



الجامعة الافتراضية السورية
SYRIAN VIRTUAL UNIVERSITY

الهوائيات وانتشار الموجة

الدكتور خالد يزبك
الدكتور علي حسن



ISSN: 2617-989X



Books & References

الهوائيات وانتشار الموجة

الدكتور خالد يزبك - الدكتور علي حسن

من منشورات الجامعة الافتراضية السورية

الجمهورية العربية السورية 2018

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

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

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

الدكتور خالد يزبك - الدكتور علي حسن، الإجازة في تقانة المعلومات، من منشورات الجامعة الافتراضية السورية، الجمهورية العربية السورية، 2018

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

Antennas and Wave Propagation

khaled yazbek - Ali Hassan

Publications of the Syrian Virtual University (SVU)

Syrian Arab Republic, 2018

Published under the license:

Creative Commons Attributions- NoDerivatives 4.0

International (CC-BY-ND 4.0)

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

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



الفهرس

- 8..... Electromagnetic Theory overview الفصل الأول: مراجعة نظرية الكهروطيسية
- 9..... Introduction 1. مقدمة
- 10..... Maxwell's Equation's • معادلات ماكسويل
- 10..... Time-harmonic Electromagnetic Fields (أو توافقياً) • الحقول الكهروطيسية المتغيرة جيبياً
- 10..... Differential form of Maxwell's Equation's • الصيغة التفاضلية لمعادلات ماكسويل
- 11..... Integral form of Maxwell's Equation's • الصيغة التكاملية لمعادلات ماكسويل
- 12..... Continuity Equation • معادلة الاستمرارية
- 13..... Material media 2. الأوساط المادية
- 13..... Boundary conditions 3. الشروط الحدية
- 13..... الحالة العامة: سطح فاصل بين وسطين ماديين.....
- 14..... حالة خاصة: سطح فاصل بين وسطين عازلين.....
- 14..... حالة خاصة: سطح فاصل مع ناقل تام.....
- 15..... Wave Equation 4. معادلة الموجة
- 15..... Plane wave in a Lossless Material Medium • الموجة المستوية في وسط مادي عديم الفقد
- 17..... ملخص: خواص الموجة المستوية.....
- 18...General form of Plane Wave in Free-Space • الشكل العام للموجة المستوية في الفضاء الحر
- 19..... Plane Wave in a Lossy Medium • الموجة المستوية في وسط مع فقد
- 20..... Good Conductor • حالة عملية هامة: وسط ناقل جيد

21.....	Plane Wave Polarization	5. استقطاب الموجة المستوية
23.....	Energy and power of electromagnetic wave	6. الطاقة والاستطاعة للموجة الكهرومغناطيسية
25.....	Antenna fundamentals	الفصل الثاني: أسس الهوائيات
26.....		1. مقدمة .
26.....	Types of Antennas	2. أنواع الهوائيات
26.....	Wire Antennas	1-2. الهوائيات السلكية
27.....	Aperture Antennas	2-2. هوائيات الفتحة
28.....	Microstrip Antennas	3-2. الهوائيات الشرائحية
28.....	Array Antennas	4-2. الهوائيات المصفوفية
30.....	Reflector Antennas	5-2. الهوائيات العاكسة
31.....	Lens Antennas	6-2. الهوائيات العدسية
33.....	Antenna impedance	3-3. ممانعة الهوائي
33.....	Radiation resistance	1-3. مقاومة الإشعاع
33.....	Voltage and current distribution	2-3. توزيع التيار والجهد
34.....	Antenna impedance	3-3. ممانعة مدخل الهوائي
35.....	Gain and Directivity	4-4. الربح والاتجاهية
35.....	Isotropic Antenna	1-4. الهوائي الإيزوتروبي
35.....	Directivity and the radiation pattern	2-4. الاتجاهية والمخطط الإشعاعي
37.....	Near and far fields	3-4. الحقل القريب والحقل البعيد
39.....	Types of radiation patterns	4-4. أنواع المخططات الإشعاعية
42.....		5-4. الاتجاهية والربح

- 44..... 6-4. قياسات المخطط الإشعاعي
- 45..... 5- استقطاب الهوائي Antenna Polarization
- 47..... 6- الخصائص المميزة الأخرى للهوائيات
- 47..... 6-1. العكسية بين الإرسال والاستقبال Reciprocity in Receiving and Transmitting
- 48..... 6-2. عرض الحزمة الترددية Bandwidth
- 48..... 6-3. التقييس الترددي frequency scaling
- 48..... 6-4. الاستطاعة المشعة الفعالة (ERP) Effective radiated power
- 50..... أسئلة الفصل:
- 50..... مذاكرة "أسس الهوائيات"
- 54..... الفصل الثالث: الهوائيات ثنائية القطب وأحادية القطب Dipoles and Monopoles
- 55..... 1- هوائي الديبول Dipole
- 56..... 1-1. المخطط الإشعاعي Radiation pattern
- 61..... 2-1. تأثير قطر الناقل Effects of conductor diameter
- 63..... 3-1. ممانعة نقطة التغذية Feed point impedance
- 65..... 4-1. تأثير التردد على المخطط الإشعاعي Effect of frequency on radiation pattern
- 69..... 5-1. الديبول المطوي Folded dipole
- 70..... 6-1. الديبول الشاقولي Vertical dipole
- 72..... 2- المونوبول Monopole
- 74..... 2-1. خصائص المونوبول $\lambda/4$
- 76..... 2-2. المونوبول المطوي Folded monopole
- 77..... أسئلة الفصل:
- 78..... مذاكرة "الهوائيات ثنائية القطب وأحادية القطب"

81.....	Array, Parabolic and Patch Antenna	الفصل الرابع: الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية
82.....	Array Antenna	1- الهوائيات المصفوفية
82.....	1-1	مقدمة
82.....	2-1	مبدأ عمل الهوائيات المصفوفية
83.....	Log-Periodic Dipole Arrays	3-1. الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية
87.....	Parabolic Antenna	2- الهوائيات القطعية
88.....	Dish Antenna Basics	2-1. أسس الهوائيات القطعية
90.....	Microstrip Antenna	3- الهوائيات الشرائحية
90.....	Properties of a Basic Microstrip Patch	3-1. خصائص هوائيات الرقعة المستطيلة
91.....	Patch dimension	3-2. أبعاد الرقعة
91.....	Impedance matching	3-3. موافقة الممانعة
93.....	المواصفات الأساسية للهوائيات الشرائحية	3-4.
95.....	أسئلة الفصل:	
96.....	أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية"	
100.....	Electromagnetic Wave Propagation Mechanisms	الفصل الخامس: آليات انتشار الموجة الكهرومغناطيسية:
101.....	1-مقدمة	Introduction
101.....	2-الانعكاس والانكسار	Reflection and Refraction
101.....	1-2. الورود الناظم	Normal Incidence
102.....	2-2. الورود المائل	Oblique incidence
105.....	3-2. مثال محلول 1	
106.....	4-2. قيم عملية لمعاملي الانعكاس والعبور	Practical Reflection and transmission coefficients

110.....	3-التبعثر Scattering
113.....	4-الانعراج Diffraction
115.....	4-1. محدد الانعراج diffraction parameter
116.....	4-2. فقد الانعراج Diffraction loss
118.....	4-3. مثال محلول 2
120.....	4-4. مسألة للحل
121.....	5-الخلاصة..
121.....	أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10
123.....	الفصل السادس: نماذج الانتشار الأساسية Basic Propagation Models
124.....	1-مقدمة Introduction
124.....	2-تعريف فُقد المسار Definition of Path Loss
126.....	2-1. الهدف الأساسي من نمذجة الانتشار Main Goal of Propagation Modelling
126.....	2-2. الديسيبل Decibels
128.....	2-3. مثال محلول 1
129.....	3-نمذجة الضجيج Noise Modelling
130.....	3-1. مثال محلول 2
131.....	4-فُقد الفضاء الحر Free Space Loss
133.....	4-1. ملاحظة هامة
133.....	4-2. مثال محلول 3
134.....	5-فُقد الأرض المستوية Plane Earth Loss
137.....	5-1. مثال محلول 4
137.....	6-ميزانية الوصلة Link Budget

138.....	1-6. مثال محلول 5
139.....	7- الخلاصة
139.....	أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10
142.....	الفصل السابع: منغصات الانتشار وتقنيات تحسين الأداء Propagation impairments and Performance enhancement Techniques
143.....	1- مقدمة Introduction
143.....	2- الغلاف الجوي Atmosphere
144.....	1-2. الامتصاص Absorption
144.....	2-2. تطبيقات عملية لظاهرة الامتصاص عند التردد 60 GHz
146.....	2-3. التخميد الناتج عن الظواهر الجوية المائية Attenuation due to Hydrometeors
147.....	2-4. آثار الانكسار Refractive Effects
148.....	3- التخميد الناتج عن الأشجار Attenuation due to Trees
148.....	4-مبدأ التباين Diversity
149.....	5-تقنيات التباين Diversity Techniques
149.....	5-1. التباين الترددي Frequency Diversity
151.....	5-2. التباين الزمني Time diversity
151.....	5-3. تباين الهوائيات Antenna diversity
153.....	5-4. نظم MIMO
155.....	5-5. تباين الاستقطاب Polarization diversity
155.....	5-6. التباين الزاوي Angle diversity
156.....	5-7. تباين الوصلات المكروية Diversity for Microwave links
156.....	6- طرق التجميع Combining Methods

- 158..... Selection Combining التجميع الانتقائي 1-6
- 158..... Switching Combining تجميع التبديل 2-6
- 159..... Equal Gain Combining تجميع الربح المتساوي 3-6
- 159..... Maximum Ratio Combining تجميع النسبة العظمى 4-6
- 159..... : ميزات طريقة تجميع التبديل 5-6
- 159..... ملاحظات على طريقة تجميع التبديل 6-6
- 160..... ميزات التجميع الانتقائي 7-6
- 160..... Transmit Diversity تباين الإرسال 7-6
- 160..... Conclusion الخلاصة 8-6
- 161..... أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10 6-10

الفصل الأول: مراجعة نظرية الكهرومغناطيسية

Electromagnetic Theory overview

الكلمات المفتاحية:

الحقول الكهرومغناطيسية المتغيرة جيبياً (أو توافقياً) Time-harmonic Electromagnetic Fields، معادلات ماكسويل Maxwell's Equation's، الأوساط المادية Material media، معادلة الاستمرارية Continuity Equation، معادلة الموجة Wave Equation، الموجة المستوية Plane Wave، سماكة القشرة skin depth، استقطاب الموجة wave polarization، نظرية بوينتنگ Poynting theorem.

ملخص:

نذكر في هذا الفصل بنظرية الكهرومغناطيسية، وبخواص الأمواج الكهرومغناطيسية في وسط مادي، والشروط الحدية التي تخضع لها عند عبورها من وسط مادي لآخر، ونهتم بخواص الموجة المستوية باعتبارها توافق شكل الموجة التي تنتشر في الفضاء الحر. ونذكر بنظرية بوينتنگ Poynting theorem المعبرة عن كثافة الاستطاعة المشعة.

أهداف تعليمية:

يراجع الطالب في هذا الفصل المواضيع التالية:

- معادلات ماكسويل،
- الشروط الحدية،
- استقطاب الموجة،
- خواص الموجة المستوية
- نظرية بوينتنگ،

مراجعة نظرية الكهرومغناطيسية Theory overview

1. مقدمة Introduction

تعتمد نظم الاتصالات اللاسلكية بمختلف أنواعها على الأمواج الكهرومغناطيسية كحامل أساسي للمعلومات المراد نقلها من المرسل إلى المستقبل، وذلك عبر الفضاء الحر في البيئة المحيطة والذي يشكل قناة الاتصال أو الوسط الذي تنتشر فيه الأمواج الكهرومغناطيسية. يمثل وسط الانتشار هذا الجزء الأهم والأعقد بالنسبة لمعظم نظم الاتصالات اللاسلكية العاملة، بسبب طبيعته المتغيرة مع الزمان والمكان من جهة، وبسبب تعدد وتنوع آليات الانتشار والآثار الناجمة عنها من جهة أخرى. فطبيعة القناة لها تأثير كبير ومباشر على أداء نظام الاتصالات، وعلى جودة الخدمات التي يقدمها، وتلعب خصائصها دوراً أساسياً في تحديد مواصفات النظام، كما تحكم الكثير من خطوات تخطيط النظام قبل تصنيعه وتشغيله. لذلك لا يمكن أن يكتمل تصميم النظام دون الفهم الدقيق لتأثير القناة اللاسلكية على نقل المعلومات بين أطراف الاتصال المختلفة.

نتعرف - في الجزء الأول من المقرر - على الهوائيات، ومبدأ إشعاعها للأمواج الكهرومغناطيسية، ومحدداتها الأساسية، وأنواعها الأكثر شيوعاً واستخداماً في نظم الاتصالات اللاسلكية، ونتعرف - في الجزء الثاني من المقرر - على آليات انتشار الأمواج الكهرومغناطيسية في بيئة واقعية، وعلى العوامل المؤثرة على انتشارها والحلول التصميمية للحد من أثرها على أداء النظام، وإجراء حسابات موازنة الوصلة link budget متضمنة حسابات الهوائي ومواصفاته من ناحية، والفقد الناتج عن آليات الانتشار وعيوبه من ناحية أخرى.

سوف نهتم بانتشار الأمواج الراديوية، أي تلك الأمواج التي تشغل تردداتها الجزء من الطيف الكهرومغناطيسي المخصص لنظم الاتصالات اللاسلكية والممثل بالنطاقين التردديين SHF و UHF، باعتبار أن التردد يؤثر بشكل مباشر على خواص الانتشار. وبما أن هذا المقرر موجه لطلاب اختصاص النظم الراديوية والمكروية، هذه النظم التي غالباً ما تكون نقطة لنقطة Point-to-point radio systems، سوف نهتم بظواهر الانتشار وآثاره المتعلقة بهذا النوع من نظم الاتصالات اللاسلكية التي نصادفها في كثير من التطبيقات مثل الاتصالات الساتلية Satellite communications، والوصلات المكروية المخصصة لنقل المعطيات بين الفروع الخاصة بشركة محددة، والوصلات المكروية التي تربط بين المحطات الثابتة Base stations لنظم الاتصالات الخلوية، أو التي تربط المحطات الثابتة والمقاسم، إضافة إلى الوصلات المكروية لنقل الاتصالات الهاتفية الثابتة بين المقاسم.

نذكر في هذا الفصل بنظرية الكهرومغناطيسية التي تناولناها في مقرر سابق، وبخواص الأمواج الكهرومغناطيسية في وسط مادي، والشروط الحدية التي تخضع لها عند عبورها من وسط مادي لآخر، ونهتم بخواص الموجة المستوية باعتبارها توافق شكل الموجة التي تنتشر في الفضاء الحر. ونذكر بنظرية بوينتنغ Poynting theorem المعبرة عن كثافة الاستطاعة المشعة.

• معادلات ماكسويل Maxwell's Equation's

تحكم معادلات ماكسويل علاقات الحقلين الكهربائي والمغناطيسي المتغيرين زمنياً ومكانياً مع الشحنات والتيارات المرافقة للموجة الكهرومغناطيسية. أي يصبح الحقلان الكهربائي والمغناطيسي مقرونين ببعضهما البعض، فالحقل الكهربائي المتغير مع الزمن ينتج حقلًا مغناطيسيًا متغيرًا مع الزمن، وكثافة تدفق مغناطيسي متغير ينتج تغيرًا في الحقل الكهربائي، ما يقودنا إلى انتشار الموجة الكهرومغناطيسية.

• الحقول الكهرومغناطيسية المتغيرة جيبياً (أو توافقياً) Time-harmonic Electromagnetic Fields

يمكن أن تكون الحقول ساكنة أو متغيرة مع الزمن. الحقول الشعاعية المتغيرة مع الزمن هي توابع حقيقية للموضع (x, y, z) وللزمن t . تكون تغيرات الحقول الكهرومغناطيسية مع الزمن عملياً على شكل جيبى أو توافقى time-harmonic، ونمثل هذه التغيرات رياضياً على الشكل $e^{j\omega t}$ ، ونكتب معادلات ماكسويل بدلالة الحقول بالشكل الرياضي العقدي (المطاور phasor)، مع التذكير أن الحقل اللحظي هو الجزء الحقيقي لجداء الحقل العقدي التابع للموضع فقط (بصيغة المطاور) $\vec{E}(x, y, z)$ بالتابع الأسى $e^{j\omega t}$:

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z, t) = \Re \left\{ \vec{E}(x, y, z) e^{j\omega t} \right\}$$

• الصيغة التفاضلية لمعادلات ماكسويل Differential form of Maxwell's Equation's

تكتب معادلات ماكسويل بالصيغة التفاضلية في حالة الحقول الكهرومغناطيسية المتغيرة جيبياً (أو توافقياً) على الشكل

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega \vec{B}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega \vec{D} + \vec{J}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

تنص معادلة ماكسويل الأولى (قانون فاراداي) على أن التدفق المغناطيسي (الحقل المغناطيسي) المتغير مع الزمن يولد حقلًا كهربائيًا يتمتع بخاصية الدوران $(\vec{\nabla} \times \vec{E} \neq 0)$.

تنص معادلة ماكسويل الثانية (قانون أمبير) على أن التدفق الكهربائي (تيار الانتقال الكهربائي $\partial \vec{D} / \partial t$ أو $j\omega \vec{D}$) المتغير مع الزمن أو التيار الكهربائي المتغير مع الزمن يولد حقلًا مغناطيسيًا يتمتع بخاصية الدوران $(\vec{\nabla} \times \vec{H} \neq 0)$.

تنص معادلة ماكسويل الثالثة (قانون غاوص) على أن خطوط الحقل الكهربائي يمكن إما أن تبدأ وتنتهي على الشحنات أو أن تكون مستمرة في حال $\rho = 0$. وتنص على أن كثافة الشحنة هي منبع لخطوط التدفق الكهربائي، فكل كولون واحد من الشحنة يتفرق عنه كولون واحد من التدفق الكهربائي.

تنص معادلة ماكسويل الرابعة (قانون غاوص) على أن خطوط الحقل المغناطيسي تكون دائماً مستمرة (مغلقة) لأنه لا يوجد شحنات مغناطيسية حرة في الطبيعة مثل الشحنات الكهربائية.

لذلك نلاحظ عدم التناظر بين معادلتنا ماكسويل الأولى والثانية والنتيجة عن وجود تيار كهربائي وعدم وجود تيار مغناطيسي. نلاحظ كذلك التقابل بين الحقلين الكهربائي \vec{E} والمغناطيسي \vec{H} من جهة، وبين حقل التدفق الكهربائي \vec{D} والمغناطيسي \vec{B} من جهة أخرى.

بالنتيجة، تشكل معادلات ماكسويل الأربع أساس نظرية الكهرطيسية. وهي معادلات تفاضلية بالمشتقات الجزئية بالنسبة للموضع والزمن، وترتبط بين الحقلين الكهربائي والمغناطيسي من جهة، وترتبط هذين الحقلين بالمنابع (كثافة الشحنة وكثافة التيار).

نذكر بأن تيار الانتقال يكون مرافقاً للحقول الكهربائية المتغيرة مع الزمن، وبالتالي يكون موجوداً في كل النواقل غير التامة الحاملة لتيار نقل متغير مع الزمن.

• الصيغة التكاملية لمعادلات ماكسويل's Integral form of Maxwell's Equation

تمثل الصيغة التفاضلية لمعادلات ماكسويل النموذج الرياضي لنظرية الكهرطيسية. أما الصيغة التكاملية لمعادلات ماكسويل هي الأسهل للفهم والتفسير الفيزيائي، نتعرف من خلالها على قوانين الكهرطيسية التجريبية التي جرى اشتقاق معادلات ماكسويل منها بالتعميم.

الصيغة التكاملية لمعادلة ماكسويل الأولى:

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{L} = - \int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$$

حيث يتم التكامل الخطي للحقل الكهربائي على مسار مغلق C حول السطح S الذي يتدفق منه الحقل المغناطيسي. نذكر هنا أن التكامل الخطي للحقل الكهربائي على مسار مغلق C يقيس دوران الحقل الكهربائي في الفضاء. ونذكر أن هذه الصيغة تعبر عن قانون فاراداي التجريبي، وهو الأساس لقانون كيرشوف للجهد Kirchhoff's voltage law في دارة كهربائية.

الصيغة التكاملية لمعادلة ماكسويل الثانية (قانون أمبير التجريبي):

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{L} = \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{S} + I$$

حيث يمثل I التيار الكهربائي الكلي الذي يعبر السطح S .

الصيغة التكاملية لمعادلة ماكسويل الثالثة والرابعة:

$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int_V \rho \cdot dv = Q$$

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$$

حيث V الحجم المحصور بالسطح المغلق S ، وتمثل Q الشحنة الكلية المحتواة في الحجم V . تعلمنا هذه الصيغة أن التدفق الكهربائي الكلي عبر السطح المغلق S ، يساوي إلى الشحنة الكلية المحتواة في الحجم V المحصور بالسطح المغلق S ، وأن التدفق المغناطيسي الكلي عبر السطح المغلق S يكون دوماً معدوماً لعدم وجود شحنات مغناطيسية - كما ذكرنا سابقاً.

• معادلة الاستمرارية Continuity Equation

معادلات ماكسويل خطية لكنها ليست مستقلة خطياً، معنى ذلك أنه يمكن استنتاج بعض معادلات ماكسويل من أخرى. كما يمكن استنتاج معادلات أخرى مثل معادلة الاستمرارية:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$$

تنص معادلة الاستمرارية على أن الشحنة محفوظة، أو أن التيار مستمر، لأن $\vec{\nabla} \cdot \vec{J}$ يمثل تدفق التيار من نقطة، ويمثل $\frac{\partial \rho}{\partial t}$ معدل تغير الشحنة في نفس النقطة. هذه النتيجة هي التي قادت ماكسويل إلى ضرورة وجود كثافة تيار الانتقال $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$.

الصيغة التكاملية لمعادلة الاستمرارية:

$$\oint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \int_V \frac{\partial \rho}{\partial t} \cdot dv = 0$$

والتي منها جرى اشتقاق قانون كيرشوف للتيارات Kirchhoff's current law في دارة كهربائية.

2. الأوساط المادية Material media

يتمتع كل وسط بخواص كهربائية ومغناطيسية نعبر عنها بالمحددات التكوينية وهي: السماحية ϵ ، والنفاذية μ ، والناقلية σ . في الوسط العازل، تكتب العلاقة بين \vec{D} والحقل الكهربائي المطبق على الشكل:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

تأخذ السماحية ϵ في معظم الأوساط العازلة قيمةً سلميةً عقدية، وتكتب على الشكل $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$. يمثل الجزء التخيلي الفقد (الضیاعات) في الوسط (على شكل حرارة)، وهو سالب (ϵ'' موجب) لتحقيق مبدأ انحفاظ الطاقة. كذلك إذا كان العازل غير تام $\sigma \neq 0$ ، فإن الناقلية تسبب فقداً إضافياً ناتجاً عن تيار النقل $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ حسب قانون أوم. لذلك يجري توصيف المادة العازلة بالسماحية النسبية (ثابت العازلية النسبي) ϵ_r وظل الفقد $\tan\delta$ ، مع

$$\tan\delta = \frac{\omega\epsilon'' + \sigma}{\omega\epsilon'}$$
 و $\epsilon' = \epsilon_0\epsilon_r$

تكتب معادلات ماكسويل في الفضاء الحر، وهو وسط خطي وديم الفقد ومتماثل المناحي، على الشكل:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{H}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\epsilon_0\vec{E}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

3. الشروط الحدية Boundary conditions

تواجه الموجة الكهرومغناطيسية أوساطاً مختلفة عند انتشارها في بيئة واقعية، وتعرض نتيجة لذلك لآليات انتشار مختلفة تحكمها مجموعة من الشروط الحدية حسب طبيعة كل وسط.

• الحالة العامة: سطح فاصل بين وسطين ماديين

يمكن أن يتواجد على السطح الفاصل بين وسطين ماديين بشكل عام شحنات سطحية ρ_s وتيارات سطحية \vec{J}_s . فإذا كان \hat{n} شعاع الوحدة الناظم على السطح والموجه من الوسط الأول إلى الثاني، تكتب الشروط الحدية في الحالة العامة على الشكل:

$$\hat{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) = 0$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{J}_s$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) = \rho_s$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) = 0$$

أي أن المركبات المماسية للحقل الكهربائي في الوسطين على السطح الفاصل بينهما مستمرة، ويرتبط استمرار المركبات المماسية للحقل المغناطيسي في الوسطين على السطح الفاصل بينهما بوجود كثافة التيار السطحي \vec{J}_s ، كما يرتبط استمرار المركبات النازمة لحقل التدفق الكهربائي في الوسطين على السطح الفاصل بينهما بوجود كثافة الشحنة السطحية ρ_s ، بينما تكون المركبات النازمة لحقل التدفق المغناطيسي في الوسطين على السطح الفاصل بينهما مستمرة (لعدم وجود شحنات مغناطيسية سطحية).

• حالة خاصة: سطح فاصل بين وسطين عازلين

لا يوجد عادة على السطح بين وسطين عازلين شحنات أو تيارات سطحية $\vec{J}_s = 0$ و $\rho_s = 0$. لذلك تصبح المركبات المماسية للحقلين \vec{E} و \vec{H} مستمرة وبالتالي المركبات النازمة للحقلين \vec{D} و \vec{B} مستمرة.

• حالة خاصة: سطح فاصل مع ناقل تام

نواجه حالات عملية عديدة لها سطح فاصل مع ناقل جيد، غالباً ما يمكن مقارنته مع الناقل التام $\sigma \rightarrow \infty$. في الوسط الناقل التام يجب أن تكون جميع الحقول معدومة. فإذا كان الوسط الأول ناقلاً تاماً، تكتب الشروط الحدية على الشكل:

$$\hat{n} \times \vec{E}_2 = 0$$

$$\hat{n} \times \vec{H}_2 = \vec{J}_s$$

$$\hat{n} \cdot \vec{D}_2 = \rho_s$$

$$\hat{n} \cdot \vec{B}_2 = 0$$

أي أن المركبة المماسية للحقل \vec{E} في الوسط العازل تكون معدومة عند سطح الناقل التام¹، والمركبة المماسية للحقل \vec{H} في الوسط العازل تكون مساوية لكثافة التيار السطحي \vec{J}_s عند سطح الناقل التام، والمركبة النازمة

¹ نسمي السطح الفاصل مع الناقل التام بالجدار الكهربائي Electric wall، لأن المركبة المماسية للحقل \vec{E} تكون معدومة، وهو مماثل لدارة القصر short circuit في الدارات الكهربائية، حيث يكون الجهد معدوماً.

للحقل \vec{D} في الوسط العازل تكون مساوية لكثافة الشحنة السطحية ρ_s عند سطح الناقل التام، والمركبة النازمة للحقل \vec{B} في الوسط العازل تكون معدومة عند سطح الناقل التام.

4. معادلة الموجة Wave Equation

في وسط خطي وعديم الفقد ومتماثل المناحي ومتجانس ولا يحتوي على منابع للموجة، تكتب معادلة الموجة لكل من الحقليين \vec{E} و \vec{H} كالآتي:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{H} = 0$$

معامل الاشتقاق ∇^2 يُقرأ "دِلْ مربع" أو "del square" ويكتب في الإحداثيات الديكارتية كما يلي:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

معادلة الموجة هي معادلة شعاعية تعطي ثلاث معادلات تفاضلية للمركبات الثلاث للحقل. ويظهر فيها الثابت k المعروف بالعلاقة $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ والمسمى ثابت الانتشار propagation constant، وهو عدد حقيقي لأن الوسط عديم الفقد (ϵ و μ أعداد حقيقية) ومتماثل المناحي، ويسمى أيضاً عدد الموجة wavenumber أو ثابت الصفحة phase constant.

ملاحظة: تأخذ الموجة الكهرومغناطيسية المنتشرة في الفضاء الحر شكل الموجة المستوية، لذلك سوف نذكر بخواص هذه الموجة في وسط عديم الفقد كالفضاء الحر، وفي وسط مع فقد.

• الموجة المستوية في وسط مادي عديم الفقد Plane wave in a Lossless Material Medium

تكتب الموجة المستوية بمركبة وحيدة E_x باتجاه \hat{x} للحقل الكهربائي وتنتشر باتجاه $\pm \hat{z}$ بصيغة المطاور على الشكل:

$$E_x(z) = E^+ e^{-jkz} + E^- e^{jkz}$$

رأينا أن الحقل اللحظي هو الجزء الحقيقي لجداء الحقل العقدي $E_x(z)$ التابع للموضع فقط (بصيغة المطاور) بالتابع الأسّي $e^{j\omega t}$. إذاً يكون الحقل اللحظي الحقيقي من الشكل:

$$\mathcal{E}_x(z, t) = E^+ \cos(\omega t - kz) + E^- \cos(\omega t + kz)$$

wave traveling in the $+z$ direction wave traveling in the $-z$ direction

الحد الأول (المشار له بإشارة +) يمثل موجة تنتشر باتجاه z والحد الثاني (المشار له بإشارة -) يمثل موجة تنتشر باتجاه $-z$.

بما أن طور الموجة $(\omega t - kz)$ يتغير تبعاً للموضع z وللزمن t ، نسمي سرعة انتشار الموجة بسرعة الطور phase velocity، ونكتب:

$$v_p = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

وفي الحالة الخاصة التي يكون فيها الوسط هو الفضاء الحر، تكون سرعة الطور:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

وهي سرعة الضوء في الفضاء الحر.

ويكون طول الموجة λ :

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{v_p}{f}$$

ونستنتج من معادلات ماكسويل أن للحقل المغناطيسي مركبة باتجاه \hat{y} فقط، المركبتان $H_x = H_z = 0$ ، و المركبة H_y تساوي:

$$H_y = \frac{k}{\omega\mu} (E^+ e^{-jkz} - E^- e^{jkz}) = \frac{1}{\eta} (E^+ e^{-jkz} - E^- e^{jkz})$$

نسمي الممانعة الذاتية intrinsic impedance للوسط، لأنها معرفة بدلالة محددات الوسط التكوينية كما يلي:

$$\eta = \frac{\omega\mu}{k} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

نعرف أيضاً ممانعة الموجة wave impedance بنسبة مركبة الحقل الكهربائي إلى مركبة الحقل المغناطيسي لموجة راحلة (موجة أمامية باتجاه z أو خلفية باتجاه $-z$) ونكتب:

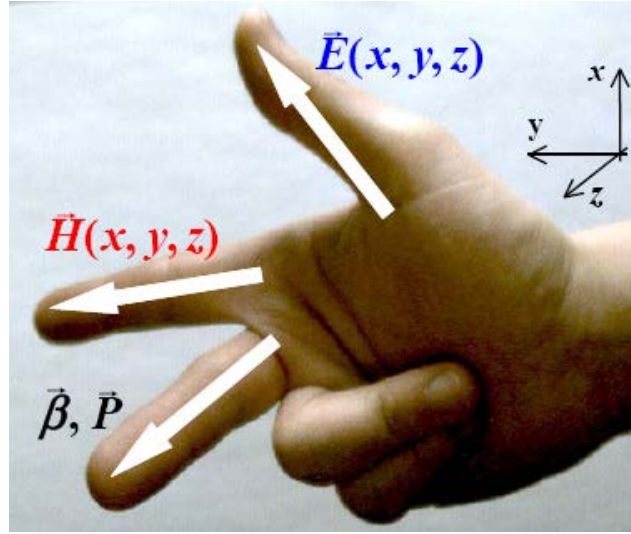
$$Z_w = \frac{E_x^+}{H_y^+} = -\frac{E_x^-}{H_y^-} = \eta$$

نلاحظ أنه من أجل موجة مستوية تكون ممانعة الموجة مساوية للممانعة الذاتية للوسط.

بالنسبة للفضاء الحر:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$$

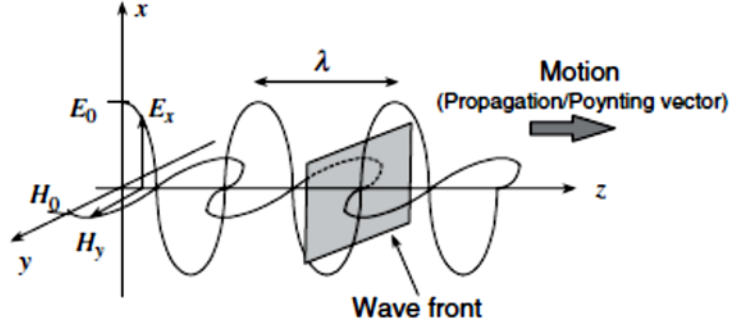
لاحظ أن الحقلين الكهربائي والمغناطيسي (كل موجة راحلة) متعامدان (للحقل الكهربائي مركبة باتجاه \hat{x} وللحقل المغناطيسي مركبة باتجاه \hat{y}) وأن مركبتي هذين الحقلين تقعان في مستوي xy متعامد مع اتجاه الانتشار \hat{z} . لذلك نقول أن الأشعة الثلاثة: الحقل الكهربائي والحقل المغناطيسي واتجاه الانتشار لموجة مستوية، تشكل ثلاثية متعامدة مباشرة، ويمكن تحديد هذه الاتجاهات بقاعدة أصابع اليد اليمنى كما في الشكل -1-.



الشكل -1-: قاعدة اليد اليمنى لتحديد الثلاثية المتعامدة (اتجاه الحقلين واتجاه انتشار الموجة المستوية)

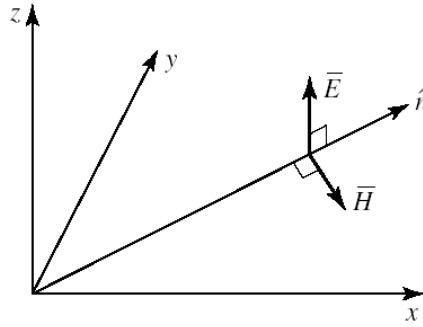
• ملخص: خواص الموجة المستوية

- الحقلان الكهربائي والمغناطيسي متعامدان؛
- تقع مركبات الحقلين الكهربائي والمغناطيسي المتعامدين في مستوي نسميه جبهة الموجة wave front، وهذا المستوي عامودي على اتجاه انتشار الموجة (شعاع بوينتنغ Poynting vector) كما في الشكل -2-؛
- ممانعة الموجة المستوية تساوي الممانعة الذاتية للوسط؛
- عدد الموجة تابع خطياً للتردد $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ (أو متناسب مباشرة مع التردد)؛
- سرعة الطور ثابتة ومستقلة عن التردد $v_p = \omega/k = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$.



الشكل -2- الموجة المستوية

• الشكل العام للموجة المستوية في الفضاء الحر General form of Plane Wave in Free-Space



الشكل -3-: الحقلان الكهربائي والمغناطيسي واتجاه الانتشار لموجة مستوية بشكلها العام في الفضاء

يمكن أن يأخذ الانتشار أي اتجاه في الفضاء الحر، لذلك نعرف شعاع عدد الموجة \vec{k} على الشكل

$$\vec{k} = k_0 \hat{n}$$

طويلته تساوي عدد الموجة k_0 في الفضاء الحر، واتجاهه هو شعاع الواحدة \hat{n} الذي يدل على اتجاه الانتشار. ونكتب الحقل الكهربائي على الشكل

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}}$$

حيث \vec{r} شعاع الموضع في الفضاء الحر إحداثياته (x, y, z) . يعطي الجداء السلمي $\vec{k} \cdot \vec{r}$ طور الموجة (بصيغة المطاور) في كل نقطة من الفضاء الحر. ومنه نستنتج الحقل اللحظي:

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z, t) = E_0 \cos(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)$$

ويكون لدينا

$$\vec{k} \cdot \vec{E}_0 = 0$$

لأن الحقل الكهربائي في مستوي عامودي على اتجاه الانتشار. ولاستكمال الثلاثية المتعامدة بالنسبة للموجة المستوية، نستنتج من معادلات ماكسويل العلاقة الشعاعية التالية بين الحقلين الكهربائي والمغناطيسي واتجاه الانتشار:

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta_0} \hat{n} \times \vec{E}$$

حيث η_0 الممانعة الذاتية للفضاء الحر والتي تساوي ممانعة الموجة المستوية في الفضاء الحر.

• الموجة المستوية في وسط مع فقد Plane Wave in a Lossy Medium

إذا لم يكن العازل تاماً، مثلاً $\sigma \neq 0$ ، يصبح الوسط المادي مع فقد. تكتب معادلة الموجة للحقل الكهربائي في الأوساط المادية مع فقد على الشكل:

$$\nabla^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0$$

فيصبح ثابت الانتشار عقدياً complex propagation constant، ويكتب على الشكل $\gamma = \alpha + j\beta$. حيث يمثل الجزء الحقيقي α الفقد في الوسط ويسمى ثابت التخميد attenuation constant، ويمثل الجزء التخيلي β ثابت انتشار الطور phase constant.

سندرس حلول معادلة الموجة بأبسط أشكالها في وسط مع فقد، كما في الحالة السابقة لوسط عديم الفقد ومتماثل المناحي ومتجانس.

فإذا كان للحقل الكهربائي مركبة وحيدة باتجاه \hat{x} ومنتظم وفق x و y ، يصبح للحقل الكهربائي الشكل التالي:

$$E_x(z) = E^+ e^{-\gamma z} + E^- e^{\gamma z}$$

إذن الموجة الراحلة الأمامية لها معامل انتشار من الشكل:

$$e^{-\gamma z} = e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

الذي يصبح عند تحويله للمجال الزمني من الشكل:

$$\text{Re}(e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} e^{j\omega t}) = e^{-\alpha z} \text{Re}(e^{j(\omega t - \beta z)}) = e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z)$$

ويمثل موجة راحلة أمامية تنتشر باتجاه $+z$ ، لها سرعة طور $v_p = \frac{\omega}{\beta}$ وطول موجة $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ ، ومعامل تخميد أسّي $e^{-\alpha z}$ للمطال بسبب الفقد. ونفس الشيء بالنسبة للموجة الخلفية باتجاه $-z$ مع معامل تخميد أسّي $e^{\alpha z}$.

إذا ألعينا الفقد (أي $\sigma = 0$) تصبح النتائج مطابقة للحالة السابقة حيث الوسط عديم الفقد، أي: $\gamma = jk$ ، $\alpha = 0$ ، $\beta = k$.

يمكن حساب الحقل المغناطيسي المرافق للموجة كما في الحالة السابقة:

$$H_y = \frac{-j\gamma}{\omega\mu} (E^+ e^{-\gamma z} - E^- e^{\gamma z}) = \frac{1}{\eta} (E^+ e^{-\gamma z} - E^- e^{\gamma z})$$

نلاحظ أن الممانعة الذاتية للوسط مع فقد أصبحت عقدية، لكن تبقى مساوية لممانعة الموجة:

$$\eta = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$$

وإذا ألعينا الفقد (أي $\sigma = 0$) تصبح مطابقة للنتيجة السابقة $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$.

• حالة عملية هامة: وسط ناقل جيد Good Conductor

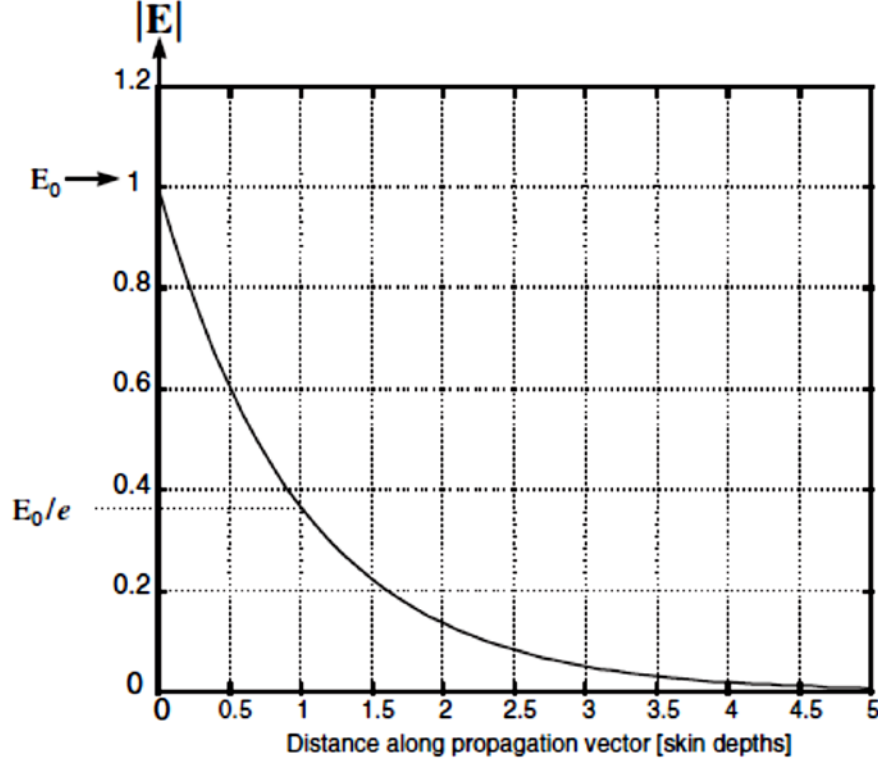
نواجه حالات عملية كثيرة يستخدم فيها الناقل الجيد مثل النحاس، حيث تكون الناقلية عالية جداً لكنها ليست لانهاية كما في الناقل التام. يمكن اعتبار الناقل الجيد حالة خاصة من الحالة السابقة لوسط مع فقد بسبب الناقلية. ومنه يمكن أن نكتب:

$$\gamma = \alpha + j\beta \cong (1 + j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = (1 + j) \frac{1}{\delta_s}$$

نعرف في حالة الناقل الجيد سماكة القشرة skin depth بالعلاقة التالية:

$$\delta_s = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

يعني ذلك أن مطال الحقول في الناقل الجيد سوف تتخامد بمقدار $1/e$ (أو 36.8%) عندما تجتاز الموجة مسافة مقدارها سماكة القشرة δ_s داخل الناقل الجيد، لأن $e^{-\alpha z} = e^{-\alpha\delta_s} = e^{-1}$. ويعني أن الحقول في الناقل الجيد تكون معدومة على عمق بضعة سماكات قشرة δ_s من السطح. أي أن الحقول والتيارات تتخامد بسرعة في عمق الناقل الجيد.

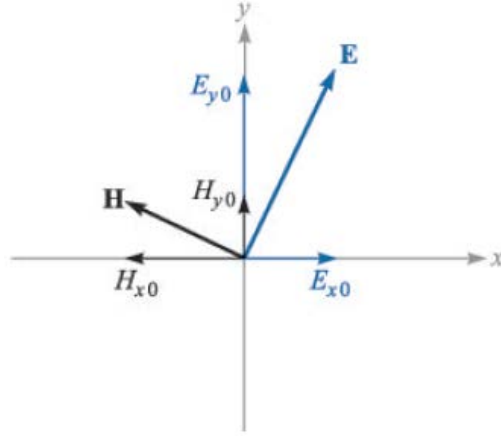


لاحظ أن سماكة القشرة للناقل الجيد تتناقص مع التردد، وتصبح صغيرة جداً عند الترددات المكروية، يعني هذا أن الدارات المكروية تحتاج لقشرة رقيقة من الناقل لنقل التيار، لذلك تكون هذه الدارات على شكل شريحة مسطحة، وليس للسماكة أهمية.

5. استقطاب الموجة المستوية Plane Wave Polarization

في الفقرات السابقة، درسنا الموجة المستوية بأبسط أشكالها، حيث تنتشر الموجة باتجاه \hat{x} ، الحقل الكهربائي له مركبة باتجاه \hat{y} ، وبالتالي يجب أن يكون للحقل المغناطيسي مركبة باتجاه \hat{z} . هذه الثلاثية المباشرة المتعامدة هي دوماً صحيحة من أجل موجة مستوية منتظمة. مع ذلك، يمكن لاتجاه الحقلين في المستوي العمودي على اتجاه الانتشار (جبهة الموجة) أن يتغير مع الموضع والزمن، تبعاً لألية توليد (أو تحريض) الموجة، أو تبعاً لنوع الوسط الذي تنتشر فيه. إذاً حتى يكون توصيف الموجة كاملاً، لا يكفي أن نعرف المحددات المرتبطة بخواص الموجة مثل طول الموجة، وسرعة الطور، ولكن يجب أن نعرف أيضاً الاتجاه اللحظي للحقول الشعاعية. هذا ما يسمى استقطاب الموجة wave polarization، ويعرّف بأنه اتجاه الحقل الكهربائي كتابع للزمن، في نقطة ثابتة في الفضاء. ويكفي تحديد اتجاه الحقل الكهربائي لتحديد اتجاه الحقل المغناطيسي لموجة مستوية حسب معادلات ماكسويل.

بالنسبة للأمواج التي درسناها سابقاً، كان الحقل الكهربائي باتجاه مستقيم ثابت في أي لحظة وأي نقطة. نقول عن هذه الموجة أنها مستقطبة خطياً linearly polarized. فرضنا أن الحقل الكهربائي باتجاه \hat{x} ، لكن يمكن أن يكون بأي اتجاه في المستوي xy (جبهة الموجة) وتكون الموجة مستقطبة خطياً كما في الشكل 3-3.



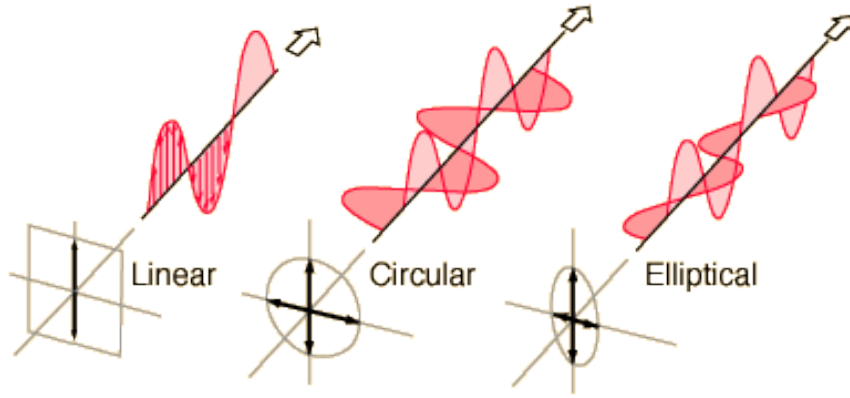
الشكل -4:- الحقلان الكهربائي والمغناطيسي لموجة مستوية مستقطبة خطياً، تنتشر باتجاه $+z$

تُظهر هذه النتيجة فكرة هامة وهي أن هذه الموجة المستوية المستقطبة خطياً يمكن اعتبارها كموجتين مستويتين متميزتين، واحدة مستقطبة خطياً باتجاه \hat{x} ، والأخرى مستقطبة خطياً باتجاه \hat{y} ، ينتج حقلها الكهربائي من جمع الحقلين الكهربائيين للموجتين الجزئيتين جمعاً متوافقاً في الطور. إنها فكرة هامة لفهم استقطاب الموجة، بحيث أن أي حالة استقطاب للموجة يمكن وصفها بدلالة المركبات المتعامدة للحقل الكهربائي وفرق الطور النسبي بينها.

الاستقطاب العام للموجة هو الاستقطاب الإهليلجي Elliptical polarization، حيث يكون لمطالي المركبتين E_{y0} و E_{x0} قيم مختلفة، ولطوريهما أيضاً. وبالتالي يكون الاستقطاب الخطي حالة خاصة من الاستقطاب الإهليلجي عندما تكون المركبتان E_{y0} و E_{x0} على توافق في الطور.

وهناك حالة خاصة أخرى من الاستقطاب الإهليلجي هي الاستقطاب الدائري Circular Polarization. يكون لدينا في هذه الحالة: $E_{x0} = E_{y0} = E_0$ وتكون المركبتان E_x و E_y على تعامد في الطور $\pm \frac{\pi}{2}$.

يبين الشكل -5- أنواع استقطاب الموجة المستوية: الخطي linear، والدائري circular، والإهليلجي Elliptical.



الشكل -5: استقطاب الموجة المستوية: خطياً linear، ودائرياً circular، وإهليلجياً Elliptical

6. الطاقة والاستطاعة للموجة الكهرومغناطيسية Energy and power of electromagnetic wave

بشكل عام، أي منبع للطاقة الكهرومغناطيسية في وسط ما، يولد حقولاً كهرومغناطيسية تخزن الطاقة الكهربائية والمغناطيسية، وتحمل الاستطاعة الكهرومغناطيسية التي يمكن أن تشع أو أن تفقد في الوسط. هذا ما تنص عليه نظرية بوينتنغ Poynting theorem التي تعبر عن انحفاظ الطاقة للحقول الكهرومغناطيسية والمانع.

في الحالة التي تكون فيها الحقول متغيرة جيبيياً (توافقياً) مع الزمن، نعبر عن نظرية بوينتنغ بالعلاقة التالية

$$P_s = P_o + P_l + 2j\omega(W_m - W_e)$$

حيث P_s الاستطاعة المقدمة من المنبع الموجود في الحجم V المحصور بالسطح المغلق S ؛ P_o الاستطاعة الكلية المشعة عبر S ؛ P_l الاستطاعة المفقودة على شكل حرارة في الحجم V ؛ W_m الطاقة الرديّة المغناطيسية المخزونة في الحجم V ؛ W_e الطاقة الرديّة الكهربائية المخزونة في الحجم V .

الاستطاعة الكلية P_o المشعة عبر S هي قياس لتدفق الشعاع \vec{S} عبر السطح المغلق. نسمي \vec{S} شعاع بوينتنغ Poynting vector وهو معرف بالعلاقة $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$ ، ونكتب

$$P_o = \frac{1}{2} \oint (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot \hat{n} ds = \frac{1}{2} \oint \vec{S} \cdot \hat{n} ds$$

تمثل طويلة \vec{S} كثافة الاستطاعة المحمولة بالموجة المشعة، واتجاه \vec{S} يدل على اتجاه جريان هذه الاستطاعة في الفضاء، وهو اتجاه الانتشار بالنسبة لموجة مستوية لأنه يمثل الجداء الشعاعي للحقلين الكهربائي والمغناطيسي. إن هذه الاستطاعة عقدية، يمثل الجزء الحقيقي من P_o الاستطاعة الحقيقية المتوسطة المشعة عبر السطح المغلق، أي:

$$P_{av} = \Re\{P_o\} = \frac{1}{2} \Re\left\{ \oint_S \bar{S} \cdot \hat{n} \, ds \right\}$$

وبالعودة إلى الموجة المستوية بمرحلة وحيدة E_x باتجاه \hat{x} للحقل الكهربائي وتنتشر باتجاه \hat{z} ، تكون الاستطاعة الحقيقية المتوسطة المحمولة بالموجة:

$$P_{av} = \frac{1}{2} E^+ H^+ = \frac{1}{2} \frac{|E^+|^2}{\eta}$$

بعد هذه التذكرة السريعة بنظرية الكهروستاتيكية وبخواص الموجة المستوية، سوف ندرس في الفصل التالي آليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية.

