

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
جامعة العربي بن مهيدي – أم البواقي  
كلية العلوم الدقيقة وعلوم الطبيعة والحياة  
قسم علوم المادة

رقم الترتيب:  
السلسلة

مذكرة لنيل شهادة دكتوراه علوم في الفيزياء

تخصص  
المواد نصف الناقل

الموضوع  
محاكاة الدارات متعددة الطبقات

من طرف

عمري هدى

نوقشت في : 05 / 06 / 2016

اللجنة

رئيس	جامعة أم البواقي	أستاذ تعليم عالي	عزيزي شريفة
مشرف	جامعة أم البواقي	أستاذ تعليم عالي	ز عباط مراد
ممتحن	جامعة قسنطينة	أستاذ تعليم عالي	سعيد ياسمين
ممتحن	جامعة باتنة	أستاذ محاضر -	بن بوزة محمد الصالح

## شكر و تقدير

أشكر الله - تعالى - وأحمده، فهو المنعم والمتفضل قبل كل شيء، أشكره أن حقق لي ما أصبو إليه في استكمال شهادة الدكتوراه في الفيزياء  
أتقدم بعظيم الشكر والتقدير لأستاذ التعليم العالي **زعباط مراد** على حسن إشرافه وتعاونه، إذ أمدني بما احتجت إليه من مؤلفات واستفسارات كان لها أكبر الأثر في إنجاز هذه الدراسة.  
وأتوجه بخالص الشكر والتقدير لكل من

• رئيسة اللجنة أستاذة التعليم العالي **عزيزي شريفة** - جامعة ام البواقي-

• الأساتذة المحاضرين **بن بوزة محمد الصالح** - جامعة باتنة-

**سعيد ياسمين** - جامعة قسنطينة-

**درايدي مراد** - جامعة ام البواقي-

على تشريفهم لي بقبول مناقشة الرسالة و تقدير امني لما بذلوه من وقت و جهد و ما سيوجهون لي من ملاحظات قيمة

كما اشكر في هذا المقام كل أساتذتي وزملائي في كلية العلوم الدقيقة وعلوم الطبيعة والحياة بجامعتي أم البواقي و سوق أهراس حيث أجد دوما من اعتبرهم مثلي الأعلى في البذل والإخلاص والتواضع

# الفهرس

- 3- مقدمة
- 5- 1. عموميات
- 5- مقدمة
- 5- 1.1- الترددات العالية
- 5- 1.1.1- أنظمة ذات الأمواج القصيرة واستخداماتها
- 5- 1.1.1.1 - تعريف
- 6- 1.1.1.2 - استخدامات الأنظمة قصيرة الموجة
- 6- أ - الميدان العسكري
- 6- ب - ميدان الإعلام
- 6- ج - ميدان النقل
- 6- د - الصناعة والطب
- 7- 2.1.1- الأمواج الكهرومغناطيسية
- 7- 1.2.1.1- الحقل الكهرومغناطيسي
- 8- 2.2.1.1- معادلات ماكسويل Maxwell
- 8- 3.2.1.1- عبارات الجهد
- 9- 4.2.1.1- أنماط الانتشار
- 11- أ - تحديد عبارة ثابت التسوية
- 12- ب - تحديد الحقول العرضية لأنماط  $TE$  و  $TM$  في حالة الجدران الدورية
- 12- النمط  $TM$  ■
- 13- النمط  $TE$  ■

- 13- 2.1- مختلف أنواع الدارات المستوية
- 13- 1.2.1-عموميات على البنيات المستوية
- 13- 1.1.2.1-تعريف
- 14- 2.1.2.1-تحقيق بنيات مستوية
- 15- 2.2.1- التقنيات المستوية
- 15- 1.2.2.1- تقنية micro-ruban
- 16- 2.2.2.1-تقنية متحد المستوي coplanaire
- 17- 3.2.2.1- تقنية الشق (الفتحة)
- 17- 4.2.2.1- تقنية الحزام
- 18- 5.2.2.1-تقنية الأجنحة
- 19- 6.2.2.1-تقنية الأغشية
- 19- 7.2.2.1-تكنولوجيا فائقة التوصيل في درجة حرارة  
حرجة وعالية HTC
- 19- 3.2.1- التكنولوجيات المستوية متعددة الطبقات
- 20- 1.3.2.1- التقنية المتعددة الطبقات المطورة في LEST
- 20- 2.3.2.1- تقنية LTCC
- 21- خاتمة
- 22- 2- الطريقة التكرارية WICP
- 22- مقدمة
- 23- 1.2- الطرق الأساسية المستخدمة في النمذجة
- 23- 1.1.2- الطرق التحليلية
- 23- 1.1.1.2- نموذج خط النقل

- 24- 2.1.1.2- نموذج التجويف البسيط
- 24- 3.1.1.2- طريقة الحقول شبه الثابتة
- 24- 2.1.2- الطرق العددية
- 25- 1.2.1.2- الطرق العددية المستخدمة
- 25- أ. طريقة العزوم *MOM*
- 25- ب. طريقة العناصر المحدودة *FEM*
- 26- ج. طريقة العزوف المحدودة *FDTD*
- 26- د. طريقة الرنين العرضية *TRM*
- 26- هـ. معادلة التكامل *SIE*
- 27- و. طريقة الخط الناقل *TLM*
- 27- ز. طريقة الخطوط
- 27- ح. طريقة المربعات الصغرى
- 27- ط. الطريقة المعدلة للمربعات الصغرى
- 27- ي. الطريقة التكرارية *WCIP*
- 28- 1.2.2- نبذة تاريخية
- 29- 2.2.2- الدراسة النظرية للطريقة *wcip*
- 29- 1.2.2.2- تعريف الأمواج
- 30- 2.2.2.2- مبدأ الطريقة التكرارية *wcip*
- 31- 3.2.2.2- مؤثر الانعكاس
- 33- 4.2.2.2- مؤثر الإنعراج والشروط الحدودية
- 34- أ. الوسط المعدني  $H_m$
- 35- ب. الوسط العازل  $H_i$
- 36- ج. وسط المنبع  $H_s$
- 37- د. عموميات حول الشروط الحدودية
- 37- 5.2.2.2- منابع التغذية
- 38- أ. منبع تغذية أحادي
- 38- ■ حالة منبع تغذية احادي للوسط العلوي
- 39- ■ حالة منبع احادي التغذية للوسط السفلي

- 40- ب. منبع ثنائي التغذية
- 41- 6.2.2.2- عبارة مؤثر الإنعراج عند ممانعة المنبع
- 42- 3.2.2- تحويل فورييه السريع لأنماط FMT
- 44- 1.3.2.2- تحويل فورييه السريع FFT
- 44- 2.3.2.2- تحويل فورييه السريع لأنماط في حالة جدران كهربائية
- 46- 3.3.2.2- تقارب الطريقة التكرارية
- 48- 1.3.2- الطريقة التكرارية wcip في الدارات المتعددة الطبقات
- 48- 1.1.3.2- الدارات المستوية ثنائية الطبقات
- 50- ▪ مؤثر الانعكاس  $\hat{\Gamma}$
- 50- ▪ مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 50- ▪ مؤثر الانعكاس لرباعي الأقطاب  $\hat{\Gamma}_0$
- 51- 2.1.3.2- الدارات المستوية متعددة الطبقات
- 52- ▪ مؤثر الانعكاس  $\hat{\Gamma}$
- 52- ▪ مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 53- 3. تطبيق الطريقة التكرارية WCIP على الدارات غير الفعالة (ايريس iris، الهوائيات)
- 53- مقدمة
- 53- 1.3-تطبيق الطريقة التكرارية WCIP على الايريس iris
- 53- 1.1.3- محاكاة الايريس أحادي البعد
- 57- 1.1.1.3- ايريس احادي البعد ذاتي  $\alpha=0$
- 57- أ. تقارب الطريقة wcip
- 58- ب. تأثير نسبة المعدن
- 59- ج. تأثير التردد
- 60- د. تأثير السماحية النسبية للحامل

- 60- ه. تأثير أبعاد العلبة
- 61- 2.1.1.3- ايريس أحادي البعد سعوي  $\alpha = \frac{\pi}{2}$
- 61- أ. تقارب الطريقة *wcip*
- 62- ب. تأثير نسبة المعدن
- 63- ج. تأثير التردد
- 64- د. تأثير السماحية النسبية للحامل
- 64- ه. تأثير أبعاد العلبة
- 65- 3.1.1.3- ايريس احادي البعد رنان  $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$
- 65- أ. تقارب الطريقة *wcip*
- 66- ب. تأثير نسبة المعدن
- 67- ج. تأثير التردد
- 67- د. تأثير السماحية النسبية للحامل
- 68- ه. تأثير أبعاد العلبة
- 69- 2.1.3- محاكاة الايريس المركب
- 69- 1.2.1.3- الوصف الكهرومغناطيسي للايريس المركب
- 70- 2.2.1.3- مؤثر الانعراج على مستوى الايريس
- 72- 2.3- تطبيقات الطريقة التكرارية WCIP على الهوائيات (antennes)
- 72- 1.2.3- محاكاة هوائي باتش (antenne patch) بالطريقة التكرارية *wcip*
- 72- 1.1.2.3- دراسة الحقل و كثافة التيار الكهربائي
- 72- أ. وصف البنية الكهرومغناطيسية
- 73- ب. التحقق من الشروط الحدودية و معادلة

## الاستمرارية

- 74- 2.1.2.3- دراسة المحاكاة مع التردد
- 74- أ. دراسة تقارب الطريقة التكرارية *wcip*
- 75- ب. تجاوب الدارة المستوية المدروسة
- 76- 2-2-3- محاكاة هوائي من نوع 2 بالطريقة التكرارية *wcip*
- 76- 3-2-2-1- دراسة الحقل و كثافة التيار الكهربائيان
- 76- أ. وصف البنية الكهرومغناطيسية
- 78- ب. التحقق من الشروط الحدودية و الاستمرارية
- 79- 3-2-2-2- محاكاة البنية بدلالة التردد
- 79- أ. تقارب الطريقة التكرارية
- 79- ب. تجاوب الدارة المستوية المدروسة
- 80- خاتمة
- 81- 4 . تطبيق الطريقة التكرارية WCIP على الدارات الفعالة (ترانزستور MESFET)
- 81- مقدمة
- 81- 1.4- تطبيق الطريقة التكرارية على دارة فعالة قصيرة الموجة تحتوي على ترانزستور MESFET
- 82- 1.1.4- وصف البنية
- 84- 2.1.4- محاكاة البنية الكهرومغناطيسية
- 86- 2.4- نتائج دراسة الترانزستور MESFET بالطريقة التكرارية WCIP
- 86- 1.2.4- تقارب الطريقة
- 87- 2.2.4- المحاكاة عن طريق التردد

- 88- 3.2.4- تغيرات تجاوب البنية
- 88- أ. تأثير أبعاد قاعدة العلبة
- 89- ب. تأثير ارتفاع السطح العلوي للعلبة
- 90- 2.3.2.4- تأثير تردد التغذية على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 91- 3.3.2.4- تأثير الحامل النصف الناقل على التجاوب
- 91- أ. تأثير طبيعة الحامل
- 93- ب. تأثير ارتفاع الحامل
- 94- خاتمة
- 95- خاتمة

# فهرس الصور

- شكل 1.1- وصف الترددات -5-
- شكل 2.1- انتقال أشعة الحقلين الكهربائي والمغناطيسي -7-
- شكل 3.1- صورة توضيحية للعناصر المكونة لدارة مستوية -14-
- شكل 4.1- صورة توضيحية للخط الشريطي و خطوط حقلية الكهربائي و المغناطيسي -15-
- شكل 5.1- صورة توضيحية للخط الشريطي و خطوط حقلية من اجل النمطين شبه TE و شبه TEM -16-
- شكل 6.1- البنيات المختلفة لتقنية متحد المستوى -17-
- شكل 7.1- تقنية الشق و انتشار الحقول -17-
- شكل 8.1- التقنية الممرزة ، و غير الممرزة أو مزدوج التعامد -18-
- شكل 9.1- تقنية الأجنحة و انتشار الحقول -18-
- شكل 10.1- المظهر النموذجي لتقنية الأغشية : الشريط و متحد المستوى -19-
- شكل 11.1- وصف لطريقة صنع LTCC و المقطع الخارجي للدارة -21-
- شكل 1.2- صورة توضيحية لأشعة الحقول -29-
- شكل 2.2- مبدأ الطريقة التكرارية wcip -30-
- شكل 3.2- صورة عامة لدارة مستوية داخل علبة -32-
- شكل 4.2- سطح مكون لدارة مستوية -33-
- شكل 5.2- الدارة المكافئة للناقل -34-
- شكل 6.2- الدارة المكافئة للعازل -35-
- شكل 7.2- صورة توضيحية للتغذية في دارة مستوية -38-
- شكل 8.2- منبع تغذية احادي للوسط العلوي -38-
- شكل 9.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع تغذية احادي للوسط العلوي -39-
- شكل 10.2- منبع تغذية الوسط السفلي -39-
- شكل 11.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع احادي التغذية لوسط سفلي -40-
- شكل 12.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع تغذية ثنائي -40-
- شكل 13.2- أدلة مستطيلة ذات جدران كهربائية أو مغناطيسية -42-

- 49- شكل 14.2- صورة لبنية مستوية ثنائية الطبقات ودارتها الكهربائية المكافئة
- 49- شكل 15.2- تخطيط مبدأ الطريقة التكرارية في دارة مستوية ثنائية الطبقات
- 51- شكل 16.2- الدارة الكهربائية لرباعي الأقطاب  $Q$
- 54- شكل 3.1- مخططات سطح الايريس
- 55- شكل 3.2- البيانات ثلاثية الأبعاد للحقل الكهربائي
- 55- ا- ايريس ذاتي ب- ايريس سعوي ج- ايريس رنان
- 56- شكل 3.3- البيانات ثلاثية الأبعاد لكثافة التيار الكهربائي
- 56- ا- ايريس ذاتي ب- ايريس سعوي ج- ايريس رنان
- 57- شكل 3.4- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات
- 58- شكل 3.5- مخططات الايريس المدروسة
- 58- شكل 3.6- تغير الممانعة  $Z$  بتغير عدد مرات المحاكاة
- 59- شكل 3.7- تقارب الممانعة  $Z$
- 60- شكل 3.8- تأثير السماحية النسبية للعازل على تقارب الطريقة التكرارية
- 60- شكل 3.9- تأثير أبعاد العلية على تقارب الطريقة التكرارية  $wcip$
- 61- شكل 3.10- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد التكرارات
- 62- شكل 3.11- مخططات الايريس المدروسة
- 63- شكل 3.12- تأثير المعدن على تقارب ممانعة الايريس
- 63- شكل 3.13- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة تغير التردد
- 64- شكل 3.14- تأثير السماحية النسبية  $\epsilon_r$  على تقارب الطريقة التكرارية
- 64- شكل 3.15- تأثير الأبعاد على تقارب الطريقة العددية. ا- طول العلية ب- عرض العلية
- 65- شكل 3.16- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات. ل- الاتجاه  $Oy$  ب- الاتجاه  $Ox$
- 66- شكل 3.17- مخططات الايريس المدروسة
- 66- شكل 3.18- تأثير المعدن على التقارب
- 67- شكل 3.19- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات. ل- الاتجاه  $Oy$  ب- الاتجاه  $Ox$
- 67- شكل 3.20- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات. ل- الاتجاه  $Oy$  ب- الاتجاه  $Ox$
- 68- شكل 3.21- تأثير ابعاد العلية على تقارب الطريقة التكرارية  $wcip$
- 68- ل- طول العلية  $a$  ب- عرض العلية  $b$
- 69- شكل 3.22- مخطط الايريس المركب

- 69- شكل 3.23- تقارب الممانعة  $Z_{iris}$  -/الاتجاه  $Ox$  ب- الاتجاه  $Oy$
- 70- شكل 3.24- البيانات ثلاثية الأبعاد للحقل الكهربائي باتجاه  $Ox, Oy$
- 70- شكل 3.25- البيانات ثلاثية الأبعاد لكثافة التيار الكهربائي باتجاه  $Ox, Oy$
- 71- شكل 3.26- الدارة الكهربائية المكافئة
- 72- شكل 3.27- /النموذج الكهرومغناطيسي للبنية المدروسة
- 73- شكل 3.28- مخطط البنية المدروسة
- شكل 3.29- المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من أجل  $f = 20GHz$  و  $N = 350$  مرحلة
- 73- -/  $abs(E_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$
- ب-  $abs(E_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- شكل 3.30- المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائي  $J_x, J_y$  من أجل  $f = 20GHz$  و  $N = 350$  مرحلة
- 74- -/  $abs(J_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$
- ب-  $abs(J_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- شكل 3.31- تقارب الطريقة التكرارية wcip
- 74- -/ معامل الانعكاس  $S_{11}$  ب- ممانعة المنبع  $Z_{in}$
- 76- شكل 3.32- محاكاة الهوائي باتش بدلالة التردد
- 77- شكل 3.33- النموذج الكهرومغناطيسي للبنية المدروسة
- 77- شكل 3.34- مخطط البنية المدروسة
- شكل 3.35- المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من أجل  $f = 20GHz$  و  $N = 350$  مرحلة
- 78- -/  $abs(E_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$
- ب-  $abs(E_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- شكل 3.36- المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائي  $J_x, J_y$  من أجل  $f = 20GHz$  و  $N = 350$  مرحلة
- 78- -/  $abs(J_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$

- ب-  $abs(J_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- شكل 37.3** - تقارب الطريقة التكرارية wcip
- 79- -ل- معامل الانعكاس  $S_{11}$  -ب- ممانعة المنبع  $Z_{in}$
- 79- **شكل 38.3** - محاكاة الهوائي من نوع 2 بدلالة التردد
- 81- **شكل 1.4** - رسم تخطيطي لمبدأ المضخم
- 82- **شكل 2.4** - رسم تخطيطي لمساحة السطح
- شكل 3.4** - المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من اجل  $f = 20GHz$
- و  $N = 350$  مرحلة
- 83- -ل-  $abs(E_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$
- ب-  $abs(E_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- شكل 4.4** - المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائية  $J_x, J_y$  من اجل  $f = 20GHz$
- و  $N = 350$  مرحلة
- 83- -ل-  $abs(J_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$
- ب-  $abs(J_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$
- 84- **شكل 5.4** - تمثيل لقسم من المناطق الفيزيائية التي تربط الجزء الفعال بالجزء غير الفعال
- 85- **شكل 6.4** - النموذج الذاتي للترانزستور MESFET
- شكل 7.4** - الدارة الكهربائية المكافئة للترانزستور MESFET
- 85- -ل- إشارة صغيرة -ب- إشارة كبيرة
- شكل 8.4** - تقارب الطريقة التكرارية WCIP
- 86- -ل- ممانعة المنبع  $Z_{in}$  -ب- معامل الانعكاس  $S_{11}$
- 87- **شكل 9.4** - تجاوب البنية المدروسة -ل- مسامحة المنبع  $Y_{in}$  -ب- مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 88- **شكل 10.4** - تأثير أبعاد العلبة على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 90- **شكل 11.4** - تأثير ارتفاع السطح العلوي للعلبة على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 91- **شكل 12.4** - تأثير تردد المنبع على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 92- **شكل 13.4** - تأثير الحامل نصف الناقل على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$
- 94- **شكل 14.4** - تأثير ارتفاع الحامل نصف الناقل على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

## مقدمة

استقدمت العديد من الطرق العددية لدراسة انعراج الأمواج الكهرومغناطيسية في الفضاء فنجد طريقة العناصر المحدودة وطريقة العزوم ، هذه الطرق محدودة التطبيقات اما الطريقة التكرارية المعتمدة على الأمواج فهي طريقة اصلية لأنها تطبق على جميع الاشكال والابعاد سواء كانت دارات عالية التردد او حل مشاكل الانعراج في الفضاء ونظرا لتفضيل قصر الوقت في المحاكاة من طرف الصناعيين فنحن بحاجة لطرق حديثة ومهمة لتلبية طلبهم .

تقوم الطرق العددية الكلاسيكية ( FEM ، FRDTD ، IE ) بدور مهم في هذا المجال حيث تصنف ضمن طرق تقسيم الميدان او بمعنى افضل استخدام الشبكات الفعالة ، هذه الأخيرة مفضلة ومطورة حاليا لأنها تحتاج الى حل تفاضلي للمشكلة حيث تتمثل فكرتها في التقسيم الدقيق للأوساط الحساسة بمعنى تغيرات الحقول تؤدي الى تغير مهم في النتيجة .

تتوجه البحوث الحالية حول الطرق الهجينة و تحديد كثافة الشبكة الكثير منها يعتمد على تحسين الطرق الكلاسيكية حيث تهتم معظم الاعمال المنشورة بالطريقة Multi Resolution Time Domain ( MRTD ) من اجل تحسين الفعالية الرقمية حيث طبق مبدؤها على FDTD فبين ان التحليل الموجي يمكن ان يعتمد في الكهرومغناطيسية في الميدان الترددي معتمدا على طريقة العزوم .

في السنوات الأخيرة اعتمدت MRTD في العديد من الميادين الكهرومغناطيسية خاصة مشاكل الانعراج في الدارات المستوية واستمرارية الدليل الموجي وطريقة Adaptive Multiscale Moment Method ( AMMM ) التي عرفت في سنة 1998 من طرف Sarkar [56] تعتمد على أعمال كل من Pirinoli في الطريقة التكاملية واعمال كل من Herring و Christopoulos و Wlodareszyk في TLM [36] .

هناك طريقة أخرى أساسية هي الطريقة WCIP تصنف عموما على انها طريقة نمطية عرفت من طرف Nadarssin ترتكز على مبدأ الموجة وقدمت خطوطها العريضة على الهيئة العلمية من طرف H.Baudrand [39] تسمح بحل مختلف المشاكل الكهرومغناطيسية وهي قريبة من الطرق الطيفية SIT المطورة من قبل Bojarski [40] و Ko Mitra [31] حيث تطبق على نطاق واسع في مشاكل الانعراج والاشعاع

مبدأ هذه الطريقة سهل وفعال حيث تسمح العلاقة بين الأمواج الواردة والمنعكسة في مختلف الأوساط بإيجاد الانعكاس في الوسط النمطي والانعراج في الوسط الزمني وللمرور السريع بين الوسطين نستخدم FMT المعتمد على FFT .

الطريقة التكرارية مهيأة في البنيات المستوية وتعطي إجابة واضحة للمشاكل العددية المستعصية على الطرق الأخرى حيث يتمثل الهدف الفعلي لعملا في التوضيح الرقمي للطريقة التكرارية .

تحتوي هذه المذكرة على اربع محاور محددة لمحاكاة الدارات متعددة الطبقات .

- المحور الأول عبارة عن وصف شامل لمختلف البنيات المستوية وتطبيقاتها في الترددات العالية .
- المحور الثاني يتمثل في دراسة نظرية لطرق المحاكات (تحليلية وعددية ) ثم دراسة جد مفصلة للطريقة التكرارية WCIP .
- يركز المحور الثالث على محاكات الدارات المستوية غير الفعالة حيث نبدأ بالايريس المتمثل في بنية بسيطة متكونة من وسطين هامين واساسيين (معدن وعازل) اما التطبيق الثاني فهو عبارة على هوائي مستوي لتحديد التقارب ومؤثري الانعراج والانعكاس .
- المحور الرابع يدرس محاكاة الترانزستور MESFET نظرا لاستخداماته الواسعة في الترددات العالية .

# 1. عموميات

مقدمة

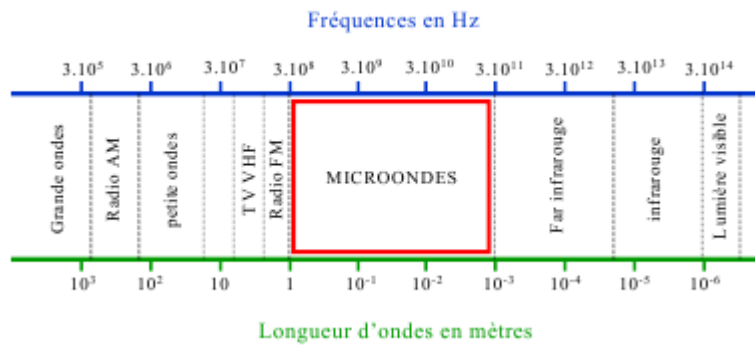
الأمواج القصيرة هي عبارة عن أمواج ذات ترددات عالية تركز على البنيات المستوية وقد عرفت إقبالا كبيرا في السنوات الأخيرة وذلك لكثرة استعمالها في مختلف الميادين ذات الدقة العالية خاصة أنظمة الإعلام، الرادار، الاتصال عالي التواتر ( التردد ) أنظمة الإنذار، والأنظمة السرية

## 1.1- الترددات العالية

### 1.1.1- أنظمة ذات الأمواج القصيرة واستخداماتها

#### 1.1.1.1- تعريف

مصطلح موجة قصيرة يعود إلى الأمواج ذات الترددات المحصورة بين 300MHz و300GHz حيث يوافق هذا المجال من الترددات أطوال موجات في الفراغ التي تنحصر بين 1m و1mm إذا اقترب طول الموجة من mm نتكلم هنا عن الأمواج المليمترية



شكل 1.1- وصف الترددات [1]

تتكون الإشارات قصيرة الموجة أساسا من إشارات عالية التردد وأطوال موجة قصيرة جدا ، في هذه الشروط لا يمكن تطبيق نظرية الدارات الكلاسيكية وذلك بسبب الأبعاد الصغيرة لمختلف العناصر المكونة للنظام قصير الموجة حيث تكون قريبة من طول الموجة إضافة إلى طور الكمون والتيار المنتشر عبر كامل الدارة .ولدراسة هذه الأنظمة يجب الاستعانة بنظرية الكهرومغناطيسية المعتمدة أساسا على معادلات " ماكسويل Maxwell" [1]

تعددت استخدامات الأمواج الكهرومغناطيسية فمست جميع ميادين العلوم وخاصة بعد استخدام مختلف التجاويزات الجزيئية ، الذرية ، النووية المتوافقة مع هذا المجال من الترددات ، مما يسمح بإنتاج العديد من الملاقط كالمستخدمة في الفحوصات الطبية، تلحيم الطبقات التحتية في الجيولوجيا .

#### 1.1.1.2 - استخدامات الأنظمة قصيرة الموجة

##### أ - الميدان العسكري

معظم الأبحاث عن الترددات العالية أثبتت فعالية الأمواج القصيرة في الميدان العسكري وذلك لاستخدامه الكبير للترددات العالية حيث نجد:

▪ الاكتشاف والإرشاد.

▪ الحرب الالكترونية.

▪ الاتصالات [2]

##### ب - ميدان الإعلام

نظرا لأهمية هذا الميدان وحضوره الضروري في السنوات الأخيرة قمنا بتصنيف استخدامات الأنظمة قصيرة الموجة في نقطتين عريضتين :

▪ استقبال القمر الصناعي .

▪ الهواتف المتحركة .

##### ج - ميدان النقل

استخدامات الترددات العالية في النقل كثيرة ومتنوعة وهي دائمة التطور، فأول استخداماتها نجده في ربط القمر الصناعي مع GPS وقد تطورت هذه الاستعمالات بفضل هذا النظام للمساعدة على التجول. أما الاستعمالات النسبية في التنقل تتطلب عموما تقنيات الاتصال أو نظام الرادار.

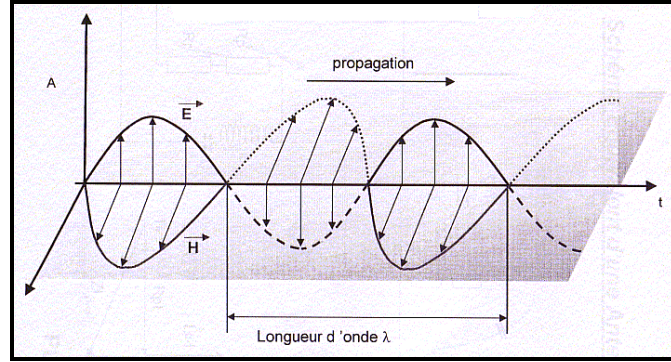
##### د - الصناعة والطب

استعمالات الأمواج القصيرة في الصناعة تتمثل في مستقبلات من اجل تحليل المواد، أما الاستخدامات الطبية فتتمثل في تحديد وفحص السرطانات بالإضافة الى العمليات الجراحية عن بعد [3]

## 2.1.1- الأمواج الكهرومغناطيسية

عندما نرمي حجر في وسط الماء، تتشكل على السطح موجات متتالية، هذه الأخيرة تنتشر في كافة الاتجاهات (دوائر مركزية تبدأ من مكان رمي الحجر) وتتلاشى شيئاً فشيئاً تسمى بالأمواج الأماواج عبارة عن ظاهرة فيزيائية ناتجة عن تذبذبات (في هذه الحالة تراس الحجر في الماء) تنتشر في الوسط (مثل سطح الماء) بصفة عامة يمكننا القول بان الموجة عبارة عن ذبذبة منتقلة (في الماء، في الهواء...). [4]

الأمواج الكهرومغناطيسية OEM عبارة عن حقل كهربائي دوري وجيبي  $E$  وآخر مغناطيسي  $B$  جيبي بنفس الدور، متعامدان في كامل النقاط، هذه الأمواج تنتقل في الفراغ عموديا على المستوي المكون من شعاعين  $\vec{E}$  و  $\vec{B}$  بسرعة ثابتة  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$



شكل 2.1- انتقال أشعة الحقلين الكهربائي والمغناطيسي [5]

### 1.2.1.1- الحقل الكهرومغناطيسي

في وسط محدد الكمية من الشحنات المستمرة ذات كثافة  $\rho$  أو تيار  $\vec{j}$  مرتبطين بعلاقة الانحفاظ التالية

$$\nabla \vec{J} = -j\omega\rho$$

حيث:  $\omega = 2\pi f$  يمثل النبض الزاوي

نعرف أربعة حقول شعاعية مركبة

- حقل  $\vec{E}$  وتحريض  $\vec{D}$  كهربائيين متناسبين مع  $V/m$  و  $C/m^2$
- حقل  $\vec{H}$  وتحريض  $\vec{B}$  مغناطيسيين متناسبين مع  $A/m$  و  $T(\text{Tesla})$

## 2.2.1.1 - معادلات ماكسويل Maxwell

تتمثل معادلات ماكسويل فيما يلي

$$(1.1) \quad \nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad \text{معادلة ماكسويل فراداي Maxwell Faraday}$$

$$(2.1) \quad \nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad \text{معادلة ماكسويل أمبير Maxwell Ampère}$$

$$(3.1) \quad \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{قانون غوص Gauss}$$

$$(4.1) \quad \nabla \cdot \vec{B} = 0$$

حيث:  $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$ ،  $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$  مع  $\epsilon_0$  تمثل سماحية الفراغ و  $\mu_0$  تمثل النفاذية المغناطيسية للفراغ

### 3.2.1.1 - عبارات الجهد

حل معادلات ماكسويل بسيط باستخدام عبارات الجهد  $\vec{A}$  و  $\Phi$  حيث :

$\Phi$  : دالة سلمية

$\vec{A}$  : جهد شعاعي

لدينا :  $\nabla \cdot \vec{B} = 0$  و يمكن كتابتها على الشكل :

$$(5.1) \quad \nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad \text{حيث } \vec{B} = \nabla \times \vec{A}$$

$$(6.1) \quad \nabla \times (\vec{E} + j\omega\vec{A}) = 0 \quad \text{تصبح معادلات ماكسويل فراداي}$$

$$(7.1) \quad \vec{E} + j\omega\vec{A} = -\nabla\Phi \quad \text{أين :}$$

$$(8.1) \quad \nabla \times \vec{B} = \nabla \times \nabla \times \vec{A} = j\omega\mu_0\epsilon_0\vec{E} + \mu_0\vec{J}$$

$$(9.1) \quad \nabla \times \vec{B} = j\omega\mu_0\epsilon_0(-j\omega\vec{A} - \nabla\Phi) + \mu_0\vec{J}$$

$$(10.1) \quad \nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla\nabla \cdot \vec{A} - \nabla^2\vec{A}$$

نضع  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$  فنجد العلاقة (11.1)

$$(11.1) \quad -\nabla^2\vec{A} - k_0^2\vec{A} = \mu_0\vec{J} + \nabla(\nabla \cdot \vec{A} - j\omega\mu_0\epsilon_0\Phi)$$

$$(12.1) \quad \nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{ولما } \nabla \cdot (-\nabla\Phi - j\omega\vec{A}) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{مما يعطي العلاقة}$$

$$(12.1) \quad \nabla^2\Phi + j\omega\nabla \cdot \vec{A} = -\frac{\rho}{\epsilon_0}$$

من اجل تبسيط العلاقتين (11.1) (12.1) نطبق شرط لورانتس Lorentz

$$(13.1) \quad \nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\mu_0\epsilon_0\Phi$$

$$\nabla^2 \vec{A} + k_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J}$$

فنجذ :

$$[6] (14.1) \quad \nabla^2 \Phi + k_0^2 \Phi = -\frac{\rho}{\epsilon_0}$$

هذه المجموعة من المعادلات التفاضلية تسمى معادلات موجة غير متجانسة لهلمولتز Helmholtz .

