) أقل أو تساوي الواحد . وهذا يتطلب أن تكون $|S'_{11}|$ أكبر أو تساوي الواحد . يجب المحافظة على عامل الاستقرار أقل من الواحد عند تصميم المهتز ، وأن يتحقق الرنين عند المدخل لتأمين شرط الاهتزاز عند الدخل ، ويتحقق بالضرورة شرط الاهتزاز عند الخرج . يمكن التعبير بطريقة أخرى عن شرط الاهتزاز بالمعادلتين التاليتين :

$R_{in} + R_G = 0$ (3-11)

$X_{in} + X_G = 0$ (4-11)

وباستبدال S_{11} و r_G بقيمها التالية :

$$S'_{11} = \frac{R_{in} + jX_{in} - Z_0}{R_{in} + jX_{in} + Z_0}$$

$$r_G = \frac{R_G + jX_G - Z_0}{R_G + jX_G + Z_0} = \frac{-R_{in} - Z_0 - jX_{in}}{-R_{in} + Z_0 - jX_{in}}$$

في معادلة شرط الاهتزاز نحصل على :

$$r_G S'_{11} = \frac{-R_{in} - Z_0 - jX_{in}}{-R_{in} + Z_0 - jX_{in}} \cdot \frac{R_{in} + jX_{in} - Z_0}{R_{in} + jX_{in} + Z_0} = 1$$

إن المهتزات ذات الجودة العالية أي مهتزات الفجوة الرنانة أو المهتزات التي تستعمل YIG لها نقاء طيفي أفضل من المهتزات المتحكم بها بالجهد (VCOs) ذات عامل الجودة المنخفض والتي تمتاز بسرعة التوليف العالية .

عند اختيار الترانزستور للحصول على مواصفات مناسبة للمهتز يكفي أن يكون مناسباً لعمله ضمن المجال الترددي وبنفس الاستطاعة كمكبر ، ونحصل على ضجيج أقل في الترانزستورات Si بالمقارنة مع الترانزستورات GaAs MESFET .

مخطط سميث المضغوط

إن مخطط سميث العادي عبارة عن رسم لعوامل الانعكاس عندما تكون أصغر من الواحد ، أما مخطط سميث المضغوط يتضمن عوامل الانعكاس أكبر من الواحد كما هو موضح في الشكل (2−11) لعامل الانعكاس $r < 3.16$. إن هذا المخطط مفيد لرسم التغير في $S`_{11}$ و $S`_{22}$ عند تصميم المهتزات . العلاقة التي تربط بين الممانعة والمسايرة في مخطط سميث تبقى سارية في مخططه المضغوط ، على سبيل المثال يعطي عامل الانعكاس $r = 1.2 \angle 30^o$ القيم التالية المنسوبة إلى ممانعة $Z_0 = 50\ \Omega$:

$$Z_{in} = -0.11 + j\,0.25$$

$$Y_{in} = -1.0 - j\,3.0$$

هاتان القيمتان رسمتا في الشكل (2−11) . إن شرط الرنين الترددي يتطلب أن يكون الجزء التخيلي من ممانعة أو مسايرة الدارة مساوياً الصفر ، إذا كانت ممانعة الرنين موجودة على يسار المحور الحقيقي فإن الرنين تسلسلي ، وتكون الممانعة حثية عند الترددات أعلى من تردد الرنين و سعوية عند الترددات المنخفضة ، أما إذا كانت ممانعة الرنين على يمين المحور الحقيقي فإن الرنين يكون تفرعياً ، وفي هذه لحالة تكون الممانعة عند الترددات الأعلى من تردد الرنين سعوية وعند الترددات الأقل حثية .

إن شرط رنين المهتز يتطلب أن يكون الجزء الحقيقي والجزء الوهمي للدارة مساوياً الصفر ، يمكن استعمال مخطط سميث لتحويل الممانعة إلى مسايرة أو بالعكس .

الرنين التسلسلي أو التفرعي

تصنف المهتزات إلى نوعين كما هو موضح في الشكل (11–3) :

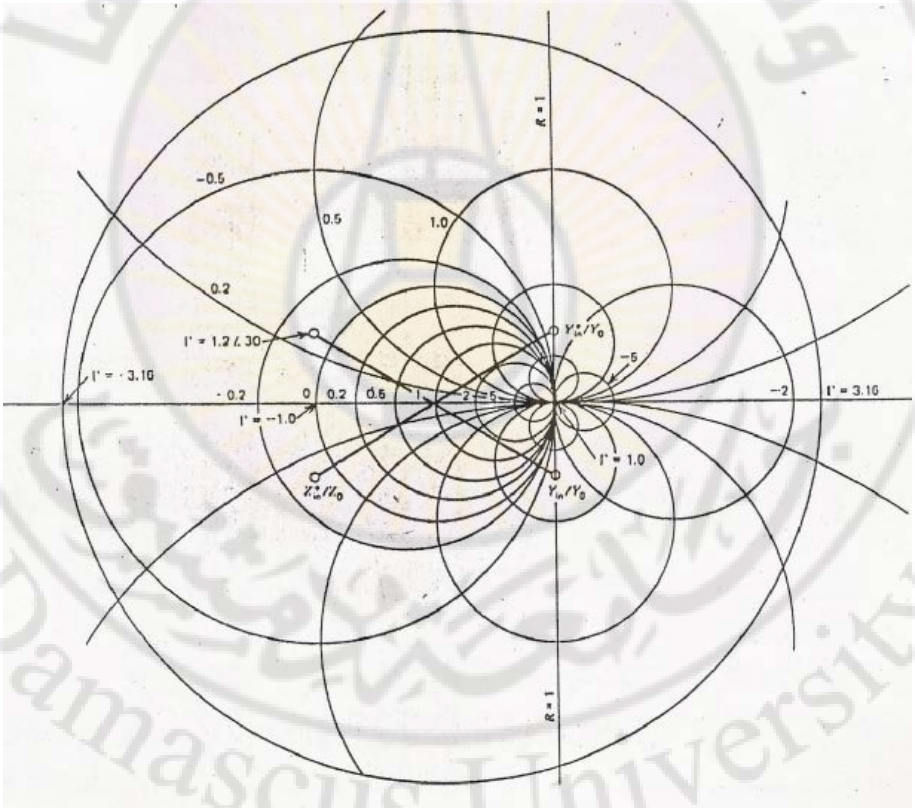
1 – مهتزات الرنين التسلسلي 2 – مهتزات الرنين التفرعي

تختار الدارة المكافئة للعنصر الفعال من الاستجابة الترددية للخرج ، وهي الاستجابة الترددية لـ r_L . من أجل تحقيق الرنين التسلسلي يجب أن تزيد المقاومة السالبة للعنصر الفعال عن مقاومة الحمل R_L بمقدار % 20 عند بداية الاهتزاز . وفي حالة الاستقرار تنقص قيمة مقاومة المولد R_G لتحقق شرط الرنين ، في حالة إقلاع المهتز فإن :

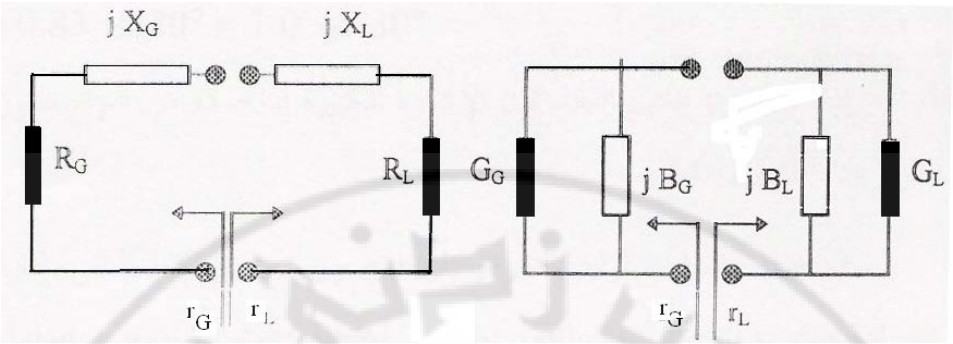
$$R_G > 1.2\ R_L$$

في حالة الاهتزاز :

$$R_G + R_L = 0 \qquad X_G + X_L = 0$$



الشكل (11–2) مخطط سميث المضغوط



الشكل (11–3) الدارة المكافئة للمهتز

في حالة الرنين التفرعي وعند بدء الاهتزاز يجب أن تتجاوز قيمة السماحية G_G للعنصر الفعال قيمة سماحية الحمل G_L بمقدار % 20 أي أن :

$$G_G > 1.2\ G_L$$

وعند الاهتزاز:

$$G_G + G_L = 0$$
$$B_G + B_L = 0$$

لتصميم مهتز برنين تسلسلي يزاح طور عامل انعكاس العنصر الفعال إلى الدرجة 180° ، أي يصبح على يسار المحور الحقيقي على مخطط سم يث المضغوط ، ولتحقيق شرط الاهتزاز يلزم حثية عديمة الضياع لكي يهتز الترانزستور . وللمثال الموضح في الشكل (11–3) نجد

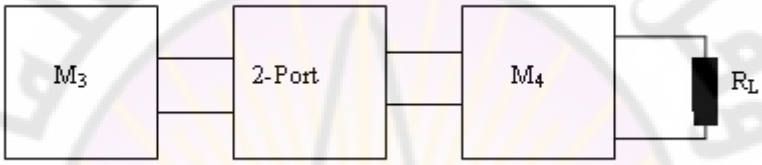
$$r_G = 1.2\ \angle 30^o$$
$$r_L = 0.83\ \angle -30^o \cong 1.0\ \angle -30^o$$

إذا كان r_L عديم الفقد فإن الإشارة الكبيرة المأخوذة من الترانزيستور ستقلل r_G لحوالي 1.0 $\angle 30^o$. في حالة مهتزات الرنين التفرعي يزاح طور عوامل الانعكاس للترانزيستور إلى الدرجة صفر ، أي على يمين المحور الحقيقي لمخطط سم يث المضغوط . عوامل الانعكاس المرافقة للممانعة يمكن قلبها إلى نقطة المسايرة ، والمسايرة يمكن أن تدار بمقدار 180° أي على يسار المحور الحقيقي لمخطط سم يث .

11–1 تصميم المهتز ثنائي المأخذ Tow-Port Oscillator Design

الطريقة الشائعة لتصميم المهتزات ، لتهتز عند الدخل بدارة عالية الجودة غير فعالة عند التردد المطلوب ، إذا تحقق ذلك وكان الحمل موصلا عند الخرج ، فإن الترانزستور سوف يهتز عند المأخذين ، وبذلك يؤمن الاستطاعة للحمل . يعتبر المهتز ثنائي المأخذ كما هو موضح

في الشكل (11– 4) حيث تمثل M_3 دارة رنين عديمة الفقد وتؤمن M_4 التوافق عديم الفقد ، وهكذا فإن كل استطاعة الترددات العالية rf الخارجة من المهتز يحصل عليها الحمل ، دارة الرنين يمكن أن تكون YIG أو فاراكتور أو فجوة رنانة عازلة أو ناقل شرائحي مقصور أو مفتوح النهاية ، عادة المقاومات الطفيلية فقط توجد عند مدخل دارة الرنين، بما أن عامل جودة الرنانة المرتفع مطلوب لإنقاص ضجيج المهتز ، فإنه من المناسب وضع أحمال عند الدخل والخرج ، وفي هذه الحالة يحدث الاهتزاز عند المأخذين .



الشكل (11–4) مهتز ثنائي المآخذ

بفرض أن شرط الاهتزاز محقق عند المأخذ 1 :

$$\frac{1}{S'_{11}} = r_G$$

يؤمن شرط الاهتزاز المتماثل من العلاقة :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}r_L}{1 - S_{22}r_L} = \frac{S_{11} - \Delta \cdot r_L}{1 - S_{22}r_L}$$

$$\frac{1}{S'_{11}} = \frac{1 - S_{22}r_L}{S_{11} - \Delta \cdot r_L} = r_G \qquad (5-11)$$

بفك العلاقة (11–5) نجد :

$$r_G \cdot S_{11} - \Delta \cdot r_L \cdot r_G = 1 - S_{22}r_L$$

$$r_G(S_{22} - \Delta \cdot r_G) = 1 - S_{11}r_G$$

$$r_L = \frac{1 - S_{11}r_G}{S_{22} - \Delta \cdot r_G} \qquad (6-11)$$

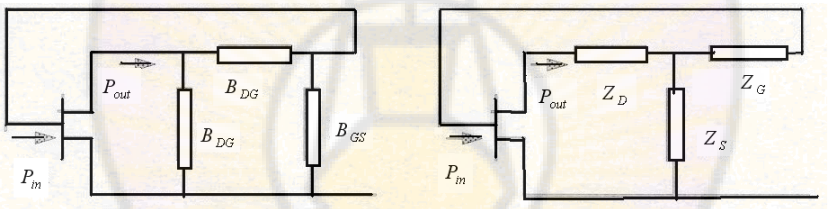
ومن العلاقة :

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}r_G}{1 - S_{11}r_G} = \frac{S_{22} - \Delta \cdot r_G}{1 - S_{11}r_G}$$

$$\frac{1}{S'_{22}} = \frac{1 - S_{11}r_G}{S_{22} - \Delta \cdot r_G} = r_L \qquad (7-11)$$

وهذا يعني أن شرط الرنين محقق عند المأخذ 2 . وهكذا فإن أي اهتزاز عند أي من المأخذين سيؤدي إلى اهتزاز عند المأخذ الآخر . يمكن تواجد الحمل عند أي من المأخذين ، ولكن عادة يوصل عند المخرج ، ولهذا يمكن تمثيل المهتز بمكبر موصل عند مخرجه أو مدخله ممانعة حمل ، عند تصميم المهتز توصل دارة رنين تسلسلية أو تفرعية عند إحدى أرجل الترانزستور ذات الإعاقة الحثية ومع ممانعة الحمل .

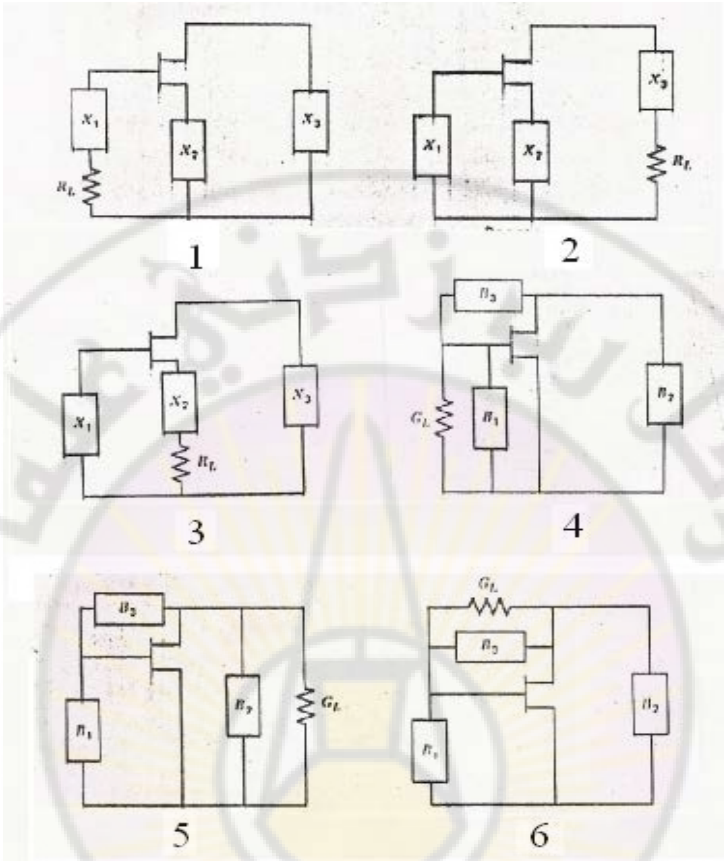
يوضح الشكل (11 – 5) طريقة تحقيق المهتز بترانزستور باعث مشترك وباستخدام دارة π أو دارة T .



الشكل (11 – 5) مكبر منبع مشترك موصل إلى دارة π أو T لتشكيل مهتز

بينما يوضح الشكل (11 – 6) نفس دارة المهتز ولكن مع مقاومة الحمل . حيث هناك ست ة أشكال مختلفة لتحقيق الاهتزاز.

تعتبر المهتزات الثلاثة الأولى ذات دارات رنين تسلسلية وبتغذية خلفية تسلسلية أيضا ، بينما المهتزات الثلاثة الأخرى تحتوي دارات رنين تفرعية مع تغذية خلفية تفرعية ، في هذه الأشكال لم يرسم الأرضي ولكن عادة يكون الحمل موصلاً إليه ، وهذه المهتزات تحلل بنظرية ثنائي المآخذ ، أما الاختيار المناسب للدارة فيعتمد على اعتبارات عملية وعلى طريقة تأمين جهود الانحياز للعنصر الفعال . عند حساب استطاعة الخرج للمكبر تستعمل دارة مكبر المنبع المشترك ، والهدف النهائي للتصميم هو الحصول على أكبر قيمة للفرق بين استطاعة الخرج واستطاعة الدخل : $P_{out} - P_{in}$.



الشكل (11-6) 6 دارات لمهتزات مختلفة

تعطي علاقة جونسون تعبيراً رياضي عن استطاعة الخرج لمكبر المنبع المشترك :

$$P_{out} = P_{in}(1-\exp\frac{-G\cdot P_{in}}{P_{sat}}) \qquad (8-11)$$

حيث : P_{sat} استطاعة تشبع الخرج للمكبر .

G : ربح النقل لمكبر المنبع المشترك عند الإشارات الصغيرة والذي يعبر عنه بـ S_{21} $|^2$.

ما دام الهدف هو زيادة $P_{out} - P_{in}$ فإن :

$$d(P_{out} - P_{in}) = 0$$

$$\frac{dP_{out}}{dP_{in}} = 1 \qquad (9-10)$$

$$\frac{dP_{out}}{dP_{in}} = G \cdot \exp(-\frac{G \cdot P_{in}}{P_{sat}}) = 1$$

$$\exp(\frac{G \cdot P_{in}}{P_{sat}}) = G$$

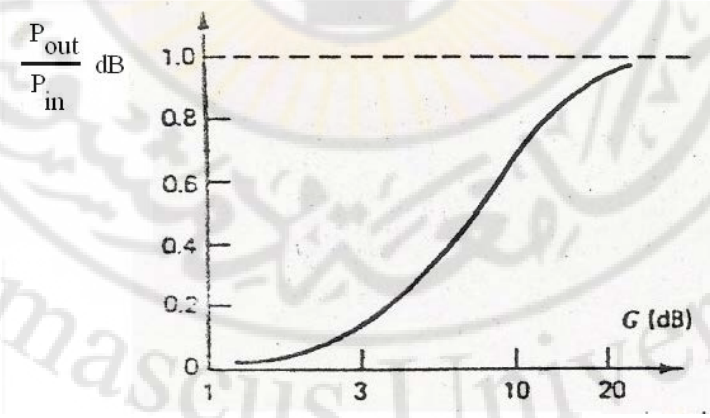
$$\frac{P_{in}}{P_{sat}} = \frac{LnG}{G} \qquad (10-11)$$

عند القيمة العظمى لـ $P_{out} - P_{in}$ فإن استطاعة خرج المكبر والمهتز هما :

$$P_{out} = P_{in} (1 - 1 / G) \qquad (11\text{-}11)$$

$$P_{osc} = P_{out} - P_{in} = P_{out}(1 - \frac{1}{G} - \frac{LnG}{G}) \qquad (12-11)$$

هكذا نجد أن الاستطاعة العظمى لخرج المهتز تتعلق باستطاعة الإشباع لخرج المكبر في حالة المنبع المشترك وبعامل التكبير G للإشارات الصغيرة ، وهذا موضح في الشكل (11- 7) .