الفصل الثاني: أسس الهوائيات

Antenna fundamentals

الكلمات المفتاحية:

الهوائي Antenna، مقاومة الإشعاع Radiation resistance، المخطط الإشعاعي Radiation Pattern، الاستقطاب Polarization، العكسية Reciprocity، الاستطاعة المشعة الفعالة Effective radiated power.

ملخص:

نتعرّف في هذا الفصل على الهوائيات وأنواعها المختلفة وبارامتراتنا الأساسية مثل مقاومة الإشعاع والمخطط الإشعاعي والاستقطاب والعكسية وعرض الحزمة الترددية والاستطاعة المشعة الفعالة.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- الهوائيات وأنواعها المختلفة.
- مقاومة إشعاع الهوائي.
- استقطاب الهوائي.
- عرض الحزمة الترددية والعكسية.
- الاستطاعة المشعة الفعالة.

أسس الهوائيات Antenna fundamentals

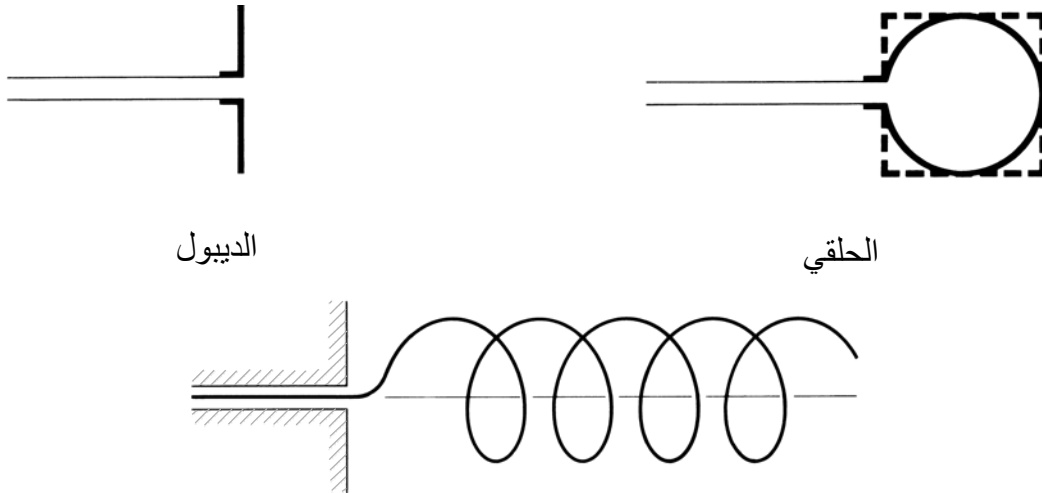
1. مقدمة

الهوائي هو جهاز معدني على الأغلب، كقضيب أو سلك، يستخدم كوسيلة لإشعاع واستقبال الأمواج الراديوية. أي أن الهوائي هو واجهة العبور بين الفضاء الحر وأجهزة الاتصالات.

2. أنواع الهوائيات Types of Antennas

1-2. الهوائيات السلكية Wire Antennas

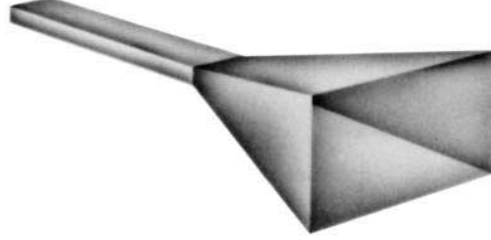
إنها الهوائيات المألوفة التي تشاهدها في كل مكان على أسطح الأبنية والسيارات والسفن والطائرات. هناك أشكال عديدة للهوائيات السلكية كهوائيات الديبول والهوائيات الحلقية والهوائيات اللولبية، كما هو موضح في الشكل 1-1.



الشكل 1-1: أنواع الهوائيات السلكية.

2-2. هوائيات الفتحة Aperture Antennas

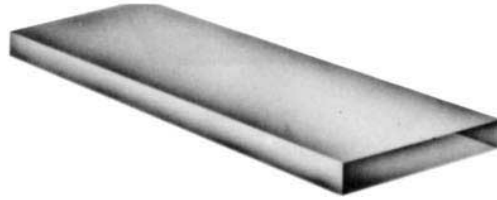
تعتبر هذه الهوائيات مفيدة على وجه الخصوص في الطائرات والتطبيقات الفضائية بسبب سهولة اندماج فتحتها مع جسم الطائرة الخارجي وتغطيتها بعازل مناسب. يبين الشكل 1-2 بعض أنواع هوائيات الفتحة.



الهرمي



البوقي المخروطي

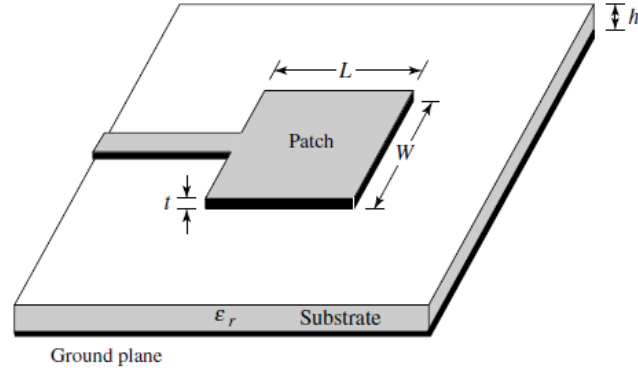


المستطيل

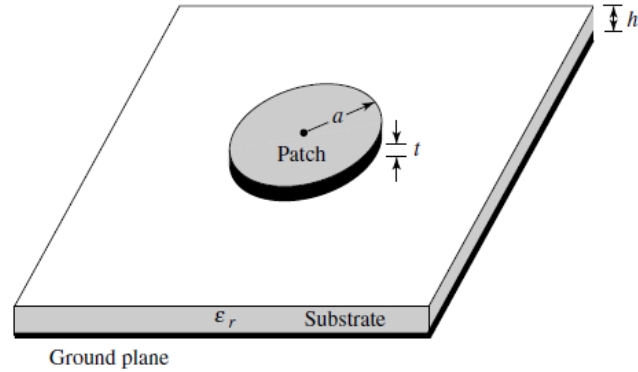
الشكل 1-2: أنواع هوائيات الفتحة.

3-2. الهوائيات الشرائحية Microstrip Antennas

لأقلى استخدام الهوائيات الشرائحية انتشاراً واسعاً منذ سبعينيات القرن الماضي وخصوصاً في التطبيقات الفضائية. تتألف هذه الهوائيات من رقعة معدنية وقاعدة مؤرضة. ويمكن أن تأخذ الرقعة المعدنية أشكال عديدة، كما في الشكل 3-1. ويفضل استخدام الرقعة الدائرية أو المستطيلة بسبب سهولة تصنيعها وتحليل عملها، بالإضافة إلى خصائصها الإشعاعية المهمة، ولا سيما القيمة المنخفضة للتداخل الاستقطابي في إشعاعها. الهوائيات الشرائحية صغيرة الحجم، تتلائم مع الأسطح غير المسطحة والمسطحة، منخفضة الكلفة ويتم تصنيعها باستخدام تقنيات الدارات المطبوعة.



(a) Rectangular



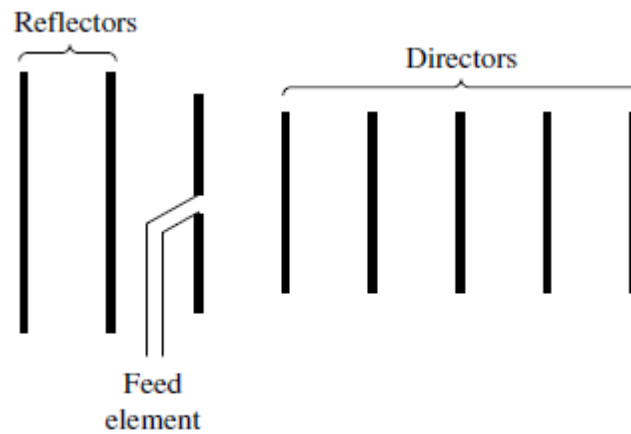
المهمي

الشكل 3-1: الهوائيات الشرائحية المستطيلة والدائرية.

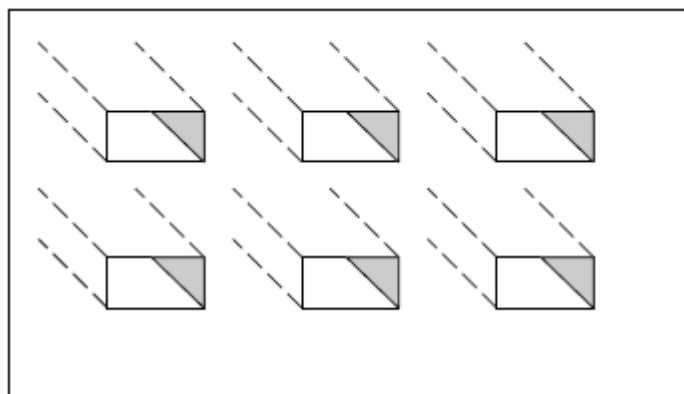
4-2. الهوائيات المصفوفية Array Antennas

تحتاج العديد من التطبيقات إلى خصائص إشعاعية لا يمكن تحقيقها باستخدام عنصر هوائي واحد. في هذه الحالة نستخدم عدة عناصر هوائية بتوزيع هندسي وكهربائي مناسبين (مصفوفة) للحصول على الخصائص

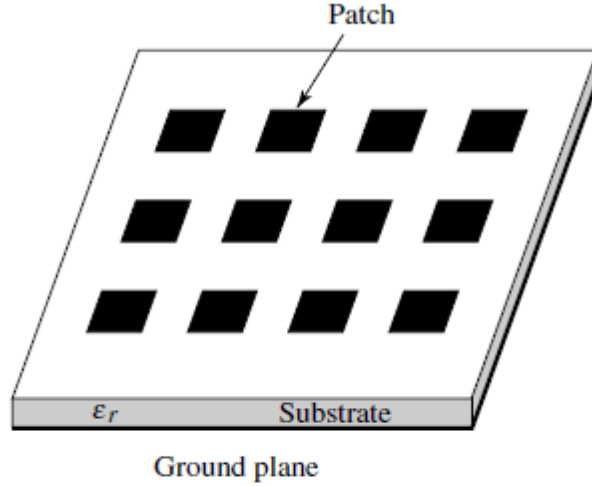
الإشعاعية المطلوبة. فتتراكب المخططات الإشعاعية للعناصر المنفردة بحيث تعطي إشعاعاً أعظماً في أحد الاتجاهات وإشعاعاً أصغرياً في اتجاهات أخرى. يبين الشكل 1-4 امثلة عملية مختلفة عن الهوائيات المصفوفية.



(a) Yagi-Uda array



(b) Aperture array

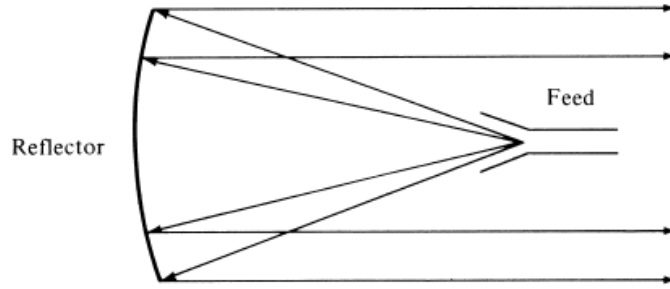


(c) Microstrip patch array

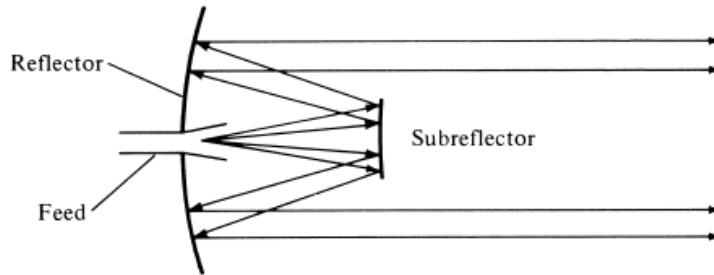
الشكل 4-1: أمثلة عن الهوائيات المصفوفية.

5-2. الهوائيات العاكسة Reflector Antennas

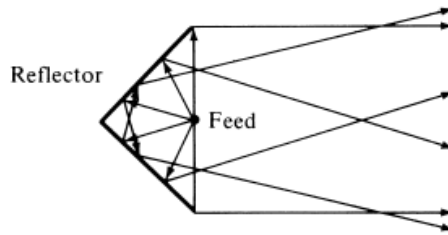
لقد كان من النتائج المبهرة لاستكشاف الفضاء الخارجي هو التقدم الذي جرى تحقيقه في علم الهوائيات. فقد تم توظيف نماذج معقدة من الهوائيات لتحقيق الاتصالات عبر مسافات كبيرة وإرسال واستقبال الإشارات عبر ملايين الكيلومترات. ويعتبر الهوائي العاكس القطعي أحد الأمثلة الأوسع انتشاراً على الهوائيات العاكسة. وقد تم بناء هوائيات مماثلة بأقطار تصل حتى 305 متراً. تفيد هذه الأبعاد الكبيرة في الحصول على الربح العالي الضروري لإرسال واستقبال الإشارات عبر مسافات تصل إلى ملايين الكيلومترات. كما ينتشر استخدام الهوائي الزاوي العاكس أيضاً.



(a) Parabolic reflector with front feed



(b) Parabolic reflector with Cassegrain feed

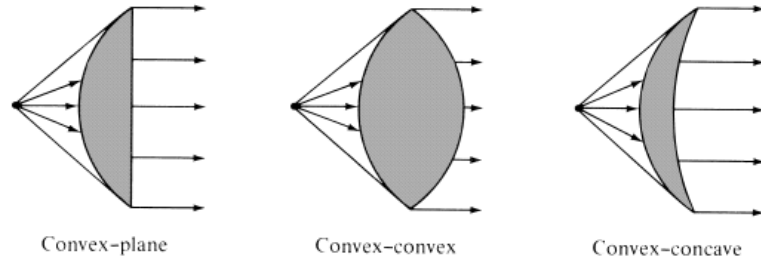


(c) Corner reflector

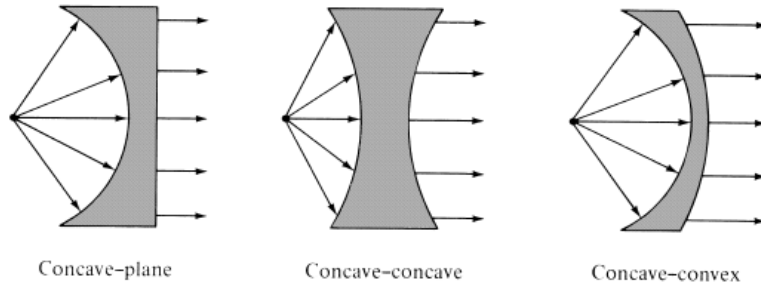
الشكل 5-1: تشكيلات الهوائيات العاكسة المختلفة.

6-2. الهوائيات العدسية Lens Antennas

تستخدم الهوائيات العدسية من أجل تجميع الطاقة الكهرومغناطيسية المتباعدة ومنع تشتتها في اتجاهات غير مرغوبة وتحويلها إلى أمواج مستوية. يمكن استخدام الهوائيات العدسية بدلاً من الهوائيات العاكسة القطعية ولاسيما في الترددات العالية. وذلك لأن أبعاد الهوائيات العدسية وأوزانها تصبح كبيرة جداً في الترددات المنخفضة.



(a) Lens antennas with index of refraction $n > 1$



(b) Lens antennas with index of refraction $n < 1$

الشكل 6-1: تشكيلات الهوائيات العدسية المختلفة.

فإذا الهوائي المثالي هو الهوائي الذي يشع كل الاستطاعة المسلمة له من المرسل في الاتجاه أو الاتجاهات المطلوبة. وفي الحياة العملية قد لا يمكن الوصول إلى هوائي مثالي ولكن الاقتراب منه إلى درجة كبيرة. تتوفر العديد من الهوائيات وكل منها بنموذج مختلف يساعدها على تحقيق المميزات الإشعاعية المطلوبة من أجل تطبيق معين. وسوف ندرس المميزات الإشعاعية لمعظم أنواع هذه الهوائيات.

3- ممانعة الهوائي Antenna impedance

1-3. مقاومة الإشعاع Radiation resistance

يتم تبديد الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي بطريقتين: إشعاع الأمواج الكهرطيسية والفقد الحراري في الأسلاك والنواقل المحيطة والمواد العازلة. الاستطاعة المفيدة التي نحصل عليها من الهوائي هي الاستطاعة المشعة. وفي جميع الحالات يتم حساب الاستطاعة المبددة بالعلاقة P_R .

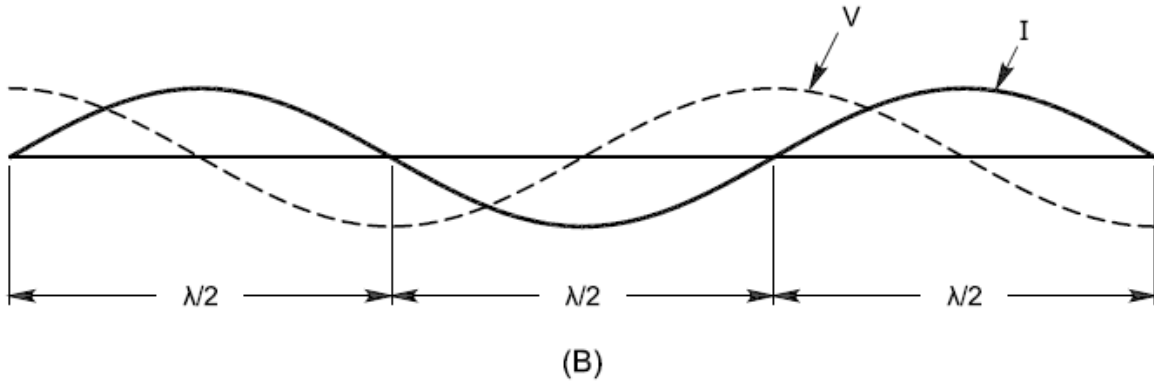
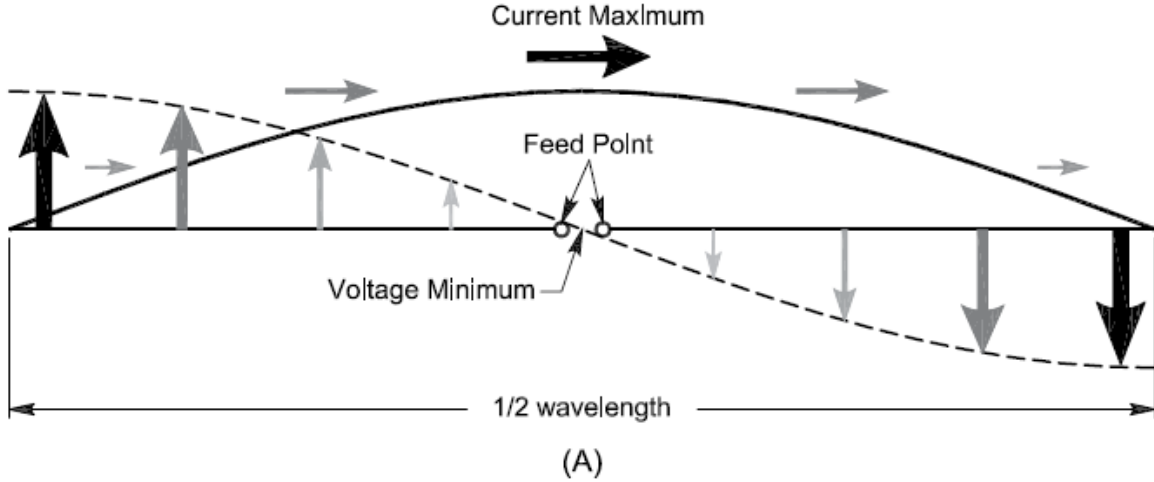
تمثل R مقاومة حقيقية في الضياعات الحرارية الأومية، ولكنها في الحالة العامة مقاومة افتراضية يتم استبدالها بمقاومة فعلية من القيمة نفسها تبدد الاستطاعة نفسها التي يتم إشعاعها من الهوائي. تدعى بمقاومة الإشعاع Radiation Resistance. تكافئ مقاومة الإشعاع العمل الذي تنجزه الإلكترونات في جسم الهوائي في تحويل الاستطاعة من مصدر الإشارة إلى موجة كهرطيسية. لذلك تساوي الطاقة الكلية في الهوائي المقدار $I^2(R_R+R)$ ، حيث R_R هي مقاومة الإشعاع و R المقاومة المكافئة للضياعات الأومية.

تشكل الاستطاعة الضائعة كفقد حراري في نواقل الهوائيات جزءاً صغيراً جداً من الاستطاعة الكلية المغذاة إلى الهوائي، أي أقل من 0.1 dB. وذلك لأن مقاومة الفقد الراديوي للأسلاك النحاسية منخفضة جداً بالمقارنة مع مقاومة الإشعاع للهوائي البعيد نسبياً عن الأرض. وبالتالي إذا كان الهوائي غير قريباً من الأرض ولم يكن هوائي صغير كهربائياً مثل هوائيات أجهزة الاتصال المحمولة والهوائيات الحلقية الصغيرة، يمكن عندئذٍ إهمال الفقد الأومي ونعتبر أن المقاومة الكلية للهوائي هي مقاومة الإشعاع.

2-3. توزيع التيار والجهد Voltage and current distribution

يتغير التيار والجهد الراديوي على طول الهوائي. يكون التيار أصغرياً عند طرفي الهوائي السلبي بغض النظر عن طوله. ولكن طويلة التيار لا تنعدم بسبب السعة الموجودة عند نهاية الهوائي. يساهم في تشكيل هذه السعة العوازل والنواقل المستخدمة في تثبيت الهوائي، ويدعى ذلك بأثر النهاية end effect. ويكون الجهد الراديوي أعظماً عند طرفي الهوائي السلبي.

يكون التيار في الهوائي السلبي نصف الموجة أعظماً في منتصف الهوائي ويكون الجهد أصغرياً، كما يوضح الشكل 1-7. ويتكرر هذا النموذج كل نصف طول موجة على الهوائي، حيث تنعكس صفحة التيار والجهد في كل مقطع تالي بطول نصف موجة.



الشكل 1-7: توزيع التيار والجهد على طول هوائي نصف طول موجة وعلى هوائي طوله عدة أنصاف من طول الموجة.
 لاحظ أن قيمة الجهد لا تنعدم بل تصل إلى قيمة أصغرية وذلك بسبب مقاومة الهوائي التي تتألف من المقاومة الأومية ومقاومة الإشعاع.

3-3. ممانعة مدخل الهوائي Antenna impedance

هناك نوعان لممانعة مدخل الهوائي: الممانعة الذاتية self impedance والممانعة المتبادلة mutual impedance.

الممانعة الذاتية self impedance

تظهر الممانعة الذاتية على مدخل الهوائي الموجود بعيداً عن تأثير النواقل الأخرى. تساوي الممانعة الذاتية للهوائي حاصل قسمة الجهد المطبق على مدخله إلى التيار المار عبره. فإذا كان الجهد والتيار على توافق بالطور تكون الممانعة عبارة عن مقاومة بحتة ويكون الهوائي طنينياً عند التردد المعطى. وعند تغذية الهوائي بتردد مختلف عن التردد الطنيني تصبح ممانعة المدخل عبارة عن مفاعلة سعوية أو حثية على التسلسل مع مقاومة.

الممانعة المتبادلة mutual impedance

تحدث الممانعة المتبادلة بسبب التأثيرات الطفيلية للنواقل الموجودة ضمن منطقة الحقل القريب التفاعلي للهوائي reactive near field، ويتضمن ذلك تأثير الأرض القريبة. وتتحدد قيمة الممانعة المتبادلة بنسبة قيمة الجهد في ناقل على قيمة التيار في ناقل مرتبط coupled آخر. تشوه النواقل المترابطة تبادلياً المخططات الإشعاعية للهوائيات، وتغير الممانعة المنظورة في مدخل الهوائي. وسوف ندرس هذه الممانعة بشكل أكبر تفصيلاً عند التطرق إلى هوائيات ياغي والهوائيات التربيعية HF Yagi and Quad Antennas.

4- الربح والاتجاهية Gain and Directivity

1-4. الهوائي الإيزوتروبي Isotropic Antenna

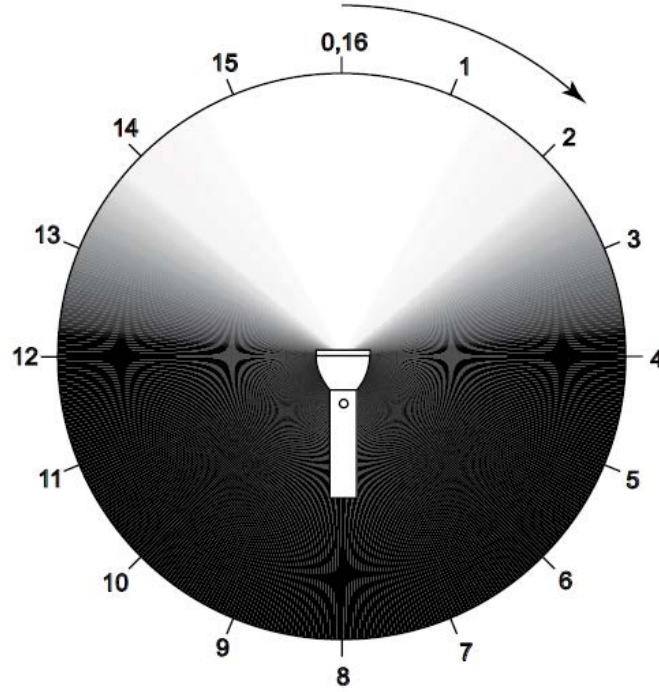
الهوائي الإيزوتروبي هو هوائي نظري افتراضي، وهو عبارة عن هوائي ومرسل لا متناهيين في الصغر متواجدين بعيداً عن جميع الأشياء المحيطة. يشعّ الهوائي الإيزوتروبي بشكل متساوي في جميع الاتجاهات، أي أنه عديم الاتجاهية. يعتبر الهوائي الإيزوتروبي أساسياً في عملية المقارنة مع أنظمة الهوائيات العملية.

تتمتع الهوائيات العملية باتجاهية محددة، أي أن الإشعاع الصادر عنها لا يكون بالشدة نفسها في جميع الاتجاهات وقد يكون إشعاعها في بعض الاتجاهات معدوماً. إن ميزة الاتجاهية للهوائيات العملية مرغوبة وذلك على العكس من الهوائي الإيزوتروبي الذي لا يملك أي اتجاهية. على سبيل المثال، يمكن لهوائي استقبال أن يملك اتجاهية محددة بحيث يقلل من مستوى استقبله في بعض الاتجاهات التي يأتي منها إشارة متداخلة أو ضجيج، وبذلك يزيد من نسبة الإشارة إلى الضجيج في الاتجاهات المرغوبة.

2-4. الاتجاهية والمخطط الإشعاعي Directivity and the radiation pattern

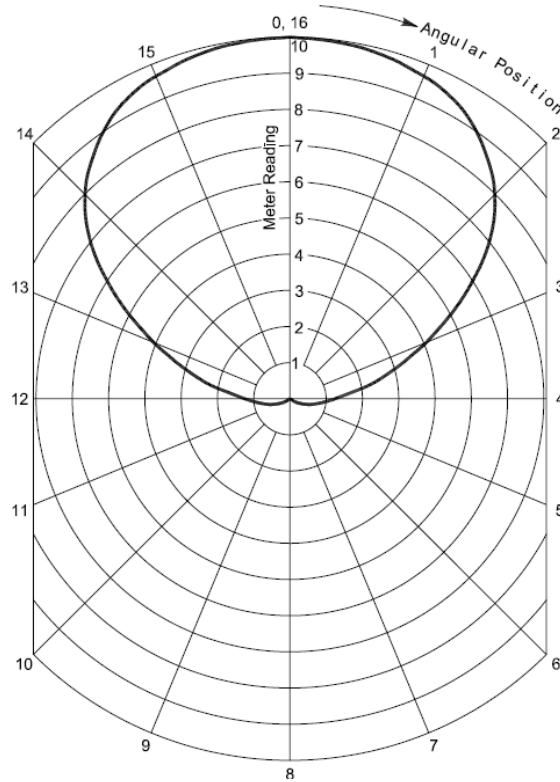
تتعلق اتجاهية الهوائي مباشرة بمخططه الإشعاعي. يبين المخطط الإشعاعي شدة الحقل النسبية عند مسافة محددة من الهوائي كتابع للاتجاه من الهوائي.

سوف نبين المخطط الإشعاعي بأخذ حالة مماثلة. يبين الشكل 1-8 مصباح كهربائي يشع في غرفة مظلمة.



الشكل 8-1: مصباح كهربائي يضيء غرفة مظلمة.

نستخدم مقياس شدة الإضاءة مدرجاً من 0 إلى 10. نضع المقياس أمام المصباح ونضبط المسافة التي تفصله عنه بحيث يبين المقياس التدريجة 10. نحافظ على المسافة التي يبعد بها المقياس عن المصباح وندير حول المصباح ونسجل قراءات المقياس في عدة مواضع. ثم نرسم هذه القيم على مخطط قطبي، كما هو مبين في الشكل 9-1. نثبت القيم المقاسة في المواضع الزاوية الموافقة للاتجاهات التي تم فيها الحصول على هذه القيم ونصل بين هذه النقاط بمنحني انسيابي، كما هو مبين في الشكل، فنحصل على المخطط الإشعاعي للمصباح الكهربائي.



الشكل 9-1: المخطط الإشعاعي للمصباح الكهربائي المستخدم في التجربة.

يمكن رسم المخططات الإشعاعية للهوائيات بالطريقة ذاتها. نغذي الهوائي المدروس ونستخدم مقياس شدة الحقل الكهربائي للدلالة على شدة الإشارة. كما يمكننا تدوير الهوائي نفسه بدلاً من تدوير المقياس حوله، ونسجل القيم المقاسة في عدة مواضع مختلفة. نحصل على المخطط الإشعاعي للهوائي في حالة الاستقبال وهو نفسه في حالة الإرسال (وفق مبدأ العكسية Reciprocity والذي سنأتي على ذكره لاحقاً).

3-4. الحقل القريب والحقل البعيد Near and far fields

يجب أخذ بعض الاحتياطات لضمان دقة عملية القياس، وأحد أهم هذه الاحتياطات هي التخلص من الربط التبادلي بين مصدر تغذية الهوائي والهوائي نفسه، الأمر الذي قد يؤثر على المخطط الإشعاعي المقاس.

يمكن أن يحدث هذا النوع من الترابط في المنطقة القريبة جداً من الهوائي المقاس، التي تدعى بمنطقة الحقل القريب التفاعلي reactive near-field. يشير المصطلح "تفاعلي" إلى أن الممانعة المتبادلة بين الهوائيات المرسل والمستقبل قد تكون سعوية أو حثية. تدعى منطقة الحقل التفاعلي أحياناً بالحقل الحثي لأن الحقل المغناطيسي يكون مسيطراً في هذه المنطقة على الحقل الكهربائي. يتصرف الهوائي في هذه المنطقة كما لو كان مكثفة أو ملف بقيمة كبيرة، يحفظ الطاقة في الحقل القريب التفاعلي بدلاً من نشرها في الفضاء المحيط.

يتواجد الحقل القريب التفاعلي، في الهوائيات السلكية البسيطة، ضمن مسافة حوالي نصف طول موجة واحد من مركز الهوائي المشع. سوف ندرس لاحقاً في الهوائيات المصفوفية طريقة توظيف الترابط المتبادل في

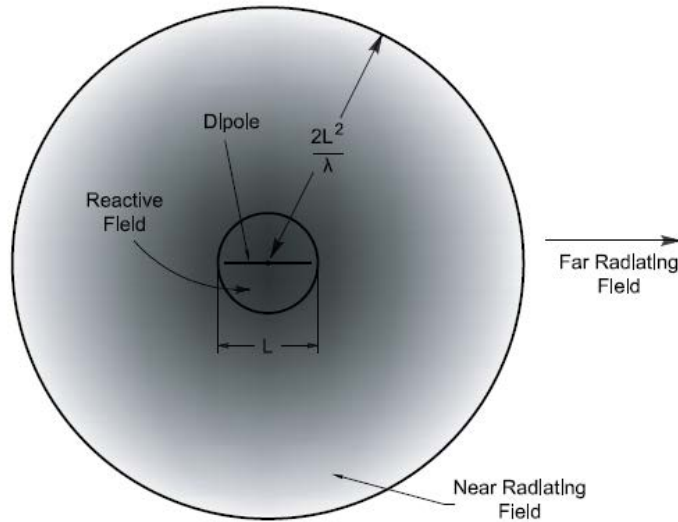
تشكيل مخططها الإشعاعي. على كل حال، يجب أن لا نتواجد في منطقة الحقل القريب التفاعلي عند إجراء قياسات المخطط الإشعاعي.

تتناقص شدة الحقل القريب التفاعلي بطريقة معقدة مع زيادة المسافة الفاصلة عن الهوائي. وتنقسم المنطقة التالية الموجودة خلف منطقة الحقل القريب التفاعلي إلى منطقتين أخريين: منطقة الحقل القريب المشع ومنطقة الحقل البعيد. وقد استخدم في السابق المصطلح Fresnel field من أجل الحقل القريب المشع و Fraunhofer field من أجل الحقل البعيد.

لا توجد حدود دقيقة تفصل بين المناطق السابقة، ولكنه تم الاتفاق على التعريف التالي:

$$D = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (1.1)$$

حيث تمثل L البعد الأكبر للهوائي الفيزيائي معبراً عنه بوحدة قياس طول الموجة λ نفسها. ولكن العديد من الهوائيات الخاصة لا تتبع هذه المعادلة. يبين الشكل 1-10 هذه المناطق الثلاثة حول هوائي سلكي بسيط.

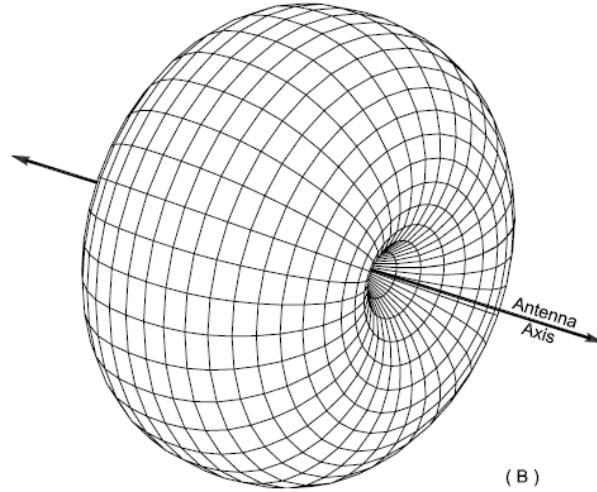
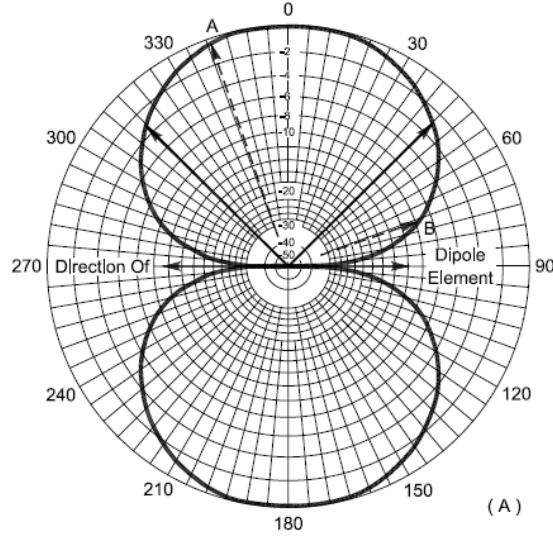


الشكل 1-10: الحقول حول هوائي مشع. يسيطر الحقل التفاعلي في المنطقة القريبة جداً من الهوائي. نلاحظ ضمن هذه المنطقة الممانعات العكوسية بين الهوائي والنواقل الأخرى. ويسيطر الحقل المشع القريب خارج منطقة الحقل القريب التفاعلي وحتى مسافة L وهي طول البعد الأعظم للهوائي. تقع منطقة الحقل المشع خلف الحدود الفاصلة بين منطقة الحقل القريب والبعيد، وتتغير شدة الاستطاعة في هذه المنطقة بشكل متناسب عكسياً مع المسافة القطرية عن الهوائي.

نهتم عادةً بمنطقة الحقل البعيد المشع حيث تتشكل الموجات الكهرمغناطيسية المنتشرة ونرمز لهذه المنطقة اختصاراً بمنطقة "الحقل البعيد". ويتميز إشعاع منطقة الحقل البعيد بأنه متناسب عكسياً مع بعده عن الهوائي، ويكون الحقل الكهربائي والمغناطيسي متوافقين بالطور ومتعامدين في مستوي جبهة الموجة (موجة مستوية)، وتوزع الطاقة الكلية بين الحقلين الكهربائي والمغناطيسي. وهذا هو السبب في وضع أجهزة القياس على بعد عدة أطوال الموجة من الهوائي المقاس عند تحديد مخططه الإشعاعي.

4-4. أنواع المخططات الإشعاعية Types of radiation patterns

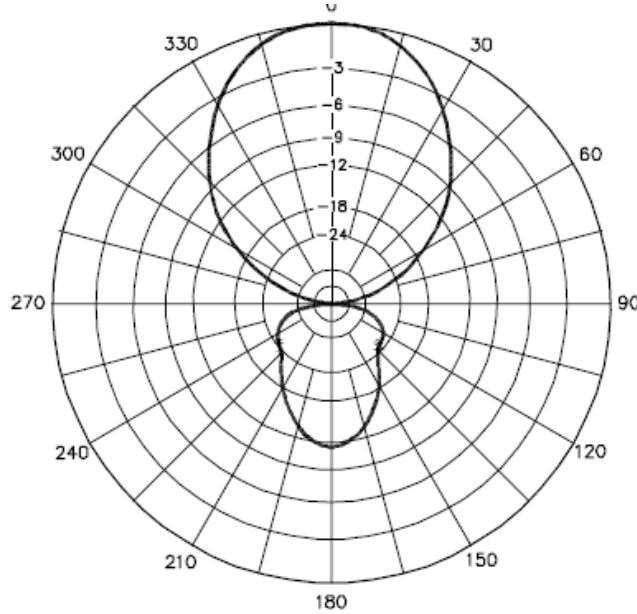
المخططات الإشعاعية هي تمثيل رسومي لاتجاهية الهوائي. نحققها عادةً في الإحداثيات القطبية، حيث يبين المحور الزاوي اتجاه وشدة الإشعاع من مركز المخطط إلى الحلقة الخارجية. ويشير الخط الانسيابي في الشكل 1-9 إلى الشدة النسبية للإشارة المشعة من الهوائي عند كل زاوية. يبين الشكل 1-11 مخطط إشعاعي مشابه لهوائي ديبول نصف طول الموجة في الفضاء الحرّ، مقاساً في مستوٍ واحد يحتوي على الهوائي السلكي. ويتواجد الهوائي في مركز الرسم وفق الاتجاه المحدد بالسهمين المبيينين. يشعّ الهوائي أفضل ما يمكن بشكل عرضاني على محور سلك الهوائي، وبالكاد يشعّ من نهايتيه.



الشكل 1-11: مخططان إشعاعيان لديبول نصف طول الموجة في الفضاء الحر. في الجزء A: مخطط إشعاعي في مستوي يحتوي على سلك الهوائي. يشير طول السهم المتقطع إلى شدة الحقل في الاتجاه

المحدد بالنسبة إلى شدة الحقل الأعظمية. يشير السهمان الموجودان عند الزاوية 45° والزاوية 315° إلى نقطتي نصف الاستطاعة -3 dB. في الجزء B: تمثيل شبكي للمخطط الإشعاعي نفسه.

يبين الشكل 1-12 الأصفار nulls (زوايا المخطط الإشعاعي التي تحقق شدة إشعاع دنيا) والفصوص lobes (شدة الإشعاع المحققة بين الأصفار). الفص الرئيسي main lobe هو الفص مع قيمة المطال الأعلى ما لم يشار إلى غير ذلك. وتكون قيمة المطال العظمى موجودة على الحلقة الخارجية كنقطة مرجعية، وذلك ما لم يتم رسم عدة مخططات من أجل المقارنة. وندعو جميع الفصوص الأخرى بالفصوص الجانبية side lobes والتي تتواجد على زوايا مختلفة. كما نلاحظ على المخطط نقطتي نصف الاستطاعة على الفص الرئيسي، وهما الزاويتان حيث توجد نصف الاستطاعة العظمى في الفص الرئيسي.



الشكل 1-12: المخطط الإشعاعي في المستوي الأفقي لهوائي ياغي بثلاثة عناصر في الفضاء الحر. يوجد ديبول ياغي على طول المحور 0° و 180° وتوجد عناصره في مستوي المخطط. إن المخطط الإشعاعي لأي هوائي يكون ثلاثي الأبعاد عملياً، ولذلك لا يمكن تمثيله على مخطط مستوي واحد. يمكن إيجاد المخطط الإشعاعي الكلي للهوائي في الفضاء الحر بقياس شدة الحقل عند كل نقطة من سطح كرة تخيلية يوجد الهوائي في مركزها. يتم رسم المعلومات المقاسة على مخطط بحيث تتناسب المسافة بين نقطة ثابتة "الهوائي" وبين سطح الشكل المرسوم مع شدة الحقل الواردة من الهوائي في الاتجاه المحدد. تلاحظ في الجزء B من الشكل 1-11 تمثيل ثلاثي الأبعاد لمخطط إشعاعي لهوائي ديبول نصف موجة. كما يمكن اعتبار أن الجزء A من الشكل 1-11 مقطوعاً عرضياً لهذا المخطط عبر محور الهوائي. ويمكننا الحصول على قدر كبير من المعلومات عند استخدام مخططين أحدهما في مستوي يحتوي على سلك الهوائي والآخر في مستوي عمودي عليه.

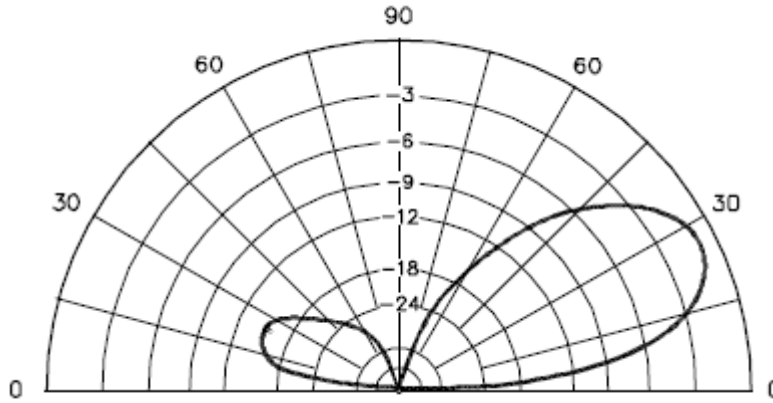
المخطط الإشعاعي في مستوي الأفق وفي مستوي الارتفاع Azimuth and Elevation Patterns

عندما نرسم مخطط إشعاعي لهوائي موجود فوق الأرض بدلاً من الفضاء الحر، فإننا نرسمه مع تغيير الزاوية في المستوي الأفقي وتغييرها في مستوي الارتفاع. تقاس الزاوية في المستوي الأفقي بدءاً من 0° في اتجاه إشعاع الهوائي الأعظمي أو يمكن قياسها بدءاً من الشمال المغناطيسي لهوائي موجه وفق زاوية محددة.

يتم قياس زاوية الارتفاع عن الأفق الأرضي المستوي، حيث تكون زاوية الارتفاع 0° . فتكون زاوية الارتفاع 90° فوق الهوائي مباشرة (the zenith) وتنخفض حتى تبلغ زاوية الأفق 0° . وإذا تم قياس زاوية الارتفاع باستخدام الزاوية الرأسية zenith، يجب أن نطرح المقدار 90° من الزاوية الرأسية لكي نحصل على زاوية الارتفاع.

يبين الشكل 1.12 المخطط الإشعاعي في المستوي الأفقي ويبين ربح الهوائي في جميع الاتجاهات الأفقية حول الهوائي، حيث تبدأ الزاوية 0° في القمة وتزداد مع اتجاه دوران عقارب الساعة (بخلاف التمثيل القطبي حيث توجد الزاوية 0° على اليمين وتزداد مع الدوران باتجاه عكس دوران عقارب الساعة).

يبين الشكل 1.13 المخطط الإشعاعي في الارتفاع وهو مماثل للحالة السابقة ولكن مع تغيير الزاوية بالاتجاه الشاقولي. يتواجد المستوي الأفقي في هذه الحالة على جانبي الهوائي ويكون الاتجاه الرأسي عند الزاوية 90° . يفترض هذا المخطط وجود المستوي الأفقي من الزاوية 0° حتى الزاوية 360° . وتعكس الأرض (أو تحجب) الإشعاع عند زوايا الارتفاع السالبة، وذلك لأن الإشعاع لا يخترق سطح الأرض. أما في الفضاء الحر، يجب أن يتضمن المخطط نصف الدائرة حتى الزاوية -90° بالاتجاه السفلي.



الشكل 1-13: المخطط الإشعاعي في مستوي الارتفاع لهوائي ياغي بثلاثة عناصر موجود على بعد نصف طول الموجة من سطح الأرض. يتواجد ديبول ياغي على طول المحور 0° و 0° وتكون عناصره عمودية على مستوي المخطط.

نستخدم القيم النسبية لشدة الحقل بدلاً من القيم المطلقة من أجل تسهيل عملية رسم المخططات الإشعاعية. يغنينا ذلك عن استخدام قيمة الاستطاعة الفعلية المغذاة إلى الهوائي لأننا نقوم بتقييس شدة الحقل في الاتجاه الأعظمي للإشعاع بحيث تنطبق على الحافة الخارجية للمخطط.

المخطط الإشعاعي في المستوي E وفي المستوي H

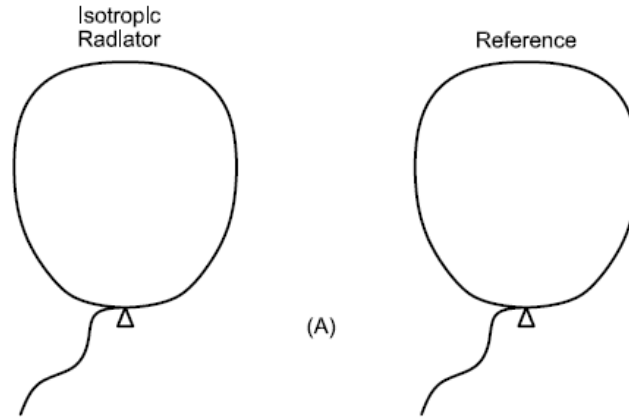
يبين المخطط الإشعاعي للهوائي في المستوي الموازي للحقل E أو الحقل H . يتواجد الحقل E للهوائيات ذات العناصر الأفقية في المستوي الأفقي وبالتالي يكون المخطط الإشعاعي E هو المخطط الإشعاعي الأفقي نفسه. أما الحقل H فيوجد في مستو عمودي على مستوي الحقل E ، لذلك فإن المخطط الإشعاعي H يتواجد في مستو متعامد مع المخطط الإشعاعي E . عندما يكون المخطط الإشعاعي E موجوداً في المستوي الأفقي يكون المخطط الإشعاعي H هو المخطط الإشعاعي للارتفاع.

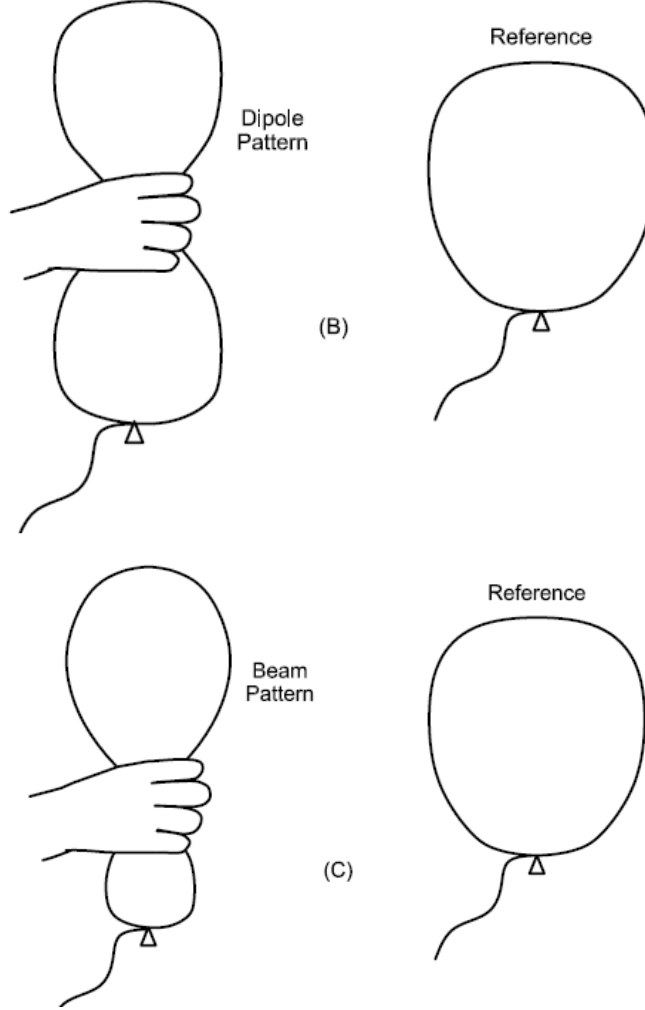
يتعلق المخططان الإشعاعيان E و H بوضع الهوائي. على سبيل المثال، إذا كان لدينا ديبول أفقي فإن مخططه الإشعاعي E هو المخطط الإشعاعي الأفقي، وإذا وجهنا هذا الديبول بالاتجاه العمودي فإن المخطط الإشعاعي E يصبح المخطط الإشعاعي للارتفاع. وبالتالي ليس هناك علاقة للمخططات الإشعاعية E و H مع سطح الأرض، لذلك يتم إنشاء المخططات الإشعاعية E و H للهوائي في الفضاء الحر.

5-4. الاتجاهية والرياح

يبين الشكل 1.14.A رسماً توضيحياً لمعنى الاتجاهية. يوجد في الشكل المذكور بالون كروي يمثل المصدر الإيزوتروبي المرجعي. فإذا ضغطنا هذا البالون في المنتصف كما في الشكل 1.14.B نحصل على شكل مشابه لمخطط الديبول الإشعاعي مع شدة عظى في الأعلى والأسفل تفوقان القيمتين المقابلتين في الهوائي الإيزوتروبي المرجعي.