#### 4.2.1.1 - أنماط الانتشار

من أجل إيجاد أنماط الانتشار سواء كانت كهربائية TE أو مغناطيسية TM نفرق معادلة ماكسويل إلى مركبات طولية وعرضية .

$$(15.1) \quad \nabla \cdot \vec{E} = 0 \Rightarrow \nabla_t \cdot \vec{E}_t + \vec{k} \cdot \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial z} = 0$$

$$(16.1) \quad \nabla \cdot \vec{H} = 0 \Rightarrow \nabla_t \cdot \vec{H}_t + \vec{k} \cdot \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0$$

$$(17.1) \quad \nabla \times \vec{E} = j\omega\mu\vec{H} \Rightarrow \nabla_t \times \vec{E}_t + \vec{k} \times \left( \frac{\partial \vec{E}_t}{\partial z} - \nabla_t \cdot E_z \right) = -j\omega\mu\vec{H}_t - j\omega\mu H_z \vec{k}$$

$$(18.1) \quad \nabla \times \vec{H} = (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{E} \Rightarrow \nabla_t \times \vec{H}_t + \vec{k} \times \left( \frac{\partial \vec{H}_t}{\partial z} - \nabla_t \cdot H_z \right) = (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{E}_t + (j\omega\epsilon + \sigma)E_z \vec{k}$$

نجمع المركبات الطولية والعرضية كل على حدى فنجد :

$$(19.1) \quad \begin{aligned} \nabla_t \times \vec{E}_t &= j\omega\mu H_z \vec{k} \\ \nabla_t \cdot H_z - \frac{\partial \vec{H}_t}{\partial z} &= (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{k} \times \vec{E}_t \end{aligned}$$

▪ من أجل النمط TE، لدينا  $E_z = 0$  و  $H_z \neq 0$

$$(20.1) \quad \nabla_t \cdot H_z - \frac{\partial \vec{H}_t}{\partial z} = (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{k} \times \vec{E}_t \Rightarrow \nabla_t^2 H_z - \frac{\partial \nabla_t \cdot \vec{H}_t}{\partial z} = (j\omega\epsilon + \sigma)\nabla_t \cdot (\vec{k} \times \vec{E}_t)$$

انطلاقاً من (16.1) تصبح العلاقة (20.1)

$$(21.1) \quad \nabla_t^2 H_z + \frac{\partial \nabla_t \cdot \vec{H}_t}{\partial z} = -(j\omega\epsilon + \sigma)\vec{k} \cdot (\nabla_t \times \vec{E}_t) = j\omega\mu(j\omega\epsilon + \sigma)H_z$$

حيث  $k^2 = -j\omega\mu(j\omega\epsilon + \sigma)$  يمثل العدد الموجي

$$(22.1) \quad \underbrace{\nabla_t^2 H_z}_{trans} + \underbrace{\frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2}}_{longit} + k^2 H_z = 0$$

المعادلة (21.1) تصبح إذن

▪ من اجل النمط  $TM$  حيث  $H_z = 0$  و  $E_z \neq 0$

$$(23.1) \quad \underbrace{\nabla_t^2 \cdot E_z}_{trans} + \underbrace{\frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2}}_{longit} + k^2 E_z = 0$$

لحل المعادلات (22.1) و (23.1) يجب التحقق من :

$$\nabla_t^2 X_z + \rho^2 X_z = 0 \quad \text{معادلة هلمهولتز}$$

$$\frac{\partial^2 X_z}{\partial z^2} - \gamma^2 X_z = 0 \quad \text{معادلة موجة طولية}$$

$$(24.1) \quad \rho^2 - \gamma^2 = k^2 \quad \text{معادلة التشتت}$$

حيث  $X$  يوافق  $E$  و  $H$

$$(25.1) \quad \nabla_t \times \vec{H}_t = 0 \Rightarrow H_t = -\nabla_t \Psi \quad \text{من اجل النمط } TE$$

$$(26.1) \quad \nabla_t \times \vec{E}_t = 0 \Rightarrow E_t = -\nabla_t \Phi \quad \text{من اجل النمط } TM$$

الجهد  $\theta$  ( حيث  $\theta = \Psi$  او  $\theta = \Phi$  ) يحقق معادلة هلمهولتز  $\nabla_t^2 \theta + \rho^2 \theta = 0$

نستخدم طريقة فصل المتغيرات  $\theta = X(x)Y(y)$  لإيجاد حل غير مبتذل يجب إيجاد

$$(27.1) \quad \frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = cte$$

$$\frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = cte$$

الجملة السابقة تكتب من الشكل :

$$(28.1) \quad \frac{d^2 X}{dx^2} + u^2 X = 0$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + v^2 Y = 0$$

$$u^2 + v^2 = \rho^2$$

$$(29.1) \quad X = Ae^{-j|u|x} \quad \text{حل جملة المعادلات السابقة يعطى}$$

$$Y = Be^{-j|v|y}$$

$$(30.1) \quad \text{اذن } \theta = Ce^{-j|u|x} e^{-j|v|y} \quad \text{حيث } C \text{ يمثل ثابت التسوية}$$

[8][7] (31.1)

$$x = a \quad |u|_a = 2m\pi \Rightarrow |u| = \frac{2m\pi}{a}$$

$$y = b \quad |v|_b = 2n\pi \Rightarrow |v| = \frac{2n\pi}{b}$$

$$\rho^2 = u^2 + v^2 = \left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2 \Rightarrow \rho = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}$$

أ - تحديد عبارة ثابت التسوية

(32.1)

$$\vec{A} = \vec{\theta} * \nabla_i \vec{\theta} \text{ يعطى } \vec{A} \text{ شعاع عرضي معرف بـ}$$

(33.1)

$$\nabla_i \vec{A} = \nabla_i \vec{\theta} * \nabla_i \vec{\theta} + \vec{\theta} * \nabla_i^2 \vec{\theta} \text{ فنجد } \vec{A} \text{ على } \nabla_i$$

من معادلة هلمهولتز تصبح العبارة (33.1)

(34.1)

$$\nabla_i \vec{A} = |\nabla_i \vec{\theta}|^2 - \rho^2 |\vec{\theta}|^2$$

(35.1)

$$\int_s \nabla \vec{A} dA = \oint_c \vec{A} n dl \text{ انطلاقا من نظرية التباعد نجد}$$

(36.1)

$$\int_s |\nabla_i \vec{\theta}|^2 dA - \rho^2 \int_s |\vec{\theta}|^2 dA = \oint_c \vec{\theta} * \nabla_i \vec{\theta} n dl \Rightarrow \rho^2 = \frac{\int_s |\nabla_i \vec{\theta}|^2 dA}{\int_s |\vec{\theta}|^2 dA}$$

من اجل تسوية الدوال  $E_T$  و  $H_T$  يجب أن تكون الاستطاعة المنقولة على الخط موافقة للاستطاعة

الناقلة داخل دليل موجي مما يسمح بترجمتها إلى معادلة:

(37.1)

$$\int |E_T|^2 dA = \int |H_T|^2 dA = \int |\nabla_i \vec{\theta}|^2 dA = 1$$

(38.1)

$$\int_s |\vec{\theta}|^2 dA = \int_0^a \int_0^b |C|^2 dA = ab|C|^2 \text{ فنجد (30.1) على (30.1) فنجد}$$

فتصبح عبارة ثابت التسوية كما يلي :

(39.1)

$$|C| = \frac{1}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}}$$

ب - تحديد الحقول العرضية للأشكال  $TE$  و  $TM$  في حالة الجدران الدورية  
 ثابت التسوية المحقق للعلاقة (38.1) في هذه الحالة هو :

$$(40.1) \quad C = \frac{-j}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}}$$

■ النمط  $TM$

يمكننا تعريف الحقول الكهربائية والمغناطيسية العرضية من أجل النمط  $TM$  مع الأخذ بعين الاعتبار  $\vec{E}_t = -\nabla_t \Phi$  بالعلاقة

$$(41.1) \quad \vec{E}_t = -C \left[ \vec{i} \left( -j \frac{2m\pi}{a} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y} \right) + \vec{j} \left( -j \frac{2n\pi}{b} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y} \right) \right]$$

مما يسمح بتعريف المركبات العرضية  $E_x$  و  $E_y$  للحقل الكهربائي بـ

$$(42.1) \quad E_x^{TM} = \frac{\frac{2m\pi}{a}}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y}$$

$$E_y^{TM} = \frac{\frac{2n\pi}{b}}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y}$$

ومن أجل إيجاد المركبات العرضية للحقل المغناطيسي يجب كتابة  $\vec{H}_T = \vec{k} \times \vec{E}_T$  فنحصل على:

$$(43.1) \quad H_x^{TM} = \frac{\frac{2n\pi}{b}}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y}$$

$$H_y^{TM} = \frac{\frac{2m\pi}{a}}{\sqrt{ab} \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}} e^{-j\frac{2m\pi}{a}x} e^{-j\frac{2n\pi}{b}y}$$

## ▪ النمط $TE$

بنفس الطريقة يمكننا إيجاد المركبات العرضية للحقلين الكهربائي والمغناطيسي في النمط  $TE$ ، فتكون لدينا العلاقات التالية:

$$(44.1) \quad \begin{aligned} H_x^{TE} &= E_x^{TM} & H_y^{TE} &= E_y^{TM} \\ E_x^{TE} &= -H_x^{TM} & E_y^{TE} &= -H_y^{TM} \end{aligned}$$

## 2.1- مختلف أنواع الدارات

### المستوية

#### 1.2.1- عموميات على البنيات المستوية

##### 1.1.2.1- تعريف

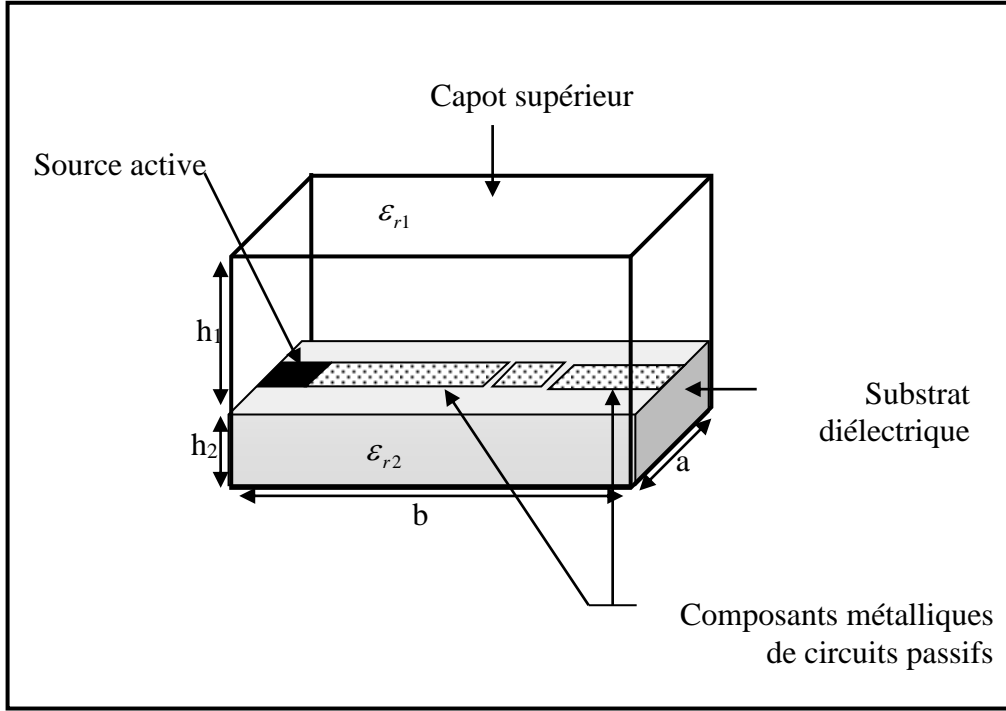
البنيات المستوية هي بنيات ذات فعالية وجودة كبيرة في إنتاج مركبات مكونة من عناصر فعالة وغير فعالة مستخدمة تقنية صنع الدارات المطبوعة القديمة عند ترددات عالية تصل إلى مجال المليمتريّة أو السنتمتريّة مستغلة حجما كبيرا.

تقنية الدارات المطبوعة متواجدة في ميدان الإلكترونيك وخصوصا ذات الترددات العالية ، مما يجعلها جاهزة لتشكيل خطوط ذات متجاوبات الشرائط الصغيرة و بالتالي فان استخدام التكنولوجيا المستوية ضروري لتشكيل مركبات جيدة لتجيب على كل هذه الانعكاسات واجهت هذه التطورات بشكل طبيعي عدة قيود وتتمثل في :

- التقليل من الدوائر الإلكترونية الناتج عن تصميم محدود العدد من الدوائر المرتبطة بمشاكل التوافق الكهرومغناطيسي.
- تحسين نطاقات التردد المفيدة في الواقع، لتجنب مشاكل التداخل، فمن الضروري اختيار وتنظيم نطاقات التردد بأقصى قدر من الدقة
- التقليل من تكاليف الإنتاج. حيث تهدف بعض المنتجات للتوزيع الواسع الذي يتطلب استخدام مواد وعمليات التصنيع أقل تكلفة.

و بالتالي فان استخدام التكنولوجيا المستوية ضروري لتشكيل مركبات جيدة لتجيب على كل هذه الانعكاسات[9]

الشكل التالي يوضح دائرة مستوية فعالة مسطحة على صفيحة عازلة ومغلقة داخل علبة .



شكل 3.1- صورة توضيحية للعناصر المكونة لدارة مستوية.

الدارة المستوية عموماً مكونة من منبع فعال مستو مرتبط بطبقة رقيقة جداً من المعدن فيكونان دارة غير فعالة ، هذان الأخيران يوضعان فوق طبقة من العازل يسمى حامل (substrat) ذات سماحية نسبية  $\epsilon_r$  مختلف عن السماحية النسبية للوسط في العلبه، هذا النوع من الدارات المستوية وحيدة الطبقات (ذات طبقة واحدة) ، يوجد أيضاً دارات مستوية متعددة الطبقات أين تتوضع الدارة على مجموعة من الحوامل العازلة .

تتواجد الدارة المستوية إذن بين طبقة الحامل والوسط الحاوي الموافق للوسط العلوي المتمثل في أغلب الحالات في الهواء .نذكر بان الهواء يملك سماحية نسبية قريبة جداً من الفراغ .

تعلق بعد ذلك هذه الدارة داخل علبه رقيقة جداً لعزل كل الصناعات الكهرومغناطيسية الخارجية ، يمكن أن تكون هذه العلبه معدنية أو بلاستيكية أو أي مادة مخالفة للحامل [10].

#### 2.1.2.1- تحقيق بنيات مستوية

الدمج في الدارات الالكترونية للبنيات المستوية جد عملي وذلك لوجود إمكانية إضافة عناصر فعالة أو غير فعالة على سطحها وبالتالي إمكانية إعدادها. ومع ذلك يبقى دمج العناصر الغير فعالة ضرورياً من أجل تحقيق أنظمة الاتصالات [11].

في ظل هذه الشروط فإن التصغير أو الدمج غير معتمد في الالكترونيات التقليدية ( الكلاسيكي ) ولكنه يبقى الهدف الأساسي للأجيال القادمة من المركبات والأنظمة [9].

تتحقق الدارات المتكاملة قصيرة الأمواج (CIMM) الهجينة على نطاق واحد بموثوقية عالية وبتكاليف إنتاج منخفضة [12]. حيث تعتمد على استخدام تكنولوجيا الدارات المستوية جزئياً فوق سطح عازل مستو ذات طبقة واحدة أو عدة طبقات و يمكن إنتاج هذا النوع من الدارات بأعداد كبيرة وتكلفة منخفضة انطلاقاً من تقنية التصوير الضوئي photographie بخصائص تقنية متمثلة في صغر أبعادها، خفة وزنها، موثوقيتها العالية [9].

تتواجد الركائز المستخدمة في الميكرويف ( الترددات العالية) في قطاعين تكنولوجيايين:

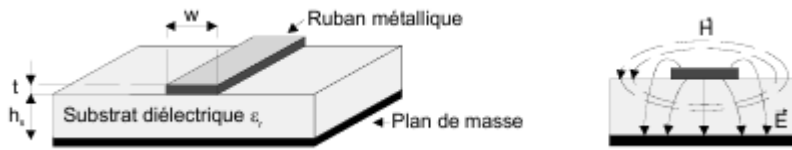
- تقنية LTCC ( Low Temperature Cofired Ceramic ) وتعرف على أنها طريقة إنتاج دارات متعددة الطبقات خزفية بالاعتماد على طبقة ناقلة، عازلة أو مقاومة. هذه الطبقات تسخن معا في درجة حرارة منخفضة ( $\leq 850^{\circ}\text{C}$ ) مرة واحدة [13].
- تقنية PCB ( اللوحات الالكترونية المطبوعة): تقنية قديمة جدا ومنخفضة التكاليف تعتمد على حوامل البوليستر [14].

## 2.2.1- التقنيات المستوية

### 1.2.2.1- تقنية الهيكل الشريطي micro-ruban

تستخدم هذه التقنية على نطاق واسع لصنع دارات ميكروويف ويتم تشكيل الهيكل الشريطي micro-ruban من ناقل معدني موضوع فوق الوجه العلوي للحامل العازل على الوجه السفلي للطبقة الارضية plan de masse [15].

في هذه النمط الأساسي للانتشار ليس TEM ( مستعرض كهرومغناطيسي ) لأن المقطع العرضي غير متجانس ومع ذلك فإن سعة المركبات الطولية للحقول الكهربائية والمغناطيسية صغيرة جدا تكاد تكون مهملة، يسمى الوضع شبه TEM ومنه إمكانية نمذجة البنية في شكل خط ناقل ممانعته الخاصة في وسط متجانس متميز بسماحية نسبية فعالة  $\epsilon_{reff}$



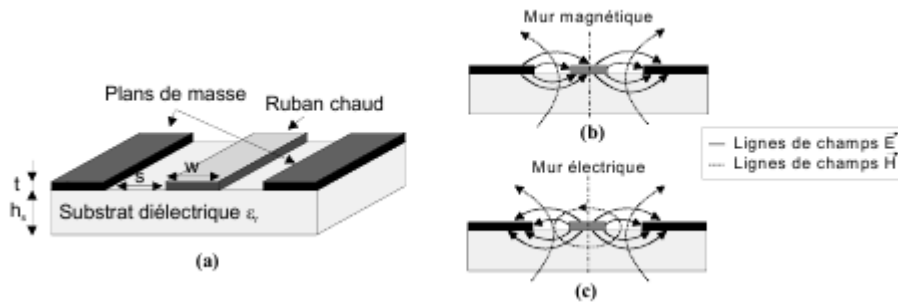
### شكل 4.1- صورة توضيحية للخط الشريطي و خطوط حقله الكهربائي و المغناطيسي [16]

من وجهة نظر صناعية تقنية خدش (gravure) الدارات الشريطية micro-ruban هي تقنية بسيطة التنفيذ نسبياً ( تتشابه مع الدارات المطبوعة في الترددات المنخفضة ). مع ذلك إذا كان ربط العناصر على التسلسل سهل وبسيط فإن تركيبها على التفرع جد معقد نظراً لوجود طبقة ارضية في الوجه السفلي، والواقع أن تحقيق دارة مقصورة يتطلب تقنيات حفر متطورة ، إضافة إلى هذه الصعوبات في التنفيذ، فإن الثقوب المطلوبة في الأداء الكهربائي للدارة لا يستهان به وذلك لتأثير الشوائب غير المرئية،

وأخيرا عندما يتم اختيار خصائص الحامل ونطاق الممانعات المميزة الممكنة المقصر على ممانعات منخفضة وعرض مهم للأشرطة . بالرغم من كل هذه العيوب تبقى تقنية الشريط الدقيق من انجح الطرق حتى في الموجات المليمترية وهذا ما يشهده نطاق واسع من الصناعة.

### 2.2.2.1- تقنية متحد المستوي coplanaire [17], [18]

تعتمد تقنية متحد المستوي coplanaire على وضع نواقل معدنية ( شرائط ساخنة و طبقة ارضية) على نفس الوجه من الحامل. التماثل في الخط يعطي نمطين أساسيين للانتشار شبه TEM متشتت ونمط شبه TE يسمى فتحة مشتتة يمكن حذفه عند نفس الجهد للطبقة الارضية. استخدام هذه الهياكل يزيد من تعقيد الدارة، ينتج اثر كبير للشوائب ، إضافة إلى ذلك وعلى عكس البنيات ذات الشرائط الصغيرة فان الانقطاعات المتواجدة في البنية متحدة المستوي تكون معقدة التحاكي باستخدام تصاميم البرمجيات التجارية.



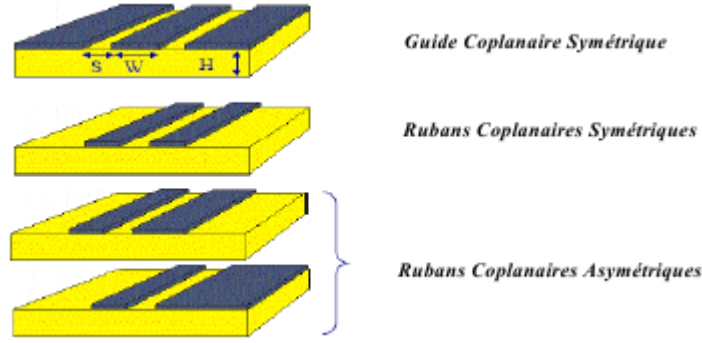
### شكل 5.1- صورة توضيحية للخط الشريطي و خطوط حقلية من اجل النمطين شبه TE و شبه TEM

على الرغم من هذه العيوب فإن مزايا تقنية متحد المستوي متعددة لأنها تحتاج إلى مستوي واحد من التعدين ( تقنية احادي المستوي uni planaire ) لتسهيل ربط العناصر الفعالة وغير الفعالة سواء على التسلسل أو على التفرع ، بالإضافة إلى التأثير المحدود للشوائب لأن الاتصال يكون مباشر وليس عن طريق الثقوب كما في الشريط الدقيق. ومن الممكن ضمان الترابط القوي بين الخطوط وذلك لوجود plan de masse على نفس الوجه من الحامل مما يزيد من كثافة الدارات.

تمتلك تقنية متحد المستوي مرونة كبيرة مرتبطة بإمكانية تحقيق ممانعة خاصة متماثلة مع تصاميم مختلفة للخط. و أخيرا التشتت في تقنية متحد المستوي أقل من التشتت في التقنية السابقة وهذا ما يجعلها مثيرة للاهتمام في المجالات المليمترية [16].

عمليا تقنية متحد المستوي تمتلك العديد من الأشكال المختلفة حسب سمك الحامل العازل وعرض

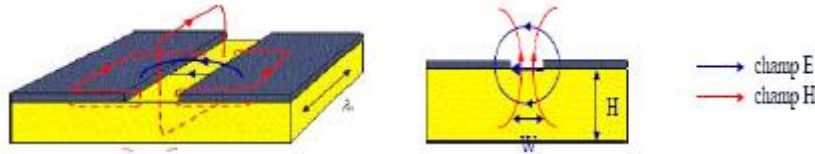
الشريط الناقل كما في الشكل



شكل 6.1- البنيات المختلفة لتقنية متحد المستوى

### 3.2.2.1- تقنية الشق (الفتحة)

اقترحت تقنية الشق من طرف كوهن عام 1996 وهي عبارة عن بنية مكونة من حامل عازل معدن من جانب واحد فقط. التعدين يحتوي على أخدود ضيق ومحفور. فيكون انتشار الحقل غير TEM كلياً ونمطه الأساسي شبه TE وليس شبه TEM.



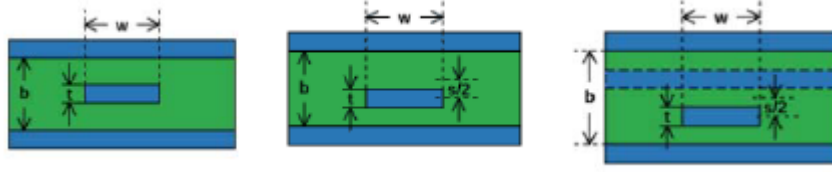
شكل 7.1- تقنية الشق و انتشار الحقول

- الحقل الكهربائي عرضي إلى الواجهة في الشق.
- الحقل المغناطيسي يملك مركبة Z غير مهمة.

### 4.2.2.1- تقنية الحزام

تدعى تقنية الحزام كذلك بتقنية الشريط ( طور أول شريط من طرف بارت وبارنز عام 1951 ) هذه التقنية مستوحاة من الخط المحوري وهو عبارة عن شريط مركزي داخل عازل بين الطبقة الأرضية يتوضعان في كل جانب من الحامل.

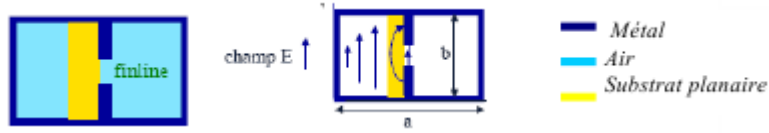
هناك عدة أشكال عملية ومفيدة لتقنية الحزام مثل : الممركزة ، وغير الممركزة أو مزدوج التعامد شكل تقنية الحزام الممركز هو الأمثل من بين كل الأشكال ولكن تتطلب بعض الدارات الأشكال غير الممركزة ، أما في مجال الجهد العالي فان تكوين حزام مزدوج التعامد أكثر فعالية واستخدام



شكل 8.1 - التقنية الممركزة ، وغير الممركزة أو مزدوج التعامد

#### 5.2.2.1 - تقنية الأجنحة

في عام 1972 اقترح ماير تقنية جديدة شبه مستوية تسمى تقنية الأجنحة لأجل الدارات المتكاملة المليمتريّة تتمثل هذه التقنية في تقنية الشق موضوعة في مستوي E لدليل معدني مستطيل، وتستخدم على نطاق واسع وذلك لتطوير مختلف العناصر في الحزمة المليمتريّة والتكنولوجيا الهجينة. نمط الانتشار المستقيم الأقرب إلى مزيج من نمط TE و TM وهو النمط الهجين أو ليس TEM.



شكل 9.1 - تقنية الأجنحة و انتشار الحقول

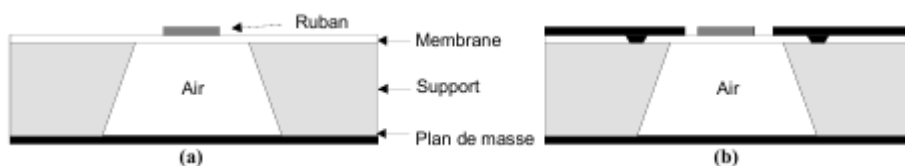
الهيكل ذات الأجنحة المستخدمة في الأمواج المليمتريّة .

- عرض حزمة النمط الأساسي كبير جدا مقارنة مع نمط دليل الأمواج
- ضياع التوهين صغير جدا مقارنة مع الدارات المستوية الأخرى
- عدم وجود مشاكل للعناصر الفعالة في تقنية الدليل الموجي
- استخدام النمط السائد  $TE_{10}$
- الحقل E الموازي لـ y منتظم باتجاه y وأعظمي عند  $x = a/2$ .
- مساعدة مع الحقل الكهربائي في تقنية الشق [9].

### 6.2.2.1- تقنية الأغشية

في هذه التكنولوجيا يتم وضع شرائط معدنية للدارة على حامل جد رقيق ( BCB ، Diclad ، أكسيد السيلكون ) لخلق طبقة من الهواء ( يمكن تحقيق التجاوبف بحجم صغير جدا من السيلكون ) [19]. [20]. حيث يتميز الغشاء بسلك رقيق ( بضع ميكرون )، سماحية ضعيفة ( قريبة من الهواء ) ، وتأثيره مهمل لذلك تعتبر طبقة الهواء الموضوعه بالأسفل حاملا عازلا للخط المكون ( المحقق ) . و يكون انتشار الحقول قريب جدا من النمط TE.

وهكذا فان إزالة الحامل الذي يرتكز عليه عادة خطوط الثقل يقلل من ضياع العازل بصفة مستمرة وتركب ظاهرة التشتت في الحامل.



شكل 10.1 - المظهر النموذجي لتقنية الأغشية : الشريط و متحد المستوى [16]

7.2.2.1- تكنولوجيا فائقة التوصيل في درجة حرارة حرجة وعالية HTC تتكون تكنولوجيا فائقة التوصيل عموما من حامل أحادي التبلور (  $MgO.....$  ) مغطى بطبقة رقيقة من أكسيد جد ناقل للكهرباء (  $YBaCuO$  أو  $TaBaCaCuO$  ) [21]. [22]. على الرغم من انخفاض مقاومة سطح المواد فائقة التوصيل  $R_f$  بالمقارنة مع المواد الكلاسيكية القديمة يمكن تحقيقها.

### 3.2.1- التكنولوجيات المستوية متعددة الطبقات

لتلبية المعايير النسبية للتكلفة ، تصغير الدارات ، مشاكل الربط البيني وتبيان تردد نظم الاتصالات ثم تطوير تكنولوجيا متعددة المستويات تسمى بالتقنية متعددة الطبقات والهدف منها هو تركيب وظائف ( تصفية، تجميع .... ) على سطح مستو مكون من عدة طبقات عازلة يتم فيها إيداع العديد من الوصلات، العناصر غير الفعالة بعدة طرق ( طبقة رقيقة، طبقة سميكة، LTCC ).

هناك عدة طرق لتجميع وتراص الطبقات أو الأفلام العازلة مع أو دون مستوى متوسط من التعدين تختلف هذه الطرق من حيث تكلفة الإنتاج التي تزيد من مهارات التصنيع الفنية اللازمة [16].

### 1.3.2.1- التقنية المتعددة الطبقات المطورة في LEST

لأكثر من عقد من الزمن، نفذت LEST تقنية متعددة الطبقات استنادا إلى طريقة ( طبقة سميكة ) من نوع نقش متسلسل [23]. [24] ، سلسلة النقش مركبة من عمليتي Sérigraphie و photolithographie تسمح بإيجاد حلول تتفق مع تلك المفروضة من قبل تطبيقات الميكروويف ولاسيما الحزمة المليمتريية . تتألف الطريقة العامة لتصنيع الطبقات السميكة من وضع حبر وعجينة على حامل ناقل بعد وضع قناع على مساحات غير قابلة للترسيب ، بعد طلاء وتجفيف كل طبقة في الفرن نقوم بالتهي في درجة حرارة 800°C لتثبيت الحبر ، بهذه الطريقة يتم وضع الحبر تباعا سواء كان ناقلا أو عازلا ( سمك الطبقات الموضوعة يقدر ب - 20-3µm ) يمكن اعتبار هذه الطريقة حل نسبي منخفض التكاليف مقارنة مع ما يسمى بالطبقات الرقيقة فهذه الأخيرة تتمثل في وضع طبقات عن طريق الترسيب في الفراغ أو بطرق كيميائية مما يعطيها ميزة مراقبة أبعادها وأوضاعها جد ممتازة لكنها تتطلب معدات ثقيلة نسبيا ومعقدة.

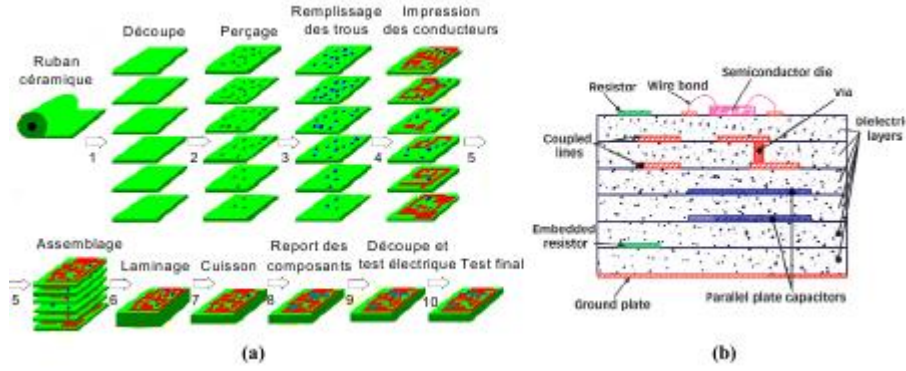
تقنية الطبقات السميكة تتطلب معدات أقل تكلفة مما يتيح لنا تركيب دارات على التسلسل صغيرة

ومتوسطة بتكلفة أقل [16].

### 2.3.2.1- تقنية LTCC

تعتبر التقنية LTCC الأكثر شهرة من بين التقنيات الأخرى تتمثل في تراص وطهي السيراميك الأخضر [25] [26]، في الواقع هذه التقنية تعتمد على طهي الطبقات في نفس الوقت بدرجات حرارة 900°C. أولا يكون الحامل من السيراميك على شكل لفافة تقطع إلى أوراق من العجين الخام ( سيراميك أخضر) ثم يتم إعداد هذه الأوراق بمرونة ميكانيكيا. تتم الطباعة عن طريق الطبقات السميكة، وتغلف معا وأخيرا تشكل كهيكل متراص ومتجانس.

تكنولوجيا LTCC عبارة عن تطور لـ HTCC باستخدام ناقل مقاوم في درجات حرارة عالية جدا مقدرة بـ 1600°C مثل التنغستين الذي يتميز بناقليه ضعيفة ( $\sigma_w = 0.98 \cdot 10^7 \text{ s/m}$ ) وهناك مواد خزفية جديدة درجة حرارة طهيها منخفضة تسمح باستخدام نواقل كهربائية مثل الذهب ( $\sigma_{Au} = 4.1 \cdot 10^7 \text{ s/m}$ ) النحاس ( $\sigma_{Cu} = 5.8 \cdot 10^7 \text{ s/m}$ ) أو الفضة ( $\sigma_{Ag} = 6.12 \cdot 10^7 \text{ s/m}$ ) للتقليل من الخسائر المعدنية للنظام المصمم



### شكل 11.1 - وصف لطريقة صنع LTCC و المقطع الخارجي للدائرة

الفرق الرئيسي لتقنية LTCC يكمن في سمك الطبقات العازلة المتوضعة ، عمليا سمك كل طبقة عازلة في LTCC يكون من رتبة  $10\mu\text{m}$  ، بالإضافة إلى ذلك عدد الطبقات المتوضعة تقتصر دائما على عشرة طبقات ، علاوة على ذلك الصعوبات المتوقعة في هذه الطريقة مرتبطة أساسا بظواهر تقلص الطبقات ( اعتمادا على المواد ) والتمدد الحراري للطبقات الداخلية المؤثرة على التراكب.

طرق الطبقات السميكة المتعددة و LTCC تسمح بالجمع بين مختلف التقنيات متحد المستوى ، الشريط الرقيق على العديد من المستويات من خلال الثقوب المعدنة أو مرتبطة بالمجال الكهرومغناطيسي

[16].

خاتمة

في هذا الفصل قمنا بتقديم أساسيات حول الموجات الكهرومغناطيسية انطلاقا من معادلات ماكسويل التي تلعب دورا هاما جدا في محاكاة الدارات المستوية .

ومن ناحية أخرى ، تطرقنا إلى دراسة مختلف الخطوط والدارات المستوية مع إعطاء خصائصها العامة وكيفية صنعها .

## 2- الطريقة التكرارية WICP

مقدمة

لحل مشكل كهرومغناطيسي نعتمد أساسا على معادلات ماكسوال ، هذه المعادلات توضع بشكل تفاضلي أو تكاملي ، وفي كافة الحالات يجب تطبيق مؤثر خطي غير معروفة دالته متمثل في الحقول أو كثافة التيارات .

لقد درست هذه المشاكل بالعديد من الطرق اعتمادا على التردد ، الدقة المطلوبة ، استطاعة الأداء ومنه يمكننا تقسيمها إلى عائلتين

- الطرق التحليلية
- الطرق العددية

الطرق التحليلية قديمة جدا فهي من الطرق الأوائل تاريخيا، تستخدم لحل المشاكل المتعلقة بالبنىات المتماثلة لبنية الدليل ضمن الحدود الموافقة لمحاور الإحداثيات المنحنية والتي تتطابق مع معظم أجهزة دليل الأمواج الكهرومغناطيسية.

من بين الطرق العددية المختلفة نقوم بدراسة الطريقة التكرارية WCIP وتطبيقها على معظم البنيات المستوية سواء كانت فعالة أم لا .

## 1.2- الطرق الأساسية المستخدمة في النمذجة

### 1.1.2- الطرق التحليلية

تعتمد في البداية على طبيعة الظواهر الفيزيائية لإعطاء تقريبات من أجل نمذجة ( محاكاة ) النموذج ومن بينها

#### 1.1.1.2- نموذج خط النقل

عبارة عن نموذج بسيط لأنه يعطي تفسيرات فيزيائية لكن يصعب محاكاة الربط . هذه الطريقة أقل دقة من الطرق الأخرى وتفتقر إلى المرونة ومع ذلك فإنها تعطي تفسير فيزيائي جيد في عمل الهوائي فيسمح لنا هذا بربط شبكة خط ناقل يستخدم لحل مشكلة أين تتمثل المجاهيل في معامل الانتشار والمقاومة الخاصة .

- نموذج الخط الناقل بوضع هوائي microstrip بفتحتين مشعتين مفصولتين بخط طوله  $L$  ومقاومته ضعيفة .
- الأبعاد النهائية للباتش patch تدل على تشوه حدود الحقل من خلال تأثير الحافة.
- كمية الطاقة المشعة تعتمد على أبعاد الباتش وسمك الحامل الفاصل للطبقة الارضية.
- في المستوي  $E$  تأثيرات الحافة عبارة عن النسبة بين طول الباتش  $L$ , إرتفاع الحامل  $h$  و السماحية النسبية للعازل  $\epsilon_r$  .
- يتواجد جزء من الحقل  $E$  في الحامل والجزء الآخر عرضي في الهواء مما يعطي سماحية عازل فعالة  $\epsilon_{eff}$  .
- تعرف سماحية العازل الفعالة  $\epsilon_{eff}$  على أنها سماحية نسبية للعازل الذي يحتوي على الهوائي بحيث يرد الحقل بأكمله في الحامل ، يحافظ الهوائي على جميع خصائصه الكهربائية وخصوصا معامل الإشعاع .
- ممانعة الدخول للهوائي هي عنصر هام يعرف بعد ربط شبكة فعالة لإعطاء أقصى استطاعة محولة.
- عامل الجودة ، عرض النطاق الترددي والمردود هي معايير أساسية لتحديد الهوائي ، فعامل الجودة يوضح الضياع في الهوائي ، هذا الضياع يمكن أن يكون اومي ,عازل من خلال موجة السطح أو بالإشعاع.

■ يتعلق عرض النطاق الترددي بسمك الحامل ويزيد اعتماده على معامل الضياع الناتج عن الإشعاع.

■ مردود الهوائي تميز توزيع القدرة المرسله من الهوائي نسبة إلى هوائي المرجع [27].

#### 2.1.1.2- نموذج التجويف البسيط

يشبه هذا النموذج الخط الناقل ولكن في نفس الوقت هو أكثر تعقيدا منه، ومع ذلك فإنه يعطي تفسيراً فيزيائياً جيداً ولكن من الصعب الوصول للربط الجيد لإعطاء نتائج جيدة.

يستخدم نموذج التجويف تيار تغذية موحد أقل من  $0.0001\lambda_0$  ( $\lambda_0$  الطول الموجي في الفراغ)، في

الربط تجويف \_ مجس sonde محوري تتراوح قيمة التيار حوالي  $0.004\lambda_0$  لمعالجة السمك.