الشكل (11-7) استطاعة المهتز الأعظمية كتابع للربح G

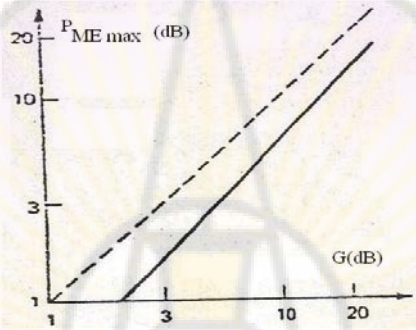
وهذا الشكل يظهر أهمية الربح العالي للحصول على استطاعة خرج عالية من المهتز يعطى التكبير للإشارات الكبيرة بالعلاقة :

$$G_{ME} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{in}} \qquad (13-11)$$

أفضل ربح استطاعة يستنتج من العلاقات السابقة ويعطى بالعلاقة :

$$G_{ME\max} = \frac{G-1}{LnG} \qquad (14-11)$$

وهذه العلاقة مرسومة في الشكل (11– 8) ، والربح أصغر من الربح للإشارات الصغيرة .



الشكل (11– 8) الربح الأعظمي

يمكن تلخيص عملية تصميم المهتز ثنائي المآخذ بالخطوات التالية :

1 – اختيار الترانزيستور بربح مناسب واستطاعة خرج مناسبة ضمن التردد المطلوب وهذا يعتمد على مواصفات الترانزستور المبينة في المراجع التقنية ، أو حساب معاملات S أو قياسها

2 – اختيار الدارة التي تحقق شرط الاهتزاز $K<1$ عند التردد العامل ، وإضافة تغذية خلفية إذا لم يتحقق الشرط المذكور .

3 – اختيار دارات توافق الخرج مع الحمل ، والتي تؤمن $|S_{11}| > 1$ عند التردد العامل ، في أبسط الحالات يمكن استعمال حمل 50 Ω .

4 – تأمين الرنين عند المدخل بدارة عديمة الفقد لكي يتحقق الشرط : $S`_{11}\, r_G = 1$ قيمة $S`_{22}$ ستكون أكبر من الواحد عندما يتحقق الرنين المناسب عند الدخل .

سوف يهتز الترانزيستور في أي من الدارات الستة الموضحة في الشكل (11–8) ويعطي الترانزيستور استطاعة إلى الحمل . يحدد أفضل تصميم من طرق التنفيذ العملية وتحقيق الانحياز.

تستعمل البوابة المشتركة في الترانزيستورات FET أو القاعدة المشتركة في الترانزيستورات ثنائية القطبية ، لأن الحثية للطرف المشترك تستخدم لرفع قيمة $S`_{22}$ لقيمة أكبر من الواحد ، حتى مع المحافظة على ممانعة المولد على 50 Ω .

ليس من الضروري أن يكون S_{22} للترانزيستور أكبر من الواحد ، بما أن المحافظة على ممانعة المولد على 50 Ω ليست مطلوبة عند تصميم المهتز ، فيمكن تحقيق شرط الاهتزاز بوصل ممانعة عديمة الفقد عند المدخل تحقق الشرط $S`_{22} > 1$.

يوضح المثال البسيط التالي إجرائية تصميم المهتز ، باختيار الترانزيستور ثنائي القطبية (HP 2001) ، ووصله بدارة القاعدة المشتركة ، وتوليفه لكي يهتز عند 2 GHz . حيث معاملات S وعامل الاستقرار معطاة في الجدول (11– 2) .

الجدول (11– 1) معاملات S للترانزيستور HP1101 عند :

(V_{CE} = 15 V ; I_C = 25 mA) (L_B = 0 ,L_B = 0.5 nH)		
S_{11}	$0.94 \angle 174^o$	$1.04 \angle 173^o$
S_{21}	$1.90 \angle -28^o$	$2.00 \angle -30^o$
S_{12}	$0.013 \angle 89^o$	$0.043 \angle 153^o$
S_{22}	$1.01 \angle -17^o$	$1.05 \angle -18^o$
K	- 0.09	- 0.83

استخدام الدارة الموضحة في الشكل (11– 9) نحسب عامل الانعكاس عند الدخل :

$S`_{11} = 1.18 \angle 173^o$

حيث المكثف C = 20 pF تجعل الدارة تهتز عند الدخل .

الشكل (11 – 9) مهتز عند 2 GHz

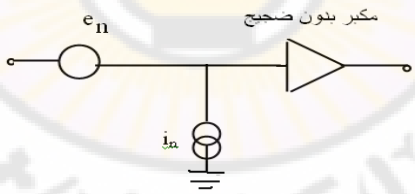
2-11 التصميم منخفض الضجيج Low - Noise Design

إن تصميم المهتزات منخفضة الضجيج أكثر تعقيدا من تصميم المكبرات عند أقل ضجيج ، لأن العنصر الفعال يعمل في المنطقة اللاخطية التي يصعب قياس مواصفات العنصر فيها .

في المكبرات ثنائية القطبية يعبر عن الضجيج بمنبع جهد ومنبع تيار كما هو مبين في الشكل (11 – 11) . عند مدخل المكبر عديم الضجيج .

الضجيج الحراري الناتج عن مقاومة انتشار القاعدة يعبر عنه بالعلاقة :

$$e_n = \sqrt{4KTr_bB} \qquad (15-11)$$



الشكل (11 – 11) الدارة المكافئة للضجيج عند مدخل المكبر

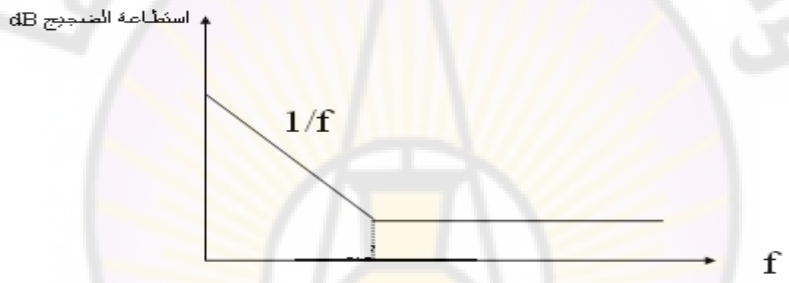
هذا المنبع للضجيج له استجابة ترددية مسطحة . منبع الضجيج i_n الناتج عن ضجيج القذف في تيار القاعدة يعطى بالعلاقة :

$$i_n = \sqrt{2qI_bB} \qquad (16-11)$$

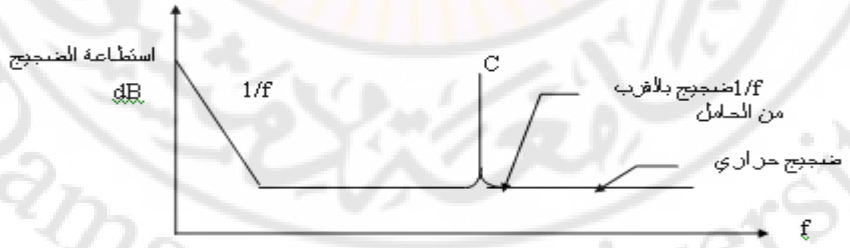
هذا الضجيج مترافق مع ضجيج 1/f .

بينما في ترانزستورات الأثر الحقلي فإن مولد الضجيج e_n له مركبا ت ضجيج 1/f بينما مولد الضجيج i_n غير موجود . هناك أجهزة مختلفة لقياس e_n و i_n بشكل مباشر دون الحاجة لتردد حامل ، وطرائق القياس تعطي مخطط ضجيج مبين في الشكل (11– 11) ، إذا أدخلت إشارة الحامل إلى المكبر نحصل على مخطط ضجيج موضح في الشكل (11– 12) . منابع الضجيج منخفضة التردد يمكن أن تؤثر على إزاحة الطور خلال المكبر مسببة ظهور طيف ضجيجي 1/f حول الحامل .

بما أن المهتز ما هو إلا مكبر مع تغذية خلفية ، فإنه بالإمكان دراسة الضجيج في المهتزات بمعرفة مقدار الضجيج المضاف نتيجة التغذية العكسية ، وباعتبار أن رقم ضجيج المكبر معرف بالعلاقة:



الشكل (11– 11) علاقة استطاعة الضجيج بالتردد في المكبر الترانزيستوري



الشكل (11– 12) علاقة الضجيج بالتردد في حالة وجود حامل

$$F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}} = \frac{N_{out}}{GKTB} \qquad (17-11)$$

$$N_{out} = FGKTB \qquad (18-11)$$

$$N_{in} = KTB \qquad (19-11)$$

حيث : N_{in} : هي الضجيج الكلي عند الدخل باعتبار الترانزيستور عديم الضجيج .

ومن علاقة الكثافة الطيفية للضجيج في المكبرات ، وأثر التغذية الخلفية عليها نحصل على العلاقة التالية التي تعبر عن الكثافة الطيفية للضجيج في المهتزات :

$$S_{\theta out}(f_m) = \left[1 + \frac{1}{f_m^2} \cdot \left(\frac{f_0}{2Q_L}\right)^2\right] \cdot S_{\theta in}(f_m) \qquad (20-11)$$

$$S_\theta(f_m) = \frac{FKTB}{P_{avs}}\left(1 + \frac{f_C}{f_m}\right)$$

حيث : Q_L عامل جودة دارة الرنين .

f_m : أعلى تردد ضجيج ناتج من المهتز .

والضجيج في المهتزات أربع ة أنواع : ضجيج 1/f أو ضجيج ارتجاج FM والضجيج FM الحراري وضجيج ارتجاج الطور والضجيج الحراري السطحي .

3-11 تصميم المهتزات عالية الاستطاعة High Power Designs

تعمل ترانزستورات المهتزات عالية الاستطاعة بالقرب من استطاعة خرجها الأعظمية وتقسم من حيث التشكيل إلى نوعين :

النوع البسيط في التصميم : الذي يستخدم ترانزستوراً وحيداً عالي الاستطاعة .

النوع المركب : المكون من مهتز متبوع بمكبر استطاعة مكون من عدة ترانزستورات متتالية وفائدة هذا المكبر عزل المهتز عن الحمل ، وتحسين ضجيج الخرج ، وتخفيض انزياح التردد عند تغيير ممانعة الحمل ، ولكن كلفته عالية وحجمه أكبر ومردوده أقل .

تصميم المهتزات عالية الاستطاعة مشبه تماماً لتصميم المكبرات ، من حيث استعمال نفس الترانزستور وعند نفس نقطة العمل التي تؤمن عن طريق جهد الانحياز dc ، ونفس المعاملات S للإشارات الكبيرة إن توفرت ، والاستطاعة المتوفرة عند الخرج هي ذاتها في الحالتين سواء كان مكبراً أم مهتزاً .

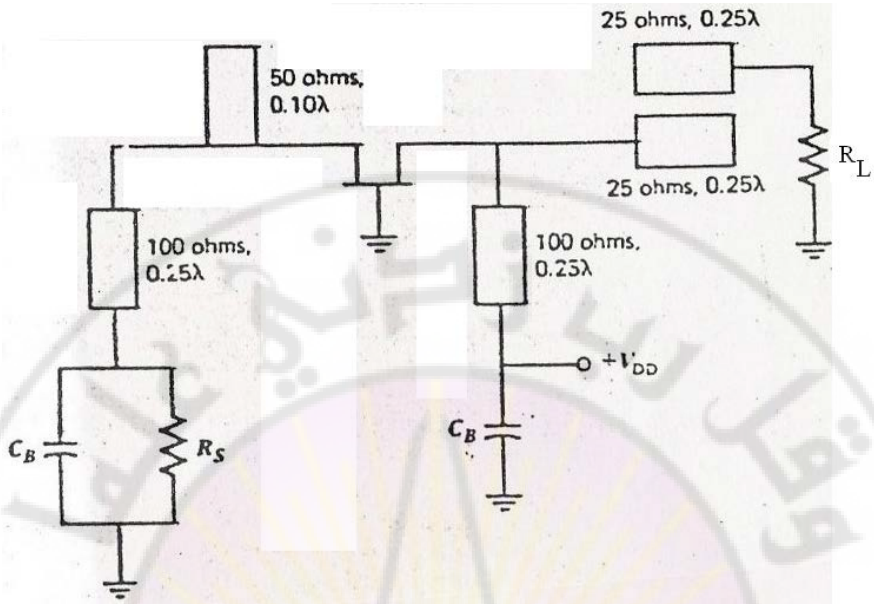
في المهتزات عالية الاستطاعة يتم تغذية جزء من الاستطاعة المتوفرة في الخرج إلى الدخل ، وهذه العملية تدعى تغذية خلفية ، يمكن أن تنجز بعناصر خارجية أو عناصر من داخل الترانزستور . ربح الحلقة المكونة من الكسب في الاتجاه الأمامي والتغذية الخلفية يساوي الواحد . ولكن ربح الترانزستور الأمامي S_{21} أكبر من الواحد ، لأن جزء اً من استطاعة خرج المهتز أصغر قليلاً من استطاعة خرج المكبر ، ولكن القيمة العظمى : $P_L - P_{in}$ نفسها في الحالتين .

<u>يجب أن تراعى عند تصميم المهتز عالي الاستطاعة النقاط التالية :</u>

– الترانزستور الذي يعمل تحت شروط الإشارات الكبيرة يتطلب شروط انحياز من النوع C وهذا يمكن أن يؤدي إلى اقتراب خط الحمل الديناميكي من منطقة العمل غير الآمنة ، مما يؤدي إلى تلف الترانزستور ، ويتم تلافي ذلك عن طريق مراقبة طيف الخرج عند زيادة جهد الانحياز ، فإذا ازداد الضجيج باستمرار مع ارتفاع جهد الانحياز يمكن أن يؤدي ذلك إلى تلف الترانزستور ، ولذلك يجب استعمال ترانزيستور باستطاعة أعلى .

– التأكد من أن دارة الانحياز متضمنة داخل التصميم . وعادة تستعمل دارات مشكلة من خطوط نقل عديمة الفقد . ولا ينصح باستعمال خانق الترددات العالية لأنه يقلل المردود نتيجة مقاومته الأومية . وخطوط الانحياز يجب أن يكون لها خواص ترشيح الترددات المنخفضة لتمنع الاهتزازات عند هذه الترددات .

– احتمال تغير مواصفات مهتز عالي الاستطاعة مع الزمن . فمثلا لا يمكن أن يعمل المهتز YIG عند استطاعة عالية بدون مكبر عزل ، بسبب نقصان عامل الجودة وارتفاع الضجيج . كما أن المهتز الذي يستعمل الثنائي المكثفي يمكن أن تحد الهرمونات المتولدة عنه عند الاستطاعات العالية من الاستجابة الترددية له ، ولتقليل أثر هذه الهرمونات ، أي يجب أن يعمل الترانزستور عند حد لا يتجاوز نوع A . يبين الشكل (11 – 13) مهتز استطاعة عالية يستعمل GaAs MESFET .



الشكل (11 – 13) مهتز عالي الاستطاعة (8 -11 GHz)
V_{DS} = 11 V ; I_{DS} = 0.5 I_{DSS}

يركب الترانزيستور على دارة شرائحية ، وتحسب المعاملات S له عند الإشارات الكبيرة في حالة القاعدة المشتركة من المعاملات S المعطاة في حالة الباعث المشترك .وهذه المعلومات تشتق في حالة التوافق المرافق للترانزستور عند المستوى المرغوب للإشارة وقياس ممانعة التوليف ، تستعمل ممانعة التوليف المرافقة عند الدخل والخرج للتعبير عن S_{11} و S_{22} . تقاس S_{12} و S_{21} للإشارات الصغيرة وتعدل عند الإشارات الكبيرة لكي تتوافق S_{21} مع قيمة ربح استطاعة النقل المقاسة للإشارات الكبيرة .

يظهر الشكل (11–14) تأثير الحمل عند الدخل r_G على عامل الانعكاس عند الخرج S_{22} للترانزستور DXL4640-P110 . تحت الشروط :

. f = 8 GHz ; V_{DS} =11 V I_{DS} =450 mA

هذا المخطط يوضح أن الخرج غير مستقر من أجل جميع الأحمال التحريضية ومعظم الأحمال السعوية . من أجل X_G = - j 25 Ω تصبح دارة الخرج مستقرة ، أي أن دارة الخرج ذات رنين ذاتي من أجل أي عامل دخل عديم الفقد .

القيمة المطلوبة لممانعة الحمل تحقق الشرط : $r_L . S_{22} = 1$ حوالي $12\ \Omega$ ، يمكن تأمينها بمحول ربع موجي ممانعته $25\ \Omega$. يحقق هذا التحويل برابط شرائحي طوله $\lambda/4$ وترابطه حرج . المخطط الكامل للمهتز مع دارة التوافق مبين في الشكل (11−13) ، تردد هذا المهتز يمكن أن يضبط بواسطة الخط الأبتر المفتوح والطول الحرج لمحول الممانعات . يعطي المهتز الناتج استطاعة 1 W عند الترددات (7-8 GHz) للترانزيستور DXL4640-P110 و 0.25 W عند الترددات (8-11 GHz) للترانزيستور DZXL4615A-P110 .وهو متوافق مع استطاعة خرج المكبر الذي يعمل بدارة المنبع المشترك حيث يعطي من 3 - 5 dB

الشكل (11−14) S_{22} كتابع لـr_G

يمكن تلخيص إجرائية تصميم المهتز عالي الاستطاعة بالخطوات التالية :

1 – اختيار ترانز يستور الاستطاعة المطلوبة الذي يمكنه أعطاء الاستطاعة اللازمة عند تردد العمل .

2 – اختيار نقطة العمل المطلوبة للصنف A للحصول على أعظم استطاعة خرج .

3 – من المعاملات S تحدد إعاقة الرنين عند الدخل .

4 – اختيار دارة الحمل التي تحقق $r_G . S`_{22} = 1$ ،

5 – فحص حالة الرنانة عند مستوى استطاعة العمل لكي لا تصل إلى التشبع .

6 – حساب حرارة الوصلة عند نقطة العمل المستمر .

بعد تصميم المهتز يجب قياس طيف الضجيج عند الخرج ، إذا كانت الهرمونات عالية نزيد جهد الانحياز dc أو نبحث عن ترانزيستور استطاعته أعلى . أما إذا كان طيف ضجيج الخرج عالي جداً نستعمل دارة رنين بجودة أعلى أو نصمم مهتزاً مع دارة مكبر استطاعة .

4-11 التصميم عريض الحزمة Broadband Design

يحتاج تصميم المهتزات عريضة الحزمة إلى عامل استقرار أقل من الواحد لجميع الترددات ، ويجب أن تكون الرنانة المستخدمة قابلة للتوليف الميكانيكي أو الكهربائي لكامل المجال المطلوب . إن أهم رنانة عريضة المجال هي YIG ، والرنانة التي تستعمل الثنائي المكثفي . يجب أن تكون هناك اعتبارات خاصة لدارة الحمل لضمان الاهتزاز على كامل المجال . وهذا ينجز برسم دارة الاستقرار في مستوى الخرج أي مستوى r_L عامل الانعكاس عند الخرج r_L يجب أن يقع في منطقة عدم الاستقرار لمجال التردد المطلوب .