ويبين الشكل 1.14.C أن ضغط النهاية الدنيا للبالون يؤدي للحصول على مخطط إشعاعي مع قيمة ربح أكبر أيضاً بالمقارنة مع الحالة السابقة في الهوائي المرجعي.





الشكل 1-14: توضيح ربح المخطط الإشعاعي باستخدام البالون.
نحسب الاتجاهية باستخدام العلاقة:

$$D = \frac{P}{P_{av}} \quad (1.2)$$

حيث D : الاتجاهية.

P : كثافة الاستطاعة الأعظمية على سطح الكرة.

P_{av} : كثافة الاستطاعة الوسطية.

يتعلق ربح الهوائي مباشرة باتجاهيته. وتعتمد الاتجاهية على شكل المخطط الإشعاعي فقط، لذلك لا تتأثر بضياعات الاستطاعة التي تحصل في الهوائي الفعلي. لكي نحدد الربح يجب أن نطرح هذه الضياعات من قيمة الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي. تشكل الضياعات عادة نسبة مئوية ثابتة من استطاعة الدخل، لذلك يكون ربح الهوائي:

$$G = K \frac{P}{P_{av}} = KD \quad (1.3)$$

حيث G : الربح (معبراً عنه كنسبة استطاعة ويقاس عادة بالديسيبل).

D : الاتجاهية.

K : فعالية الهوائي (الاستطاعة المشعة منسوبة إلى استطاعة الدخل).

تكون قيمة الفعالية مرتفعة في معظم الهوائيات (تشكل الضياعات نسبة قليلة جداً من الاستطاعة الكلية)، لذلك تكون قيمة الربح مساوية للاتجاهية تقريباً. تحصل على ربح من الهوائي أكبر كلما ازدادت اتجاهية الهوائي (أي كلما كان الفص الرئيسي أضيق)، حيث يتم تركيز الاستطاعة في بعض الاتجاهات على حساب الاتجاهات الأخرى. بشكل عام، يزداد ربح الهوائي كلما كان حجم المخطط الإشعاعي مضغوطاً بالمقارنة مع حجم الكرة ذات نصف القطر المساوي لطول الفص الرئيسي.

يتعلق ربح الهوائي بقيمة اتجاهيته، وتتعلق الاتجاهية بشكل المخطط الإشعاعي. وبالتالي نستخدم عرض الفص الرئيسي للمخطط الإشعاعي المقاس للدلالة على اتجاهية الهوائي وعلى ربحه. لذلك نقيس عرض الفص الرئيسي بالدرجات عند مستوى نصف الاستطاعة أو عند المستوى $-3dB$ ويدعى عرض الفص الرئيسي *beamwidth*.

تقدم هذه المعلومات فكرة عامة عن الربح النسبي ولا تقدم قياساً دقيقاً لقيمته. من أجل معرفة القيمة الدقيقة للربح النسبي يجب معرفة قيمة كثافة الاستطاعة في كل نقطة على سطح الكرة، أما المخطط المستوي فيبين الشكل العام للمخطط الإشعاعي في هذا المستوي فقط. لذلك يجب رسم المخطط الإشعاعي E و H على الأقل قبل إجراء عملية المقارنة بين الهوائيات.

عندما يكون مطال الفصوص الجانبية في المخطط الإشعاعي للهوائي صغيراً بالنسبة لمطال الفص الرئيسي وقيمة الضياعات الأومية صغيرة، يمكننا اعتماد التقريب التالي للربح:

$$G = \frac{41253}{H_{3dB} \cdot E_{3dB}} \quad (1.4)$$

حيث H_{3dB} و E_{3dB} نقطتا نصف الاستطاعة، بالدرجات، للمخطط الإشعاعي E و H .

أما إذا كان المخطط الإشعاعي معقداً، فيتم استخدام التكاملات العددية من أجل الحصول على قيمة الربح الفعلية.

6-4. قياسات المخطط الإشعاعي

إن القياس الشائع للهوائيات الاتجاهية، بالإضافة إلى الربح، هو النسبة F/B أو *front to back ratio*، وتمثل الفرق بالديسيبل بين ربح الهوائي في الاتجاه الأمامي المحدد والاتجاه الخلفي المضاد. تبلغ النسبة F/B للهوائي في الشكل 1.12 حوالي $11 dB$. كما يستخدم قياساً آخر هو نسبة ربح الهوائي في الاتجاه الأمامي إلى متوسط

الربح في الاتجاه الخلفي *front to rear ratio*، ويساي الفرق بالديسيبل بين ربح الهوائي في الاتجاه الأمامي وبين متوسط الربح في الاتجاه الخلفي ضمن مجال زاوي محدد، يكون عادةً نصف الدائرة الخلفية أي 180° .

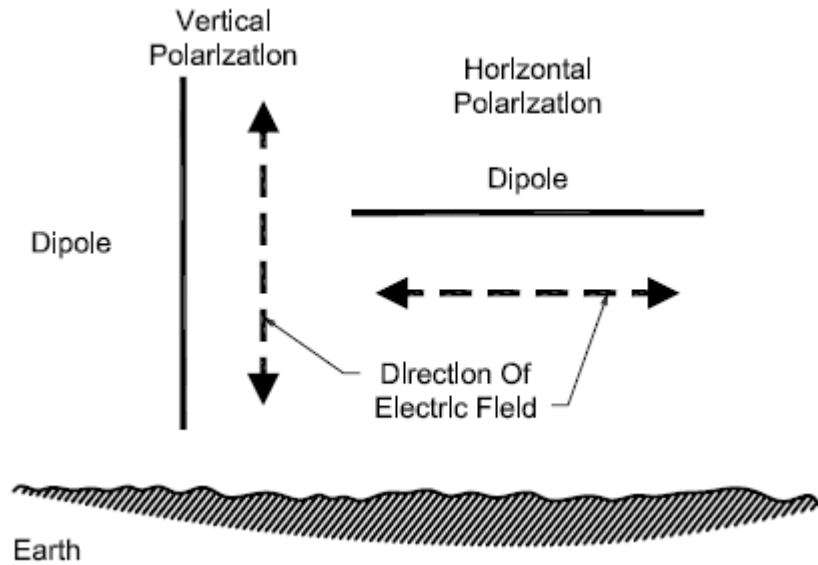
يبلغ عرض شعاع الهوائي في الشكل 1.12 المقدار 54° ، وذلك لأن المخطط الإشعاعي يعبر نقطة الربح -3 dB عند الزاوية 27° في كلا جانبي الاتجاه الأعظمي. تدعى الهوائيات ذات المخططات الإشعاعية التي تتميز بعرض شعاع صغير نسبياً بهوائيات حادة أو ضيقة.

يدعى الهوائي الذي يتميز بمخطط إشعاعي أفقي متساوي الربح في جميع الاتجاهات *omnidirectional*. وهو ليس نفسه الهوائي الإيزوتروبي الذي يتميز بقيمة الربح نفسها في جميع الاتجاهات الأفقية والشاقولية.

5- استقطاب الهوائي Antenna Polarization

لقد رأينا حتى الآن خاصيتين من الخواص الثلاثة الرئيسية المميزة للهوائيات، الممانعة والمخطط الإشعاعي. الخاصة الرئيسية الثالثة للهوائيات هي الاستقطاب.

نعرف استقطاب الهوائي بأنه الحقل الكهربائي في اتجاه شدة الحقل الأعظمية. على سبيل المثال، إذا وجهنا هوائي ثنائي القطب نصف طول موجة بشكل أفقي فوق الأرض، يكون الحقل الكهربائي الأعظمي عمودياً على محوره وموازياً للأرض. أي يكون الحقل الكهربائي الأعظمي أفقياً، لذلك يعتبر استقطاب الهوائي أفقياً بالنسبة للأرض. وإذا تم توجيه الهوائي عمودياً يكون استقطابه عمودياً، كما في الشكل 1.15. وإذا كان الهوائي موجهاً بشكل حر في الفضاء، لا يمكننا إسناد استقطابه إلى مرجع معين.



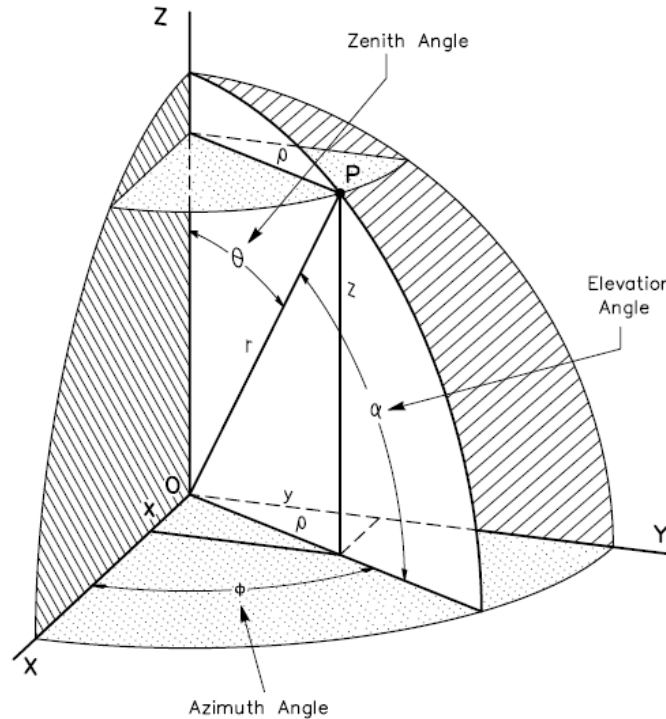
الشكل 1-15: الاستقطاب الشاقولي والأفقي لهوائي ثنائي القطب فوق الأرض. اتجاه الاستقطاب هو اتجاه الحقل الكهربائي في جهة الشدة الأعظمية للحقل.

يتم توجيه الهوائيات ذات العناصر المتعددة بحيث يقع محور هذه العناصر باتجاهات متوازية. على سبيل المثال، إذا كان الهوائي مؤلفاً من مجموع من الهوائيات ثنائيات القطب الأفقية، يكون استقطابه أفقياً.

إذا كانت العناصر الأفقية والعناصر العمودية موجودة في مستوى واحد ومتوافقة بالطور، يكون الاستقطاب الناتج عبارة عن مساهمة كل عنصر من المجموعة في تشكيل الحقل الكهرومغناطيسي عند نقطة محددة البعد عن الهوائي. ويكون الاستقطاب الناتج خطياً أيضاً ولكنه مزاحاً بزوايا بين الاتجاه الأفقي والشاقولي.

في الاتجاهات الأخرى التي لا يكون فيها الإشعاع أعظمية، تضم الموجة المشعة من هوائي ثنائي قطب بسيط مجموعة من المكونات الأفقية والعمودية. تكون الموجة المشعة من نهايات الديبول الأفقي مستقطبة عمودياً، ومع مطال منخفض جداً بالمقارنة مع الإشعاع العرضاني المستقطب أفقياً.

تسهل قراءة المخطط الإشعاعي للهوائي عند رسمه بدلالة الإحداثيات القطبية، بدلاً من استخدام الإحداثيات الخطية الأفقية والعمودية. المحور المرجعي في نظام الإحداثيات الخطية الأفقية والعمودية. يكون المحور المرجعي في نظام الإحداثيات القطبية المبين في الشكل 1.16 عمودياً على الأرض. ويشار إلى الزاوية الرأسية بالرمز θ (تقرأ ثيتا) والزاوية الأفقية بالرمز ϕ (تقرأ في). نستخدم الزاوية الرأسية التي تبدأ من الزاوية 0° عند الشاقول بدلاً من زاوية الارتفاع التي تكون 90° في الموضع نفسه. تستخدم برامج الهوائيات الحاسوبية مثل NEC أو MININEC أو MMANA الزوايا الرأسية بدلاً من زوايا الارتفاع، بينما تستخدم العديد من البرامج التجارية زوايا الارتفاع.



الشكل 1-16: التمثيل القطبي لنقطة P تقع على سطح كرة تخيلية محيطة بالهوائي النقطي.

إذا تم تغذية العناصر العمودية والأفقية الموجودة في مستوي واحد بشكل غير متوافق بالطور (عندما لا تتطابق بداية دور الاستطاعة RF المطبقة على العنصر العمودي مع دور الاستطاعة المطبقة على العنصر الأفقي) يكون الاستقطاب الناتج اهليلجياً. أما الاستقطاب الدائري فهو حالة خاصة من الاستقطاب الاهليلجي. تبدو جبهة الموجة المستقطبة دائرياً بالنسبة إلى مراقب ثابت أنها تدور كل 90° بين الاتجاه العمودي والأفقي، لتكمل 360° خلال كل دور من الإشارة المطبقة. نعرّف الاستقطاب اللحظي بأنه استقطاب الموجة كما يراه المراقب الثابت في لحظة زمنية محددة. ويستخدم الاستقطاب الدائري في الاتصالات الفضائية بشكل كبير.

6- الخصائص المميزة الأخرى للهوائيات

بالإضافة إلى الممانعة والاتجاهية والاستقطاب، هناك بعض المميزات المفيدة الأخرى للهوائيات.

1-6. العكسية بين الإرسال والاستقبال Reciprocity in Receiving and Transmitting

إن العديد من خصائص الهوائيات الطنينية المستخدمة في الاستقبال هي نفسها عند الإرسال. تتميز هذه الهوائيات بالمخطط الإشعاعي نفسه في كلتا الحالتين، وتسلم الاستطاعة الأعظمية إلى المستقبل عندما تأتي الإشارة من اتجاه الاستقبال الأعظمي للهوائي. تكون ممانعة الهوائي هي نفسها أيضاً وذلك في نقطة القياس نفسها في الاستقبال والإرسال. يعبر عن ذلك بمبدأ العكسية reciprocity.

يعتبر الهوائي مصدر الاستطاعة المسلمة إلى المستقبل في حالة الاستقبال وحمل مصدر الاستطاعة في حالة الإرسال. نحصل على استطاعة الخرج القصوى من الهوائي المستقبل عندما تكون قيمة الحمل الموصول إلى الهوائي مطابقة لممانعة مدخل تغذية الهوائي. نقول عندئذٍ أن الهوائي موفق إلى الحمل الموصول عند طرفيه.

يكون ربح الاستطاعة عند الاستقبال هو نفسه ربح الاستطاعة عند الإرسال، وذلك عند تحقق شروط معينة. أحد هذه الشروط هو أن يكون كلا الهوائيين موفقين إلى ممانعة الحمل الموصولة عند طرفيهما، فيتم نقل الاستطاعة الأعظمية في كلتا الحالتين. بالإضافة إلى ذلك يجب أن يكون هوائي المقارنة موجهاً بحيث يعطي الاستجابة المثلى للإشارة المقاسة. أي يجب أن يكون استقطاب الهوائي مطابقاً لاستقطاب الإشارة الواردة ويجب أن يتم توجيهه من أجل الحصول على الربح الأعظمي من مصدر الإشارة.

قد لا تكون العلاقة بين المرسل والمستقبل في الاتصالات البعيدة عبر الأيونوسفير تبادلية تماماً. وذلك لأن الموجات لا تسلك دوماً المسارات نفسها بين المرسل والمستقبل. كما أنه عندما تشترك في عملية تحديد مسار الموجة أكثر من طبقة أيونوسفير واحدة، قد يكون الاستقبال جيداً في أحد الاتجاهات وسيئاً في اتجاه آخر على المسار نفسه.

يتم انزياح اتجاه الاستقطاب عادةً بسبب طبقة الأيونوسفير، وتكون الموجات المستقبلية مستقطبة اهليلجياً على الأغلب، بغض النظر عن استقطاب الهوائي المرسل. ولاتبدي الهوائيات المستقبلية عمودياً فرقاً بين الإرسال

والاستقبال عن الهوائيات المستقطبة أفقياً. على كل حال، الهوائي الذي يبدي أداءً جيداً في الإرسال في أحد الاتجاهات، يحقق استقبالاً مقبولاً في الاتجاه نفسه على الرغم من التغييرات التي تفرضها طبقة الأيونوسفير.

2-6. عرض الحزمة الترددية Bandwidth

يشير عرض الحزمة الترددية للهوائي إلى النطاق الترددي المستخدم للحصول على الأداء المطلوب من الهوائي، ويتحدد بوحدات التردد MHz أو KHz أو كنسبة مئوية من التردد التصميمي للهوائي.

عند تخفيض تردد عمل الهوائي يصبح عرض الحزمة الترددية المكافئ أخفض. على سبيل المثال، عرض الحزمة الترددية 5% عند التردد 21 MHz هو 1.05 MHz، وهذا العرض كافٍ لتغطية كامل مجال العمل. ولكن عند التردد 3.75 MHz يصبح عرض الحزمة الترددية 187.5 KHz فقط، لذلك يصعب تصميم هوائي واحد قادر على تغطية كامل عرض الحزمة الترددية.

3-6. التقييس الترددي frequency scaling

يمكن تغيير أبعاد أي هوائي لجعله مناسباً للعمل على تردد آخر وذلك وفق المعادلة التالية:

$$D = \frac{f_1}{f_2} \times d \quad 1.x$$

حيث: D: البعد الجديد.

d: البعد التصميمي الأصلي.

f₁: التردد التصميمي الأصلي.

f₂: التردد التصميمي المقيس (تردد العمل المطلوب).

على سبيل المثال، يبلغ طول هوائي يعمل عند التردد 144 MHz، 99 cm ومن أجل تقييسه للعمل عند التردد 14 MHz يصبح طوله $D = \frac{144}{14} \times 99$ أي حوالي العشرة أمتار.

لكي يعمل التقييس بشكل جيد يجب أن يتم تقييس كل أبعاد الهوائي. يؤدي ذلك إلى الحصول أحياناً على أبعاد غير قابلة للتنفيذ عملياً ولذلك يجب اللجوء عندئذٍ إلى خيارات تصميمية أخرى، مثل تغيير نوع الهوائي المستخدم.

4-6. الاستطاعة المشعة الفعالة (ERP) Effective radiated power

يمكن تقييم فعالية نظام الهوائي بأكمله باستخدام الإشارة المشعة. يتم حساب الاستطاعة المشعة الفعالة ERP بدءاً من استطاعة خرج المرسل (TPO) Transmitter power output، ونطرح منها تخميد خط النقل وضياعات الموصلات والأجهزة الأخرى التي تفصل بين المرسل والهوائي، وذلك عند التعبير عن قيم

الاستطاعة والضياعات بالديسيبل. إذا كان ربح الهوائي محددًا بوحدة dB_i (الديسيبل نسبة للهوائي الإيزوتروبي) تكون النتيجة هي الاستطاعة المشعة الإيزوتروبية الفعالة $EIRP$.

على سبيل المثال، إذا كانت الاستطاعة TPO لمرسل $TPO = 100 \text{ watts} = 50 \text{ dBm}$ ويبلغ تخميد خط النقل 2.4 dB وتبلغ الضياعات في الوصلات وشبكة توصيل الهوائي 1.7 dB ويبلغ ربح الهوائي 7.5 dB ، فتكون الاستطاعة المشعة الإيزوتروبية الفعالة:

$$EIRP = 50 \text{ dBm} - 2.4 \text{ dB} - 1.7 \text{ dB} + 7.5 \text{ dB} = 53.4 \text{ dBm} = 219 \text{ watts}$$

أسئلة الفصل:

1. اذكر اثنين من القياسات المستخدمة لأداء الهوائيات الاتجاهية.
2. ماذا يدعى الهوائي الذي يتميز بمخطط إشعاعي أفقي متساوي الريح في جميع الاتجاهات؟
3. عرّف استقطاب الهوائي.
4. كيف يتم توجيه الهوائيات ذات العناصر المتعددة؟
5. متى يكون استقطاب الموجة اهليلجياً؟
6. ماهي الاستطاعة المشعة الفعالة ERP، وما الفرق بينها وبين الاستطاعة EIRP؟
7. احسب الاستطاعة المشعة الإيزوتروبية الفعالة إذا كانت استطاعة المرسل 1000 watts وتخميد خط النقل 2 dB والضياعات في الوصلات وشبكات الهوائي 2 dB ويبلغ ربح الهوائي 15 dBi.

مذاكرة "أسس الهوائيات"

إذا حقق الطالب علامة "70" فما فوق يمكنه المتابعة إلى الفصل التالي.

علامة الاختبار القصوى 100. يعطى لكل سؤال عشر علامات.

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	الفقرة المطلوب مراجعتها في حال إعطاء إجابة خاطئة
1	A	مقدمة عن الهوائيات
2	B	أنواع الهوائيات
3	C	أنواع الهوائيات
4	B	أنواع الهوائيات
5	B	ممانعة الهوائي
6	A	الريح والاتجاهية
7	A	الريح والاتجاهية
8	D	ممانعة الهوائي
9	C	ممانعة الهوائي
10	B	ممانعة الهوائي

اختر الإجابة الصحيحة لكل من الأسئلة التالية:

1. الهوائي هو جهاز معدني على الأغلب:

(A) يستخدم كوسيلة لإشعاع واستقبال الأمواج الراديوية.

(B) يستخدم كوسيلة لإشعاع الأمواج الراديوية.

(C) يستخدم كوسيلة استقبال الأمواج الراديوية.

(D) غير ماسبق.

2. تتراكم المخططات الإشعاعية لعناصر مصفوفة بحيث:

(A) تعطي إشعاعاً أعظماً في كل الاتجاهات.

(B) تعطي إشعاعاً أعظماً في أحد الاتجاهات وأصغرياً في اتجاهات أخرى.

(C) تعطي إشعاعاً أصغرياً في كل الاتجاهات.

(D) كل ماسبق.

3. تتميز الهوائيات العاكسة بتحقيق:

(A) ربح منخفض.

(B) ربح متوسط.

(C) ربح مرتفع.

(D) غير ماسبق.

4. لا يمكن استخدام الهوائيات العدسية عند التعامل مع:

(A) الترددات العالية بسبب وزنها الكبير.

(B) الترددات المنخفضة بسبب وزنها الكبير.

(C) الترددات العالية بسبب وزنها المنخفض.

(D) كل ماسبق.

5. يكون التيار في الهوائي السلبي نصف الموجة:

(A) عند نهايتيه أعظماً والجهد أصغرياً.

(B) في منتصفه أعظماً والجهد أصغرياً.

(C) في منتصفه أصغرياً والجهد أعظماً.

(D) غير ماسبق.

6. الهوائي الإيزوتروبي:

(A) عديم الاتجاهية وهو أساسي في عملية المقارنة.

(B) عديم الاتجاهية وهو غير مهم في عملية المقارنة.

(C) اتجاهي وهو أساسي في عملية المقارنة.

(D) غير ماسبق.

7. يبين المخطط الإشعاعي:

(A) شدة الحقل النسبية عند مسافة محددة من الهوائي كتابع للاتجاه.

(B) شدة الحقل الفعلية عند مسافة محددة من الهوائي كتابع للاتجاه.

(C) شدة الحقل النسبية كتابع للمسافة عن الهوائي.

(D) غير ماسبق.

8. مقاومة الإشعاع هي:

(A) مقاومة الهوائي الحقيقية وتبدد الاستطاعة كفقء حراري.

(B) الممانعة التي يبديها الهوائي عند طرفي خط التغذية.

- (C) مقاومة افتراضية تبدد الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي كفقء حراري.
- (D) مقاومة افتراضية تبدد الاستطاعة نفسها التي يتم إشعاعها من الهوائي.

9. تشكل الاستطاعة الضائعة كفقء حراري:

- (A) معظم الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي.
- (B) كل الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي.
- (C) جزءاً صغيراً من الاستطاعة المغذاة إلى الهوائي.
- (D) غير ماسبق.

10. يشير أثر النهاية end effect إلى:

- (A) طويلة التيار تكون معدومة عند نهايتي الهوائي.
- (B) طويلة التيار تكون غير معدومة عند نهايتي الهوائي.
- (C) طويلة الجهد الراديوي تكون معدومة عند نهايتي الهوائي.
- (D) طويلة الجهد الراديوي تكون أعظمية عند نهايتي الهوائي.

الفصل الثالث: الهوائيات ثنائية القطب وأحادية القطب

Dipoles and Monopoles

الكلمات المفتاحية:

هوائي الديبول Dipole ، تأثير قطر الناقل Effects of conductor diameter ، ممانعة نقطة التغذية Feed ، المونوبول point impedance ، المونوبول المطوي Folded dipole ، الديبول الشاقولي Vertical dipole ، المونوبول Monopole.

ملخص:

نتعرّف في هذا الفصل على هوائيات الديبول والمونوبول والديبول المطوي والشاقولي والمونوبول المطوي وخصائصها المختلفة وممانعة نقطة تغذيتها وتأثير التردد على مخططها الإشعاعي واستخداماتها وطرق تصميمها.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

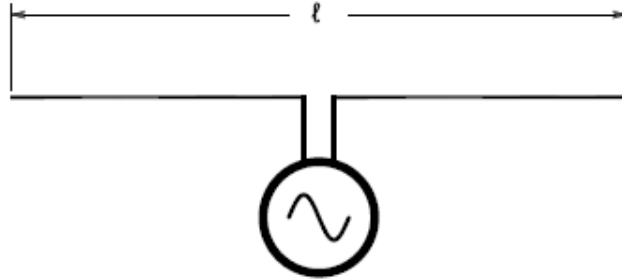
- هوائي الديبول.
- مخطط إشعاع الهوائي.
- ممانعة نقطة التغذية.
- تأثير التردد على المخطط الإشعاعي.
- هوائي الديبول المطوي والشاقولي.
- هوائي المونوبول والمونوبول المطوي.

الهوائيات ثنائية القطب وأحادية القطب Dipoles and Monopoles

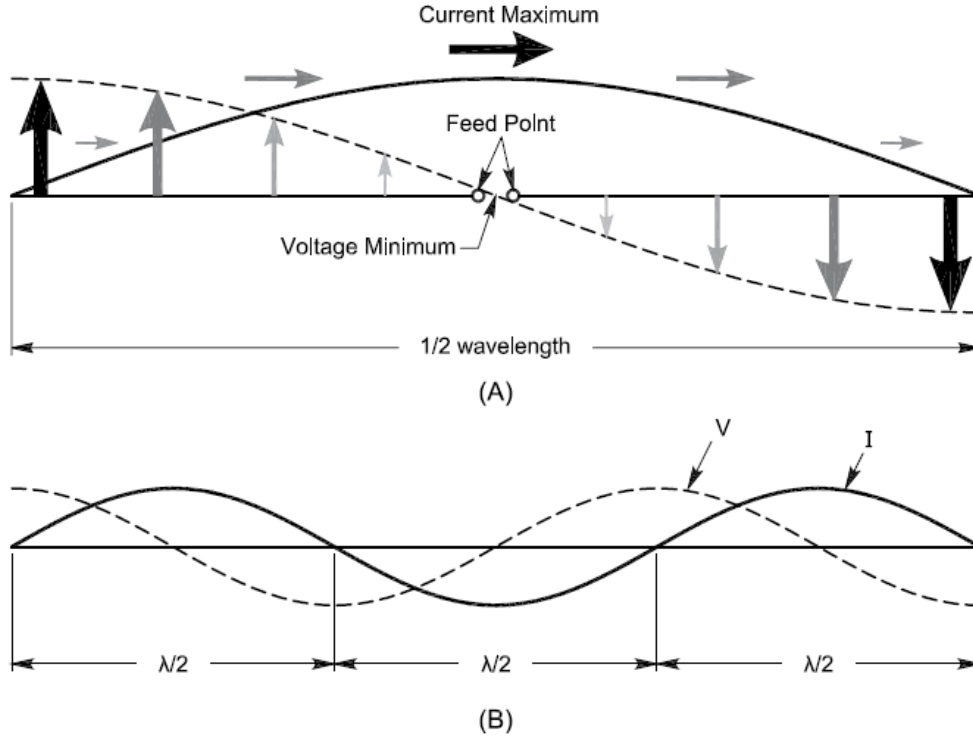
تعتبر هوائيات الديبول والمونوبول (ثنائية القطب وأحادية القطب) من الهوائيات الأساسية والأكثر استخداماً، نظراً لمزاياها الجيدة ولسهولة تصنيعها وتركيبها.

1- هوائي الديبول Dipole

إن الديبول هو هوائي مستخدم بكثرة ويبلغ طوله نصف طول الموجة تقريباً عند تردد العمل. ويعتبر الديبول الوحدة الأساسية التي تتشكل منها معظم نماذج الهوائيات المعقدة. يتألف اسمه من مقطعين: المقطع الأول di ويعني ثنائي والمقطع الثاني pole ويعني جزء أو قطب، ويدل على تطبيق جهدين متعاكسين على كل من نصفي الهوائي. وبالتالي فإن هذا الهوائي يتألف من نصفين كهربائيين، كما هو مبين في الشكل 2.1. يكون الديبول طنينياً عندما يكون طوله الكهربائي عدداً فردياً من نصف طول الموجة. ويكون جهد وتيار الهوائي على اختلاف بالصفحة بمقدار 90° ، كما هو موضح في الشكل 2.2.



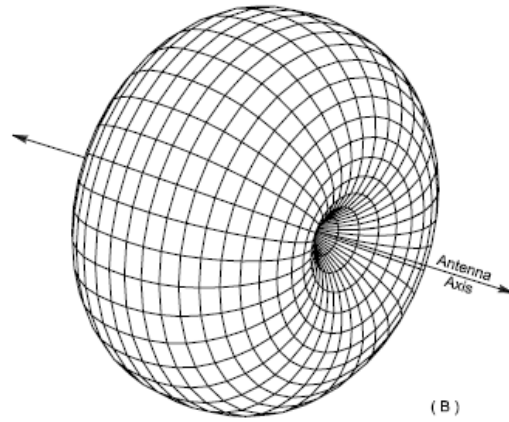
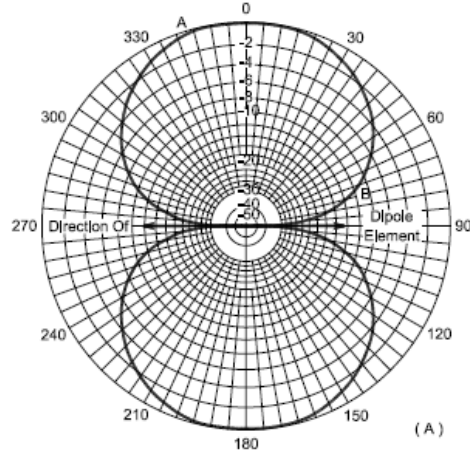
الشكل 2.1: هوائي الديبول المغذى من المنتصف. يتم وصل مصدر التغذية مباشرة إلى طرفي الهوائي، ومع أن طول نصف الموجة هو الأكثر استخداماً ولكن الديبول يمكن أن يتشكل من أي عدد من أنصاف طول الموجة.



الشكل 2.2: (A) توزيع التيار والجهد على ديبول نصف طول موجة. (B) توزيع التيار والجهد على هوائي مشكل من سلسلة من هوائيات نصف طول الموجة.

1-1. المخطط الإشعاعي Radiation pattern

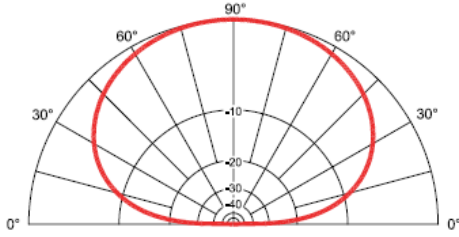
يكون المخطط الإشعاعي للهوائي الديبول في الفضاء الحر ذو قيم كبيرة عند الزوايا الموجودة إلى يمين سلك أو ناقل الهوائي. يبين الشكل 3.2 المخطط الإشعاعي للديبول في الفضاء الحر.



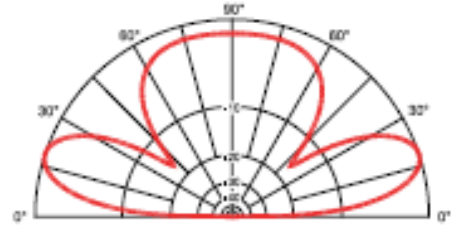
الشكل 2.3: A) استجابة هوائي الديبول في الفضاء الحر في مستوي الهوائي عندما يكون الهوائي موجهاً على طول المحور $90^\circ - 270^\circ$. B) المخطط الإشعاعي السابق هو مقطع عرضي للمخطط ثلاثي الأبعاد المرسوم عبر محور الهوائي.

عندما يعمل الهوائي في الظروف الطبيعية، لا نحصل على الشكل المبين في المخطط الإشعاعي تماماً وذلك بسبب الانعكاسات من الأرض والسطوح الناقلة الأخرى. وعند رفع الهوائي مسافة تعادل نصف طول الموجة أو أكثر فوق سطح الأرض، تصبح الأصفار الموافقة لنهايات الهوائي واضحة بشكل أفضل. وتسبب إمالة الهوائي باتجاه الأرض وتربطه مع خط النقل بعض التشويه للمخطط الإشعاعي.

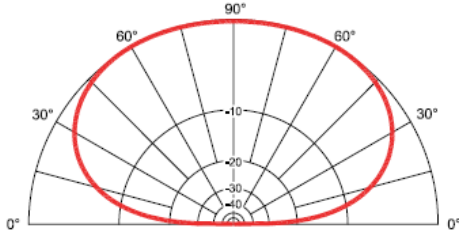
عند تقريب الديبول من الأرض تساهم الانعكاسات عنها في تشكيل الفص الرئيسي وتسبب ظهور فصوص عند زوايا مختلفة كما هو مبين في الشكل 2.4. وبالتالي تتغير اتجاهية الهوائي حسب ارتفاعه عن الأرض.



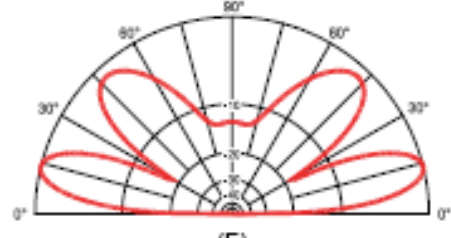
(A)



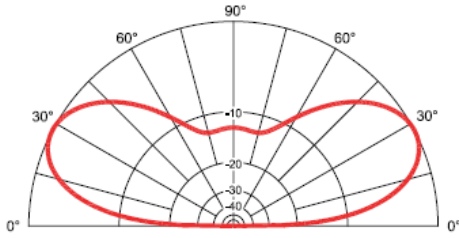
(D)



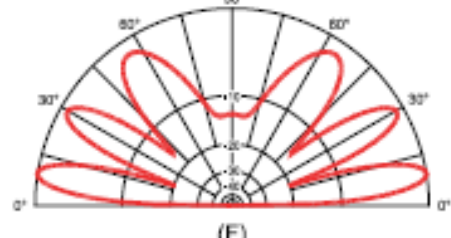
(B)



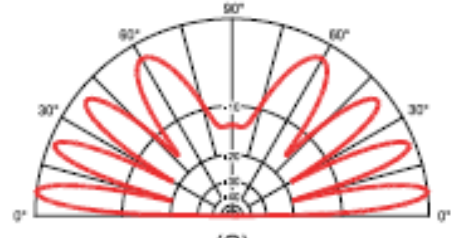
(E)



(C)



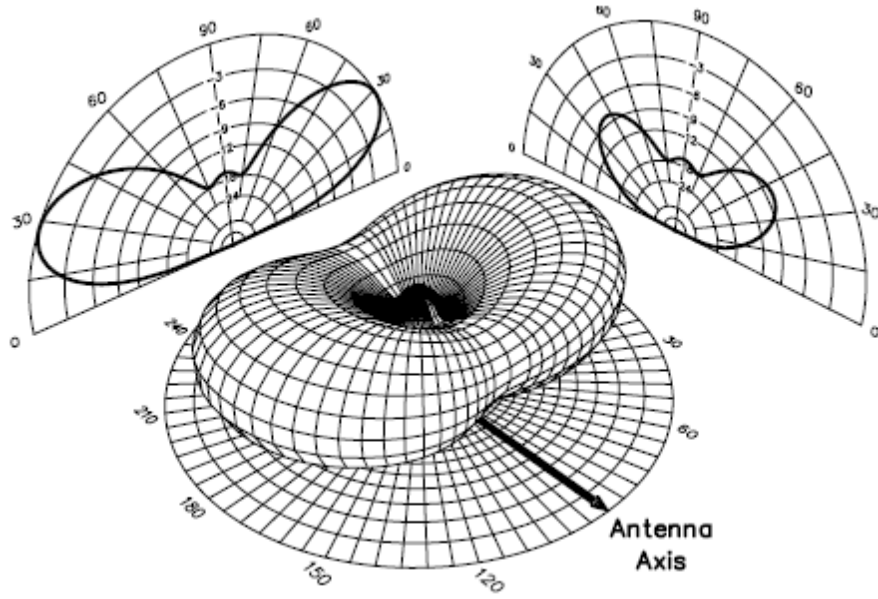
(F)



(G)

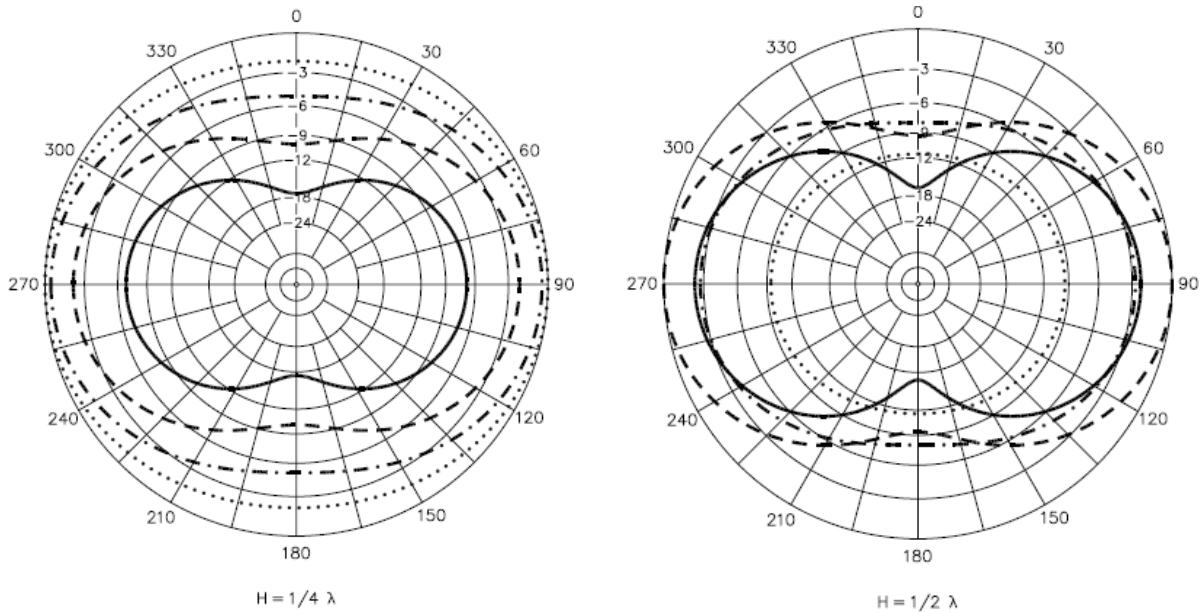
الشكل 2.4: ست مخططات إشعاعية للديبول عند زوايا ارتفاع مختلفة: (A) $\frac{\lambda}{8}$ (B) $\frac{\lambda}{4}$ (C) $\frac{\lambda}{2}$ (D) $\frac{3\lambda}{4}$ (E) λ (F) $\frac{3\lambda}{2}$ (G) 2λ

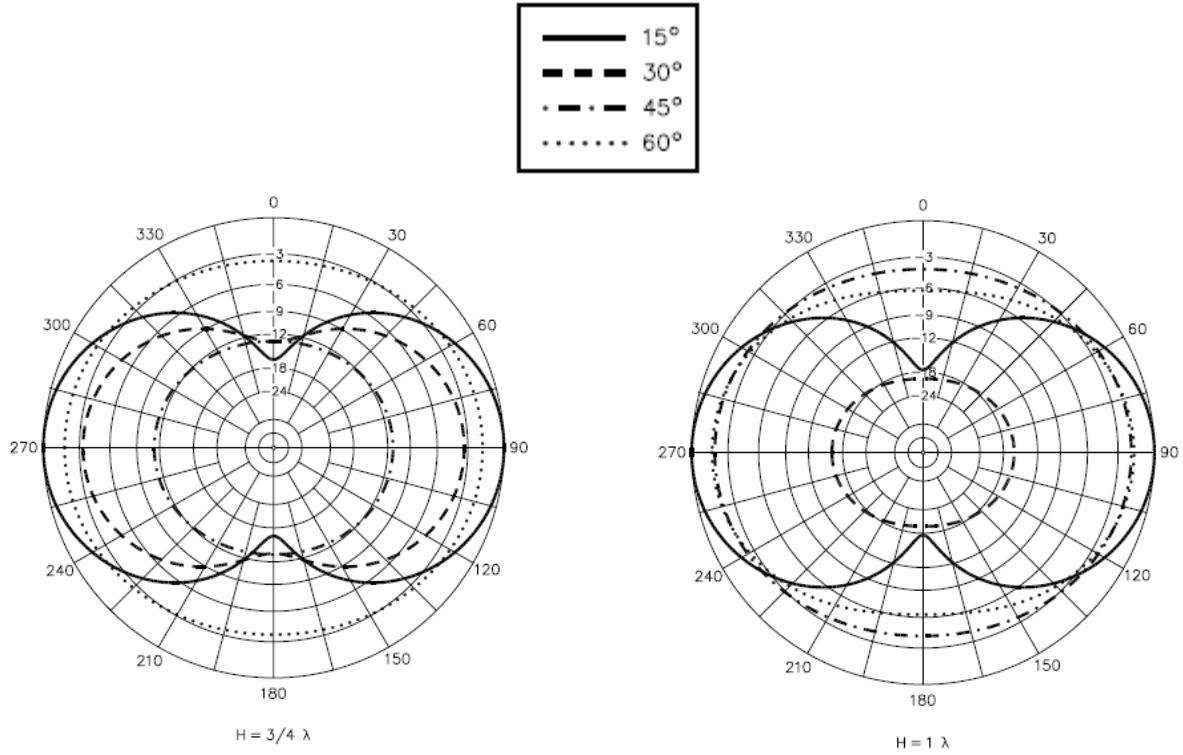
يبين الشكل 2.5 مخطط إشعاعي ثلاثي الأبعاد لهوائي ديبول يبلغ ارتفاعه عن سطح الأرض نصف طول الموجة. تلاحظ عند نهايتي الهوائي وجود مطال إشعاعي محسوس ويصبح الصفر غير واضحاً عند هذه الزوايا.



الشكل 2.5: تمثيل ثلاثي الأبعاد للمخطط الإشعاعي لديبول نصف طول الموجة فوق سطح الأرض.

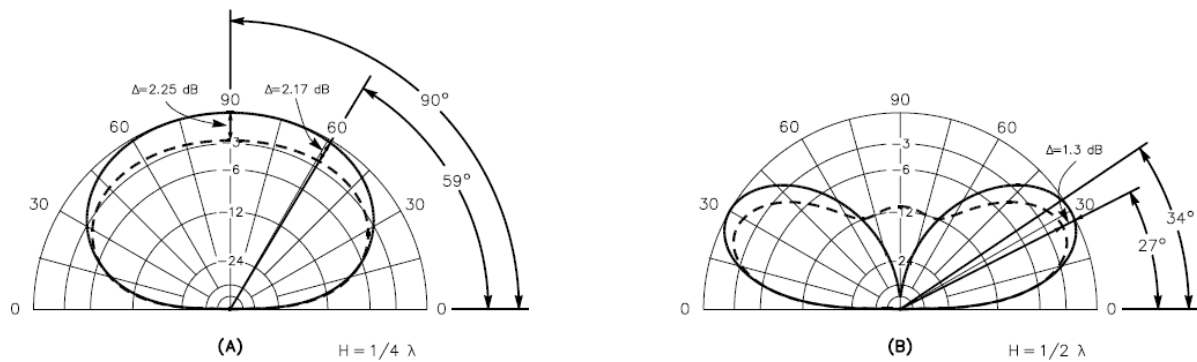
يبين الشكل 2.6 المخطط الإشعاعي لهوائيات ديبولية عند ارتفاعات مختلفة فوق الأرض وعند أربع زوايا ارتفاع مختلفة من 15° إلى 60° . نلاحظ أنه عند ارتفاعات بسيطة (الحالة $H = \frac{\lambda}{4}$) يصبح الديبول متساوي الاتجاهات عند زوايا ارتفاع 60° وأعلى.

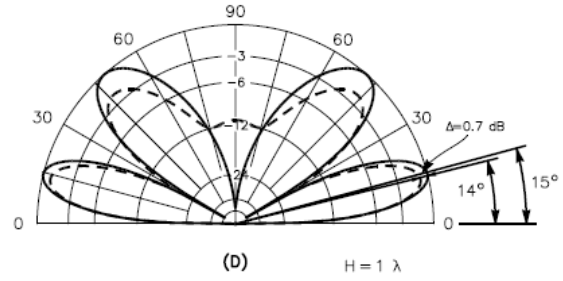
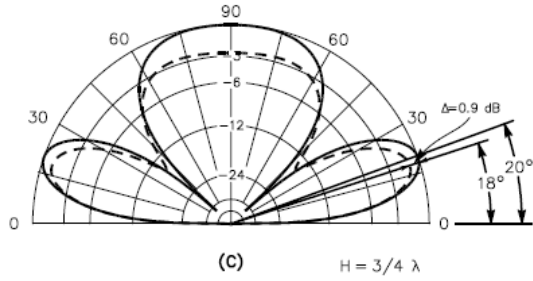




الشكل 2.6: المخطط الإشعاعي الأفقي لديبول أفقي نصف طول موجة عند ارتفاعات مختلفة فوق أرض جيدة وزوايا ارتفاع 15°، 30°، 45°، 60°.

تؤثر نوع الأرض الموجودة تحت الديبول على المخطط الإشعاعي. يبين الشكل 2.7 حالة أرض صحراوية فقيرة جداً وحالة ماء ملحية. وتعتبر هاتان الحالتان من أكثر الحالات التي يمكن مواجهتها تطرفاً.

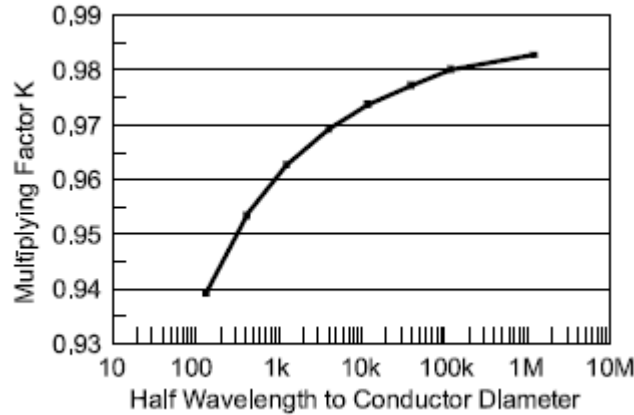




الشكل 2.7: المخطط الإشعاعي العمودي فوق نوعين من الأرض: ماء ملحي (الخط المتصل) وأرض سيئة جداً (الخط المنقطع) من أجل أربعة ارتفاعات مختلفة للهوائي.

2-1. تأثير قطر الناقل Effects of conductor diameter

لا يتطابق الطول الفيزيائي للهوائي نصف طول موجة طنيني مع نصف طول الموجة الراديوية عند تردد العمل في الفضاء الحرّ تماماً، ولكنه يعتمد على العلاقة بين ثخانة الناقل وطول الموجة كما يبين الشكل 2.8. وعند تواجد الهوائيات فوق الأرض يدخل أيضاً تأثير الارتفاع عن سطح الأرض في حساب طول الهوائي الفيزيائي. يبين المثال الموجود في الجدول 2.1 طول نصف الموجة الطنيني لديبول 20 متر عند ارتفاعات مختلفة فوق الأرض. كما تؤثر السطوح والمواد الناقلة على الطول الطنيني أيضاً.



الشكل 2.8: تأثير قطر الهوائي على طول نصف الموجة الرنيني في الفضاء الحرّ مبيناً كمعامل ضرب K . كلما كان الناقل أثن بالنسبة إلى طول الموجة يكون الطول الفيزيائي للهوائي عند الرنين أقصر. وهناك معاملات إضافية تؤثر على الطول الكهربائي للهوائي الموجود فوق الأرض.

تسبب العوازل الداعمة للهوائيات من أطرافها وعند نقطة التغذية تأثير سعوي إضافي ناتج عن حلقات الأسلاك عبر العوازل، ويدعى ذلك بأثر التقصير أو أثر النهاية *end effect*.

Height in Wavelengths at 14.175 MHz (feet)	Resonant Length in Feet (Lx/f)	Feed point Impedance in Ω (SWR)	Max Gain (dBi) at Angle (Degrees)
1/8 (8.8)	33.0 (467.8)	31.5 (1.59)	7.4 @ 90
1/4 (17.4)	32.9 (466.4)	81.7 (1.63)	5.6 @ 62
1/2 (34.7)	34.1 (483.4)	69.6 (1.39)	7.4 @ 28
3/4 (52.0)	33.4 (473.4)	73.4 (1.47)	7.3 @ 18
1 (69.4)	33.9 (480.5)	71.9 (1.44)	7.7 @ 14
1 1/2 (104.1)	33.8 (479.1)	72.0 (1.44)	7.8 @ 9
2 (138.8)	33.8 (479.1)	72.3 (1.45)	7.9 @ 7

الجدول 2.1: التغييرات على أداء الديبول مع تغير ارتفاعه.

تعتبر العلاقة التالية دقيقة بشكل كافٍ لهوائيات الديبول التي تعمل عند ترددات أقل من 10 MHz ويبلغ ارتفاعها فوق الأرض من $\frac{1}{8}$ إلى $\frac{1}{4}$ ومصنوعة من قضبان بأقطار شائعة الاستخدام. من أجل حساب طول الهوائي نصف طول الموجة:

$$150 * 0.95/f(\text{MHz})\text{Length (m)} = \quad 2.1$$

نستخدم عند ترددات أعلى أو ارتفاعات أكثر فوق الأرض قيمة في البسط أقرب إلى القيمة المستخدمة في الفضاء الحرّ مثل 148 أو 149.