يمكن تشبيه البنية بتجويف محدود في الأعلى بلوحة ناقلة وفي الأسفل بـ plan de masse محاط بسطح جانبي وذلك لحصر الحقل أدنى اللوح الناقل . في هذه الطريقة المجاهيل عبارة عن أنماط الانتشار وتردد التجاوب [9].

#### 3.1.1.2- طريقة الحقول شبه الثابتة

تسمح هذه الطريقة بإيجاد القدرة أو الذاتية المكافئة عند الحدود المدروسة ، تتمثل نقطة البداية رياضياً على بقاء خطوط الحقل مماثلة لما هي عليها في الحالة الثابتة ، تقوم هذه الطريقة بحل مشاكل الكهرومغناطيسية اعتماداً على الكهرباء الساكنة (معادلات Poisson) مما يتطلب عبارات معادلة Green وتقنيات التحويل الموافقة [28].

#### 2.1.2- الطرق العددية

عند تطبيقها الصحيح يجب أن يكون النموذج الكهرومغناطيسي دقيق جداً ,مرن للغاية ويعالج العناصر المعزولة وكذلك الشبكات المنتهية وغير المنتهية ، الشبكات المكسدة ، النماذج الكيفية، الروابط وتعتبر نماذج جد معقدة .

من بين الطرق العددية للتحليل نذكر :

- طريقة العزوم.
- طريقة العناصر المحدودة.
- طريقة الفروق المحدودة.
- طريقة الرنين العرضية.
- معادلة التكامل.
- طريقة TLM.
- طريقة الخطوط.
- طريقة المربعات الصغرى.

▪ طريقة المربعات الصغرى المعدلة.

## 1.2.1.2- الطرق العددية المستخدمة

### أ. طريقة العزوم MOM

طريقة العزوم هي طريقة عددية تسمح بحل فعال لجملة معادلة تكاملية يتم تحويلها إلى مصفوفة يحلها الكمبيوتر حيث تطبق على الأنظمة المستوية أو شبه مستوية وتصنف ضمن الطرق 2D. تركز طريقة العزوم على الحلول العددية لمعادلات ماكسويل المطبقة على نموذج كهرومغناطيسي للبنية المدروسة.

النواقل المعدنية الموجودة في مختلف الطبقات تصنف ضمن عناصر مستطيلة ثم في الحسبان ارتفاع مختلف العوازل ولكن يجب أن تكون متجانسة في الاتجاهين الباقيين .

يعتمد التحليل على حساب توزيع التيار المنتشر في كل قسم عن طريق إلغاء الحقول الكهربائية العرضية ، وتسمح بإيجاد العناصر [S] بطريقة غالركين Galerkin لحل المعادلات التكاملية المشتقة من معادلات ماكسويل [2]. هذه الأخيرة تستخدم أيضا لتصنيف معادلة تكاملية لتصغيرها إلى جملة خطية من المعادلات الجبرية بتحويلات فورية للحقل والتيار داخل الشريط الناقل.

لحل المعادلة التكاملية نستخدم طريقة العزوم MOM ، التقارب العددي يستخدم عبارات جيبية (عبارة التجربة) مع الأخذ بعين الاعتبار الشروط الحدودية للعناصر المشعة و التيارات الكهربائية المجهولة ، ترددات التجاوب المركبة محددة وبالتالي يمكننا القول أنه تم حل الجملة الخطية ، بقية خواص الهوائي تعطى مباشرة [9].

### ب. طريقة العناصر المحدودة FEM

تطبق هذه الطريقة على أنظمة الأمواج القصيرة بأشكال مختلفة وترتكز على حلول معادلات ماكسويل وعلى الوصف الهندسي للبنية بشكل شبكة حيث يقسم الفضاء إلى أجزاء صغيرة ومتجانسة ولكن بأبعاد متغيرة عمليا والتي تعتبر من النقاط الهامة في هذه الطريقة.

في كل نقطة من الأجزاء المكونة للفضاء تحسب هذه الطريقة الحقول الكهربائية التي تقلل من وظيفة الطاقة ، هذه الأخيرة تكتب على شكل مصفوفة  $[J] = [Y][E]$

حيث [J] تصف منابع التيار.

و [E] الحقول الكهربائية المجهولة.

المصفوفة [Y] المحددة لهندسة وانعكاسات القيود المتناثرة عموما لأن كل عنصر لا يتكامل إلا مع جاره، بقية المتغيرات مثل الحقل المغناطيسي والتيارات الناتجة تحسب عن طريق الحقول الكهربائية.

مزايا طريقة العناصر المحدودة مرتبطة برباعي السطوح وتغير أبعاد الخلايا الجزئية المميزة للحجم المعطى بشبكة ذات مرونة عالية ، وتحاكي هذه الطريقة الهياكل الهندسية. [29]

### ج. طريقة العزوم المحدودة *FDTD*

تقوم هذه الطريقة على الحل العددي لمعادلات ماكسويل المطبقة في دراسة البنيات الحجمية ، ويتطلب هذا الحل تفريد الزمان و المكان للفضاء المدروس إلى خلايا صغيرة مستطيلة عموما يتم قياس الحقول الكهربائية والمغناطيسية في لحظات مختلفة ، توفر هذه الطريقة التطور الزمني للحقل الكهرومغناطيسي انطلاقا من التوزيعات المكانية للحقول ثم يطبق تحويل فورييه على الإجابة الزمنية لإيجاد الإجابة الترددية للنظام .

هذه الطريقة تسمح بدراسة الهياكل الحجمية المشوهة ولكن العيب الرئيسي مرتبط بشبكة البنية حيث تتكون من عناصر تمتلك متغيرات مختلفة ، ومع ذلك في السنوات الأخيرة تم تطوير أساليب محددة لمثل هذه الأنظمة [ 9 ] .

### د. طريقة الرنين العرضية *TRM*

طورت هذه الطريقة من طرف ر. سورينتينو المناسبة للهياكل ذات الجدران الجانبية مثل الخطوط ذات الأجنحة أو الخطوط متحدة المستوي المحمية ، وقد ادخلت لوصف الانقطاعات المتواجدة في خطوط الأجنحة بوضع جدارين كهربائيين مغناطيسيين على مسافة معينة من الانقطاع المحول للهيكلي إلى تجويف ، حساب تردد التجاوب يسمح بالوصول إلى جميع معلومات المخطط الكهربائي المكافئ. تعتبر هذه الطريقة من الطرق الأوائل المطبقة على الأدلة المستطيلة غير المتجانسة الممتلئة والعازلة سماحيتها عبارة عن إحداثيات عرضية .

تعطى ثوابت الانتشار انطلاقا من شروط تجاوب الدارة المكافئة الموافقة للمقطع العرضي للبنية مثل خطوط النقل الموصولة على التسلسل أو على التفرع. يقتصر استخدام هذه الطريقة على أيجاد مقاومة ليست دائما كافية لوصف الانقطاعات وخصوصا تأثير التشتت.

### ه. معادلة التكامل *SIE*

قدمت هذه الطريقة لأول مرة من طرف ل لوين لحساب الايريس في الدليل الموجي ثم طبقت على خطوط الأشرطة الرقيقة من طرف إيتو ميترا. تعتمد هذه الطريقة على ملاحظة أن المشتقة العرضية للمجموع اللانهائي يمثل العبارة النمطية للحقل في نواة المعادلة المتكاملة تسمى من قبل علماء الرياضيات تكامل غير مجزأ. من خلال تصغير أبعاد المصفوفات يتم تصغير الجزء الرقمي للحساب إلى أدنى حد ممكن والحلول الشائبة تخفي تماما ومنه سهولة ودقة تامة في أيجاد الخصائص.

### و. طريقة الخط الناقل TLM

اقترحت هذه الطريقة من طرف جون وبورل John et Beurle ويستند مبدأها على التشابه الجزئي الموجود بين الشبكة الكهربائية ، جهدها وتيارها ، وسط الانتشار ، والحقل الكهرومغناطيسي المرتبط بها. حيث ينقسم الهيكل المدروس إلى شبكة ترتبط عقدها بممانعة محلية ومتناهية الصغر. ينتج التطور الزمني للحالة الكهرومغناطيسية للبنية عن طريق خوارزمية تكرارية تسمح لنا بفهم الظواهر العابرة وصعبة التحليل بالطرق الأخرى. توفر هذه الطريقة مرونة لوصف الأشكال الهندسية المعقدة وتسمح بإيجاد نتائج دقيقة مع الأخذ بعين الاعتبار الشروط المحققة ، وقد شهدت هذه الطريقة العديد من التطورات منذ ظهورها لزيادة دقتها ، التقليل من زمن الحساب ، وتبسيط تنفيذها من أجل استخدام تكنولوجيا المعلوماتية بفعالية كبيرة.

### ز. طريقة الخطوط

في طريقة الخطوط تفريد (la discrétisation) المؤثر التفاضلي محقق ومحدد في اتجاه واحد، فمن الممكن التعبير عن كثافة التيارات والحقول في الاتجاهين الباقيين. تنتج هذه الطريقة تخفيضات في حساب الوقت دون تغيير دقتها من خلال استغلال الخصائص المشتركة للحساب المصفوفي [ 28 ].

### ح. طريقة المربعات الصغرى

اقترحت هذه الطريقة لأول مرة لإيجاد حلول لمشاكل الانعراج في الكهرومغناطيسية من طرف J.B.Davies حيث توفر هذه الطريقة حلاً رائعاً لمشكل تميز الانقطاعات المعقدة في الهياكل التوجيهية فهي تشبه في شكلها طريقة العزوم لكنها تختلف في وجود دالة الكتلة في الجداءات السلمية ويتمثل العيب الرئيسي في التقارب على الرغم من كونها جيدة إلا أنها بطيئة نسبياً.

### ط. الطريقة المعدلة للمربعات الصغرى

طريقة المربعات الصغرى المعدلة هي البديل الجديد لطريقة المربعات الصغرى التي تأخذ بعين الاعتبار تفرد الحقول الكهرومغناطيسية على حافة المعدن ، العازل بوجود ظواهر جيبس Gibbs . يتعلق الفرق الموجود بين الطريقتين باستخدام معادلة الكتلة للقضاء على الاهتزازات و إيجاد نتائج عددية دقيقة تتقارب بسرعة [30].

### ي. الطريقة التكرارية WCIP

تعتمد هذه الطريقة على مفهوم الموجة المستخدمة لتحويل فورييه السريع المطور لدراسة الدارات المستوية ذات هندسة اعتباطية ، سطح الدارة يقسم إلى بيكسال لتطبيق FFT في الأنماط TE و TM. تقارب الطريقة تم تبيانها ، دراسة زمن الحساب يبين أهمية ودقة هذه الطريقة.

## 1.2.2- نبذة تاريخية

في حدود 1980 اقترح Ko, Mitra و Vanden berg طريقة تكرارية تسمى (SIT) (Spectral Iterative Method) من أجل مشكل الانعراج الكهرومغناطيسي والمطبقة بنجاح في تحليل المساحات مزدوجة اللون، الهوائيات العاكسة ذات سطوح مصححة و الانعراج على أجسام مختلفة.

في مختلف الحالات المنشورة تستخدم الطرق التقليدية لتحسين الطرق التقليدية، حيث أن طريقة العزوم مع الطريقة التكرارية باستخدام سلسلة نيومان لمشاكل الاشعاعات الكهرو مغناطيسية ، ثم قدمت طريقة (CGSIT) (Congugate Gradient Spectral Iterative Technic) كبديل فعال لتحليل الهوائيات المستوية الفعالة بسيطة أو متعددة الطبقات[31]، وفي [32] طورت طريقة تكرارية تعتمد على مبدأ الموجة (WCIP) (Wave Concept Iterative Process) مشاكل الانعراج الكهرومغناطيسي ودراسة الدارات المستوية لكن هذه الطرق التكرارية لا تمكن من دراسة البيانات الهندسية التعسفية لضرورة قاعدة مناسبة للتجارب أو تعقيد الشبكة المكانية و / أو الزمانية. في الأونة الاخيرة طورت طريقة تكرارية سريعة تعتمد أيضا على مبدأ الموجة (FWCIP) (Fast Wave Concept Iterative Process) على [33]. [34] لدراسة البنيات المستوية الفعالة البسيطة أو متعددة الطبقات ذات هندسة تعسفية. تتمثل ميزة هذه الطريقة في سهولة التنفيذ وسرعتها نظرا لاستخدام تحويل فورييه السريع للأنماط وبالتالي فإن سلوك بنية بسيطة أو متعددة الطبقات يتلخص في الشروط الحدودية للمساحة الكلية.

مفهوم الموجة ليس بجديد حيث تم تطبيقه لسنوات عديدة في التكافؤ بين الفضاء الذي تنتشر فيه الأمواج ودارة التوترات والتيارات ففي سنة 1987 تم حل المشاكل ثلاثية الأبعاد [35]. فقد مثل الفضاء بمجموعة من الخطوط الموازية لمحور الاحداثيات والمتقاطعة على العقد.

في سنة 1974 قدم Jokn الشكل النهائي لطريقة TLM وتوصل إلى توفير جسر بين معادلات ماكسويل وبنية الخطوط المتقاطعة المفروضة. تحقق هذا الهدف في سنة 1974 [36] جنبا إلى جنب مع تحرك موجات ذهابا و إيابا بين دارات فعالة للسماح بحل مشاكل تعتمد على عناصر غير خطية تحيط بدارة خطية، يتطلب هذا المنهج المرور المتناوب لتحويل فورييه وتحويله العكسي أين نجد طريقة مقارنة للشكل التكاملية لطريقة TLM يتطلب هذا الأخير التخلص من الشبكات كما هو الحال في طريقة العزوم الموجودة في المنشورات الأولى [37-38] حيث لا تمثل الصيغة أن مشكلة في الهندسات ذات المتغيرات المفصولة المهم أن تكون مستوية، أسطوانية وكروية وهي طريقة تكرارية سريعة في الوصول إلى حل. حيث أظهرت الطريقة WCIP استقرارا أكثر نتيجة بساطتها وتقاربها خصوصا في تطبيقاتها على الهوائيات ومشاكل الانعراج. [39-40]

## 2.2.2- الدراسة النظرية للطريقة wcip

### 2.2.2.1- تعريف الأمواج

من أجل التعبير عن العلاقات الرياضية للطريقة التكرارية wcip نفرض وسطين مختلفين مميزين بـ  $\epsilon_{r1}$  و  $\epsilon_{r2}$  مفصولين بسطح  $\Omega$  ذات سمك مهمل تتوضع عليه الدارة المدروسة. إنطلاقاً من [41] تعرف الحقول الكهرومغناطيسية العرضية في المستويات المرجعية  $\Omega_1$  و  $\Omega_2$

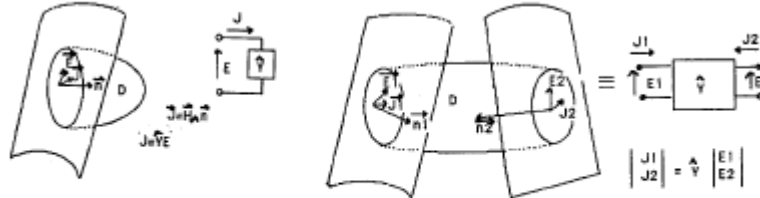


Fig.2a: One -port

Fig.2b: Two -port.

### شكل 1.2- صورة توضيحية لأشعة الحقول [42]

مصطلح موجة يتعلق بالتعبير عن المتغيرات الكهرومغناطيسية للحقل الكهربائي وشدة التيار إنطلاقاً من الامواج الواردة والمنعكسة على السطح  $\Omega$ . حيث تعطى كثافة التيار الكهربائي بالجداء

$$\vec{J} = \vec{H} \wedge \vec{n}$$

$\vec{n}$ : شعاع الوحدة الناظم ل  $\Omega_i$  موجه من سطح  $\Omega$  إلى الوسط  $i = 1,2$

$\vec{H}$ : الحقل المغناطيسي العرضي

نفرض :

$$(2.2) \quad \begin{aligned} \vec{A}_i &= \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_i + Z_{0i} * \vec{H}_i \wedge \vec{n}) \\ \vec{B}_i &= \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_i - Z_{0i} * \vec{H}_i \wedge \vec{n}) \end{aligned}$$

نعتبر عن سعة الأمواج الواردة  $\vec{A}_i$  والمنعكسة  $\vec{B}_i$  في مساحة السطح  $\Omega_i$  بدلالة الحقول

الكهربائية وكثافة التيار بالعلاقات التالية :

$$(3.2) \quad \begin{aligned} \vec{A}_i &= \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_i + Z_{0i} \vec{J}_i) \\ \vec{B}_i &= \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{E}_i - Z_{0i} \vec{J}_i) \end{aligned}$$

العبارات التحليلية للحقل الكهربائي  $\vec{E}_i$  وكثافة التيار  $\vec{J}_i$  معرفة إنطلاقاً من العلاقة (3.2) بـ

(4.2)

$$\vec{E}_i = \sqrt{Z_{0i}} (\vec{A}_i + \vec{B}_i)$$

$$\vec{J}_i = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} (\vec{A}_i - \vec{B}_i)$$

$Z_{0i}$  : الممانعة الذاتية للوسط  $i$  تعطى عباراتها التحليلية بالعلاقة :

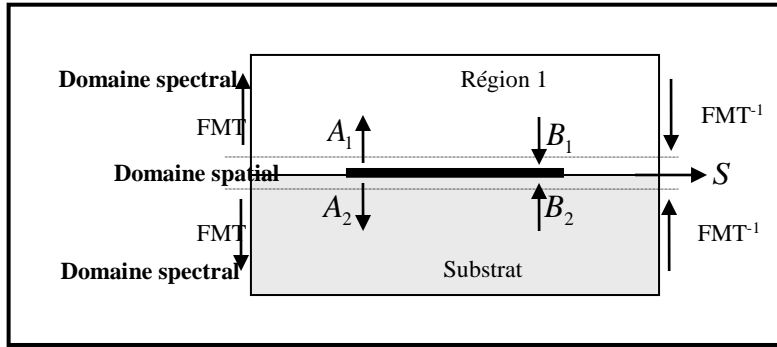
$$Z_0 = \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\Omega \text{ و } Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_{ri}}}$$

$\varepsilon_{ri}$  : سماحية العازل النسبية للوسط  $i$

### 2.2.2.2- مبدأ الطريقة التكرارية wcip

الطريقة التكرارية wave concept iterative process هي طريقة تعتمد على مفهوم الموجة

العرضية وتعتمد خصوصا على الإستخدام الدوري للأوساط المكانية و الطيفية بطريقة منظمة [6]



### شكل 2.2- مبدأ الطريقة التكرارية wcip [43]

يعتمد مبدأ هذه الطريقة في تكرار المعادلات المقترحة إلى غاية الحصول على حلول المشكل المطروح لذلك يجب أن تكون كل المعادلات مرتبطة ببعضها وحل المعادلة الأخيرة يصبح معطى للمعادلة التالية : نفرض في بداية الطريقة التكرارية أن الهدف معزول في الوسط الحر وتتواجد سوى الأمواج النسبية الناتجة عن التحريض المولد للأمواج الواردة  $A_1^0$  و  $A_2^0$  في مستوى السطح  $\Omega$ .

تعطى هذه الموجة بالانعكاس على الأسطح العلوية والسفلية للعملية أمواج جديدة  $B_1^1$  و  $B_2^1$  حيث تمثل الأمواج المنعكسة للعملية الاولى. هذه الأخيرة تنعرج في الوسط الحر لإعطاء أمواج واردة تعرف بـ  $A_1^1$  و  $A_2^1$ . لتغذية الأمواج الواردة للعملية المقبلة وتكرر العملية التكرارية إلى غاية N عملية.

يلخص المبدأ السابق بالمعادلات الأساسية التالية :

$$\vec{B}_i = \hat{\Gamma} \vec{A}_i \text{ في الميدان الطيفي}$$

$$\vec{A}_i = \hat{S} \vec{B}_i + \vec{A}_{0i} \text{ في الميدان المكاني}$$

$\hat{S}$ : مؤثر الانعراج يعرف في الميدان المكاني (على مستوى السطح العازل) يربط الأمواج الواردة بالأمواج المنعكسة. يعبر عن الشروط الحدودية ومعادلة الاستمرارية في مختلف الأوساط المشكلة لسطح البنية  $\Omega$ .

$\hat{\Gamma}$ : معرف الانعكاس يعرف في الميدان الطيفي يربط الأمواج المنعكسة بالأمواج الواردة. يعبر عن طبيعة جدران العلبه والعازل الموجود في مختلف أوساط البنية.

الطريقة التكرارية تمثل المرور بين الميدان المكاني والميدان الطيفي للمرور من ميدان لآخر نستخدم FMT (Fast Modal Transform) ومعاكسه.

FMT عبارة عن تحويل فورية معدل نمطيا يسمح بالمرور من ميدان مكاني إلى ميدان ترددي.

استخدام FMT يتطلب وصف مختلف الأوساط المكونة لمساحة السطح بالبيكسال pixels بمعنى كتابة جميع الظواهر الكهرومغناطيسية في البنية المستوية سواء كانت أحادية الطبقة أو متعددة الطبقات على شكل شروط حدودية وإستمرارية للحقول العرضية في كل بيكسال. [44] [45]

### 3.2.2.2 - مؤثر الانعكاس

نعبر عن مؤثر الإنعكاس في الوسط الشكلي بالأسباب الأساسية لإستخدام هذا الوسط. ومنه  $\hat{\Gamma}$  يفرض خاصية مميزة تسمح بالإستعمال السهل لهذا الوسط بالإضافة إلى خطية العلاقة الموجودة بين الحقول والأمواج فإن  $\hat{\Gamma}$  قطري في القاعدة الشكلي في هذا الميدان. مؤثر الإنعكاس يعطى بالعلاقة

$$(6.2) \quad \hat{\Gamma} = \frac{1 - Z_{0i} \hat{Y}}{1 + Z_{0i} \hat{Y}}$$

$\hat{Y}$ : مؤثر الممانعة المتعلق بسطح المساحة العازلة

إذا كانت  $\langle f_{mn} |_{mn \in N}$  قاعدة كلية للشكل الذاتي لا تعرف تحليلا إلا من أجل مساحات ذات متغيرات مفصولة. كل شكل مميز بممانعة ذاتية  $Z = \frac{1}{Y}$  ومنه مؤثر الإنعكاس يكتب كما يلي :

$$(7.2) \quad \hat{\Gamma} = \sum_{mn} \langle f_{mn} | \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} | f_{mn} \rangle = \sum_{mn} \langle f_{mn} | \hat{\Gamma}_{mn} | f_{mn} \rangle$$

$$\hat{\Gamma} = \sum_{mn} \langle f_{mn}^{TE} | \Gamma_{mn}^{TE} | f_{mn}^{TE} \rangle + \sum_{mn} \langle f_{mn}^{TM} | \Gamma_{mn}^{TM} | f_{mn}^{TM} \rangle$$

$$(8.2) \quad \hat{Y} = \sum_{mn} \langle f_{mn}^{\alpha} | Y_{mn}^{\alpha} | f_{mn}^{\alpha} \rangle$$

$Y_{mn}^{\alpha}$ : ممانعة معرفة لمساحة السطح

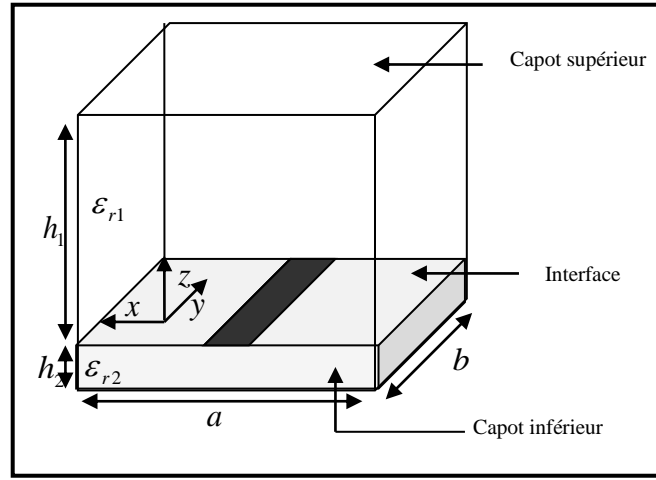
$\alpha$ : معامل عام يبين أن المتغير ذات المعامل  $X$  يتعلق بطبيعة النمط ,مستعرض كهربائي TE و مستعرض مغناطيسي TM .

تصبح المعادلة (6.2)

$$(9.2) \quad \Gamma_{mn}^{TE} = \frac{1 - Z_0 Y_{mn}^{TE}}{1 + Z_0 Y_{mn}^{TE}} \quad \text{من أجل النمط TE} \quad \blacksquare$$

$$(10.2) \quad \Gamma_{mn}^{TM} = \frac{1 - Z_0 Y_{mn}^{TM}}{1 + Z_0 Y_{mn}^{TM}} \quad \text{من أجل النمط TM} \quad \blacksquare$$

تتعلق الممانعة  $Y_{mn}^\alpha$  بالإرتفاع  $h_i$  حيث  $i = 1, 2$  للوسط المفروض



شكل 3.2 - صورة عامة لدارة مستوية داخل علبة

$$(11.2) \quad Y_{mn}^\alpha = Y_{mn}^\alpha(\epsilon_r) \coth(\gamma_{mn} h_i) \quad \text{إذا كان غطاء العلبة موجود} \quad \blacksquare$$

$$(12.2) \quad Y_{mn}^\alpha = Y_{mn}^\alpha(\epsilon_r) \quad \text{دون غطاء} \quad \blacksquare$$

$$(13.2) \quad Y_{mn}^\alpha = Y_{mn}^\alpha(\epsilon_r) \tanh(\gamma_{mn} h_i) \quad \text{إذا كانت الدارة مفتوحة} \quad \blacksquare$$

$Y_{mn}^\alpha(\epsilon_r)$  هي ممانعة لـ  $f_{mn}^\alpha$  وتتعلق بالسماحية النسبية  $\epsilon_r$  للوسط المفروض. نعبر عنها في كل  $(m, n)$  بالطريقة التالية :

$$(14.2) \quad Y_{mn}^{TE}(\epsilon_r) = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu_0} \quad \text{من أجل TE} \quad \blacksquare$$

$$(15.2) \quad Y_{mn}^{TM}(\epsilon_r) = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r}{\gamma_{mn}} \quad \text{من أجل TM} \quad \blacksquare$$

حيث  $\epsilon_0$  و  $\mu_0$  : السماحية العازلة والنفاذية المغناطيسية للفراغ

$\omega$ : النبض ويتعلق بالتردد  $f$  بالعلاقة  $\omega = 2\pi f$

$\gamma_{mn}$ : ثابت الانتشار في الوسط المفروض يحسب إنطلاقاً من العلاقة :

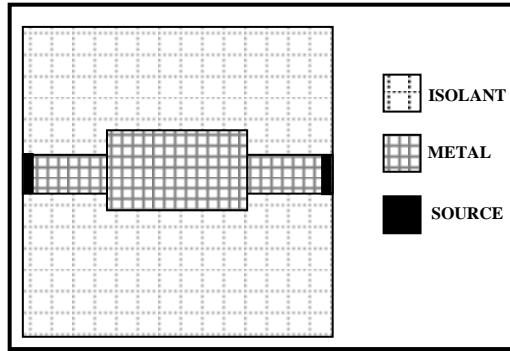
$$(16.2) \quad \gamma_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k_0^2(\epsilon_r)$$

$a$  و  $b$ : أبعاد العلية

$k_0$ : العدد الموجي في الفراغ حيث  $k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0$

#### 4.2.2.2- مؤثر الإنعراج والشروط الحدودية

يعرف مؤثر الإنعراج في الوسط الطيفي يترجم الشروط الحدودية وعلاقة الإستمرارية للاشعة العرضية على مستوى السطح العازل. يرتبط مؤثر الغنعرراج مباشرة بما يحدث على مستوى السطح وخصوصاً بالبنية الهندسية للدائرة.



شكل 4.2- سطح مكون لدائرة مستوية

تتكون دائرة مستوية عموماً من ثلاثة مناطق خاصة لا تملك نفس الشروط الحدودية والإستمرارية. مؤثر الإنعراج الخاص بما هو مجموع حلول الشروط الحدودية لمختلف المناطق المكونة للسطح. هذا المؤثر يؤكد الإستمرارية الفيزيائية للحقول (أو الامواج) من جهة ومن جهة أخرى المساحة الفاصلة للوسطين العازلين

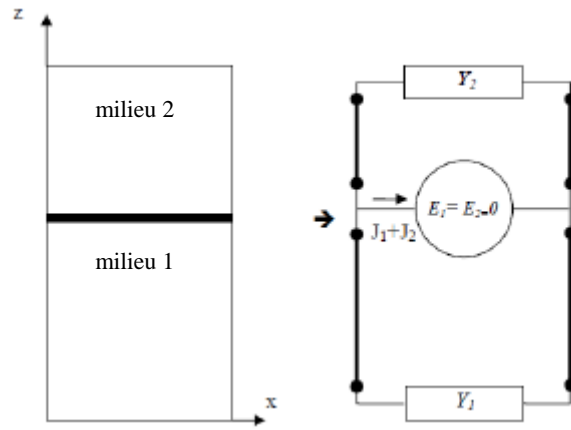
أ. الوسط المعدني  $H_m$

يتشكل من طبقة ترسيب معدنية رقيقة بمعنى فلم جد رقيق ناقلية  $\sigma$  لا متناهية. ويبين العناصر غير الفعالة للدارة (وشيجة. مقاومة. مكثفة)

$H_m$ : العبارة الدالة وتمثل الوسط المعدني حيث لا يمكننا تطبيق هذه العبارة إلا في الوسط الخاص به وإقصاء بقية الأوساط وتعرف ب:

[22]. (17.2)

$H_m = 1$  في المعدن



شكل 5.2- الدارة المكافئة للناقل [23]

في هذا الجزء من السطح ينعدم الحقل الكهربائي العرضي لكل وسط  $E_T$  بمعنى :

$$(18.2) \quad \text{على } H_m : \vec{E}_1 = \vec{E}_2 = 0$$

$$E_1 = E_2 = 0 \Rightarrow \sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) = 0 \\ \Rightarrow A_i = -B_i$$

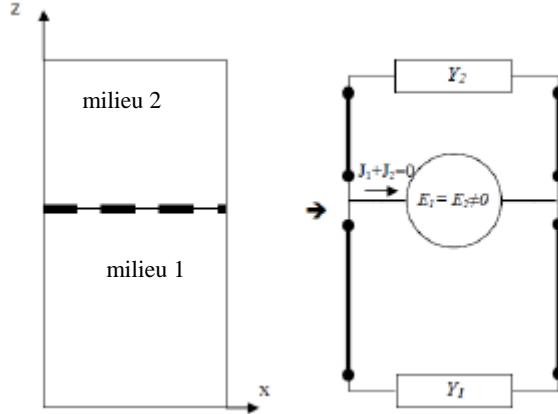
$$(19.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_m & 0 \\ 0 & -H_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix}$$

مما يدل على أن الأمواج تنعكس كلياً على المعدن ولا ينتقل نهائياً عبر هذا الجزء من مساحة السطح. إذن

$$(20.2) \quad \text{على } H_m : \hat{S} = -1$$

## ب. الوسط العازل $H_i$

عبارة عن الوسط المكون من بقايا الأوساط الأخرى المجتمعة لمساحة السطح وهي أيضا عبارة عن أجزاء الحامل التي تمكننا من ملاحظة الأمواج المنعكسة  $B$  وتمثل أيضا الأوساط العازلة مثل الهواء أو الفراغ. يسمى هذا الوسط بـ  $H_i$  لأنه يتكون من العناصر العازلة. وتمثل كذلك العبارة الدالة لهذا الوسط  $H_i = 1$  في العازل [22]. (21.2)



شكل 6.2 - الدارة المكافئة للعازل [23]

في هذا الوسط الشروط الحدودية والاستمرارية للحقول العرضية تفرض انعدام كثافة التيار الكلي وتساوي الحقول الكهربائية العرضية لكل طرف من السطح.

$$(22.2) \quad \begin{cases} \vec{J}_1 + \vec{J}_2 = 0 \\ \vec{E}_1 = \vec{E}_2 \neq 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(\vec{A}_1 - \vec{B}_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(\vec{A}_2 - \vec{B}_2) = 0 \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \end{cases} \quad : H_i \text{ على}$$

إذا كانت أوساط السطح تملك نفس سماحية العازل  $\epsilon_r$  فإن الأمواج تنتقل في الوسط العازل للسطح ولكن في أغلب الحالات هذا الشرط غير محقق لذلك يجب حل جملة المعادلات (22.2) لمعرفة جزء الامواج المتنتقلة عبر هذا الوسط وجزء الأمواج المنعكسة الرابطة بين الأمواج الواردة والامواج المنعكسة في الوسط العازل.

$$(23.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} \quad : \text{العلاقات هي}$$

ومنه نقرأ مؤثر الإنعراج  $\hat{S}$  الذي يربط الأمواج الواردة مع الأمواج المنعكسة على  $H_i$  مباشرة في المعادلة (24.2) حيث :

$$(24.2) \quad \hat{S} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} \end{bmatrix}$$

ج. وسط المنبع  $H_s$

يتكون هذا الوسط من جميع العناصر الفعالة المعتبرة كمنبع أو جميع العناصر التي تربط مباشرة في الدارة لإعطاء الطاقة .

$H_s$  هي العبارة الدالة المميزة لوسط المنبع وتعرف بنفس الطريقة التي عرفت بها العبارات الدالة السابقة

(25.2)  $H_s = 1$  في المنبع

نحيط علماً أن الامواج الواردة والمنعكسة مرتبطة بعناصر مجهولة  $k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}$  المحددة لاحقاً وتضرب بالدالة المعرفة للوسط  $\bar{A}_{01}$  و  $\bar{A}_{02}$  .

$$(26.2) \quad \begin{bmatrix} \bar{A}_1 \\ \bar{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11}H_s & k_{12}H_s \\ k_{21}H_s & k_{22}H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{A}_{01}H_s \\ \bar{A}_{02}H_s \end{bmatrix}$$

يكتب مؤثر الإنعراج في هذا الوسط كما يلي :

$$(27.2). [22] \quad \hat{S} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$$

#### د. عموميات حول الشروط الحدودية

في هذه الفقرة تعرف العلاقة العامة للشروط الحدودية والإستمرارية على مساحة السطح التي تتمثل في مجموع الشروط المطبقة سابقا على كل وسط مكون لمساحة السطح (معدن.عازل.منبع) حيث كل وسط يعرف بعبارته الدالة .

يمكننا في الاخير كتابة الشرط التالي :

$$(28.2) \quad H_m + H_i + H_s = 1$$

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_1 \\ \bar{A}_2 \end{bmatrix} = \hat{S} \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{A}_{01} H_s \\ \bar{A}_{02} H_s \end{bmatrix} : \text{نعلم أن}$$

ونعرف في الأخير مؤثر الإنعراج الكلي على مستوى مساحة السطح بدلالة العبارة الدالة لكل وسط

$$(29.2) \quad \hat{S} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix}$$

#### 5.2.2.2- منابع التغذية

من أجل خلق الطريقة التكرارية يجب توفير نوعين مختلفين من منابع المغذية (المحرضة) للدارات المستوية غير الفعالة المراد دراستها حيث كل مخرج للمنبع مهياً للعمل مع أحد الأستقطابات المتوفرة (x و y) نفرض أن المنبع يوفر الطاقة عبر المساحة  $S_s = a_s b_s$  التي يشغلها فقط (شكل 7.2) وتبقى هذه الطاقة دون ضياع مثل التي تتواجد في دليل موجة ذات جدران مغناطيسية مثالية .