إحدى طرق تصميم المهتزات عريضة المجال هي تصميم دارة الحمل على أساس قيمة ثابتة $S_{11} = 1.2$ وهذا يؤمن الاهتزاز في دارة الدخل ، بالإضافة إلى ذلك يجب أن يكون ربح الاستطاعة المنقولة $|S_{21}|$ للترانزستور تقريباً ثابتاً على كامل المجال الترددي . لقد ثبت تجريبياً أن نقصان $|S_{21}|$ السريع مع التردد يقابل هبوط في استطاعة الخرج مع زيادة التردد

إن متطلبات ثبوت عامل النقل للمهتزات مطلوب فقط إذا كان المطلوب الحصول على استطاعة خرج ثابتة .

طريقة أخرى للحصول على ثبوت في استطاعة الخرج هو استعمال مكبر عزل يعطي استطاعة ثابتة بالرغم من انخفاض عامل النقل مع التردد . عند تصميم المكبر تصمم دارة توافق الخرج ودارة التوافق بين المهتز والمضخم بحيث تعطي استطاعة خرج ثابتة .

تصميم المكبر العازل عريض المجال يتطلب تحقيق الشرط $S_{21} = 1.2$ وثبوت $|S_{21}|$ للمرحلتين .

سرعة توليف المهتز مهم أيضاً في التصميم . فمثلاً الرنانة YIG بطيئة نسبيا ، حيث تحتاج إلى أكثر من ميلي ثانية لإتمام دورة المسح والعودة ثانية للبداية . والرنانة التي تستخدم الثنائي السعوي أسرع وتحتاج إلى زمن من مرتبة النانو ثانية ، ولكنه يصل إلى مرحلة التشبع ببطء مما يؤدي إلى عدم انتظام توليف المهتز . وسبب ذلك هو إما الأثر الحراري أو سطح الثنائي وهذا يضاعف الزمن اللازم للتوليف ويحتاج إلى زمن (11 - 110 nS) .

محدودية عرض المجال للمهتز لا تتوقف على الترانزستور فقط وإنما على دارة التغذية الخلفية وعلى الرنانة المستعملة . والترانزيستور يمكنه الاهتزاز حتى f_{max} من حيث المبدأ ، ولذلك يمكنه الاهتزاز حتما بشكل جيد عند الترددات أقل من عدة أوكتافات من التردد الأعظمي . على سبيل المثال يجب أن يكون هناك أمكانية تحقيق مهتز ضمن المجال : (2 - 18 GHz) ، ولكن الصعوبة في التصميم هو المحافظة على عامل استقرار أصغر من الواحد لتأمين الاهتزاز على هذا المجال الترددي العريض .

11–5 تصميم المهتزات المعزولة Buffered Oscillator Design

يتألف المهتز المعزول من مهتز ترانز يستوري متبوعا بمكبر عازل ، كما هو مبين في الشكل (11–15) .

الشكل (11–15) مهتز معزول

هذا يسمح بتصميم المهتز عند مستوى استطاعة منخفض ، مما يقلل من طيف الضجيج، بينما يرفع المكبر مستوى الاستطاعة ويقلل أثر الحمل على تردد المهتز لأن المكبر يفصل الحمل عن الرنانة .

يمكن تلخيص تصميم المهتزات المعزولة بالخطوات التالية :

1 – فحص عامل الاستقرار لترانز يستور المهتز على كامل المجال الترددي ، وإضافة تغذية خلفية أن لزم الأمر لجعل $k < 1$.

2 – أثناء تصميم دارة التوافق M_2 مع الأخذ بالاعتبار ترانزيستور المكبر يجب أن تحقق جعل عامل الانعكاس عند الدخل $S_{11} > 1$ على كامل المجال الترددي .

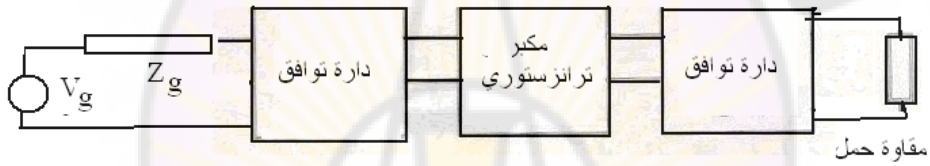
3 – شرط اهتزاز المدخل عند M_1 هو :

$$r_S \cdot S'_{11A} = 1$$

$$r_L \cdot S'_{22A} = 1$$

على كامل المجال الترددي ، هذا يتطلب رنانة يمكن توليفها كهربائياً أو ميكانيكياً .

4 – تحويل ترانزيستور المهتز إلى دارة مولد مكافئة وتصميم دارتي التوافق M_1 و M_2 لكسب ثابت أو مائل ، وهذا يعتمد على استطاعة خرج المهتز . هذه الخطوة موضحة في الشكل (11–16) .



الشكل (11–16) خطوتي تصميم المهتز المعزول

الإجراءات العامة لتصميم المهتزات المعزولة هي :

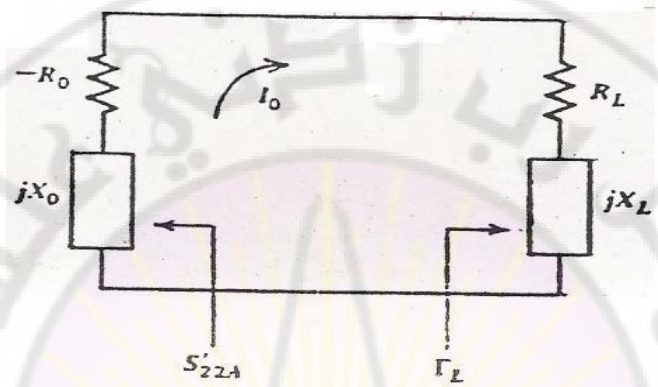
1 – تصميم دارة المهتز لحمل 50 Ω .

2 – تصميم دارة المكبر لممانعة مولد 50 Ω وممانعة حمل 50 Ω .

3 – وصل دارة المهتز بدارة المكبر .

هذه الخطوة تنجز إذا كان دخل المكبر 50 Ω تماماً . وهذا غير ممكن إذا كان المهتز عريض المجال . وهذا التصميم يماثل تصميم مكبر بمرحلتين ، حيث توفق كل مرحلة إلى 50 Ω ومن ثم توصل المرحلتان بالتتالي . ولكن عادة يوصى عند تصميم مكبر بمرحلتين أن يوفق خرج المرحلة الأولى مباشرة إلى دخل المرحلة الثانية دون اللجوء إلى توافق كل مرحلة إلى 50 Ω ، وهذا يعطي عرض مجال أفضل . ونفس المبدأ يفضل استخدامه في تصميم المهتزات المعزولة يوضح الشكل (11–17) الدارة المكافئة للمهتز . للحصول على استطاعة خرج ثابتة على كامل المجال الترددي ، يجب على المصمم فحص كل من I_0 و R_L بالنسبة للتردد ، إذا كان هذان المعاملان متناقصين مع التردد فإن استطاعة دخل المكبر

تنخفض بازدياد التردد ، ومن أجل التصميم عريض المجال من المفيد اختبار الثبوت التقريبي لهذين المعاملين مع التردد ، إذا ارتفعت R_L مع التردد فإن المكبر له منحني تكبير صاعد مع التردد ، والمهتز يمكن أن يتوقف عن العمل عند الترددات العالية من المجال .



الشكل (11−17) الدارة المكافئة للمهتز

الاستطاعة المتوفرة من المهتز تغذي المكبر ويمكن حسابها من الشكل (11−18) :

$$P_{avs} = I^2_0 \,.\, R_L$$

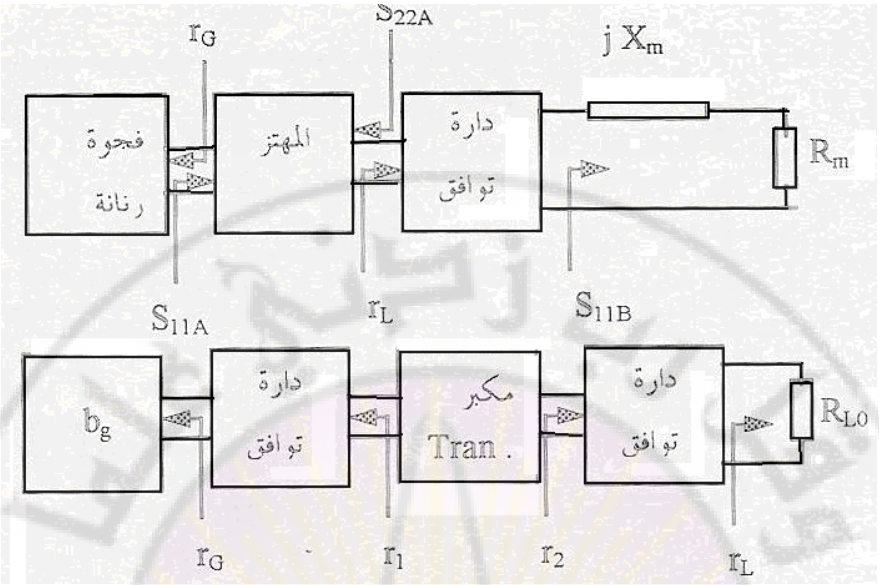
مشكلة مكبر العزل يمكن أن تعالج باستبدال المهتز بدارته المكافئة ، في هذه الحالة يمكن حساب ربح النقل للمكبر انطلاقاً من الشكل (11−18).يعطى ربح النقل بالعلاقة :

$$G_{tu} = \frac{P_{out}}{P_{iN}} = \frac{(1-|r_2|^2)\cdot|S_{21B}|^2\cdot(1-|r_1|^2)}{|(1-S_{22B}r_2)|^{2\cdot}\,|(1-S_{11B}r_1)|^{2\cdot}} \qquad (21-10)$$

وفي حالة التوافق المرافق نحصل على أعظم تضخيم :

$$G_{tu\,\max} = \frac{|S_{21B}|^2}{(1-|S_{22B}|^2)\cdot(1-|S_{11B}|^2)} \qquad (22-10)$$

هذا هو الربح الأعظمي الواجب الحصول عليه عند النهاية العظمى من المجال الترددي .



الشكل (11–18) تصميم مكبر العزل

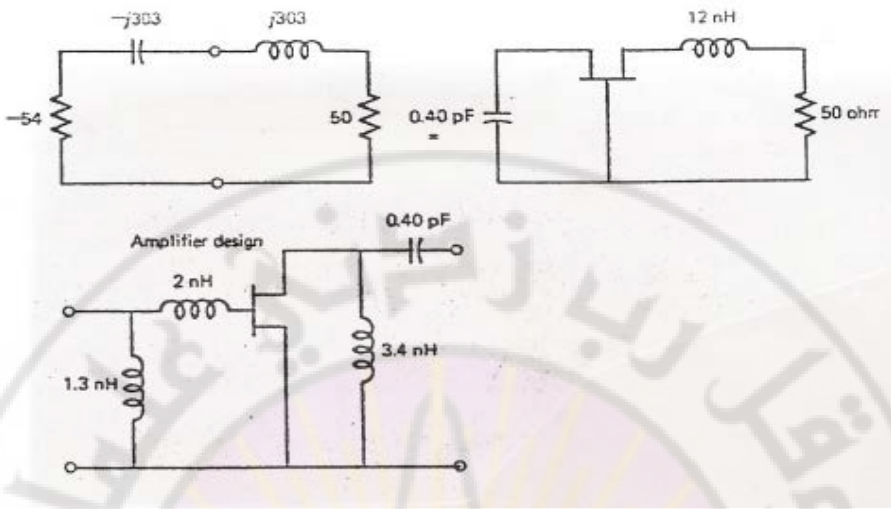
وفيما يلي نعرض مثالاً تصميمي اً ، باعتبار أن الترانز يستور MESFET ذا البوابة المشتركة يعمل كمهتز يتبعه مكبر عازل بمنبع مشترك ، ومعاملات S لحالتي الوصل معطاة في الجدول رقم (11–3) .

منبع مشترك	بوابة مشتركة	نقطة العمل
$S_{11} = 0.83\angle -67^O$	$S_{11} = 0.20\angle -180^O$	$V_{DS} = 6.0$ V
$S_{21} = 2.16\angle 119^O$	$S_{21} = 1.20\angle -24^O$	$I_{DS} = 30$ mA
$S_{12} = 0.07\angle 61^O$	$S_{12} = 0.146\angle 25^O$	$V_{GS} = -3$ V
$S_{22} = 0.66\angle -23^O$	$S_{22} = 0.92\angle -14^O$	
K = 0.66	K = 0.69	f = 4 GHz

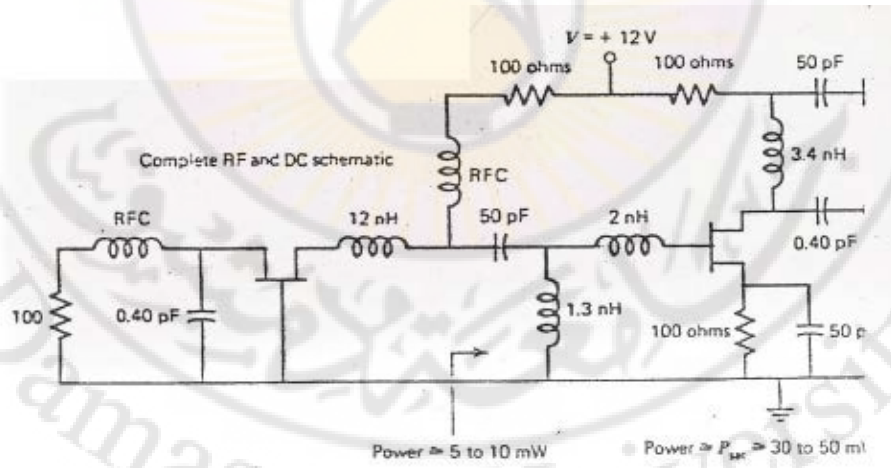
حساب S_{22} للترانزيستور في حالة القاعدة المشتركة عند حمل مقداره : $j\ 110\ \Omega$ - أي (0.40 pF) له القيمة التالية : $S_{22} = 1.06 \angle -18^o$

$$Z_{out} = (-54 - j\ 303)\ \Omega$$

ممانعة الحمل المطلوبة هي : $(50 + j\ 303)\ \Omega$ التي يمكن تحقيقها بملف قيمته : 12 nH موصول على التسلسل مع مقاومة $50\ \Omega$.ودارة المهتز موضحة في الشكل (11–19)



الشكل (11−19) تصميم دارة المهتز والمكبر



الشكل (11−20) دارة مهتز معزول عند 4 GHz

يصمم المكبر باعتبار أن $S_{12} = 0$ ونصل على تكبير أعظمي مقداره : 14.9 dB والدارة الكلية موضحة في الشكل (11–20).بالإضافة إلى دارة الانحياز .

11–6 دارات المهتزات العملية Practical Oscillator Circuits

يوجد ثلاثة أنواع أساسية من المهتزات وهي :

1 – مهتزات ثابتة التوليف .

2 – مهتزات YIG ذات التوليف المغناطيسي .

3 – مهتزات مولفة بالجهد تستخدم الثنائيات السعوية (الفاراكتورات) .

في المهتزات الثابتة تستعمل دارة رنين عالية الجودة أو تغذية خلفية لتحقيق التوليف عند التردد المطلوب ، في هذه المهتزات الثابتة يستخدم نمط التردد المنخفض لتحقيق العمل المستقر .هناك أنواع متعددة من المهتزات التي تستعمل التغذية الخلفية ، فإذا كانت مكونة من ملف تدعى مهتزات (Armsrong & Hartly) وإذا احتوت دارة التغذية الخلفية على مكثف دعيت مهتزات (Colpitts & Clapp) . وتستخدم هذه المهتزات في الترددات العالية ولكن استعمالها في الموجات الميكروية نادراً بسبب صعوبة تشكيل الملفات والمكثفات أن لم نقل تعذر تحقيقيهما .

مثال على المهتزات الميكروية الثابتة موضح في الشكل (11–21) حيث يوصل رابط اتجاهي مع مكبر ليحقق ربحاً صافياً مساوياً الواحد مع دارة التغذية الخلفية. والإزاحة في الطور في دارة التغذية الخلفية يجب أن تكون من مضاعفات 2π عند تردد الرنين ، وتستعمل عادة فجوة رنانة عازلة في دارة التغذية الخلفية لتعطي إزاحة كبيرة في الطور عند التردد المطلوب .

المهتزات YIG المولفة مغناطيسياً المبينة في الشكل (11–22) نحصل منها على استطاعة خرج عند المجمع ، يمكن تصميم هذا المهتز بدارة قاعدة مشتركة أو باعث مشترك، ولكن دارة القاعد المشتركة هي الشائعة الاستخدام لأن تحقيق التغذية الخلفية فيها أسهل ، فزيادة الملف المتصل بالقاعدة يصبح الترانزستور مستقراً شرطياً عند الترددات المنخفضة .

خطوات تصميم مهتز YIG عريض المجال باستعمال المعاملات S للإشارات الصغيرة هي

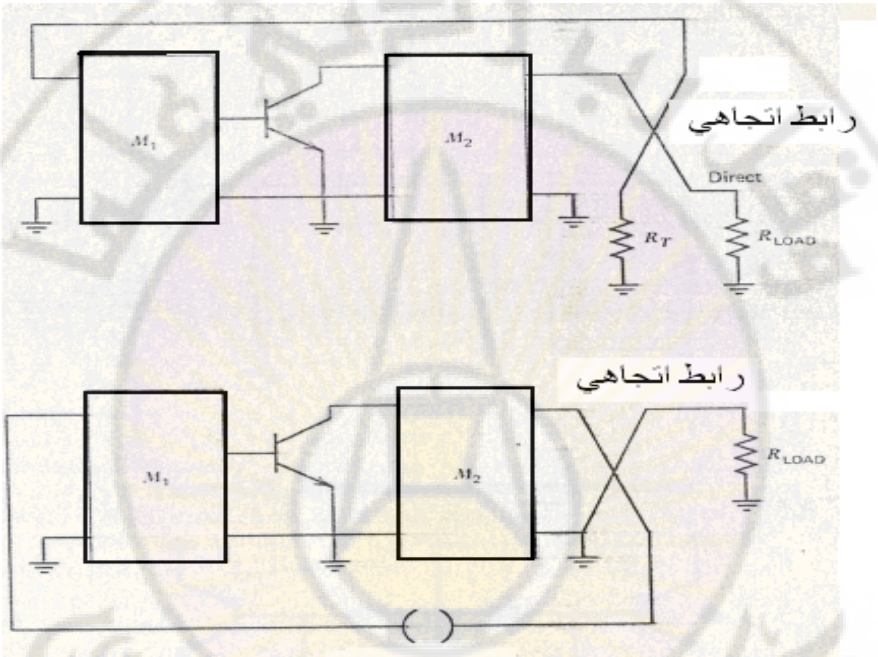
1 – نختار حثية القاعدة بحيث نجعل $K < 1$ على كامل المجال الترددي المطلوب .

2 – نختار رنانة YIG عالية الجودة وذات رنين تفرعي .

3 – عند كل تردد نجد قيمة عامل انعكاس الحمل r_L الذي يحقق شرط الاهتزاز : $S_{22}\, r_L = 1$ وهذا العامل محدد بمنطقة من مستوى مخطط سميث الذي يسمح بالاهتزاز .

4 – نحلل دارة التوافق M_1 بحيث تؤمن عامل الانعكاس r_2 المطلوب لكامل المجال الترددي للمهتز .

5 – نحاول تأمين ثبوت $|S_{21}|$ مع التردد للحصول على استطاعة خرج ثابتة ، وهذا قد يتطلب إضافة مكبر عازل .