يمكن استخدام العلاقة التالية عند ترددات أعلى من 30 ميغا هرتز، ويدخل في العلاقة معامل التأثير K :

$$150 * K/f(\text{MHz})\text{Length (m)} = \quad 2.2$$

تتعلق ممانعة الهوائي وتردده الطنيني أيضاً بنسبة قطر النواقل المستخدمة في تصنيعه إلى طول الموجة. عند زيادة قطر الناقل تزداد سعته الطولية وتتناقص تحريضيته الطولية. يؤثر ذلك بتخفيض تردده الطنيني، كما هو مبين في الشكل 2.8. كلما كان قطر الناقل بالنسبة إلى طول الموجة أكبر، كلما كانت نسبة الطول إلى القطر (l/d) أصغر. وينخفض التردد الذي يكون عنده طولاً محدداً من الناقل هو نصف طول الموجة كهربائياً.

$$\frac{l}{d} = \frac{\lambda/2}{d} = \frac{300}{2 f \times d} \quad 2.3$$

حيث f بالميجا هرتز و d بالأمتار. على سبيل المثال، تبلغ النسبة l/d لهوائي ديبول نصف طول الموجة عند التردد 7.2 MHz مصنوع من الناقل #12 AWG (قطره 20.6 mm):

$$\frac{l}{d} = \frac{300}{2 f \times d} = \frac{300}{2 \times 7.2 \times 0.00205} \cong 10162$$

يتم تضمين أثر النسبة l/d باستخدام المعامل K الذي يعتمد على النسبة l/d . يبين الشكل 2.8 أن النسبة l/d السابقة توافق قيمة $K = 0.975$ فيكون الطول الطيني لهوائي نصف طول الموجة $20.31 m$ بدلاً من $20.83 m$ في الفضاء الحر.

تكون النسبة l/d لمعظم أسلاك الهوائيات في المجال HF من 2500 إلى 25000 مع قيمة K تتراوح بين 0.97 إلى 0.98 .

من أجل الهوائيات HF أحادية القطب، يكون تأثير الأرض والخصائص الفيزيائية للأسلاك غير مهم عملياً. أما في الترددات بدءاً من VHF وأعلى، يصبح تأثير النسبة l/d مهماً لأن طول الموجة يصبح صغيراً.

تتأثر مقاومة إشعاع الهوائي بالنسبة l/d بشكل قليل نسبياً، ولكن تناقص النسبة L/C يؤدي إلى نقصان جودة الهوائي Q . يعني ذلك أن التغيير في ممانعة الهوائي مع التردد سوف يكون أقل وبالتالي يزداد عرض مجال SWR للهوائي. يستفاد من ذلك في المجالات HF المنخفضة لزيادة النسبة l/d .

3-1. ممانعة نقطة التغذية Feed point impedance

يرتبط خط التغذية مع هوائي الديبول مباشرة في مركزه مع عازل يفصل ناقل الهوائي إلى قسمين. يدعى هذا الهوائي الديبولي بهوائي مغذى من المركز *center fed*. ويوصل كل من ناقلي سلك التغذية إلى أحد قسمي الهوائي. تدعى نقطة وصل خط التغذية بنقطة تغذية الديبول.

إن ممانعة نقطة تغذية الديبول هي نسبة الجهد إلى التيار عند نقطة التغذية. تكون ممانعة نقطة التغذية لهوائي نصف الموجة منخفضة عند المركز (حيث يكون الجهد أصغرياً والتيار أعظماً) ومرتفعة عند نهايتي الهوائي (حيث يكون الجهد أعظماً والتيار أصغرياً).

إذا تم تغذية الديبول من مركزه بالتوافقية الثالثة، تتغير حالته كما هو مبين في الشكل (B) 2.2. إن الطول الفيزيائي للديبول لم يتغير ولكن طوله الكهربائي عند التوافقية الثالثة قد ازداد ثلاث مرات – أصبح طوله ثلاثة أنصاف طول الموجة. وتبقى الممانعة المنخفضة عند خرج خط النقل نفسها (جهد منخفض / تيار مرتفع). يحدث الأمر نفسه بالنسبة لجميع التوافقيات الفردية من التردد الأساسي للديبول، فيبدي مركز الديبول ممانعة منخفضة ونسبة SWR منخفضة على الخط المحوري.

تحصل الحالة المعاكسة عند تغذية الديبول بالتوافقيات الزوجية، ويبدي الديبول عندئذٍ ممانعة مرتفعة (جهد مرتفع / تيار منخفض) وتكون النسبة SWR على خط النقل المغذي مرتفعة. تدعى الحالة المميزة للتغذية بالتوافقيات الزوجية *anti resonance*.

تكون الممانعة عند نقطة التغذية من أجل الترددات التي تقع بين ترددات التوافقيات ذات قيمة متوسطة بين القيمتين السابقتين. لذلك عند استخدام النواقل النفرعية مع وحدة موافقة عريضة المجال الترددي يمكن استخدام الديبول عند أي تردد تقريباً بما في ذلك الترددات غير الطنينية.

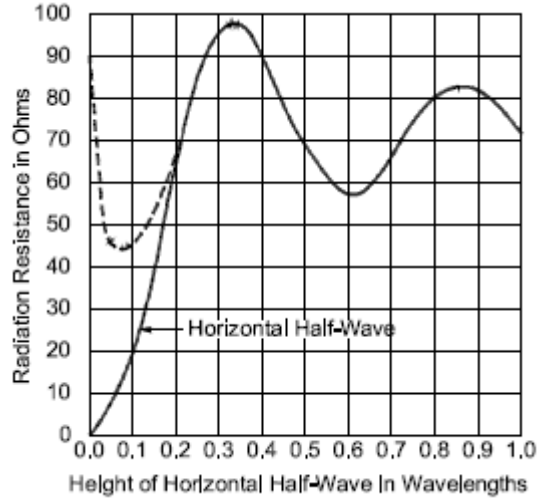
كما يمكن تغذية الديبول في أي نقطة منه مع أن ممانعة الهوائي سوف تتغير مع تغير نسبة الجهد إلى التيار. على سبيل المثال، الديبولات *OCF* (*off center fed*) حيث تكون نقطة التغذية مزاحة عن المركز بمقدار معين، وتستخدم محولة ممانعة لموافقة الممانعة العالية الناتجة، التي تحدث عن عدة مجالات ترددية، مع ممانعة الخط المحوري.

ممانعة الهوائي عند نقطة التغذية في الفضاء الحر Feed point impedance in free space

تبلغ الممانعة النظرية لهوائي نصف طول موجة مصنوع من ناقل رفيع جداً في الفضاء الحر $\Omega 73+j42.5$. تشير الإشارة الموجبة قبل الحد التخيلي إلى أن الهوائي يبدي مفاعلة حثية عند نقطة التغذية. يبلغ طول الهوائي الكهربائي مقدراً أكبر بقليل من الطول الضروري لتأمين الطنين. وتتأثر ممانعة نقطة التغذية للهوائي بنسبة طول الموجة إلى قطر الناقل المستخدم في تصنيع الهوائي ($\frac{\lambda}{dia}$). ولذلك نفضل الحديث دوماً عن نواقل رفيعة بشكل لامتناهي، حيث يقترب معامل الضرب K من الواحد.

تأثير الارتفاع فوق الارض على ممانعة نقطة التغذية Effect of height above ground on feed point impedance

تتغير ممانعة نقطة تغذية الهوائي مع الارتفاع فوق الأرض بسبب الطاقة المنعكسة عن الأرض والطاقة التي تمتصها. على سبيل المثال، تبلغ ممانعة نقطة تغذية الديبول المغذى من مركزه نصف طول موجة $\Omega 75$ تقريباً في الفضاء الحر بعيداً عن الأرض. لكن الشكل 2.9 يبين أن ممانعة نقطة التغذية تكون $\Omega 75$ عند ارتفاعات كهربائية محددة فوق الأرض فقط. تتغير ممانعة نقطة التغذية من قيمة منخفضة جداً عندما يكون الديبول قريباً من الأرض إلى قيمة أعظمية حوالي $\Omega 100$ عند ارتفاع 0.34λ فوق الأرض، وتتغير في نطاق القيمة $\Omega 75$ عند ازدياد ارتفاع الديبول فوق الأرض أكثر من ذلك. لذلك يتم على الأغلب تحقيق ممانعة نقطة التغذية $\Omega 75$ عملياً عندما يكون ارتفاع الديبول الأفقي فوق الأرض نصف طول موجة أو ثلاثة أرباع طول الموجة أو طول موجة.



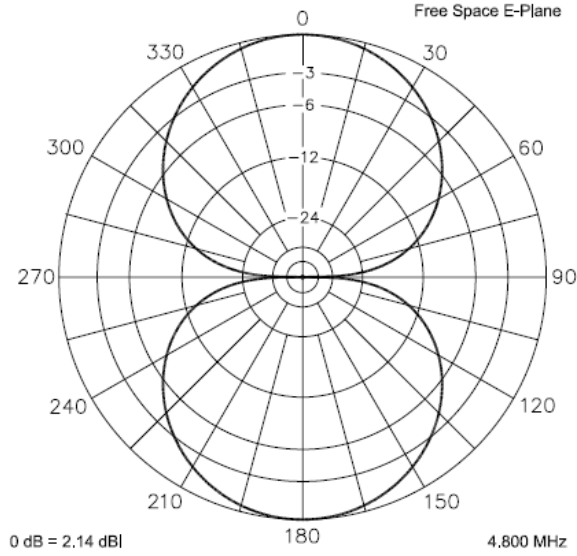
الشكل 2.9: منحنيات تغيرات مقاومة الإشعاع لديبول أفقي نصف طول الموجة عند ارتفاعات مختلفة فوق الأرض. الخط المتقطع لمقاومة إشعاع ديبول أفقي فوق أرض حقيقية، والخط المتصل فوق أرض ناقلة مثالية.

يقارن الشكل 2-9 بين أثر الأرض المثالية وتربة عادية عند ارتفاعات منخفضة للديبول. يبقى أثر ارتفاع الديبول الأفقي نصف طول الموجة على مقاومة إشعاعه مقبولاً طالما بقي ارتفاع الهوائي أكبر من 0.2λ . أما عندما يصبح الارتفاع أقل من ذلك تتناقص مقاومة الإشعاع للديبول فوق أرض مثالية بمعدل أقل من تناقصها فوق أرض عادية. وعند ارتفاعات أخفض تتوقف مقاومة الإشعاع عن الانخفاض عند ارتفاع حوالي 0.15λ وبعدها تبدأ مقاومة الإشعاع بالازدياد مع الاستمرار بتقليل الارتفاع. السبب في زيادة مقاومة الإشعاع هو زيادة الطاقة التي تمتصها الأرض من الهوائي عند انخفاض الارتفاع إلى أقل من ربع طول موجة، والذي ينعكس كزيادة في ممانعة نقطة التغذية.

4-1. تأثير التردد على المخطط الإشعاعي Effect of frequency on radiation pattern

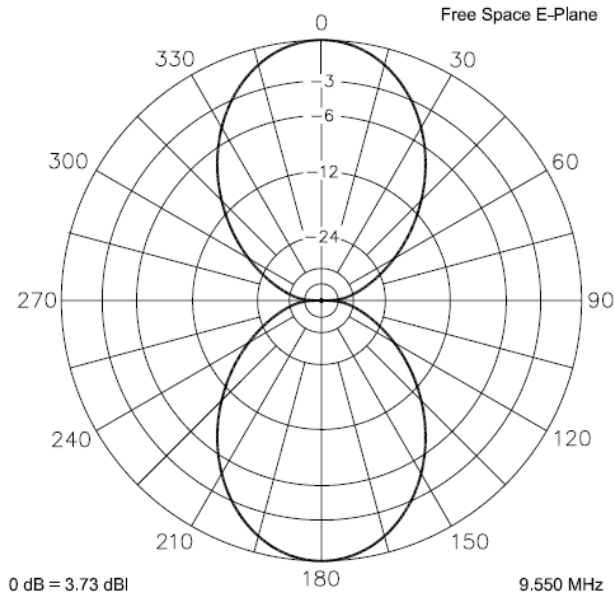
بشكل عام، كلما ازداد طول الهوائي المغذى من مركزه بوحدة طول الموجة، يصبح عدد الفصوص المشكلة للمخطط الإشعاعي أكبر. وتتميز هذه المخططات الإشعاعية بأن الفص الرئيسي هو الفص الذي يشكل الزاوية الأصغر مع سلك الهوائي. وتتناقص قيمة هذه الزاوية مع زيادة طول الهوائي.

يبين الشكل 2-10 المخطط الإشعاعي في المستوى E عند التردد الطنيني 4.8 MHz الموافق لنصف طول الموجة. وهو مخطط إشعاعي لديبول عادي مع ربح في الفضاء الحر وقدره 2.14 dBi بالمقارنة مع المشع الإيزوتروبي.



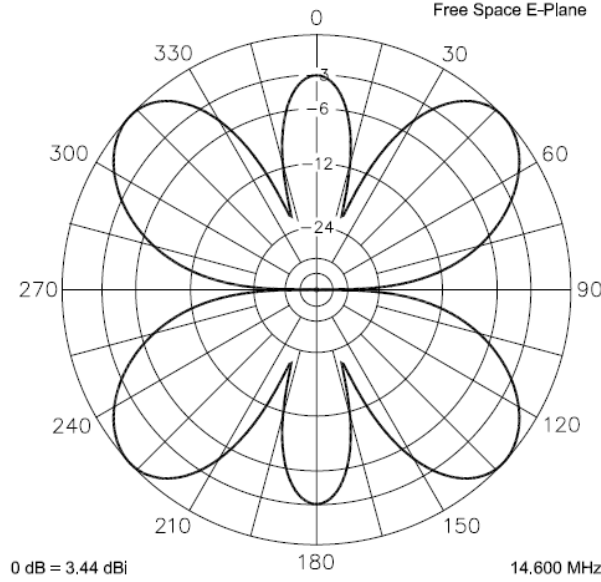
الشكل 2.10: المخطط الإشعاعي في المستوي E في الفضاء الحر لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطيني نصف طول الموجة 4.80 MHz . يقدم هذا الديبول ربحاً وقدره 2.14 dBi ويتوضع على المحور 90° إلى 270° .

يبين الشكل 2.17 المخطط الإشعاعي في المستوي E في الفضاء الحر للهوائي نفسه، ولكن عند موجة كاملة وتردد طنين 9.55 MHz . لاحظ كيف تضيق الفصان في أعلى وأسفل الشكل. لقد أصبح الفصان أضيق عند هذا التردد مما جعل الربح 3.73 dBi ، أعلى مما هو عند التردد الطيني $\lambda/2$.



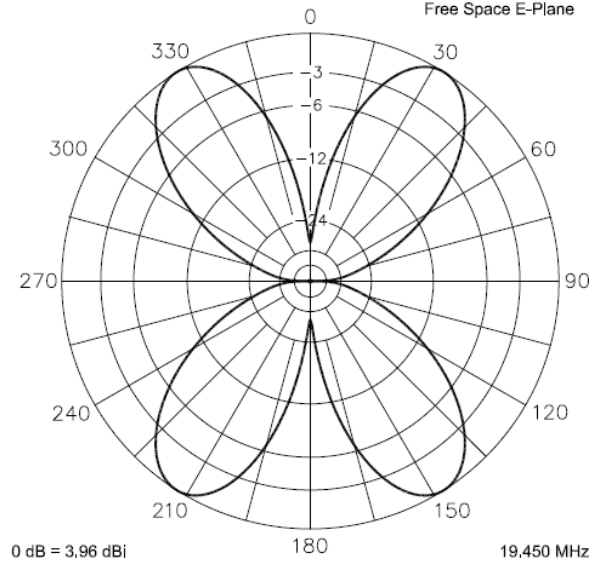
الشكل 2.11: المخطط الإشعاعي في المستوي E في الفضاء الحر لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطنيني موجة كاملة 9.55 MHz . لقد ازداد الربح إلى القيمة 3.37 dBi لأنه تم تركيز الفصوص الرئيسية بالمقارنة مع الشكل السابق.

يبين الشكل 2.12 المخطط الإشعاعي عند طول كهربائي $3\lambda/2$ ويوافق التردد 14.6 MHz . نلاحظ زيادة في عدد الفصوص بالمقارنة مع ما هو موجود في الشكل 2.10. يعني ذلك أن الاستطاعة انقسمت إلى عدد أكبر من الفصوص وبالتالي تناقص الربح بمقدار محدد إلى 3.44 dBi ، ولكن ما تزال قيمته أعلى منها في الديبول عند التردد $\lambda/2$ ، وأقل منها في عند تردد موجة كاملة.



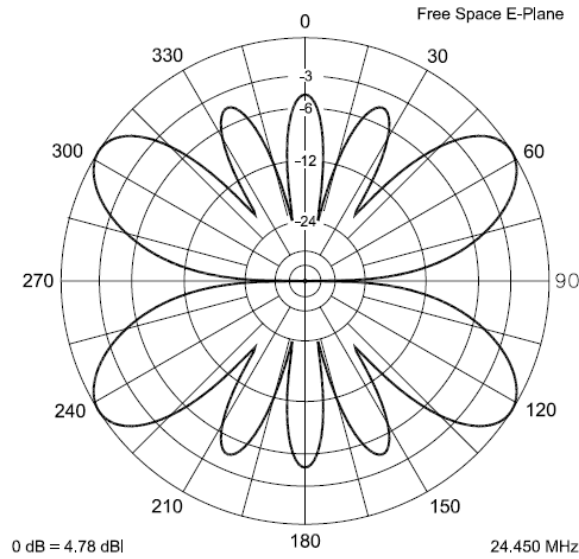
الشكل 2.12: المخطط الإشعاعي في المستوي E في الفضاء الحر لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطنيني 14.60 MHz الموافق لطول كهربائي $3\lambda/2$. انقسم المخطط الإشعاعي إلى ست فصوص وانخفض الربح الأعظمي إلى أقل من 3.44 dBi .

يبين الشكل 2.13 الاستجابة في المستوي E عند الطول الكهربائي $4\lambda/2$ أو 2λ الذي يوافق التردد 19.45 MHz . لقد أصبح المخطط الإشعاعي مؤلفاً من أربعة فصوص فقط، وارتفعت قيمة الربح إلى 3.96 dBi .



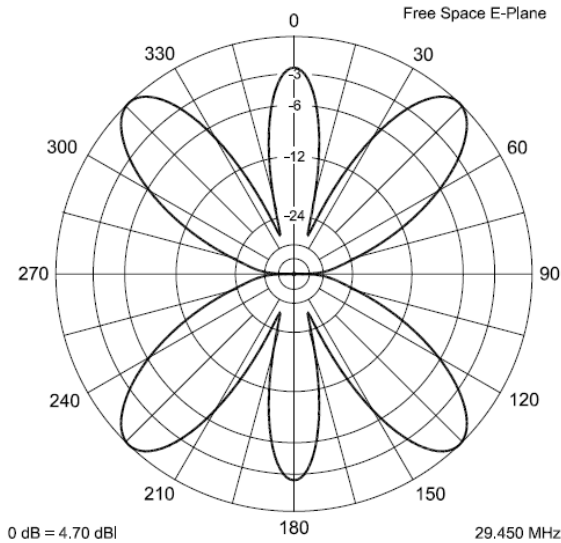
الشكل 2.13: المخطط الإشعاعي في المستوى E في الفضاء الحر لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطنيني 19.45 MHz الموافق لطول كهربائي 2λ . يضم المخطط الإشعاعي أربعة فصوص وقيمة الربح 3.96 dBi .

الاستجابة المبينة في الشكل 2.14 عند الطول الكهربائي $5\lambda/2$ الموافق للتردد 24.45 MHz أكثر تعقيداً مع عشرة فصوص. وعلى الرغم من وجود كل هذه الفصوص فإن الفص الرئيسي يقدم ربحاً 3.78 dBi .



الشكل 2.14: المخطط الإشعاعي في المستوى E في الفضاء الحر لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطنيني 24.45 MHz الموافق لطول كهربائي $5\lambda/2$. انقسم المخطط الإشعاعي إلى عشرة فصوص وقيمة الربح 3.78 dBi .

وأخيراً، يبين الشكل 2.15 المخطط الإشعاعي عند الطول الكهربائي 3λ ($6\lambda/2$) الموافق للتردد 29.45 MHz . وعلى الرغم من كون عدد الفصوص أقل مما هو عند التردد 24.45 MHz فإن الربح أقل بقليل 4.70 dBi .

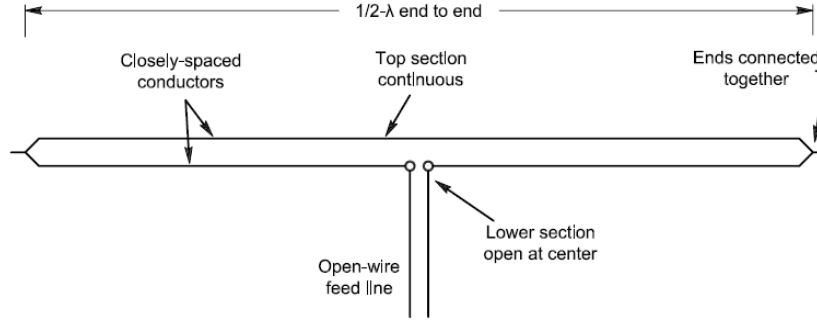


الشكل 2.15: المخطط الإشعاعي في المستوى E في الفضاء الحرّ لديبول بطول 30.5 m عند تردده الطنيني 29.45 MHz الموافق لطول كهربائي 3λ . عاد المخطط الإشعاعي إلى ستة فصوص بقيمة الربح 3.70 dBi .

يتغير المخطط الإشعاعي، وبالتالي الربح، لهوائي ذي طول ثابت بشكل كبير مع تغير التردد. ويتغير المخطط الإشعاعي والربح بالطريقة نفسها إذا تم الحفاظ على التردد ثابتاً وجرى تغيير طول السلك، وفي كلتا الحالتين يتغير الطول الموجي. من الواضح أن أطوال محددة تجبر المخطط الإشعاعي على تقديم ربح أكبر، كما أن اتجاه الفص الرئيسي يتغير مع تغير التردد.

5-1. الديبول المطوي *Folded dipole*

يبين الشكل 2.16 ديبول مطوي *folded dipole*. يتألف من قسم نصف طول الموجة ويتم وصل نهايته. يكون الناقل العلوي مستمراً من الطرف الأول إلى الطرف الآخر، أما الناقل السفلي فيتم قطعه من المنتصف ووصل خط التغذية إلى هذه النقطة.



الشكل 2.16: الديبول المطوي.

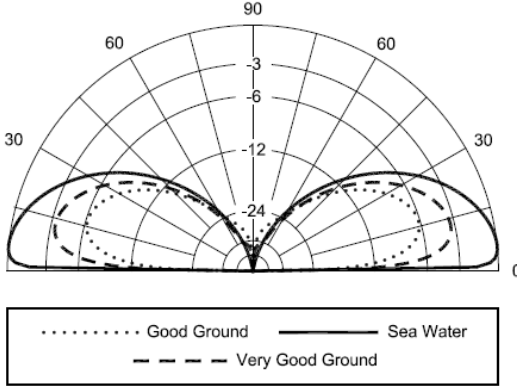
يقدم الديبول المطوي الربح والمخطط الإشعاعي نفسه كالديبول البسيط. ولكن بسبب الترابط المتبادل بين تيارات النواقل ينقسم التيار بين الناقل العلوي والسفلي، لذلك يتم ضرب نسبة الجهد إلى التيار عند نقطة التغذية (ممانعة نقطة التغذية) بمربع عدد النواقل المشكلة للهوائي. في هذه الحالة يوجد ناقلين في الهوائي لذلك ممانعة نقطة التغذية تكون أكبر بمقدار $2^2 = 4$ مرات من ممانعة الديبول البسيط.

إذا احتوى الديبول المطوي على ثلاثة نواقل تكون ممانعة نقطة التغذية أكبر بتسع مرات وهكذا. وإذا كان قطر النواقل مختلفاً فإن النسبة لن تكون مربع عدد النواقل تماماً.

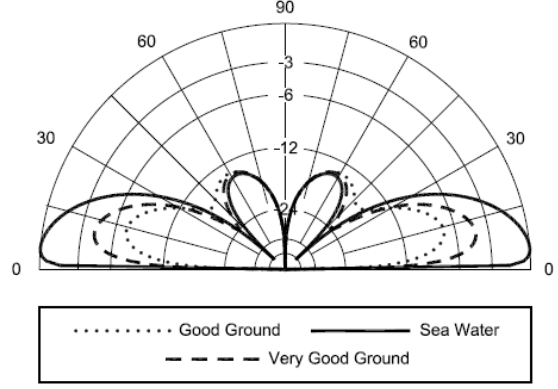
تهدف أحد الاستخدامات الشائعة للديبول المطوي إلى رفع ممانعة نقطة تغذية الهوائي من أجل موافقة ممانعة خط النقل المرتفعة. على سبيل المثال، إذا احتجنا إلى خط تغذية طويل للديبول فالاختيار الأمثل هو شريط التغذية المسطح *open wire feed line* بسبب مستوى الضياعات المنخفض. وعند رفع ممانعة نقطة تغذية الديبول تنخفض النسبة SWR مع الخط المسطح عن قيمتها عند الوصل مع ديبول بسيط مغذى بخط مسطح.

6-1. الديبول الشاقولي Vertical dipole

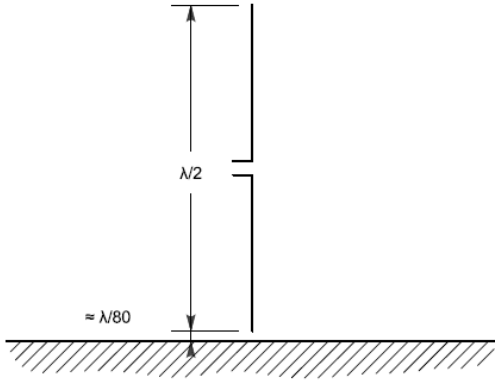
يمكن توجيه الديبول نصف طول الموجة عمودياً فوق الأرض بدلاً من توجيهه أفقياً، فيصبح ديبول شاقولي. تؤثر الأرض الموجود قرب أو تحت الديبول العمودي تأثيراً كبيراً على مخطط الإشعاعي كما هو مبين في الشكل 2.17.



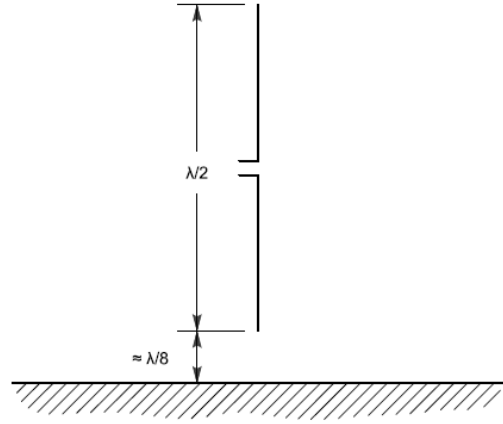
(A)



(C)



(B)

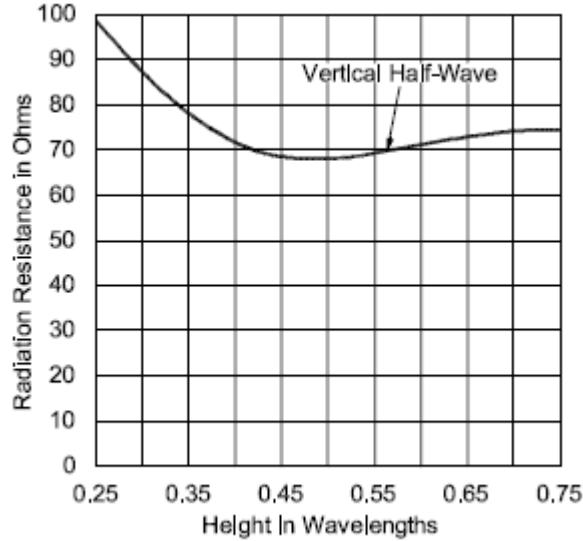


(D)

الشكل 2.17: يظهر في الجزئين A و B المخطط الإشعاعي العمودي فوق أرض مختلفة لديبول مغذى من المركز نصف موجة عمودي مع النهاية الدنيا للهوائي قريبة جداً من الأرض. الربح يصل إلى 6.1 dBi فوق الأرض وتكون ممانعة نقطة التغذية 100Ω . ويظهر في الجزئين C و D المخطط الإشعاعي العمودي لديبول نصف موجة عمودي مع النهاية الدنيا للهوائي بعيدة عن الأرض بمقدار $\lambda/8$. لاحظ ظهور فصوص في المخطط الإشعاعي عند زوايا ارتفاع عالية.

في الشكل 2.17 الجزء A و B يكون أسفل الديبول العمودي قريباً من أرض ملحية بمقدار $\lambda/80$ ويقدم ربحاً 6.1 dBi . يهبط الربح إلى القيمة 0 dBi فوق التربة الجيدة والفقيرة. كما هو الحال في جميع الهوائيات العمودية، تحدد نوعية الأرض بقرب الهوائي عرض الفص الرئيسي، كما ناقشنا ذلك في فقرة تأثيرات الأرض. وعند رفع الهوائي العمودي نصف طول موجة فوق الأرض تظهر عدة فصوص كما هو مبين في الجزئين C و D من الشكل 2.17 مع رفع أسفل الهوائي بمقدار $\lambda/8$ فوق الأرض.

تتعلق مقاومة إشعاع الديبول العمودي أيضاً بارتفاع نهايته الدنيا فوق الأرض كما هو مبين في الشكل 2.18. وكما في الديبول الأفقي، تتغير مقاومة الإشعاع إلى قيمة أعلى وأخفض من قيمتها في الفضاء الحر 73.5Ω ولكن ليس بقدر الديبول الأفقي لأن نقطة تغذيته أبعد فوق الأرض.

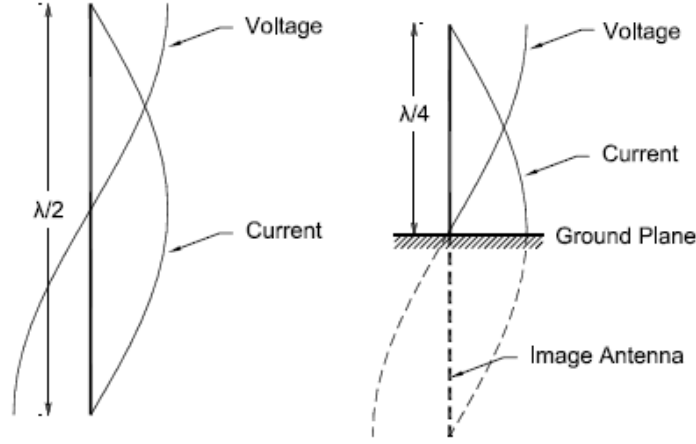


الشكل 2.18: مقاومة الإشعاع لديبول نصف موجة عمودي من أجل ارتفاعات مختلفة لنقطة التغذية فوق الأرض.

لا يمكن الحصول على تيار متناظر عملياً في النصفين العلوي والسفلي من الديبول العمودي عند الترددات HF وذلك بسبب العلاقة غير المتناظرة لمقطعيه مع الأرض. كما أن وجود خط التغذية يكون ناقل ثالث لتيار النمط المشترك والذي يؤثر على أداء الهوائي ما لم يتم معالجته بشكل جيد *decoupled*. لذلك فإن المخطط الإشعاعي لن يكون قريباً من المخططات الإشعاعية المثالية المبينة.

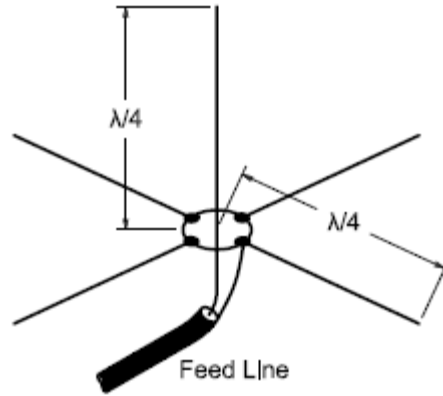
2- المونوبول Monopole

المونوبول هو هوائي مشتق من الديبول. يفترض اسمه أنه أحد نصفي الديبول ويستخدم المونوبول بالاستفادة من ارتباطه بالمستوي الأرضي الذي يعمل كمرآة كهربائية. انظر إلى الشكل 2.19 الذي يبين مقارنة بين ديبول نصف طول الموجة ومونوبول. يتم الإشارة إلى صورة هوائي المونوبول بالخط المنقطع تحت مستوى الأرضي. تعوض الصورة الكهربائية عن النصف الثاني المفقود من الهوائي، فتحول المونوبول إلى مكافئه من هوائي الديبول.



الشكل 2.19: هوائي ديبول نصف طول موجة وقرينه عبر مستوى الأرض ربع طول الموجة. يتم تعويض ربع طول الموجة المفقود كصورة عبر الأرض المثالية (أي أرض بناقلية مرتفعة).

تتوضع هوائيات المونوبول عادةً بشكل عمودي بالنسبة إلى سطح الأرض لذلك فهي تدعى المونوبول العمودي أو ببساطة الهوائيات العمودية. يتم تغذية الهوائي العمودي بتغذية المشع المقابل للأرض. ويتم تشكيل المستوي الأرضي عادةً من سلسلة من الأسلاك التفرعية متوضعة بشكل دائري حول قاعدة الهوائي. تدعى هذه الأسلاك بالأقطار لأنها تمتد قطرياً من قاعدة الهوائي.



الشكل 2.20: نطبق التغذية بين قاعدة المشع العمودي ومركز مستوي الأرضي المؤلف من أربعة أسلاك قطرية.

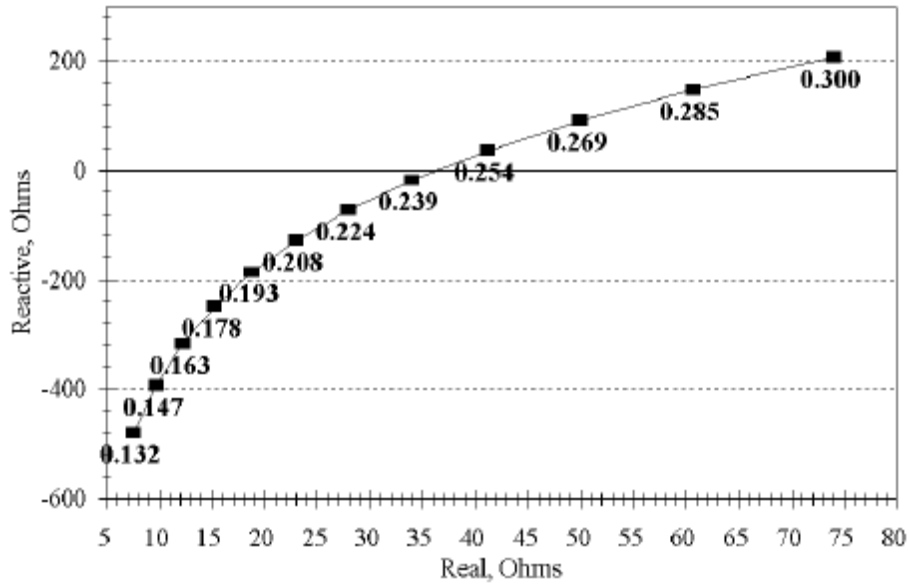
1-2. خصائص المونوبول $\lambda/4$

الخصائص الاتجاهية في الفضاء الحرّ للمونوبول $\lambda/4$ مع سطح أرضي مشابه كثيراً لخصائص الهوائي $\lambda/2$ في الفضاء الحرّ. ربح المونوبول $\lambda/4$ أقلّ بقليل لأن المخطط الإشعاعي في المستوي H للهوائي $\lambda/2$ مضغوط بالمقارنة مع المونوبول.

وكما الهوائي $\lambda/2$ يقدم المونوبول $\lambda/4$ مخططاً إشعاعياً متساوي الربح في جميع الاتجاهات *omnidirectional* في المستوي المتعامد مع المونوبول.

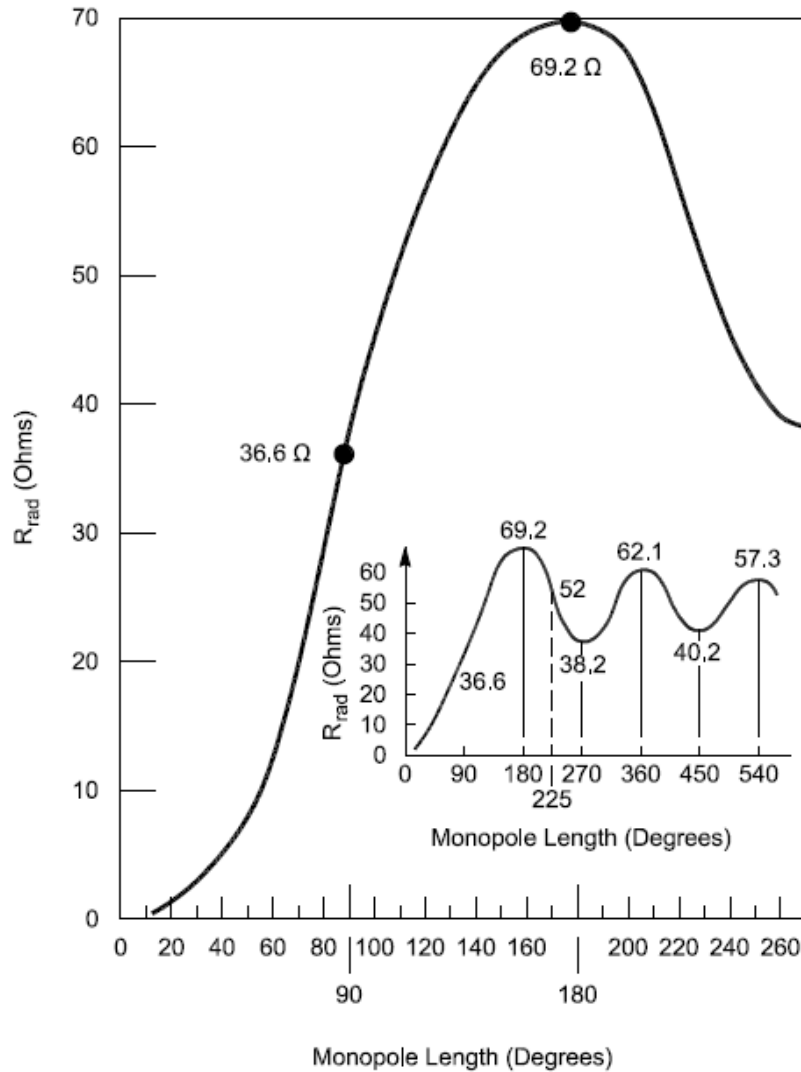
يتغير التيار في المونوبول $\lambda/4$ بشكل جيبي عملياً (كما في حالة الديبول $\lambda/2$) ويبلغ قيمته العظمى عند مستوى الأرضي. يبلغ الجهد قيمته العظمى عند النهاية المفتوحة في أعلى الهوائي وقيمته الدنيا عند مستوى الأرضي. وتبلغ مقاومة نقطة التغذية قرب الطنين $\lambda/4$ لمونوبول عمودي فوق أرض مثالية نصف قيمتها لديبول $\lambda/2$ عند الطنين $\lambda/2$ ، وذلك لأن نصف مقاوم الإشعاع لديبول $\lambda/2$ كامل تم استبدالها بصورة كهربائية لا توجد فعلياً ولا يمكنها إشعاع استطاعة كهروطيسية.

يبين الشكل 2.21 جزء موسع من المجال الترددي حول تردد الطنين $\lambda/4$. لاحظ أن هذا الهوائي المحدد يدخل في حالة الطنين $\lambda/4$ عند الطول الكهربائي 0.244λ وليس عند 0.25λ . يختلف الطول الدقيق الذي يحدث عنده الطنين مع تغير قطر الناقل المستخدم. ويمتد المجال المبين في الشكل 2.21 من 0.132λ إلى 0.3λ ويقابل نطاق ترددي من 2 MHz إلى 5.9 MHz .



الشكل 2.21: ممانعة نقطة التغذية للهوائي المبين في الشكل 2.19 في المجال من 0.132λ إلى 0.3λ أعلى وأدنى من الطنين ربع طول الموجة.

يبين الشكل 2.22 تغير مقاومة إشعاع المونوبول مع الطول أو الارتفاع الكهربائي من 0° إلى 270° . لاحظ أنه من أجل مونوبول $\lambda/4$ (طوله 90°) تكون مقاومة الإشعاع 36.6Ω نصف مقاومة إشعاع الديبول $\lambda/2$. تقاس مقاومة الإشعاع عند القيمة الأعظمية للتيار في المنطقة فوق قاعدة الهوائي في المونوبول الأطول من $\lambda/4$.

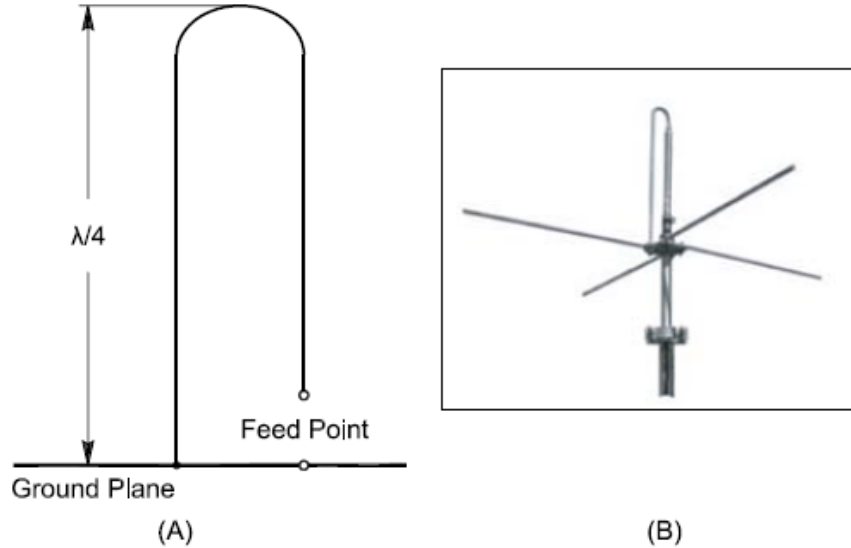


الشكل 2.22: ممانعة الإشعاع عند التيار الأعظمي لمونوبول مع توزع تيار جيبي. يمكن أن يستخدم المخطط أيضاً من أجل الديبول ولكن بعد مضاعفة جميع القيم المبينة.

إن فعالية الهوائي العمودي الحقيقي فوق أرض حقيقية أسوأ كثيراً بالمقارنة مع فعالية الهوائي $\lambda/2$. وما لم يتم استخدام نظام تأريضي جيد فإن الفعالية لن تتجاوز 50% وقد تكون أقل من ذلك وخصوصاً عند ارتفاعات أخفض من $\lambda/4$. بالإضافة إلى ذلك فإن ربح المونوبول عند زوايا قريبة من مستوى الأرض تتعلق بشكل كبير بناقلية مستوى الأرضي.

2-2. المونوبول المطوي Folded monopole

يبين الشكل 2.23 مونوبول مطوي. يمكن فهم هذا الهوائي بشكل مشابه للديبول المطوي ويتم تحقيق الزيادة ذاتها في ممانعة نقطة التغذية. تعكس الأرض صورة كهربائية للهوائي تعوض عن النصف المفقود. تكون النقطة المقابلة لنقطة التغذية محايدة كهربائياً في المونوبول المطوي $\lambda/4$ ، وبالتالي يتم وصله إلى الأرضي كما هو مبين في الجزء A من الشكل 2.23. أما الجزء B فيبين مثال عن مونوبول مطوي تجاري.



الشكل 2.23: (A) مونوبول مطوي. (B) مونوبول مطوي تجاري.

غالباً ما يتم فهم الزيادة في ممانعة نقطة التغذية للمونوبول المطوي بشكل خاطئ، وذلك بأنها تقلل من ضياعات المستوي الأرضي نتيجة لشدة التيار الأقل عند نقطة التغذية. ولكن هذا التعليل يهمل شدة التيار المكافئة التي تمر بالناقل المطوي عند نقطة اتصاله بالأرضي. ويكون التيار الكلي المار إلى نظام الأرضي كما في المونوبول غير المطوي ولا نحصل على أي تخفيض في ضياعات الأرضي.

أسئلة الفصل:

1. لماذا تتغير اتجاهية هوائي الديبول حسب ارتفاعه عن الأرض؟
2. لماذا لا يتطابق الطول الفيزيائي لهوائي نصف طول موجة طنيني مع نصف طول الموجة الراديوية عند تردد العمل في الفضاء الحرّ؟
3. كيف تؤثر زيادة قطر ناقل هوائي الديبول على سعته الطولية وتحريضته الطولية وعلى تردده الطنيني؟
4. كيف تؤثر زيادة نسبة طول هوائي الديبول إلى قطره على جودة الهوائي وعرض مجال نسبة الأمواج المستقرة SWR؟
5. لماذا تكون ممانعة نقطة تغذية هوائي الديبول منخفضة عن مركزه ومرتفعة عند نهايتيه؟
6. لماذا تدعى حالة التغذية بالتوافقيات الزوجية بعدم الطنين anti resonance؟
7. ماهو نوع المفاعلة التي يبديها هوائي الديبول في الفضاء الحرّ عند نقطة التغذية حثية أم سعوية؟
8. لماذا تتغير ممانعة الهوائي مع الارتفاع عن سطح الأرض؟
9. لماذا تزداد مقاومة إشعاع هوائي الديبول عن انخفاض ارتفاعه إلى أقل من ربع طول موجة؟

مذاكرة "الهوائيات ثنائية القطب وأحادية القطب"

إذا حقق الطالب علامة "70" فما فوق يمكنه المتابعة إلى الفصل التالي.

علامة الاختبار القصوى 100. يعطى لكل سؤال عشر علامات.

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	الفقرة المطلوب مراجعتها في حال إعطاء إجابة خاطئة
1	C	هوائي الديبول
2	B	هوائي الديبول
3	B	هوائي الديبول
4	C	هوائي الديبول
5	B	هوائي الديبول
6	C	هوائي الديبول
7	A	هوائي الديبول
8	D	ممانعة نقطة التغذية
9	A	ممانعة الديبول المطوي
10	B	هوائي المونوبول

اختر الإجابة الصحيحة لكل من الأسئلة التالية:

1. يكون هوائي الديبول طنينياً:

(A) عندما يكون طوله الكهربائي عدداً زوجياً من نصف طول الموجة.

(B) عندما يكون طوله الكهربائي عدداً فردياً من ربع طول الموجة.

(C) عندما يكون طوله الكهربائي عدداً فردياً من نصف طول الموجة.

(D) غير مناسب.

2. يكون جهد وتيار هوائي الديبول:

(A) على اختلاف بالصفحة بمقدار 270° .

(B) على اختلاف بالصفحة بمقدار 90° .

(C) على اختلاف بالصفحة بمقدار 180° .

(D) على اختلاف بالصفحة بمقدار 45° .

3. يتميز المخطط الإشعاعي للهوائي الديبول في الفضاء الحر:

(A) بقيم صغيرة عند الزوايا الموجودة إلى يمين السلك.

(B) بقيم كبيرة عند الزوايا الموجودة إلى يمين السلك.

(C) بقيم كبيرة عند نهايتي السلك.

(D) غير مناسب.

4. الطول الفيزيائي لهوائي نصف طول موجة طنيني:

(A) يتطابق مع نصف طول الموجة الراديوية عند تردد العمل في الفضاء الحر.

(B) أكبر من نصف طول الموجة الراديوية عند تردد العمل في الفضاء الحر.

(C) أقل من نصف طول الموجة الراديوية عند تردد العمل في الفضاء الحر.

(D) غير مناسب.

5. تؤثر ثخانة الناقل بالنسبة إلى طول الموجة على الطول الفيزيائي لهوائي الديبول كما يلي:

(A) بازديادها يزداد الطول الفيزيائي لهوائي الديبول.

(B) بازديادها ينقص الطول الفيزيائي لهوائي الديبول.

(C) لا تؤثر على الطول الفيزيائي لهوائي الديبول.

(D) غير مناسب.

6. تأثير زيادة قطر ناقل هوائي الديبول يتجلى:

(A) بزيادة سعته الطولية وتحريضيته الطولية.

(B) بنقصان سعته الطولية وتحريضيته الطولية.

(C) بزيادة سعته الطولية ونقصان تحريضيته الطولية.

(D) بنقصان سعته الطولية وزيادة تحريضيته الطولية.

7. تؤثر زيادة نسبة طول هوائي الديبول إلى قطره على:

(A) نقصان جودة الهوائي وزيادة عرض مجال نسبة الأمواج المستقرة SWR.

(B) زيادة جودة الهوائي ونقصان عرض مجال نسبة الأمواج المستقرة SWR.

(C) نقصان جودة الهوائي ونقصان عرض مجال نسبة الأمواج المستقرة SWR.

(D) غير ماسبق.

8. ممانعة نقطة تغذية هوائي الديبول:

(A) مرتفعة عند مركز الهوائي وعند نهايته.

(B) مرتفعة عند مركز الهوائي وعند نهايته.

(C) مرتفعة عند مركز الهوائي ومنخفضة عند نهايته.

(D) منخفضة عند مركز الهوائي ومرتفعة عند نهايته.

9. ممانعة نقطة تغذية هوائي الديبول المطوي:

(A) أكبر بأربع مرات من ممانعة هوائي الديبول.

(B) أصغر بأربع مرات من ممانعة هوائي الديبول.

(C) أكبر بمرتين من ممانعة هوائي الديبول.

(D) أصغر بمرتين من ممانعة هوائي الديبول.

10. ربح هوائي المونوبول $\lambda/4$:

(A) أكبر بقليل من ربح هوائي الديبول $\lambda/2$.

(B) أصغر بقليل من ربح هوائي الديبول $\lambda/2$.

(C) لا توجد بينهما أي علاقة.

(D) غير ما سبق.

الفصل الرابع: الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية Array, Parabolic and Patch Antenna

الكلمات المفتاحية:

الهوائي المصفوفية Antenna Array، الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية Log-Periodic Dipole Arrays، الهوائيات القطعية Parabolic Antenna، الهوائيات الشرائحية Microstrip Antenna.

ملخص:

نتعرّف في هذا الفصل على الهوائيات المصفوفية وكمثال عليها الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية وطرق تصميمها. ونتعرف أيضاً على الهوائيات القطعية والهوائيات الشرائحية وخصائصها المميزة.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- الهوائيات المصفوفية.
- الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية.
- الهوائيات القطعية.
- الهوائيات الشرائحية.

الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائية Array, Parabolic and Patch Antenna

1- الهوائيات المصفوفية Array Antenna

1-1. مقدمة

تقدم الهوائيات المصفوفية تحسيناً مهماً في الربح والاتجاهية في كل من الإرسال والاستقبال. يعتبر تحقيق الربح في الهوائي أمراً مكافئاً لزيادة استطاعة الإرسال، وعلاوة على ذلك تحقق زيادة الربح في الهوائي في الوقت نفسه زيادة في مستوى الإشارات المستقبلية من الاتجاه المطلوب. وتقلل اتجاهية الهوائي من مستوى الإشارات المستقبلية من اتجاهات غير مطلوبة وبالتالي تسهم في عزل الإشارة عن التداخل غير المرغوب.