يأخذ هذا المنبع الداخلي الطاقة من منبع إستطاعة خارجي جهده  $V_0$  وممانعته الداخلية  $Z_g$

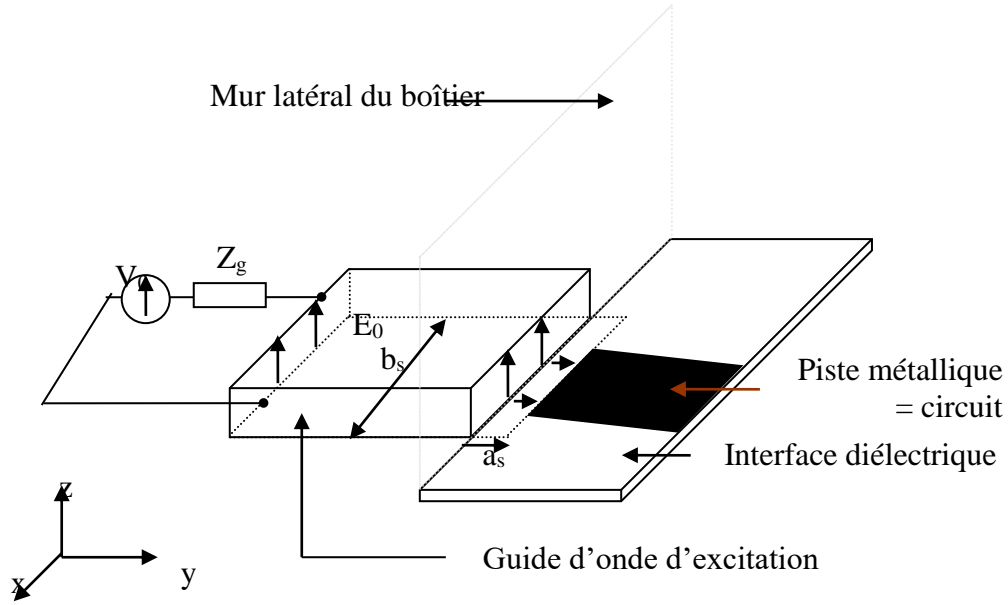
من الشكل (4.2) يمكننا إستنتاج العناصر المميزة لهذا المنبع :

$$(30.2) \quad \blacksquare \text{ الحقل الكهربائي المغذي } E_0 = \frac{V_0}{a_s}$$

$$(31.2) \quad \blacksquare \text{ الممانعة الداخلية } Z_0 = \frac{b_s}{a_s} Z_g$$

حيث نسمي النسبة  $\frac{b_s}{a_s}$  بمعامل الشكل لمنبع تغذية الدارة .

نفرض أن هذا المنبع مستوي وموضوع في السطح بين وسطين عازلين فنسميها ثنائية أو في وسط عازل واحد فنسمى احادية في هذه الحالة يمكن وضعها إما في الوسط العلوي (فوق السطح) أو الوسط السفلي .



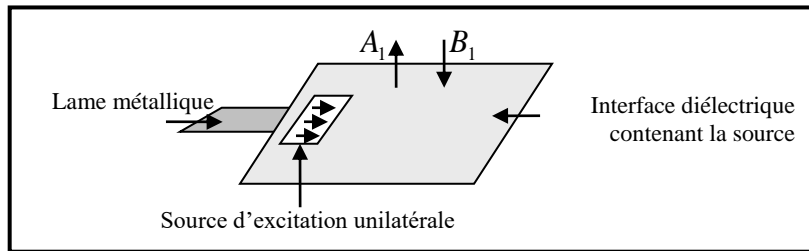
شكل 7.2 - صورة توضيحية للتغذية في دائرة مستوية.

يوضح الشكل 7.2 حالة منبع احادي سفلي مستقطب نحو  $Oy$  وموضوع على حافة مساحة السطح بجانب العلبة لأنه من السهل التغذية بعد تشكيل الدارة لكن يمنع وضع المنبع خارج مساحة السطح مثلا في وسط هوائي.

أ. منبع تغذية احادي

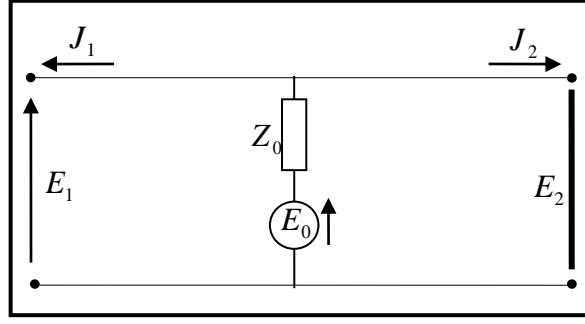
▪ حالة منبع تغذية احادي للوسط العلوي

نفرض منبع احادي مستوي موجه (شكل 8.2) نحو الوسط العلوي (أو وسط 1) والمتوضع على السطح العازل للبنية. هذا المنبع يغذي الأمواج الواردة  $A_1$  للوسط العلوي ولكن يتواجد في حالة دالة مقصورة بإتجاه الوسط السفلي بصفيحة معدنية مثالية لدليل طاقة نحو الوسط 1.



شكل 8.2 - منبع تغذية احادي للوسط العلوي

انطلاقا من الشكل (9.2) والشروط الحدودية للمنابع يمكننا كتابة العبارات التالية مع الأخذ بعين الاعتبار أن التغذية تكون في الوسط العلوي .



شكل 9.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع تغذية احادي للوسط العلوي

■ في الوسط العلوي  $\vec{E}_1 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2)$  (32.2)

■ في الوسط السفلي  $\vec{E}_2 = \vec{0} = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2)$  (33.2)

$\vec{E}_0$ : الحقل الكهربائي الناتج عن المنبع و  $Z_0$  ممانعتها الداخلية :

■ في الوسط العلوي  $\sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \vec{E}_0 - Z_0 \left[ \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right]$  (34.2)

■ في الوسط السفلي  $\vec{A}_2 = -\vec{B}_2$  (35.2)

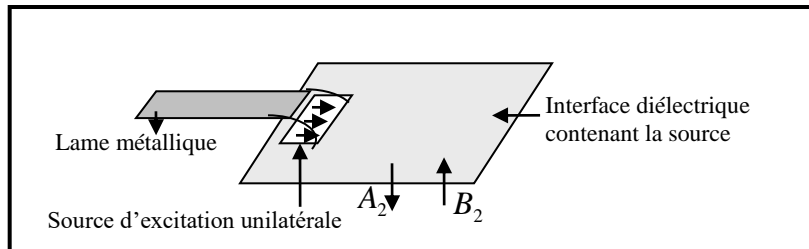
بالمطابقة الخطية لهذه العبارات نتحصل على العلاقة الرابطة بين الأمواج الواردة والأمواج المنعكسة لكل وسط بدلالة المتغيرات الكهربائية للمنبع مع أخذ كل الشروط الحدودية والإستمرارية للمنبع تعطى العلاقة

(36.2) 
$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_0 - Z_{01}}{Z_0 + Z_{01}} H_s & \frac{2Z_0 Z_{01}}{(Z_0 + Z_{01})\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} H_s \\ 0 & -H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} + \frac{Z_{01}}{Z_0 + Z_{01}} \begin{bmatrix} \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{01}}} H_s \\ 0 \end{bmatrix} :-$$

■ حالة منبع احادي التغذية للوسط السفلي

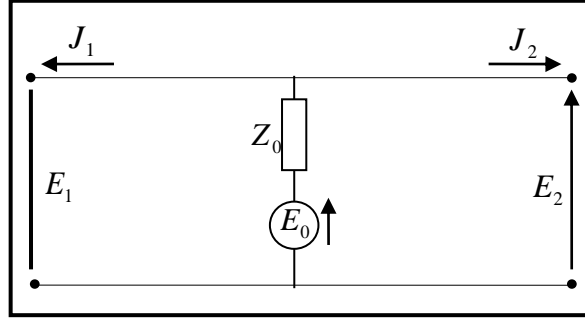
يعمل المنبع الاحادي للمستوي الموجه ذو الوسط السفلي (الوسط 2) بطريقة مكافئة للمنبع الاحادي

العلوي.



شكل 10.2- منبع تغذية الوسط السفلي

إنطلاقاً من الشكل (11.2) والشروط الحدودية للحقول العرضية نجد العلاقات التالية :



شكل 11.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع احادي التغذية لوسط سفلي

(37.2) في الوسط العلوي :  $\vec{E}_1 = \vec{0} = \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1)$  ■

(38.2) في الوسط السفلي  $\vec{E}_2 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2)$  ■

$$\vec{A}_1 = -\vec{B}_1$$

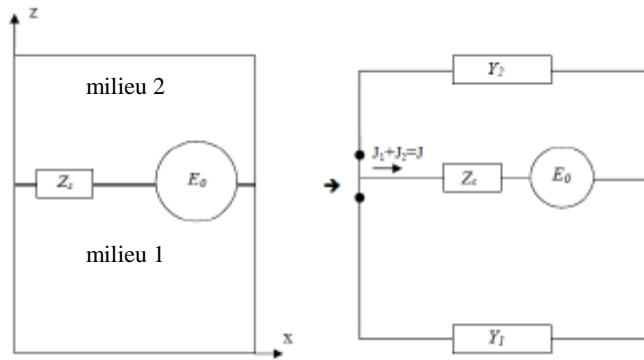
إذن :  $\sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) = \vec{E}_0 - Z_0 \left[ \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right]$

(39.2) مما يعطى 
$$\begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_s & 0 \\ \frac{2Z_0 Z_{02}}{(Z_0 + Z_{02})\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} H_s & \frac{Z_0 - Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix} + \frac{Z_{02}}{Z_0 + Z_{02}} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{02}}} H_s \end{bmatrix}$$

### ب. منبع ثنائي التغذية

نفرض منبع ثنائي لمستوي موضوع على السطح العازل للبيئة هذا المنبع يغذي الأمواج الواردة  $\vec{A}_i$

في الوسطين العازلين معا وتكون الحقول الكهربائية العرضية الناتجة مطابقة. [22]



شكل 12.2- الدارة الكهربائية المكافئة لمنبع تغذية ثنائي [23]

(40.2) في الوسط العلوي  $\vec{E}_1 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2)$  ■

(41.2) في الوسط السفلي  $\vec{E}_2 = \vec{E}_0 - Z_0(\vec{J}_1 + \vec{J}_2)$  ■

عند تعويض العناصر  $\vec{E}_i$  و  $\vec{J}_i$  بعبارتيهما المميزتين في الوسطين ونقارن بين المعادلتين فنجد :

$$(42.2) \quad \begin{aligned} (\vec{A}_1 + \vec{B}_1) &= \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{01}}} - Z_0 \left[ \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{Z_{01}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} \right] \\ (\vec{A}_2 + \vec{B}_2) &= \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{02}}} - Z_0 \left[ \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{Z_{02}} \right] \end{aligned}$$

ويمكن كتابة العبارة التالية :

$$(43.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} H_s & \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} H_s \\ \frac{2Z_0\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} H_s & -\frac{Z_{01}Z_{02} - Z_0(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_0(Z_{01} + Z_{02})} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix}$$

### 6.2.2.2 - عبارة مؤثر الإنعراج عند ممانعة المنبع

ممانعة المساحة  $Z_s$  تسمح بإعطاء العلاقة بين الحقل  $\vec{E}$  والتيار  $\vec{J}$

$$(44.2) \quad \vec{E} = Z_s \vec{J}$$

في الوسط المعدني  $Z_s = 0$  أما في الوسط العازل فإن  $Z_s = \infty$  و في الوسط المشغول بممانعة المساحة

تكتب الشروط الحدودية والإستمراية للحقول كما يلي :

$$(45.2) \quad \begin{aligned} \vec{E}_1 &= \vec{E}_2 = \vec{E} = Z_s \vec{J} \\ \vec{J} &= \vec{J}_1 + \vec{J}_2 \end{aligned}$$

نستبدل  $\vec{J}_1, \vec{E}_2, \vec{J}_2$  بالمعادلات (4.2) فنكتب

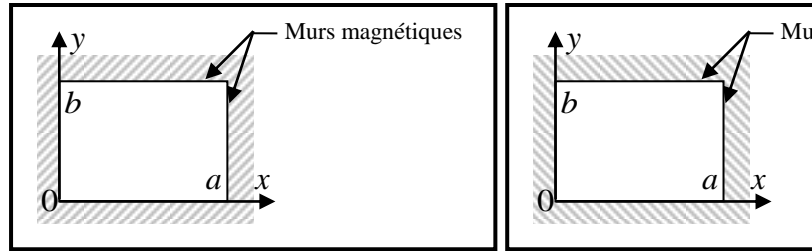
$$(46.2) \quad \begin{aligned} (\vec{A}_1 + \vec{B}_1) &= \frac{\vec{E}_0}{\sqrt{Z_{01}}} - Z_s \left[ \frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{Z_{01}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} \right] \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) &= \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \end{aligned}$$

مما يعطي :

$$[6] (47.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{A}_1 \\ \vec{A}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Z_{01}Z_{02} + Z_s(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_s(Z_{01} + Z_{02})} H_s & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_s(Z_{01} + Z_{02})} H_s \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{01}Z_{02} + Z_s(Z_{01} + Z_{02})} H_s & -\frac{Z_{01}Z_{02} - Z_s(Z_{01} - Z_{02})}{Z_{01}Z_{02} + Z_s(Z_{01} + Z_{02})} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix}$$

### 3.2.2- تحويل فورييه السريع للأنماط FMT

FMT هو تحويل فورييه السريع للأنماط (Transformée rapide en mode) يتطلب استخدام FFT (Fast Fourier Transform) المعدل للإستخدام في أنماط لكن نأخذ بالإعتبار هندسة البنية وخصوصا طبيعة الجدران الجانبية للعبة فيبدل الأس بدوال جيبيية (un sinus او un cosinus) بدلالة طبيعة الجدران والنمط  $nm$ . تعطى أنماط دليل مستطيل ذات جدران كهربائية أو مغناطيسية أبعاده  $(a * b)$  في الجداول التالية :



شكل 13.2- أدلة مستطيلة ذات جدران كهربائية أو مغناطيسية

	Mode TE	Mode TM
$f_{m_x}(x, y)$	$N_2 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$	$N_1 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$
$f_{m_y}(x, y)$	$-N_1 \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$	$N_2 \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$

جدول 1.2- عبارة الأنماط الذاتية لادلة مستطيلة ذات جدران كهربائية

	Mode TE	Mode TM
$f_{m_x}(x, y)$	$N_2 \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$	$N_1 \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$
$f_{m_y}(x, y)$	$-N_1 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$	$N_2 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b} y\right)$

جدول 2.2- عبارة الأنماط الذاتية لادلة مستطيلة ذات جدران مغناطيسية

نضع :

$$(48.2) \quad N_1 = \frac{m}{a} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}$$

$$N_2 = \frac{n}{b} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \sqrt{\frac{2\tau_{mn}}{ab}}$$

$$\tau_{mn} = \begin{cases} 2 & \text{si } m \text{ et } n \neq 0 \\ 1 & \text{si } m \text{ ou } n = 0 \end{cases}$$

$N_{01}$  و  $N_{02}$  يمثلان العدد الكلي للبيكسال على  $Ox$  و  $Oy$  على الترتيب

على السطح العلوي أو السفلي للعلية المعدنية تنعكس الموجة الواردة  $\vec{A}_i$  كلياً للحصول على موجة منعكسة  $\vec{B}_i$  حيث :

$$(49.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{B}_i^{TE} \\ \vec{B}_i^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_i^{TE} & 0 \\ 0 & \Gamma_i^{TM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_i^{TE} \\ \vec{A}_i^{TM} \end{bmatrix}$$

تحويل فورييه السريع للأنماط هو عبارة تسمح بإيجاد سعات الأنماط TE (كهربائي عرضي) و TM (عرضي مغناطيسي) في الميدان الطيفي لذلك فإن استخدامه في الطريقة التكرارية يقلص من زمن الحساب ويسرع مرور الأمواج الواردة من الميدان المكاني إلى الميدان الشكلي

$$(50.2) \quad \begin{bmatrix} A_i^{TE} \\ A_i^{TM} \end{bmatrix} = 2D - FMT \begin{bmatrix} A_{ix} \\ A_{iy} \end{bmatrix}$$

يسرع كذلك مرور الامواج المنعكسة من الميدان الشكلي إلى الميدان المكاني

$$(51.2) \quad \begin{bmatrix} B_{ix} \\ B_{iy} \end{bmatrix} = 2D - FMT^{-1} \begin{bmatrix} B_i^{TE} \\ B_i^{TM} \end{bmatrix}$$

(2D-FMT) و (2D-FMT<sup>-1</sup>) ترمزان إلى تحويل فورييه المباشر وعكسه على الترتيب في الأنماط ذات بعدين .

يتطلب FMT تفريد الميادين المكانية والشكلية ، تفريد الميدان الأول يتحقق بتقسيم مختلف أوساط السطح  $\Omega$  إلى مساحات صغيرة أبعادها ترتبط بأبعاد العناصر غير الفعالة المتوضعة على السطح حيث يلخص السلوك الكهرومغناطيسي لبنية مستوية بسيطة أو متعددة الطبقات بعد كتابة الشروط الحدودية وإستمرارية الحقول العرضية لكل بيكسال حيث لا تأخذ في الحسابات تداخل البيكسالات في علاقات الطريقة المطبقة .

إستخدام FMT يفسر الترابط الزمني لليكسالات في الميدان الشكلي وتكتب المتغيرات الكهرومغناطيسية والأمواج على شكل مصفوفة أبعادها تتعلق بكثافة الشبكة المختارة .

### 2.2.3.1- تحويل فورييه السريع FFT

لدينا الشعاع  $\bar{A}$  ذات المركبتين  $(A_x, A_y)$  حيث تحتوي كل مركبة على طويلة العينات  $a(x, y)$  في مساحة السطح حيث تعرف كما يلي :

$$(52.2) \quad A = \sum_{x,y=1}^{M,N} a(x,y)$$

نعرف تحويل فورييه السريع لـ  $A$  بدلالة  $A'(m, n)$  حيث :

$$(53.2) \quad FFT(A) = A'(m, n) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} A(x+1, y+1) e^{-2jn\pi x/N} e^{-2jm\pi y/M}$$

الدالة العكسية للتحويل هي

$$[46] (54.2) \quad FFT^{-1}(A(m, n)) = A(x, y) = \frac{1}{MN} \sum_{m,n=0}^{M-1,N-1} A'(n+1, m+1) e^{-2jn\pi x/N} e^{-2jm\pi y/M}$$

2.2.3.2- تحويل فورييه السريع لأنماط في حالة جدران كهربائية في هذه الحالة تقسم مركبات الحقل الكهربائي  $E_x, E_y$  على الترتيب على قاعدة جديدة -cosinus

sinus و sinus-cosinus المشكلة لحلول الشروط الحدودية في الجدران الجانبية . من جهة أخرى FFT الأسية (53.2) ليست سوى مطابقة خطية لتحويل فورييه sin و cos حيث نبدل العلاقات الأسية في المعادلة (53.2) بمكافئتها المثلثية فيصبح FFT كما يلي :

$$(55.2) \quad FFT(E) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} E(x+1, y+1) \left[ \cos\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) \right] \left[ \cos\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) \right]$$

$$(56.2) \quad FFT(E) = \sum_{x,y=0}^{M-1,N-1} E(x+1, y+1) \left[ \cos\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) \cos\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) \sin\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) \right] - j \left[ \cos\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) \sin\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) + \sin\left(\frac{2\pi ny}{M}\right) \cos\left(\frac{2\pi nx}{N}\right) \right]$$

تقسيم الحقل الكهربائي  $E(x, y)$  على قاعدة الأنماط TE و TM للعلية يعطى بالعلاقة التالية :

$$(57.2) \quad E(x, y) = \sum_{mn} e_{mn}^{TE} | f_{mn}^{TE}(x, y) \rangle + \sum_{mn} e_{mn}^{TM} | f_{mn}^{TM}(x, y) \rangle$$

تعطى سعات الأنماط TE و TM بالعلاقة التالية

$$(58.2) \quad \begin{aligned} e_{mn}^{TE} &= \langle f_{mn}^{TE}(x, y) | E(x, y) \rangle = \langle f_{mn}^{TE}(x, y) | E_x(x, y) \rangle + \langle f_{mn}^{TE}(x, y) | E_y(x, y) \rangle \\ e_{mn}^{TM} &= \langle f_{mn}^{TM}(x, y) | E(x, y) \rangle = \langle f_{mn}^{TM}(x, y) | E_x(x, y) \rangle + \langle f_{mn}^{TM}(x, y) | E_y(x, y) \rangle \end{aligned}$$

ونكتب سعات الأنماط بالطريقة التالية :

$$(59.2) \quad \begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & -\frac{m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left\langle \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) | E_x(x, y) \right\rangle \\ \left\langle \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) | E_y(x, y) \right\rangle \end{bmatrix}$$

تقسم مساحة السطح إلى بيكسال لإيجاد التغيير التالي :

$$Ox \text{ المحور على البيكسال عدد } N_{01} : \frac{x}{a} = \frac{i}{N_{01}}$$

$$Oy \text{ المحور على البيكسال عدد } N_{02} : \frac{y}{b} = \frac{j}{N_{02}}$$

إذن :

$$(60.2) \quad \begin{aligned} \left\langle \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) | E_x(x, y) \right\rangle &= \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \sin\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \\ \left\langle \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) | E_y(x, y) \right\rangle &= \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \sin\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \cos\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \end{aligned}$$

وأخيرا المعادلة (59.2) تصبح

$$(61.2) \quad \begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \sqrt{\frac{2\sigma_{mn}}{ab}} \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & -\frac{m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \sin\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \\ \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \sin\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \cos\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \end{bmatrix}$$

نعرف ما يلي :

• تحويل فورييه إلى cos/sin

$$(62.2) \quad 2D-FFT_{\cos-\sin} \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \sin\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \\ \sum_{i=1}^{N_{01}} \sum_{j=1}^{N_{02}} E_x(i, j) \sin\left(\frac{m\pi i}{N_{01}}\right) \cos\left(\frac{n\pi j}{N_{02}}\right) \end{bmatrix}$$

• تحويل فورييه النمطي

$$(63.2) \quad \begin{bmatrix} e_{mn}^{TE} \\ e_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \hat{T} * 2D - FFT_{\cos-\sin} \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix} = FMT \begin{bmatrix} E_x(i, j) \\ E_y(i, j) \end{bmatrix}$$

$$\hat{T} = K(m, n) \begin{bmatrix} \frac{n}{b} & -\frac{m}{a} \\ \frac{m}{a} & \frac{n}{b} \end{bmatrix}$$

$\hat{T}$  تتمثل في مؤثر المرور في الميدان المكاني

### 3.3.2.2- تقارب الطريقة التكرارية

اعتمادا على الطريقة التكرارية wcip يمكننا كتابة التعريف التالي :

$$(64.2) \quad \begin{bmatrix} A_1^k \\ A_2^k \end{bmatrix} = [\hat{S}] \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^{k-1} \\ A_2^{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_1^0 \\ A_2^0 \end{bmatrix}$$

$$(65.2) \quad \begin{bmatrix} A_1^0 \\ A_2^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} \Leftarrow \text{المرحلة } k=0 \quad \bullet$$

• المرحلة  $k=1$

$$(66.2) \quad \begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_2^1 \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_2^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} = \left( 1 + \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix}$$

• المرحلة  $k=2$

$$(67.2) \quad \begin{bmatrix} A_1^2 \\ A_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_2^1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} = \left( 1 + \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^2 & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^2 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix}$$

• المرحلة  $k=3$

$$(68.2) \quad \begin{bmatrix} A_1^3 \\ A_2^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^2 \\ A_2^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix} =$$

$$\left( 1 + \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^2 & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^3 & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^3 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix}$$

ومنه نعرف العلاقة العامة المطبقة على المرحلة  $k$  كما يلي :

$$\begin{bmatrix} A_1^k \\ A_2^k \end{bmatrix} = \left( 1 + \begin{bmatrix} S\Gamma_1 & 0 \\ 0 & S\Gamma_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^2 & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^3 & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^3 \end{bmatrix} + \dots + \begin{bmatrix} (S\Gamma_1)^k & 0 \\ 0 & (S\Gamma_2)^k \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A_{01} \\ A_{02} \end{bmatrix}$$

توضح هذه الكتابة سلسلة هندسية أساسها  $S\Gamma_k$  و لتقاربها يجب أن يكون  $|S\Gamma_k| \leq 1$

$$(70.2) \quad S\Gamma_k = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ & \Gamma_1 & & \\ & & \Gamma_2 & \\ & & & \ddots \\ & & & & \Gamma_n \end{bmatrix} S$$

يمكننا إذن إيجاد مؤثر وحدة حيث  $\Gamma_k = \sum_{n>1} \langle f_n | \Gamma_{kn} | f_n \rangle$ :

$$(71.2) \quad S\Gamma_k = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ & 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & \ddots \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \hat{\Gamma}$$

$$(72.2) \quad \Gamma'_k = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ & \Gamma'_1 & & \\ & & \Gamma'_2 & \\ & & & \ddots \\ & & & & \Gamma'_n \end{bmatrix}; \hat{\Gamma} = \Gamma'_k S \text{ و}$$

المؤثر  $\hat{\Gamma}$  هو مجموعة تامة من الدوال الذاتية  $x_n$  لها قيم ذاتية  $\lambda_n$  تعطى كما يلي :

$$(73.2) \quad M \cdot x_n = \lambda_n x_n$$

$$M^* \cdot M = S^2 = 1 \Rightarrow \lambda_n^2 = 1 \text{ حيث}$$

$$(74.2) \quad \text{لأن } M \text{ وحيدة فيمكننا كتابة } M^* \cdot x_n = \frac{1}{\lambda_n} x_n \text{ و } x_n^* \cdot x_n = \delta_{nn}$$

تشكل الدوال الذاتية  $x_n$  قاعدة كاملة حيث يتواجد على الاقل شعاع متعامد  $V$  على كل  $x_n$  حيث :

$$(75.2) \quad M \cdot V = \lambda_n V + \sum_n \alpha_n x_n$$

$\alpha_p$  غير معدومة وإلا يكون الشعاع  $V$  شعاع ذاتي للمؤثر  $M$

نضرب العلاقة (75.2) بـ  $x_p^*$  فنجد :

$$x_n^* \cdot M \cdot V = \lambda_n \cdot x_n^* V + \sum_n \alpha_n \cdot x_n^* x_n$$

$$\text{حيث } (M^* \cdot x_n \cdot)^* \cdot V = \lambda_n \cdot x_n^* V + \sum_n \alpha_n \cdot x_n^* x_n$$

نجد إذن  $\sum_n \alpha_n x_n^* x_n = 0$  مما يعطي  $\alpha_n = 0$  من أجل  $n' = n$

إذا كان  $n' \neq n$  فإن  $x_n^* x_n = 0$  فنجد قاعدة متعامدة في الفضاءات  $x_n^*, x_n$  أين يكتب المؤثر  $M$  كما يلي :

$$(76.2) \quad M = \sum_n |x_n\rangle \lambda_n \langle x_n| \quad \text{حيث } x_n^* x_n = 0$$

$$(77.2) \quad S\Gamma_k = \sum_n \begin{vmatrix} 0 \\ x_{1n} \\ x_{2n} \\ \vdots \\ x_{pn} \end{vmatrix} \lambda_n \begin{vmatrix} x_{1n}^* \\ x_{2n}^* \\ \vdots \\ x_{pn}^* \end{vmatrix} \quad \text{يحول المؤثر } M \text{ إلى :}$$

$$(78.2) \quad (S\Gamma_k)^N = \sum_n \begin{vmatrix} 0 \\ x_{1n} \\ x_{2n} \\ \vdots \\ x_{pn} \end{vmatrix} \left( \lambda_n^2 \sum_{p>1} (x_{pn})^2 \right)^{N-1} \begin{vmatrix} x_{1n}^* \\ x_{2n}^* \\ \vdots \\ x_{pn}^* \end{vmatrix}$$

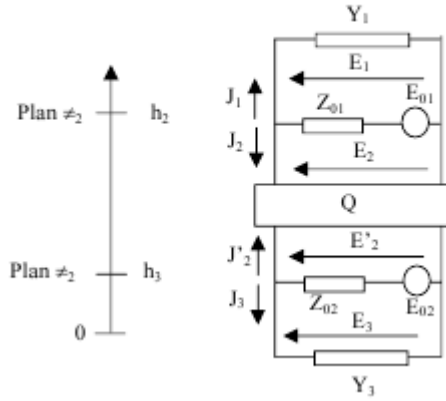
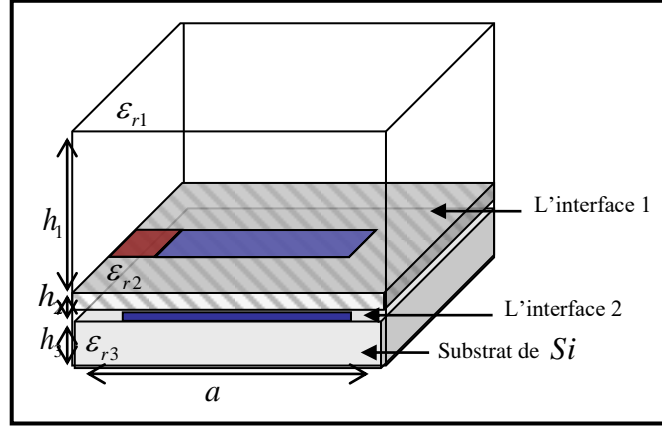
[47] يتحقق التقارب عندما  $\langle 1 | \sum_{p>1} (x_{pn})^2 | 1 \rangle > 0$  فيجب أن تكون  $x_{1n} \neq 0$

### 1.3.2- الطريقة التكرارية wcip في الدارات المتعددة الطبقات

بعد معرفة الأساسيات النظرية المفصلة على الطريقة التكرارية wcip وتقاربها باستخدام تحويل فورييه السريع للأنماط FMT ; نضع في هذه الفقرة العلاقات الرئيسية بين الأمواج الكهرومغناطيسية الواردة والمنعكسة في الدارات متعددة الطبقات .

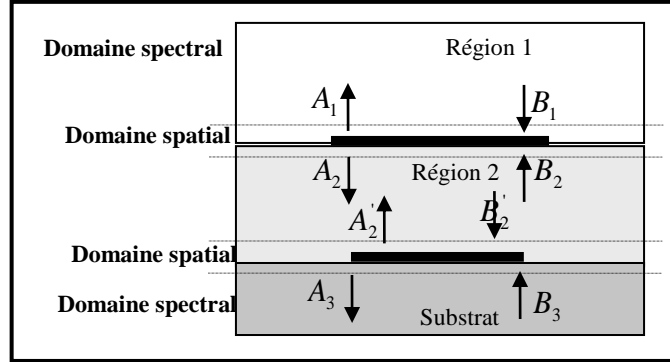
#### 1.1.3.2- الدارات المستوية ثنائية الطبقات

نفرض البنية الكهرومغناطيسية الموضحة في الشكل المقابل حيث تتكون من سطحين عازلين  $\pi_1, \pi_2$  موضوعين على حاملين مختلفين هذان السطحان مغلقان بعلبة معدنية .



**شكل 14.2-** صورة لبنية مستوية ثنائية الطبقات ودارتها الكهربائية المكافئة [48]

تتم المحاكاة إنطلاقاً من المبدأ الموضح في الشكل التالي :



**شكل 15.2-** تخطيط مبدأ الطريقة التكرارية في دارة مستوية ثنائية الطبقات .

في بادئ الأمر الأمواج الكهرومغناطيسية المغذاة بالمنبع تنتج أمواج واردة  $\bar{A}_1$  هذه الأمواج تعطي بعد إنعكاسها على الأسطح أمواج منعكسة  $\bar{B}_1$  والتي بدورها تنعرج على أول مساحة سطح  $\pi_1$  لإعطاء الأمواج  $\bar{A}_2$  تنتقل في الطبقة المتوسطة بين السطحين وتعطي  $\bar{A}_2$  هذه الأخيرة تنعرج على مساحة السطح الثانية  $\pi_2$  لتغذية أمواج المرحلة الثانية .

$$(79.2) \quad \begin{aligned} \bar{B}_i &= \hat{\Gamma} \bar{A}_i \\ \bar{A}_i &= \hat{S} \bar{B}_i + \bar{A}_{0i} : \text{يتلخص مبدأ الطريقة التكرارية كما يلي} \\ \bar{B}'_i &= \hat{\Gamma}_0 \bar{A}'_i \end{aligned}$$

■ مؤثر الانعكاس  $\hat{\Gamma}$

يعطى انعكاس الأمواج الكهرومغناطيسية رياضيا بالمؤثر التالي :

$$(80.2) \quad \begin{bmatrix} B_1 \\ B_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_3 \end{bmatrix}$$

$$(81.2) \quad \text{إذن } \hat{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 \end{bmatrix} \text{ حيث } \Gamma_1 = \frac{1 - Z_{01} Y_1}{1 + Z_{01} Y_1} \text{ و } \Gamma_3 = \frac{1 - Z_{03} Y_3}{1 + Z_{03} Y_3}$$

$Y_1, Y_3$  يتعلقان بسماحية العازل النسبية  $\epsilon_r$  للوسط المفروض والنمط (TE أو TM)

■ مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

حلول الشروط الحدودية والإستمراية لكل وسط يعطي عبارات مؤثرات الإنعراج الموافقة للسطحين العازلين :

$$(82.2) \quad \hat{S}_1 = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{من أجل السطح } \pi_1$$

$$(83.2) \quad \hat{S}_2 = \begin{bmatrix} \frac{Z_{03} - Z_{02}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{02} Z_{03}}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{02} Z_{03}}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{02} - Z_{03}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{من أجل السطح } \pi_2$$

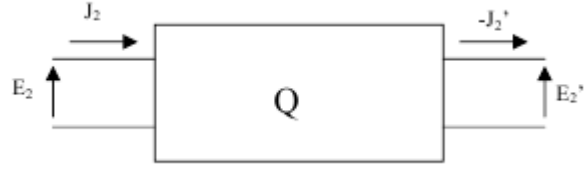
■ مؤثر الانعكاس لرباعي الأقطاب  $\hat{\Gamma}_0$

ترتبط الأمواج  $\bar{B}'_2$  الناتجة عن انتقال الأمواج المنعرجة  $\bar{A}_2$  بالعلاقات التالية :

$$(84.2) \quad \begin{bmatrix} \bar{B}'_2 \\ \bar{B}'_2 \end{bmatrix} = \hat{\Gamma}_0 \begin{bmatrix} \bar{A}_2 \\ \bar{A}_2 \end{bmatrix}$$

$\hat{\Gamma}_0$  هو مؤثر الانعكاس لرباعي الأقطاب  $Q$  يحدد انطلاقا من الدارة الكهربائية المكافئة لرباعي الأقطاب

الموضحة بالشكل (16.2)



شكل 16.2- الدارة الكهربائية لرباعي الأقطاب Q

نعين مصفوفة الانتقال M كما يلي :

$$(85.2) \quad \begin{bmatrix} E_2 \\ J_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} E_2' \\ -J_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma h_2) & Z_{02} \sinh(\gamma h_2) \\ \frac{\sinh(\gamma h_2)}{Z_{02}} & \cosh(\gamma h_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_2' \\ -J_2' \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma h_2) & Z_{02} \sinh(\gamma h_2) \\ \frac{\sinh(\gamma h_2)}{Z_{02}} & \cosh(\gamma h_2) \end{bmatrix}$$

نعوض عبارة مصفوفة الانتقال M ومعادلات الحقول الكهربائية وكثافة التيار  $J_2, J_2', E_2, E_2'$  في المعادلة (85.2) فنجد ما يلي :

$$(86.2) \quad \begin{bmatrix} \vec{B}_2 \\ \vec{B}_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A \sinh(\gamma h_2)}{H} & \frac{2Z_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{H} \\ \frac{2Z_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{H} & \frac{A \sinh(\gamma h_2)}{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{A}_2 \\ \vec{A}_2' \end{bmatrix}$$

$$(87.2) \quad \hat{\Gamma} = \sum_{mn} \begin{bmatrix} |f_{mn}^\alpha\rangle \frac{A \sinh(\gamma h_2)}{H} \langle f_{mn}^\alpha| & |f_{mn}^\alpha\rangle \frac{2Z_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{H} \langle f_{mn}^\alpha| \\ |f_{mn}^\alpha\rangle \frac{2Z_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{H} \langle f_{mn}^\alpha| & |f_{mn}^\alpha\rangle \frac{A \sinh(\gamma h_2)}{H} \langle f_{mn}^\alpha| \end{bmatrix} \quad \text{إذن :}$$

$$A = Z_2^2 - Z_{01} Z_{02} \quad \text{حيث :}$$

$$H = 2Z_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \cosh(\gamma h_2) + (Z_2^2 + Z_{01} Z_{02}) \sinh(\gamma h_2)$$

### 2.1.3.2- الدارات المستوية متعددة الطبقات

في الحالة العامة البنية الكهرومغناطيسية تتكون من عدة طبقات (الأسطح  $\pi_i$ )

■ مؤثر الانعكاس  $\hat{\Gamma}$

$$(88.2) \quad \begin{bmatrix} B_1 \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_n \end{bmatrix}$$

[49]

$$\text{حيث: } \Gamma_n = \frac{1 - Z_{0n} Y_n}{1 + Z_{0n} Y_n} \text{ و } \Gamma_1 = \frac{1 - Z_{01} Y_1}{1 + Z_{01} Y_1}$$

■ مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

$$(89.2) \quad \hat{S}_1 = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{السطح } \pi_1$$

$$(90.2) \quad \hat{S}_2 = \begin{bmatrix} \frac{Z_{03} - Z_{02}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{02} Z_{03}}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{02} Z_{03}}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{02} - Z_{03}}{Z_{03} + Z_{02}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{السطح } \pi_2$$

$$(91.2) \quad \hat{S}_3 = \begin{bmatrix} \frac{Z_{04} - Z_{03}}{Z_{04} + Z_{03}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{03} Z_{04}}}{Z_{04} + Z_{03}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{03} Z_{04}}}{Z_{04} + Z_{03}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{03} - Z_{04}}{Z_{04} + Z_{03}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{السطح } \pi_3$$

$$(92.2) \quad \hat{S}_n = \begin{bmatrix} \frac{Z_{0n} - Z_{0n-1}}{Z_{0n} + Z_{0n-1}} H_i - H_m + k_{11} H_s & \frac{2\sqrt{Z_{0n-1} Z_{0n}}}{Z_{0n} + Z_{0n-1}} H_i + k_{12} H_s \\ \frac{2\sqrt{Z_{0n-1} Z_{0n}}}{Z_{0n} + Z_{0n-1}} H_i + k_{21} H_s & \frac{Z_{0n-1} - Z_{0n}}{Z_{0n} + Z_{0n-1}} H_i - H_m + k_{22} H_s \end{bmatrix} : \text{السطح } \pi_n$$

خاتمة

وجدت الطريقة التكرارية WCIP المعتمدة على مبدأ الموجة لحل المشاكل الكهرومغناطيسية في الدارات قصيرة الموجة، و تعرف على أنها توزيع خطي للحقل الكهربائي و كثافة التيار. الصيغة النظرية لهذه الطريقة تستند على علاقتين تربطان الأمواج واحدة في الميدان المكاني و الأخرى في الميدان الطيفي، ويتم الانتقال بينهما بـ FMT اعتمادا على تفريد السطح إلى بيكسل.