الشكل (11–21) مهتز ثابت باستعمال مكبر مع رابط اتجاهي

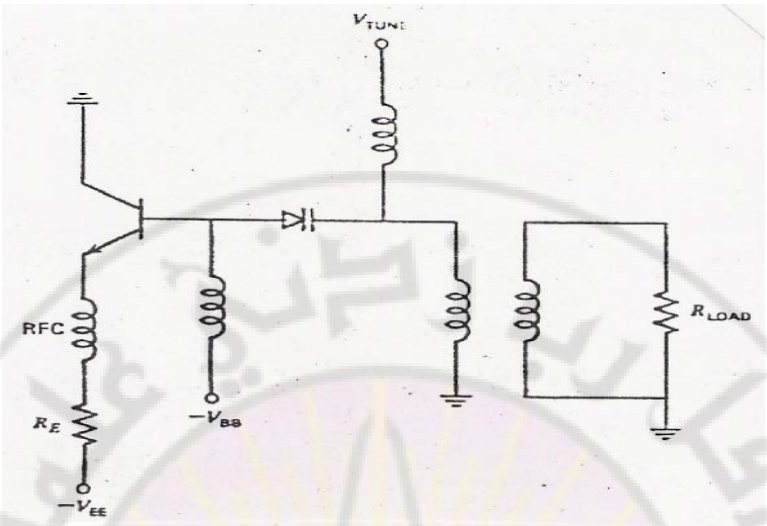
الممانعة التي يبديها الباعث تحريضية ولهذا يجب أن يكون للرنانة YIG إعاقة سعوية لتحقيق الاهتزاز. إذا ظهرت للرنانة YIG إعاقة سعوية عند مدخل الترانزستور يمكن أن يهتز مع حثية حلقة ترابط الرنانة بشكل مستقل عن توليفها . لمنع حدوث هذه الظاهرة يجب تقليل حثية الحلقة أو إعادة تصميم المهتز من أجل ممانعة دخل حثية.

الشكل (11–22) مهتز قاعدة مشتركة مولف بـ YIG

النوع الثالث من المهتزات هو المولف بالجهد الكهربائي باستخدام الفاركتور . فالجهد الكهربائي يغير سعة الفاركتور الموضوع في دارة رنين مما يؤدي إلى تغيير تردد رنين هذه الدارة . هذه الطريقة تتمتع بسرعة توليف من مرتبة 1μS أو أقل ، ولكن عامل جودة الفاركتور منخفضة وذات توليف غير خطي وعرض مجالها ضيق وذات ضجيج FM عال بالقرب من التردد الحامل .

دارة نموذجية لمهتز عريض المجال مولف بالفاركتور مبينة في الشكل (11–23). دارة الباعث مفتوحة تقريباً ، والرنين يحدث من جراء السعة بين القاعدة والمجمع المربوطة تسلسليا مع الفاركتور وإعاقة الحمل . تتميز هذه الدارة بأن سعة الفاركتور الصغيرة يمكنها توليف سعة الترانزستور الكبيرة لأنها على التسلسل ، ولهذا يمكن التحكم بمجال ترددي عريض . ومجمع الترانزستور موصول مباشرة بالأرض لتبديد الحرارة .

يمكن للمهتز عريض المجال المتحكم به بالفاركتور أن يستخدم زوج من الترانزستورات كما هو مبين في الشكل (11–24) . هذه الدارة تعمل عند النمط الأساس إذا كان الترابط حثي عند الحمل ، وتعمل بالنمط المضاعف إذا كان الترابط سعوي اً عند الخرج . الممانعة العالية عند الباعث تعطي مقاومة سالبة عند المأخذ قاعدة – مجمع .



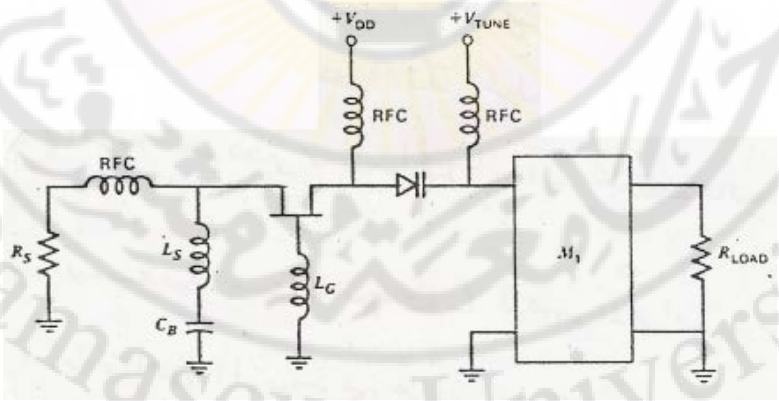
الشكل (11-23) مهتز عريض المجال مولف بفاراكتور

الشكل (11-24) مهتز بترانزيستورين عريض المجال مولف بالفاراكتور

في النمط المضاعف تدعي هذه الدارة دارة دفع (PUSH- PUSH) حيث يعمل الترانزيستور الأول Q_1 بنبضة تيار خلال النصف الأول من الدورة ، بينما يعمل الترانزيستور الثاني Q_2 بنبضة تيار أخرى خلال النصف الثاني من الدورة ، لهذا فإن التردد المضاعف أو الهرمونة الثانية تضخم بشكل كبير في الخرج ، أما في النمط الأساس فإن هذه الدارة دارة دفع وجذب (PUSH - PULL) .

نلاحظ أن الاستطاعة التي نحصل عليها تساوي ضعف الاستطاعة التي نحصل عليها من ترانزستور مفرد ، يمكن استعمال فار اكتورين مختلفين لمثل هذه الدارات ولكن الاستطاعة التي نحصل عليها تكون أقل من حالة تماثل الفاراكتورين .

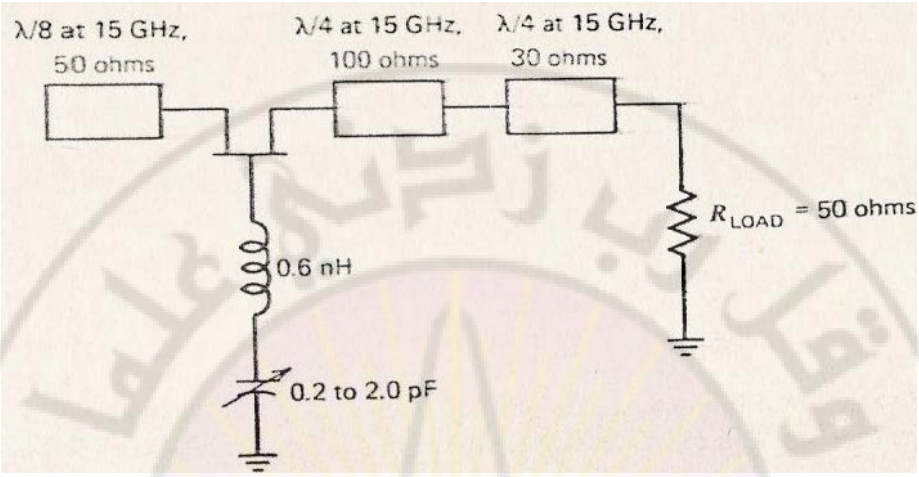
يوضح الشكل (11–25) دارة مهتز ملحن بالفار اكتور حيث يستعمل GaAs MESFET ، الفاركتور موصل على التسلسل مع دارة المصرف ، أما في الشكل (11–26) فيبين أن الفاركتور موصل على التسلسل مع البوابة . في كلتي الحالتين نحصل في دارة المصرف على استطاعة الخرج .عندما نستعمل FET متوسط الاستطاعة طول بوابته 1200 μm نحصل في الخرج على استطاعة مقدارها : mW (200 - 50) على المجال الترددي : (8 - 11.5 GHz) ، شكل (11–25) أو (8 - 13 GHz) ، شكل (11–26) .



الشكل (11–25) تصميم VCO الفاراكتور في المصرف

الشكل (11–26) تصميم VCO الفاراكتور في البوابة

لتصميم مهتز عريض المجال كما هو مبين بالشكل (11–27) يعمل ضمن المجال :
(9 - 18 GHz) مولف بالفاراكتور باستعمال GaAs MESFET طول بوابته : 30 µm
نختار ممانعة الحمل الصغيرة والمناسبة عند الترددات العالية ، ونختبر تغير زاوية S_{11} مع التردد ، يتطلب جعل S_{11} أكبر من الواحد إضافة إعاقة تحريضية عند البوابة . فيهتز الترانزستور عند التردد 17 GHz بخط نقل مفتوح وإعاقة تحريضية $L_s = 0.2$ nH ، ويهتز عند التردد 11 GHz بنفس الخط المفتوح ولكن قيمة الإعاقة : $L_S = 1.2$ nH . يجب تصميم الفاركتور والإعاقة التسلسلية بحيث تحقق شرط الاهتزاز.
والمهتز المصمم بهذه الطريقة يعطي : 11mW في المجال الترددي (11 – 17 GHz).
بشكل مختصر تصميم المهتزات الثابتة أو المولفة مغناطيسيا أو كهربائياً تعتمد على متطلبات النظام ، ويتم التصميم باستعمال المعاملات S للإشارات الصغيرة ، وتحدد استطاعة الخرج بجهود الانحياز واستطاعة التشبع للدارة المستعملة ، وتعتمد تسمية المهتز على نوع التغذية العكسية المستخدمة.



الشكل (11–27) مهتز في المجال ku متحكم به بالجهد

الفصل الثاني عشر

محلل الشبكات الشعاعي

Vector Network Analyzer (VNA)

12- متطلبات مخبر الأمواج الميكروية

قياس خوص الدارات الميكروية أصعب بكثير من قياس خواص الدارات التي تعمل عند الترددات المنخفضة ، ويمكن ذكر نقاط الاختلاف الأربع التالية :

1 – يستخدم محلل الشبكات الشعاع لقياس المحددات S . أفضل من استخدام الأجهزة التقليدية لقياس الجهود والتيارات .

2 – يجب تحقيق الوصل الدقيق للحصول على دقة كافية لعملية القياس ، وإمكانية أعادة العملية دون حدوث تغيير في النتائج .

3 – تستعمل أدوات خاصة لتثبيت الموصلات المحورية .

4 – من الضروري تحقيق العزل الكهربائي ، وتامين تأريض جيد للتجهيزات وللعناصر التي تعمل عليها .

يستعمل محلل الشبكات الشعاعي VNA لإجراء جميع القياسات المطلوبة ، وهذا المحلل يعمل ضمن مجال ترددي معين حسب نوعه والشركة المصنعة له ، ويستعمل موجة جيبية أثناء القياس. يقيس هذا الجهاز كلاً من مطال وطور المحددات S ؛ حيث تعتبر المحددات S هي معاملات انعكاس ومعاملات نقل لثنائي المآخذ

تستخدم الموصلات SMA لوصل العناصر الميكروية مع جهاز القياس ، ويجب عدم لمس نقاط تماس هذه الموصلات باليد ، ويجب استعمال مفاتيح خاصة لفك وتركيب هذه الموصلات لكي لا تتعرض للتلف .

ويجب أن تراعى الإجراءات التالية أثناء الفك والتركيب:

- تأكد من أنك مؤرض
- تأكد من خلو الموصلات في أماكن التوصيل من مواد معدنية أو صلبة صغيرة أو أوساخ.
- ثبت بلطف الموصلات حتى تشعر بوجود مقاومة ، ويمكن بسهولة معرفة فيما إذا كانت قد ركبت بشكل صحيح قبل شدها بالمفاتيح الخاصة.
- لا تلوي أو تلف الكبل المحوري أكثر من اللازم.

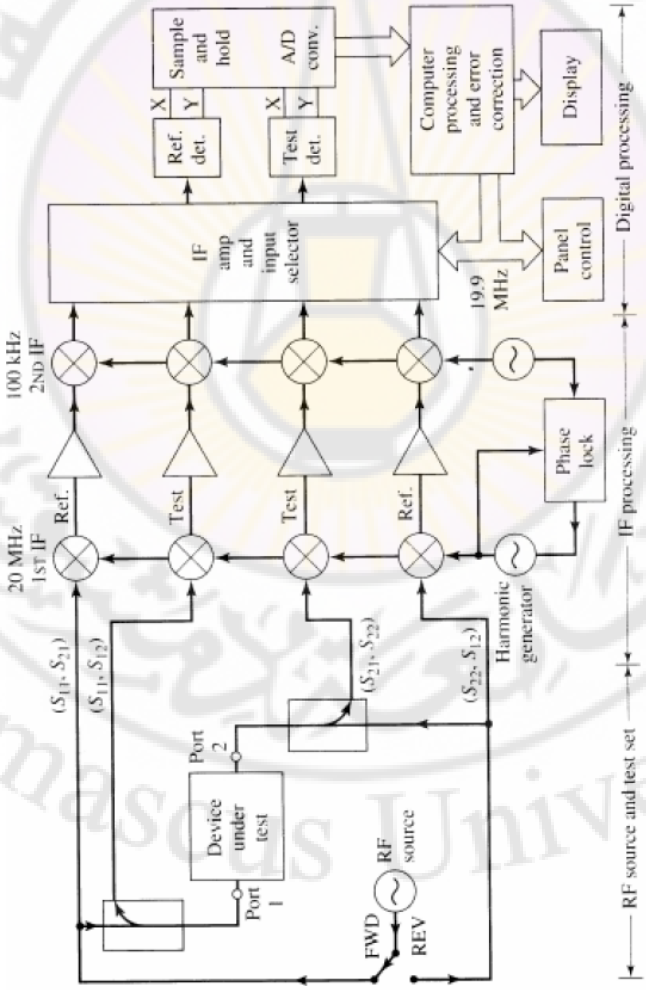
إذا شعرت بوجود مقاومة مباشرة فك الوصلة وأعد تركيبها ثانية ، لأن استعمال القوة في الوصل يمكن أن يؤدي إلى تلفها .

12-1 مكونات محلل الطيف الشعاعي

محلل الطيف جهاز يستطيع قياس المحددات S على مجال واسع من الترددات ويوجد نوعين من محللات الطيف هما :

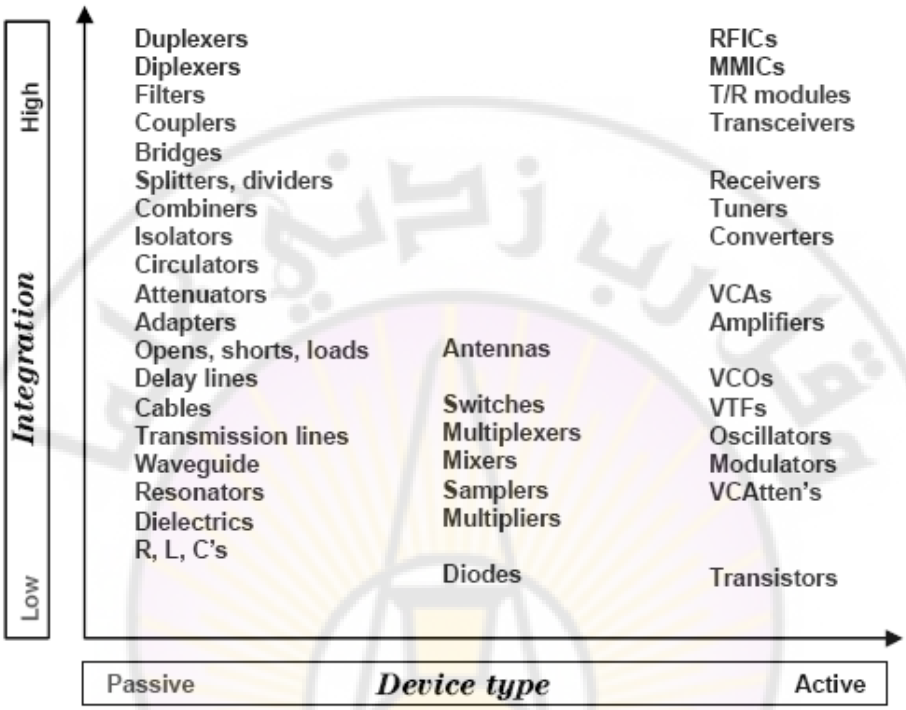
1 – محلل الطيف العددي Scalar network analyzer . يقيس فقط مطال المحددات S

2 – محلل الطيف الشعاعي Vector network analyzer . يقيس كلاً من مطال وطور المحددات S . وهذا الجهاز أغلى بكثير من الجهاز الأول. يتكون VNA بشكل أساسي من مرسل ومستقبل مع إمكانية سريعة لمعالجة الإشارة . والمخطط الصندوقي لـ VNA النموذجي مبين بالشكل (12 – 1).



الشكل (١٢ - ١) المخطط الصندوقي لمحلل الطيف الشعاع

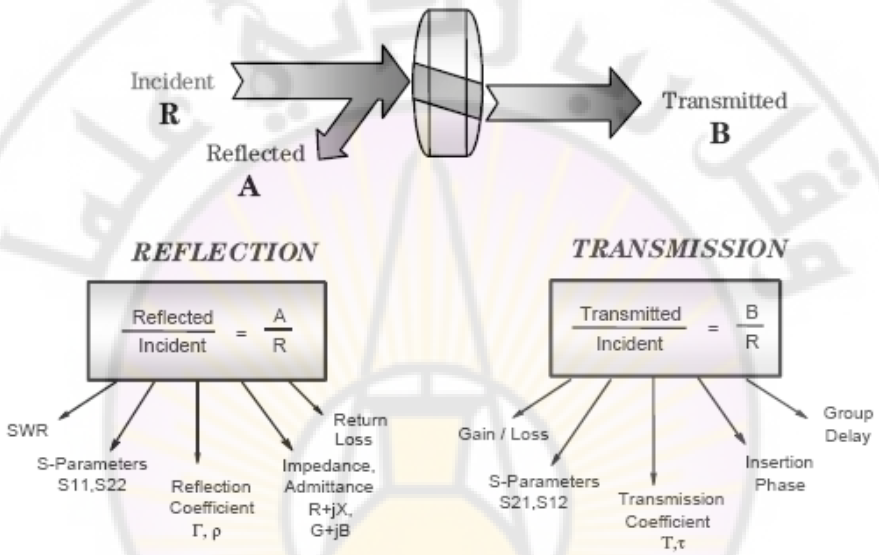
يمكن لمحلل الشبكات قياس واختبار خواص العناصر المذكورة في الجدول التالي :



لا يمكن اختبار خواص جميع العناصر بجهاز قياس واحد ، وإنما تستعمل مجموعة من أجهزة القياس المختلفة لمعرفة خواص العناصر الميكروية وجودة عملها وفيما يلي نذكر بعض الأجهزة الممكن استعمالها وهي :

84000	HP 84000 high-volume RFIC tester
Ded. Testers	Dedicated (usually one-box) testers
VSA	Vector signal analyzer
SA	Spectrum analyzer
VNA	Vector network analyzer
TG/SA	Tracking generator/spectrum analyzer
SNA	Scalar network analyzer
NF Mtr.	Noise-figure meter
Imped. An.	Impedance analyzer (LCR meter)
Power Mtr.	Power meter
Det./Scope	Diode detector/oscilloscope

من خلال قياس كل من الإشارة الواردة والمنعكسة والمنقولة يمكن استنتاج معظم خواص الجهاز تحت الاختبار Device under test (DUT) كما هو مبين بالشكل (12 – 2)



الشكل (12 – 2) قياس خواص العنصر تحت الاختبار

كما هو معروف فإن قياس المحددات S لا تحتاج إلى القصر والفتح الذي يؤدي إلى عدم استقرار الدارات التي تحوي عناصر فعالة ، كما أن عملية القياس تتم بطريقة قياس النسب بين القيم للحصول على الربح – التخامد – معاملات الانعكاس . يمكن استنتاج المحددات Z , Y & H إذا لزم الأمر من المحددات S . واستيراد ملفات المحددات S من عملية القياس إلى أدوات النمذجة الإلكترونية .