2-1. مبدأ عمل الهوائيات المصفوفية

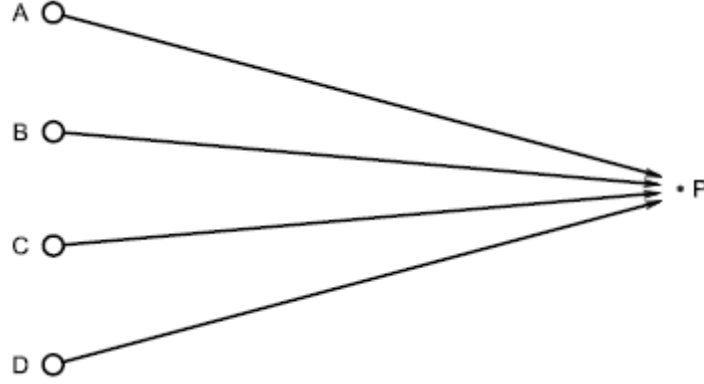
يمكن الحصول على زيادة في الربح والاتجاهية، على سبيل المثال، بجمع الاستطاعة المشعة من ديبولات نصف طول موجة وتركيزها في الاتجاه المطلوب. لنفترض أن الدوائر الأربعة المبينة في الشكل 3.1، تمثل أربعة ديبولات متباعدة فيزيائياً فيما بينها بحيث لا تتداخل مخططاتها الإشعاعية. ولتكن النقطة P بعيدة فيزيائياً عن الديبولات بحيث تكون المسافة الفاصلة بين P مع هذه الديبولات متطابقة. وبذلك تصل الحقول المشعة من الديبولات إلى النقطة P على توافق بالطور. لنفترض أن تيار شدته I يسري في الديبول A ويولد حقل شدته E عند النقطة P ، فإن مرور تيار بالشدة نفسها في باقي الديبولات سوف يولد حقل شدته E لكل من هذه الديبولات. أي تكن شدة الحقل الناتجة $4E$. وبما أن الاستطاعة المستقبلية في النقطة P متناسبة مع مربع شدة الحقل تكون الاستطاعة النسبية المستقبلية في النقطة P هي 16 (تحتوي المصفوفة على أربعة ديبولات). وبالتالي تكون الاستطاعة المستقبلية متناسبة مباشرة مع عدد العناصر المستخدمة كما في الجدول 3.1.

الجدول 3.1: مقارنة بين الهوائيات المصفوفية باستخدام أعداد مختلفة من هوائيات الديبول.

عدد هوائيات الديبول	استطاعة الخرج النسبية	استطاعة الدخل النسبية	ربح الاستطاعة	الربح بوحدة الديسيبل
ديبول واحد	1	1	1	0
ديبولان	4	2	2	3
ثلاثة ديبولات	9	3	3	4.8
أربعة ديبولات	16	4	4	6

لكي تبقى نسب الاستطاعة السابقة صحيحة يجب الحفاظ على ثلاثة شروط:

- 1- يجب أن تكون العناصر الهوائية المنفصلة متوافقة بالطور عند نقطة الاستقبال.
- 2- يجب أن تكون العناصر متطابقة والتيارات المارة بها متساوية.
- 3- يجب أن تكون العناصر متباعدة بحيث لا يؤثر التيار المارّ في أحدها على الآخر، أي يجب أن تكون مقاومة الإشعاع لكل عنصر نفسها كما لو كانت في حال غياب العناصر الأخرى.



الشكل 3.1: تجتمع الحقول المولدة، من هوائيات متباعدة عن بعضها، في نقطة بعيدة P لتنتج حقلاً تزيد شدته عن الحقل المولّد من كل من الهوائيات على حدى.

لا تلبى جميع الهوائيات المصفوفية الشروط الأتفة الذكر جميعها. على كل حال، يكون ربح الاستطاعة لمصفوفة هوائيات ثنائية القطب مع الحفاظ على التباعد الأمثل بين عناصرها متناسباً مع عدد هذه العناصر. وفي حال أن الترابط المتبادل بين العناصر أكبر مما يمكن إهماله، يمكن تقدير خطأ القاعدة السابقة بمقدار 3 dB أو أكثر.

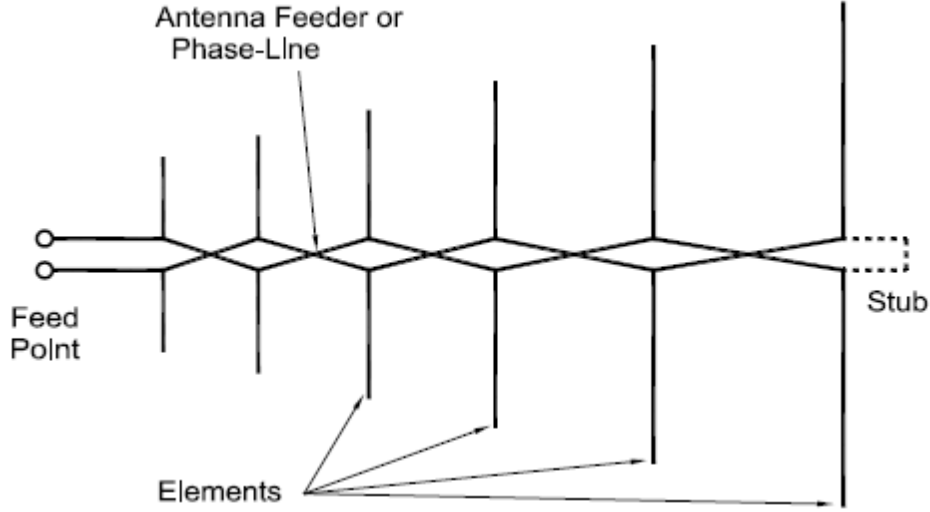
3-1. الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية Log-Periodic Dipole Arrays

تعتبر الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية ($LPDA$) من الهوائيات عريضة المجال الترددي أو الهوائيات غير المتعلقة بالتردد. تقدم الهوائيات $LPDA$ اتجاهية مع ميزات ثابتة نسبياً على مجال عريض من الترددات. كما يمكن استخدامها مع العناصر المحرّضة عن بُعد $parasitic$ من أجل تحقيق مميزات محددة ضمن نطاق ضيق من الترددات.

أساسيات تصميم الهوائيات $LPDA$ المصفوفية

تعتبر الهوائيات $LPDA$ المصفوفية من أكثر الأنظمة الدورية اللوغاريتمية شيوعاً. كما يشبه تصميمها كثيراً تصميم الهوائيات ياغي أودا المصفوفية. يبين الشكل 3.2 الأجزاء الرئيسية لهوائي مصفوفي $LPDA$. تتألف هذه البنية من عدد من العناصر الخطية، ويبلغ طولها كحد أقصى نصف طول الموجة عند أدنى تردد تصميمي. يبلغ طول العنصر الأقصر حوالي نصف طول الموجة عند تردد أكبر من الحد الأقصى لترددات العمل. يتم

وصل مغذي الهوائي إلى النقاط المركزية لعناصر الهوائي على التسلسل مع عكس بالطور بين العناصر المختلفة. كما يضاف غالباً أرومة *stub* من الخط المغذي مقصورة موازية لعناصر الهوائي في آخر الهوائي *LPDA* المصفوفي.

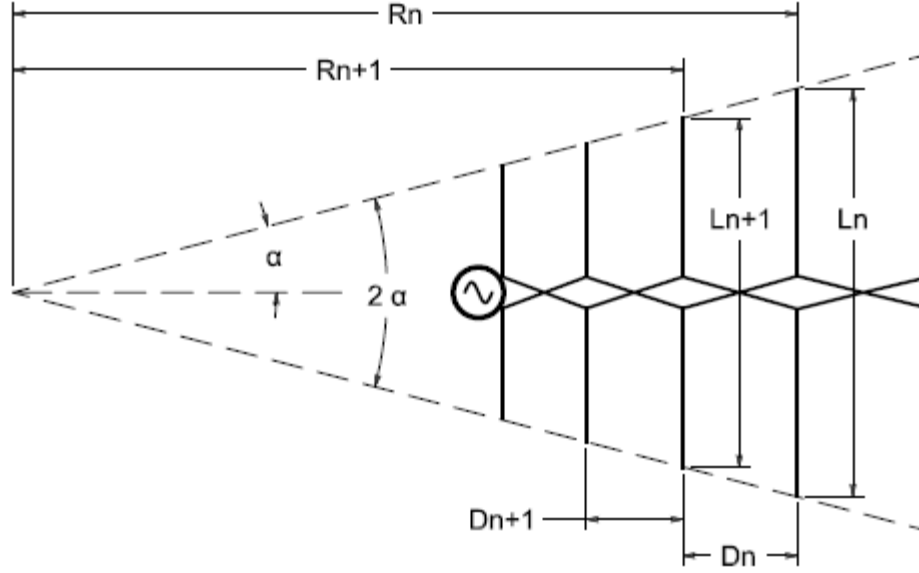


الشكل 3.2: المكونات الأساسية لهوائي ثنائي القطب الدوري اللوغاريتمي المصفوفي (LDPA). اتجاه الإشعاع في هذا الهوائي إلى يسار المخطط.

تضمن طريقة ترتيب العناصر وطريقة التغذية السابقة ربحاً ثابتاً نسبياً عبر المجال الترددي التصميمي. كما يبدي الهوائي *LPDA* ممانعة ثابتة نسبياً عند نقاط التغذية، مما يسهل عملية الموافقة إلى خط التغذية. تتحم ثلاثة معاملات بتصميم الهوائي المذكور وهي ألفا α وتاو τ و سيجما σ ، ويمكن تعريف أي من هذه المعاملات بدلالة المعاملين الآخرين. يبين الشكل 3.3 المكونات الأساسية للهوائي *LPDA*. تعرّف الزاوية ألفا إطار الهوائي *LPDA* وتسمح بتحديد الأبعاد بدلالة أنصاف الأقطار R . الأبعاد التصميمية الأساسية هي أطوال العناصر L والمسافة R ، التي تفصل العناصر عن رأس الزاوية α ، والمسافة بين العناصر D . يعرّف ثابت التصميم τ كل هذه العلاقات كما يلي:

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{D_{n+1}}{D_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad 3.1$$

حيث العناصر n و $n+1$ عناصر متعاقبة في المصفوفة تعمل باتجاه رأس الزاوية α . تكون قيمة τ أقل من الواحد دوماً، ويحتاج التصميم الفعّال للهوائي *LPDA* إلى قيم أقرب ما يمكن إلى الواحد.



الشكل 3.3: بعض العلاقات الأساسية التي تحدد بنية الهوائي LPDA.

يُعرّف المتحول τ العلاقة بين تباعد العناصر المتعاقبة ولكنه لا يحدد قيمة التباعد المبدئية بين العنصر الأطول والعنصر الذي يليه بحيث نستطيع تطبيق القيمة τ بشكل متعاقب. ويحدد التباعد المبدئي أيضاً قيمة الزاوية α للهوائي. لذلك لدينا طريقتان لتحديد قيمة ثابت التباعد النسبي σ :

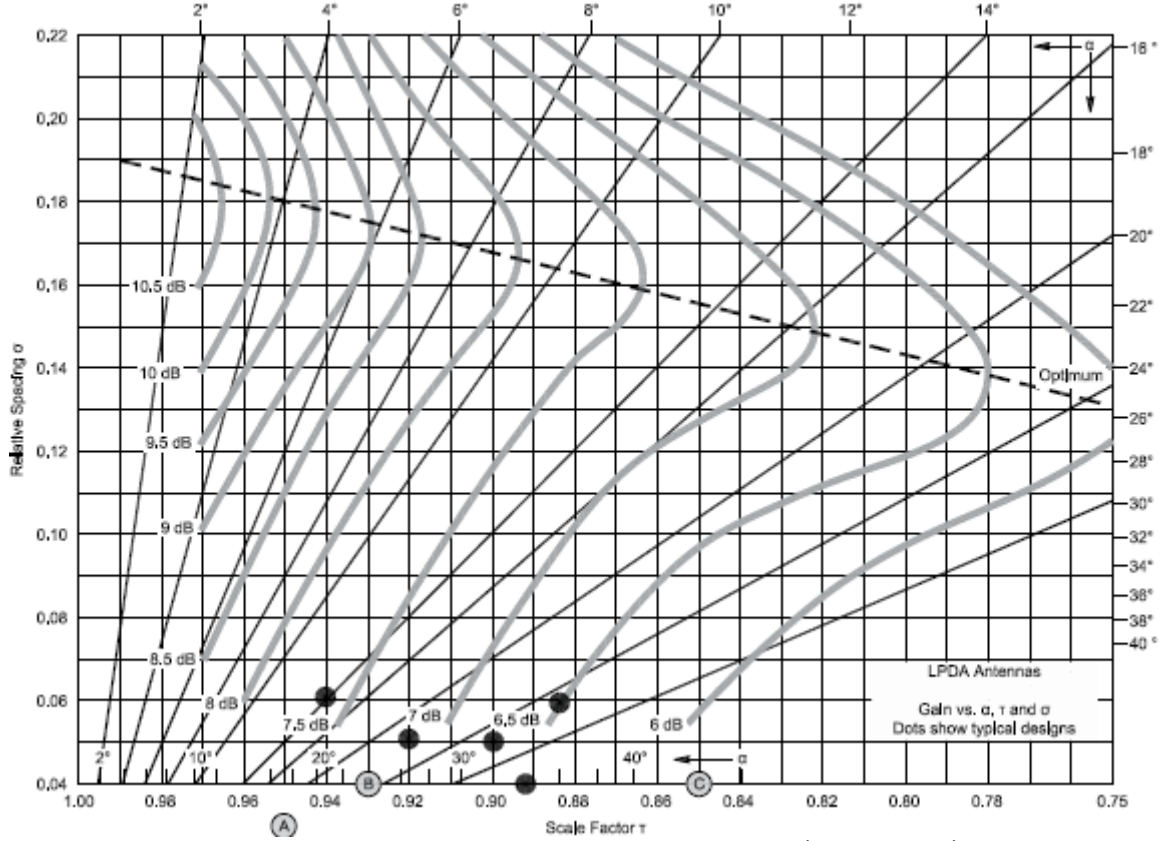
$$\sigma = \frac{1 - \tau}{4 \tan \alpha} = \frac{D_n}{2L_n} \quad 3.2$$

حيث D_n هي المسافة بين أي من عنصري الهوائي و L_n هي طول العنصر الأطول من بين هذين العنصرين. ومن الطريقة الأولى لتحديد قيمة σ يمكن أن نحدد قيمة α بمعرفة كل من τ و σ .

يمكن أن نحدد القيمة الأمثلية لـ σ من أجل أي قيمة لـ τ :

$$\sigma_{opt} = 0.243 \tau - 0.051 \quad 3.3$$

تحدد قيمة τ والقيمة الأمثلية لـ σ الأداء الأفضل الذي يمكن أن يقدمه الهوائي LPDA. إذا تراوحت قيم τ من 0.80 إلى 0.98 تتراوح القيمة الأمثلية لـ σ من 0.143 إلى 0.187 بزيادة قدرها 0.00243 لكل تغير بقيمة τ قدره 0.01، وهو ما يبينه الشكل 3.4.

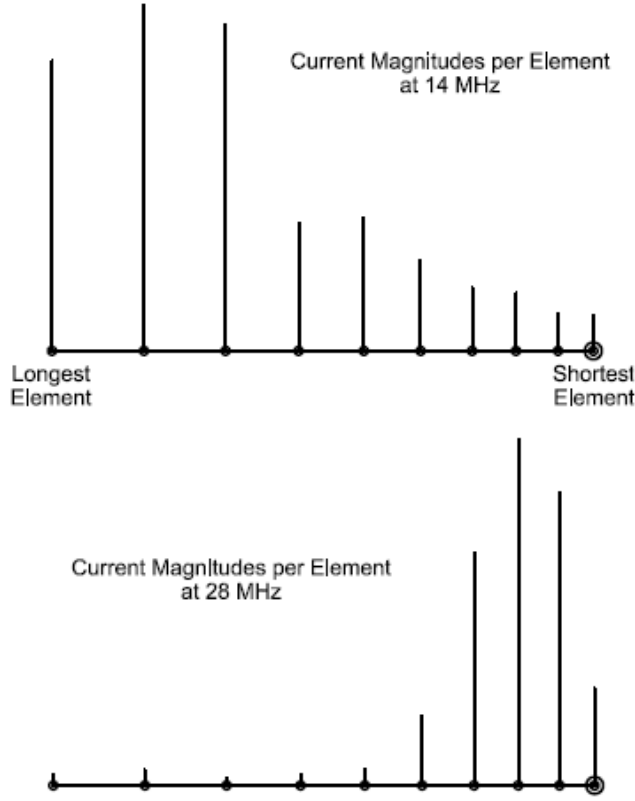


الشكل 3.4: القيمة الأمثلية لـ σ الأساسية لهوائي ثنائي القطب الدوري اللوغاريتمي المصفوفي (LDPA).

عند زيادة قيم τ من أجل مجال ترددي محدد، يزداد كل من الربح وعدد العناصر المطلوبة. وعند زيادة القيمة σ يزداد الربح والطول الإجمالي. تعطي قيمة τ تساوي 0.96 (قيمة قريبة من القيمة الموصى بها) قيمة σ مثالية وتساوي 0.18، ويزداد طول المصفوفة بالنتيجة إلى أكثر من 30 متر في المجال الترددي 14 إلى 30 ميغاهرتز. كما تبلغ قيمة الربح الأعظمي في الفضاء الحر حوالي 11 dBi، مع نسبة ربح أمامية إلى خلفية تساوي 40 dB. نستخدم عادة قيم τ ضمن المجال من 0.88 إلى 0.95 وقيم σ من 0.03 إلى 0.06.

تبدأ إجرائية التصميم الأساسية بإسناد تردد طنيني إلى العنصر الخلفي أخفض بحوالي 7 بالمائة من التردد التصميمي الأدنى مع طول فيزيائي أخفض بنسبة 5 بالمائة من نصف طول موجة الفضاء الحر. أما الحد التصميمي الأعلى فيكون 1.3 بالمائة أكبر من تردد التصميم الأعلى. وبما أن τ و σ تحددان الزيادة في أطوال العناصر المتعاقبة، يصبح عدد العناصر تابعاً لطول العنصر الأقصر المساوي لطول الديبول المناسب للتردد الأعلى.

يبين الشكل 3.5 منظر جانبي لمصفوفة LDPA مع عشرة عناصر من 20 إلى 10 متر. تمثل الخطوط العمودية مطال التيار النسبي لكل عنصر عند التردد المحدد. يكون مطال التيار كبيراً عند التردد 14 ميغاهرتز في كل عنصر. أما عند التردد 28 ميغاهرتز فالعناصر الخمسة الأمامية فقط تحمل تياراً بشدة كبيرة.



الشكل 3.5: مطال التيار النسبي في عناصر المصفوفة LDPA عند طرفي المجال الترددي للتصميم المعطى. العناصر الفعالة هي العناصر التي يمر فيها على الأقل أحد أعشار شدة التيار القصوى التي تمر في عناصر المصفوفة.

2- الهوائيات القطعية Parabolic Antenna

تعتبر الهوائيات القطعية من الهوائيات الأعلى ربحاً. كما أن فعالية الهوائيات القطعية لا تتغير مع زيادة الحجم، بينما تزداد الضياعات الطورية في الهوائيات المصفوفية مع زيادة حجمها.

المشكلة الأساسية في الهوائيات القطعية هي التصميم الميكانيكي. على سبيل المثال، هوائي قطعي قطره خمسة أمتار، يشكل الحجم الأدنى المقبول للعمل عند التردد 432 MHz كهوائي EME "أرض-قمر-أرض". وفي ظل الظروف المناخية كالرياح والثلج، يصبح تصميم هذه الهوائيات وتثبيتها تحدياً ليس سهلاً. يبين الشكل 3.6 صحن هوائي استقبال يعمل عند التردد 1296 MHz .



الشكل 3.6: هوائي قطعي 3 meters يعمل عند التردد 1296 MHz كهوائي EME.

ولكن المزايا العديدة التي تتحلّى بها الهوائيات القطعية تجعل من التحديات الميكانيكية المفروضة عند التعامل معها أمراً مقبولاً. فالهوائي القطعي هو هوائي عريض المجال ويمكن استخدامه في عدة مجالات ترددية وذلك بتغيير المغذي فقط، ويزداد ربحه مع زيادة التردد.

من المزايا الأخرى للهوائيات القطعية مرونة التعامل مع نظام تغذيتها. ويمكن تغيير استقطاب المغذي وبالتالي استقطاب الهوائي بقليل من الجهد. وبما أن ضياعات الاستقطاب مسؤولة عما لا يقلّ عن 30 dB من تخميد الإشارة، فإن تصميم مغذي دوار يشكل فرقاً كبيراً في جودة الاتصال المحققة.

1-2. أسس الهوائيات القطعية Dish Antenna Basics

يجب أن يتوضع مصدر تغذية الهوائي القطعي في مواجهته، أي مقابل صحن الهوائي. عندما يكون صحن الهوائي مصمماً بحيث يتوضع مصدر التغذية في مقابل الصحن مباشرة فإنه يدعى الهوائي المغذي من المركز *center-fed dish*. وعندما يكون مصدر التغذية متوضعاً إلى الجانب يدعى *off-center fed dish* أو *offset-fed dish* كما هو مبين في الشكل 3.7.



الشكل 3.7: مصدر التغذية متوضع إلى الجانب.

تعاني الهوائيات المغذاة من المركز من بعض التخمد للاشارة وذلك بسبب إعاقة نظام التغذية لعملية الإشعاع من الهوائي. ولكن مقدار هذا التخمد قليل جداً. أما الهوائيات المغذاة من الجانب فهي لا تعاني من التخمد المذكور، ولكنها بالمقابل أكثر صعوبة في التصميم لأن اتجاه الاستقبال لا يتطابق مع المحور المركزي للهوائي.

كما يمكن تصميم الهوائي القطعي بحيث يكون محرقه أقرب إلى سطح الصحن، ويدعى صحن المحرق القصير، أو يكون محرقه في نقطة أبعد من الصحن، ويدعى صحن المحرق الطويل. من أجل تحديد الطول المحرقي نقيس قطر الصحن وعمقه:

$$f = \frac{D^2}{16d} \quad 3.4$$

النسبة المحرقيه هي الطول المحرقي مقسوماً على قطر الصحن وتدعى هذه النسبة f/D . تكون هذه النسبة في الهوائيات المغذاة من المركز قليلة وتقع في المجال $f/D = 0.3$ إلى 0.45 . أما بالنسبة للهوائيات المغذاة من الجانب فتكون هذه النسبة أكبر $f/D = 0.45$ إلى 0.8 .

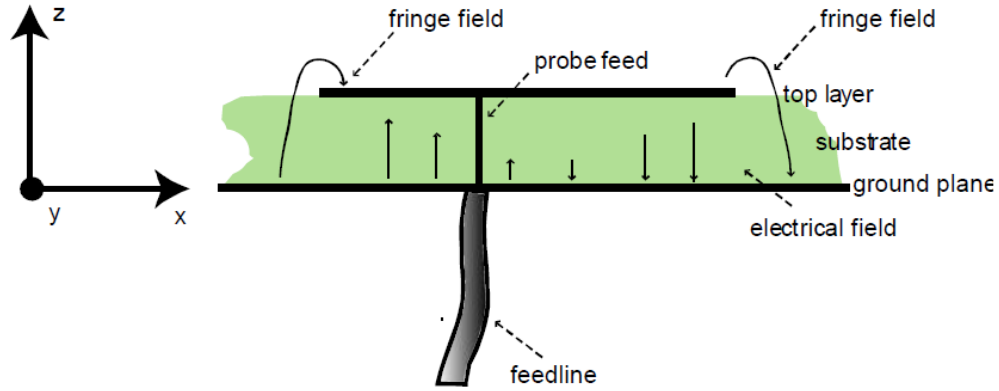
3- الهوائيات الشرائحية Microstrip Antenna

سوف نتحدث عن الخصائص العامة للهوائيات الشرائحية باستخدام رقعة مستطيلة.

1-3. خصائص هوائيات الرقعة المستطيلة Properties of a Basic Microstrip Patch

الهوائي الشرائحي هو هوائي صغير يتميز بعدد من المزايا عن الهوائيات الأخرى، فهو خفيف الوزن وقليل الكلفة ومكاملته مع العناصر الأخرى سهلة.

يبين الشكل 3.8 هوائي شرائحي. يؤمن الناقل المحوري إيصال الطاقة الكهرطيسية إلى الرقعة ويتوزع الحقل الكهربائي بالنمط الأساسي.



الشكل 3.8: هوائي شرائحي.

يكون الحقل الكهربائي معدوماً في مركز الرقعة وأعظماً على أحد الجانبين وأصغرياً على الجانب الآخر، وتتناوب القيم الأعظمية والأصغرية وفق قيمة الطور اللحظي للإشارة المطبقة. لا يتوقف الحقل الكهربائي بشكل مفاجئ عند حدود الرقعة، بل تمتد هذه الحقول إلى مسافة معينة. يدعى هذا الامتداد بالتهذب *fringing* ويؤدي إلى إشعاع الرقعة. يدعى نمط الانتشار الأساسي في الرقعة المستطيلة بالنمط TM_{10} .

يقصد بالاختصار TM توزيع الحقل المغناطيسي العرضاني *transversal magnetic field distribution* وعندئذٍ نأخذ بعين الاعتبار ثلاثة مكونات حقلية فقط بدلاً من ستة. المكونات الأهم هي الحقل الكهربائي في اتجاه الانتشار z والحقلين المغناطيسيين في الاتجاه x والاتجاه y ، وذلك عند استخدام الاحداثيات الديكارتيّة. حيث يكون المحور x والمحور y موازيين للمستوي الأرضي والمحور z عمودي عليها. يشار بشكل عام إلى هذه الأنماط بالرمز TM_{nmz} وغالباً ما يتم حذف القيمة z لأن تغير الحقل الكهربائي مهمل باتجاه المحور z . لذلك يبقى الرمز TM_{nmz} مع m و n فقط تعبران عن تغيرات الحقل في الاتجاه x و y . تغير الحقل في الاتجاه y (الاتجاه العرضاني) مهمل، لذلك تكون $m=0$ ، بينما في الاتجاه x يواجه الحقل تغيراً من قيمة دنيا إلى قيمة عظمى فقط (باتجاه الطول الرنيني). لذلك فإن $n=1$ وبالتالي يكون نمط الانتشار هو TM_{10} .

2-3. أبعاد الرقعة Patch dimension

يحدد الطول الرنيني تردد الرنين وهو حوالي نصف طول الموجة للرقعة المستطيلة المغذاة بالنمط الأساسي. ولكن الرقعة تكون عملياً أطول بقليل من طولها الفيزيائي الفعلي بسبب حقول التهذب. يتعلق الاختلاف بين الطول الكهربائي والطول الفيزيائي بثخانة الدارة المطبوعة وثابت العازلية.

يمكن تقريب الطول الرنيني بالعلاقة:

$$L \cong 0.49 \lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad 3.5$$

تتضمن العلاقة السابقة تصحيح أثر الحافة بسبب حقول التهذب، حيث:

L : الطول الرنيني.

λ_d : طول الموجة المنتشرة في القاعدة (الدارة المطبوعة).

λ_o : طول الموجة المنتشرة في الفضاء الحر.

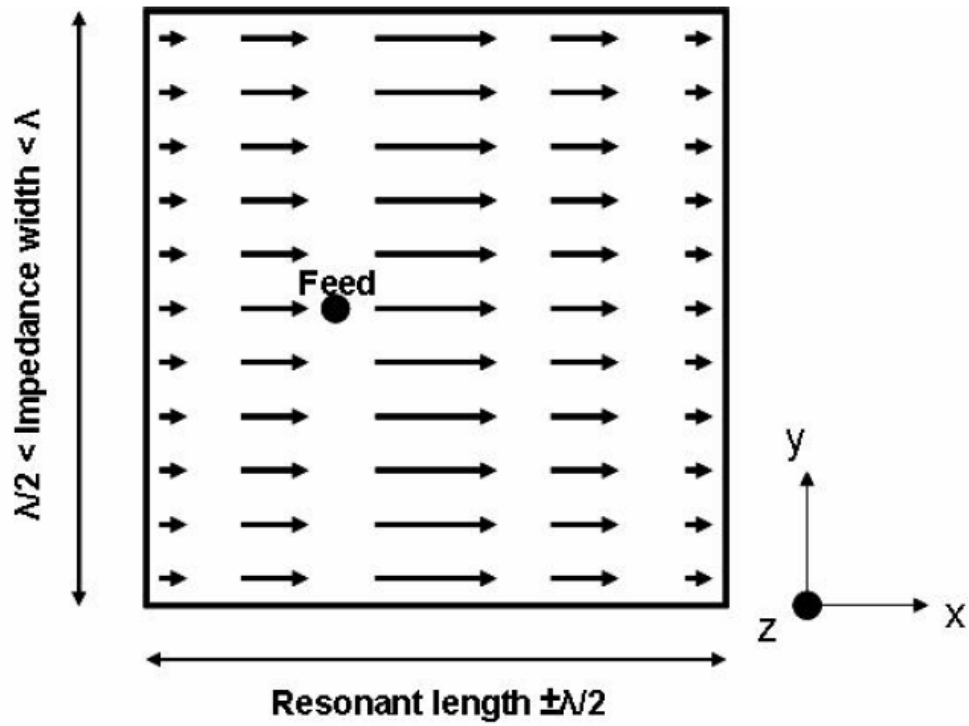
ϵ_r : ثابت العازلية للقاعدة.

البارامترات الأخرى التي تؤثر على التردد الطنيني:

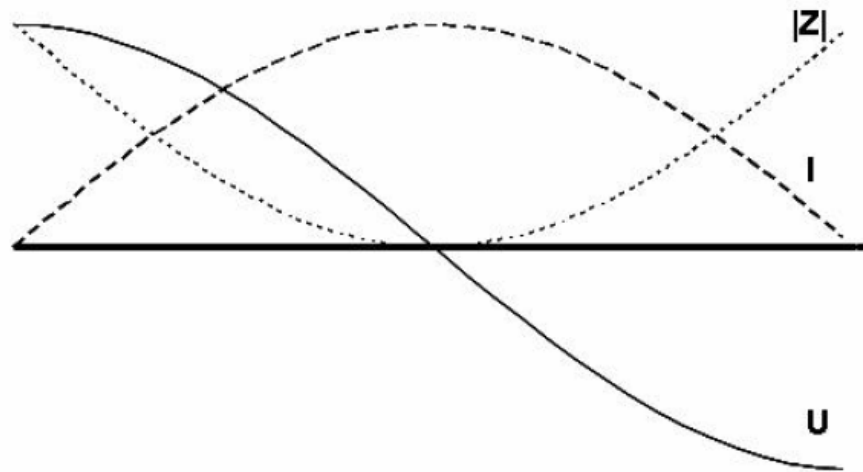
- مساحة مستوي الأرضي.
- ثخانة المعدن.
- عرض الرقعة.

3-3. موافقة الممانعة Impedance matching

بالنظر إلى تغيرات التيار (الحقل المغناطيسي) والجهد (الحقل الكهربائي) على الرقعة، يكون التيار أعظماً في المركز وأصغرياً عند الحافتين اليسرى واليمنى، بينما يكون الحقل الكهربائي صفراً في المركز وأعظماً قرب الحافة اليسرى وأصغرياً قرب الحافة اليمنى. يوضح الشكلين 3.9 و 3.10 المقادير المذكورة.



الشكل 3.9: توزيع التيار على سطح الرقعة.



الشكل 3.10: توزيع الجهد والتيار والممانعة على طول الرقعة الطينيني.

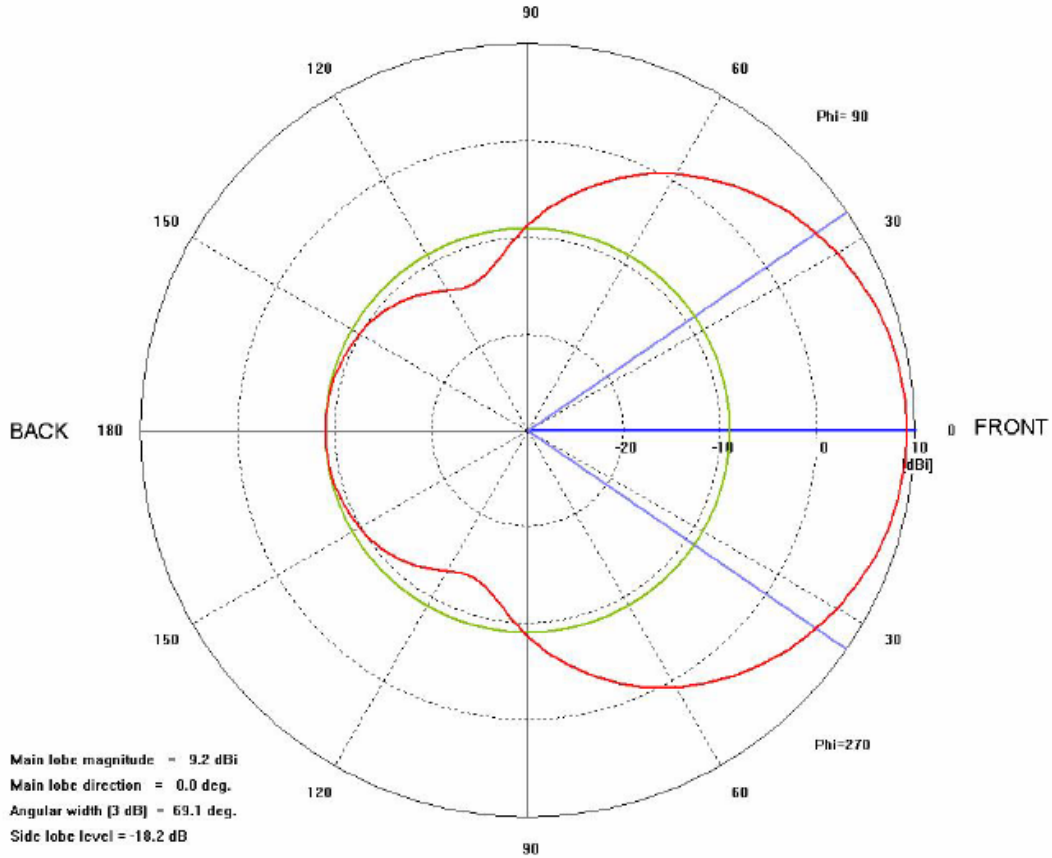
يمكن أن نستنتج من مطال التيار والجهد أن الممانعة أصغرية (نظرياً معدومة) في وسط الرقعة وأعظمية (حوالي 200Ω تقريباً، ولكن تتعلق بجودة الفجوة الرنانة "الرقعة") قرب الحواف. ولكن توجد نقطة على الطول الطيني باتجاه المحور x حيث تبلغ الممانعة 50Ω .

4-3. المواصفات الأساسية للهوائيات الشرائحية

المخطط الإشعاعي Radiation pattern

يؤدي إشعاع هوائي الرقعة عند حقول التهذب إلى مخطط إشعاعي للحقل البعيد. يبين هذا المخطط الإشعاعي أن الهوائي يشع استطاعة أكبر باتجاه معين من الاتجاه الآخر. لذلك تكون للهوائي اتجاهية محددة.

يمكننا تقدير قيمة هذه الاتجاهية: نمثل حقول التهذب عند الحافتين المشعنتين كشقين مشعين فوق مستوى أرضي. بافتراض أن الإشعاع كله موجود في نصف كرة، يعطينا اتجاهية بمقدار 3 dB . ويدعى ذلك نسبة ربح أمامي إلى خلفي مثالية، أي كل الإشعاع باتجاه الأمام وليس هناك إشعاع باتجاه الخلف. تتعلق هذه النسبة بمساحة مستوي الأرضي وشكله في الهوائيات العملية. وبما أنه هناك شقان فنحصل على 3 dB إضافية. يكون طول الشق مساوياً لعرض الرقعة (الطول على المحور y) وعرضه مساوياً لثخانة المادة العازلة (ثخانة القاعدة). يعطي هذا الشق ربحاً من 2 إلى 3 dB . ويؤدي ذلك إلى ربح إجمالي من 8 إلى 9 dB . تكون الاتجاهية العظمى لرقعة مستطيلة مغذاة بالنمط الأساسي بالاتجاه العمودي على الرقعة (الاتجاه العرضي). وتنقص الاتجاهية عند التحرك بعيداً عن الاتجاه العرضي باتجاه زوايا الارتفاع الأكبر. يوضح الشكل التالي مثلاً عن المخطط الإشعاعي للهوائي الشرائحي.



الشكل 3.11: مخطط إشعاعي نموذجي لرقعة مربعة.

ربح الهوائي الشرائحي Patch antenna gain

يبلغ ربح الهوائي جداء اتجاهيته بمعامل يسمى فعالية الإشعاع. وتعرّف هذه الفعالية نسبة الاستطاعة المشعة (P_r) إلى استطاعة الدخل (P_i) . يتم تحويل استطاعة الدخل إلى استطاعة مشعة واستطاعة موجات سطحية، ويتم ضياع جزء صغير منها بسبب فقد الناقل والعازل من المواد المستخدمة.

أسئلة الفصل:

1. ما هي الشروط الواجب تحقيقها في الهوائيات المصفوفية لكي تكون الاستطاعة المستقبلية منها متناسبة مع عدد عناصرها المستخدمة؟
2. كيف يتغير أداء الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية مع التردد؟
3. لماذا تعتبر عملية موافقة الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية عملية سهلة؟
4. ماهي الأبعاد التصميمية الأساسية للهوائيات LPDA؟
5. من وجهة نظر الضياعات الكهربائية في الهوائيات، أيهما أفضل الهوائيات القطعية أم الهوائيات المصفوفية؟
6. كيف يمكن استخدام الهوائي القطعي في عدة مجالات ترددية؟
7. هل يمكن تغيير استقطاب الهوائي القطعي بسهولة وكيف؟
8. لماذا يعطي الهوائي الشرائحي ربح تقريبي من 8 إلى 9 ديسيبل؟

أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية"

علامة الاختبار القصوى 100. يعطى لكل سؤال عشر علامات.

رقم السؤال	الإجابة الصحيحة	الفقرة المطلوب مراجعتها في حال إعطاء إجابة خاطئة
1	D	الهوائيات المصفوفية
2	A	الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية
3	B	الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية
4	C	الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية
5	C	الهوائيات القطعية
6	A	الهوائيات المصفوفية
7	A	الهوائيات القطعية
8	C	الهوائيات الشرائحية
9	A	الهوائيات الشرائحية
10	B	الهوائيات الشرائحية

اختر الإجابة الصحيحة لكل من الأسئلة التالية:

1. زيادة ربح الهوائي تؤدي إلى:

(A) زيادة مستوى الإشارة المستقبلية من الاتجاه المطلوب.

(B) إنقاص مستوى الإشارة المستقبلية من الاتجاهات غير المطلوبة.

(C) تساهم في عزل الإشارة عن التداخلات غير المرغوبة.

(D) كل ما سبق.

2. الهوائيات ثنائية القطب الدورية اللوغاريتمية المصفوفية هي:

(A) هوائيات عريضة المجال الترددي.

(B) هوائيات طنينية.

(C) هوائيات ياغي أودا.

(D) غير مناسب.

3. يبلغ طول العنصر الأكبر في الهوائيات LPDA:

(A) نصف طول موجة عند أكبر تردد تصميمي.

(B) نصف طول موجة عند أصغر تردد تصميمي.

(C) طول موجة عند أكبر تردد تصميمي.

(D) طول موجة عند أصغر تردد تصميمي.

4. يتم وصل مغذي الهوائي LPDA إلى النقاط المركزية لعناصر الهوائي:

(A) على التسلسل مع الحفاظ على الطور بين العناصر المختلفة.

(B) على التفرع مع الحفاظ على الطور بين العناصر المختلفة.

(C) على التسلسل مع عكس الطور بين العناصر المختلفة.

(D) على التفرع مع عكس الطور بين العناصر المختلفة.

5. الهوائيات القطعية:

(A) متوسطة الريح.

(B) ذات ربح قليل.

(C) عالية الريح.

(D) حسب نوعها.

6.

(A) تزداد الضياعات الطورية في الهوائيات المصفوفية مع ازدياد حجمها.

(B) تنقص الضياعات الطورية في الهوائيات المصفوفية مع ازدياد حجمها.

(C) لا تتأثر الضياعات الطورية في الهوائيات المصفوفية بحجمها.
(D) غير ماسبق.

.7

(A) يزداد ربح الهوائي القطعي مع زيادة التردد.
(B) لا يتعلق ربح الهوائي القطعي بالتردد.
(C) ينقص ربح الهوائي القطعي مع زيادة التردد.
(D) غير ماسبق.

.8

(A) يكون الحقل الكهربائي في الهوائي الشرائحي معدوماً في مركز الرقعة وأصغرياً على جانبيها.
(B) يكون الحقل الكهربائي في الهوائي الشرائحي معدوماً في مركز الرقعة وأعظميةً على جانبيها.
(C) يكون الحقل الكهربائي في الهوائي الشرائحي معدوماً في مركز الرقعة وأعظميةً على أحد الجانبين وأصغرياً على الجانب الآخر.
(D) غير ماسبق.

.9

(A) تسبب ظاهرة التهذب زيادة في الطول العملي للهوائي.
(B) تسبب ظاهرة التهذب نقصان في الطول العملي للهوائي.
(C) لا علاقة لظاهرة التهذب بطول الهوائي.
(D) غير ماسبق.

.10

(A) ممانعة الهوائي الشرائحي أعظمية في وسط الرقعة.

(B) ممانعة الهوائي الشرائحي معدومة في وسط الرقعة.

(C) ممانعة الهوائي الشرائحي أصغرية قرب الحواف.

(D) غير ما سبق.

الفصل الخامس: آليات انتشار الموجة الكهرطيسية: Electromagnetic Wave Propagation Mechanisms

الكلمات المفتاحية:

الانعكاس reflection، الانكسار refraction، الانعراج (أو الحيود) diffraction، التبعثر scattering، الورد الناظم normal incidence، الورد المائل oblique incidence، قانون الانعكاس Snell's law of reflection، قانون الانكسار Snell's law of refraction، معامل انعكاس فرينيل Fresnel reflection coefficient، معامل عبور فرينيل Fresnel transmission coefficient، الورد الساف grazing incidence، الزاوية السافة grazing angle، معيار رايلييه Rayleigh criterion، الحجب shadowing، Huygens' principle، انعراج حافة السكين Knife-edge diffraction، فقد الانعراج Diffraction loss، محدد الانعراج diffraction parameter، منطقة فرينيل الأولى first Fresnel zone،

ملخص:

نتعرف في هذا الفصل على آليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية، من انعكاس reflection وانكسار refraction وحيود (أو انعراج) diffraction وتبعثر scattering. ونستعرض بعض القيم العملية لمعاملي الانعكاس والعبور بوجود تربة جافة أو رطبة، وتغير ذلك مع زاوية الورد. ونتعرف على معيار رايلييه، الذي يسمح بالتمييز بين السطوح الناعمة والسطوح الخشنة حيث تنشأ ظاهرة التبعثر. وأخيراً نتعرف إلى استخدام المنحنيات البيانية لتحديد وجود انعراج وحساب فقد الانعراج من عائق على شكل حافة السكين.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- آليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية،
- القيم العملية لمعاملي الانعكاس والعبور بوجود تربة جافة أو رطبة،
- معيار رايلييه للتمييز بين السطوح الناعمة والسطوح الخشنة،
- حساب فقد الانعراج من عائق على شكل حافة السكين باستخدام المنحنيات البيانية،

آليات انتشار الموجة الكهرومغناطيسية Wave Propagation Mechanisms

1- مقدمة Introduction

بعد أن راجعنا في الفصل السابق معادلات ماكسويل التي تشكل الأساس لنظرية الكهرومغناطيسية، وذكرنا بخواص الموجة المستوية، ندرس في هذا الفصل آليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية.

نواجه في المسائل العملية تغييراً في خواص وسط الانتشار -أي أن الوسط يكون غير متجانس inhomogeneous- وبالتالي تغييراً في سلوك الموجة الكهرومغناطيسية عند السطوح الفاصلة بين الأوساط المختلفة (بين سطح الأرض والهواء، أو بين الأبنية والهواء، أو بين الأرض والفضاء في الاتصالات الساتلية). نعبر عن هذا السلوك بظواهر أو آليات الانتشار من انعكاس reflection وانكسار refraction وحيود (أو انعراج) diffraction وتبعثر scattering. تعتمد أهمية هذه الظواهر على خواص المادة للسطح الفاصل، وشكله الهندسي، واستقطاب الموجة، وخواص السطح بالنسبة لطول الموجة.

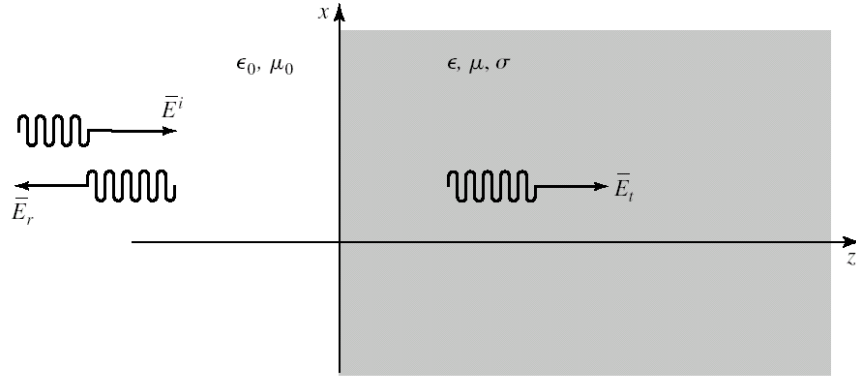
2- الانعكاس والانكسار Reflection and Refraction

1-2. الورد الناظم Normal Incidence

درسنا هذه الحالة في مقرر سابق²، ونكتفي هنا بذكر النتائج للمقارنة مع حالة الورد المائل. نبين في الشكل 1- الموجة الواردة على السطح الفاصل وهي موجة مستوية مستقطبة خطياً وفق \hat{x} وتنتشر باتجاه \hat{z} في الفضاء الحر (الذي يملأ الوسط من أجل $z < 0$). عند بلوغ الموجة الواردة السطح الفاصل عند $z = 0$ ، تتعرض الموجة في هذه الحالة لظاهرتين هما الانعكاس، حيث تتولد موجة منعكسة تنتشر باتجاه معاكس للموجة الواردة، وموجة أخرى تعبر إلى الوسط الذي يملأ الفضاء من أجل $z > 0$ ، حيث لدينا وسط عازل محدداته التكوينية هي (ϵ, μ, σ) . نسمي هذه الحالة بالورد الناظم normal incidence.

استنتجنا أنه في حالة الورد الناظم لا يحصل انكسار للموجة العابرة، وإنما تتابع انتشارها باتجاه \hat{z} في الوسط الثاني من أجل $z > 0$ ، وحصلنا على معامل الانعكاس الذي يحدد مطال الموجة المنعكسة بالنسبة للواردة، وعلى معامل العبور الذي يحدد مطال الموجة العابرة بالنسبة للواردة، بدلالة ممانعة الموجة Z_1 في الوسط الأول من أجل $z < 0$ وممانعة الموجة Z_2 في الوسط الثاني من أجل $z > 0$ ، وذلك وفق الآتي:

² الأمواج الكهرومغناطيسية وخطوط النقل



الشكل -1-: انعكاس وعبور موجة مستوية واردة ناظمياً

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

$$T = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}$$

وتبقى هاتين العلاقتين صحيحتين من أجل أوساط بدون أو مع فقد.

كما استنتجنا مصونية الطاقة عند السطح الفاصل بين الوسطين، وعبرنا عن ذلك بالعلاقة:

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1$$

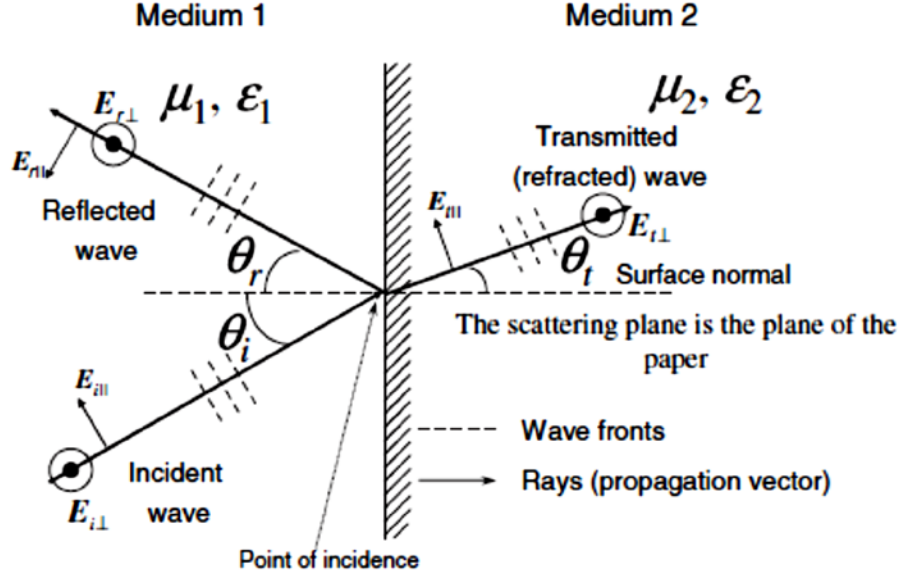
حيث يمثل $|\Gamma|^2$ نسبة الاستطاعة المنعكسة إلى الواردة، ويمثل $|T|^2$ نسبة الاستطاعة العابرة إلى الواردة.

2-2. الورد المائل Oblique incidence

يبين الشكل -2- موجة مستوية واردة بشكل مائل على سطح مستوي فاصل بين وسطين بمحددات تكوينية مختلفة (سماحية ونفوذية مختلفة). نفترض بداية أن الوسطين بدون فقد. يمكن أن يكون شعاع الحقل الكهربائي في أي اتجاه عمودي على شعاع الانتشار (شعاع بوينتنغ). هذا الشعاع يشكل زاوية θ_i مع الناظم (surface normal) على السطح الفاصل عند نقطة الورد (the point of incidence).

إذا قمنا بحل معادلات ماكسويل لهذه الحالة، سينتج موجتان جديدتان، لكل منهما نفس تردد الموجة الواردة، ويقع شعاع بوينتنغ لكلتا الموجتين في المستوي الذي يحتوي شعاع الانتشار للموجة الواردة والناظم على السطح الفاصل (أي الناظم على سطح الورقة في الشكل -2-). نسمي هذا السطح بمستوي التبعثر (scattering plane). الموجة الناتجة الأولى تنتشر في الوسط -1- لكن مبتعدة عن السطح الفاصل، وتشكل زاوية θ_r مع الناظم على السطح الفاصل، وتسمى الموجة المنعكسة reflected wave، وهي ناتجة عن آلية الانتشار المسماة الانعكاس

reflection. الموجة الناتجة الثانية تنتشر في الوسط -2- مبتعدة عن السطح الفاصل، وتشكل زاوية θ_t مع الناظم على السطح الفاصل، وتسمى الموجة العابرة transmitted wave، وهي ناتجة عن آلية الانتشار المسماة الانكسار refraction. من المناسب العمل مع الأشعة rays عندما نحلل الانعكاس والانكسار، ونرسم هذه الأشعة بشكل موازٍ لشعاع بوينتنغ للموجة عند نقطة الورود. ونعلم من خواص الموجة المستوية أن هذه الأشعة تكون دوماً عمودية على جبهة الموجة المستوية wave front.