### 3. تطبيق الطريقة التكرارية WCIP على الدارات غير الفعالة (ايريس iris، الهوائيات)

مقدمة

يهدف هذا الفصل إلى دراسة ايريس iris كدارة غير فعالة ثم نقوم بمحاكاة بعض الأشكال لهوائيات متنوعة، هذه المحاكاة تحدد شروط الاستمرارية والشروط الحدودية للحقل والتيار الكهربائيان، طول هذه الشروط تترجم في عبارة مؤثر انعراج الأمواج الكهرومغناطيسية على الدارات المدروسة.

#### 3.1- تطبيق الطريقة التكرارية

#### WCIP على الايريس iris

##### 3.1.1- محاكاة الايريس أحادي البعد

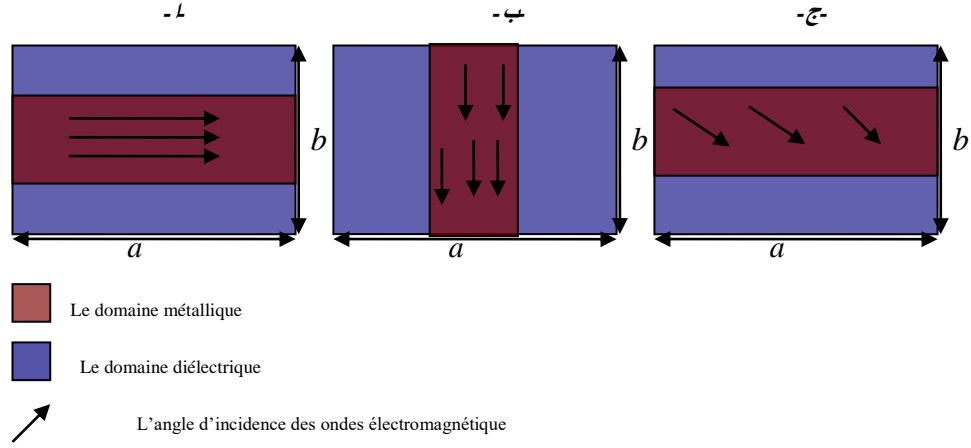
الايريس iris عبارة عن عناصر ذات مخطط سهل مكون من منطقتين (معدن+عازل) لكل مرتبة

حسب زاوية ورود الأمواج الكهرومغناطيسية  $\alpha$  كما يلي :-ايريس أحادي البعد ذاتي  $\alpha = 0$

-ايريس أحادي البعد سعوي  $\alpha = \frac{\pi}{2}$

-ايريس أحادي البعد متجاوب (رنان)  $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$

الشكل المقابل يبين مخطط كل ايريس مدروس.



### شكل 3.1- مخططات سطح الايريس [50]

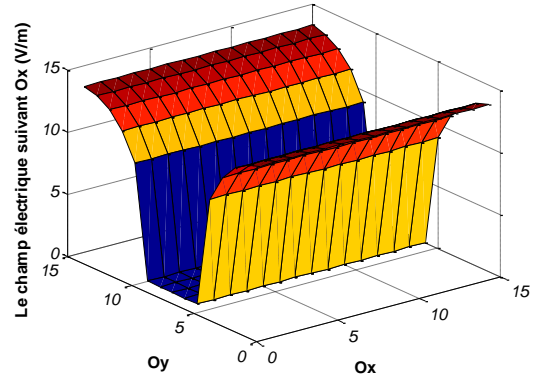
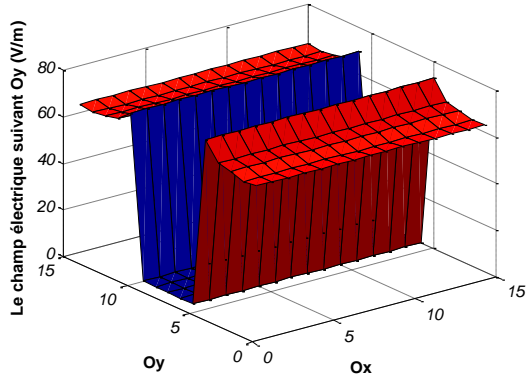
تتوضع المنطقة المعدنية في الايريس فوق حامل عازل ارتفاعه  $h=0.89mm$  وسماحيته  $\epsilon_r=9.87$  ابعاد سطحه  $a=15mm$  و  $b=10mm$  وتحاكي في 350 عملية حيث  $M * N = 15 * 15 pixels$  ثم تغذى بمنبع تردده  $f = 10GHz$

الشروط الحدودية ومعادلة الاستمرارية تحدد في كل منطقة ب :  $\vec{E} = \vec{0}$  و  $\vec{J} \neq \vec{0}$  في المعدن

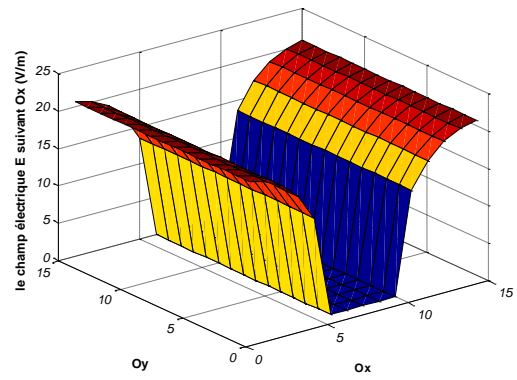
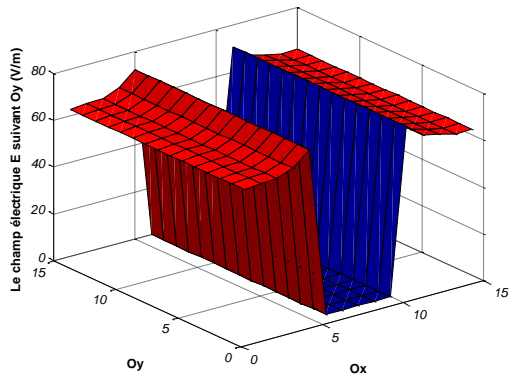
$\vec{E} \neq \vec{0}$  و  $\vec{J} = \vec{0}$  في العازل

البيانات ثلاثية الأبعاد للحقل وكثافة التيار الكهربائيان على المحاور  $Ox, Oy$  الموضحة في الشكل

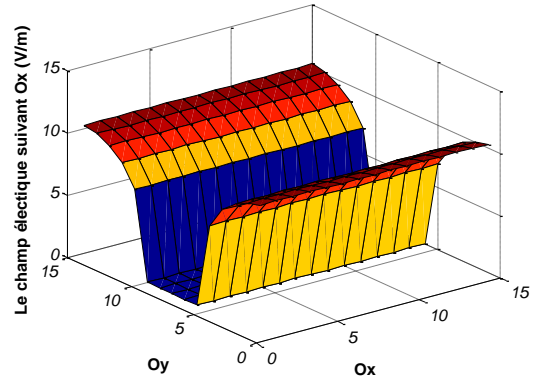
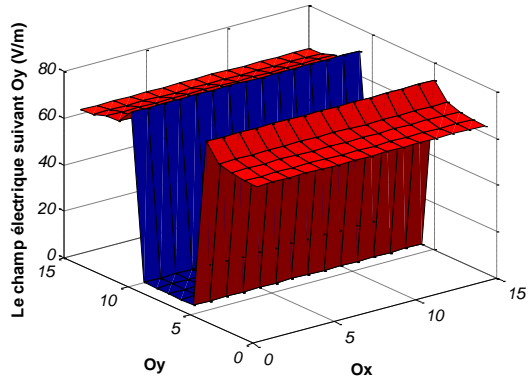
2.3 و 3.3 تؤكد الشروط السابقة



- ل -



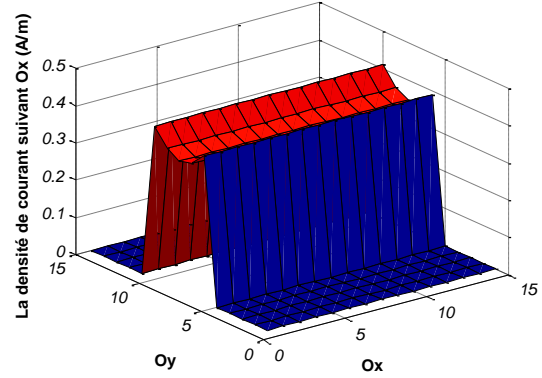
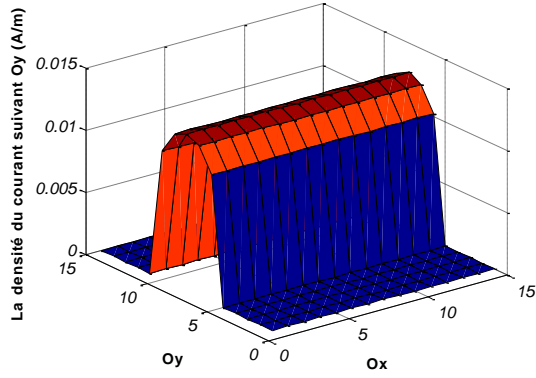
- ب -



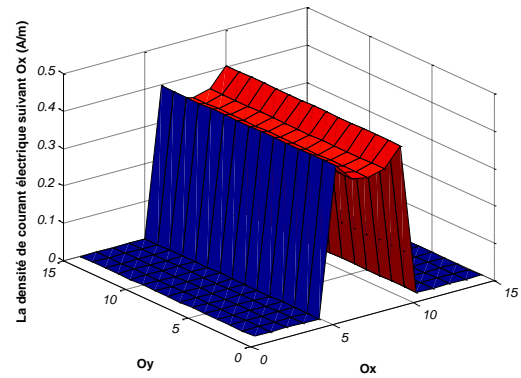
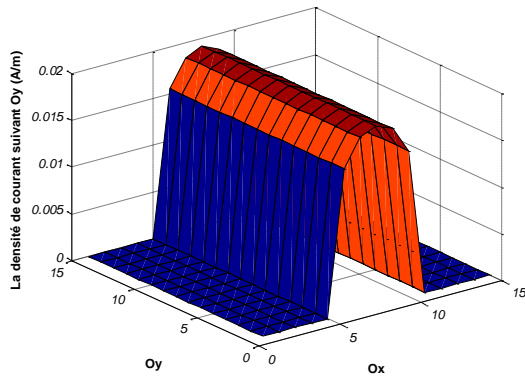
- ج -

شكل 3.2- البيانات ثلاثية الأبعاد للحقل الكهربائي

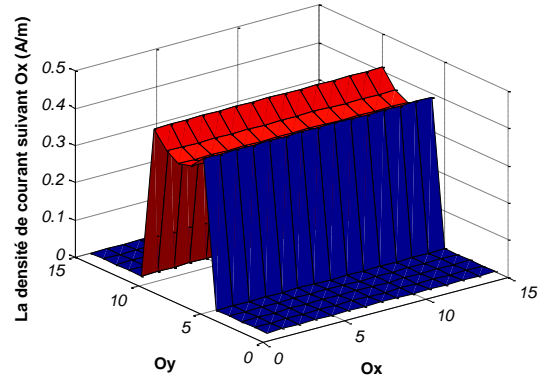
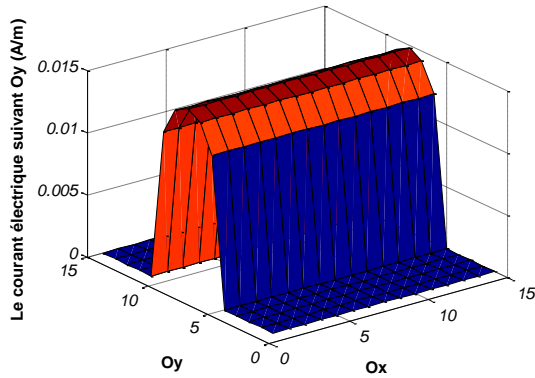
ل- ايريس ذاتي ب- ايريس سعوي ج- ايريس رنان



- ل -



- ب -



- ج -

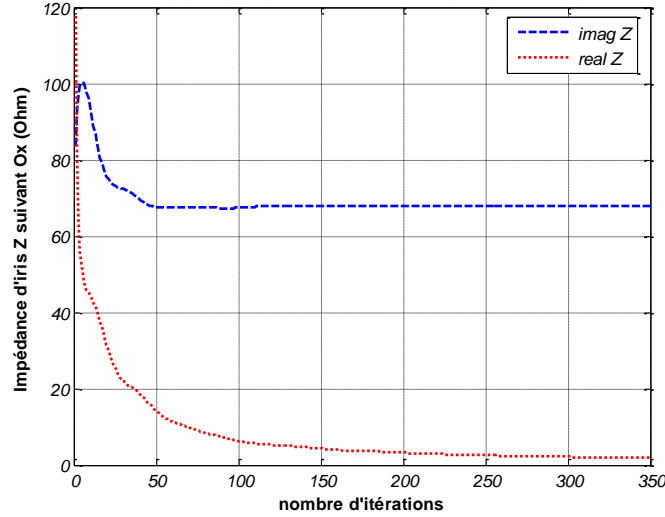
شكل 3.3- البيانات ثلاثية الأبعاد لكثافة التيار الكهربائي

ل- ايريس ذاتي ب- ايريس سعوي ج- ايريس رنان

### 1.1.1.3- ايريس احادي البعد ذاتي $\alpha=0$

أ. تقارب الطريقة *wcip*

يتحقق تقارب طريقة التحليل بتقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد التكرارات



شكل 3.4- تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات .

الشكل السابق يلخص النقاط التالية :

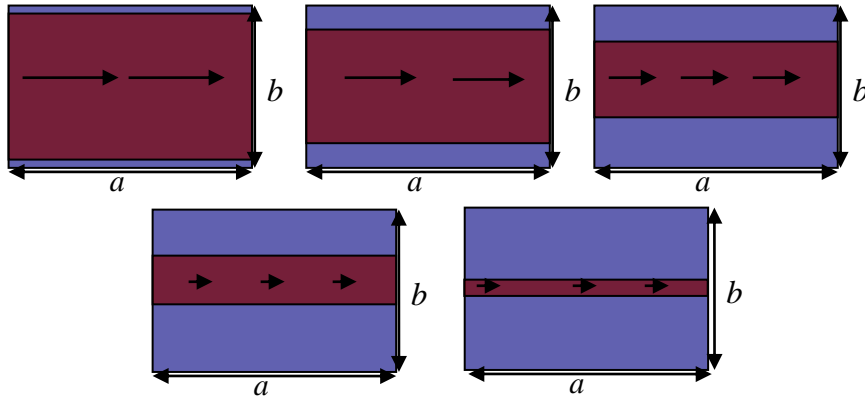
- الجزء الحقيقي للممانعة  $Z$  يوافق قيم المقاومة للايريس هذه القيم تتناقص إلى أن تنعدم .
- الجزء الخيالي يتقارب عندما  $N=100$  تكرار
- يتميز الايريس الذاتي بممانعة  $Z = jLw$  حيث  $L$  ذاتية الايريس

$$L_{\max} = 1.58nH$$

$$L_{\min} = 0.92nH$$

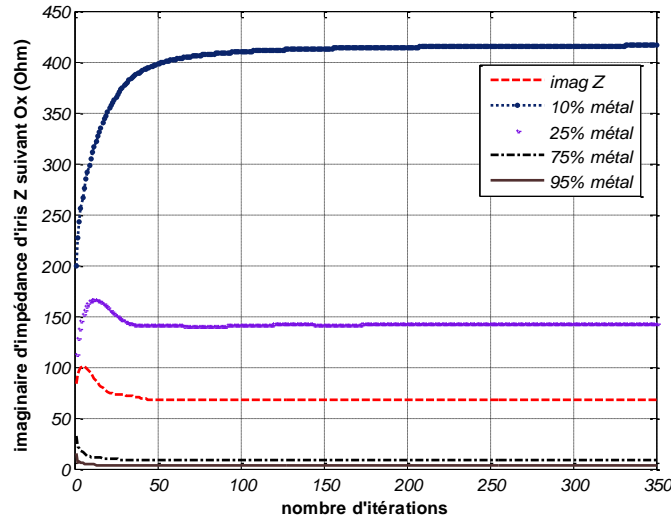
## ب. تأثير نسبة المعدن

لدراسة هذا التأثير نغير نسبة المعدن كما يلي 10% - 25% - 50% - 75% - 95%



شكل 3.5- مخططات الايريس المدروسة

الشكل التالي يوضح تغير تقارب طريقة المحاكاة wqip عندما تتغير نسبة المعدن



شكل 3.6- تغير الممانعة Z بتغير عدد مرات المحاكاة.

انطلاقاً من هذا الشكل نستنتج :

■ تناسب عكسي بين نسبة المعدن و الممانعة Z بمعنى كل ما يزيد المعدن في السطح تتناقص Z

10% معدن	$Z = 410.10\Omega$	$L = 6.53nH$
----------	--------------------	--------------

25% معدن	$Z = 141.6\Omega$	$L = 2.25nH$
----------	-------------------	--------------

50% معدن	$Z = 67.59\Omega$	$L = 1.07nH$
----------	-------------------	--------------

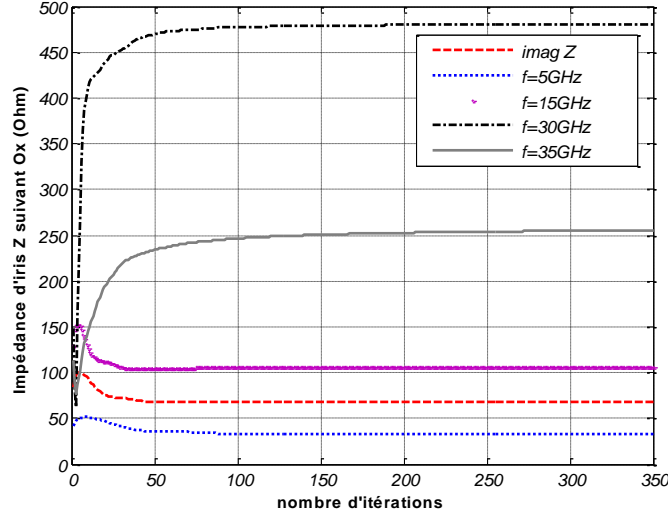
75% معدن	$Z = 8.446\Omega$	$L = 0.13nH$
----------	-------------------	--------------

95% معدن	$Z = 3.85\Omega$	$L = 0.06nH$
----------	------------------	--------------

- المنطقة المعدنية تمثل مقاومة الايريس
- الطريقة التكرارية wqip بحاجة إلى 100 تكرار للتقارب .
- ج. تأثير التردد

في هذه الدراسة نغير التردد  $f$  من اجل 50% من المعدن ، نتائج المحاكاة مبينة في الشكل المقابل

حيث  $f$  يسمح القيم التالية :  $5GHz, 10GHz, 30GHz, 35GHz$



شكل 7.3-تقارب الممانعة Z

- تناسب طردي بين التردد و الممانعة

$f = 5GHz$	$Z = 33.11Ohm$	$L = 1.09nH$
$f = 10GHz$	$Z = 67.82Ohm$	$L = 1.05nH$
$f = 15GHz$	$Z = 105.7Ohm$	$L = 1.12nH$
$f = 30GHz$	$Z = 252.8Ohm$	$L = 1.34nH$
$f = 35GHz$	$Z = 479Ohm$	$L = 2.17nH$

- يتأثر تقارب الطريقة بتغير التردد.

عندما  $f = 5GHz$  :  $N = 100itérations$

عندما  $f = 10GHz$  :  $N = 100itérations$

عندما  $f = 15GHz$  :  $N = 49itérations$

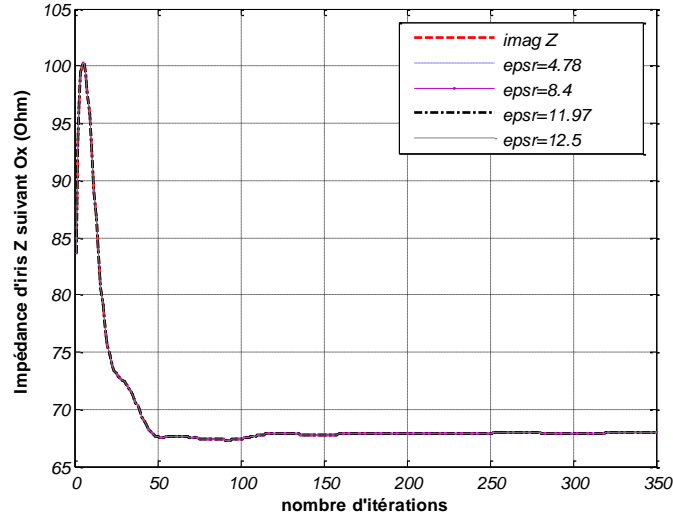
عندما  $f = 30GHz$  :  $N = 100itérations$

عندما  $f = 35GHz$  :  $N = 150itérations$

### د. تأثير السماحية النسبية للحامل

المنحنيات البيانية للشكل التالي يبين تأثير مادة الحامل على تقارب ممانعات الايريس عندما :

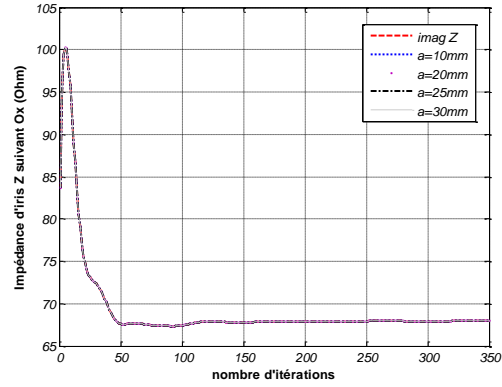
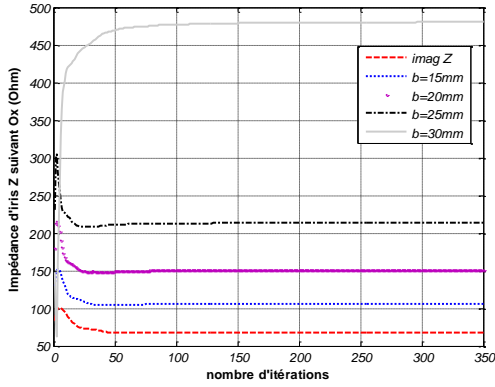
$$\epsilon_r = 4.78 - 9.87 - 11.97 - 12.5 - 8.4$$



شكل 3. 8- تأثير السماحية النسبية للعازل على تقارب الطريقة التكرارية

الشكل السابق يلخص بان مادة الحامل ليس لها أي تأثير على التقارب و ذاتية الايريس

### ه. تأثير أبعاد العلبة



شكل 3. 9- تأثير أبعاد العلبة على تقارب الطريقة التكرارية wcp

طول العلبة  $a$  لا يقوم بأي تأثير على النتائج لكن عرضها يؤثر على الممانعة  $Z$  بشكل طردي.

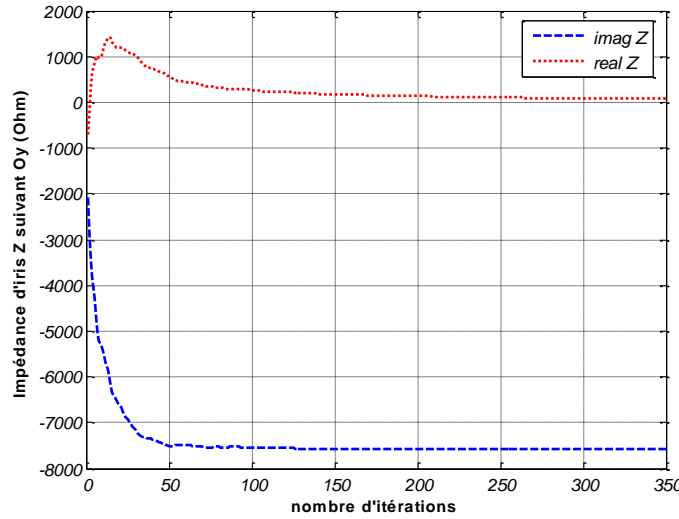
$b = 10mm$	$Z = 67.420hm$	$L = 1.073nH$
$b = 15mm$	$Z = 1050hm$	$L = 1.671nH$
$b = 20mm$	$Z = 148.90hm$	$L = 2.370nH$
$b = 25mm$	$Z = 212.50hm$	$L = 3.382nH$
$b = 30mm$	$Z = 4770hm$	$L = 7.592nH$

- تتقارب الطريقة عند  $N = 100$  itérations

2.1.1.3 - ايريس احادي البعد سعوي  $\alpha = \frac{\pi}{2}$

أ. تقارب الطريقة *wcip*

دراسة ممانعة ايريس سعوي  $Z$  بدلالة عدد تكرارات المحاكاة يعطي تقارب الطريقة العددية *wcip*.



شكل 3.10 - تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد التكرارات.

الشكل السابق يلخص ما يلي :

- الجزء الحقيقي للممانعة  $Z$  يوافق قيم مقاومة الايريس حيث تتناقص هذه القيم إلى أن تنعدم.
- لجزء الخيالي يتقارب عندما  $N = 50$  تكرار

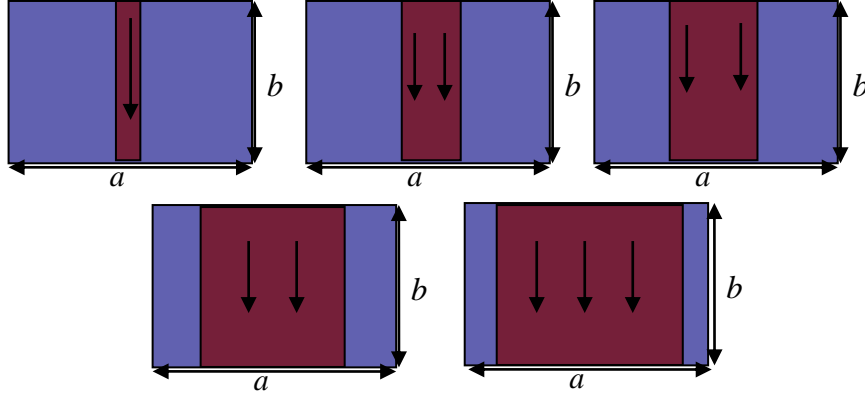
سعة الايريس تتميز بممانعة  $Z = -\frac{j}{C\omega}$  حيث  $C$  سعة الايريس

$$C_{\max} = 760 * 10^{-15} F$$

$$C_{\min} = 2.10 * 10^{-15} F$$

نقوم الآن بدراسة التأثيرات السابقة على هذا النوع من الايريس فنجد:  
ب. تأثير نسبة المعدن

مخططات الايريس المدروسة موضحة في الشكل التالي :

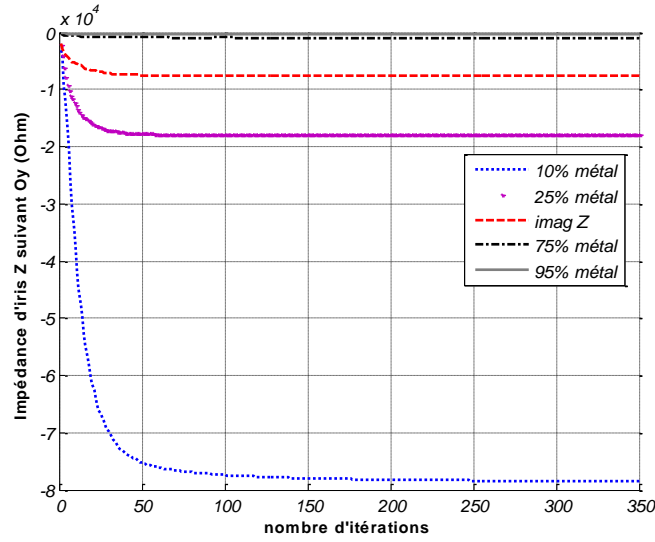


شكل 3.11- مخططات الايريس المدروسة

من خلال الشكل التالي نستنتج ما يلي :

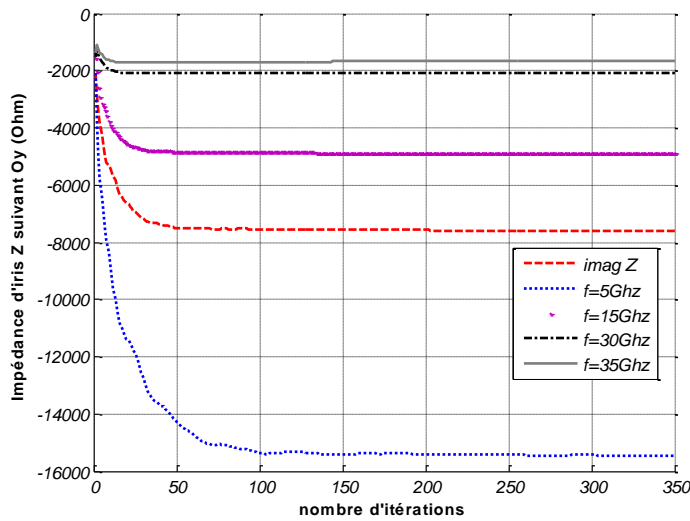
- تحتاج الطريقة WCIP إلى 100 تكرار لأجل التقارب.
- وجود تناسب عكسي بين نسبة المعدن و ممانعة الايريس

معدن 10%	$Z = -7.78 * 10^4 \text{ Ohm}$	$C = 0.02 \text{ pF}$
معدن 25%	$Z = -1.769 * 10^4 \text{ Ohm}$	$C = 0.09 \text{ pF}$
معدن 50%	$Z = -7508 \text{ Ohm}$	$C = 0.212 \text{ pF}$
معدن 75%	$Z = -409.2 \text{ Ohm}$	$C = 3.889 \text{ pF}$
معدن 95%	$Z = -408.7 \text{ Ohm}$	$C = 3.894 \text{ pF}$



شكل 3. 12- تأثير المعدن على تقارب ممانعة الايريس

ج. تأثير التردد



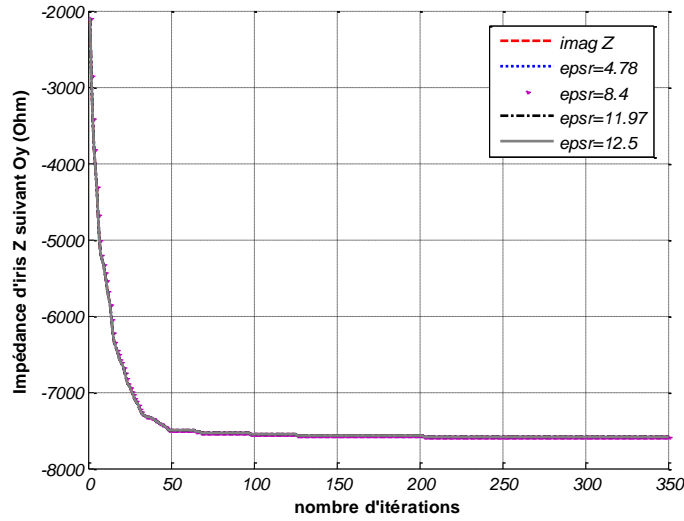
شكل 3. 13- تقارب الممانعة Z بدلالة تغير التردد.

الشكل السابق يبين :

$f = 5GHz$	$Z = -1.539 * 10^4 Ohm$	$C = 0.00207pF$
$f = 10GHz$	$Z = -7531 Ohm$	$C = 0.00211pF$
$f = 15GHz$	$Z = -4823 Ohm$	$C = 0.00220pF$
$f = 30GHz$	$Z = -2075 Ohm$	$C = 0.00255pF$
$f = 35GHz$	$Z = -1696 Ohm$	$C = 0.00268pF$

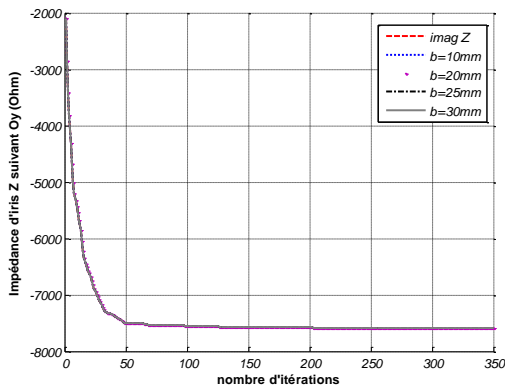
- عندما يتزايد التردد  $f$  تتزايد السعة  $C$
  - تقارب الطريقة التكرارية WCIP غير محافظ مع تغير التردد  $f$ .
- من الشكل السابق يوجد تناسب عكسي بين عدد التكرارات و التردد.  
د. تأثير السماحية النسبية للحامل

بيانات الشكل 14.3 تبين عدم وجود أي تأثير لمادة الحامل على تقارب ممانعة الايريس عندما  
 $\epsilon_r = 4.78-9.87-11.97-8.4-12.5$

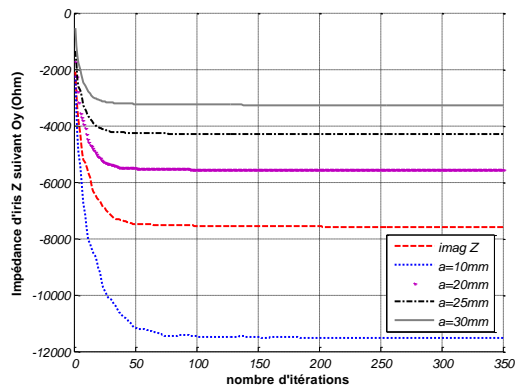


شكل 14.3- تأثير السماحية النسبية  $\epsilon_r$  على تقارب الطريقة التكرارية .

ه. تأثير أبعاد العلبة



-ب-



-ا-

شكل 15.3- تأثير الأبعاد على تقارب الطريقة العددية .-ا- طول العلبة -ب- عرض العلبة

- عرض العلية  $b$  لا يؤثر على التقارب و لا على ممانعة الايريس لكن طول العلية  $a$  يؤثر بطريقة عكسية حيث تتناقص الممانعة  $Z$  بزيادة الطول.