يتم قياس المحددات S بتوصيل الجهاز DUT كما هو مبين بالشكل (12 – 3) .

الشكل (12 – 3) قياس المحددات S

يبين الشكل (12 – 4) المخطط الصندوقي العام لمحلل الشبكات الشعاعي المكون بشكل أساسي من : منبع الإشارة الميكروية Source – أجهزة فصل الإشارة Signal separation – مستقبل مجهز – معالج ووحدة إظهار نتائج القياس.

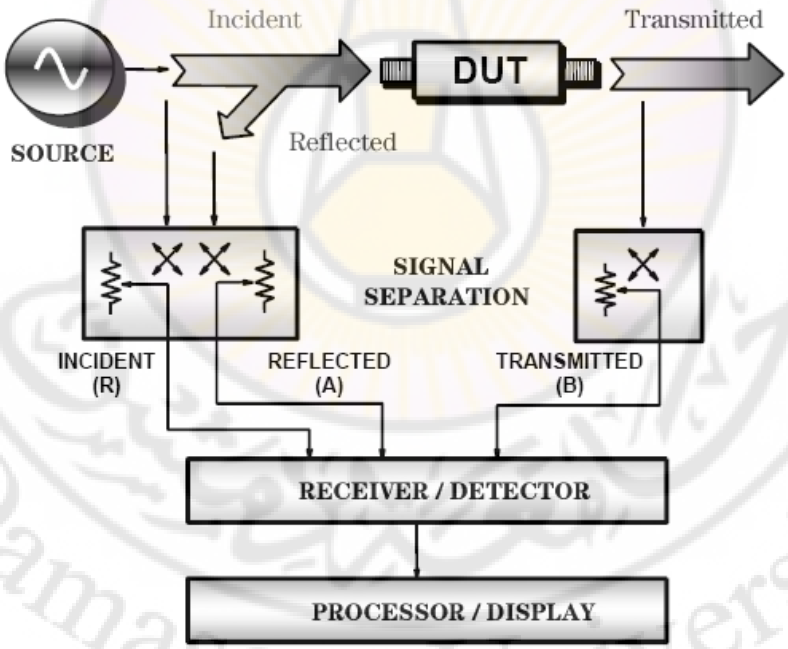
هناك نوعان أساسيان من مجموعة الاختبار المستعملة في محلل الشبكات كما هو مبين بالشكل (12 – 5) وهما :

في مجموعة اختبار النقل والانعكاس T/R ، تخرج الإشارة دائما من المأخذ 1 حيث يوصل إلى DUT لقياس الانعكاس أو النقل بينما يوصل المستقبل إلى المأخذ 2 عن طريق المفتاح B لقياس البقل أو يوصل إلى A لقياس الانعكاس ، وعندما يراد اختبار الانعكاس عند المأخذ الثاني ومعامل النقل العكسي يجب فك DUT وتركيبه بشكل معاكس ، وهذه الطريقة تحتوي فقط على إمكانية تعيير واحدة ، وبالتالي تعطي دقة أقل من الطريقة الثانية ، ولكنها أكثر اقتصادية .

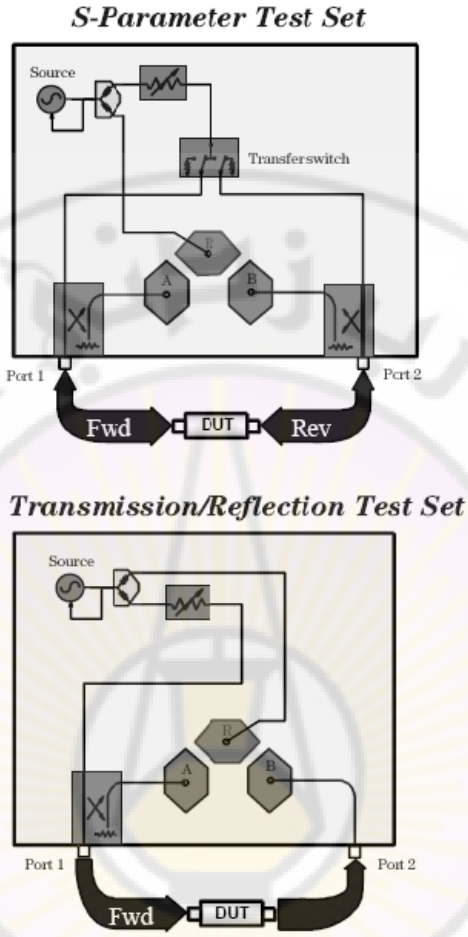
أما مجموعة اختبار المحددات S الموضحة بنفس الشكل فتسمح بقياس خواص الجهاز المختبر في الاتجاهين الأمامي والعكسي بآن واحد . لكي تعطي المحددات S الأربعة .

فإشارة RF تأتي من مأخذي جهاز الاختبار كما أن المستقبل يمكن أن يوصل إلى أي مأخذ اختبار ، تسمح مجموعة قياس المحددات S من تصحيح الأخطاء المرتكبة أثناء القياس . وتعطي دقة أعلى ولكنها غالية الثمن .

يوجد نوعان مختلفان من مفاتيح النقل الممكن استخدامها في مجموعة اختبار المحددات S الميكانيكية أو الصلبة (المصنعة من أنصاف نواقل) Solid-state ، وتتمتع المفاتيح الصلبة بعمر استخدام أطول ولكنها ذات ضياع وبالتالي تقلل الاستطاعة التي تغذي DUT ، بينما المفاتيح الميكانيكية فهي قليلة الضياع وبالتالي تسمح بتغذية الجهاز المختبر باستطاعة أكبر ولكنها سريعة الإهتراء . في محللات الطيف التي تستعمل المفاتيح الميكانيكية تتم القياسات بنمط المسح وبالتالي لا نضطر لتغيير المفتاح باستمرار .



الشكل (12 – 4) المخطط الصندوقي لمحلل الشبكات



الشكل (12 – 5) مجموعتي الاختبار المستعملة في المحلل

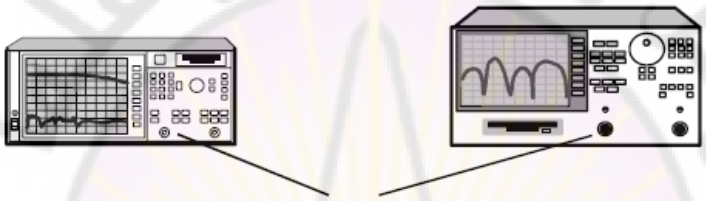
وفيما يلي سنستعرض باختصار مكونات محلل الشبكة الشعاعي .

1 – مولد الإشارة الميكروية Source

يقوم مولد الإشارة الميكروية بتأمين الإشارة الميكروية اللازمة لاختبار النظام ومنحني الاستجابة له ، يمكن استعمال المسح الترددي أو مسح مستوى استطاعة الخرج ، وعادة محللات الشبكة تستعمل مولدات إشارة منفصلة ، ومولد الإشارة يعتمد على مهتزات متحكم بها بجهد الحلقة المفتوحة (VCOs) ، منها الأنواع الرخيصة ومنها الغالية التي تؤمن اختبارات عالية الجودة وخاصة قياس خواص الأجهزة ضيقة المجال ، ولكن معظم محللات الطيف

الحديثة تحتوي في هذه الأيام مولد الإشارة الميكروية داخلها كما هو مبين بالشكل (12 – 6) خواص وشكل مولد الإشارة الميكروية .

- Supplies stimulus for system
- Swept frequency or power
- Traditionally NAs used separate source
  - Open-loop VCOs
  - Synthesized sweepers
- Most HP analyzers sold today have integrated, synthesized sources



الشكل (12 – 6) مولد الإشارة الميكروية

2 – فاصل الإشارة : يقوم هذا العنصر بوظيفتين تحققان بمكونات مادية ، الوظيفة الأولى هي قياس جزء من الإشارة الواردة واعتبره قيمة مرجعية لعملية النسب اللاحقة المطلوبة لقياس المحددات S ، ويتم تحقيق ذلك بمقسم استطاعة الذي يحتوي عناصر أومية أو رابطاً اتجاهياً عريض المجال الترددي ويتمتع بفقد عبور قليل جدا خلال المأخذ الرئيس ، وعزل جيد واتجاهية عالية .

أما الوظيفة الثانية فهي فصل الإشارة الواردة عن المنعكسة عند مدخل الجهاز المراد اختباره ويعتبر الرابط الاتجاهي عنصراً مثالياً لتحقيق ذلك ، لأنه يتمتع بفقد أمامي قليل وعزل خلفي مرتفع ، ولكن بسبب صعوبة تحقيق الرابط عريض المجال تستخدم عادة الجسور Bridges وظيفة فاصل الإشارة:

Serves two purposes:

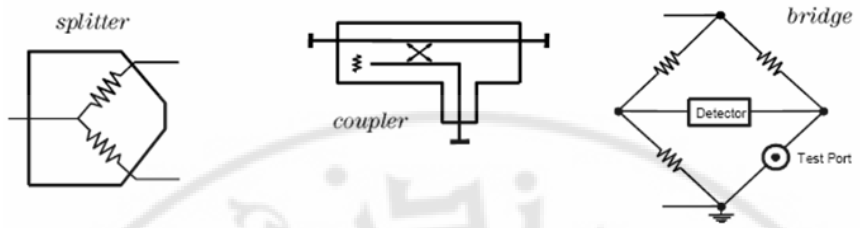
➡ ***Measures incident signal for reference***

- قياس الموجة الواردة باعتباره إشارة مرجعية

➡ ***Separates incident and reflected signals***

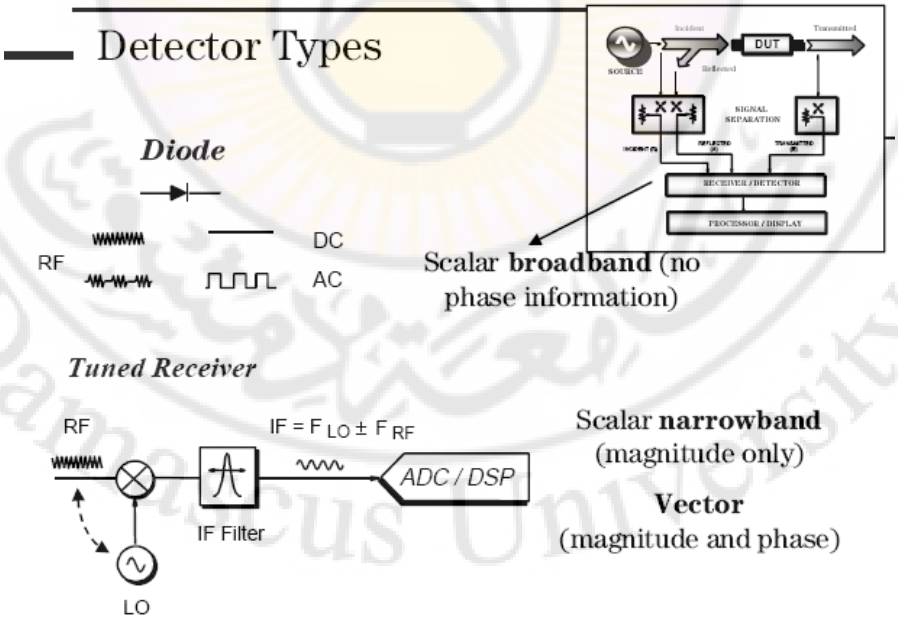
- فصل الموجة الواردة عن المنعكسة

ويبين الشكل (12 – 7) مكونات هذا الفاصل :



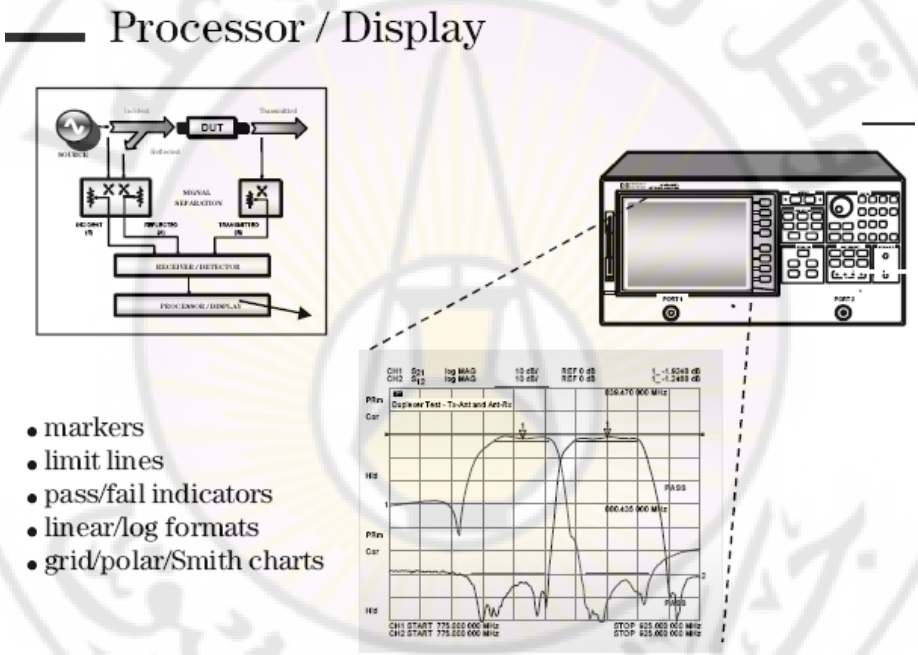
الشكل (12 – 7) فاصل الإشارة

3 – كواشف الإشارة : يقوم الكاشف بتحويل الإشارة الميكروية غير المعدلة إلى تيار مستمر بينما يقوم بكشف غلاف الموجة للإشارة المعدلة سعوياً . يقوم المستقبل بمزج إشارة RF مع إشارة مهتز محلي للحصول على تردد متوسط IF ؛ حيث تكبر هذه الإشارة بعد تمريرها على مرشح حزمة ترددات وبالتالي يكون التكبير أسهل وأكثر خطياً ، وفي محللات الطيف الحديثة يستخدم مبدل ADC ومعالج رقمي DSP لاستخلاص معلومات مطال وطور إشارة التردد المتوسط IF . ويبين الشكل (12 – 8) الكاشف في محلل الشبكات.



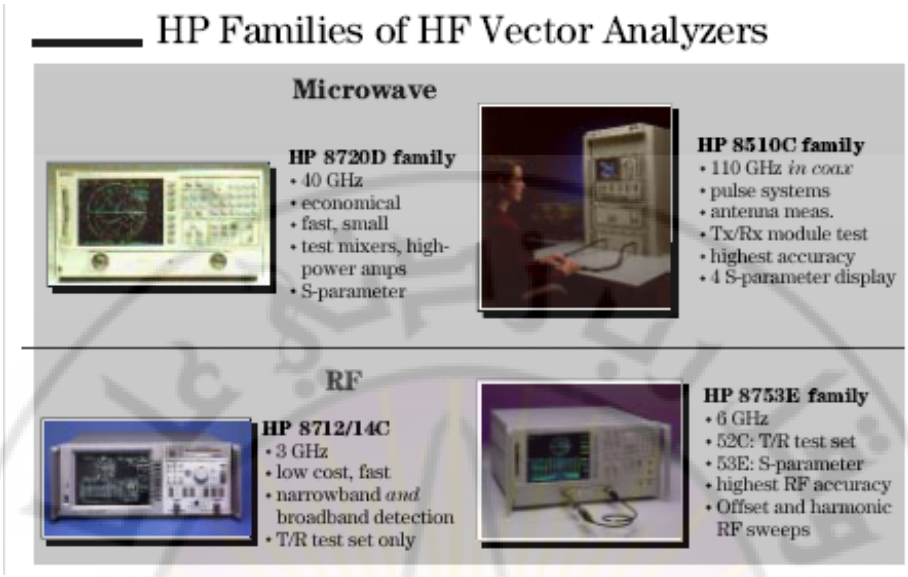
الشكل (12 – 8) أنواع كواشف الإشارة الميكروية

4 – معالج ووحدة الإظهار لحساب وإظهار نتائج القياس : يتم في هذه الوحدة معالجة معلومات الانعكاس والنقل وإظهارها بشكل يمكن أن نقرأ النتائج بسهولة ، وشاشة الإظهار يمكن أن تكون خطية أو لوغارتمية التدريج ، ومجهزة بمخطط قطبي أو بمخطط سميث ، بالإضافة إلى إشارات إعلام وخطوط ثابتة بالإضافة إلى إشارة اختبار تبين أن القياس صحيح أو خاطئ كما هو مبين بالشكل (12 – 9) .

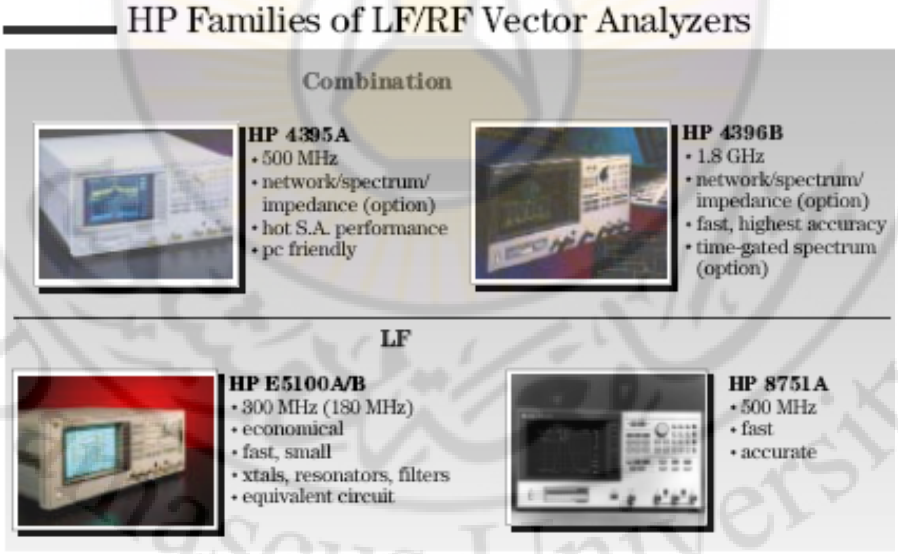


الشكل (12 – 9) وحدة المعالجة والإظهار

يظهر الشكلان (12 – 10 و 11) محللات الشبكة من إنتاج شركة HP مبينا عليها خواصها بشكل عام وخاصة المجال الترددي التي تعمل عليه القياسات الممكن إجراؤها .