الشكل -2- موجة مستوية واردة على سطح مستوي فاصل بين وسطين بمحددات تكوينية مختلفة

نعلم من هندسة الضوء وبحسب قانون الانعكاس المعروف باسم Snell's law of reflection أن $\theta_i = \theta_r$. كما نعلم وبحسب قانون الانكسار المعروف باسم Snell's law of refraction أن:

$$\frac{\sin\theta_i}{\sin\theta_t} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{v_1}{v_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}}$$

نلاحظ أن هذه المعادلة منسجمة مع حقيقة أن سرعة الانتشار v تنخفض في الوسط ذي الكثافة الأعلى (سماحية ونفوذية أعلى)، حيث يمثل $n = c/v$ قرينة انكسار الوسط refractive index. يؤدي ذلك إلى انحناء الموجة العابرة باتجاه الناظم على السطح الفاصل، أي $\theta_t < \theta_i$.

ملاحظة هامة: لا يتغير تردد الموجة عند الانعكاس أو الانكسار، أي أن النسبة $f = v/\lambda$ تبقى ثابتة في كل مكان. فعلى سبيل المثال، تنتشر الموجة في الوسط ذي السماحية الأعلى بسرعة انتشار أبطأ وطول موجة

أقصر، ونسبة التخفيض هي $\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}}$.

بالإضافة إلى التغيير في جهة الانتشار بالنسبة للموجة العابرة الناتجة عن الانكسار وفق قانون الانكسار، يؤدي اصطدام الموجة الواردة بالسطح الفاصل إلى توزيع الطاقة المحمولة بالموجة الواردة بين الموجتين المنعكسة والعبارة. يمكن حساب مطال كل من هاتين الموجتين الناتجتين بالنسبة لمطال الموجة الواردة باستخدام معامل انعكاس فرينيل Fresnel reflection coefficient ومعامل عبور فرينيل Fresnel transmission coefficient، ويمكن استنتاج هذين المعاملين من تطبيق الشروط الحدية على حل معادلات ماكسويل عند السطح الفاصل، كما رأينا سابقاً حساب هذين المعاملين في حال الورود الناظم. لكن في حال الورود المائل بزواوية θ_i ، يختلف كل معامل حسب نمط الموجة: الحقل الكهربائي $\vec{E}_{i\parallel}$ الموازي لسطح التبعثر scattering plane (سطح الورقة في الشكل -2-) أو العمودي عليه $\vec{E}_{i\perp}$ كما في الشكل -1-. يعتمد هذان المعاملان على ممانعة الموجة Z_1 و Z_2 في كل وسط والزوايا θ_i و θ_t وفق العلاقات التالية:

$$R_{\parallel} = \frac{E_{r\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{Z_1 \cos \theta_i - Z_2 \cos \theta_t}{Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t} \quad R_{\perp} = \frac{E_{r\perp}}{E_{i\perp}} = \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t}$$

$$T_{\parallel} = \frac{E_{t\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{2Z_2 \cos \theta_i}{Z_1 \cos \theta_i + Z_2 \cos \theta_t} \quad T_{\perp} = \frac{E_{t\perp}}{E_{i\perp}} = \frac{2Z_2 \cos \theta_i}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t}$$

عملياً، يمكن تمثيل أي نوع من أنواع استقطاب الموجة بتركيب النمطين السابقين للموجة على النحو التالي:

$$\vec{E}_i = E_{i\parallel} \vec{a}_{\parallel} + E_{i\perp} \vec{a}_{\perp}$$

حيث \vec{a}_{\parallel} و \vec{a}_{\perp} أشعة الواحدة الموازية والعمودية بالنسبة لسطح التبعثر. وبذلك يكتب الحقل الكهربائي الكلي للموجة المنعكسة على الشكل:

$$\vec{E}_r = E_{r\parallel} \vec{a}_{\parallel} + E_{r\perp} \vec{a}_{\perp} = E_{i\parallel} R_{\parallel} \vec{a}_{\parallel} + E_{i\perp} R_{\perp} \vec{a}_{\perp}$$

وبنفس الطريقة يكتب الحقل الكهربائي الكلي للموجة العابرة على الشكل:

$$\vec{E}_t = E_{t\parallel} \vec{a}_{\parallel} + E_{t\perp} \vec{a}_{\perp}$$

ويمكن أن نستنتج من مصونية الطاقة عند نقطة الورود على السطح الفاصل بين وسطين بدون فقد، العلاقات التالية المعبرة عن توزيع الاستطاعة الواردة بين المنعكسة والعبارة:

$$|R_{\parallel}|^2 + |T_{\parallel}|^2 = 1 \quad |R_{\perp}|^2 + |T_{\perp}|^2 = 1$$

ملاحظة: إذا كان الوسط الثاني مع فقد، تتغير سرعة انتشار الموجة العابرة مع زاوية الورود θ_i إضافة للمحددات التكوينية للوسط، وبالتالي لا تعد الصيغة السابقة لقانون الانكسار صالحة للتطبيق في هذه الحالة. أما قانون الانعكاس لا يتغير.

3-2. مثال محلول 1

موجة مستوية مستقطبة خطياً في الفضاء الحر مطال الحقل الكهربائي 30 V/m واردة على سطح مستوي فاصل مع وسط عازل بدون فقد وثابت عازلية نسبي $\epsilon_r = 2$ بزاوية ورود 30° . الحقل الكهربائي موازي لمستوي الورود. احسب:

1. زاوية الانعكاس.
2. زاوية الانكسار.
3. مطال الحقلين الكهربائي والمغناطيسي للموجة العابرة.
4. مطال الحقلين الكهربائي والمغناطيسي للموجة المنعكسة.

الحل

1. بما أن الموجة مستوية والسطح الفاصل مستوي، يمكن تطبيق قانون الانعكاس الذي يفيد بأن زاوية الانعكاس تساوي زاوية الورود. أي

$$\theta_i = \theta_r = 30^\circ$$

2. لحساب زاوية الانكسار نطبق قانون الانكسار:

$$\frac{\sin\theta_i}{\sin\theta_t} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} = \sqrt{2}$$

حيث الوسط 1 هو الفضاء الحر والوسط 2 هو الوسط العازل. إذًا:

$$\sin\theta_t = \frac{\sin\theta_i}{\sqrt{2}} \Rightarrow \theta_t = \sin^{-1}\left(\frac{\sin 30^\circ}{\sqrt{2}}\right) = 20.7^\circ$$

3. الموجة الواردة مستقطبة خطياً بشكل موازي لمستوي الورود، لذلك نطبق علاقة T_{\parallel} لحساب مطال الحقلين الكهربائي والمغناطيسي للموجة العابرة:

$$T_{\parallel} = \frac{E_{t\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{2Z_2 \cos\theta_i}{Z_1 \cos\theta_i + Z_2 \cos\theta_t}$$

حيث $Z_1 = 377 \Omega$ هي ممانعة الفضاء الحر و Z_2 هي ممانعة الوسط العازل. إذًا:

$$Z_2 = \frac{Z_1}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} = \frac{377}{\sqrt{2}} \Omega \Rightarrow \frac{Z_1}{Z_2} = \sqrt{2}$$

$$T_{\parallel} = \frac{E_{t\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{2 \cos \theta_i}{\frac{Z_1}{Z_2} \cos \theta_i + \cos \theta_t} = \frac{2 \cos 30^\circ}{\sqrt{2} \cos 30^\circ + \cos 20.7^\circ} \approx 0.80$$

وبالتالي

$$E_{t\parallel} = E_{i\parallel} T_{\parallel} = 0.80 \times 30 = 24.0 \text{ V/m}$$

$$H_t = \frac{E_{t\parallel}}{Z_2} = \frac{24.0\sqrt{2}}{377} \approx 0.09 \text{ A/m}$$

4. بشكل مماثل، نطبق علاقة R_{\parallel} لحساب مطال الحقلين الكهربائي والمغناطيسي للموجة المنعكسة:

$$R_{\parallel} = \frac{E_{r\parallel}}{E_{i\parallel}} = \frac{\frac{Z_1}{Z_2} \cos \theta_i - \cos \theta_t}{\frac{Z_1}{Z_2} \cos \theta_i + \cos \theta_t} \approx 0.13$$

وبالتالي

$$E_{r\parallel} = E_{i\parallel} R_{\parallel} = 0.13 \times 30 = 4.0 \text{ V/m}$$

$$H_r = \frac{E_{r\parallel}}{Z_1} = \frac{4.0}{377} \approx 0.01 \text{ A/m}$$

4-2. قيم عملية لمعاملي الانعكاس والعبور Practical Reflection and transmission coefficients

يحتوي الجدول -1- قيم المحددات التكوينية لأنواع مختلفة من التربة والماء المعتمدة في توصية الاتحاد الدولي للاتصالات³. ويظهر الشكل -3- طويلة معاملي الانعكاس والعبور عند السطح الفاصل مع تربة جافة، والشكل -4- مع تربة رطبة، وذلك من أجل موجة واردة بزاوية θ_i متغيرة ومن أجل استقطاب أفقي $E_{i\perp}$ واستقطاب شاقولي $E_{i\parallel}$.

Surface	السطح الفاصل	الناقلية σ [S/m]	ثابت العازلية النسبي
---------	--------------	----------------------------	-------------------------

³ International Telecommunication Union, ITU-R Recommendation 527-3: Electrical characteristics of the surface of the earth, Geneva, 1992.

			ϵ_r
Dry ground	تربة جافة	0.001	4-7
Average ground	تربة وسط	0.005	15
Wet ground	تربة رطبة	0.02	25-30
Sea water	ماء البحر	5	81
Fresh water	ماء عذب	0.01	81

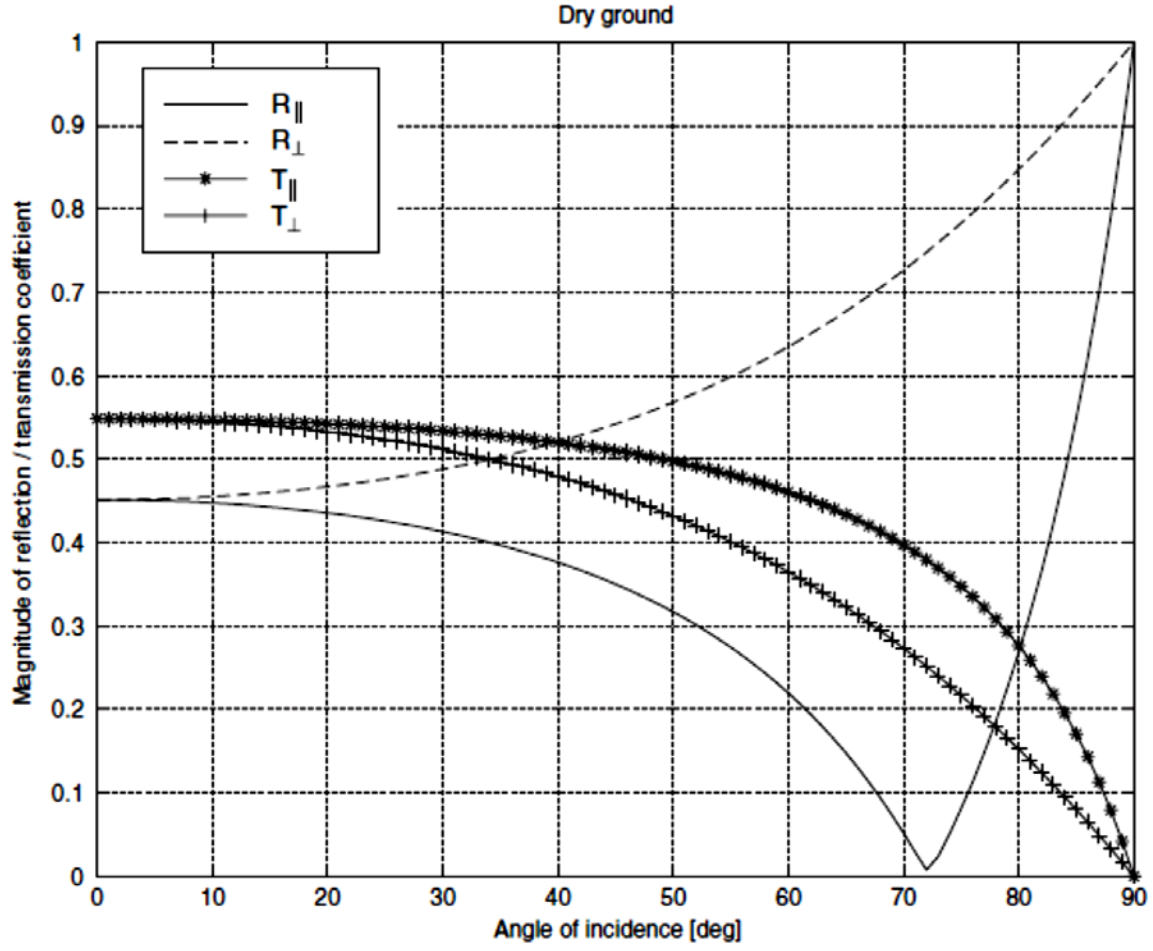
الجدول -1- المحددات التكوينية لأنواع مختلفة من التربة والماء

لاحظ في الشكل -3- أنه في حالة الموجة المستقطبة شاقولياً، ينعلم معامل الانعكاس عند زاوية ورود $\theta_i = \theta_B$ تسمى Brewster angle وتعطى بالعلاقة التالية:

$$\theta_B = \tan^{-1} \frac{n_2}{n_1}$$

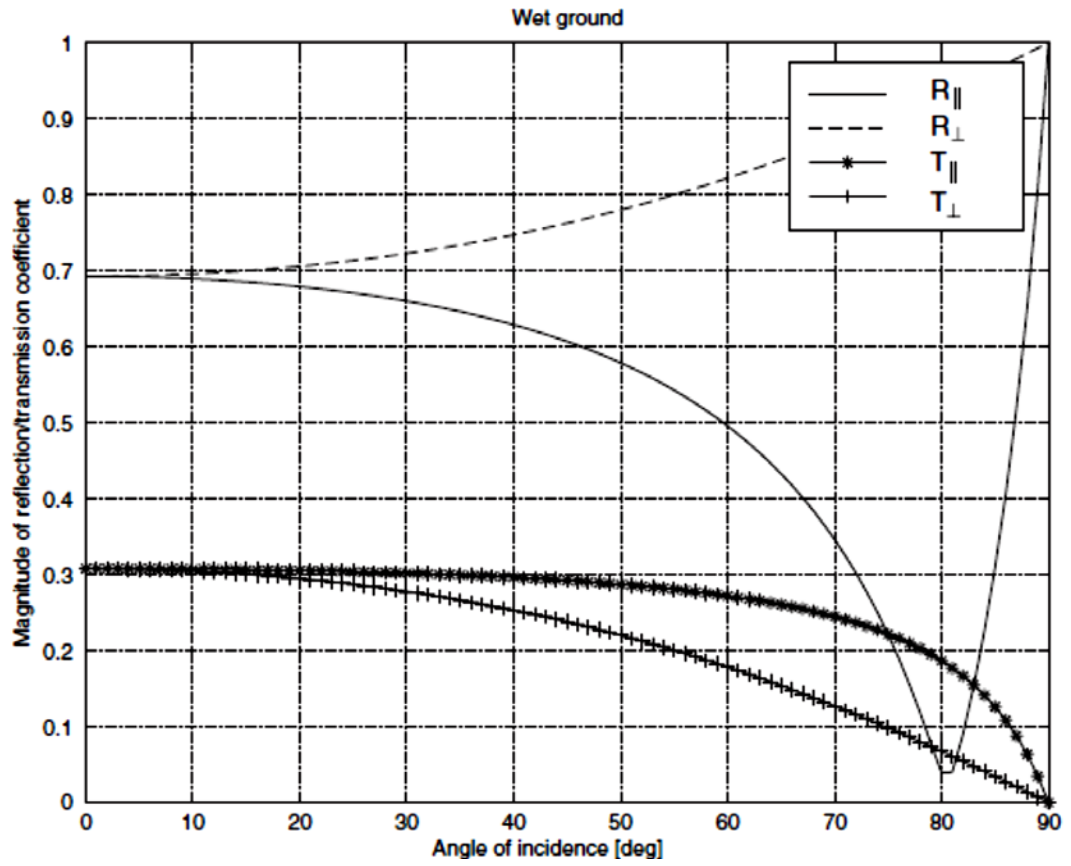
هذا يعني أن الأمواج المستقطبة بشكل ما والواردة عند هذه الزاوية لا تحافظ على استقطابها عند الانعكاس أو العبور.

كما نلاحظ من الشكلين -3- و -4- أنه عندما تقترب زاوية الورد من 90° ، يقترب معامل الانعكاس من القيمة 1- من أجل جميع الحالات، بينما ينعلم معامل العبور. تسمى هذه الحالة بالورد الساف grazing incidence، والتي تمثل عملياً حالة هوائي إرسال بارتفاع منخفض مقارنة بالمسافة إلى المستقبل، أي الورد القريب جداً من السطح الفاصل. لتوضيح هذه الحالة، نعيد رسم الشكل -3- لكن بفرض أن التربة بناقلية معدومة (عازل تام بدون فقد)، وبالتالي يأخذ معاملي العبور والانعكاس في هذه الحالة (الشكل -5-) قيمة حقيقية. لاحظ أنه من أجل $\theta_i > \theta_B$ ، يأخذ معاملا الانعكاس R_{\perp} و R_{\parallel} قيمة سالبة، أي أن الموجتين الواردة والمنعكسة متعاكستان في الطور.



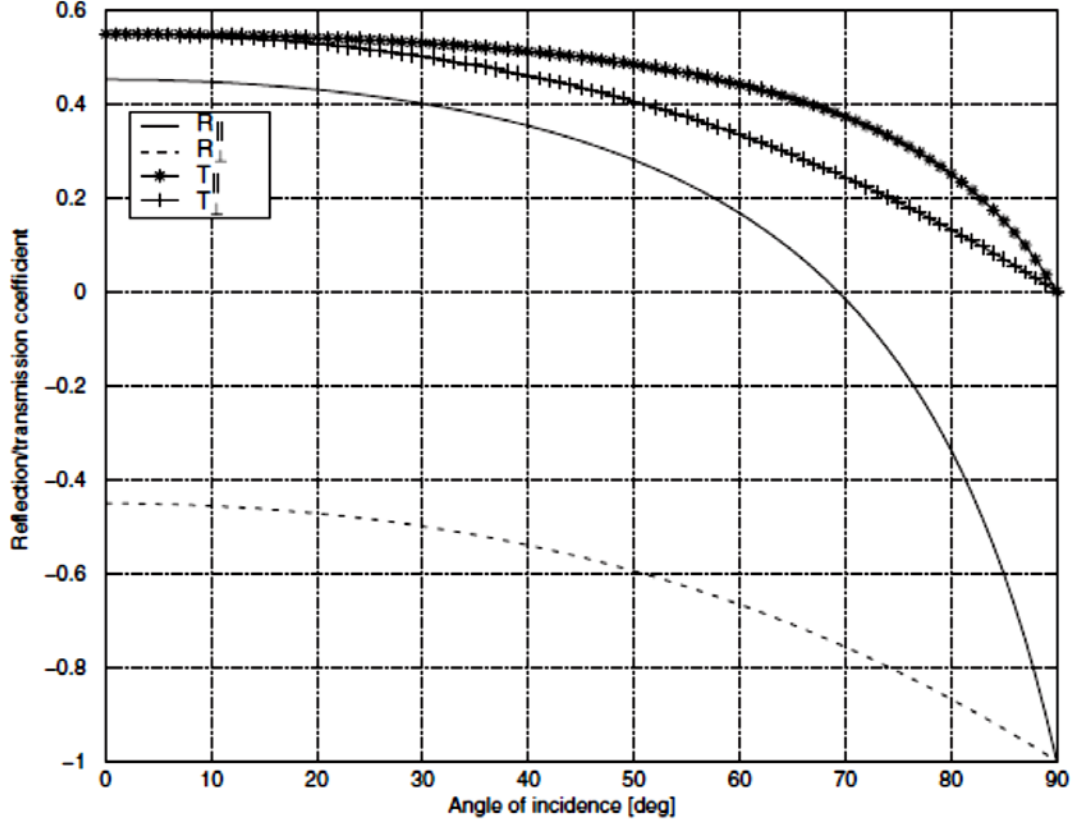
الشكل 3- طويلة معاملي الانعكاس والعبور عند السطح الفاصل مع تربة جافة عند التردد 100 MHz ومن أجل

$$\epsilon_r = 7$$



الشكل 4- طويلة معاملي الانعكاس والعبور عند السطح الفاصل مع تربة رطبة عند التردد 100 MHz ومن أجل

$$\epsilon_r = 30$$

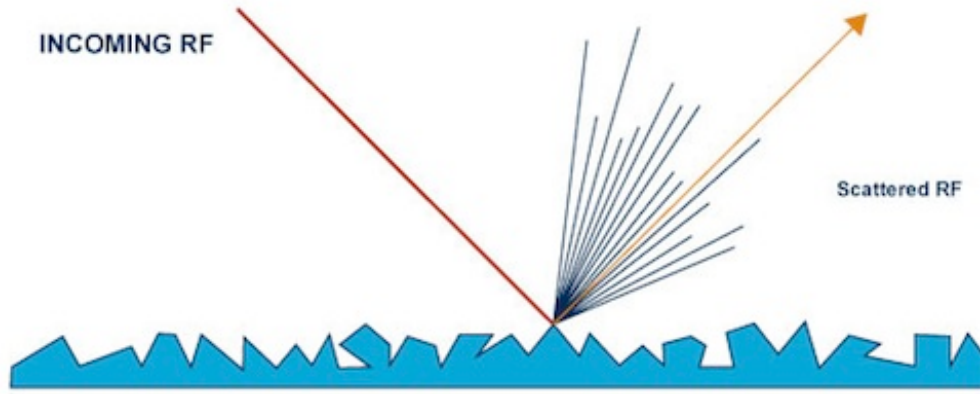


الشكل 5- معاملات الانعكاس والعبور عند السطح الفاصل مع تربة رطبة بفرض $\sigma = 0$ عند التردد 100 MHz ومن أجل

$$\epsilon_r = 30$$

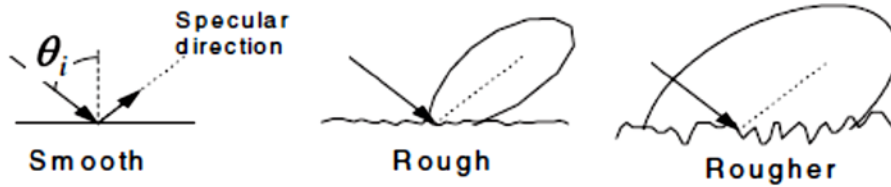
3- التبعثر Scattering

اعتبرنا في دراستنا لألية الانعكاس والعبور أن السطح الفاصل هو سطح مستوي وناعم، ونسمي الانعكاس بهذه الحالة specular reflection، أي أن الانعكاس عن السطح المستوي له خواص انعكاس الضوء على المرآة (ينعكس عن الشعاع الذي يمثل الموجة الواردة، شعاع واحد يمثل الموجة المنعكسة). لكن عندما يكون السطح خشناً، يحصل ما يسمى بظاهرة التبعثر كما في الشكل 6-.



الشكل -6- ظاهرة التبعثر عن السطح الخشن

في حالة سطح التبعثر الخشن Rough Surface Scattering ، كلما ازدادت خشونة السطح، كلما ازدادت نقاط السطح التي تتبعثر منها الموجة كما في الشكل -7-. يؤدي ذلك، وكما هو مبين في الشكل -7-، إلى انخفاض الطاقة باتجاه الانعكاس، وزيادة إشعاعها باتجاهات أخرى. تعتمد درجة التبعثر على زاوية الورود θ_i وعلى خشونة السطح مقارنة بطول الموجة. تنخفض خشونة السطح ظاهرياً كلما اقتربت زاوية الورود من الزاوية السافة $\theta_i = 90^\circ$ وكلما أصبح طول الموجة أكبر.



الشكل -7- تأثير خشونة السطح على الانعكاس

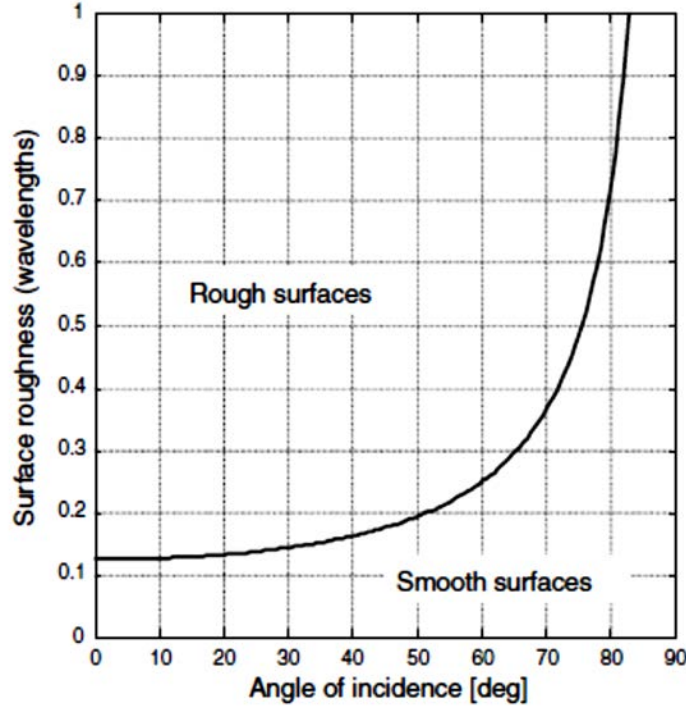
يمكن اعتبار أن السطح ناعم إذا كان فرق الطور بين الأمواج المنعكسة عن السطح مهملاً. وفي حال وجود فرق Δh في الارتفاع بين نقطتين من السطح، فإنه سيحصل فرق في الطور بين الموجتين المنعكستين عن هاتين النقطتين مقداره

$$\Delta\phi = \frac{4\pi\Delta h \cos \theta_i}{\lambda}$$

وبالتالي يمكننا اعتبار السطح ناعم إذا كان هذا الفرق في الطور $\Delta\phi < \frac{\pi}{2} = 90^\circ$ ، مما يقودنا إلى معيار رايلييه: Rayleigh criterion

$$\Delta h < \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i}$$

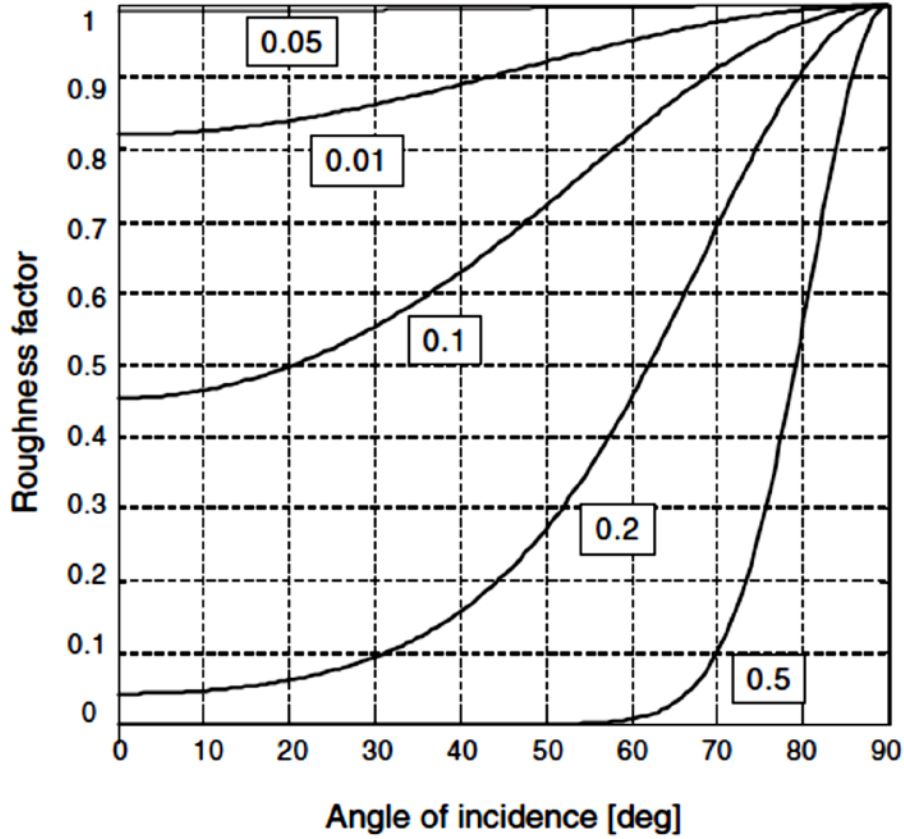
يبين الشكل 8- هذا المعيار، حيث نرسم المنحني $1/8 \cos \theta_i$ بدلالة θ_i الذي يمثل مقدار الفرق في الارتفاع بالنسبة لطول الموجة، والذي يسمح بالتمييز بين السطوح الناعمة (المنطقة الواقعة تحت المنحني البياني)، والسطوح الخشنة (المنطقة الواقعة فوق المنحني البياني) حيث لا يمكن استخدام معامل انعكاس فرينيل في هذه المنطقة.



الشكل 8- معيار رايلي لخشونة السطح

عملياً، للحصول على دقة أعلى، نعتبر السطح ناعماً من أجل ربع القيمة الناتجة عن معيار رايلي، أي $\Delta \phi < \frac{\pi}{4}$. بينما لاحظ أنه من أجل زاوية الورود السافة $\theta_i = 90^\circ$ ، يمكن اعتبار السطح ناعم مهما كانت خشونته، لأن كل الأمواج المنعكسة تصل بنفس الانزياح في الطور.

عندما يكون السطح خشناً، يمكن حساب مقدار انخفاض مطال الشعاع المنعكس باتجاه الانعكاس $\theta_r = \theta_i$ بضرب قيمة معامل الانعكاس المقابلة بمعامل الخشونة f ، الذي يعتمد على زاوية الورود والانحراف المعياري لتغيرات ارتفاع السطح σ_s . يبين الشكل 9- المنحنيات البيانية لهذا المعامل من أجل قيم مختلفة للانحراف المعياري σ_s . وبالتالي يمكن حساب معامل الانعكاس الفعلي عن السطح الخشن من العلاقة $R_{rough} = R f(\sigma_s)$.

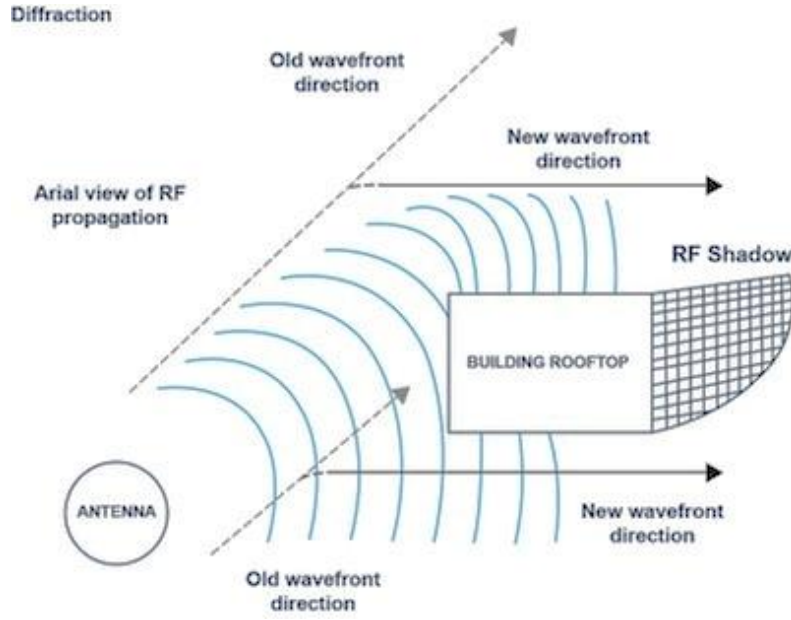


الشكل 9- معامل الخشونة بدلالة زاوية الورود من أجل قيم مختلفة للانحراف المعياري σ_s .

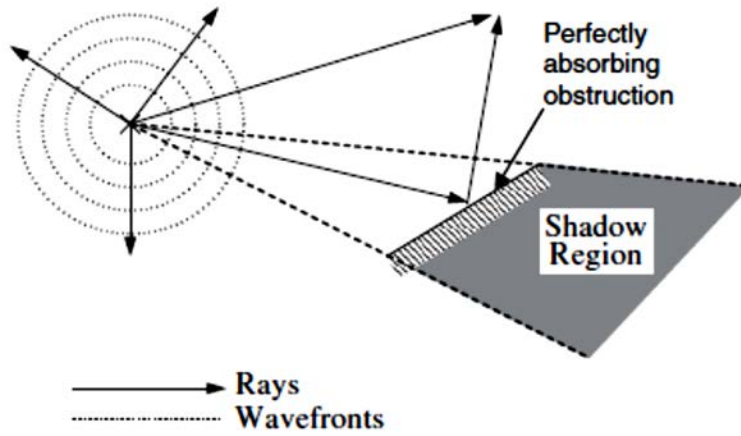
4- الانعراج Diffraction

يحدث الانعراج عندما تتواجد عوائق في مسار الموجة بين المرسل والمستقبل أبعادها كبيرة بالمقارنة مع طول الموجة، مما يؤدي إلى تشكل أمواج ثانوية خلف الجسم العائق. يستخدم الانعراج في توصيف الطاقة الراديوية المنتشرة من المرسل إلى المستقبل عندما لا يتواجد مسار خط نظر بينهما. عادة ما يطلق على هذه الظاهرة مصطلح الحجب (shadowing) ذلك أن الحقل المنعرج يمكن أن يصل إلى المستقبل حتى في الحالات التي يكون فيها العائق غير نفوذ.

يبين الشكل 10- ظاهرة الانعراج وكيف يمكن للموجة أن تصل لمنطقة الحجب المتشكلة خلف عائق تفقد الموجة طاقتها بالامتصاص absorption، لكن تتولد أمواج جديدة تنتشر باتجاه منطقة الحجب وذلك وفق مبدأ هايكنز Huygens' principle /'haɪɡənz/. بينما يبين الشكل 11- أن علم الضوء الهندسي geometrical optics لا يتوقع وصول الموجة إلى منطقة الحجب خلف العائق غير النفوذ.



الشكل -10- منظر جوي Aerial view من أعلى سطح بناء Building rooftop لظاهرة الانتشار بالانعراج



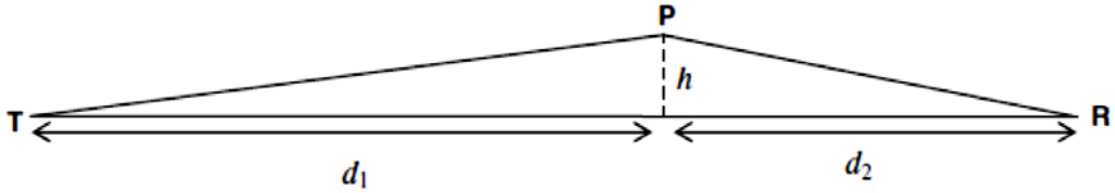
الشكل -11- فشل علم الضوء الهندسي بتوقع وصول الموجة إلى منطقة الحجب Shadow region خلف العائق غير النفاذ Perfectly absorbing obstruction

يبين الشكل -12- ظاهرة الانعراج هذه في أمواج البحر عند رأس الشاطئ مشكلاً ما يشبه حافة السكين، وكيف تصل الأمواج لمنطقة الحجب.



الشكل -12- انعراج حافة السكين Knife-edge diffraction لأمواج البحر

1-4. محدد الانعراج diffraction parameter



الشكل -13- وصلة اتصال بين T و R مع نقطة انعراج P

لتكن الوصلة بين المرسل T والمستقبل R في الشكل -13-، حيث تمثل P النقطة التي يحصل الانعراج عندها. تصل الموجة إلى المستقبل عبر مسارين: المسار المباشر TR أو خط النظر (LOS) والمسار المنعرج TPR. بما أن TPR أطول من TR، تصل الموجتين إلى المستقبل مع فرق طور.

لدينا عادة $h \ll d_1$ و $h \ll d_2$ وبالتالي من الشكل -13- نعرف محدد الانعراج diffraction parameter بالعلاقة التالية:

$$v \approx h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}$$

حيث λ طول الموجة.

إذا كانت نقطة الانعراج P تحت خط النظر TR، سيكون h سالباً وبالتالي سيكون v سالباً أيضاً. وعندما تقع P على خط النظر سيكون $h = 0$ ، وهذا يمثل حالة المسافة العظمى لخط النظر.

2-4. فقد الانعراج Diffraction loss

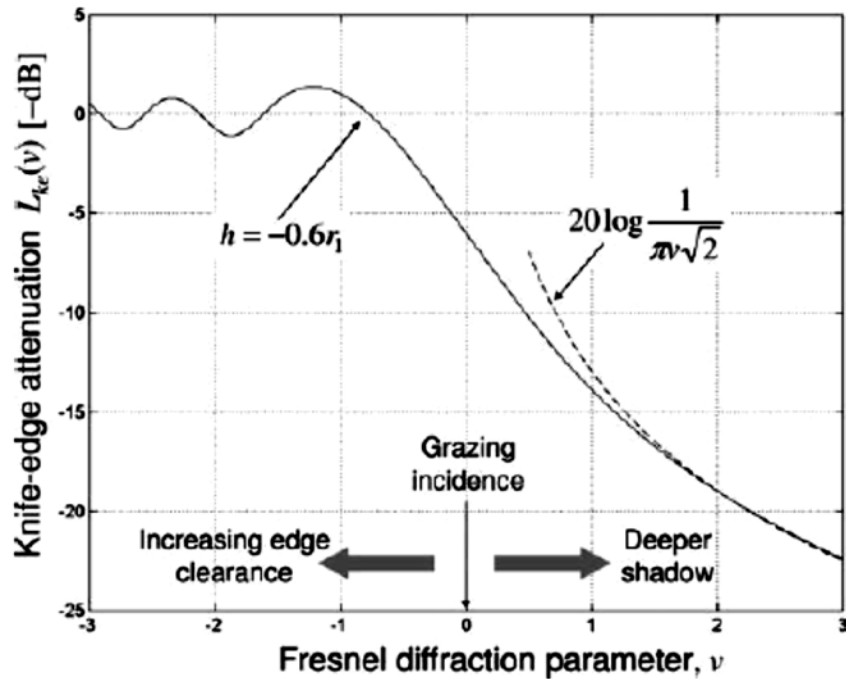
يمكن التعبير عن نتيجة الانتشار بالانعراج بفقد الانتشار propagation loss الذي يمثل مقدار انخفاض شدة الحقل بسبب آلية الانعراج عند حافة العائق.

يصعب حساب الفقد بسبب الانعراج بدقة، لذلك يتم اللجوء عادة إلى نمذجة العائق بما يسمى حافة السكين Knife-edge. تم توصيف هذا الأثر رياضياً ويمكن استخدامه لتقدير فقد الانعراج $L_{ke}(v)$. يمكن التعبير عن هذا الفقد بالعلاقة:

$$L_{ke}(v) = -20 \log \left| \frac{E_d}{E_i} \right| = -20 \log |F(v)|$$

حيث E_d الحقل المنعرج، E_i الحقل الوارد، و $F(v)$ تكامل الانعراج.

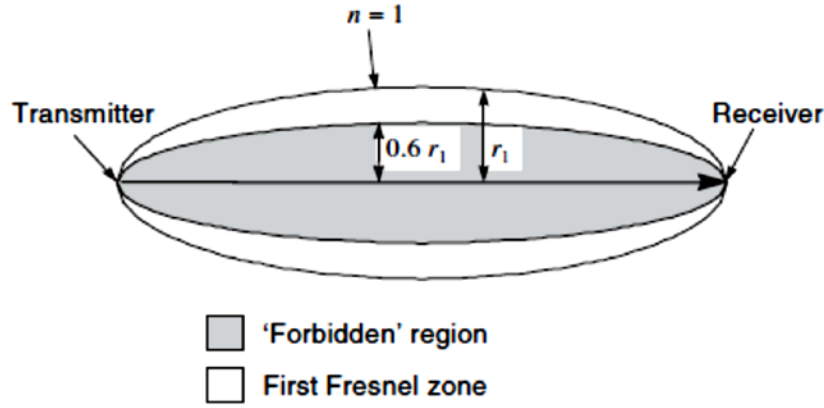
يبين الشكل 14- فقد الانعراج $L_{ke}(v)$ من عائق على شكل حافة السكين. نلاحظ أن هذا الفقد يزداد كلما كان الحجب أكبر أي $v > 0$. ونلاحظ أن $L_{ke}(0) = 6$ dB، أي أن الاستطاعة المستقبلية تنخفض إلى الربع عندما تقع حافة السكين تماماً على خط النظر.



الشكل -14- فقد انعراج حافة السكين

ينعدم فقد الانعراج عند $v = -0.8$ وهذا يقابل $h = -0.6r_1$ ، حيث يمثل r_1 نصف قطر منطقة فرينيل الأولى first Fresnel zone، أي أن 60% من هذه المنطقة التي تحتوي معظم إشعاع المرسل لا يوجد فيها عائق. يستخدم هذا المعيار لتحديد مدى اعتراض العائق للمسار المباشر. وهكذا، تعتبر المنطقة المظللة في الشكل -15- هي وضوح منطقة فرينيل Fresnel zone clearance، أي أن خلوها من العوائق يعني أن فقد الانعراج يكون معدوماً (كأن العائق غير موجود في مسار الإشارة) أي:

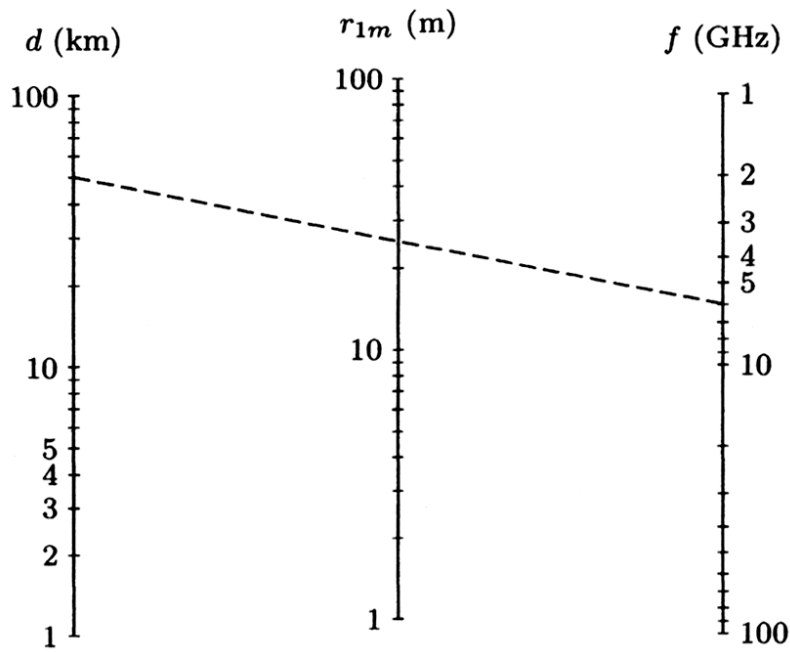
$$L_{ke}(-0.8) = 0 \text{ dB}$$



الشكل -15- منطقة فرينيل الأولى $n = 1$ بنصف قطر r_1 والمنطقة "المحرمة" "Forbidden region" (بدون عائق) وهي منطقة الوضوح بنصف قطر $0.6r_1$

يمكن الاستعانة بالمخطط البياني في الشكل -16- لحساب نصف القطر r_1 لمنطقة فرينيل الأولى بدلالة المسافة TR بالـ km والتردد بالـ GHz، أو باستخدام العلاقة:

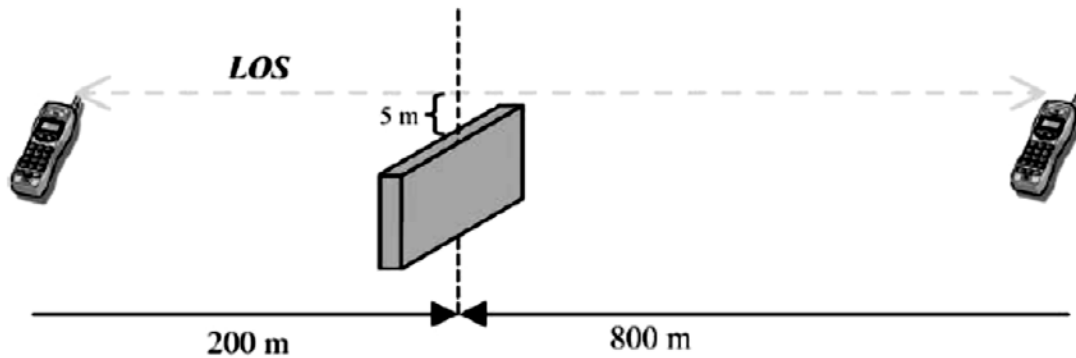
$$r_1 \approx \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$



الشكل -16- مخطط بياني لحساب نصف القطر r_1 بالـ m لمنطقة فرينيل الأولى بدلالة المسافة بالـ km والتردد بالـ GHz

3-4. مثال محلول 2

وصلة اتصال مكونة من جهازي اتصال لاسلكي (راديو hand-held radio) تعمل عند التردد 150 MHz وتفصل بينهما مسافة 1 km كما في الشكل -17-. العائق بين الجهازين يصل ارتفاعه حتى 5 m تحت خط النظر وموجود على مسافة 200 m من أحدهما. احسب فقد الانعراج الناتج عن العائق.



الشكل -17- وصلة الاتصال في المثال 2

الحل

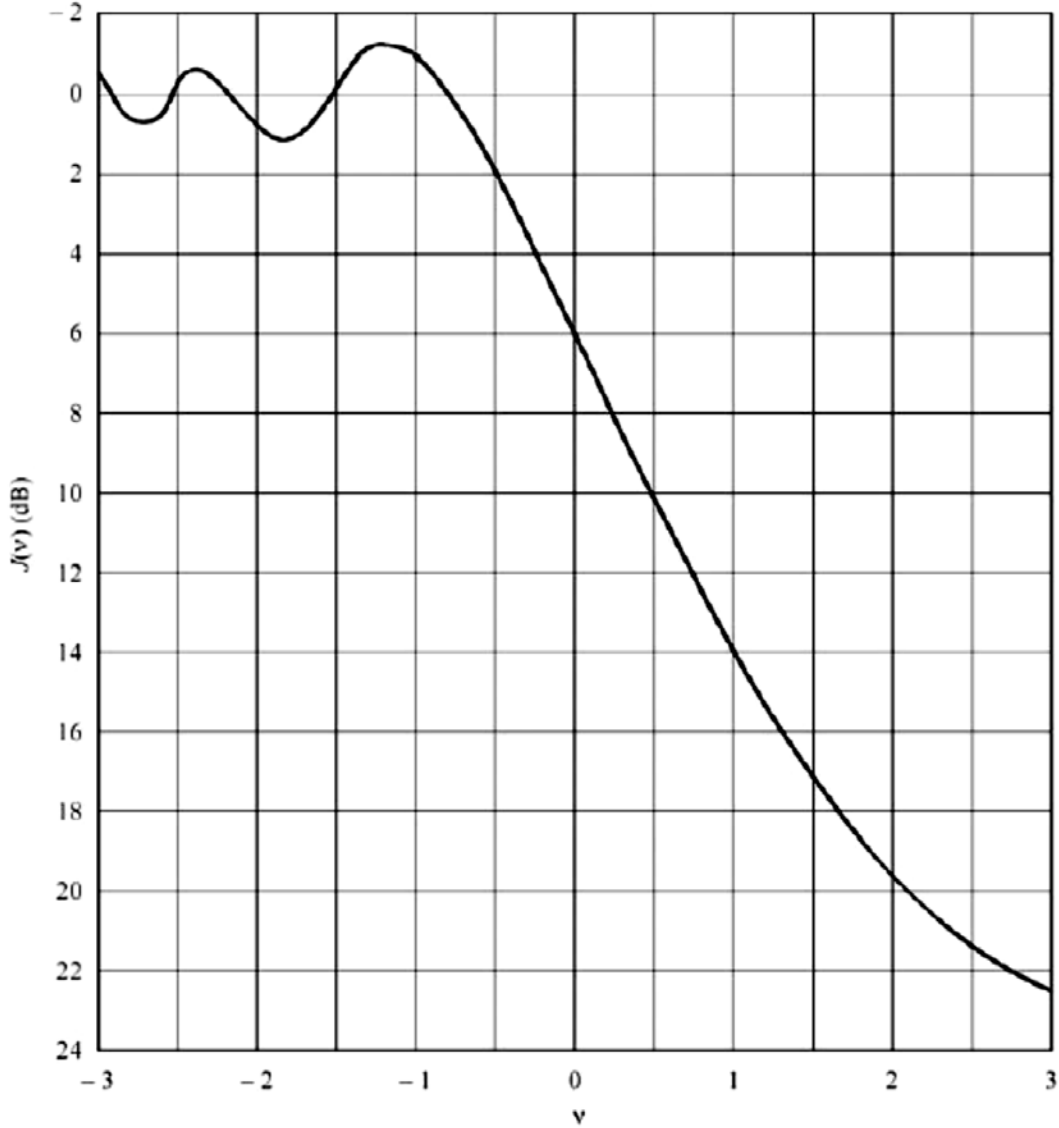
بما أن العائق يقع تحت خط النظر، سيكون h سالباً وبالتالي سيكون v سالباً أيضاً. لحساب محدد الانعراج v نكتب:

$$\begin{aligned} h &= -5 \text{ m} & \lambda &= 2 \text{ m} \\ d_1 &= 200 \text{ m} & d_2 &= 800 \text{ m} \\ v &\approx h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = -0.395 \end{aligned}$$

يمكن العودة إلى الشكل -14- أو إلى الشكل -18- الأكثر دقة للقراءة لنجد أن:

$$L_{ke}(-0.395) = 2.5 \text{ dB}$$

Knife-edge diffraction loss



الشكل -18- الفقد الناتج عن الانعراج

4-4. مسألة للحل

وصلة اتصال مكروي تعمل عند التردد 18 GHz يعترضها عائق بشكل knife-edge يرتفع بمقدار h عن الخط الأفقي الواصل بين المرسل والمستقبل. يبعد العائق مسافة 36 km عن أحد طرفي الاتصال، ومسافة 48 km عن الطرف الآخر.