نوضح التغير في الجدول التالي

$a = 10mm$	$Z = -1.147 * 10^4 Ohm$	$C = 0.00138pF$
$a = 15mm$	$Z = -7508Ohm$	$C = 0.00212pF$
$a = 20mm$	$Z = -5509Ohm$	$C = 0.00289pF$
$a = 25mm$	$Z = -4253Ohm$	$C = 0.00374pF$
$a = 30mm$	$Z = -3230Ohm$	$C = 0.00425pF$

العدد الضروري للتكرارات من اجل الحصول على التقارب هو :  $N = 100itérations$

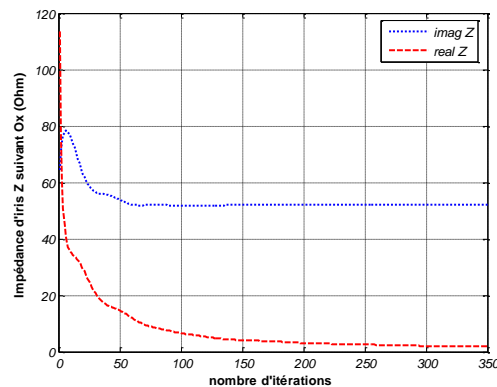
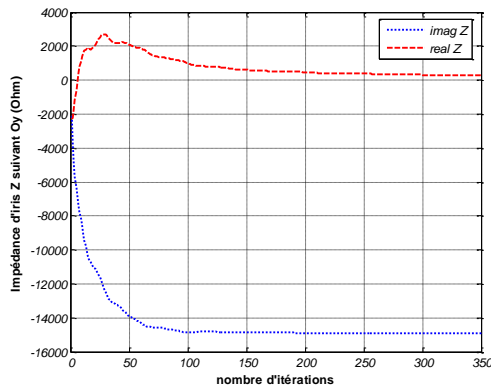
3.1.1.3- ايريس احادي البعد رنان  $\alpha \left( \frac{\pi}{2} \right)$

أ. تقارب الطريقة  $wcip$

يتميز الايريس iris المتجاوب بزواوية ورود  $\alpha$  مختلفة عن 0 و  $\frac{\pi}{2}$  و بممانعة  $Z = jL\omega - \frac{j}{C\omega}$

لهذا نحن بحاجة إلى المركبات على المحورين  $Ox$  و  $Oy$

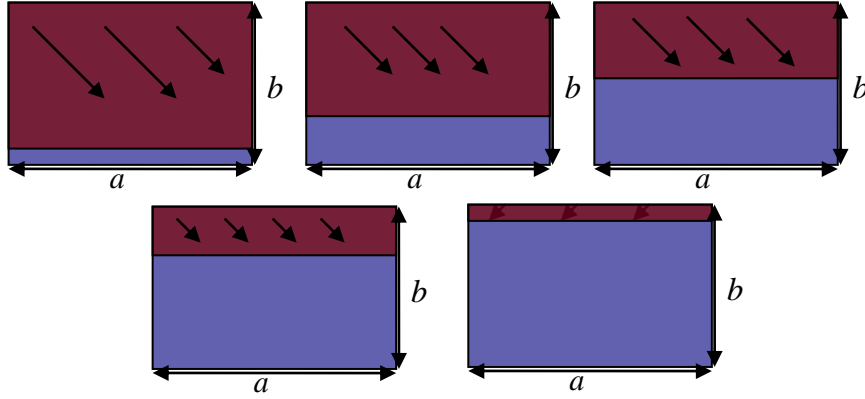
- تقارب المركبتين موضح في الشكل التالي ، هذا الأخير يبين أننا بحاجة إلى 100 تكرار
- الجزء الحقيقي يعين قيم المقاومة  $R$  للايريس .



شكل 16.3-تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات .

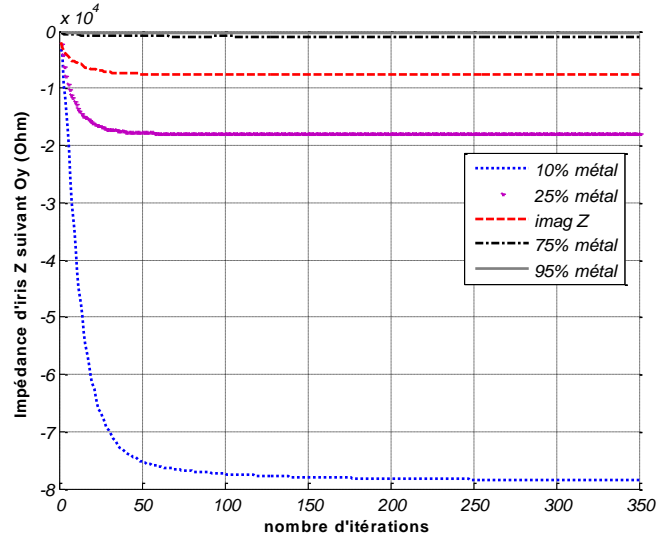
ب. تأثير نسبة المعدن

مخططات الايريس المدروسة موضحة في الشكل التالي .



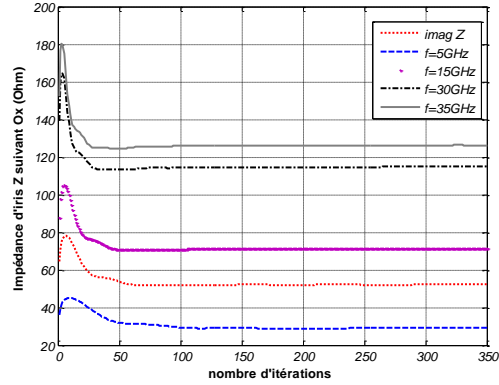
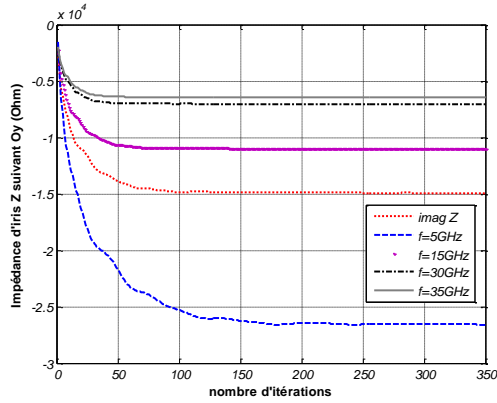
شكل 17.3 -مخططات الايريس المدروسة .

يبين الشكل 18.3 تأثير المعدن على سعة الايريس و على تقارب الطريقة التكرارية WCIP



شكل 18.3 -تأثير المعدن على التقارب.

## ج. تأثير التردد



شكل 19.3 - تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات

يبين هذا الشكل ما يلي :

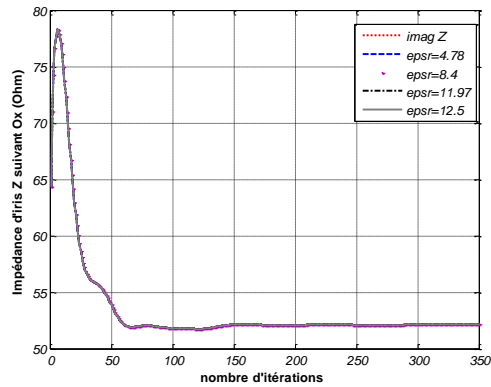
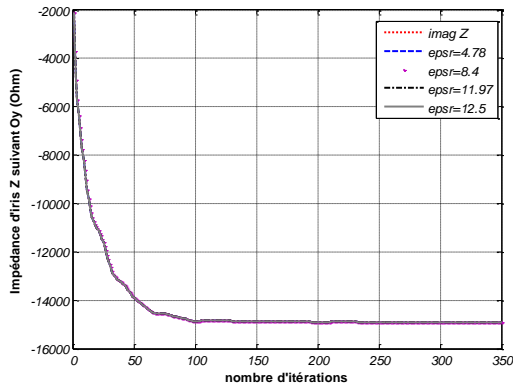
■ زيادة التردد  $f$  يزيد من ذاتية الايريس  $L$  و ينقص من سعته

$f = 5GHz$	$L = 29.38nH$	$C = -2.647 * 10^4 F$	$Z = -2.647 * 10^4 Ohm$
$f = 10GHz$	$L = 51.82nH$	$C = -1.487 * 10^4 F$	$Z = -1.487 * 10^4 Ohm$
$f = 15GHz$	$L = 70.88nH$	$C = -1.08 * 10^4 F$	$Z = -1.08 * 10^4 Ohm$
$f = 30GHz$	$L = 113.4nH$	$C = -6968F$	$Z = -6854.6Ohm$
$f = 35GHz$	$L = 124.5nH$	$C = -6378F$	$Z = 6262.5Ohm$

## د. تأثير السماحية النسبية للحامل

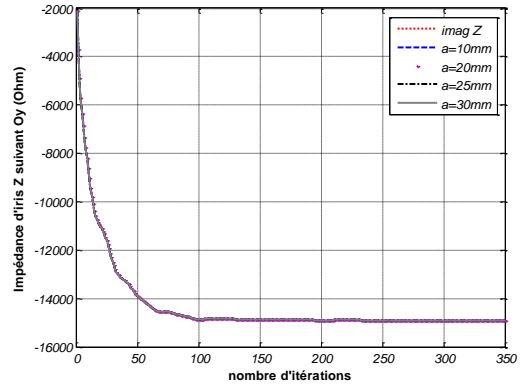
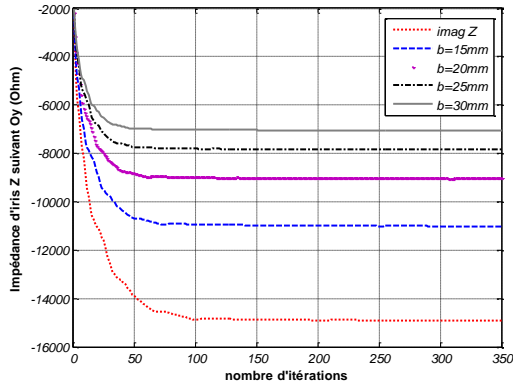
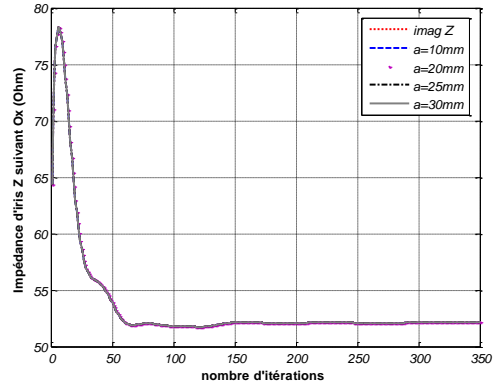
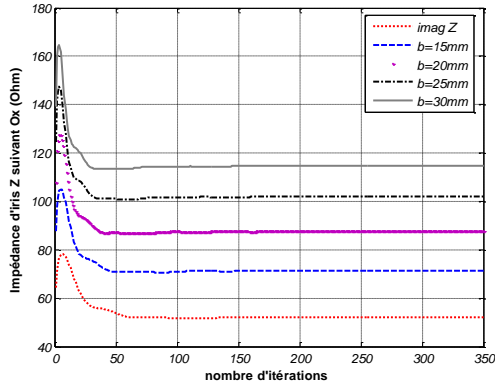
تبين المنحنيات الموضحة في الشكل اثر مادة الحامل على تقارب ممانعة الايريس عندما

$\epsilon_r = 4.78 - 9.87 - 11.97 - 8.4 - 12.5$  تبقى ممانعة الايريس  $Z$  ثابتة دائما عندما يتغير الحامل



شكل 20.3 - تقارب الممانعة  $Z$  بدلالة عدد المرات

## ٥. تأثير أبعاد العلبة



-/-

-ب-

شكل 21.3- تأثير ابعاد العلبة على تقارب الطريقة التكرارية wcip

-ل- طول العلبة *a* -ب- عرض العلبة *b*

توضح الأشكال السابقة أن:

■ لا وجود أي تأثير على الممانعة عند تغير الطول *a*

$$L = 52.1nH$$

$$C = 1.487 * 10^4 F$$

$$Z = -1.487 * 10^4 Ohm$$

تؤثر زيادة العرض *b* مباشرة على قيم الذاتية *L* والسعة *C* للايريس

$$b = 10mm$$

$$L = 51.8nH$$

$$C = -1.487 * 10^4 F$$

$$Z = -1.487 * 10^4 Ohm$$

$$b = 15mm$$

$$L = 70.99nH$$

$$C = -1.096 * 10^4 F$$

$$Z = -1.09 * 10^4 Ohm$$

$$b = 20mm$$

$$L = 87.09nH$$

$$C = -8985F$$

$$Z = -89000Ohm$$

$$b = 25mm$$

$$L = 101nH$$

$$C = -7758F$$

$$Z = -77000Ohm$$

$$b = 30mm$$

$$L = 114.4nH$$

$$C = -7030F$$

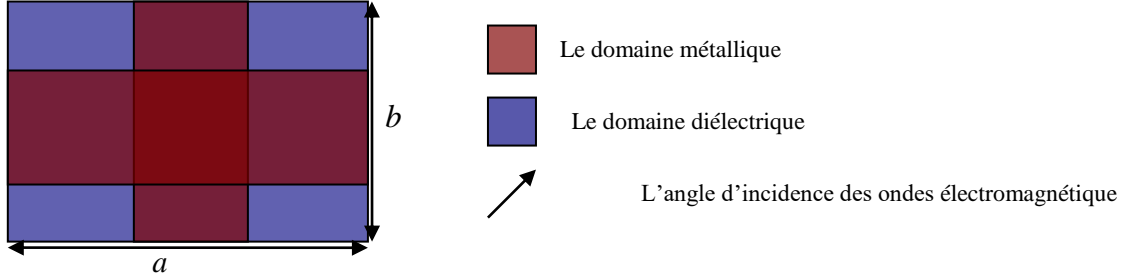
$$Z = -70000Ohm$$

### 2.1.3 - محاكاة الايريس المركب

#### 1.2.1.3 - الوصف الكهرومغناطيسي للايريس المركب

انطلاقا من العديد من الأمثلة للايريس المركب اخترنا المخطط الموضح في الشكل التالي حيث

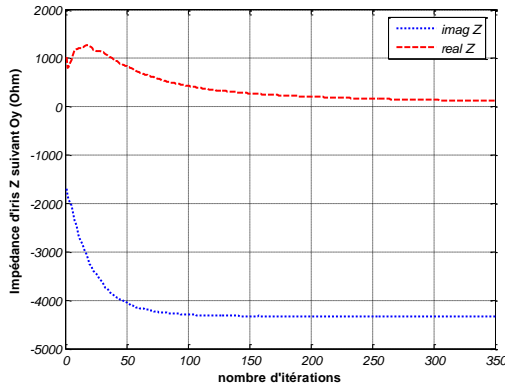
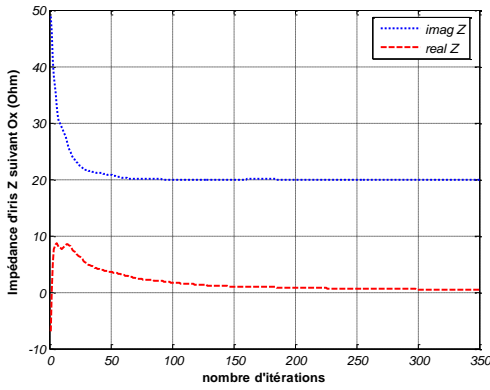
$$\alpha = \frac{\pi}{4}$$



شكل 3. 22- مخطط الايريس المركب

تتحقق إثارة الايريس بمنبع ذات تردد  $f = 10GHz$  من اجل المحاكاة فيكون تقارب الممانعة

المكافئة على المحورين  $O_x, O_y$  كما في الشكل التالي



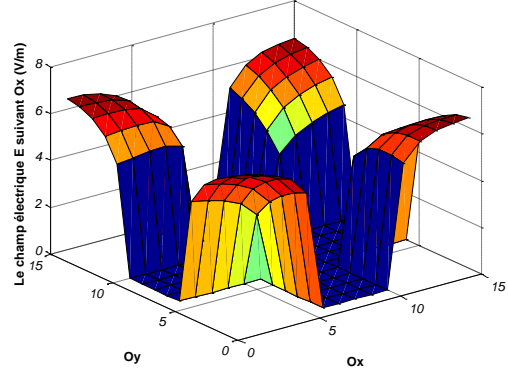
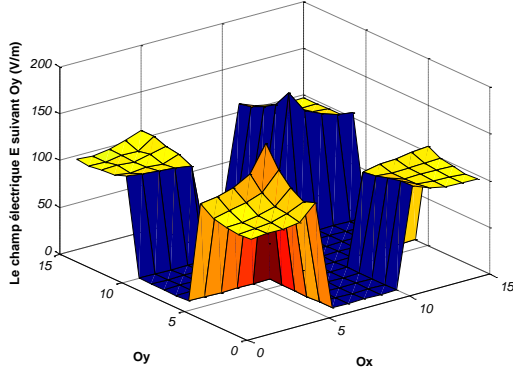
شكل 3. 23- تقارب الممانعة  $Z_{iris}$

تحتاج الطريقة التكرارية wqip لكي تكون متقاربة إلى 100 تكرار وفق المحورين  $O_x, O_y$

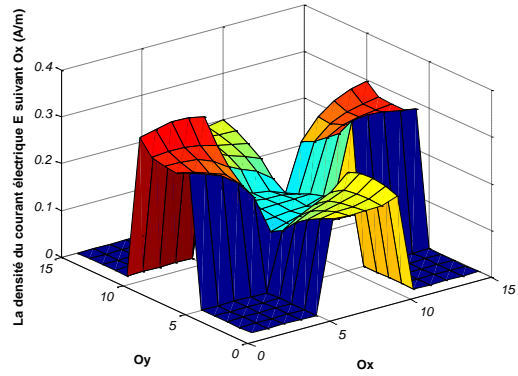
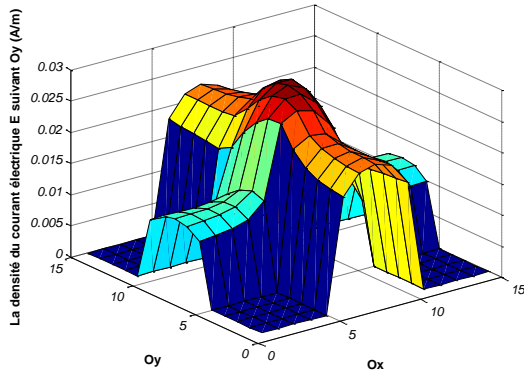
الايريس المركب عبارة عن ايريس متجاوب بشرط أن يكون المعدن في اتجاهين. المنحنيات البيانية التالية تؤكد الشروط الحدودية و معادلة الاستمرارية الخاصة بهذا الايريس .

$$\vec{E} = \vec{0} \text{ و } \vec{J} \neq \vec{0} \text{ في المعدن.}$$

$$\vec{E} \neq \vec{0} \text{ و } \vec{J} = \vec{0} \text{ في العازل.}$$



شكل 24.3 - البيانات ثلاثية الابعاد للحقل الكهربائي باتجاه  $Ox, Oy$



شكل 25.3 - البيانات ثلاثية الابعاد لكثافة التيار الكهربائي باتجاه  $Ox, Oy$

### 2.2.1.3 - مؤثر الانعراج على مستوى الايريس

من اجل إيجاد عبارة مؤثر الانعراج، علينا إيجاد العلاقة بين الحقول المغناطيسية  $\vec{E}_1, \vec{E}_2$  و كثافة

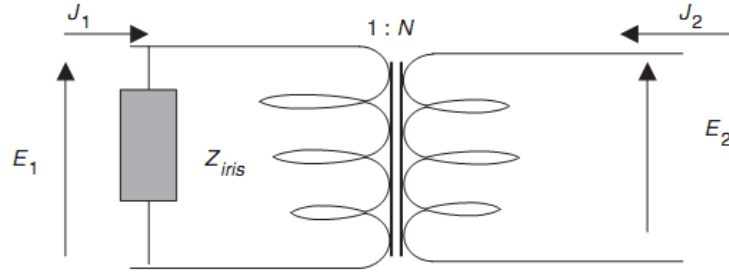
التيارات  $\vec{J}_1, \vec{J}_2$

$$(1.3) \quad \begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = [Z_{eq}] \begin{bmatrix} \vec{J}_1 \\ \vec{J}_2 \end{bmatrix}$$

حيث  $Z_{eq}$  تمثل الممانعة المكافئة لرباعي الأقطاب

$$(2.3) \quad [Z_{eq}] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{iris} & NZ_{iris} \\ NZ_{iris} & N^2 Z_{iris} \end{bmatrix}$$

تحصلنا على العلاقة (2.3) انطلاقاً من الدارة الكهربائية الممثلة في الشكل التالي



شكل 26.3 - الدارة الكهربائية المكافئة

نعوض عبارات الحقول و كثافة التيارات الكهربائية في العلاقات (1.3) (2.3) لإيجاد عبارة

مؤثر الانعراج  $\hat{S}$ .

(3.3)

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}$$

حيث

[51] [52] (3.4)

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} - Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} - Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$$

$$S_{12} = S_{21} = -\frac{2NZ_{12}Z_{02}}{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} - Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} - Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$$

## 2.3- تطبيقات الطريقة التكرارية

### WCIP على الهوائيات (antennes)

#### 1.2.3- محاكاة هوائي باتش (antenne patch) بالطريقة التكرارية wcip

##### 1.1.2.3- دراسة الحقل و كثافة التيار الكهربائي أ. وصف البنية الكهرومغناطيسية

يوضح الشكل المقابل البنية المدروسة حيث تتكون هوائي باتش ذات الأبعاد التالية: (الطول

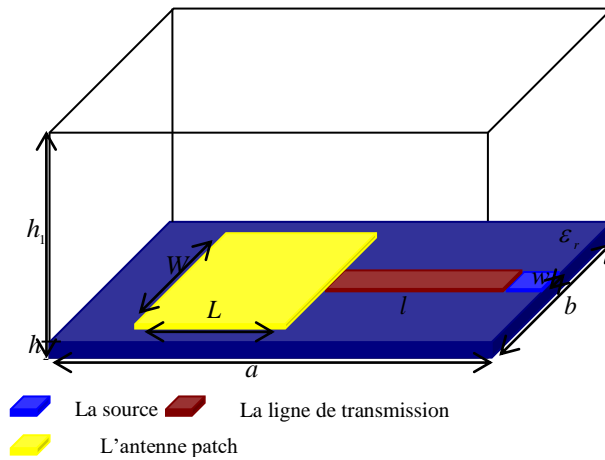
$L=16mm$  و العرض  $W=12.45mm$ ). هذه الأخيرة مربوطة بخط ناقل طوله  $l=20mm$

تعرض الدارة بمنبع حقل كهرومغناطيسي  $E_0$ ، ثم يوضع الكل فوق صفيحة عازلة سماحتها

$\epsilon_r = 4.78$  و تعلق في علبة معدنية ابعادها  $a=35mm$  و  $b=64mm$  الارتفاع الكلي بين السطحين

$h=10.79mm$  مكون من حامل سمكه  $h_2=0.79mm$  و سمك الوسط المحتوي في العلبة  $h_1=10mm$

(الهواء سماحيته  $\epsilon_r = 1$ ).



شكل 3-27-1/النموذج الكهرومغناطيسي للبنية المدروسة [53]

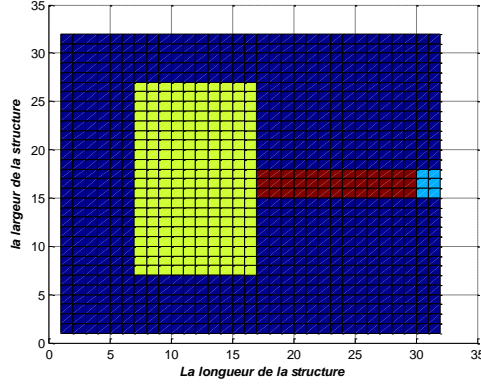
تعطى الأبعاد التقاضلية  $dx=2mm$ ،  $dy=0.78mm$  أبعاد خط التغذية هي  $3dy*10dx$  و تحاك

هوائي باتش (antenne patch) ب  $8dx*16dy$  و بالتالي مساحة الحساب تعطى بالأبعاد التالية

$32*32pixels$

يتواجد منبع التحريض الدوري على بعد  $3dx$  من الجدار الكهربائي وفق المحور  $Ox$  و تقدر قيمة

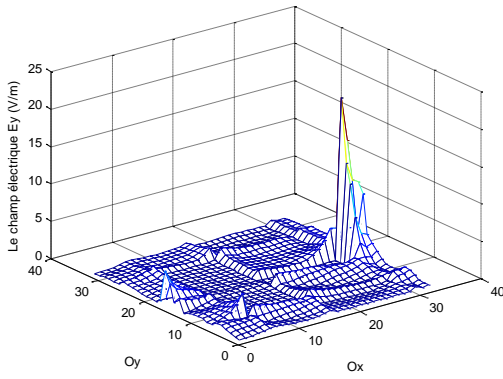
تردده ب  $f=20GHz$  وفي الأخير نستخدم الطريقة على 350 تكرار.



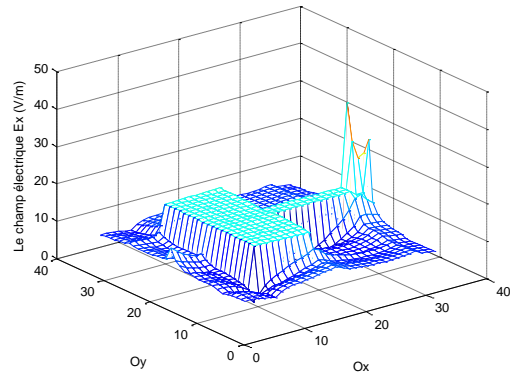
شكل 3.28- مخطط البنية المدروسة

ب. التحقق من الشروط الحدودية و معادلة الاستمرارية

تحتوي هذه الفقرة على البيانات ثلاثية الأبعاد للمركبات الأساسية للحقل الكهربائي  $\vec{E}$  و كثافة التيار  $\vec{J}$  وفق المحورين  $Ox, Oy$



-ب-



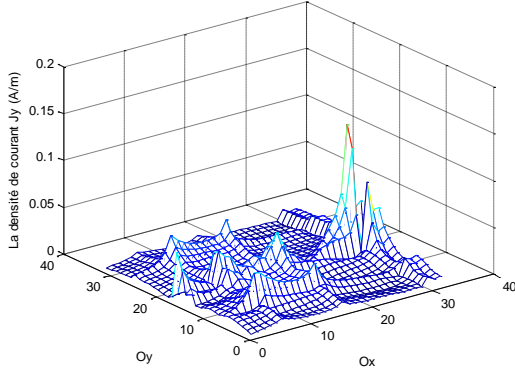
-ا-

شكل 3.29- المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من اجل  $f = 20GHz$

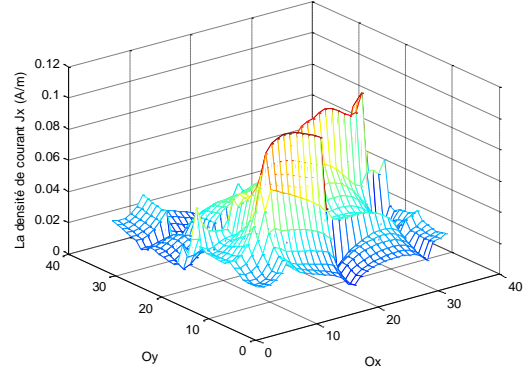
و  $N = 350$  مرحلة

-ا- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$   $abs(E_y)$

-ب- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$   $abs(E_x)$



-ب-



-ا-

شكل 30.3 - المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائية  $J_x, J_y$  من أجل  $f = 20GHz$

و  $N = 350$  مرحلة

-ا-  $abs(J_y)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$

-ب-  $abs(J_x)$  طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$

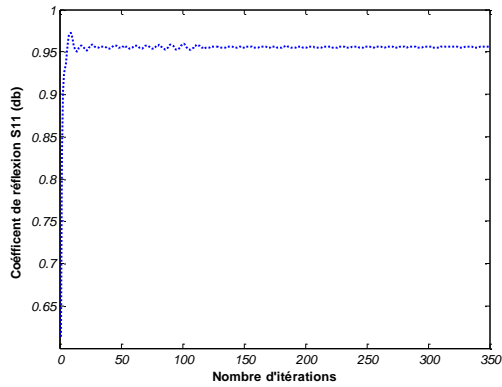
يمكننا استخلاص أن هذه البيانات تؤكد الشروط الحدودية و معادلة الاستمرارية محققة.

2.1.2.3 - دراسة المحاكاة مع التردد

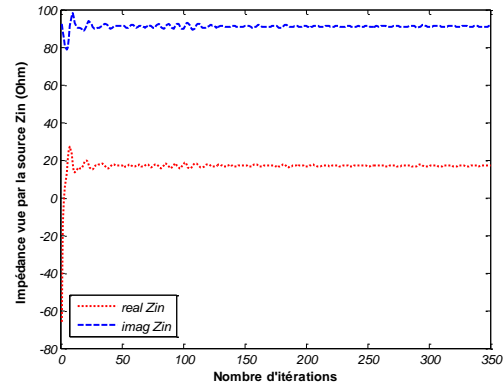
أ. دراسة تقارب الطريقة التكرارية  $wcip$

للتحقق من تقارب هذه الطريقة نقوم بدراسة قصيرة لإيجاد العدد المناسب من التكرارات اللازمة في

كل تردد. هذه الدراسة تكون على الأجزاء الحقيقية و الخيالية لممانعة المنبع  $Z_{in}$  و معامل الانعكاس  $S_{11}$ .



-ب-



-ا-

شكل 31.3 - تقارب الطريقة التكرارية  $wcip$  -ا- معامل الانعكاس  $S_{11}$  -ب- ممانعة المنبع  $Z_{in}$

تمكننا البيانات السابقة من إيجاد العدد الأصغر للتكرارات المناسبة للتقارب. في دراستنا هذه التقارب يكون بعد 150 عملية لأجل معامل الانعكاس  $S_{11}$  و 50 عملية للجزء الحقيقي من  $Z_{in}$  أما الجزء التخيلي يحتاج إلى 125 عملية و بهذا نقول أن الدراسة تتقارب بسرعة بعد 100 عملية نظرا لاستخدام FMT.  
ب. تجاوب الدارة المستوية المدروسة

بعد إيجاد التقارب و جب تحديد قيمة تردد تجاوب العلبة لذلك قمنا بدراسة مؤثر الانعراج  $\hat{S}$  للبنية الكهرومغناطيسية (شكل 3\*27).  
مخطط البنية (شكل 3\*28) يوضح أن السطح يتكون من أربع مناطق (معدن، منبع، عازل، هوائي patch).  
تعرف الشروط الحدودية و علاقة الاستمرارية لكل منطقة (شكل 25.3، 30.3) عبارة مؤثر الانعراج  $\hat{S}$ .

$$(5.3) \quad \hat{S} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m - H_s + k_{11} H_d & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{12} H_d \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i + k_{21} H_d & \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{02} + Z_{01}} H_i - H_m - H_s + k_{22} H_d \end{bmatrix}$$

$$k_{11} = \frac{Z_{in}(Z_{01} - Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}{Z_{in}(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}$$

$$k_{12} = k_{21} = \frac{2Z_{in}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{in}(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}$$

$$k_{22} = \frac{Z_{in}(Z_{01} - Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}}{Z_{in}(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}$$

في منطقة هوائي patch ممانعة المنبع تعرف كما يلي :

$$(6.3) \quad Z_{in} = \frac{E}{J_1} = \frac{E_1 + E_2}{J_1}$$

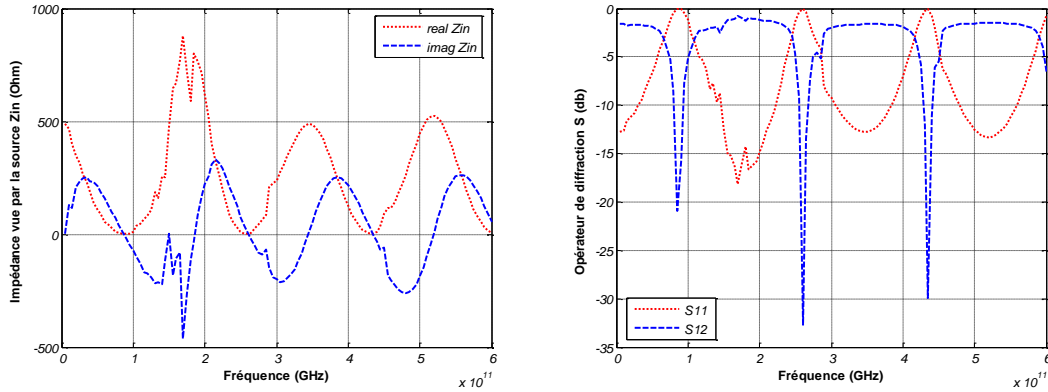
$$(7.3) \quad \begin{aligned} E_1 &= Z_{11}J_1 + Z_{12}J_2 \\ E_2 &= Z_{21}J_1 + Z_{22}J_2 = -\left(\frac{c}{d}\right)Z_d J_2 \end{aligned}$$

$$(8.3) \quad Z_{in} = \frac{Z_{11}\left(\frac{c}{d}Z_d + Z_{22}\right) - Z_{12}Z_{21}}{\frac{c}{d}Z_d + Z_{22}}$$

$Z_d$  الممانعة الكهربائية المكافئة للهوائي patch.

$c, d$  طول و عرض منطقة الهوائي على الترتيب.

يوضح الشكل 32.3 تغيرات مؤثر الانعراج  $\hat{S}$  بدلالة التردد، حيث ينحصر تردد التجاوب عند القيم (0.85، 2.6، 4.35) و تؤكدتها تغيرات الممانعة  $Z_{in}$  بدلالة التردد.



**شكل 32.3 - محاكاة الهوائي باتش بدلالة التردد**

يسمح حساب الممانعة المميزة للخط بإيجاد ممانعة الدخول للباتش، انطلاقاً من العلاقة التحليلية

التالية:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_{r2} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r2} - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h_2}{l} \right)^{-0.5}$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \left[ \frac{l}{h_2} + 1.393 + 0.667 \log \left( \frac{l}{h_2} + 1.444 \right) \right]^{-1}$$

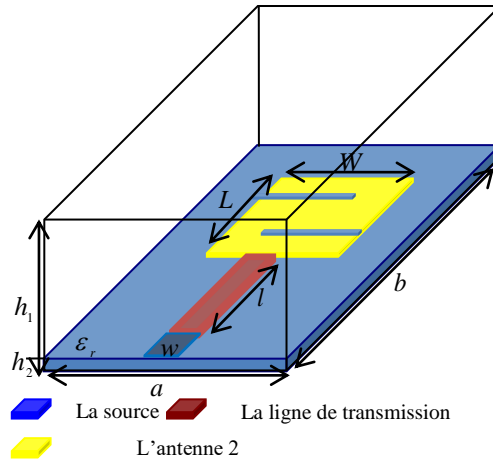
[54](9.3)

**3-2-2-2- محاكاة هوائي من نوع 2 بالطريقة التكرارية wcip**

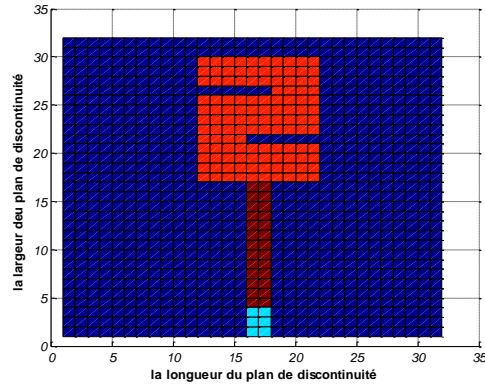
**3-2-2-1- دراسة الحقل و كثافة التيار الكهربائيان**

**أ. وصف البنية الكهرومغناطيسية**

يوضح الشكل 33.3 البنية الكهرومغناطيسية المتكونة من هوائي من نوع 2 طوله  $L = 24mm$  و عرضه  $W = 50mm$  محرّضة من منبع ذات حقل كهرومغناطيسي  $E_0$ ، نضع الهوائي و المنبع فوق صفيحة من الزجاج المميز بسماحية نسبية  $\varepsilon_r = 4.32$ ، و نغلقهم داخل علبة معدنية طولها  $a = 80mm$  و عرضها  $b = 60mm$ ، الارتفاع الكلي بين الأسطح  $h = 31.53mm$



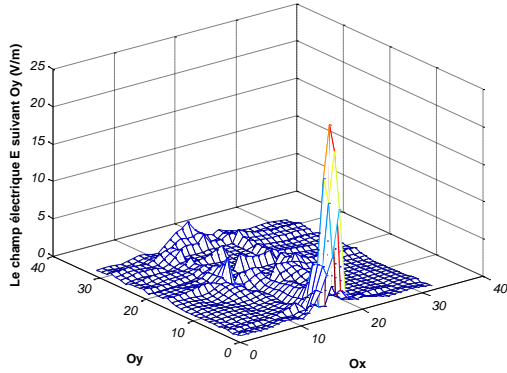
**شكل 33.3 - النموذج الكهرومغناطيسي للبنية المدروسة**  
 مخطط البنية مقسم إلى 32\*32 بيكسال كما في الشكل التالي و نقوم ب 350 عملية.