الشكل (12 – 10) محلل شبكات



الشكل (12 – 11) محلل شبكات

12–2 نمذجة الأخطاء وقياسها

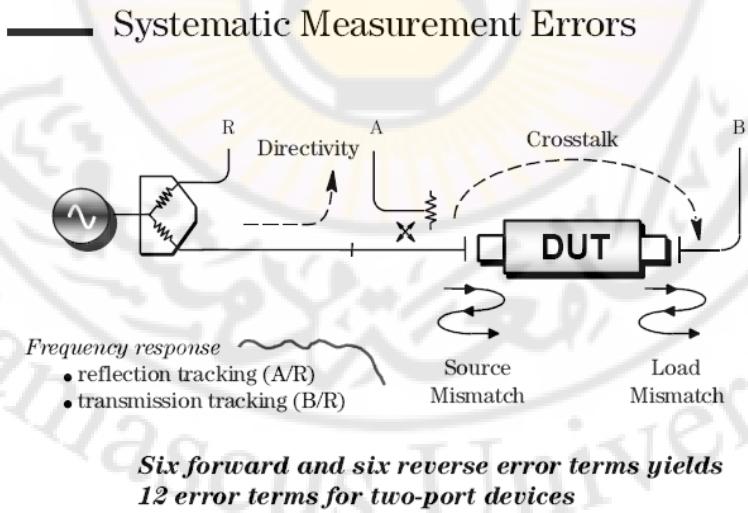
في أنظمة القياس يمكن التمييز بين ثلاثة أنواع من الأخطاء وهي :

1 – الأخطاء النظامية systematic : تنتج هذه الأخطاء من العيب في محلل الطيف أو مجموعة الاختبار ، ويفترض أن لا يتغير مع الزمن ، ويمكن تصحيحه من خلال عملية المعايرة وإزالته رياضياً خلال عملية القياس .

2 – الأخطاء العشوائية Random : وهذا الخطأ غير قابل للكشف لأنه يتغير مع الزمن بشكل عشوائي ، وبالتالي لا يمكن إزالته بالمعايرة ،

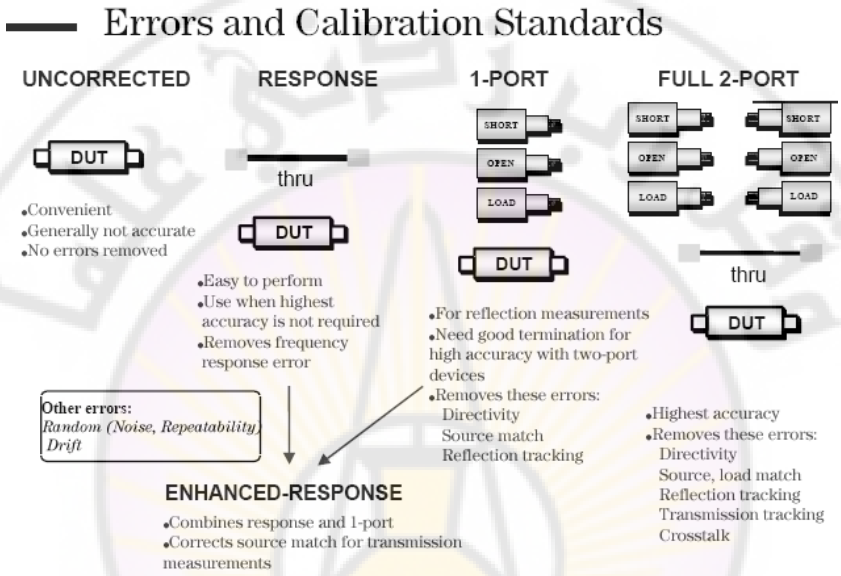
3 – أخطاء الإنزياح : تنتج عن تغيير في عمل محلل الطيف أو الجهاز المختبر بعد عملية المعايرة ، وسببه الأساسي التغير في درجة الحرارة ويمكن أن يزال بمعايرة إضافية .

يبين الشكل (12 – 12) الأخطاء النظامية الرئيسة المصاحبة لقياس شبكة ثنائية المآخذ ، والأخطاء ناتجة عن الإشارة المتسربة من الاتجاهية والتقاطع crosstalk وعن الإشارة المنعكسة الناتجة عن عدم التوافق النظامي عند المنبع والحمل وعن الاستجابة الترددية للمستقبل . يتم نمذجة هذه الأخطاء الناتجة عن قياس خواص ثنائي مآخذ بستة أخطاء أمامية وستة أخطاء عكسية ، ولهذا عندما نشير إلى معايرة ثنائي المآخذ فأننا نحتاج إلى تصحيح الأخطاء الأثنتي عشر المذكورة والموضحة في الشكل .

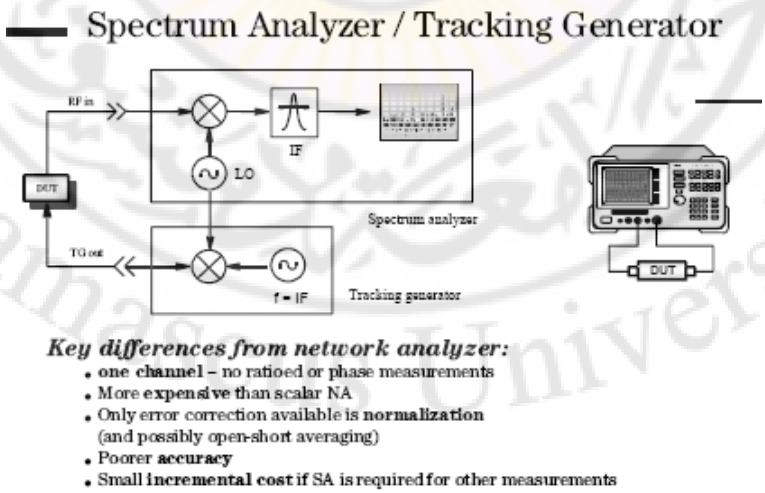


الشكل (12 – 12) الأخطاء الناتجة عن قياس محددات S لثنائي مآخذ

يمكن تصحيح الأخطاء من خلال تعيير الاستجابة أو بالتصحيح الشعاعي. وبالتالي يمكن التخلص من معظم الأخطاء النظامية ويبين الشكل (12 – 13) الأخطاء والمعايرة القياسية يبين الشكل (12 – 14) طريقة إجراء القياس بمحلل الطيف مع مولد ملاحقة لكي يتم مقارنته مع عملية القياس بمحلل الشبكات .



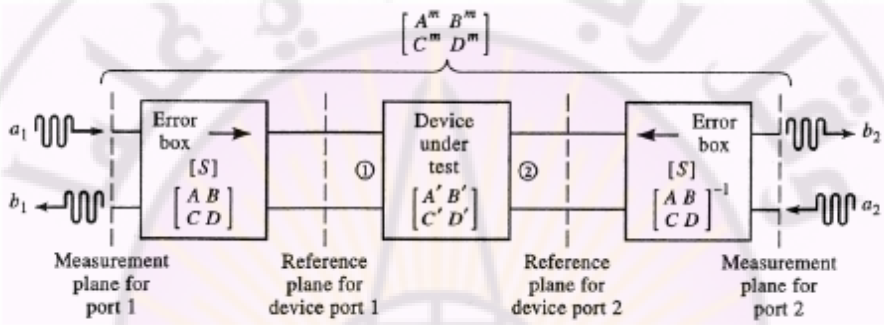
الشكل (12 – 13) الأخطاء والمعايرة القياسية



الشكل (12 – 14) محلل الطيف

12-3 قياس الأخطاء ومعايرة VNA

يقيس محلل الشبكة كلاً من مطال وطور المحددات S . وعند إجراء عملية القياس هناك الأخطاء التي ذكرت سابقاً ، وأهم الأخطاء الممكن التخلص منها الأخطاء النظامية بمعايرة محلل الشبكات ، ولكي نستطيع القيام بذلك يتطلب فرض نموذج لأثر الأخطاء النظامية كما هو مبين بالشكل (12 – 15) .



الشكل (12 – 15) المخطط الصندوقي لثنائي مأخذ عند قياسه بـ VNA

نعرف $\left[S^m\right]$ بأنها المحددات S التي تم قياسها بمحلل الشبكات ، وهذه تحتوي جميع الأخطاء المذكورة سابقاً .

تعبر المحددات [S] عن الأخطاء الناتجة عن وصل الجهاز المختبر مع محلل الطيف ، والمحددات [S`] هي المحددات المرغوب معرفتها للجهاز المختبر وهذه المحددات تحوي الأخطاء العشوائية .

الهدف من معايرة محلل الشبكات هو تحديد القيم العددية لكل المحددات في نموذج الأخطاء عند الترددات المرغوبة .

في القياسات التي تستخدم الكوابل المحورية ، تستعمل وصلة قصر أو فتح أو وصلة مباشرة thru –هذه الوصلات يجب أن تكون دقيقة – كحمل قياسي توصل إلى مآخذ الاختبار ، بهذه الأحمال القياسية المستعملة كأحمال تجرى قياسات للمحددات S لكي نحصل على معادلات كافية نستطيع منها تحديد الأخطاء .

المعايرة TRL Thru-Reflect-Line

هذه الطريقة في المعايرة تستخدم في محلل الشبكات الشعاعي ، وهي طريقة معيرة جيدة عند التصميم ، وهي طريقة لا تعتبر قياسية معروفة لأنها تستعمل فقط ثلاث وصلات لإنجاز الخواص الكاملة لنموذج الأخطاء . ثلاث وصلات لازمة للمعايرة TRL مصنعة بتقنية النواقل الشرائحية هي :

1 – وصلة Thru : وهو الوصل المباشر بين المأخذ 1 والمأخذ 2 عند مستوي نسب مرغوب باستعمال خط نقل شرائحي ممانعته المميزة Z_0 .

2 – وصلة عاكس Reflect : هي نهاية قصر أو فتح مصنعة بتقنية النواقل الشرائحية توصل عند كل مأخذ تعطي عامل انعكاس كبير .

3 – وصلة خط Line : يوصل المأخذين مع بعضهما بناقل شرائحي أطول من الوصل المباشر Thru بمقدار ربع طول الموجة تقريبا عند التردد المتوسط .

سوف نبدأ بكل خطوة توصيل ومن ثم نستنتج خطوات الحل للحصول على المحددات S باستعمال مخطط تدفق الإشارة .

1 – Thru Standard : يبين الشكل (12 – 16) طريقة تنفيذ القياس ، ويعبر عن المحددات S المقاسة بمصفوفة النقل [T] .ونلاحظ ما يلي:

أ – المصفوفة [S] لصندوقي الخطأ يفترض أن تكون معروفة ، هذه الأشياء المبسطة كافية لتمثيل محلل الشبكات الموصل مباشرة VNA TRU الذي يدعى cal kits .

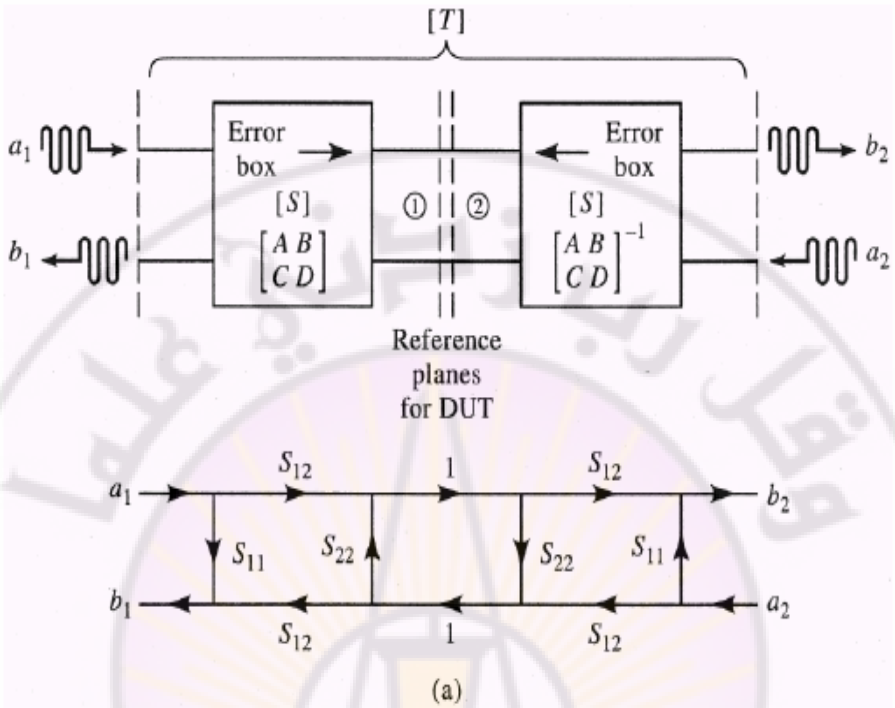
ب – المسافة بين مستويات النسب للجهاز المراد اختباره تعتبر مهملة zero length Thru

جـ – $S_{12} = S_{21}$ لصندوق الخطأ القابل للعكس .

يمكن حل مخطط تدفق الإشارة للحصول على مصفوفة النقل [T] مع ملاحظة أن $a_2 = 0$ لأن عملية القياس تتم عند الإنهاء الموفق للمآخذ . يمكن تحديد عناصر مصفوفة النقل بالشكل :

$$T_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22}S_{12}^2}{1-S_{22}^2} = T_{22}$$

$$T_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2}{1-S_{22}^2} = T_{21}$$



الشكل (12 – 16) المخطط الصندوقي ومخطط تدفق الإشارة للوصل المباشر

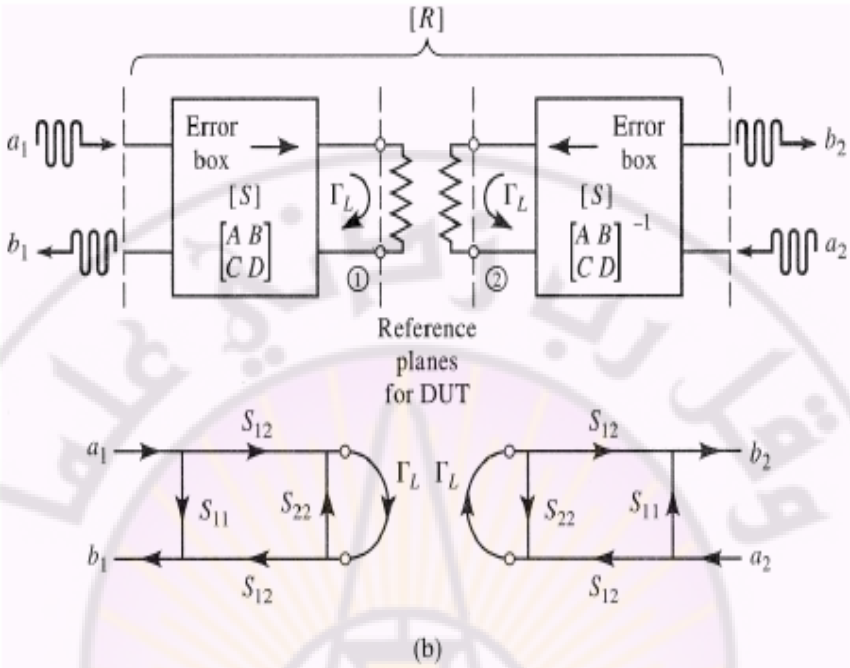
2. Reflect Standerd : طريقة التوصيل مبينة بالشكل (12 – 17) ومصفوفة S المقاسة يعبر عنها بمصفوفة الممانعات [Z] . نلاحظ أن :

أ – أن خط النقل تم إنهاؤه بحمل غير معروف ، يجب أن يحدد .

ب – مستوي النسب للحمل هو نفسه المحدد في حالة الوصل المباشر ، وهذا يمكن تحقيقه مخبرياً . بحل مخطط تدفق الإشارة نحصل على :

$$R_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = R_{22}$$

وبما أن المأخذين غير موصولين مع بعضهما فإن : $R_{21} = R_{12}$



الشكل (12 – 17) المخطط الصندوقي ومخطط تدفق الإشارة في حالة الانعكاس

3 . Line Standard : توصل دارة القياس كما هو مبين بالشكل (12 – 18) . ومصفوفة [S] المقاسة يعبر عنها بمصفوفة الانتثار [L] .

نلاحظ أن :

أ – الطول ℓ ليس من الضروري أن تكون محددة .

ب – خط النقل يمكن أن يؤدي إلى فقد .

يمكن حساب محددات الانتثار بالشكل التالي :

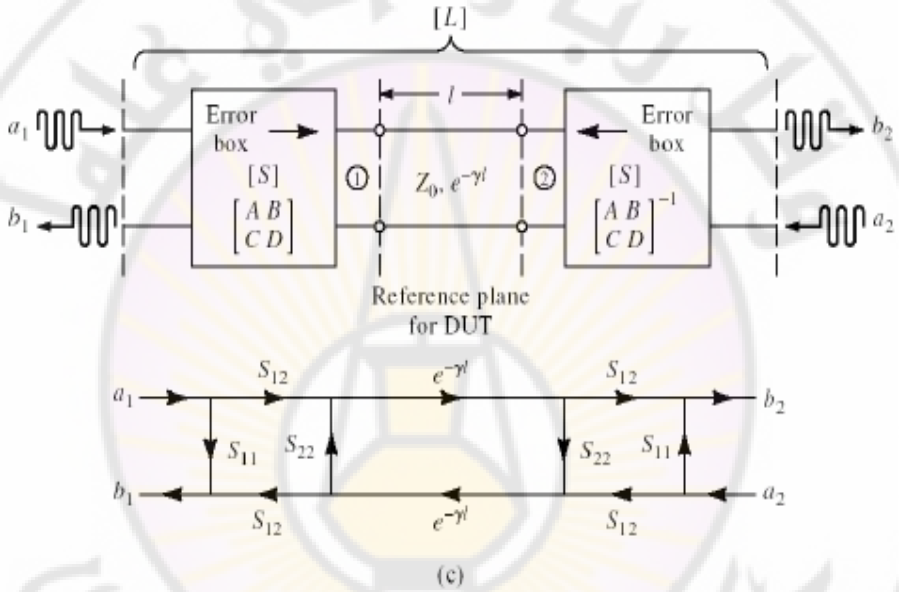
$$L_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22}S_{12}^2 e^{-2\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} = L_{22}$$

$$L_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2 e^{-\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} = L_{21}$$

يمكن استعمال المعادلات الخمسة السابقة لإيجاد القيم المجهولة :

$$S_{11},\ S_{22},\ S_{12},\ e^{-\gamma l} \text{ and } \Gamma_L$$

يمكن اشتقاق هذه القيم بسهولة ، وعلى الطالب تجريب ذلك .



الشكل (12 – 18) المخطط الصندوقي ومخطط تدفق الإشارة في حالة الوصل بخط نقل

يمكن تحديد $[S']$ المحددات S للعنصر المختبر من $[S^m]$ المحددات S المقاسة وفق الشكل (12 – 15) .

بما أن ثنائيات المآخذ موصولة على التتالي ، تستخدم محددات النقل للحساب ومن الشكل نلاحظ أن المحددات ABCD المقاسة تعطى بدلالة مصفوفة النقل لصندوقي الخطأ ومصفوفة النقل للعنصر المختبر.

$$\begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}}_{\text{Error box}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix}}_{\text{DUT}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}}_{\text{Error box}}^{-1}$$

المصفوفة الأخيرة معكوسة لأننا قمنا باستبدال المأخذ 1 بالمأخذ 2 فيها ، الآن نضرب طرفي المعادلة السابقة بالمصفوفة من اليسار :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

فنحصل على :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

ونضرب المصفوفة الناتجة بالمصفوفة من اليمين :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

ينتج :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot [I]$$

وهذا يعني أن :

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

مما تقدم يستنتج أن مصفوفة النقل للعنصر المختبر تحسب من مصفوفة النقل المقاسة ومن مصفوفة النقل الناتجة من المعايرة والتي حسب محددات الانتثار لها والمشار إليها سابقاً بالمصفوفة [L] . محلل الشبكات الشعاعي ينجز ذلك آلياً حيث يقوم بهذه الحسابات بعد عملية المعايرة ويعطيك قيم المحددات S مباشرة . بما أن معاملات النقل لصندوق الخطأ ABCD تابعة للتردد لذلك تقاس وتحسب الأخطاء TRL عند جميع الترددات المرغوبة .

12-4 مخبر الأمواج الميكروية للتجارب الأساسية .