حدّد أقصى ارتفاع h بحيث لا يؤثر العائق على خط النظر بين المرسل والمستقبل.

الجواب: $h_{max} = -11$ m

5- الخلاصة

استعرضنا في هذا الفصل آليات الانتشار الأساسية وهي الانعكاس والانكسار والتبعثر والانعراج، مما يشكل، مع ما تم مراجعته في الفصل السابق، الأساس لدراسة أداء نظم الاتصالات الراديوية والمكروية. سنتعرف في الفصل القادم على حسابات ميزانية الوصلة، حجر الأساس لتصميم وتشغيل نظام الاتصالات، آخذين بعين الاعتبار فقد الانتشار وآلياته.

أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10"

اختر الإجابة الصحيحة: درجة لكل سؤال

1. يكون الورد ناظماً في الحالة التالية

a. $\theta_i = \theta_r$

b. $\theta_i = 90^\circ$

c. $\theta_i = 180^\circ$

d. $\theta_i = 0^\circ$

التغذية الراجعة: راجع الورد الناظم.

2. تتحقق العلاقة $\theta_i = \theta_r$ في الحالة التالية

a. الورد الناظم

b. الورد المائل

c. في الورد الناظم والمائل

d. لا تتحقق أبداً

التغذية الراجعة: راجع الورد الناظم والورد المائل.

3. في حال الورد المائل، يتغير كل من معامل الانعكاس ومعامل العبور حسب:

a. نمط الموجة وزاوية الورد والانكسار

b. نمط الموجة فقط

c. زاوية الورد فقط

d. زاوية الورد والانكسار فقط

التغذية الراجعة: راجع الورد المائل.

4. يتغير تردد الموجة المنعكسة والعبارة في حال الورد المائل حسب استقطاب الموجة الواردة.

a. صح

b. خطأ

التغذية الراجعة: راجع الورد المائل.

5. في حال الورد المائل، إذا كان وسط الانتشار مع فقد،

a. يتغير كل من معامل الانعكاس ومعامل العبور

b. يتغير معامل الانعكاس فقط

c. لا يتغير كل من معامل الانعكاس ومعامل العبور

d. يتغير معامل العبور فقط

التغذية الراجعة: راجع الورود المائل.
6. تحافظ الموجة المستقطبة دائرياً على استقطابها عند زاوية ورود $\theta_i = \theta_B$

a. صح

b. خطأ

التغذية الراجعة: راجع فقرة قيم عملية لمعاملي الانعكاس والعبور.
7. في حالة الورود الساف، تكون زاوية الورود:

a. $\theta_i = \theta_B$

b. $\theta_i = 90^\circ$

c. $\theta_i = 180^\circ$

d. $\theta_i = 0^\circ$

التغذية الراجعة: راجع فقرة قيم عملية لمعاملي الانعكاس والعبور.
8. تزداد أهمية ظاهرة التبعثر كلما أصبح طول الموجة أكبر.

a. صح

b. خطأ

التغذية الراجعة: راجع ظاهرة التبعثر.
9. تساعد ظاهرة الانعراج على استقبال الموجة في منطقة الحجب.

a. صح

b. خطأ

التغذية الراجعة: راجع ظاهرة الانعراج.
10. ينعدم فقد الانعراج في حال كانت منطقة فرينيل الأولى بدون عائق.

a. صح

b. خطأ

التغذية الراجعة: راجع ظاهرة الانعراج.

الفصل السادس: نماذج الانتشار الأساسية

Basic Propagation Models

الكلمات المفتاحية:

فقد المسار Path Loss، فقد المسار الأعظمي المقبول Maximum Acceptable Path Loss، الديسيبل Decibels، فقد الفضاء الحر Free Space Loss، فقد الأرض المستوية Plane Earth Loss، ميزانية الوصلة Link Budget، الاستطاعة الفعلية المشعة بالتساوي في كافة الاتجاهات Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)، حساسية المستقبل Receiver Sensitivity، نسبة الإشارة إلى الضجيج Signal to Noise Ratio (SNR)، معامل الضجيج Noise Factor، رقم الضجيج Noise Figure، صيغة فريس Friis Formula، هامش الخفوت Fade Margin.

ملخص:

نهتم في هذا الفصل بتحديد مدى نظام اتصالات لاسلكي (راديوي أو مكروي) اعتماداً على فهمنا لآليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية التي درسناها في الفصل السابق، واعتماداً على المحددات الأساسية لهوائيات الإرسال والاستقبال التي درسناها في الجزء الأول من هذا المقرر. نهتم هنا بنماذج انتشار الموجة الراديوية الأساسية، المثالية منها والتقريبية، والتي تفيد في الحسابات التقريبية لمدى نظام اتصالات نقطة لنقطة.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- مفهوم فقد المسار،
- الهدف الأساسي من نمذجة الانتشار،
- نماذج الانتشار الأساسية: فقد الفضاء الحر، وفقد الأرض المستوية،
- حسابات ميزانية الوصلة، وتحديد فقد المسار الأعظمي المقبول للنظام،
- تطبيق أحد نماذج الانتشار لتوقع المدى الأعظمي للنظام الموافق لفقد المسار الأعظمي المقبول.

الفصل السادس: نماذج الانتشار الأساسية

Basic Propagation Models

1- مقدمة Introduction

نهتم في هذا الفصل بتحديد مدى نظام اتصالات لاسلكي (راديوي أو مكروي) اعتماداً على فهمنا لآليات الانتشار المختلفة للموجة في بيئة واقعية التي درسناها في الفصل السابق، واعتماداً على المحددات الأساسية لهوائيات الإرسال والاستقبال التي درسناها في الجزء الأول من هذا المقرر. نهتم هنا بنماذج انتشار الموجة الراديوية الأساسية، المثالية منها والتقريبية، والتي تفيدها الحسابات التقريبية لمدى نظام اتصالات نقطة لنقطة، ومن ثم يمكن إضافة أثر آليات الانتشار الأخرى حسب نظام الاتصالات المطلوب تصميمه. نترك الخطوة الأخيرة لكل اختصاص على حدة، مثل الاتصالات النقالة.

2- تعريف فُقد المسار Definition of Path Loss

يمكن تعريف فُقد المسار بين هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال بأنه نسبة الاستطاعة المرسل إلى الاستطاعة المستقبلية، مقدر بالديسيبل dB عادة. يتضمن فُقد المسار كل عناصر الفُقد الممكنة المرافقة لانتشار الموجة بين هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال، وما يسببه أي عائق موجود في هذا المسار من تأثير على آليات الانتشار المعروفة. فالوصلة المكروية مثلاً Microwave link، التي تؤمن الاتصال بين مرسل ومستقبل ثابتين، يمكن أن تتعرض لعوامل جوية مختلفة تؤدي إلى انخفاض حاد ومفاجئ في الاستطاعة وربما قطع الاتصال. وفي حالة الاتصالات النقالة، تتعرض الموجة لأنواع مختلفة من الفُقد بسبب خفوت تعدد المسارات الذي تتعرض له، مما يضطرنا لحساب الاستطاعة المتوسطة على عدة أدوار من الخفوت السريع. كما أنه يصعب قياس هذا النوع من الفُقد مباشرة، لتنوع الفُقد والكسب في النظم الراديوية الواجب اعتبارها.

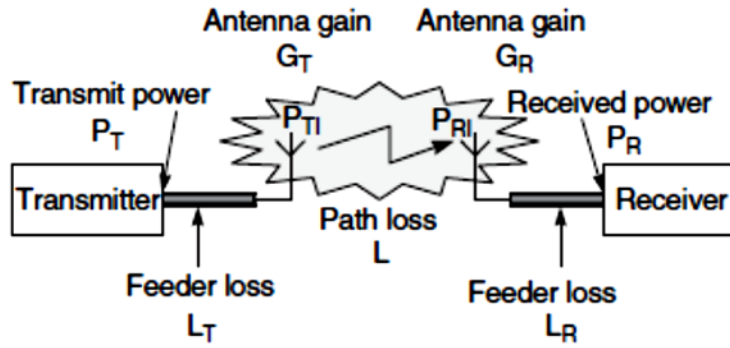
لذلك يجري عادة أخذ عوامل فُقد المسار بالحسبان من خلال بناء حسابات ما يسمى "ميزانية الوصلة" link budget، التي تمثل الخطوة الأولى في تصميم نظام الاتصالات الراديوي أو اللاسلكي بأنواعه، والتي سيجري تفصيلها لاحقاً في هذا الفصل.

من أجل تعريف فُقد المسار بشكل واضح، يجب اعتبار كل عوامل الكسب والفُقد في النظام. نمثل نظام الاتصالات الراديوي أو اللاسلكي بالعناصر المبينة في الشكل 1-1، ونعتبر في هذه الحالة أن الاتصال يتحقق بوصلة نقطة لنقطة point-to-point link.

يمكن التعبير عن الاستطاعة المستقبلية P_R (Received power) عند دخل المستقبل (Receiver) بالعلاقة:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{L_T L_R L}$$

حيث يمثل: G_T و G_R ربح هوائي الإرسال والاستقبال (Antenna gain) كنسبة استطاعة، ويمثل L_T و L_R فُقد كوابل coaxial cables الإرسال والاستقبال التي تغذي الهوائيات (Feeder loss) كنسبة استطاعة، و P_T (transmit power) الاستطاعة المرسله عند خرج المرسل (Transmitter) مقدره بالواط Watts. يُعرّف عادة ربح الهوائي بالنسبة لهوائي متمائل المناحي Isotropic، الذي يشع الاستطاعة بالتساوي في كافة الاتجاهات ويكون ربحه يساوي الواحد، وبالتالي يكون ربح الهوائي غير متمائل المناحي أكبر من الواحد ويقدر بالـ dBi. وقيم الربح المستخدمة للهوائي هي تلك التي توافق اتجاه الهوائي الآخر، والتي ليست بالضرورة القيمة العظمى.



الشكل -1-: عناصر نظام الاتصالات الراديوي

تعطى الاستطاعة الفعلية المشعة بالتساوي في كافة الاتجاهات The effective isotropic radiated power (EIRP) من جهة المرسل بالعلاقة:

$$EIRP = \frac{P_T G_T}{L_T} = P_{TI}$$

وبالمثل تعطى الاستطاعة الفعلية المستقبلية من كافة الاتجاهات The effective isotropic received power (EIRP) من جهة المستقبل بالعلاقة:

$$P_{RI} = \frac{P_R L_R}{G_R}$$

وبالتالي يمكن التعبير عن فُقد المسار L بشكل مستقل عن محددات النظام بأنه النسبة بين الاستطاعة EIRP المرسله والمستقبله، أي الفُقد الناتج في نظام مثالي، حيث الكوابل بدون فُقد والهوائيات متمائلة المناحي isotropic:

$$L = \frac{P_{TI}}{P_{RI}} = \frac{P_T G_T G_R}{P_R L_T L_R}$$

يسمى فُقد المسار L بفُقد الانتشار أيضاً propagation loss، ويمكن استخدامه لوصف وسط الانتشار بشكل مستقل عن ربح النظام وفُقدته. لكن، مع ذلك، يمكن أن يتغير فُقد الانتشار إذا استبدلت مخططات الإشعاع من هوائيات لأخرى حسب الجهات التي يستقبل منها النظام. لكن هذا الأثر يمكن إهماله في نظم الاتصالات التي تؤمن خط نظر بين المرسل والمستقبل، أو في النظم التي تستخدم هوائيات باتجاهية عالية highly directional antennas.

1-2. الهدف الأساسي من نمذجة الانتشار Main Goal of Propagation Modelling

يكمن الهدف الأساسي من نمذجة الانتشار في توقع فُقد المسار L بأفضل دقة ممكنة، مما يسمح بتحديد المدى الأعظمي للنظام الراديوي قبل تنصيبه. تُعرّف المدى الأعظمي للنظام عندما تصبح الاستطاعة المستقبلية عند مستوى يؤمن جودة الاتصال المقبولة، والتي تُحدّد عادة بالعتبة الدنيا لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR_{min} المسموح بها. نسمي هذا المستوى عادة حساسية المستقبل receiver sensitivity S_{min} . بينما نعرّف الإشارة الصغرى القابلة للكشف minimum detectable signal MDS عند مستوى الاستطاعة التي يمكن للمستقبل كشفها (أي عند مستوى الضجيج أو $SNR = 1$).

تُعرّف فُقد المسار الأعظمي المقبول maximum acceptable path loss L_{max} بأنه قيمة فُقد المسار من أجل استطاعة مستقبلية مساوية لحساسية المستقبل. وجرت العادة أن يتم تقدير فُقد المسار بالديسيبل dB، أي:

$$L_{max}(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{TI}}{P_{RI}} \right) = 10 \log \left(\frac{P_T G_T G_R}{S_{min} L_T L_R} \right)$$

لاحظ أنه، كنتيجة لنظرية العكسية reciprocity theorem، لا يتغير تعريف فُقد المسار عند مبادلة أدوار هوائيات الإرسال والاستقبال، فالتردد لا يتغير والوسط لا تتغير خواصه مع الزمن. مع ذلك، يمكن أن يكون فُقد المسار الأعظمي المقبول مختلفاً في الاتجاهين، كون حساسية وفقد كل جهة يمكن أن تكون مختلفة. مثال على ذلك، يتمتع عادة مستقبل المحطة الثابتة base station receiver بحساسية أفضل من مستقبل المحطة النقالة mobile station receiver، لتعويض الاستطاعة المرسل المنخفضة المتاحة من المحطة النقالة.

2-2. الديسيبل Decibels

يستخدم الديسيبل كثيراً في الحسابات العملية ذات الصلة بالانتشار وموازنة الوصلة، لكن لمنع الالتباس في تطبيقه، نورد بعض التوضيحات التي تساعد على إنجاز الحسابات العملية.

يمكن التعبير عن نسبة استطاعتين بالديسيبل على النحو التالي:

$$10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \text{ dB}$$

وبالتالي عندما نضاعف الاستطاعة مرتين ($P_2 = P_1$)، نحصل على نسبة 3 dB، أي أن نسبة استطاعة تساوي 2 تكافئ 3 dB، ونسبة استطاعة تساوي 10 تكافئ 10 dB، بينما نسبة استطاعة تساوي 0.1 تكافئ -10 dB، وهكذا. إن استخدام نسبة الاستطاعة بالديسيبل يسهل حساب الفقد أو الربح في الاستطاعة، بعملية طرح أو جمع عوضاً عن القسمة والضرب على الترتيب.

يستخدم الديسيبل للتعبير عن نسبة الاستطاعة، لكن إذا كان $P_1 = V_1^2/R_1$ و $P_2 = V_2^2/R_2$ ، تصبح نسبة الاستطاعة بدلالة نسبة الجهد على الشكل:

$$10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = 10 \log \left(\frac{V_2^2 R_1}{V_1^2 R_2} \right) = 20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \right) \text{ dB}$$

حيث V_1 و V_2 الجهد بين طرفي الحمل R_1 و R_2 على الترتيب. فإذا كان الحمل نفسه أي $R_1 = R_2$ يصبح التعبير عن نسبة الجهد بالديسيبل على الشكل

$$20 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \text{ dB}$$

بالمثل، يمكن التعبير عن نسبة شدة الحقل الكهربائي أو المغناطيسي كالآتي:

$$20 \log \left(\frac{E_2}{E_1} \right) \text{ dB or } 20 \log \left(\frac{H_2}{H_1} \right) \text{ dB}$$

يستخدم الديسيبل أيضاً للتعبير عن مستوى الاستطاعة. فإذا اعتبرنا $P_{ref} = P_1 = 1 \text{ mW}$ كمرجع لقياس الاستطاعة، وقدرنا P_2 بالـ mW أصبح بإمكاننا التعبير عن مستوى الاستطاعة بالـ dBm بالنسبة للمرجع 1 mW ونكتب

$$10 \log \left(\frac{P \text{ (mW)}}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \log P \text{ dBm}$$

وبالتالي الاستطاعة 1 mW تكافئ 0 dBm، والاستطاعة 2 mW تكافئ 3 dBm، أي أن مضاعفة الاستطاعة مرتين تكافئ إضافة 3 dB، كما أن الاستطاعة 10 mW تكافئ 10 dBm، أي أن مضاعفة الاستطاعة 10 مرات تكافئ إضافة 10 dB، والاستطاعة 1 W = 1000 mW تكافئ 30 dBm، وهكذا.

كما يمكن التعبير عن الاستطاعة بالـ dBW باعتبار أن المرجع هو $P_{ref} = 1 \text{ W}$ ، وبالتالي الاستطاعة 1 W تكافئ 0 dBW ، وهكذا. نستنتج أن التحويل من dBm إلى dBW يتم بإضافة 30 dB ، أي $0 \text{ dBW} = 30 \text{ dBm}$.

أخيراً، إذا كان الهوائي المرجعي هو الهوائي متماثل المناحي، يجري التعبير عن ربح هوائي ما بالـ dBi، أما إذا كان المرجع هو الهوائي ثنائي القطب half-wave dipole عوضاً عن الهوائي متماثل المناحي، فيجري التعبير عن ربح هوائي ما بالـ dBd، ويكون لدينا

$$0 \text{ dBd} = 2.15 \text{ dBi}$$

3-2. مثال محلول 1

نظام راديوي يرسل استطاعة 10 W عبر كابل فقده 10 dB إلى هوائي ربحه 12 dBd باتجاه هوائي استقبال ربحه 0 dBd موصول عبر كابل فقده 2 dB إلى مستقبل حساسيته -104 dBm . احسب:

5. الاستطاعة الفعلية المشعة في كافة الاتجاهات EIRP.

6. فقْد المسار الأعظمي المقبول L_{max} .

الحل

5. لنحول المقادير الواردة في نص المسألة إلى وحدات متجانسة، كأن نعبر عن الاستطاعة بالـ dBW، وعن ربح الهوائي بالـ dBi. ننظم النتائج في الجدول التالي:

P_T	10 W	10 dBW
G_T	12 dBd	14.15 dBi
G_R	0 dBd	2.15 dBi
S_{min}	-104 dBm	-134 dBW
L_T	10 dB	10 dB
L_R	2 dB	2 dB

لحساب EIRP بالـ dBW نكتب:

$$\text{EIRP} = 10 \log \left(\frac{P_T G_T}{L_T} \right) = P_{TI} = P_T + G_T - L_T$$

$$P_{TI} = 10 \text{ dBW} + 14.15 \text{ dBi} - 10 \text{ dB} = 14.15 \text{ dBW} = 26 \text{ W}$$

ملاحظة: إذا كان الهوائي المرجعي هو ثنائي القطب half-wave dipole عوضاً عن الهوائي متماثل المناحي، يمكن حساب الاستطاعة الفعلية المشعة ERP من العلاقة التالية:

$$\text{ERP [dBW]} = \text{EIRP [dBW]} - 2.15 \text{ [dBi]}$$

6. لحساب فُقد المسار الأعظمي المقبول L_{max} نكتب:

$$L_{max}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_T G_T G_R}{S_{min} L_T L_R} \right) = P_T + G_T + G_R - S_{min} - L_T - L_R$$

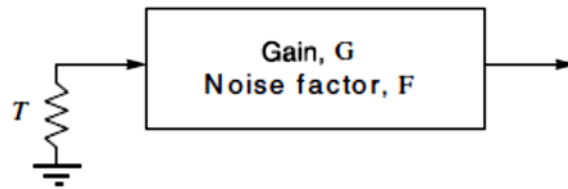
$$L_{max}[\text{dB}] = P_{TI} + G_R - S_{min} - L_R$$

$$L_{max}[\text{dB}] = 14.15 \text{ dBW} + 2.15 \text{ dBi} - (-134 \text{ dBW}) - 2 \text{ dB} = 148.3 \text{ dB}$$

3- نمذجة الضجيج Noise Modelling

حسبنا في المثال المحلول 1 تأثير عناصر نظام الاتصالات الراديوي المبين في الشكل -1- على الاستطاعة المستقبلية من خلال حساب فُقد المسار الأعظمي المقبول. من الضروري أيضاً حساب تأثير الضجيج على المستقبل، كون الاستطاعة المستقبلية منخفضة ويمكن أن تكون أقل من استطاعة الضجيج، لنتمكن من تحديد نسبة استطاعة الإشارة إلى استطاعة الضجيج (SNR) the ratio of signal power to noise power، وهي النسبة المستخدمة عادة لتحديد أداء المستقبل. تأتي المساهمة الأساسية في الضجيج من المستقبل نفسه، إضافة للضجيج الخارجي من البيئة المحيطة بالنظام ووسط الانتشار.

يمكن حساب الضجيج الكلي للمستقبل بتمثيله بدارة من منفذين (دخل وخرج) A noisy two-port network representing a complete system كما في الشكل -2-. مواصفات المستقبل هي: الربح G ويمثل نسبة استطاعة الخرج إلى استطاعة الدخل، ومعامل الضجيج F noise factor. نعرّف معامل الضجيج بأنه نسبة استطاعة ضجيج الخرج N_o مقسومة على الربح G (أي مرجعة إلى الدخل) إلى استطاعة ضجيج الدخل، أو نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الخرج إلى نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الدخل.



الشكل -2- تمثيل المستقبل في نظام الاتصالات بدارة مضجّة من منفذين

تعطى استطاعة الضجيج المتاحة عند الدخل من مقاومة بدرجة حرارة مطلقة نظامية T_0 [Kelvin] بالعلاقة التالية:

$$N_i = kT_0 B$$

$$k = 1.379 \times 10^{-23} \text{ W/Hz/K}; T_0 = 290 \text{ K}$$

تمثل B عرض حزمة تمرير المستقبل الترددية. وتعني استطاعة الضجيج المتاحة أن قيمة المقاومة تساوي إلى ممانعة المستقبل. ونكتب معامل الضجيج على الشكل:

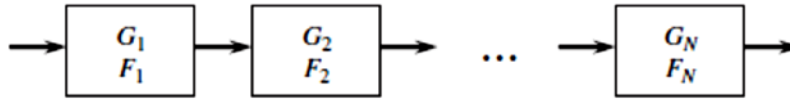
$$F = \frac{N_o}{N_i G} = \frac{N_o}{k T_0 B G}$$

يجري التعامل عملياً مع قيمة F بالديسيبل ويسمى رقم الضجيج NF noise figure ونكتب

$$NF = 10 \log F$$

يعتمد F على تصميم وبنية الدارات المكونة للمستقبل وتسلسلها، وتلعب المرحلة الأولى من المستقبل دوراً أساسياً في تحديد F ، أي في تحديد مواصفات الضجيج للمستقبل ومدى مساهمته في زيادة استطاعة الضجيج عند الخرج ($F = 1$ من أجل دائرة غير مضججة). فإذا كان المستقبل مكوناً من تسلسل عدة مراحل كما في الشكل 3-، نكتب F بدلالة مواصفات كل مرحلة على الشكل:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$



الشكل 3- نظام الاتصالات مكون من تسلسل عدة مراحل

1-3. مثال محلول 2

يتطلب مستقبل في نظام اتصال لاسلكي بعرض حزمة قناة ترددية قدرها 200 kHz أن تكون النسبة $SNR = 10 \text{ dB}$ على الأقل عند الدخل عندما تكون استطاعة الدخل -104 dBm . ما هي القيمة العظمى المسموح بها لمعامل الضجيج؟

الحل

نكتب SNR مقدرة بالديسيبل على الشكل:

$$SNR = P_s - N$$

حيث P_s استطاعة الدخل مقدرة بال dBm ، و N استطاعة الضجيج مرجعة إلى الدخل بال dBm ، أي:

$$N = 10 \log(FkT_0B)$$

نعوض في علاقة SNR فنجد:

$$SNR = P_s - N = P_s - NF - 10 \log(kT_0) - 10 \log(B)$$

لإيجاد القيمة العظمى المسموح بها لمعامل الضجيج، نعيد ترتيب العلاقة السابقة حيث أن NF هو المجهول الوحيد فنجد:

$$NF = P_s - SNR - 10 \log(kT_0) - 10 \log(B)$$

$$NF = -104 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} - 174 \text{ dBm/Hz} - 10 \log(200 \times 10^3 \text{ Hz}) = 7.0 \text{ dB}$$

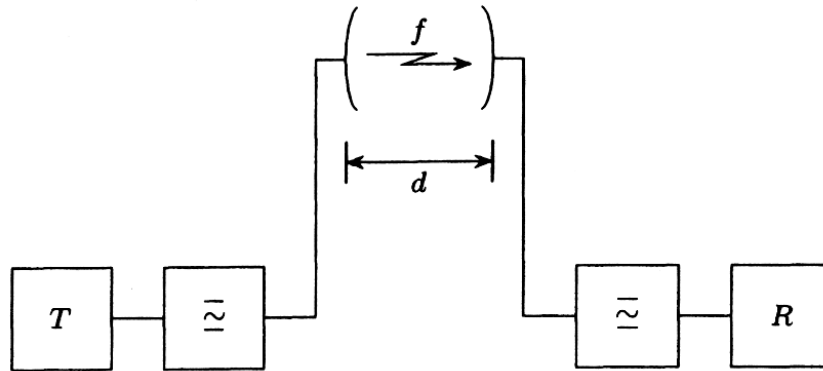
حيث

$$10 \log(kT_0) = 10 \log(1.379 \times 10^{-20} \text{ mW/Hz/K} \times 290 \text{ K}) = -174 \text{ dBm/Hz}$$

هذه القيمة هي قيمة عملية سيرد استخدامها كثيراً وتمثل الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج الحراري عند درجة الحرارة النظامية.

4- فُقد الفضاء الحر Free Space Loss

أوردنا في الشكل 1- تعريفاً بعناصر نظام اتصال راديوي نقطة لنقطة، واستنتجنا علاقة فُقد المسار بعناصر النظام. لنعيد تمثيل هذا النظام بنموذج مبسط جداً كما هو مبين في الشكل 4-، بدلالة عناصر أخرى تساعد على حساب فُقد الفضاء الحر لموجة بتردد f على مسافة d تفصل بين هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال. أضفنا إلى هذا النموذج مرشحاً Filter عند خرج المرسل يسبب فُقداً إضافياً على فُقد الكابل، ومرشحاً عند دخل المستقبل يسبب أيضاً فُقداً إضافياً على فُقد الكابل. يضاف إلى ذلك فُقد إضافي تسببه الموصلات connectors التي تصل دارات النظام بالكوابل.

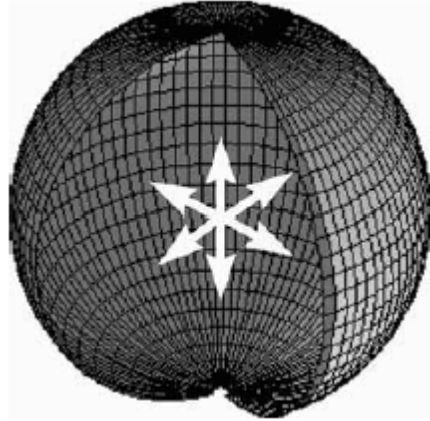


الشكل -4- نموذج مبسط لنظام اتصال راديوي نقطة لنقطة

لحساب فُقد الفضاء الحر، نستخدم صيغة فريس الشهيرة باسم Friis Radio Link Formula، التي تعطي قيمة فُقد المسار في الفضاء الحر بدلالة التردد f والمسافة d على الشكل التالي:

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2$$

حيث نلاحظ العلاقة التربيعية مع المسافة والتردد. يساعد الشكل -5- على تفسير هذه الصيغة، حيث يشع الهوائي الاستطاعة على سطح كرة نصف قطرها d ومركزها الهوائي نفسه. بما أن الاستطاعة موزعة على سطح الكرة، ويزداد سطح الكرة وفق d^2 ، فإن الاستطاعة المتاحة عند هوائي الاستقبال تتناقص مع مربع المسافة d^2 .

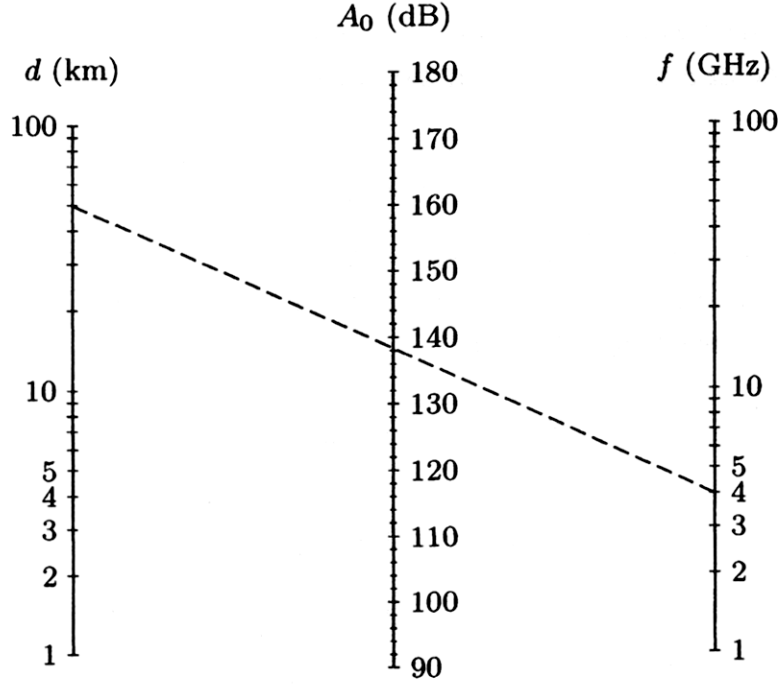


الشكل -5- الإشعاع المتمائل المناحي على سطح كرة المسبب لفُقد الفضاء الحر

يمكن التعبير عن فُقد الفضاء الحر بالديسيبل للحصول على صيغة عملية سهلة الاستخدام، حيث نتعامل مع المسافة بالكيلومتر والتردد بال-GHz. يكتب فُقد الفضاء الحر بالديسيبل على الشكل التالي:

$$L_{FS}[\text{dB}] = 92.4 \text{ dB} + 20 \log(d_{km}) + 20 \log(f_{GHz})$$

يمكن تحويل هذه الصيغة إلى المخطط في الشكل -6- لتفادي الحساب في الميدان العملي، حيث يمكن تقدير فُقد الفضاء الحر بالديسيبل من أجل مسافات عملية بين 1 و 100 km وترددات بين 1 و 100 GHz.



الشكل 6- مخطط لتقدير فُقد الفضاء الحر بالديسيبل $L_{FS} = A_0$ [dB] بدلالة المسافة d_{km} والتردد f_{GHz} . الخط المتقطع هو مثال لاستنتاج أن $A_0 \approx 138$ dB من أجل $d_{km} = 50$ و $f_{GHz} = 4$.

نلاحظ من صيغة فُقد الفضاء الحر بالديسيبل أن L_{FS} يزداد بمقدار 6 dB كلما تضاعفت المسافة، أو كلما تضاعف التردد (أي كل أوكتاف Octave).

1-4. ملاحظة هامة

هناك منابع وأسباب عديدة للفقد بسبب آليات الانتشار المختلفة التي درسنا أهمها في الفصل السابق، وبسبب بنية الغلاف الجوي غير المثالية، والظواهر الطبيعية من أمطار وضباب وغير ذلك التي سنستعرضها في الفصل التالي. كل هذه الأسباب مجتمعة أو متفرقة تؤدي إلى زيادة فُقد المسار، وينتج عن ذلك استطاعة مستقبل أقل بكثير. لكن تستخدم قيمة فُقد الفضاء الحر كمرجع لفُقد المسار، وكل فُقد آخر L_{ex} يضاف لهذه القيمة، ونكتب

$$L = L_{FS} + L_{ex}$$

2-4. مثال محلول 3

يعمل نظام الاتصال الراديوي الموصف في المثال 1 عند التردد 900 MHz. احسب المدى الأعظمي للنظام.

الحل

حسبنا في المثال 1 فقد المسار الأعظمي المقبول L_{max} للنظام من أجل الحصول على استطاعة مستقبلية تكافئ حساسية المستقبل، وحصلنا على $L_{max} = 148.3 \text{ dB}$. لحساب المدى الأعظمي للنظام نستخدم علاقة فقد الفضاء الحر بالديسيبل ونكتب:

$$L_{FS}[\text{dB}] = L_{max} = 92.4 \text{ dB} + 20 \log(d_{\text{km}}) + 20 \log(f_{\text{GHz}})$$

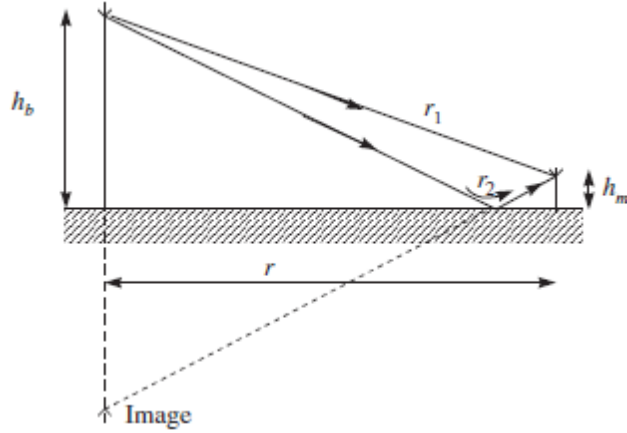
$$20 \log(d_{max}) = 148.3 \text{ dB} - 92.4 \text{ dB} - 20 \log(0.9) = 56.8$$

$$d_{max} = 693 \text{ km}$$

تعتبر هذه القيمة غير عملية وكبيرة جداً لأننا لم نأخذ بعين الاعتبار سوى فقد الفضاء الحر كما ذكرنا في الملاحظة السابقة، وإضافة الفقد الناتج عن آليات الانتشار الأخرى كالانعراج سيؤدي إلى تخفيض هذه القيمة بشكل ملحوظ. وهناك نموذج انتشار أساسي آخر يعطي نتائج أقرب إلى الواقع من نموذج فقد الفضاء الحر بمفرده، هو نموذج فقد الأرض المستوية الذي سنناقشه في الفقرة التالية.

5- فقد الأرض المستوية Plane Earth Loss

نرسم في الشكل 7- تمثيلاً لحالة انتشار أساسية أخرى بين هوائيين بارتفاعين h_b و h_m فوق سطح الأرض المستوية العاكسة. يتم الانتشار في هذه الحالة بخط نظر وبالانعكاس عن سطح الأرض المستوية. يصل الشعاعان من المسارين المباشر والمنعكس إلى هوائي الاستقبال حيث يتم جمعها شعاعياً، حيث يصل المسار المنعكس مع فرق طور عن المسار المباشر، بسبب فرق طول المسارين.



الشكل 7- الانتشار بخط نظر وبالانعكاس عن سطح الأرض المستوية بين هوائيين بارتفاعين h_m و h_b لتمثيل نموذج فقد الأرض المستوية

يمكن نمذجة الانتشار في هذه الحالة بنموذج **فقد الأرض المستوية**، وذلك من أجل $h_b, h_m \ll r$ ، وتكون صيغته التقريبية⁴ على النحو الآتي:

$$\frac{P_r}{P_t} \approx \left(\frac{h_m h_b}{r^2} \right)^2$$

يمكن تحويل هذه الصيغة التقريبية ل**فقد الأرض المستوية** إلى الصيغة العملية بالديسيبل $L_{PE}[\text{dB}]$ لتصبح على النحو الآتي:

$$L_{PE}[\text{dB}] = 40 \log(r) - 20 \log(h_m) - 20 \log(h_b)$$

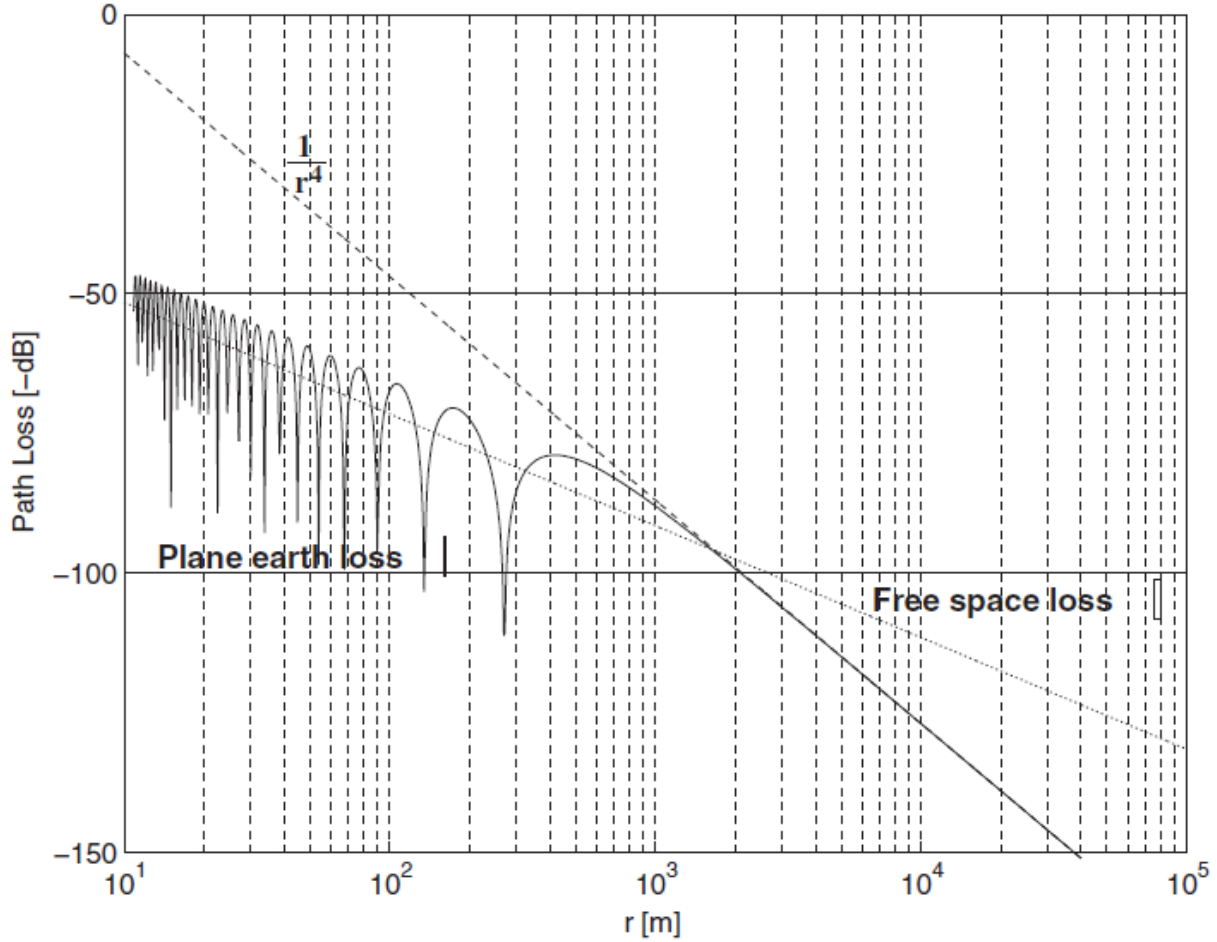
حيث نقدر المسافة والارتفاع بالمتري.

نرسم في الشكل 8- نموذج **فقد الأرض المستوية** بصيغته الدقيقة والتقريبية ونقارنه بفقد الفضاء الحر. عند المسافات القصيرة، نلاحظ أن الإشارة الناتجة عن المسارين تتغير بسرعة بين قمم عظيمة وصغرى مع فقد يقارب الفضاء الحر. وكلما ازدادت المسافة، تتباطأ هذه التغيرات ليزداد الفقد بشكل منتظم متقارباً من الصيغة التقريبية الصالحة من أجل المسافات الكبيرة مقارنة بارتفاع الهوائي.

⁴ يمكن العودة إلى بعض المراجع للاطلاع على الحسابات التفصيلية، مثل:

S. R. Saunders and A. Aragon-Zavala, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", 2nd Edition, Wiley, 2007.

C. Salema, "Microwave Radio Links, from Theory to Design", Wiley, 2003.



الشكل 8- نموذج فُقد الأرض المستوية بصيغته الدقيقة (—) والتقريبية (---) ومقارنته بفُقد الفضاء الحر (.....) من أجل $h_m = 1.5 \text{ m}, h_b = 30 \text{ m}, f = 900 \text{ MHz}$

نلاحظ أن فُقد الأرض المستوية يزداد بسرعة أكبر مع المسافة من فُقد الفضاء الحر، وأنه مستقل عن التردد، حيث يزداد الفُقد بنسبة 12 dB كلما ضاعفنا المسافة مرتين، أو 40 dB كل عشر أضعاف.

نادراً ما يكون نموذج فُقد الأرض المستوية دقيقاً وقريباً من نموذج الانتشار في الواقع عندما يُعتمد بمعزل عن آليات الانتشار الأخرى. لكنه يصلح للمسافات الكبيرة كما يبين الشكل 8-. من ناحية أخرى، لا يمكن أن يكون الفُقد مستقلاً عن التردد، لكن كما بالنسبة لفُقد الفضاء الحر، يعتبر هذا النموذج أحياناً كمرجع يضاف إليه الفُقد الناتج عن آليات الانتشار المختلفة.

1-5. مثال محلول 4

احسب المدى الأعظمي للنظام الموصف في المثال 1 الذي يعمل عند التردد 900 MHz من أجل $h_m = 1.5$ m، $h_b = 30$ m حيث يتم الانتشار فوق أرض مستوية. كيف يتغير هذا المدى عندما نضاعف الارتفاع h_b مرتين؟

الحل

حسبنا في المثال 1 فُقد المسار الأعظمي المقبول L_{max} للنظام من أجل الحصول على استطاعة مستقبلية تكافئ حساسية المستقبل، وحصلنا على $L_{max} = 148.3$ dB. لحساب المدى الأعظمي للنظام في هذه الحالة، نستخدم علاقة فُقد الأرض المستوية التقريبية بالديسيبل فنكتب:

$$L_{PE} [dB] = L_{max} = 40 \log(r) - 20 \log(h_m) - 20 \log(h_b)$$

$$40 \log(r_{max}) = 148.3 + 3.5 + 29.5 = 181.3$$

$$r_{max} = 34 \text{ km}$$

نلاحظ انخفاضاً هاماً في المدى الأعظمي للنظام وفق نموذج فُقد الأرض المستوية مقارنة بفُقد الفضاء الحر $d_{max} = 693$ km في المثال 3.

عندما نضاعف الارتفاع h_b مرتين، سيزداد المدى الأعظمي للنظام وفق نموذج فُقد الأرض المستوية بمعامل $\sqrt{2}$ من أجل نفس فُقد المسار ليصبح $r_{max} = 48$ km.

6- ميزانية الوصلة Link Budget

نسمي حساب استطاعة الإشارات المرسلية والمستقبلة والمشعة، واستطاعة الضجيج، و/أو نسبة الإشارة إلى الضجيج لوصلة اتصالات كاملة، بميزانية الوصلة. تمثل حسابات الميزانية هذه مقارنة مفيدة لتصميم نظام اتصالات كامل. مع أن هذه الحسابات تكون عادة بسيطة نسبياً، إلا أنها يمكن أن تعطي معلومات هامة جداً عن أداء النظام، أخذين بعين الاعتبار الفرضيات التي أجريت عند حساب العناصر المكونة لميزانية الوصلة.

تشكل ميزانية الوصلة ببساطة تطبيقاً للمبادئ التي جرى استعراضها في هذا الفصل. ينقسم فُقد المسار الأعظمي المقبول عادة إلى مكونين أساسيين، أحدهما معطى بعلاقة فُقد المسار بالمسافة (مثل فُقد الفضاء الحر أو فُقد الأرض المستوية)، والآخر هو هامش الخفوت fade margin الذي يتم إضافته ليعطي نظام الاتصالات بعض السماحية من حيث إمكانية النظام التغلب على الآثار العملية لخفوت الإشارة تحت القيمة المتوقعة بنموذج الانتشار، فنكتب:

$$\text{Maximum acceptable propagation loss [dB]} = \text{Predicted loss} + \text{Fade margin}$$

كلما كان هامش الخفوت أعلى، ازدادت وثوقية النظام وجودة الخدمات التي يوفرها، لكن على حساب المدى الأعظمي للنظام. أسباب الخفوت متعددة ومرتبطة بطبيعة نظام الاتصالات وبنيته وخدماته، لذلك، وكما قدمنا في بداية هذا الفصل أننا نهتم هنا بنظام اتصالات نقطة لنقطة، سندرس أثر الظواهر الطبيعية مثل المطر على أداء النظام، في حين نهتم في نظم الاتصالات النقالة بخفوت الحجب مثلاً.

1-6. مثال محلول 5

سنجري حسابات ميزانية الوصلة للمسار الهابط downlink من المحطة الثابتة إلى المتحركة base station (BS) to mobile station (MS) في نظام اتصالات خلوية، وذلك خطوة بخطوة وحسب المواصفات المحددة على التالي والمقادير المطلوب تحديدها، مع توحيد القيم بما يناسب حسابات ميزانية الوصلة:

Quantity	المقدار	الرمز	Value القيمة	Units الوحدة	Value القيمة	Units الوحدة
BS transmit power	استطاعة إرسال الـ BS	P_T	10	W	40	dBm
BS feeder loss	فقد الكابل المغذي للـ BS	L_T	10	dB	10	dB
BS antenna gain	ربح هوائي الـ BS	G_T	6	dBd	8.2	dB
Effective isotropic transmit power	الاستطاعة الفعلية المشعة بالتساوي	$EIRP = P_T - L_T + G_T = 38.2$				dBm
Maximum acceptable path loss	فقد المسار الأعظمي المقبول	L_{max}				dB
MS antenna gain	ربح هوائي الـ MS	G_R	-1	dBd	1.2	dB
Body and matching loss	فقد الجسم وموافقة الممانعة ⁵	L_R	6	dB	6	dB
Signal power at receiver terminals	استطاعة استقبال الـ MS	$P_R = EIRP - L_{max} + G_R - L_R = 33.4 - L_{max}$				dBm
Thermal noise power density at $T_0 = 290 K$	الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج الحراري عند T_0	$10 \log(kT_0) = -174$				dBm/Hz
Receiver Bandwidth	عرض حزمة المستقبل	B_R	200	kHz	53	dBHz
Receiver noise figure	رقم ضجيج المستقبل	NF	7	dB	7	dB
Receiver noise power referred to input	استطاعة ضجيج المستقبل مرجعة لدخله	$N_o = -174 + 53 + 7 = -114$				dBm
Required signal-to-noise ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج المطلوبة	SNR_{min}	9	dB	9	dB
Required input signal power	استطاعة الدخل الدنيا المطلوبة	$S_{min} = N_o + SNR_{min} = -105$				dBm
Maximum acceptable path loss	فقد المسار الأعظمي المقبول	$L_{max} = 33.4 - S_{min} = 138.4$				dB
Fade margin	هامش الخفوت	FM	15	dB	15	dB

⁵ يتغير المخطط الإشعاعي للهوائي حسب قبضة اليد على المحطة الثابتة وموضعها بالنسبة للجسم، مما يسبب تغييراً في ممانعة الهوائي.

بأخذ هامش الخفوت بالحسبان، يمكن أن نستنتج المدى الأعظمي للنظام الذي يمثل حدود الخلية بالنسبة لنظام الاتصالات الخلوية. فإذا اعتمدنا نموذج **فَقْد الأرض المستوية** مع $h_m = 1.5 \text{ m}$, $h_b = 15 \text{ m}$ يكون المدى الأعظمي للنظام:

$$L_{max} = 40 \log(r) - 20 \log(h_m) - 20 \log(h_b) + FM$$

$$40 \log(r_{max}) = 138.4 + 3.5 + 23.5 - 15 = 150.4$$

$$r_{max} = 5.8 \text{ km}$$

7- الخلاصة

تعرفنا في هذا الفصل على الخطوات الهامة لتوقع المدى المفيد لنظام اتصال راديوي من خلال:

- بناء ميزانية الوصلة، التي تحدد فُقْد المسار الأعظمي المقبول للنظام، مع وجوب النظر إلى محددات النظام الأساسية، متضمنة استطاعة الإشارة والضجيج، وباختيار هامش الخفوت المناسب.
- تطبيق أحد نماذج الانتشار لتوقع المدى الأعظمي للنظام الموافق لَفُقْد المسار الأعظمي المقبول.

في الفصل التالي سوف نضيف أثر الظواهر الطبيعية مثل المطر والغلاف الجوي على أداء النظام، والتقنيات المستخدمة لتحسين الأداء بالتغلب على مشاكل الانتشار في البيئة المحيطة مثل التنوع.

أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10"

اختر الإجابة الصحيحة: درجة لكل سؤال

11. يتغير فُقْد المسار L حسب:

e. وسط الانتشار

f. ربح هوائي الإرسال

g. ربح هوائي الاستقبال

h. بنية المرسل والمستقبل

التغذية الراجعة: راجع تعريف فُقْد المسار.

12. ربح الهوائي متماثل المناحي Isotropic:

a. أصغر من الواحد

b. يساوي الواحد،

c. أكبر من الواحد

- d. أكبر أو يساوي الواحد
التغذية الراجعة: راجع تعريف المحددات الأساسية للهوائيات.
13. ربح الهوائي الاتجاهي غير متمائل المناحي:
- a. أصغر من الواحد
b. يساوي الواحد،
c. أكبر من الواحد
d. أكبر أو يساوي الواحد
التغذية الراجعة: راجع تعريف المحددات الأساسية للهوائيات.
14. حساسية المستقبل receiver sensitivity S_{min} . بينما نعرّف الإشارة الصغرى القابلة للكشف minimum detectable signal MDS عند مستوى الاستطاعة التي يمكن للمستقبل كشفها (أي عند مستوى الضجيج أو $SNR = 1$):
- e. مستوى الاستطاعة المستقبلية الذي يؤمن العتبة الدنيا المقبولة لنسبة الإشارة إلى الضجيج
f. مستوى الاستطاعة الدنيا التي يمكن للمستقبل كشفها
g. الإشارة الصغرى القابلة للكشف
h. تغيرات الاستطاعة المستقبلية مع الضجيج
التغذية الراجعة: راجع الهدف الأساسي من نمذجة الانتشار.
15. مضاعفة الاستطاعة 4 مرات تكافئ:
- c. إنقاص 10 dB
d. إضافة 4 dB
e. إضافة 6 dB
f. إضافة 3 dB
التغذية الراجعة: راجع الديسيبل.
16. تخفيض الاستطاعة 10 مرات يكافئ:
- a. إضافة 3 dB
b. إنقاص 10 dB
c. إضافة 6 dB
d. إنقاص 3 dB
التغذية الراجعة: راجع الديسيبل.
17. لا يعبر معامل ضجيج المستقبل عن:
- e. مدى تأثير المستقبل بالضجيج الخارجي
f. مقدار الضجيج الذي يضيفه المستقبل على ضجيج الدخل
g. مقدار الزيادة في نسبة الإشارة إلى الضجيج بين دخل المستقبل وخرجه
h. انخفاض حساسية المستقبل
التغذية الراجعة: راجع نمذجة الضجيج.
18. بالنسبة لنظام اتصال راديوي نقطة لنقطة في الفضاء الحر،
- c. تزداد الاستطاعة المستقبلية خطياً مع تزايد المسافة بين المرسل والمستقبل
d. تزداد الاستطاعة المستقبلية خطياً مع تناقص المسافة بين المرسل والمستقبل
e. تتناقص الاستطاعة المستقبلية أسياً مع تزايد المسافة بين المرسل والمستقبل

- f.** تتناقص الاستطاعة المستقبلية مع مربع المسافة المتزايدة بين المرسل والمستقبل التغذية الراجعة: راجع فقد الفضاء الحر.
19. بالنسبة لنموذج فقد الأرض المستوية:
- a. يتغير فقد المسار خطياً مع المسافة بين المرسل والمستقبل
b. يتناقص فقد المسار مع تزايد ارتفاع هوائي المرسل والمستقبل
c. يزداد فقد المسار مع تزايد ارتفاع هوائي المرسل والمستقبل
d. يزداد فقد المسار مع مربع المسافة المتزايدة بين المرسل والمستقبل
التغذية الراجعة: راجع فقد الأرض المستوية.
20. يستخدم هامش الخفوت في حسابات ميزانية الوصلة:
c. لتعويض فقد المسار
d. لتعويض الخفوت الطارئ على الاستطاعة المستقبلية
e. لتوقع المدى الأعظمي للنظام الموافق لفقد المسار الأعظمي المقبول
f. لتوقع الاستطاعة المستقبلية بدلالة المسافة والزمن
التغذية الراجعة: راجع ميزانية الوصلة.