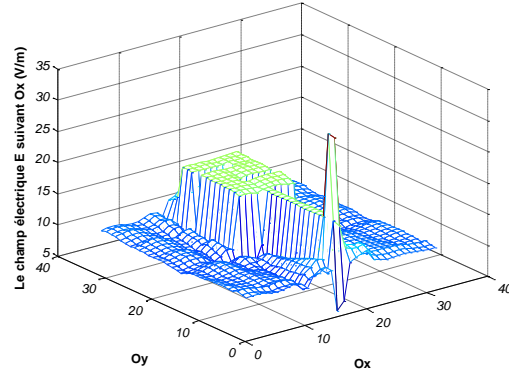
**شكل 34.3 - مخطط البنية المدروسة**

ب. التحقق من الشروط الحدودية و الاستمرارية

البيانات ثلاثية الأبعاد للحقل  $\vec{E}$  و كثافة التيار  $\vec{J}$  موضحة في الأشكال التالية:



-ب-



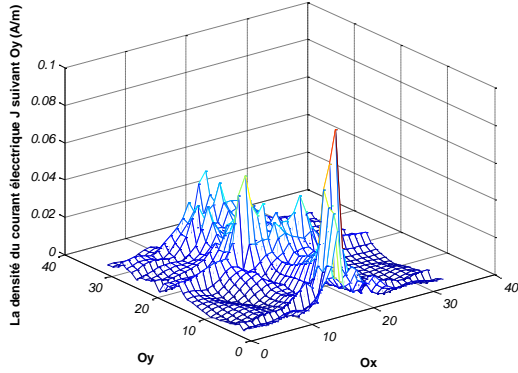
-ل-

شكل 35.3 - المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من اجل  $f = 20GHz$

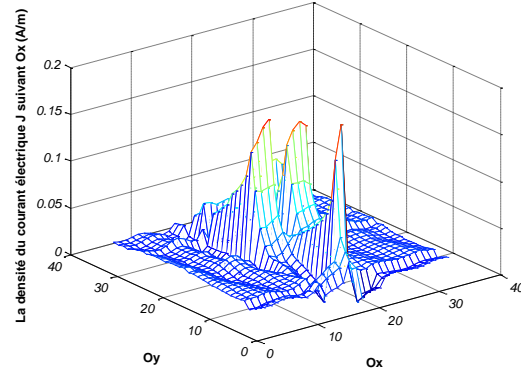
و  $N = 350$  مرحلة

-ل- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور Oy  $abs(E_y)$

-ب- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور Ox  $abs(E_x)$



-ب-



-ل-

شكل 36.3 - المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائية  $J_x, J_y$  من اجل  $f = 20GHz$

و  $N = 350$  مرحلة

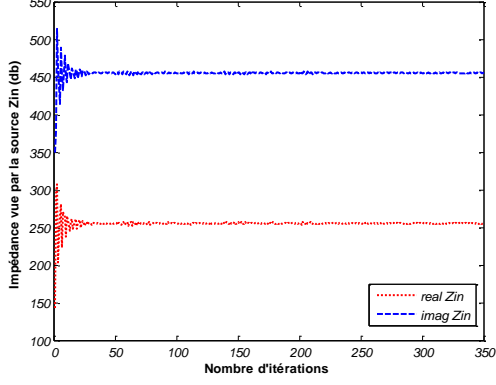
-ل- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور Oy  $abs(J_y)$

-ب- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور Ox  $abs(J_x)$

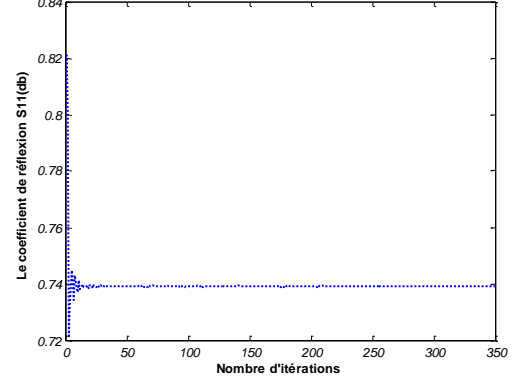
يمكننا الجزم بان هذه البيانات تبين صحة الشروط الحدودية و الاستمرارية .

### 3-2-2-2- محاكاة البنية بدلالة التردد أ. تقارب الطريقة التكرارية

لإيجاد العدد الضروري لتقارب الطريقة التكرارية المستخدمة في دراستنا لهوائي 2 عند كل تردد، نقوم بدراسة تغير  $S_{11}$  و  $Z_{in}$  فنحصل على أن 50 عملية كافية لتقارب معامل الانعكاس و ممانعة المنبع.



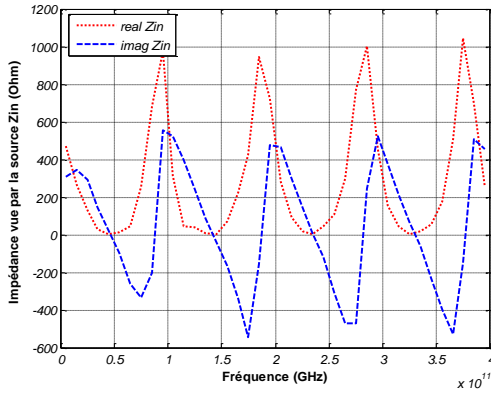
-ب-



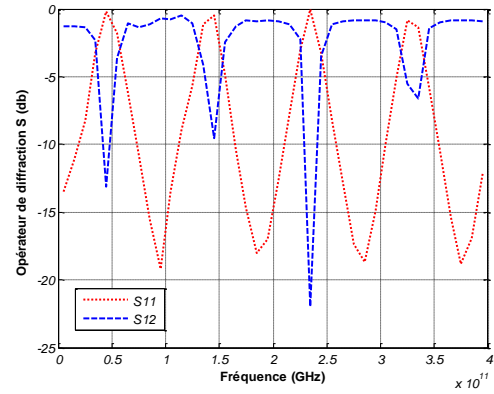
-ا-

**شكل 37.3** - تقارب الطريقة التكرارية wcip -ا- معامل الانعكاس  $S_{11}$  -ب- ممانعة المنبع  $Z_{in}$   
ب. تجاوب الدارة المستوية المدروسة

تسمح الشروط الحدودية و الاستمرارية السابقة بتأكيد عبارتي مؤثر الانعراج  $\hat{S}$  و ممانعة المنبع  $Z_{in}$  المعرفتين في العلاقتين (5.3) (8.3) و يوضح الشكل التالي تغيرات هذان المؤثران بدلالة التردد



-ب-



-ا-

**شكل 38.3** - محاكاة الهوائي من نوع 2 بدلالة التردد

حسب الشكل السابق تتجاوب البنية الكهرومغناطيسية المدروسة عند:

$$f = n * f_{res} \quad \text{هذه القيم دورية حسب العلاقة التالية} \quad f = (0.45 - 1.45 - 2.35 - 3.35) * 10^{11} \text{ Hz}$$

$$\text{حيث } f_{res} = 0.45 * 10^{11} \text{ Hz}$$

## خاتمة

تمثلت الدراسة المقدمة في هذا الفصل في محاكاة دارات بسيطة جدا تحتوي على وسطين فقط وذلك للتأكد من مطابقة الشروط الحدودية و معادلة الاستمرارية بين النظري و البياني و ملاحظة سرعة الطريقة في إعطاء النتائج و الهدف من هذا تحديد إمكانية إجراء المحاكاة على وسط جديد و منه بنية جديدة متمثلة في الهوائيات لإيجاد مؤثر الانعراج و تحديد تردد التجاوب للبنية وكذا تأثير شكل البنية على نتائج الدراسة.

## 4 . تطبيق الطريقة التكرارية WCIP على الدارات الفعالة (ترانزستور MESFET)

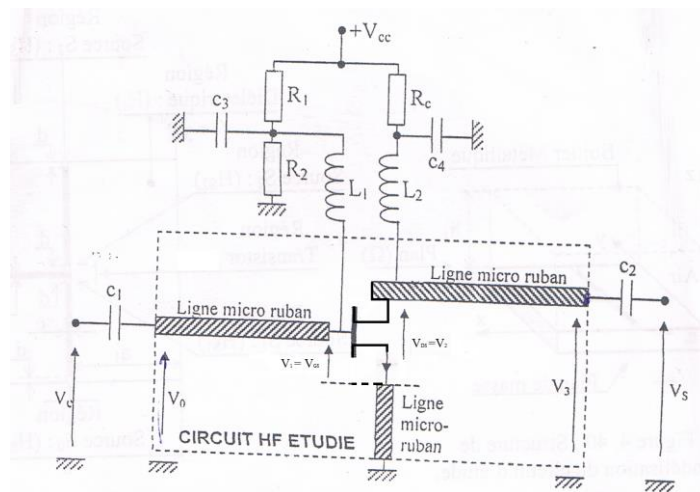
مقدمة

نظرا لخصائص MESFET فان له تطبيقات مهمة وعديدة في إنتاج دارات تكاملية سنقوم في هذا المحور بمحاكاة ثنائية البعد باستخدام الطريقة التكرارية WCIP لدارة تحتوي MESFET من اجل إيجاد خصائصه الكهرومغناطيسية وكذا تأثير المقادير التكنولوجية لهذا الترانزستور.

### 1.4- تطبيق الطريقة التكرارية على دارة فعالة قصيرة الموجة تحتوي على ترانزستور MESFET

النموذج المعد للدراسة عبارة عن مضخم (دارة مستوية) ، يتمثل مبدأه في الشكل التالي، حيث

يحتوي هذا المضخم على ترانزستور MESFET

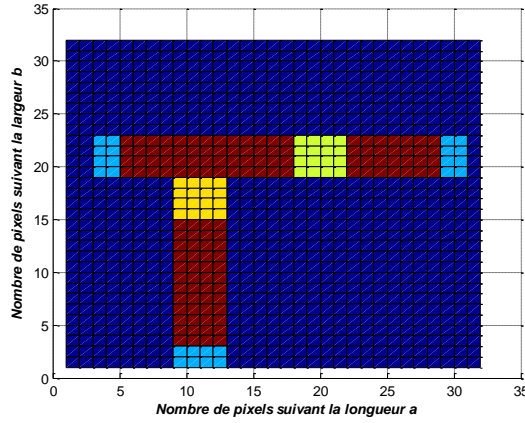


شكل 1.4- رسم تخطيطي لمبدأ المضخم [54]

تقتصر دراستنا على الجزء العالي التردد ،هذا الأخير مكون من ترانزستور قصير الموجة  
موضوع بين ثلاث خطوط نقل (ذات الشرائط الصغيرة)ممانعته  $Z_c$

#### 1.1.4- وصف البنية

البنية الكهرومغناطيسية عبارة عن دائرة عالية التردد مكونة من : ترانزستور MESFET  
وخطوط ذات الشرائط الصغيرة متوضعة على حامل عازل سماحيته  $\epsilon_r = 4.73$  وارتفاعه  $h = 1.48mm$   
هذا السطح موجود داخل علبة معدنية طولها  $a = 25mm$  وعرضها  $b = 25mm$  ، ارتفاع الفراغ داخلها  
 $h = 30mm$  و تتحقق المحاكاة في مساحة سطح مقسم إلى  $32*32$  بيكسال pixels وعند 350 تكرار حيث  
تغذى الدارة من منبع جيبي تردده  $f = 36GHz$



شكل 2.4- رسم تخطيطي لمساحة السطح

يقسم مخطط البنية الكهرومغناطيسية المدروسة إلى أربعة مناطق متميزة بالشروط الحدودية التالية :

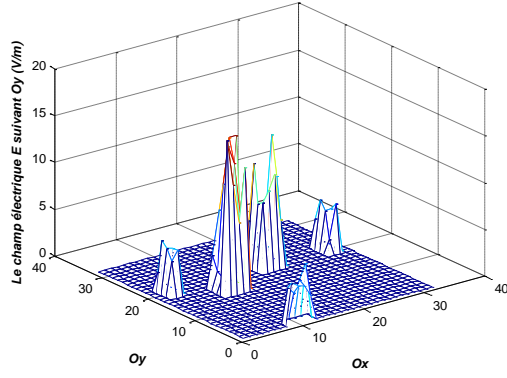
- في منطقة المعدن  $\vec{E} = \vec{0}, \vec{J} \neq \vec{0}$

- في منطقة العازل  $\vec{E} \neq \vec{0}, \vec{J} = \vec{0}$

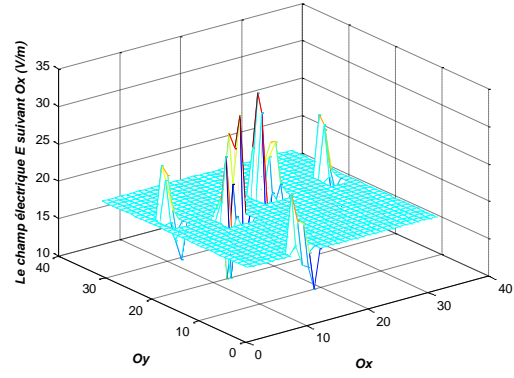
- في منطقة المنبع  $\vec{E} = \vec{E}_0$

- في منطقة العناصر الذاتية للترانزستور  $\vec{E} = [Z_t] \vec{J}$

وتوضح هذه الشروط بيانيا وفق المنحنيات ثلاثية الأبعاد التالية



-ب-

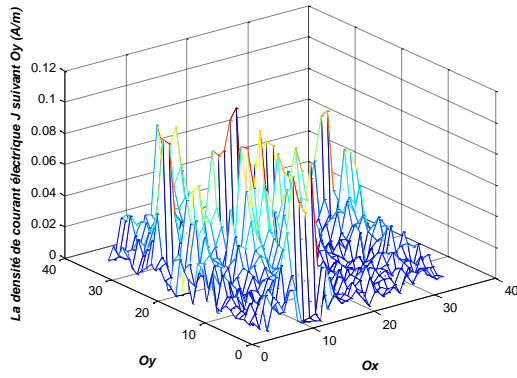


-ا-

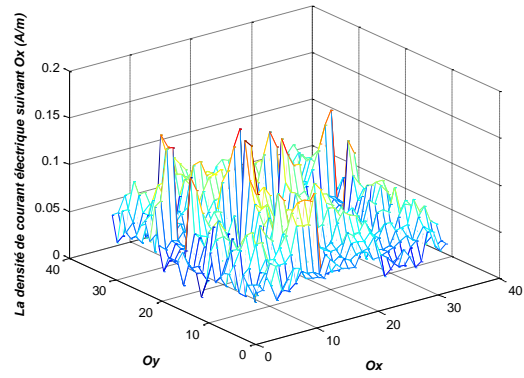
شكل 3.4- المنحنيات ثلاثية الأبعاد للحقول الكهربائية  $E_x, E_y$  من أجل  $f = 20GHz$  و  $N = 350$  مرحلة

-ا- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$   $abs(E_y)$

-ب- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$   $abs(E_x)$



-ب-



-ا-

شكل 4.4- المنحنيات ثلاثية الأبعاد لكثافات التيار الكهربائي  $J_x, J_y$  من أجل  $f = 20GHz$

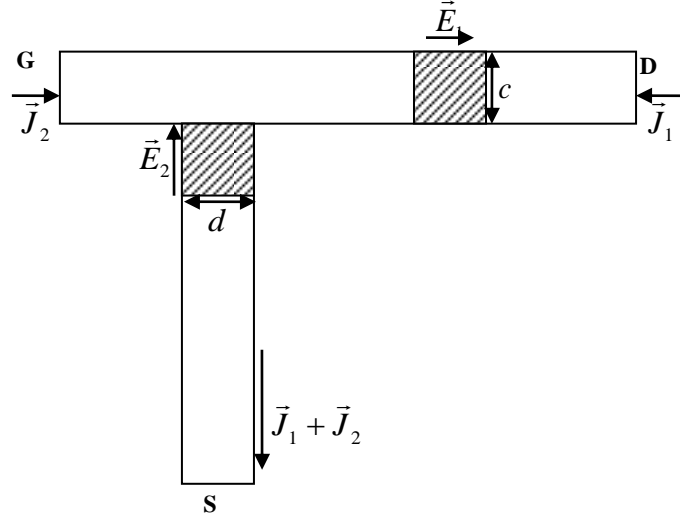
و  $N = 350$  مرحلة

-ا- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Oy$   $abs(J_y)$

-ب- طولية الحقل الكهربائي وفق المحور  $Ox$   $abs(J_x)$

#### 2.1.4- محاكاة البنية الكهرومغناطيسية

يوضح الشكل المقابل جزء من الدارة التي تربط القسم الفعال بالقسم الغير فعال.



**شكل 5.4-** تمثيل لقسم من المناطق الفيزيائية التي تربط الجزء الفعال بالجزء غير الفعال

$$(1.4) \quad \begin{aligned} V_{ds} &= (E_1 + E_2)d \quad \text{لدينا} \\ V_{gs} &= E_2d \end{aligned}$$

$$(2.4) \quad \begin{aligned} I_d = I_1 = (2J_1 + J_2)c \quad \text{و} \\ I_g = I_2 = J_2c \end{aligned} \quad \text{حيث} \quad J_1 = J_d \quad J_2 = J_g \quad J_1 + J_2 = J_s$$

$d, c$  يمثلان طول وعرض العنصر الفعال على الترتيب

$$(3.4) \quad \begin{pmatrix} I_d \\ I_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{gs} \end{pmatrix}$$

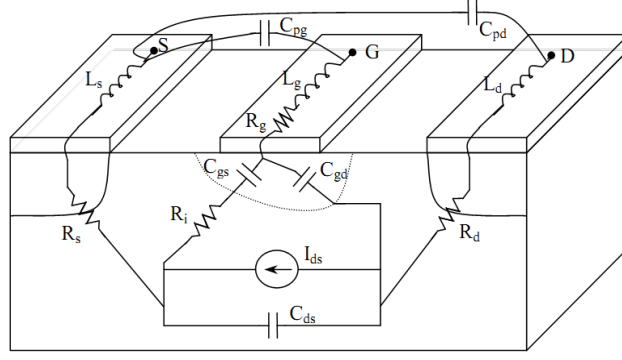
$$(4.4) \quad \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \end{pmatrix} = \frac{d}{2c} \begin{pmatrix} 2y_{11} & 2(y_{11} + y_{12}) \\ (y_{21} - y_{11}) & (y_{21} + y_{22} - y_{11} - y_{12}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}$$

$$(5.4) \quad [22] \quad \begin{aligned} y_{11Tr} &= \frac{d}{c} y_{11} & y_{12Tr} &= \frac{d}{c} (y_{11} + y_{12}) \\ y_{21Tr} &= \frac{d}{2c} (y_{21} - y_{11}) & y_{22Tr} &= \frac{d}{2c} (y_{21} + y_{22} - y_{11} - y_{12}) \end{aligned}$$

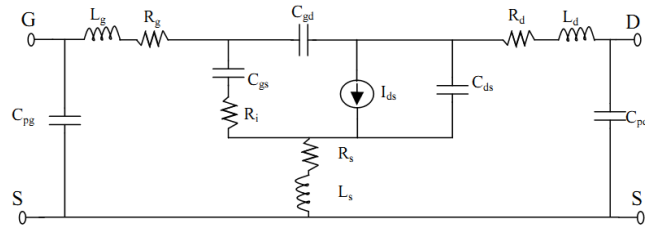
العناصر  $y_{ij}$  يحددان انطلاقاً من الدارة الكهربائية للترانزيستور الممثلة فيزيائياً في الشكل 6.4

الدارة الكهربائية المكتملة للترانزيستور تحتوي على شوائب العتبة الموضوع داخلها الترانزيستور

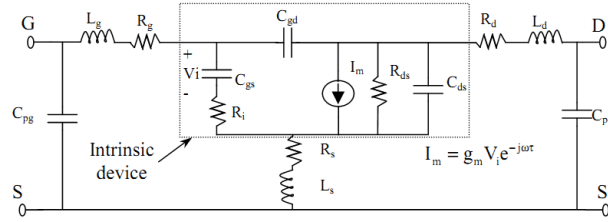
وتوضح الشكل 7.4 ذلك حيث يمكن تقسيم هذه الدارة إلى جزأين :



شكل 6.4- النموذج الذاتي للترانزستور MESFET



-ا-



-ب-

شكل 7.4- الدارة الكهربائية المكافئة للترانزستور MESFET -ا- النموذج الذاتي ب- النموذج الكامل

العناصر الذاتية:  $g_m, C_{gd}, C_{gs}, C_{ds}, R_{ds}, R_i, \tau$  المتعلقة بالاستقطاب .

العناصر الظاهرية:  $L_g, R_g, C_{pg}, R_s, L_s, C_{ps}, R_d, L_d, C_{pd}$  غير متعلقة بالاستقطاب .

تعطى عبارة العناصر  $y_{ij}$  بالشكل التالي :

$$y_{11} = \frac{1}{R_i + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} + j\omega C_{gd}$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gs}$$

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd}$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd})$$

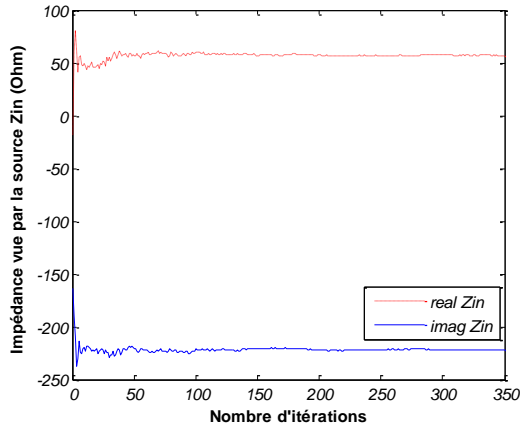
[55](6.4)

الخصائص الكهربائية للترانزيستور MESFET المستخدم في هذه المحاكاة هي :  
 $C_{gd} = 31.41 fF$  ,  $C_{ds} = 51.39 fF$  ,  $R_i = 0.5 \Omega$  ,  $\tau = 2.32 ms$  ,  $g_{ds} = 1.067 ms$  ,  $g_m = 62.52 ms$   
 $L_g = 89 nH$  ,  $R_g = 6.5 \Omega$  ,  $R_s = 2.35 \Omega$  ,  $L_s = 2 nH$  ,  $R_d = 4.93 \Omega$  ,  $L_d = 91 nH$  ,  $C_{gs} = 504.3 fF$   
ضمن تردد  $f = [10 - 250] GHz$

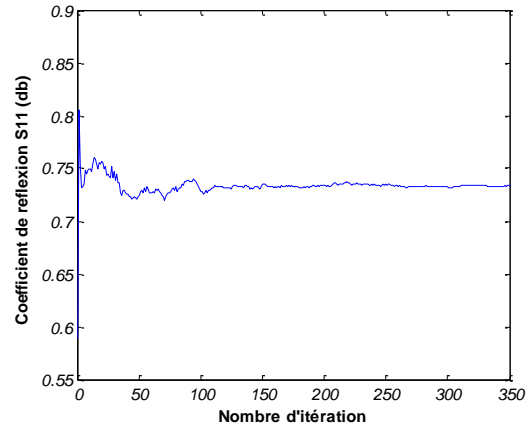
## 2.4- نتائج دراسة الترانزيستور

### MESFET بالطريقة التكرارية WCIP

#### 1.2.4- تقارب الطريقة



-ب-

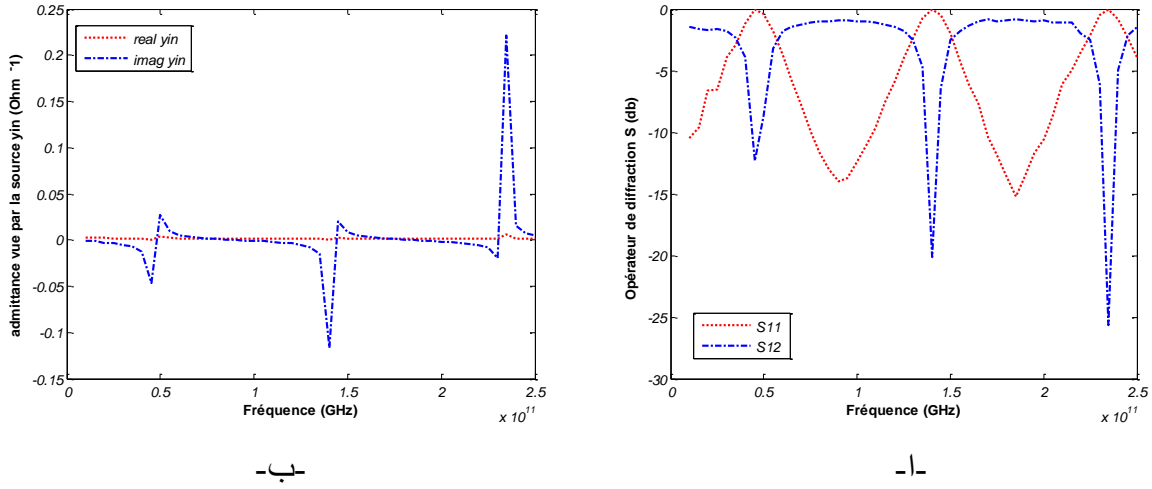


-ل-

**شكل 8.4-** تقارب الطريقة التكرارية WCIP -ل- ممانعة المنبع  $Z_{in}$  -ب- معامل الانعكاس  $S_{11}$

انطلاقاً من المنحنيات السابقة نستنتج العدد الأدنى من التكرارات الضرورية للحصول على تقارب النتيجة النهائية ، في حالتنا هذه لا بد من 250 تكرار بالنسبة لمعامل الانعكاس و 50 تكرار للجزء الحقيقي ل  $Z_{in}$  إضافة إلى 250 تكرار في الجزء التخيلي وبذلك يمكن القول أن الطريقة تتقارب بسرعة بعد 100 تكرار نظراً لاستخدام التحويل FMT

## 2.2.4- المحاكاة عن طريق التردد



شكل 9.4- تجاوب البنية المدروسة-/- مسامحة المنبع  $Y_{in}$  ب- مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

تجاوب البنية الكهرومغناطيسية المدروسة دوريا بالشكل  $f = n * f_{res}$  حيث  $f_{res} = 0.5GHz$  ■

تردد الاهتزاز  $f_{max} = \frac{g_{m0}}{4\pi C_{gs}} \sqrt{\frac{1}{R_i g_{d0}}} = 205GHz$  تتمثل بيانيا في  $f = 3f_{res}$  ■

من اجل  $f = n * f_{res}$  معامل الانعكاس  $S_{11}$  معدوم مما يدل على انتقال الطاقة الكهرومغناطيسية كليا نحو الداخل للانعراج ، هذا الأخير تعطى قيمته كالتالي :

$$f = 45GHz \quad S_{12} = -12.5db$$

$$f = 145GHz \quad S_{12} = -20db$$

$$f = 245GHz \quad S_{12} = -27.5db$$

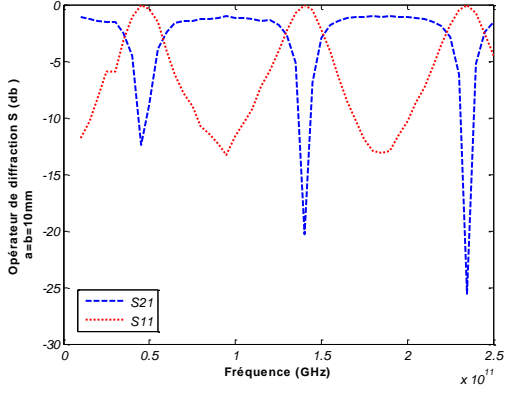
ماعدا قيم التجاوب معامل الانعراج معدوم وبالتالي حدوث انعكاس جديد للأمواج الكهرومغناطيسية لتغذية طريقة المحاكاة. ■

### 3.2.4- تغيرات تجاوب البنية

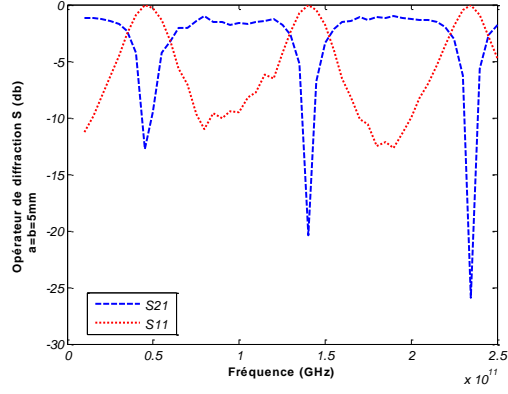
أ. تأثير أبعاد قاعدة العلبة

تبين بيانات الشكل التالي تأثير أبعاد العلبة المعدنية ( الطول والعرض ) على مؤشر الانعراج  $\hat{S}$  عند القيم

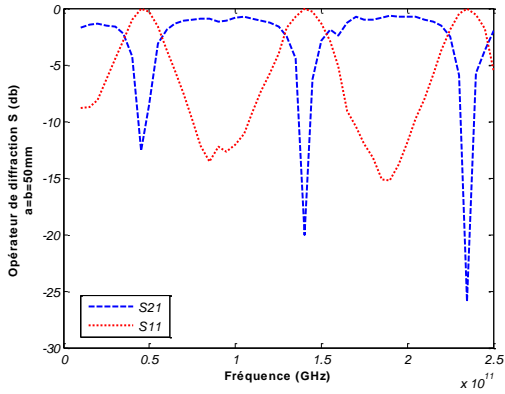
$$a = b = 5 - 10 - 25 - 30 - 50 \text{mm}$$



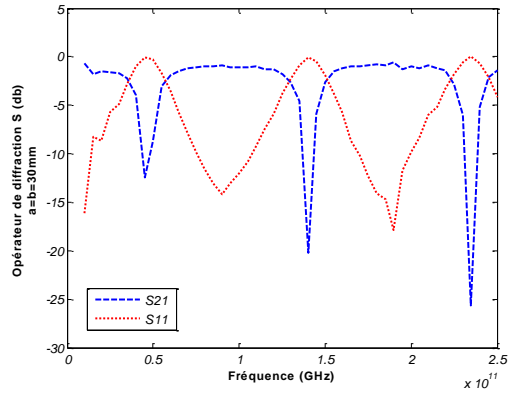
-ب-



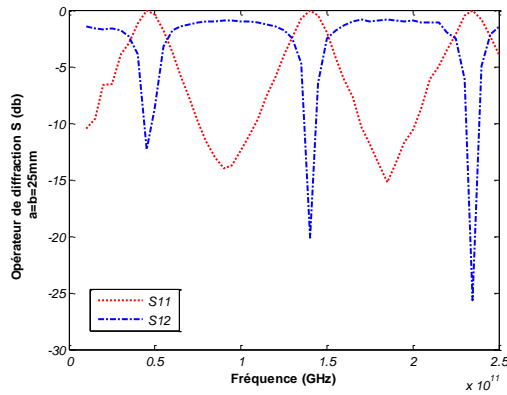
-ا-



-د-



-ج-



-ه-

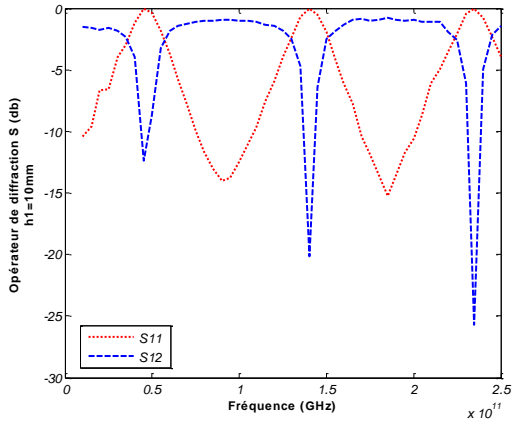
شكل 10.4- تأثير أبعاد العلبة على مؤشر الانعراج  $\hat{S}$

انطلاقاً من البيانات نستنتج أن :

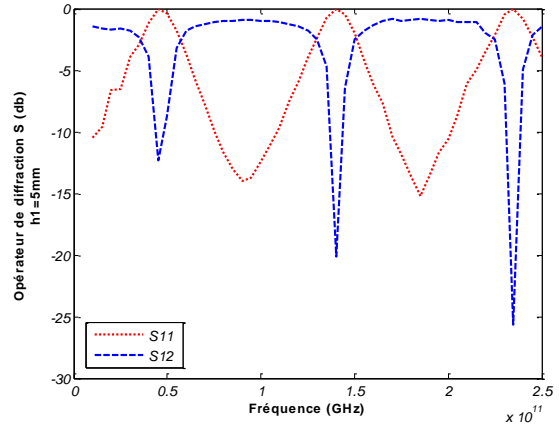
- بقاء قيم تردد التجاوب ومعامل الانعراج  $S_{12}$  ثابتة .
- تغير طفيف في قيم معامل الانعكاس  $S_{11}$  .