سنستعرض فيما يلي المكونات الأساسية لمخبر أمواج ميكروية يمكن استعماله لإجراء العديد من التجارب والتعرف على العناصر الميكروية الأساسية وبعض الأجهزة الضرورية لإنجاز التجارب وهناك العديد من الشركات المصنعة لمثل هذه التجهيزات ولكن بجودة مختلفة عن بعضها .

12-4-1 المكونات الأساسية لمخبر أمواج ميكروية

X-Band Microwave Components & Instruments

Contents	المحتويات
X – Band Microwave Components	**العناصر الميكروية في المجال**
Gunn Oscillator	المهتز جن
Pin Modulator	المعدل Pin
T – Circulator & Isolator	الدوار Y والناقل الاتجاهي
Direct Reading Frequency Meter	مقياس التردد ذو القراءة المباشرة
Variable Attenuator	مخمد متغير
Slotted Section with Probe Carriage	خط القياس المشقوق مع مجس القياس
Tunable Probe	مجس قياس قابل للتعيير (للتوليف)
Detector Mount (Tunable)	كاشف قابل للتوليف (كاشف مولف)
Movable Short	منزلقة قصر
Matched Termination	حمل موفق (مقاومة إنهاء)
Slide Screw Tuner	برغي توليف منزلق
Standard Gain Horn – Waveguide Antenna	بوق بريح قياسي هوائي بوقي لدليل الموجة
Coaxial to Waveguide Adapter	تحويلة من مرشد أمواج إلى كبل محوري
Fixed Attenuator 3dB	مخمد ثابت 3 dB
Multihole Directional Coupler 3dB	رابط اتجاهي 3 dB
Magic Tee (E-H Tee)	وصلة T السحرية
E-Plane Tee	وصلة تسلسلية في المستوي E
H-Plane Tee	وصلة تفرعية في المستوي H
Accessories	الملحقات
Instruments	الأجهزة
Gunn Power Supply	وحدة تغذية المهتز جن والمعدل
SWR measurement	مقياس نسبة الأمواج المستقرة

1− المهتز جن :

هو مولد أمواج ميكروية مصنع من أنصاف النواقل ومصمم ليعمل كمنبع ميكروي نقي الطيف يتكون من دليل موجة متصل بفجوة رنانة تفرعية يمكن تغيير ترددها بإزاحة منزلقة القصر المدرجة بالميليمترومن ثنائي جن مركب ضمن الفجوة الرنانة والقابل للتوليف ضمن المجال الترددي 9 – 12 جيكا هرتز ويتم تأمين الانحياز له عن طريق موصل BNC

1-Gunn Oscillator: is solid state Micro wave energy generator and has been designed as a stable and spectrally pure micro wave source. It consists of waveguide cavity flanged on one end, and micrometer driven plunger on the other end. A gunn-diode is mounted in the waveguide cavity which is tunable over the range 9.0 – 12.0 GHz with BNC (F) connector for DC bias.

ومواصفات الفنية :

Frequency Range GHz	9(Mecanical tunable)
Output Power (mW)	5-10 over the Frequency range
Frequency Calibration Accuracy	±1%
Load VSWR	1.5Max
Pushing Sensitivity (MHz/V)	10
Power Supply	Operating Voltage – 8.0 to 10.0 V Operating current-200 to 500 mA
Waveguide type	WR-90
Flange type	UG-39/U

مهتزجن

2-المعدل Pin

المعدل Pinمصمم ليعدل الموجة المستمرة الخارجة من المهتز جن ويعمل هذا المعدل بموجة مربعة يتم توليدها في وحدة التغذية الخاصة بتغذية الثنائي جن ويتكون من الثنائي Pinمركب ضمن دليل موجة مزود بفلنجات توصيل من الطرفين .

ريشة مخمد ثابت 6 dB مركبة داخل الدليل وبجهة المدخل لتعزل المهتز جن عن الثنائي Pin لحماية المهتز .بما أنه يتم تأمين انحياز المعدل بتيار مستمر قيمته 20 ميلي أمبير فإن الخرج سيخفض بمقدار 6 dB وخط النقل (دليل الموجة) سيفرع عن طريق الـ Pin وممانعة هذا الثنائي تتغير وفقا لجهد الانحياز المطبق عليه . فعند الجهد الصفري أو السالب (انحياز أمامي) يبدي الثنائي ممانعة صغيرة جدا لهذا تنعكس الإشارة ، وعند الجهد الموجب (انحياز عكسي) يبدي الثنائي ممانعة عالية جدا ولهذا لا يؤثر على انتشار الموجة ضمن الدليل

2- Pin Modulator is designed to modulate the CW output of Gunn oscillator. It is operated by the square-pulses derived from the UHF(F) connector of the Gunn Power Supply Model X-110.It consists of a PIN-diode mounted inside a section of waveguide flanged
on it's both end .A 6dB fixed attenuating vane is mounted inside at the input port to isolate Gunn diode and Pin diode and to protect the oscillator. Thus, a DC biasing to Pin Modulator by 10 to 20mA DC current, the output will be 6dB down. It is a transmission line i.e. waveguide shunted with a PIN diode; the impedance of diode varies with the bias applied to it. At negative or zero bias the diode presents very low impedance, thus reflecting the signal. At positive bias, the diode presents very high impedance and therefore does not effect the signal propagating along the transmission line.

المعدل Pin

3- الدوار

عنصر ميكروي ثلاثي المداخل المتتالية يصمم ميكانيكياً بدقة ويركب لكي يؤمن مواصفات نقل محددة . وهو ثلاثي مآخذ موفق وهذا يعني أن القدرة الميكروية يمكن مرورها وهو وفق اتجاه دوراني محدد سلفاً دون تخامد ، بينما لا يسمح لهذه الطاقة بالمرور باتجاه الدوران المعاكس

3-T – Circulator

is a T type of Three Port Circulators respectively. It is circulators are matched three-port device and these are meant for allowing microwave energy to flow in clockwise direction with negligible loss but almost no transmission in the counterclockwise direction.

الدوار

4–الناقل الاتجاهي

عنصر ميكروي ثنائي المآخذ ينقل الطاقة من المدخل إلى المخرج بتخامد ضئيل بينما يبدي تخامداً للإشارة الواردة من الخرج إلى الدخل ، وكما هو واضح من الشكل يمكن استعمال الدوار بوصل مقاومة إنهاء عند أحد المآخذ ، وبالتالي يعمل ضمن المجال الترددي الذي يعمل عليه الدوار .

4 – Isolator Model **X – 6021/a Isolator** is a two-ports device that transfers energy from input to output with little attenuation and from output to input with very high attenuation.The isolator, shown in figure below, can be derived from a three-port

circulator by simply placing a matched load (reflection less termination) on one port. It will work over the frequency- range of circulators

ناقل اتجاهي

البارامترات المهمة للدوار والناقل الاتجاهي هي

فقد العبور والعزل ونسبة البارامترات الأمواج المستقرة عند المداخل . فقد العبور هو النسبة بين الاستطاعة المكتشفة في الخرج إلى الاستطاعة المزودة من المنبع عند الدخل بينما المآخذ الآخر موفق ويعبر عنها بالـ dB. بينما العزل هو نسبة الاستطاعة المطبقة عند الخرج إلى الاستطاعة المقاسة عند الدخل ويعبر عنه بالـ dB . يقاس عزل الدوار عند توصيل مقاومة إنهاء عند المأخذ الثالث. نسبة الأمواج المستقرة للدخل للناقل الاتجاهي أو الدوار هي نسبة الجهد الأعظمي إلى الجهد الأصغري للموجة المستقرة على الخط بينما المآخذ الأخرى موفقة.

Isolation and Input VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

Insertion loss is the ratio of power detected at the output port to the power supplied by source to the input port, measured with other ports terminated in the matched load. It is expressed in dB. Isolation is the ratio of power applied to the output to that measured at the input. It is expressed in dB. The isolation of a circulator is measured with the third port terminated in a matched load. Input VSWR of an isolator or circulator is the ratio of voltage maximum to voltage minimum of the standing wave existing in the line with all ports matched, except the test port.

5-مقياس التردد ذو القراءة المباشرة

هو مقياس الموجات الذي يعتمد على امتصاص الطاقة في الفجوات الرنانة مصنع من رنانة قابلة للتوليف وذات جودة عالية بحجم مناسب ودقة تصنيع عالية توصل هذه الفجوة إلى منبع التغذية عن طريق مقطع من دليل الموجة . تمتص هذه الفجوة بعض الطاقة عند الرنين وهذا يلاحظ من خلال انخفاض الطاقة في الخرج وهذا النوع مطلوب في الحالات التي يتطلب بها تحديد سريع للتردد وسهولة في القراءة كما هو مرغوب في المخابر واختبار المنتجات .

5- Direct Reading Frequency Meter

is an absorption type cavity wave meter. It is made of tunable resonant cavity (having high Q) of particular size. This cavity is connected to the source of energy through a section of waveguide. The cavity absorbs some power of resonance, which is indicated as a dip in the output power. This type is recommended for use whenever quick determination of frequency and easy reading are desired in laboratory and production testing.

مقياس التردد

6- المخمد المتغير

إنه مخمد بسيط ويمكن ضبط تخامده بشكل مستمر ليعطي تخامداً متغيراً من الصفر وحتى 20dB مكون من شريحة ماصة (ذات فقد) قابلة للإدخال ضمن مقطع دليل الموجة لتحقيق التخامد المطلوب ومزودة بمقياس ميلي متر . تشكل الشريحة الماصة للحصول على قيمة منخفضة لنسبة الموجات المستقرة ضمن المجال الترددي المستعمل وهذا مفيد لضبط مستوى الاستطاعة ولعزل المنبع عن الحمل.

6- Variable Attenuator

designed to obtain the low VSWR characteristics over the entire frequency . This is meant for adjusting power levels and isolating a source and load.

المخمد المتغير

7-خط القياس المشقوق والمدرج

يتكون من دليل موجة مشقوق بشكل دقيق مع حامل مجس القياس لكي يمكن قياس الموجة المستقرة ضمن الدليل التي يمكن أن تتشكل من الضروري امتلاكه مكان لمجس الكاشف – سيشرح لاحقاً – موقع هذا المجس يمكن تغييره على طول الدليل المشقوق بطول يحدده الشق هذا يمكن أن يصنع بإحداث شق طولي في مقطع مناسب من دليل الموجة وفي منتصف الجانب العريض منه بحيث يسمح للمجس التحرك ضمنه . حامل المجس المبني بشكل دقيق ومدرج بالسنتيمتر مع تدريج إضافي يمكن قراءة الموقع بدقة 0.1 mm وهذا العنصر هو العنصر المهم لجميع قياسات نسبة الأمواج المستقرة والممانعة والتخامد.

7- Slotted Section With Probe Carriage

consists of a precision waveguide slotted line and the probe –carriage. In order to measure in a waveguide the stationary wave that may be possibly present, it is necessary to have a detecting probe of the kind described afterwards, whose position can be varied along the guide for a certain length.

This is made possible by cutting in a convenient section of the guide a long and narrow longitudinal slot through a which the probe can be introduced. A precision built probe carriage has a centimeter-scale with a vernier reading of 0.1mm least count.

This element is of fundamental importance for all the measures of stationary wave ratio , of impedance and of adaptation.

خط القياس المشقوق

8–المجس القابل للتوليف

هذا المجس مصمم للعمل مع خط القياس المشقوق المذكور أعلاه بوساطته يمكن كشف طاقة الحقل الكهربائي في مقطع من دليل موجة مصنع ليناسبه . عمق الإدخال ضمن مقطع الدليل مضبوط بحلقة على المجس مكونة من سلك ينغمس ضمن الدليل بعمق قابل للتعيير ، رأس هذا السلك يلتقط الطاقة عالية التردد من خط النقل وهذه الطاقة تقوم بوساطة كاشف كريستالي والذي يغذي بدوره مقياس الأمواج المستقرة SWR .

8–Tunable Probe

is designed for use with model 6051 slotted section. It is meant for

exploring the energy of the electric field in a suitably fabricated section of waveguide.

The depth of penetration into a waveguide-section is adjustable by the knob of the probe consisting of a metallic rod immersed in the guide at a variable depth. The tip (central wire projection of the probe) pickup the RF power from the line and this power is rectified by crystal detector (diode), which is then fed to the VSWR meter or indicating instrument

وخواصه هي :

Frequency Range (GHz)	9 – 12
Output Connector	BNC (F)
Detector	IN 23

المجس القابل للتوليف

9- الكاشف القابل للتوليف

أبسط وأسهل طريقة لكشف طاقة الموجات الميكروية من خلال استعمال كاشف مناسب و هذا الكاشف يتكون من كاشف كريستالي مركب في مقطع من دليل الموجة مغلق بمنزلقة قصر من أجل تحقيق التوافق ، وخرج هذا الكاشف يمكن أن يغذي مؤشر جهاز قياس.

9−Tunable Detector Mount

is simple and easy to use instruments for detecting microwave power through a suitable detector. It consists of a detector crystal mounted in a

section of waveguide and a shorting plunger for matching purpose. The output from the crystal may be fed to an indicating instrument

ومواصفاته الفنية هي :

Frequency Range (GHz)	12 – 9
Output Connector	BNC (F)
Detector	IN23

الكاشف المولف

10–منزلقة القصر

تتكون من مقطع من دليل موجة موصل من أحد طرفيه بفلنجة للوصل بينما الطرف الآخر موصل إلى مكبس قصر منزلق . وبهذه الطريقة يمكن الحصول على عامل انعكاس قريب من الواحد .

10–Movable Short

consists of a section of waveguide, flanged on one end and terminated with a movable shorting plunger on the other end
By means of this non-contacting type plunger a reflection coefficient of almost unity may be obtained.

منزلقة القصر

11- مقاومة إنهاء (حمل موفق)

مقاومة الإنهاء أو الحمل الموفق منخفض الاستطاعة ويؤمن إنهاء لدليل الموجة بدون انعكاس تتكون من شريحة ماسة على شكل إسفين يركب في مركز مقطع الدليل (الحقل الكهربائي أعظمي) ، والحمل الموفق مفيد عند قياس نسبة الأمواج المستقرة في العناصر المصنعة بتقنية أدلة الموجة ، ويستخدم أيضا كحمل مرجعي دقيق في وصلة T والرابط الاتجاهي والمقسمات المشابهة الأخرى.

11 -Matched Termination

is low power and non- reflective type of terminations. It consists of a small and highly dissipative taper flap mounted inside the centre of a section of waveguide . Matched Termination is useful for VSWR measurement of various waveguide components. It is also employed as dummy and as precise reference load with tee junction, directional coupler and other similar dividing devices .

و خواصها هي

Frequency Range (GHz)	9-12
VSWR (Max)	1.04
Av.Power (W)	2

12- برغي التوليف المنزلق

يستعمل بهدف تحقيق التوافق بتغيير عمق إدخال البرغي في شق مجهز به مركز الدليل وتغيير موضع هذا البرغي على طول الشق ، يتألف من مقطع من دليل موجة مستطيل مجهز بفلنجات ربط من الجهتين ومشقوق في منتصف الجانب العريض حامل البرغي مركب على الدليل ويقع البرغي فوق الشق .نسبة أمواج مستقرة لحمل حتى 20 يمكن أن تولف إلى قيمة أقل من 1.02 عند التردد المركزي

12-Slide Screw Tuner

is used for matching purpose by changing the penetration and position of a screw in the slot, provided in the centre of the waveguide. It consists of a section of waveguide, flanged on both ends and a thin-slot is provided in the broad wall of the waveguide. A carriage carrying the screw is provided over the slot. A VSWR up to 20 can be tuned to a value less than 1.02 at certain frequency

له المواصفات التالية :

Frequency Range (GHz)	9-12
Waveguide type	WR-90
Flange type	UG-39/U

برغي التوليف المنزلق

13 – هوائي بوقي قياسي – هوائي يغذى من دليل موجة

هوائي بوقي قياس

يتكون من مقطع من دليل موجة موصل إلى مقطع هرمي مصنع من شرائح رصاص ، هذا الجزء الهرمي يكيف الطاقة للانتشار في حزمة إشعاع ضيقة ، يستخدم كبوق مشع أو كمشع أولي لعاكس أو عدسة ، ويمكن استخدامه كهوائي استقبال للموجات الميكروية

13 – Standard Gain Horn – Waveguide Antenna:

Pyramidal Waveguide Horn : consists of a section of waveguide joined to

a pyramidal section fabricated from brass sheet. This pyramidal section shapes the energy to concentrate in a specified beam. It is used as feed horn or as radiator for reflectors and lenses and also as Pickup antenna for receiving microwave power.

خواصه هي :

Frequency Range (GHz)	9 – 12
Gain (dB)	17±1
VSWR (Max)	1.20
Waveguide type	WR – 90
Flange type	UG – 39/U

14 – تحويلة دليل موجة – كبل محوري

تتكون من مقطع من دليل موجة مع فلنجة في أحد أطرافه ويتم قصره من الطرف الآخر بسطح ناعم ومصقول . موصل نوع N يركب على الجدار الخارجي للدليل بحيث أن الناقل الداخلي لهذا الموصل يركب بحيث نحصل على نسبة أمواج مستقرة منخفضة ضمن المجال الترددي العامل وهذه التحويلة تعمل كمعبر قليل الفقد بين دليل الموجة المستطيل والكبل المحوري أو بالعكس.

14 -Coaxial to Waveguide Adapter (Transition)

consists of a section of waveguide flanged on one end and terminated with a smooth polished flat on the other end. A N(F) type connector on the broad wall of the waveguide with pin assembly is so mounted that a low VSWR is achieved over the entire frequency band. This adapter works as a loss-less transition from rectangular waveguide to coaxial line or viceversa

وخواصه هي:

Frequency Range (GHz)	9-12

VSWR (Max)	1.30
Waveguide type	WR – 90
Flange type	UG – 39/U
Coaxial connector	N (F)

15–مخمد ثابت

يستعمل لإدخال تخامد معروف في نظام مكون من أدلة موجة ، ويتألف من ريشة ماصة (ذات فقد) تدخل في مقطع من دليل موجة مجهز هذا المقطع بفلنجات ربط من الطرفين ، وهذا مفيد للعزل في الدارات المشكلة بتقنية أدلة الموجة ولزيادة مجال تجهيزات القياس . قيمة تخامد هذا النوع 3 dB.

15 – Fixed Attenuator 3dB

is meant for inserting a known attenuation in a waveguide system. It consists of a lossy-vane inserted in a section of waveguide, flanged on both ends; it is useful for isolation of waveguide circuits, padding and extending the range of measuring equipments. The attenuation value of this type is 3db.

مواصفاته الفنية هي :

Frequency Range (GHz)	9-12

Attenuation (dB)	3
Calibration Accuracy (dB)	±0.2
VSWR (Max)	1.10
Av. Power (W)	2
Insertion Loss (dB Max)	0.2

16- رابط اتجاهي متعدد الثقوب 3dB

هذا الرابط مفيد لأخذ جزء من طاقة الموجات الميكروية لهدف المراقبة ولقياس الانعكاس والممانعات . يتكون من مقطع دليل موجة رئيسي يضاف إليه مقطع من دليل موجة أخر مواز له ، وبالتالي يتشكل عنصر ميكروي رباعي المآخذ ، ومع هذا يتم وصل المأخذ الرابع إلى ممانعة موفقة ، وهذان المقطعان يترابطان مع بعضهما بثقوب متعددة لتعطي شكل ذات ترابط متماثل مع حساسية قليلة للتردد واتجاهية عالية . قيمة الترابط لهذا النوع 3Db.