ب. تأثير ارتفاع السطح العلوي للعلبة

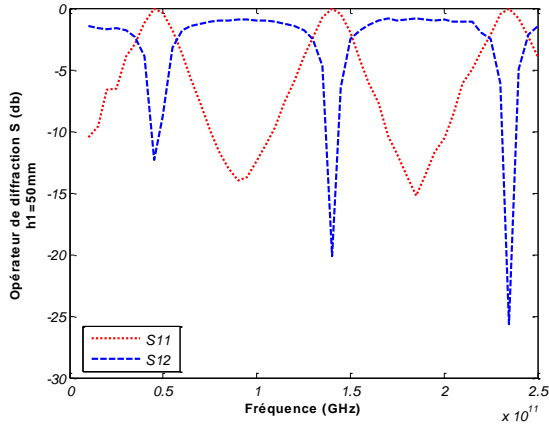
نغير في هذه الدراسة قيم الارتفاع  $h_1$  حيث  $h_1 = 5-10-25-30-50\text{mm}$  فنحصل على المنحنيات التالية التي تثبت عدم وجود أي تغير في النتائج



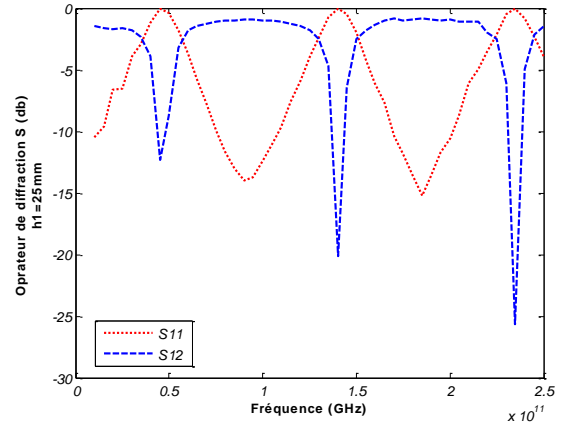
-ب-



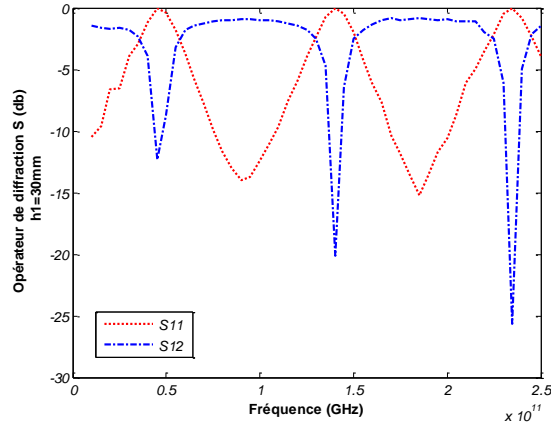
-ا-



-د-



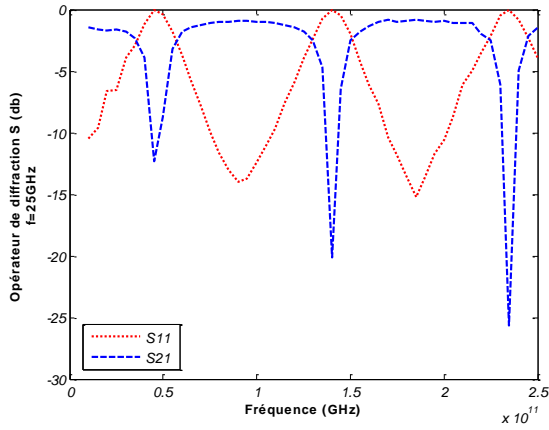
-ج-



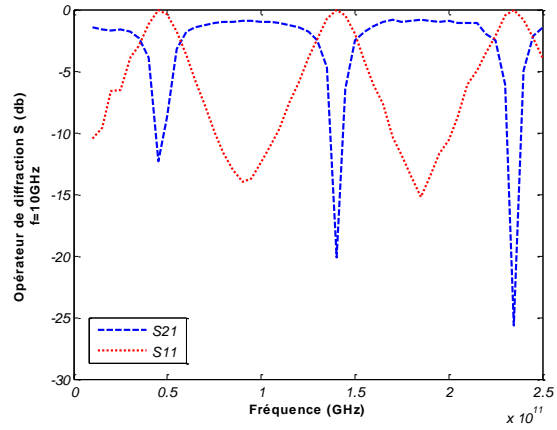
-5-

شكل 11.4- تأثير ارتفاع السطح العلوي للعبة على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

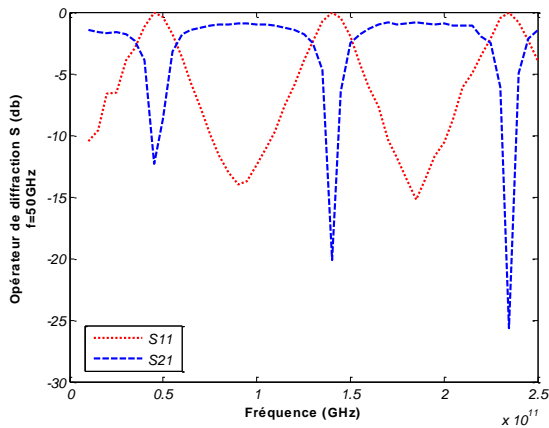
2.3.2.4- تأثير تردد التغذية على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$



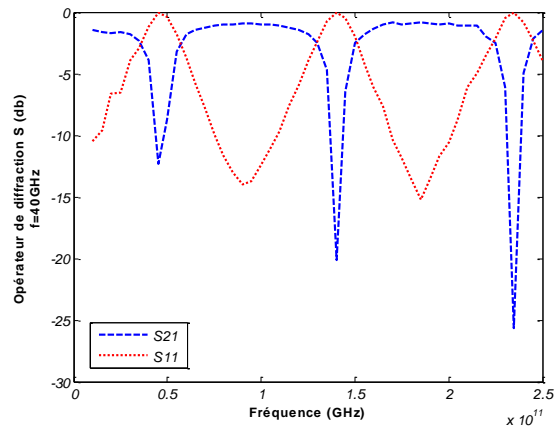
-ب-



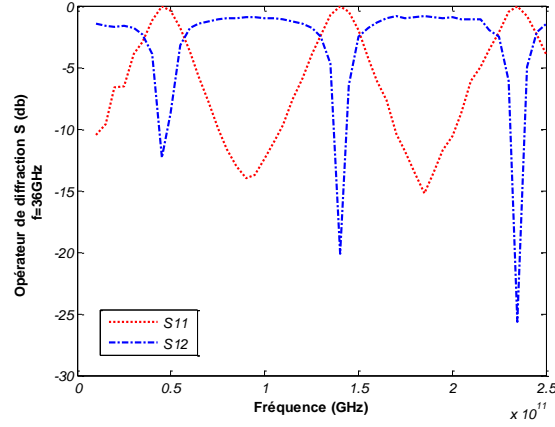
-ا-



-د-



-ج-



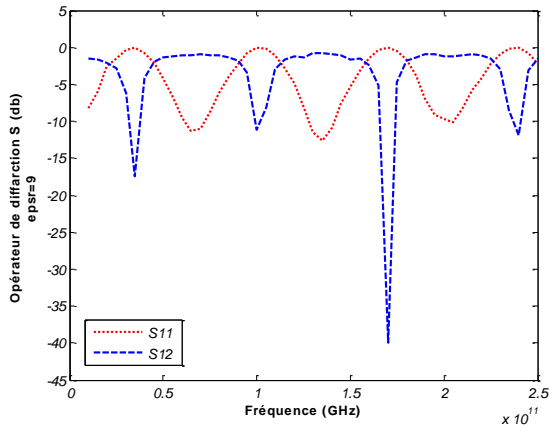
-5-

#### شكل 12.4- تأثير تردد المنبع على مؤثر الانعراج $\hat{S}$

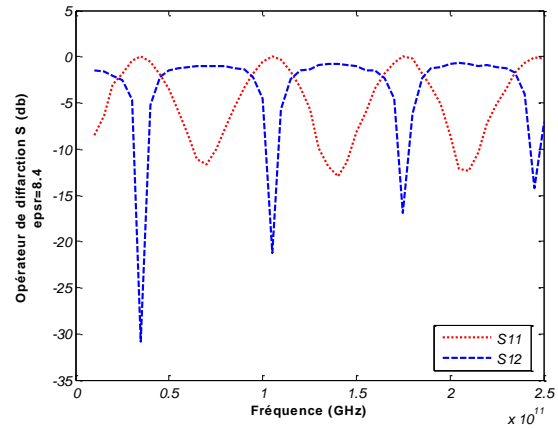
لا يتأثر معامل الانعراج بتردد تغذية الأمواج الكهرومغناطيسية وكذلك تجاوب الدارة المستوية الفعالة المدروسة .

#### 3.3.2.4- تأثير الحامل النصف الناقل على التجاوب أ. تأثير طبيعة الحامل

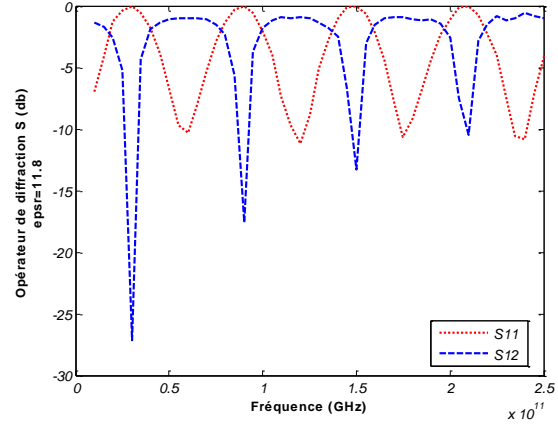
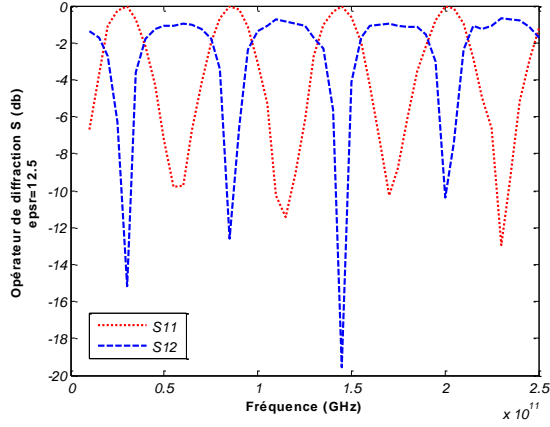
استخدمنا في دراستنا الأولى حامل عازل سماحيته النسبية تقدر بـ  $(\epsilon_r = 4.73)$  عند قيم المجال  $f \in [10-250]GHz$  ، فأعطت النتائج ثلاث قيم لتردد التجاوب، أما في دراستنا هذه فقد استخدمنا عدة أنصاف نواقل كحامل وذلك لملاحظة الفروق الحاصلة بين الدراستين .



-ب-

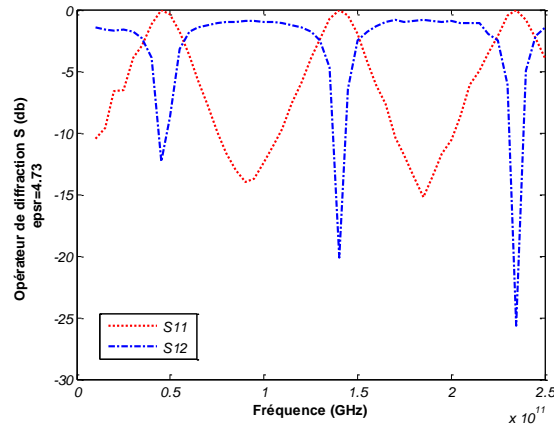


-ا-



-ب-

-ج-



-د-

### شكل 13.4- تأثير الحامل نصف الناقل على مؤثر الانعراج $\hat{S}$

يبين الشكل 13.4 ما يلي :

$$\epsilon_r = 8.4 \quad \blacksquare$$

تتجاوب الدارة عند  $f = (0.4 - 1 - 1.7 - 2.45) * 10^{11} \text{ Hz}$  ، وتتناسب هذه القيم مع معاملات الانعراج

حيث تكون معاملات الانعكاس  $S_{11}$  معدومة عدا ذلك انعدام

$$S_{11} = 12 \text{ db} \text{ و } S_{12}$$

$$\epsilon_r = 9 \quad \blacksquare$$

تتجاوب الدارة عند  $f = (0.4 - 1 - 1.7 - 2.45) * 10^{11} \text{ Hz}$  ومعامل الانعراج

$$S_{11} = 12 \text{ db} \text{ عدا ذلك } S_{12} = 17 - 10 - 40 - 10 \text{ db}$$

$$\varepsilon_r = 11.8 \quad \blacksquare$$

تتجاوب البنية الكهرومغناطيسية عند الترددات  $f = (0.4 - 0.9 - 1.5 - 2.1) * 10^{11} \text{ Hz}$  ، في هذه الحالة  $S_{11} = 0$  و  $S_{12} = 27 - 17 - 14 - 11 \text{ db}$  لكن عندما  $f$  لا يساوي القيم السابقة فان  $S_{12}$  معدوم

$$S_{11} = 12 \text{ db} \quad \text{و}$$

$$\varepsilon_r = 12.5 \quad \blacksquare$$

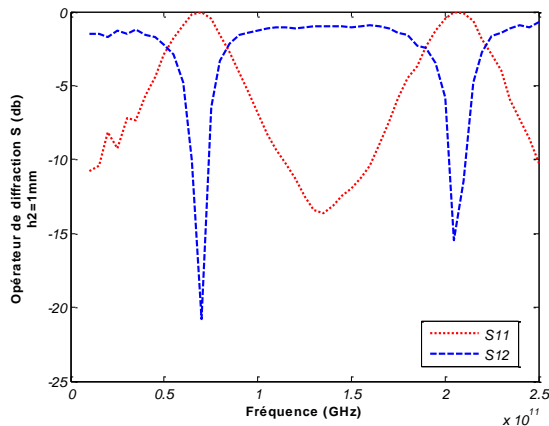
يحدث تجاوب دائرة مستوية تحتوي على ترانزستور MESFET خطي موضوع على حامل من 6666

عند  $f = \text{GHz}$  فان معامل الانعراج  $S_{12} = \text{db}$  و ينعدم عندما  $f \neq \text{GHz}$  و يكون  $S_{11} = \text{db}$

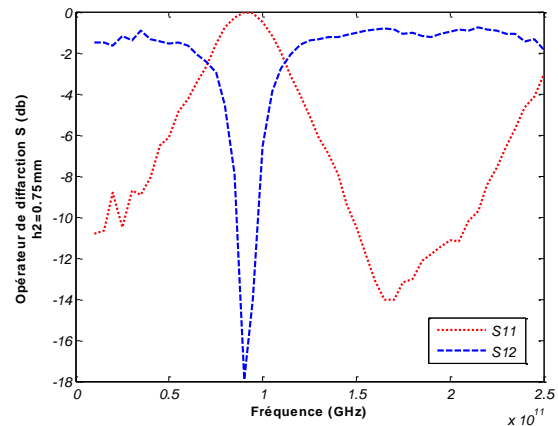
### ب. تأثير ارتفاع الحامل

بعد تبين تأثير طبيعة الحامل على مؤثر الانعراج ، ندرس الآن تأثير ارتفاع هذا الحامل على نفس

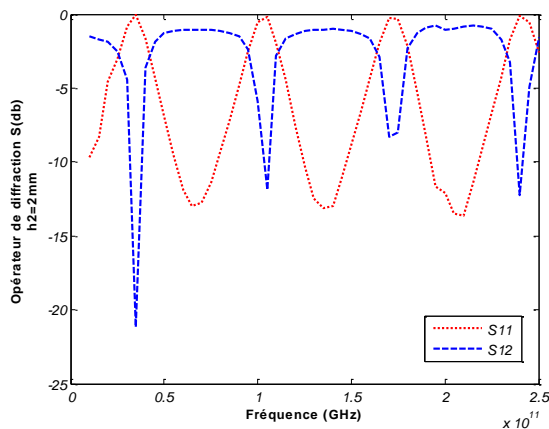
المؤثر فنختار في هذه الدراسة القيم التالية  $h_2 = 0.75 - 1 - 1.47 - 1.75 - 2 \text{ mm}$



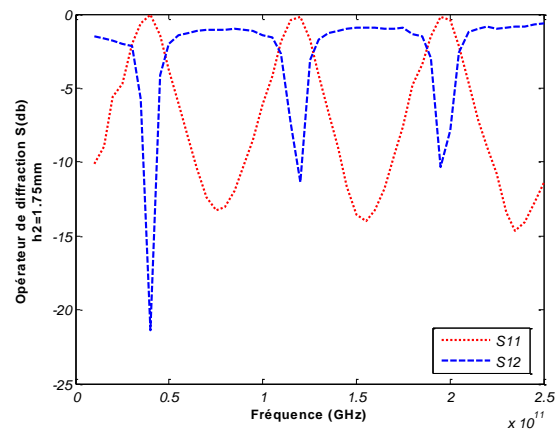
-ب-



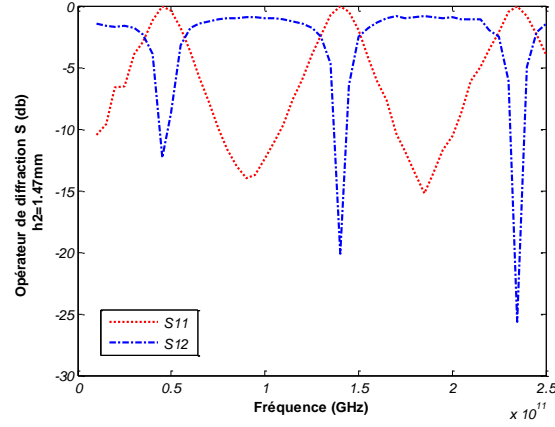
-ا-



-ب-



-ج-



-5-

**شكل 14.4-** تأثير ارتفاع الحامل نصف الناقل على مؤثر الانعراج  $\hat{S}$

تلخص نتائج منحنيات الشكل السابق في الجدول التالي

$h = 0.75mm$	$f = 0.5GHz$	$S_{12} = -18db$
$h = 1mm$	$f = 0.7 - 2GHz$	$S_{12} = -20db; -15db$
$h = 1.75mm$	$f = 0.4 - 1.2 - 2GHz$	$S_{12} = -21, -12, -10db$
$h = 2mm$	$f = 0.4 - 1 - 1.6 - 2.4GHz$	$S_{12} = -22, -13, -12, -8db$

هناك تناسب طردي بين قيم الارتفاع وعدد المتجاوبات ومنه يمكننا القول أن الحامل يؤثر بشكل كبير جدا على نتائج محاكاة دارة مستوية تحتوي على ترانزستور MESFET خطي بالطريقة التكرارية

WCIP

خاتمة

بعد دراسة الدارات الفعالة (ايريس و الهوائيات) سابقا قمنا في هذا الفصل بإضافة عناصر فعالة إلى البنية و تبيان تأثيرها على النتائج المحصل عليها فكانت على النحو التالي

- الأمانة في التأكد من الشروط الحدودية و معادلة الاستمرارية في كل وسط مكون للبنية (معدن – منبع – عازل – MESFET متمثل في عنصر فعال)
- السرعة في إعطاء النتائج انطلاقا من عدد العمليات المقترحة
- إمكانية إعطاء ترددات التجاوب للبنية

و بعد القيام بهذه الدراسة حاولنا إيجاد تغييرات تردد التجاوب بعد تغيير الخواص الفيزيائية للبنية لملاحظة ما يؤثر و ما لا يؤثر عليه فوجدنا أن طبيعة الحامل (عازل – نصف الناقل) تؤثر بشكل كبير بالإضافة إلى أبعاده و أبعاد العلبة بينما تردد التغذية له تأثير ضعيف على النتائج

## خاتمة

الهدف من هذا العمل هو محاكاة بنيات ذات موجات قصيرة مستوية تحتوي على مركبات فعالة أو غير فعالة (إيريس ، هوائيات ، ترانزستور MESFET ) البنية المدروسة متواجدة داخل علبة معدنية لهذا نطبق طريقة تكرارية تعتمد أساسا على مبدأ الموجات من أجل تحديد مؤثرات الانعكاس والانعراج هذا الأخير مرتبط بما يحدث على مستوى المساحة العازلة ونطبق الطريقة أيضا لتحديد ممانعة المنبع .

- لمحاكاة العناصر الفعالة بممانعة المنبع يجب استبدال هذه العناصر بمنبع وحساب خصائص الدارة المدروسة ثم ربط العنصر الفعال بالدارة بالمكان المخصص له ودراسته انطلاقا من دارته الداخلية .

- تثبت هذه الدراسة فعالية وسرعة الطريقة التكرارية المطبقة ، زيادة قيمة تردد تجاوب الدارة مقارنة مع تردد العلبة وتثبت النتائج كذلك تأثير كل من سماحية العازل ، ابعاد العلبة وارتفاع الحامل على تردد التجاوب .

طبق العمل على ثلاثة مراحل :

إعتمدت المرحلة الأولى على دراسة مختلف أنواع الايريس أحادية الابعاد او مركبة للتحقق من تقارب الطريقة والشروط الحدودية .

اهتمت المرحلة الثانية بدراسة هوائي باتش وهوائي من نوع 2 ، لتعيين مؤثر الانعراج وممانعة الهوائي .

المرحلة الأخيرة تحاكي ترانزستور MESFET كمثال على بنية فعالة لـ :

- تحقيق الشروط الحدودية والاستمرارية .
- سرعة الطريقة التكرارية wcip .
- تأثير الخصائص الفيزيائية على مؤثر الانعراج .

# المراجع

## المؤلفات

- [1] D.M.Pozar "*microwave engineering*" Addison Wesley series in electrical and computer engineering.
- [2]. Cedrik Saboureau "*analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques*" Thèse de doctorat. Université de LIMOGS. 2004.
- [3] P.Chevalier "*Conception et réalisation de transistors à l'effet de champs de la filière AlInAs/GaInAs sur substrat InP. Application à l'amplification faible bruit en ondes millimétriques*". Thèse de doctorat. L'école polytechnique universitaire de Lille. 1998
- [4] Host Stoker- Francis Jundt- George Gullame "*Toute la physique*". Dunod. Paris. 1999
- [5] Albert Vandervorst "*Introduction la physique*". Première cycle. 2<sup>ème</sup> édition. De.Boeck et Larcier.s.a. 1997
- [6] Makrem Yedess " *Modélisation et caractérisation des circuits micro-ondes par une méthode itérative*" Thèse de doctorat. 2008
- [7] Simon Filix "*Propagation acoustique dans les guides d'ondes courbe et problème avec source dans un écoulement cisailé*". Thèse de doctorat. 2002
- [8] G.Fournet "*Electromagnétisme à partir des équations locales*". A. BLANC. LAPIERRE. MASSON. Paris. New York. Barcelone. Milan. 1979
- [9] Benachour Laila "*Modélisation des structures planaires de forme régulières implantées sur substrat d'une anisotrope tensorielle*". Thèse de magister. Université de Constantine. 2008
- [10] I.J.Bahl "*Chapter 1 and 2. Microstrip antenna*". Departement of Electrical Engineering. University of Ottawa. Canada. 1998
- [11] Wang Tongqing "*Etude de circuits intégrés micro-ondes planaires et non planaires*". Thèse de doctorat. Université de Montréal. 1998

- [12] Pierre Gouchet "*Etude des circuits hyperfréquences utilisant la jonction inhomogène ligne à fente, ligne micro ruban application à l'intégration de filtres*". Thèse de doctorat. Université de Bordeaux1. 2004
- [13] Yann Clavet "*Définition des solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellite de télécommunication*". Thèse de doctorat. Université de Bretagne Occidentale. 2006
- [14] E. Rius "*Modélisation de la technologie uni planaire par la méthode des différences finies. Application au couplage de filtrage*". Thèse de doctorat. Université de Bretagne Occidentale. Brest. 1994
- [15] M. Chatras "*Filtres micro-usinés à bandes étroite pour les applications spatiales*". Thèse de doctorat. Université de Limoges. 2003
- [16] T. Le Nadan "*Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multifonctions. Apports d'une solution d'intégration par combinaisons des filières technologiques hybrides 3D*". Thèse de doctorat. Université de Bretagne Occidentale. Brest. 2000
- [17] C. Person "*Caractérisations théorique et expérimentale de la technologie couches épaisses multicouches. Application à la conception de dispositifs en vue de l'intégration dans les systèmes*". Thèse de doctorat. Université de Bretagne Occidentale. Brest. 1994
- [18] A. Djeha "*Modélisation numériques des structures en ligne micro ruban suspendues couplées*". Thèse de magister. Université de Constantine. 2008
- [19] Abdelghani Djabali "*Etude quasi TEM de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrées modifiées*". Thèse de magister. Université de Constantine. 2009
- [20] A. Bouchemal. H. Cheriti "*Application de la méthode des moindres carrées modifiées à l'étude quasi TEM de la ligne microbande sur substrat composite diélectrique ferrite*". Mémoire d'ingénieur. Université de Constantine. 2008
- [21] Chouti Laila "*Contribution à l'étude d'antennes imprimés rectangulaires double bande et multibandes tenant compte de l'effet de couplage*". Thèse de magister. Université de Constantine. 2009
- [22] Fethi Mejri "*Modélisation électromagnétique des structures actives planaires par une méthode itérative avec sources auxiliaires localisées*". Thèse de doctorat. Université de Tunis. 2006

- [23] Augusto César Pereira da Silva Montalvão "*Caracterização numérica de antenas paraaplicações RFID utilizando o método das ondas-WCIP*" engenharcia Elétrica E de Comptação. Univesidade Federal do Rio grande de Norte UFRN. 2010
- [24] Abdellatif Hafiane "*Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique*". Thèse de doctorat. Université de Marne Ra Vallee. 2003
- [25] P.F. Combes. J. Graffeuil. J. Sautereau "*Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes*". Dunod. 1985

## المنشورات العلمية

- [26] L. Cohen. R.S. N'gonge – R. Garcia and H. Boudrand "*Equivalent impedance boundary conditions for refined mestes applied to planar circuits*" IEE.proc. Microw. Antennas. Propag. 2003. pp 237-243.
- [27] M. clenet. J. Litzenberger. G.A. Morinl. Y.M.M. Antar "*Design of end-fire antennas on laminated substrate*". R et D pour la défense. Canada-ottawa. Octobre 2002
- [28] K.C. Gupta. R. Gang. J.J. Bahl "*Microstrip lines and slot lines*". Debhan. MA. Artech House. 1996
- [29] D.S. Williams. S.E. Schwarz "*Design and performance of coplanar waveguide bandpass filters*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol 31. pp 558-566. Mars 1983
- [30] G.M. Rebeiz. D.P. Ksiligam. Y.G. Cio. P.A. Stimson et D.B. Rutledge "*Monolithic milimeter wave two dimensional form ineeging arrays*". IEEE. Transactions on Antennas and Propagation. Vol 138. pp 1473-1482. Septembre 1990
- [31] M. Klauda. T. Kasser. B. Mayer et al "*Superconductors and cryoenics for future communication systems*". IEEE. Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol 48. pp 1227-1238. Juillet 2000
- [32] J.S. Honey. M.J. Lancaster. D.Jedamzik. R.B. Greed "*On the developpment of superconducting microstrip filters for mobile communications applications*". IEEE. Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol 47. pp 1656-1663. Septembre 1999

- [33] G. Subramanyam, F. Van Kauls et F.A. Miranda "A.K band tunable microstrip band pass filter using a thin film conductor/ ferroelectric dielectric multilayer configuration". IEEE. Microwave Guided wave letters. Vol 8. pp 78-80. Février 1998
- [34] C. Q. Scrantom- G. J. Gravier- C. Mesa "Millimeter wave substrate integrated waveguides and filters in photoimageable thick-fil technology". IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques. Vol 53. pp 3832-3838. December 2005
- [35] M. L. Riabi- M. Ahmed Panala "Performance of the LSBRM using efficient weighting functions for planar". IEE. Vol 142. N°4. pp 364-368. August 1995
- [36] R. Kastner and R. Mittra "A spectral iteration technique for analyzing scattering from arbitrary bodies. Part I: Cylindrical scattered with E wave incidence". IEEE. Transactions on Antennas and Propagation. Vol 31. pp 499-506. 1983
- [37] M. Azizi, H. Aubert and H. Baudrand " une méthode originale pour la résolution des problèmes de diffraction électromagnétiques". 13<sup>ème</sup> colloque International, Optique Hertizienne et Diélectrique (OHD 95), pp33-56, Zaragoza 6-8 septembre 1995
- [38] R.S.N gongo et H. Baudrand "A new approach for microstrip active antenna using modal FFT algorithm". IEEE, International Symposium Ind. National Radio Science Meeting. Orlando. USA 11-16 July 1999
- [39] R.S.N gongo et H. Baudrand " Modélisation des circuits actifs planaires de forme arbitraire par une méthode itérative" J.T 99. Journées sur les télécommunications 29-31 Janvier 1999 – Gammarth. Tunis
- [40] P.B Jhons " A symmetrical condensed mode for the TLM method" IEEE-MTT vol 35 pp 370-377. April 1987
- [41] M. Krumpholtz- P. Russer " A field Theoretical derivation of TLM " IEEE. MTV vol 42 n9 pp 1660-1668 Sept 1994
- [42] H. Baudrand. "Representation by Equivalent circuit of the Integral methods in microwave passive elements" laboratoire de Micro Ondes ENSEEIHT. pp 1359-1364. 1990
- [43] M. Azizi, H. Aubert and H. Baudrand " A new iterative method for scattering problems" in 1995European Microwave Conf. Proc. Vol 1 pp255-258. 1995

- [44] S. Pujol, H. Baudrand, V. Fouad Hanna, X. dong "A new approach of the source method for characterization of planar structures" laboratoire de Micro Ondes ENSEEIHT. pp 1015- 1020. 1991
- [45] N. Raveu, T.P. Vuong, I. Terrasse, G.P. Piau, G. Fontgualland and H. Baudrand " Wave concept iterative procedure applied to cylindre" IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol 151. No 5. October 2004; pp 409-416
- [46] N. Sboui, A. Gharssalalh, A. Gharbi, H. Baudrand "Global modelling of microwave active circuits by an efficient iterative procedure" IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol 148. No 3. June 2001; pp 209-212
- [47] A. Salouha, L. Latrach, A. Gharsallah, A. Gharbi, H. Baudrand " Characterization Of Switchable And Multilayered FSS Circuits Using The WCIP Method" Int. Journal of Engineering Research and Applications. Vol. 4, Issue 11( Version 1), November 2014, pp.109-116
- [48] M.L. Riabi, M.Ahmadpanah, H. Benzina, H. Baudrand, V. Fouad hanna " Performance of the LSBRM using efficient weighting functions for planar structures" IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol 142. No 4. August 1995; pp 364-368
- [49] M. Kaddour, A. Mami, A. Gharssallah, A. Gharbi, H. Baudrand " Analysis of multilayer microstrip antennas by using iterative method" journal of microwaves and optoelectronics, Vol 3, No 1, April 2003, pp 39-52
- [50] Somsak Akatimagool " Electromagnetic software tools for microwave multilayer integrated circuitsand components" the journal of KMTNB. Vol 13, No 2, June 2003, pp 7-11
- [51] H. Ziari, A. Gharsallah, A. Gharbi, H. Baudrand "Analysis of planar circuits using a multigrid iterative method" IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol 153. No 3. June 2006; pp 231-236
- [52] L. Cohen, R.S.N. Gongo, R. Garcia, H. Baudrand " Equivalent impedance boundary conditions for refined meshes applied to planar circuits" IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol 150. No 4. August 2003; pp 237-243
- [53] Pinit Nuangpiron, Surasak Inchan, Somsak Akatimagool " Wave iterative method for patch antenna analysis" applied mathematics, 2015 , 6, 403-413
- [54] G. Kompa, F. Lin, "New algorithm approach for consistent model parameter extraction of GaAs MESFET equivalent circuit" proceedings of 5<sup>th</sup> conference on microwave and optronics (MOIP 90), 1990, pp 257-262

- [55] B. Ooi et al " *A novel approach for determining the GaAs MESFET small signal equivalent circuit elements*" IEEE transaction on microwave theory and techniques, Vol 45, No 12, Dec 1997, pp 2084-2088
- [56] **Su. Chaowei, T.K.Sarkar** " *Adaptative multiscale moment method (AMMM) for analysis of scattering from perfectly conducting plates*" IEEE transaction of Antennas and propagation, Vol 48, No 6, Jun 2000, pp 932-939

## قائمة المنشورات

- Amri Houda, and Zaabat Mourad '**Device Electromagnetic Characterization of GaAs MESFET Transistor**'. Research and Reviews: Journal of Pure and Applied Physics, RRJPAP | Volume 2 | Issue 4 |October - December, 2014. pages: 6-11
- H. Amri, M. ZAABAT, M. Draidid '**Les caractéristiques électromagnétiques de circuit planaire actif integrant un transistor MESFET par la méthode itérative Wave Concept Iterative Process WCIP.**', Journal of scientific research – university of Bechar. No. (3).Issue 1. Pages : 3-6. Juin 2012.
- ZAABAT Mourad, AMRI Houda, H.BAUDRAND '**Rigorous Approach of the Planar Circuit.**' The Online Journal on Electronics and Electrical Engineering (OJEEE). Vol. (2) No. (2). Pages : 255-258. Avril 2010.

## قائمة المشاركات

- Amri Houda, Filali Anissa, Zaabat Mourad, Draidid Mourad '**Effet des matériaux de substrat sur les caractéristiques électromagnétiques des circuits planaires**' séminaire national sur la chimie appliquée et technologie des matériaux, LCATM. Oum El Bouaghie. 19-20 Oct 2010
- Amri Houda '**Effet des matériaux semi conducteurs sur la modélisation électromagnétique des circuits actifs multicouches par WCIP**' Premier Congrès International sur les Nouveaux Matériaux et les Composants Actifs. NMCA'2011. Oum El Bouaghie. 23-25 Mai 2011

- Amri Houda, Berouk Gamra, Filali Anissa, Draïdi Mourad, Zaabat Mourad '**Les caractéristiques électromagnétiques des transistors MESFET à partir de la méthode itérative WCIP**' journée scientifique sur la modélisation des MOSFET et des matériaux semi conducteur. Oum El Bouaghie. 23 Juin 2011
- Amri Houda '**La méthode itérative WCIP (Wave Concept Iterative Process) pour caractériser les circuits planaires multicouches**' 3<sup>ième</sup> école franco-maghrébine de nanosciences simulation-modélisation numériques et ses applications en nanosciences. Annaba. 16-20 Oct 2011
- Amri Houda '**Influence de céramique sur les caractéristiques électromagnétiques des circuits LTCC**' 1<sup>ère</sup> journées nationales : Technologies des Céramiques et Applications. TCA'1. Khenchela. 25-26 Oct 2011
- Amri Houda, Berouk Gamra, Filali Anissa, Draïdi Mourad, Zaabat Mourad '**Les caractéristiques électromagnétiques de circuit planaire par la méthode itérative Wave Concept Iterative Process WCIP**'. 1<sup>ère</sup> journées nationales sur les matériaux. JNMK2011. Khenchela. 2011

## Résumé

La fabrication des circuits micro-ondes peut être d'un coût relativement élevé, ces réalisations sont en effet d'autant plus onéreuses que le circuit est miniaturisé. La forte compacité des circuits hyperfréquences exige une grande précision, de plus pour mettre au point des circuits il est souvent nécessaire de faire réaliser plusieurs maquettes sur lesquelles des essais devront être effectués des logiciels permettant de simuler les comportements élémentaires de chacun, mais cette méthode traditionnelle qui s'appuie sur l'ajout pur et simple des caractéristiques des éléments comporte des incertitudes.

Le travail entrepris consiste en la modélisation des circuits multicouches par la méthode itérative WCIP (Wave Concept Iterative Process), elle utilise une formulation en ondes et un algorithme de type Transformée de Fourier Rapide en Mode (FMT)

L'étude a été consacré sur la modélisation des éléments passifs (les antennes et les iris) et des transistors MESFET qui ont une large application dans le domaine hyperfréquence pur réaliser l'objectif du travail :

- Etude de la convergence de la méthode WCIP
- Détermination des opérateurs de diffraction et de réflexion des ondes électromagnétiques sur les surfaces planaires
- Etude de l'influence des facteurs géométriques en évidence l'effet d'un plan de masse grillagé sur le coefficient de diffraction

**Mots clés :** onde électromagnétique, circuit planaire, méthode itérative, wcip, FMT, iris MESFET, antenne patch, opérateur de diffraction

## **Abstract**

The manufacture of microwave circuits can be a relatively high cost, these achievements are indeed much more expensive than the circuit is miniaturized. The highly compact microwave circuits requires high precision, more to develop circuits it is often necessary to carry out several models on which tests should be performed software to simulate the basic behaviors of each, but this traditional method which is based on the outright addition of the characteristics of the elements are uncertainties.

The work undertaken involves the modeling of multilayer circuits Raking WCIP (Wave Concept Iterative Process), it uses a formulation microwave and Transform algorithm of Fast Fourier Mode (FMT)

The study was devoted to the modeling of passive elements (antennas and iris) and MESFET transistors that have wide application in pure microwave field achieve work objectives:

- Study of the convergence of the method WCIP
- Determination of diffraction operators and reflection of electromagnetic waves on planar surfaces
- Study of the influence of geometric factors demonstrate the effect of a ground plane grid on the diffraction coefficient

**Key words :** electromagnetic wave, planar circuit, iterative method, wcip, FMT, iris MESFET, patch antenna, diffraction operator

## الملخص

تتطلب صناعة الدارات ذات التوترات العالية تكلفة كبيرة نسبيا هذه الإنجازات في الواقع أكثر تكلفة من الدوائر المصغرة ومن أجل تطوير هذه الدوائر يجب إجراء العديد من النماذج واختبارها ضمن برنامج محاكاة دقيقة لجميع سلوكياتها.

يتمحور هذا العمل حول محاكاة الدارات متعددة الطبقات بالطريقة التكرارية WCIP التي تستخدم عبارة الأمواج و تحويل فورييه السريع للأنماط FMT

تقتصر الدراسة على محاكاة العناصر الغير فعالة و الترانزستور MESFET لتطبيقاته الواسعة في ميدان الترددات العالية من اجل تحقيق الأهداف التالية

- دراسة تقارب الطريقة
  - تحديد عبارات مؤثر الانعراج و الانعكاس في المساحات المستوية
  - دراسة تأثير المعاملات الهندسية علي معامل الانعراج
- الكلمات المفتاحية موجة كهرومغناطيسية – دارة مستوية – طريقة تكرارية – WCIP – FMT-  
ايريس – MESFET- هوائي باتش – مؤثر الانعراج