16 – Multihole Directional Coupler 3dB

is useful for sampling a part of microwave energy for monitoring purpose and for measuring reflections waveguide with addition of second parallel section of waveguide thus making it a four port network.However and impedance. It consists of a section of the fourth port is

terminated with a matched load. These two parallel sections are coupled to each other through many holes, almost to give uniform coupling, minimum frequency sensitivity and high directivity. The coupling value

of this type is 3dB.

خواصه الفنية :

Frequency Range (GHz	9-12
Coupling (dB)	3
Directivity (dB)	35

17- وصلة تي السحرية

تتكون وصلة تي السحرية من مقطع دليل موجة مع ذراع دليل موجة موصول على التسلسل وآخر موصول على التفرع مثبتان في منتصف الذراع الإساسي وجميع هذه المقاطع مزودة بفلنجات للوصل ، تستخدم هذه الوصلة في المازج المتوازن وفي دارات التحكم الآلي بالتردد ودارات قياس الممانعات ، حيث يتم الحصول على أربعة مآخذ أحدها معزول عن الدخل.

17-Magic Tee (E-H Tee)

Magic Tee consists of a section of waveguide with both series and shunt waveguide arms, mounted at the exact mid-point of main arm. Both ends of the section of waveguide and both arms are flanged on their ends.

This tee is employed in balanced mixers, automatic frequency control circuit and impedance measurements circuits etc. This becomes a four terminal device where one terminal is isolated from the input terminal **.**

خواصه الفنية هي :

Frequency Range (GHz)	9-12
Waveguide type	WR-90
Flange type	UG-9/U

وصلة تي السحرية

18 – وصلة تي التسلسلية

تتكون من ثلاثة مقاطع من دليل موجة موصولة مع بعضها لكي تؤمن ضم أو تقسيم الاستطاعة الميكروية . الإشارة الواردة إلى المأخذ الأول لوصلة تي التسلسلية تقسم بالتساوي عند المأخذين الثاني والثالث من حيث المطال ولكن مع اختلاف بالطور للإشارتين.

18 – E-Plane Tee

is series type T- junction and consists of three section of waveguide joined together in order to divide or compare power levels. The signal entering the first port of this T- junction will be equally divided at second and third ports of the same magnitude but in the opposite phase

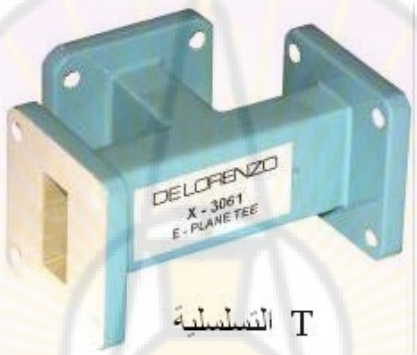
19 – وصلة تي التفرعية:

تستعمل للوصل مع مقياس VSWR ومقياس التردد وأجهزة الكشف الأخرى ، شبيهة بوصلة تي

التسلسلية . الإشارة الواردة إلى المأخذ الأول لوصلة تي الفرعية تقسم بالتساوي عند المأخذين الثاني والثالث من حيث المطال والطور .

19 – H-Plane Tee

is shunt type T- junction for use in conjunction with VSWR meters, frequency meters and other detected devices. Like in E-Plane Tee, the signal fed through the first port of H-Plane Tee will be equally divided in magnitude at second and third ports but in the same phase.



T التسلسلية

T التفرعية

حامل دليل الموجة

وهو مناسب لتركيب عناصر التجربة عليه المصنعة بتقنية أدلة الموجة ، ويمكن تعديل ارتفاعه بوساطة برغي

Waveguide Stands

are meant to accept the components for setting up a waveguide test bench. The height of stand is adjustable with a locking screw

Fixed Short قصر ثابت

الحوامل


مقياس الزوايا
حامل المرسل
والمستقبل
حامل العاكس
حامل العاكس الدوار
حامل العاكس
العاكس
Polarizer المستقطب

وحدة تغذية المهتز جن والمعدل

وصف عام

وحدة تغذية المهتزجن : تشمل وحدة تغذية بجهد مستمر منظم كهربائياً ومولد الموجة المربعة ، وهذه الوحدة مصممة لتشغيل المهتز جن والمعدل Pin ، الجهد المستمر يمكن تغييره من الصفر وحتى عشرة فولت. تردد الموجة المربعة قابل للتغيير ضمن المجال

Hz (1500 – 800) وفي واجهة وحدة التغذية يوجد مقياس رقمي لقياس الجد المستمر وتيار المهتز جن . ووحدة التغذية مصممة لحماية الثنائي جن من تطبيق جهد معاكس عليه ومن جهد العبور العالي ومن الاهتزازات منخفضة التردد

1 - Gunn Power Supply

General Description

Gunn Power Supply : comprises of an electronically regulated DC power supply and a square wave generator designed to operate Gunn oscillator (X – 2152) and Pin Modulator (X – 451) simultaneously. The DC voltage is variable from 0 to 10 Volts.

The frequency of the square wave can be continuously varied from 500 to 1900 Hz approximately. The front panel digital meter can read the Gunn voltage and the current drawn by the Gunn diode.

The power supply is designed to protect the Gunn diode from reverse voltage application, from over voltage transients and from low frequency oscillations **.**

المواصفات الفنية هي :

Gunn Bias Voltage (V)	0 to 10
Gunn Current (mA)	0 to 750
Regulation	0.1%
Modulation Frequency (Hz)	500 to 1900
Modulation wave form	square
Modulation Depth	Adjustable
Display	3 ½ digit LED Display
Turn-on characteristics	Soft for diode protection
Output Connectors	BNC (F) for Gunn Oscillator

12 – 5 التجارب العملية

يمكن إجراء العديد من التجارب بهذه التجهيزات وفيما يلي أهم التجارب والقياسات الممكن إجراؤها

التجربة الأولى

1 – قياس وضبط تردد المهتز

2 – دراسة تشكل موجة مستقرة ضمن الدليل

3 – قياس وحساب طول موجة الدليل وتردد القطع

التجربة الثانية

1 – قياس نسبة الأمواج المستقرة وحساب طويلة معامل الانعكاس

2 – قياس ممانعة مجهولة باستخدام مخطط سمت وحساب زاوية معامل الانعكاس .

التجربة الثالثة

1 – معايرة المخمد المتغير

2 – قياس التخامد لأي عنصر ميكروي (ضياعات الإدخال (Insert loss) ضياع النقل من مأخذ الدخل إلى أي مأخذ أخر .

التجربة الرابعة

دراسة خواص المهتز جن والمعدل PIN

1 – دراسة خواص $I = f(V)$

2 – دراسة خواص $f = f(V)$

3 – دراسة خواص $P = f(V)$

4 – دراسة التعديل بالثنائي PIN

التجربة الخامسة

دراسة خواص الرابط الاتجاهي

1 – قياس نسبة الأمواج المستقرة عند كل مأخذ

2 – قياس مـعاملات النقل بين المآخذ المختلفة .

التجربة السادسة

دراسة خواص وصلة T السحرية

1 – قياس نسبة الأمواج المستقرة عند كل مأخذ

2 – قياس مـعاملات النقل بين المآخذ المختلفة .

التجربة السابعة

دراسة خواص الدوار Y

1 – قياس نسبة الأمواج المستقرة عند كل مأخذ

2 – قياس مـعاملات النقل بين المآخذ المختلفة .

التجربة الثامنة

1 – مراقبة الموجة المنعكسة عن حمل غير موفق

2 – تحقيق التوافق ببرغي التوليف المنزلق

3 – تحقيق التوافق بوصلة T السحرية ومنزلقتي قصر

التجربة التاسعة

دراسة خواص وصلة T التفرعية والتسلسلية

1 – قياس نسبة الأمواج المستقرة عند كل مأخذ

2 – قياس مـعاملات النقل بين المآخذ المختلفة وتحديد المستوي القياسي

التجربة العاشرة

1 – استخدام مقياس الاستطاعة لقياس الاستطاعة

2 – التأكد من صحة قراءة مقياس الاستطاعة

3 – دراسة خواص $P = f(f)$ للمهتز جن

التجربة الحادية عشر

1 – قياس المخطط الإشعاعي للهوائي

2 – دراسة علاقة شدة الحقل بالمسافة بين المرسل والمستقبل

3 – استنتاج أن الكاشف تربيعي

التجربة الثانية عشر

1 – دراسة الانعكاس

2 – الانكسار من خلال موشور

التجربة الثالثة عشر

1 – دراسة الاستقطاب

2 – دراسة التداخل

التجربة الرابعة عشرة

1 – دراسة مرآة لويد Lioyd`s Mirror العاكسة

2 – دراسة تداخل Febry Perot

المصطلحات العلمية

A

Abscissa	إحداثي أفق
Accumulator	تحصيل
Adaptive	متكيف
Admittance	السماحية
AGC	تحكم آلي بالربح
Alternative	متناوب
Amplitude	مطال
Amplifier	مكبر – مضخم
Analog	تماثلي
Angle	زاوية
Antenna	هوائي
Array	صفيف
Arbitrary	اعتباطي – عشوائي
Attenuation	التخامد أو التخميد
Attenuation constant	ثابت التخامد (التخميد)
Attenuation factor	عامل التخامد
Average power	الاستطاعة المتوسطة
Average value	القيمة المتوسطة
Available power	الاستطاعة المتوفرة
Axis	محور

B

Backward wave	الموجة المرتدة
Band	مجال
Band pass filter	مرشح تمرير حزمة
Bandwidth	عرض المجال

Base-band	مجال أساسي
Block	كتلة
Boundary conditions	شروط حدية
Branch	فرع
Broadband	مجال عريض
Broaden	توسع
Buffer	عازل – وسيط

C

Calculation	حساب
Capacity	سعة
Carrier	حامل
Cavity resonator	الفجوة الرنانة
Characteristic	مميزة
Characteristic impedance	ممانعة مميزة
Chip	رقاقة
Circular	دائري
Coaxial	محوري
Coaxial line	الخط المحوري
Coefficient	معامل
Coefficient of reflection	معامل الانعكاس
Coefficient of diffraction	معامل الانكسار
Communication	اتصال
Compatible	متجانس
Complex	عقدي
Component	مركبة
Compressed Smith match	مخطط سميث المضغوط
Conductance	ناقلية

Condition	شرط
Conductor	ناقل
Conductivity	الناقلية النوعية
Conjugate impedance match	توافق الممانعات المرافق
Conjugate mismatch loss	ضياع عدم التوافق المرافق
Conjugate power match	توافق استطاعة مرافقة
Conjugate matched	توافق مرافق
Connector	ناقل
Control	تحكم
Coupler	رابط
Current	تيار
Curve	منحني

D

Dc - biasing	انحياز التيار المستمر
Deflection coefficient	معامل الانكسار
Deform	يشوه
Deformation	تشويه
Device	عنصر
Dielectric	العازل الكهربائي
Dielectric constant	ثابت العازلية
Dielectric loss	ضياع العازلية
Dielectric resonator	الرنانة العازلة
Direct	مباشر
Direction	اتجاه
Directional	اتجاهي
Directivity	توجيهي
Displacement	الإنزياح

Dissipative	مشتت
Distributed	موزعة
Divider	مقسم
Drift velocity	سرعة الجرف
Dual – gate GaAs MESFET	ترانزيستور ثنائي البوابة
Directional coupler	رابط اتجاهي
Discontinuity	عدم استمرارية
Dynamic range	المجال الديناميكي

E

Effect	تأثير
Effective	فعال
Efficiency	مردود
Electric	كهربائي
Electric Field	حقل كهربائي
Electric Flux density	كثافة التدفق الكهربائي
Electromagnetic	كهرطيسي
Electromagnetism spectrum	الطيف الكهرطيسي
Electromagnetism	الكهرطيسية
Electromotive	القوة المحركة الكهربائية
Energy	قدرة
Environmental	بيئي
Even – mode	نمط زوجي
Equation	معادلة

F

Factor	عامل
Feedback	تغذية عكسية
Ferrite	فيرايت

Field	حقل
Filter	مرشح
Filing factor	عامل الملء
Flanges	فلنكات تثبيت
Flat	مسطح
Flow graph	مخطط التدفق
Flux	تدفق
Free space	الفضاء الحر
Frequency	تردد
Function	تابع أو دالة
Functional	وظيفي

G

Gain	ربح
Gain compression	ضغط الربح
Gain- bandwidth limitation	تحديد الربح × عرض المجال
Generator	مولد
Guide wavelength	طول موجة المرشد
Gyrotron	غيروترون

H

Half - wave plate	صفيحة نصف طول الموجة
Hard	صلب – خشن
Hardware	الكيان الصلب
Hybrid	هجين
Hybrid junctions	وصلة هجينة
Hybrid ring	وصلة الخاتم الهجينة

I

Impedance	ممانعة

Incident wave	الموجة الواردة
Incident power	الاستطاعة الواردة (المسافرة)
Index	دليل
Indirect	غير مباشر
Inductance	إعاقة (تحريض)
Inductively	تحريضية
Information	معلومات
Input	دخل
Instantaneous	لحظي
Integrated	متكاملة
Interface	سطح بيني
Interference	تداخل
Intrinsic	ذاتي
Inverters	مبدل

J

Joints (Rotary Joints)	وصلة (الوصلة الدوارة)
Junctions T	وصلة T

K

K - Band	مجال ترددي K
Klystron	كلايسترون

L

Lang. couplers	رابط طولي
Lattice	شبكية
Level	مستوى
Line	خط
Linear	خطي
Link	وصلة

Loss	ضياع – فقد
Lumped	مجمع

M

Magnetron	مغنترون
Mask	قناع
Match	يوفق – يوائم
Matched filter	مرشح توافقي
Matching	موفق – مواءمة
Matching circuits	دارة توافق
Matching networks	شبكة توافق
Maximum	الحد الأقصى
Mechanical	ميكانيكي
Medium	وسط
Micro	ميكروي
Microstrip transmission line	خط نقل شرائحي
Microstrip line	خط شرائحي
Minimum	الحد الأدنى
Minus	سالب
Mode	نمط
Model	نموذج

N

Neper	وحدة قياس وتساوي 8.686dB
Network	شبكة
Noise	ضجيج
Noise circles	دائرة الضجيج
Noise figure	عامل الضجيج

Noise parameters	درجة حرارة الضجيج
Nonlinear	لا خطي
Normalization	نسب
Normalize	ينسب
Normalized	منسوب

O

Octave	ضعف التردد – أوكتاف
Odd mode	نمط فردي
One -port	أحادي المأخذ
Open	مفتوح
Optimum	أمثل
Order	مرتبة
Orthogonal	متعامد
Output	خرج – مخرج

P

Parasitic elements	عناصر طفيلية
Paste	عجينة
Pattern	مخطط
Peak	قمة – ذروة
Performance	أداء
Periodic	دوري
Permeability	النفاذية
Permittivity	ثابت العازلية
Phase	طور
Phase constant	ثابت الطور
Phase noise	ضجيج الطور

Phase velocity	سرعة الطور
Physics	الفيزياء
Photolithography	معدة ضوئياً
Plane	مستوي
Polarization	الاستقطاب
Positive	موجب
Power	استطاعة
Power dissipation	تشتت الاستطاعة
Power gains	ربح الاستطاعة
Power flow	تدفق الاستطاعة
Probe	مسبر
Procedure	إجراء
Protection	حماية
Pulse	نبضة

Q

Quarter-wave	ربع طول الموجة
Quarter-wave plate	صفيحة ربع طول الموجة
Quarter-wave transformers	محول ربع طول الموجة

R

Radiation	الإشعاع
Radio frequency	تردد راديوي
Radio wave	موجة راديوية
Range	مدى
Reactance	مفاعلة
Receive	يستقبل
Receiver	جهاز الاستقبال
Rectangular waveguide	دليل موجة مستطيل
Reflected	الموجة المنعكسة

Reflection	الانعكاس
Reflection coefficient	معامل الانعكاس
Relay	حاكمة – مرحل
Resistant	مقاومة
Resistivity	المقاومية
Resonance	طنين– رنين
Resonant circuit	دارة رنين
Response	استجابة
Ridge	أخدودي
Rotary phase shifter	مزيح طور دوار

S

Scale	مقياس – تدريج
Scatter	تبعثر – تشتت
Scattered	متناثر
Scattering parameter	الوسائط التناثرية – محددات " S "
Series	تسلسلي
Short	قصير
Shorted line	خط مقصور
short circuit	دارة قصر
Shunt	تفريع–تفرعي
Signal	إشارة
Smith	سميث
Smith chart	مخطط سميث
Skin depth	عمق التغلغل (عمق القشرة)
Slot	شق
Slot line	خط شقي
Solid-state	الجسم الصلب

Spectrum	طيف
Standard	معياري – قياسي
Standing wave	موجة مستقرة
Standing – wave ratio	نسبة الأمواج المستقرة
Stripline	خط شرائحي متناظر
Stub	وصلة
Substrate	قاعدة عازلة
Switch	بدالة
Switching	تبديل
Symbol	رمز
System	نظام

T

Tapered	متدرج
Tapered-line	الخط المتدرج
Technique	تقنية
Technology	تقانة
Termination	تحميل
Theory	نظرية
Theoretical	نظري
Thermal noise	ضجيج حراري
Threshold	عتبة
Transformation	تحويل
Transformer	محول
Transmission	نقل
Transmit	يرسل
Transmitter	جهاز الإرسال
Transversal	مستعرض–عرضاني
Traveling	مسافرة

Tube	صمام
Tuner	ملحن–مولف
Tunnel diode	ثنائي نفقي
Tow – port	ثنائي المأخذ
U	
Unit	وحدة
V	
Value	قيمة
Variable	متغير
Variance	تغير –تباين
Vector	شعاع
Velocity	سرعة
Vertical	عمودي
W	
Wafer	رقاقة
Wall	جدار
Wave	موجة
Waveform	شكل الموجة
Waveguide	مرشد موجة
Wavelength	طول الموجة
Wave tube	صمام الموجة
White noise	ضجيج أبيض
Wide band	مجال عرض
X	
X – Band	مجال ترددي X
Y	
YIG resonators	الرنانة YIG

References المراجع

1- D.M.Pozar, "Microwave Engineering", John wiley & sons, N.Y., 2005.

2- P.A.Ritzi, "Microwave Engineering", prentice-Hall,2002.

3- R.E.Collin, "Foundations for Microwave Engineering", wiley interscience, 2001.

4- J.D.Kraus and D.A.Fleisch,"Electromagnetics", McGraw-Hill,N.Y., 1999.

5- R.F.Collin, "Foundations for Microwave Engineering", McGraw-Hill,N.Y.,1992.

6- T.C.Edward, "Foundation for Microstrip Circuit design", wiley interscience, 1990.

7- I.Bahl and P.Bhartia,"Microwave solid-state Circuit design", ----------,1988.

8- P.Bhartia and I.J.Bahl," Millimeter Wave Eng. And Appli.", ----------,1984.

9- G.L.Mattaei,L.Yong, and E.M.Jones,"Microwave Filters", Artec Hosse,Ded.1980.

10- K.C.Gupta, R.Garg, and I.J.Bahl, "Microstrip Lines and Slots", Art. Housse,1979.

11- L.Youna and H.Sobol,"Advance in Microwave",Acadmic.press., 1974.

12- R.E.Collin,"Rield Theory of Guided Waves", McGraw-Hill,N.Y.,1960.

د.شحادة الموسى د.فريز عبود هندسة الأمواج الميكروية، منشورات جامعة دمشق، 1999.

المدقق اللغوي : د. ناصر حسين علي