الفصل السابع: منغصات الانتشار وتقنيات تحسين الأداء

Propagation impairments and Performance enhancement Techniques

الكلمات المفتاحية:

الامتصاص Absorption ، الأفق الراديوي Radio Horizon ، التباين Diversity ، نظم MIMO ، طرق التجميع Combining Methods ، نطاق الترابط coherence bandwidth ، مدة الترابط coherence time ، مسافة الترابط coherence distance ،

ملخص:

نستكمل في هذا الفصل الأخير التعرف على منغصات الانتشار ذات الصلة بالظواهر الطبيعية، مثل انتشار الموجة الراديوية في طبقات الغلاف الجوي وظاهرة الامتصاص Absorption، وفقد الناتج عن العوامل الجوية من أمطار وغير ذلك، وفقد الأشجار في الغابات. ثم نتقل إلى التعرف على التقنيات المتبعة للتغلب على هذه المنغصات والتي تسمى بتقنيات التباين Diversity techniques، والطرائق المستخدمة للاستفادة من تقنيات التباين بهدف تحسين أداء النظام الذي يعمل في ظروف مشابهة.

أهداف تعليمية:

يتعرف الطالب في هذا الفصل على:

- ظاهرة الامتصاص في الغلاف الجوي وتطبيقاتها العملية،
- تغير قرينة الانكسار في الغلاف الجوي وأثر ذلك في إطالة المدى الأعظمي لنظام الاتصالات خلف الأفق،
- مبدأ التباين وتقنياته للتغلب على منغصات الانتشار،
- طرق التجميع للاستفادة من تقنيات التباين في تحسين أداء النظام،

منغصات الانتشار وتقنيات تحسين الأداء

Propagation impairments and Performance enhancement Techniques

1- مقدمة Introduction

التخميد الذي يطرأ على الإشارة المستقبلية في نظام اتصال راديوي هو محصلة مجموع المفاويع التي تتعرض لها الموجة الكهرومغناطيسية وهي: فقد الانتشار في الوسط الحر، فقد الانعكاس عن سطح الأرض، فقد الانعراج، فقد العوامل الجوية، وفقد الأشجار، وغيره (لم نتعرض له لأنه خارج سياق هذا المقرر) مثل الخفوت بسبب حجب الإشارة من عائق (بناء أو مرتفع) يعترض مسارها، أو بسبب تعدد مسارات الإشارة المستقبلية. سيؤدي كل ذلك إلى تدهور نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية وبالتالي تدهور أداء نظام الاتصال. هناك العديد من التقنيات التي من الممكن استخدامها بهدف تحسين أداء النظم التي تعاني من هذه المنغصات منفردة أو مجتمعة.

نستكمل في هذا الفصل التعرف على منغصات الانتشار ذات الصلة بالظواهر الطبيعية، مثل انتشار الموجة الراديوية في طبقات الغلاف الجوي وظاهرة الامتصاص Absorption، والفقد الناتج عن العوامل الجوية من أمطار وغير ذلك، وفقد الأشجار في الغابات. ثم ننتقل إلى التعرف على التقنيات المتبعة للتغلب على هذه المنغصات، تسمى هذه التقنيات بالتبين Diversity، والتعرف على الطرائق المستخدمة للاستفادة من تقنيات التباين بهدف تحسين أداء النظام الذي يعمل في ظروف مشابهة.

تتيح تقنيات التباين عدة فروع للإشارة المستقبلية، بحيث لا يوجد ارتباط بين منغصات الانتشار في هذه الفروع، ويوفر كل فرع المعلومات المرسل (الرسالة) نفسها المحملة على فروع التباين.

سوف نتعرف على طرق التباين التي يمكن أن تنشئ أقل ارتباط ممكن بين الإشارات المخددة والمستقبلية من فروع التباين، ثم دراسة طرائق تجميعها للحصول على إشارة مستقبلية لا تعاني من منغصات الانتشار.

2- الغلاف الجوي Atmosphere

تعرف الطبقة الغازية المحيطة بالكرة الأرضية بالغلاف الجوي، ويتكون غالباً من ثلاث مناطق مكونة بدورها من طبقات مترابطة هي:

- الطبقة الداخلية المسماة تروبوسفير Troposphere، حيث تنخفض الحرارة مع الارتفاع، وتمتد حتى 9 km فوق القطبين، وحتى 17 km فوق خط الاستواء؛
- الطبقة الوسطى المسماة ستراتوسفير Stratosphere، الواقعة بين 11 و 50 km؛
- الطبقة الخارجية المسماة أيونوسفير Ionosphere، مع تركيز عالي للجزيئات المؤينة، وتمتد من طبقة الستراتوسفير حتى 500 km.

يسبب الغلاف الجوي، وبشكل خاص طبقة التروبوسفير، كوسط انتشار محيط بالأرض، الآثار التالية على نظام الاتصال الراديوي:

1-2. الامتصاص Absorption

ينتج الامتصاص عن تخميد إضافي بسبب غازات الغلاف الجوي، وبشكل أساسي الأوكسجين وبخار الماء، وبسبب الظواهر الجوية المائية hydrometeors (مثل المطر والضباب والبرد والتلج). يبين الشكل -1- التخميد الناتج عن الأوكسجين γ_{00} وبخار الماء γ_{w0} بدلالة التردد. من أجل ترددات أقل من 10 GHz، يعتبر أثر الغلاف الجوي مهملاً، ويكون الامتصاص أعظماً عند الترددين 22.2 GHz و 183.3 GHz بسبب بخار الماء، وعند الترددين 60 GHz و 120 GHz بسبب الأوكسجين. لذلك يوجد ما يسمى "نوافذ" "Windows" في نطاق الترددات الميلليمترية millimeter frequency band حول الترددات 35 و 94 و 135 GHz حيث تعمل نظم الاتصالات الراديوية بفقد انتشار إضافي أصغري.

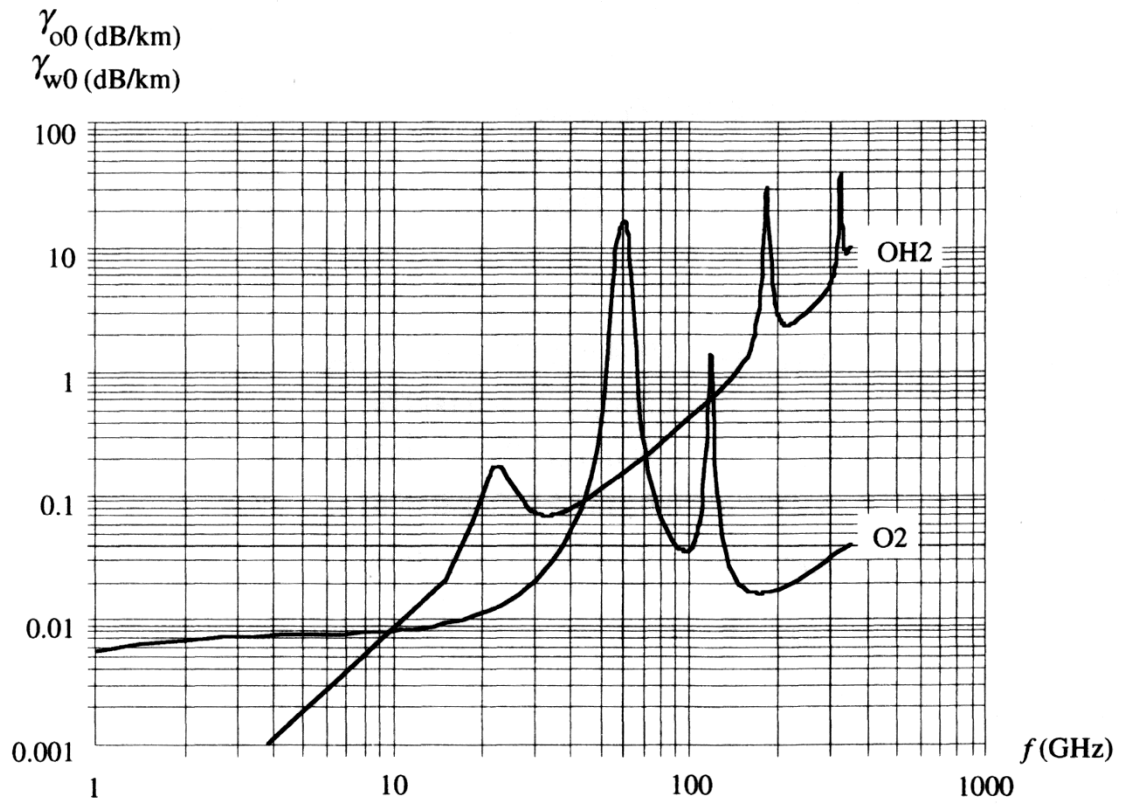
يبين الشكل -2- التخميد الناتج عن الغلاف الجوي بمختلف غازاته عند سطح البحر وعلى ارتفاع 9150 m، حيث نلاحظ ازدياد التخميد مع التردد من جهة، من أجل ترددات أعلى من 10 GHz، وانخفاض التخميد مع الارتفاع عن سطح البحر من جهة أخرى. وتظهر النوافذ جلياً في هذا الشكل.

هذا التخميد الإضافي بسبب غازات الغلاف الجوي، وبشكل أساسي الأوكسجين وبخار الماء، وبسبب الظواهر الجوية المائية، يجب أخذه في الحسبان عند تصميم نظام الاتصال وحسابات ميزانية الوصلة.

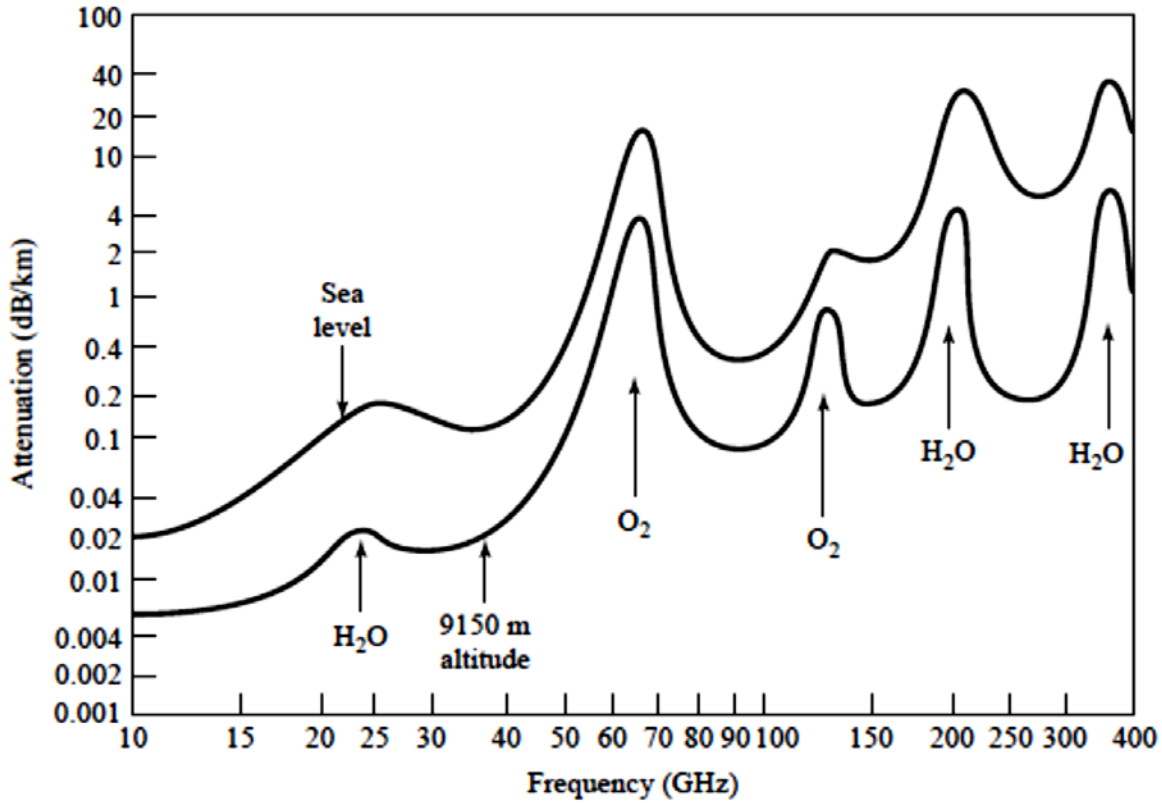
2-2. تطبيقات عملية لظاهرة الامتصاص عند التردد 60 GHz

في بعض التطبيقات يمكن اختيار تردد النظام عند التخميد الأعظمي للغلاف الجوي والظواهر الجوية المائية. من هذه التطبيقات عند التردد 60 GHz:

- ✓ التطبيقات اللاسلكية على نطاق محدود، مثل تطبيقات WLAN في المنزل لعرض الوسائط المتعددة، أو لمراقبة مريض أو مسن وإجراء الاختبارات الطبية الدورية له عن بعد،
- ✓ الاتصال بين مركبتين فضائيتين spacecraft-to-spacecraft communication للاستفادة من عرض الحزمة العريض وحجم الهوائيات الصغير مع ربح عالي، وبما أن التخميد للغلاف الجوي والظواهر الجوية المائية يكون أعظماً عند هذا التردد، يكون احتمال التداخل والتشويش والتنتصت من الأرض منخفضاً جداً.
- ✓ الاستشعار عن بعد Remote sensing للغلاف الجوي (درجة الحرارة، بخار الماء، معدل هطول المطر) باستخدام مقاييس راديوية تعمل عند التردد 20 أو 60 GHz لأمثلة شروط استشعار الغلاف الجوي.



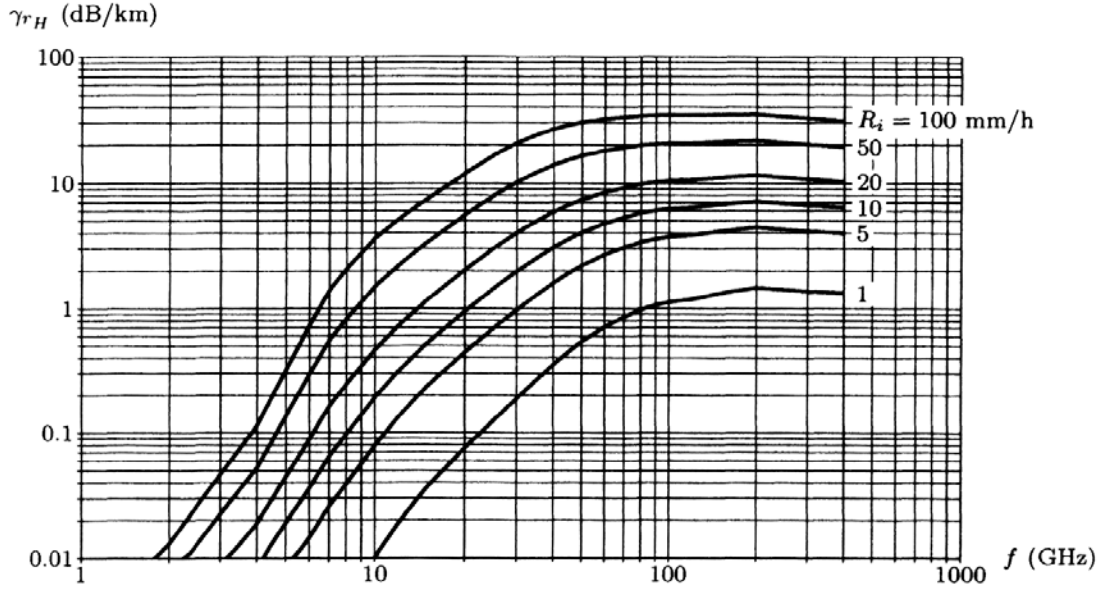
الشكل -1- التخميد الناتج عن الأوكسجين γ_{o0} وبخار الماء γ_{w0} بدلالة التردد.



الشكل -2- التخميد الناتج عن الغلاف الجوي بمختلف غازاته عند سطح البحر و على ارتفاع 9150 m، (استقطاب أفقي)

3-2. التخميد الناتج عن الظواهر الجوية المائية Attenuation due to Hydrometeors

الظواهر الجوية المائية من مطر وثلج وبرد وضباب، مسؤولة عن عدة آثار على الأمواج الراديوية منها الامتصاص والتبعثر وتغيير الاستقطاب. تأخذ هذه الآثار أهميتها من أجل الترددات الأعلى من بضعة GHz، ومن أجل هطولات مطرية غزيرة. يبين الشكل -3- التخميد الناتج عن المطر بوحدة الطول بدلالة التردد (استقطاب أفقي) ومن أجل عدة غزارات مطرية، حيث نلاحظ ازدياد التخميد مع غزارة المطر ومع التردد.



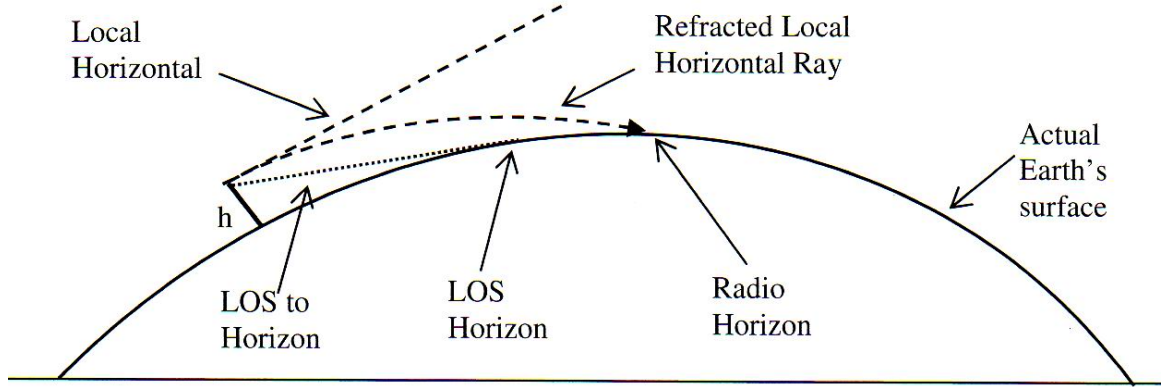
الشكل 3- التخمين الناتج عن المطر بوحدة الطول بدلالة التردد (استقطاب أفقي) ومن أجل عدة غزارات مطرية

4.2. آثار الانكسار Refractive Effects

الغلاف الجوي مسؤول أيضاً عن تغيرات في اتجاه الانتشار، بسبب تغير قرينة الانكسار على طول مسار الموجة. نلاحظ في الشكل 4- كيف ينحني مسار الموجة نحو الأرض، ولا يستمر في خط نظر. ولهذا الأثر أهميته في إطالة المدى الأعظمي لنظام الاتصالات خلف الأفق. تعطى المسافة من الهوائي بارتفاع h عن سطح الأرض إلى خط الأفق Horizon (نقطة تماس خط النظر مع الأرض) بالعلاقة التقريبية التالية:

$$d \approx \sqrt{2Rh}$$

حيث $R = 6370$ km نصف قطر الأرض. يمكن أخذ أثر الانكسار بالحسبان باعتبار أن نصف قطر الأرض يساوي kR ، حيث $k = 4/3$ هي القيمة الوسطية المعتمدة عادة، ليصبح $R = 8500$ km هو نصف قطر الأرض. ونسعى المسافة الناتجة بالأفق الراديوي Radio Horizon.



الشكل -4- انكسار الأمواج الراديوية في الغلاف الجوي والأفق الراديوي

3- التخمين الناتج عن الأشجار Attenuation due to Trees

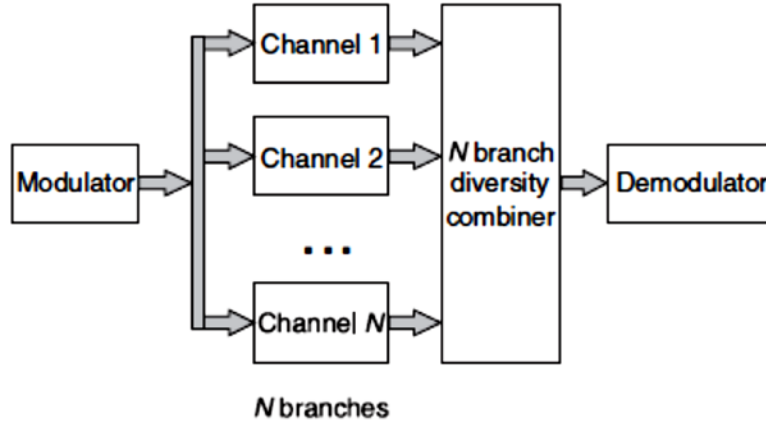
تعتبر الأشجار من العوامل المهمة التي تسبب فقد في الاستطاعة في المناطق كثيفة الأشجار والغابات. يتعلق هذا الفقد بعدة عوامل هي:

- ✓ كثافة الأشجار.
- ✓ كثافة الأوراق.
- ✓ حالة الأشجار (رطوبة أو جافة).
- ✓ تردد الإشارة.

4- مبدأ التباین Diversity

رأينا في هذا الفصل والفصل السابق أن انتشار الموجة الراديوية يتعرض لعدة منغصات، مما يسبب فقداً وتخميذاً وخفوتاً، ينتج عنه انخفاض في مستوى الاستطاعة المستقبلية. فيعد الاهتمام بتوصيف أثر ظواهر الانتشار ومنغصاته على جودة الاتصال، ينبغي تحسين أداء نظام الاتصالات بالتغلب على هذه المنغصات. تقترح تقنيات التباین حلولاً للتخفيف من أثر هذه المنغصات أو القضاء عليه.

إن الهدف من تنفيذ التباین هو تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج بعد استقبالها من عدة مسارات مختلفة عن بعضها وغير مترابطة (not correlated)، لذلك يقوم مبدأ التباین على دراسة تحسين أداء الخطأ الاحتمالي في النظم التي تستخدم التباین. يبين الشكل -5- مبدأ التباین.



الشكل 5- مبدأ التباين

ترتكز تقنيات التباين على مبدأ أساسي يتمثل في إيصال المعلومات نفسها عبر نسخ متعددة للإشارة الراديوية الحاملة، بحيث تتباين هذه النسخ في ما بينها على نحو يتيح للمستقبل إما أن يجمعها للحصول على إشارة إجمالية أفضل جودة وأقل تشويشاً (نسبة الإشارة إلى الضجيج مثلاً)، أو أن يختار الأفضل منها. ويهدف إرسال المعلومات عبر أكثر من نسخة للإشارة إلى استثمار الاختلاف في مقدار الفقد والتخميد والخفوت الذي تتعرض له كل من الإشارات السالكة لمسارات متباينة، وزيادة احتمال استقبال إشارة ذات جودة مقبولة على واحد من هذه المسارات.

5- تقنيات التباين Diversity Techniques

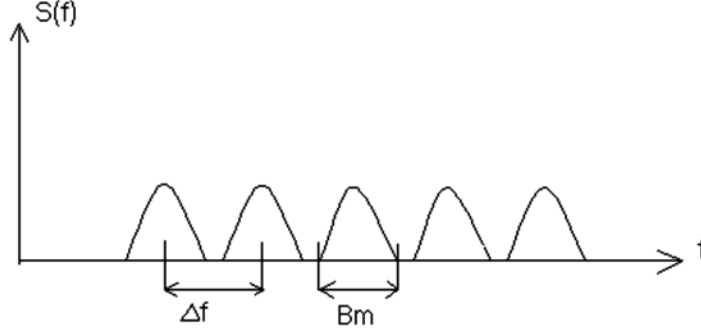
ذكرنا أن مبدأ التباين يعتمد على توفر N فرع للتباين، بهدف تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج بالنسبة للإشارة المستقبلية بسبب منغصات الانتشار، لذلك يجب معرفة تقنيات التباين لتشكيل N فرع منها وبيان خصائصها، ثم التعرف على طرائق تجميع الإشارات المستقبلية من فروع التباين لتصميم دائرة أخذ القرار المناسبة في المجمع combiner.

توجد تقنيات متعددة لتحقيق التباين يراعى فيها أن تكون مسارات الإشارات المستقبلية مستقلة أو غير مترابطة قدر المستطاع وهذه التقنيات هي:

1-5. التباين الترددي Frequency Diversity

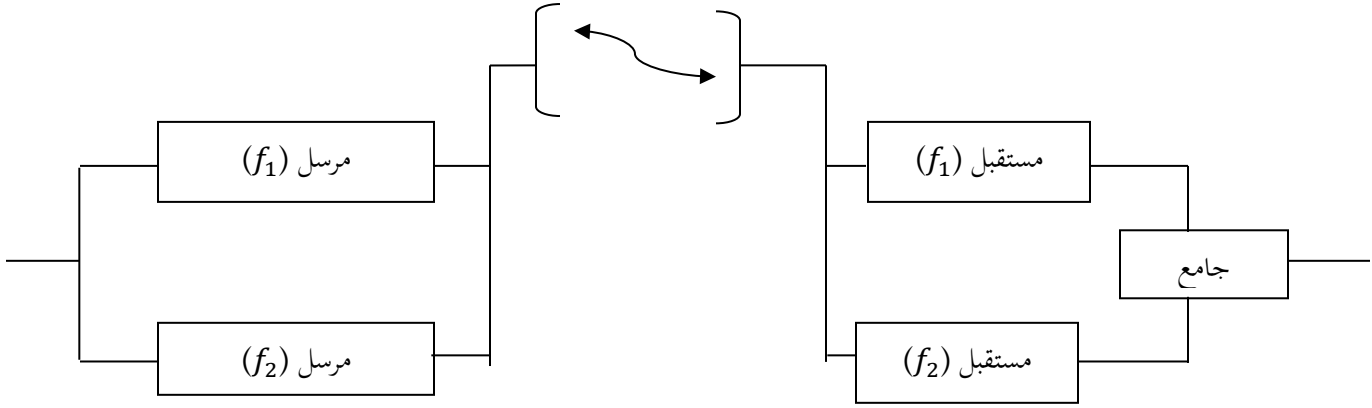
ترسل إشارة المعلومات على عدة حوامل ترددية منفصلة عن بعضها بشكل مناسب لتحقيق عدم الترابط بين المسارات. يتعلق الترابط بالمسافة الترددية الفاصلة بين الحوامل الترددية فكلما زاد الفاصل بين الترددات الحاملة كلما قل الترابط.

يجب أن تحقق الحوامل الترددية الشرط التالي حتى لا يحدث الترابط: $\Delta f \geq B_m$ حيث B_m عرض حزمة الترابط⁶ coherence bandwidth كما هو مبين في الشكل -6-. ويمكن تسمية B_m "نطاق الترابط" كما ورد في كتاب "نظم الاتصالات الخلوية" للدكتور هشام عرودكي، الذي يعرف B_m بالتغير المحدود لخصائص القناة ضمن هذا النطاق الترددي. وأطلق عليه اسم "نطاق استقرار خصائص القناة" أو "نطاق تشابه أو تماثل التخميد" لترددين مختلفين.



الشكل -6- الفاصل الترددي بين الحوامل الترددية

يمكن تمثيل هذه التقنية بالمخطط الصندوقي المبين في الشكل -7-.



الشكل -7- المخطط الصندوقي للتنوع الترددي

⁶ يمكن تعريف عرض حزمة الترابط coherence bandwidth بأنه الفاصل الترددي اللازم ليتغير التداخل من هدام إلى بناء أو بالعكس وفق مخطط التداخل (العقد والبطون)

الميزة الرئيسية لهذه التقنية هو استخدام هوائي واحد للإرسال والاستقبال. ولكن تحتاج إلى مجال ترددي أكبر والاستطاعة المرسله تنقسم بين الحوامل الترددية، ما يؤدي إلى ضعف في مستوى الإشارة المحمولة على كل تردد.

يستثمر التباين الترددي في نظم كثيرة، مثل نظام GSM ونظام Bluetooth ضمن ما يعرف اصطلاحاً بتقنية القفز الترددي Frequency Hopping، حيث ينتقل المستخدم من تردد لآخر ضمن كل إطار زمني TDMA-Frame⁷.

2-5. التباين الزمني Time diversity

ترسل إشارة المعلومات على نفس الحامل الترددي بأزمنة متتابة ومنفصلة عن بعضها بشكل مناسب لتجنب الترابط، فكلما زاد الزمن بين إشارات المعلومات المرسله كلما قل احتمال استقبال إشارات المعلومات بنفس المنغصات.

يجب أن تحقق الأزمنة بين إشارات المعلومات المرسله الشرط التالي حتى لا يحدث الترابط: $\Delta t \geq T_m$ ، حيث T_m الزمن المتماسك للقناة⁸ coherence time. بشكل مماثل لما ورد في كتاب "نظم الاتصالات الخلوية" للدكتور هشام عرودكي عن نطاق الترابط، ورد أيضاً تعريف مدة الترابط coherence time التي تصف المدة الزمنية التي يلحظ خلالها المستقبل أثناء حركته تغييراً طفيفاً في مقدار التخمين. تمثل مدة الترابط سرعة تغير مواصفات أو خصائص قناة الانتشار.

تكمن السيئة الرئيسية لهذه التقنية في الفاصل الزمني الطويل بين نسخ المعلومات المكررة للحصول على إشارات غير مترابطة والذي يتناسب عكساً مع معدل الخفوت fading⁹ (يتطلب الخفوت البطيء slow fading فاصل زمني طويل).

3-5. تباين الهوائيات Antenna diversity

يسمى أيضاً التباين المكاني Space diversity حيث ترسل/تستقبل إشارة المعلومات على نفس الحامل الترددي من هوائيين إرسال/استقبال، أو عدة هوائيات إرسال/استقبال في الحالة العامة. تسمى النظم التي تعتمد هوائيات

⁷ راجع مقرر نظم الاتصالات النقالة.

⁸ يمكن تعريف الزمن المتماسك coherence time بأنه الزمن اللازم ليتغير التداخل من هدام إلى بناء أو بالعكس وفق مخطط التداخل (العقد والبطن)، وذلك عندما يكون هوائي الاستقبال متحركاً

⁹ ظاهرة الخفوت بنوعها البطيء والسريع مشروحة بشكل مفصل في مقرر الاتصالات اللاسلكية والنقالة

متعددة عند الإرسال والاستقبال بنظم MIMO أو Multiple Input Multiple Output، وهي مستخدمة في الجيل الرابع من نظم الاتصالات الخلوية LTE.

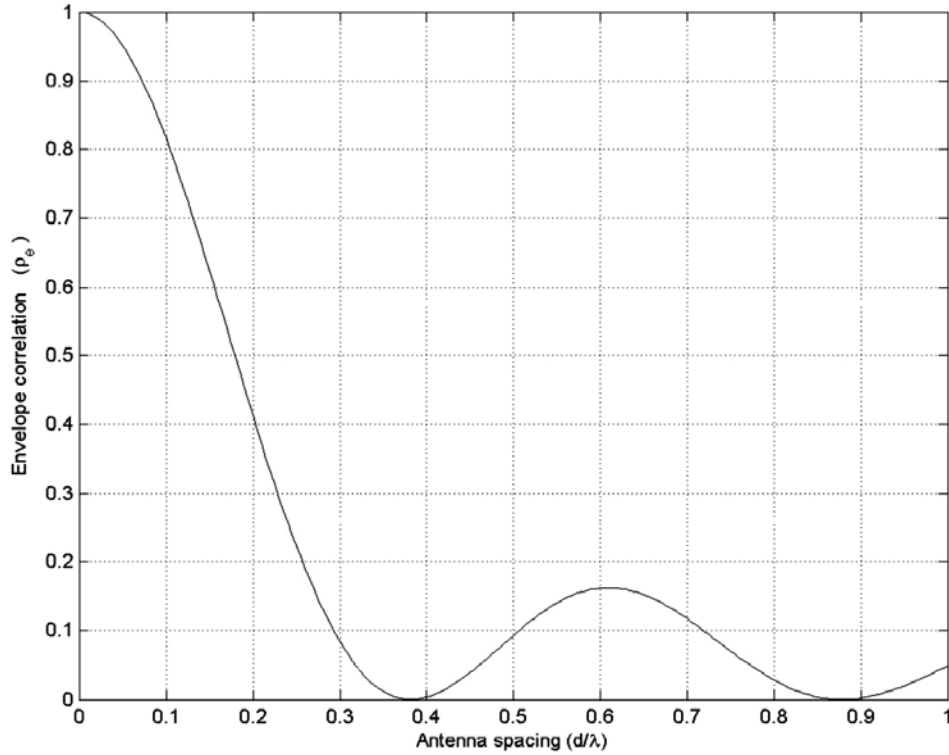
يجب اختيار المسافة الفاصلة بين الهوائيات بحيث نحصل على أقل ترابط لمسارات الإشارة التي تسبب الخفوت، وتخضع هذه المسافة للعلاقة التالية:

$$\rho_e = J_o^2 \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \right)$$

حيث ρ_e غلاف الترابط بين الإشارات المرسله من هوائي الإرسال، و J_o هو تابع ببسل من النوع الأول والرتبة صفر، d المسافة الفاصلة بين الهوائيين، λ طول الموجة للتردد الحامل. يوضح الشكل 8- هذه العلاقة. نلاحظ من الشكل أن اختيار المسافة الفاصلة بين الهوائيين قريبة من مضاعفات نصف طول الموجة التردد الحامل يلغي أثر الترابط.

يعتمد مبدأ التباين المكاني على إرسال/استقبال الإشارة عن طريق هوائيين متباعدين على نحو كاف يجعل مقدار الترابط الإحصائي بين النسختين ضعيفاً جداً. وما أشرنا إليه عن نطاق الترابط الترددي أو الزمني، يمكن أن ينطبق من ناحية المبدأ على الوسط المادي الذي تنتشر ضمنه الإشارة، إذ يمكن تعريف "مسافة ترابط" coherence distance تكون ضمنها قيم الخفوت متقاربة، فإذا تجاوز البعد بين نقطتي إرسال/استقبال هذه المسافة، أتاح التباعد وجود مسارين مختلفين للإشارة، متباينين في المسافة التي يمثلانها بين المرسل والمستقبل، ومستقلين عن بعضهما من ناحية الخفوت الذي يعترى نسخة الإشارة التي تسلكه. تعادل هذه المسافة حسب ما دلت عليه بعض الدراسات، إلى خمسة أو ستة أضعاف طول موجة إشارة الحامل الراديوية. بالنسبة لنظام GSM-900 مثلاً، تبلغ هذه المسافة 1.5 m لذا يمكن تجهيز المحطة الثابتة بهوائي استقبال متباعدين بمقدار هذه المسافة على الأقل.

تستخدم تقنية التباين المكاني بكثرة، وقد أثبتت فعالية كبيرة على أرض الواقع، إلا أن سلبيتها تكمن في الحيز المكاني الذي تتطلبه، وخاصة في المدن المكتظة عمرانياً وسكانياً.

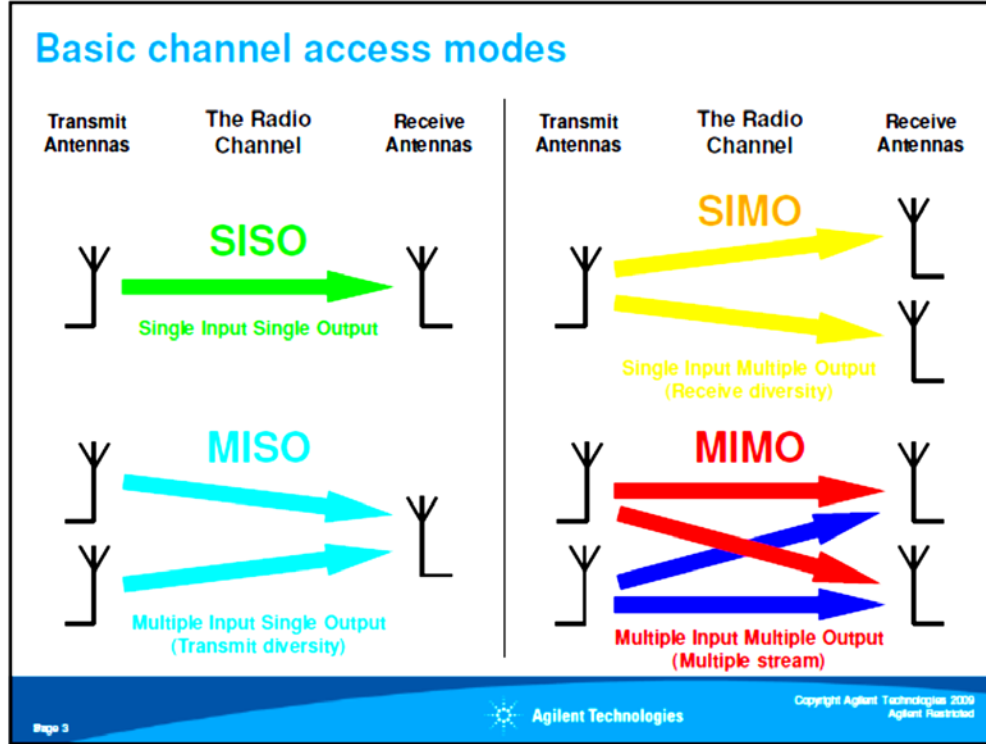


الشكل -8- غلاف الترابط تبعاً للمسافة الفاصلة بين هوائى الإرسال

4-5. نظم MIMO

تعاني القنوات اللاسلكية من التأثيرات السلبية المتغيرة مع الزمن كخفوت تعدد المسارات والتداخل والضجيج. عملياً، يتم استخدام التباين في الزمن أو التردد أو المكان أو الاستقطاب أو الطور للتغلب على هذه السلبية. يتم الوصول إلى ربح التباين من خلال إرسال نسخ من نفس الإشارة بحيث يكون الخفوت الذي يصيب أي من هذه النسخ مستقل عن الخفوت الذي يصيب النسخ الأخرى.

تعمل نظم الهوائيات المتعددة على استخدام أكثر من هوائي في طرف الإرسال و/أو في طرف الاستقبال. يمكن أن تكون هذه النظم مؤلفة من عدة هوائيات في طرف الإرسال وهوائي وحيد في طرف الاستقبال، وعند ذلك يطلق عليها اسم النظم متعددة المداخل وبمخرج وحيد (MISO)، تستخدم مثل هذه النظم تقنية تشكيل الحزمة أو التباين في الإرسال لدى المرسل. من الممكن أيضاً أن يستخدم عدة هوائيات في طرف الاستقبال وهوائي وحيد في طرف الإرسال، عند ذلك يطلق على النظام مصطلح متعدد اخرج بمدخل وحيد (SIMO)، في هذه الحالة يتم استخدام أحد طرق التجميع في طرف الاستقبال. أخيراً يمكن استخدام أكثر من هوائي في كلا طرفي الاتصال، وفي هذه الحالة يطلق على النظام مصطلح متعدد المداخل والمخارج (MIMO). يمكن توليد قناة الاتصال الخاصة بكل من النظم MISO، SIMO، و MIMO باستخدام تابع تبعثر التأخير والطور.



الشكل -9- نظام تعدد الهوائيات MIMO

بشكل عام يتم تصنيف النظم متعددة الهوائيات ضمن فئتين: نظم الهوائيات الذكية والنظم MIMO. نظم الهوائيات الذكية عبارة عن نظام فرعي يستخدم عدة هوائيات، اعتماداً على كل من التباين المكاني ومعالجة الإشارة، يستطيع هذا النظام زيادة أداء نظم الاتصالات اللاسلكية بشكل كبير. أكثر التقنيات استخداماً ضمن نظم الهوائيات الذكية هما تقنيتي تشكيل الحزمة وكشف الاتجاه. يستخدم كشف الاتجاه في تقدير عدد المنابع التي تقوم بالإرسال وفي تقدير اتجاهات وصولها (DoA)، بينما يستخدم تشكيل الحزمة في تقدير الإشارة المرغوبة (SOI) بوجود التداخل.

يتألف النظام MIMO من عدة هوائيات في كل من طرف الإرسال وطرف الاستقبال. تستخدم هذه الهوائيات لتأمين كل من التباين في الإرسال والتضميم المكاني. يمكن من خلال التضميم المكاني الوصول بسعة النظام إلى القيمة العظمى وذلك بإرسال سلسلة معطيات مختلفة على كل هوائي إرسال. يمكن التعامل مع النظم MISO و SIMO تماماً بنفس الطريقة التي يتم فيها التعامل مع النظم MIMO، وبالتالي يمكن النظر إلى نظم الهوائيات الذكية على أنها حالة خاصة من النظم MIMO.

المشكلة الأساسية في تطبيق نظم الهوائيات المتعددة هي الحاجة إلى معرفة القناة في كل من طرف الإرسال وطرف الاستقبال. من الممكن ألا تكون هناك إمكانية لتأمين ذلك، ومن الممكن أن تكون هناك إمكانية لتأمين channel state information (CSI) فقط لدى المستقبل. يتحسن الأداء كلما كانت معلومات القناة المتاحة أكثر.

من الصعب تحقيق نظام هوائيات متعددة لدى المستخدم النقال نظراً لقيود كل من الحجم والاستطاعة الكهربائية اللازمة.

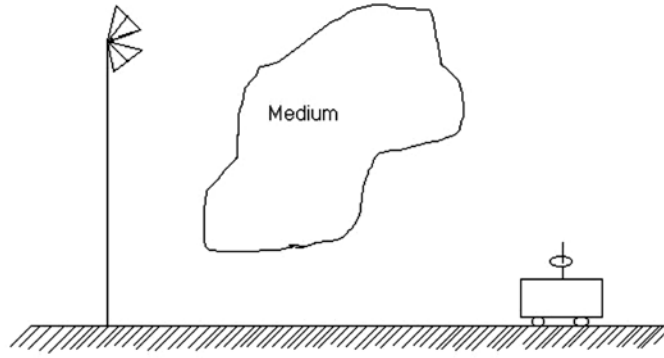
5-5. تباين الاستقطاب Polarization diversity

ترسل إشارة المعلومات على نفس الحامل الترددي من هوائي إرسال باستقطابين شاقولي وأفقي. وفي حال طراً تغيير على استقطاب الموجة بسبب منغصات الانتشار، يمكن استخدام هوائيين عند الاستقبال باستقطابين أفقي وشاقولي. تتميز تقنية تباين الاستقطاب بأن الهوائيين يكونان ضمن حافظ معدني مشترك، مما يستلزم مكاناً ومساحة أصغر مقارنة بتلك التي تتطلبها تقنية التباين المكاني.

تشهد الأمواج المستقطبة شاقولياً عبر تعدد المسارات ظروف انتشار مختلفة عن تلك التي تشهدها الأمواج المستقطبة أفقياً في القناة اللاسلكية. ويعتبر الخفوت الذي يصيب الإشارات المختلفة في الاستقطاب مستقل إحصائياً. تسعى البيئة التي تحتوي على عوائق إلى إزالة استقطاب الإشارة. بالتالي، استقبال الإشارة من قبل هوائيين مختلفين بالاستقطاب يحقق التباين. من الممكن الحصول على التباين عند استخدام هوائيين متعاكسين في الاستقطاب دون الاضطرار إلى تأمين تباعد مكاني بينهما. تعتبر النظم التي تستخدم الاستقطاب المتعاكس من النظم الهامة إذ أنه من الممكن أن تتم مضاعفة عدد الهوائيات المستخدمة من أجل نصف التباعد الذي نحتاج إليه في الحالة التي يتم فيها استخدام هوائيات باستقطاب متماثل. من الممكن باستخدام التباين بالاستقطاب الوصول إلى ربح عالٍ بقدر ربح التباين الذي يمكن الحصول عليه عند استخدام التباين المكاني فقط في منطقة تحتوي على عوائق بشكل كافٍ، وبالتالي يستخدم هذا النمط من التباين في العديد من المحطات الثابتة في نظم الاتصالات النقالة الحالية. يتم تحديد مجموع المسارات المتعددة من خلال أطوارها النسبية ومن خلال استقطاباتها.

6-5. التباين الزاوي Angle diversity

ترسل إشارة المعلومات على نفس الحامل الترددي من هوائي إرسال باتجاهين مختلفين بحيث يمكن التحكم بقيمة الزاوية بينهما كما هو موضح بالشكل -10-. ويعرف التباين الزاوي أيضاً باسم تباين المخطط الإشعاعي، إذ يمكن استخدام عدة هوائيات في نفس الموقع، يكون لكل منها مخطط إشعاعي خاص بها، وبحيث يتم تخميد مركبات تعدد المسارات الواصلة من اتجاهات مختلفة بشكل متباين. لتحقيق عدم الترابط بين المسارات، يجب توزيع الهوائيات بحيث يتم التخفيض من الترابط المتبادل، الذي من شأنه أن يغير من المخطط الإشعاعي لجميع الهوائيات. لكن من الممكن أن يتسبب الترابط المتبادل بترابط مكاني عالٍ بين إشارات الهوائيات من خلال إعادة إشعاع الاستطاعة المستقبلية، مما يؤدي إلى تخفيض السعة. يجري عادة تجميع التباين الزاوي مع التباين المكاني. وتستخدم الآن الهوائيات الذكية ذات الحزم الضيقة الثابتة في النظم اللاسلكية.



الشكل -10- التباين الزاوي

7-5. تباين الوصلات المكروية Diversity for Microwave links

تعاني الوصلات المكروية الثابتة نقطة لنقطة من مشكلة تغير قرينة الانكسار في طبقة التروبوسفير كما ذكرنا سابقاً، مما يسبب الخفوت بسبب تعدد مسارات الانتشار. تساعد تقنيات التباين في التغلب على ذلك. وبما أن اتجاه تغير قرينة الانكسار يكون عمودياً، فإن أفضل تقنية تباين في هذه الحالة هي تقنية التباين المكاني.

6- طرق التجميع Combining Methods

وجدنا أن التباين من الطرق الفعالة في التغلب على منغصات الانتشار من خلال تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج. للتنوع تأثير كبير على مناظير أخرى في الإرسال اللاسلكي، كالتخفيف من تأثير الضجيج FM العشوائي، والذي يتم توليده كنتيجة لخفوت القناة في النظم التي تستخدم التعديل الزاوي.

بما أن المستقبل لديه عدة نسخ مستقلة من نفس الإشارة المرسلة، يجب أن يقوم بتجميع هذه الإشارات لتحسين جودة الإشارة المكشوفة. يمكن الاستفادة من التباين بطريقتين مختلفتين: الأولى يطلق عليها مصطلح التجميع الانتقائي selection combining حيث يتم انتقاء ومعالجة أفضل نسخة إشارة ويتم إهمال باقي النسخ، أما الطريقة الثانية فيطلق عليها مصطلح التجميع بالتبديل Switched Combining حيث يتم دمج جميع نسخ الإشارة ومن ثم تتم معالجة الإشارة المدمجة. تعطي طريقة التجميع بالتبديل نتائج أفضل من تلك التي يمكن الحصول عليها باستخدام التجميع بالاختيار، إلا أن تنفيذ التجميع بالتبديل يحتاج إلى تعقيد أكبر في المستقبل من ذلك الذي سنحتاج إليه عند استخدام التجميع بالاختيار. تتم معالجة التجميع بالتبديل في الحزمة الأساسية. جميع طرق التجميع يمكن أن يتم تنفيذها في النظم الرقمية.

في حالة الهوائيات المتعددة، يأتي الربح من كل من ربح التباين و ربح تشكيل الحزمة. ربح التباين هو الربح الناتج عن حقيقة أن احتمال وقوع النسخ التي يتم استقبالها من قبل الهوائيات المتعددة في حالة خفوت عميق في نفس اللحظة ضئيل جداً؛ يتوافق ذلك مع التجميع بالاختيار. يتوافق ربح تشكيل الحزمة مع التجميع بالتبديل والذي يتم من خلاله حساب الوسطي على الضجيج الموجود عند كل هوائي. في حالة التجميع بالاختيار، نحتاج

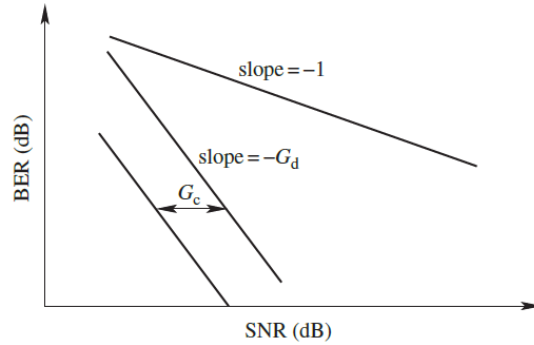
فقط إلى تشكيلة نظام RF وحيدة، بينما في حالة التجميع بالتبديل فنحتاج إلى عدة تشكيلات ضمن الجزء الراديوي للمستقبل.

تعمل تقنيات تجميع التبديل على استخلاص المعلومات من جميع نسخ الإشارات المستقبلية. من الممكن أن تتم عملية التجميع بالنسبة الأعظمية (MRC= Maximal Ratio Combining) أو بالربح المتساوي (EGC= Equal Gain Combining). في حالة القنوات المتغيرة مع الزمن بشكلٍ عالٍ، من الصعب جداً القيام بعملية تقدير الطور. بعكس طريقتي MRC و EGC، يمكن تحقيق التجميع بالقانون التربيعي دون الحاجة إلى تقدير الطور. يعتبر التجميع بالقانون التربيعي للإشارات المعدلة بالتعامد (كما في حالة التعديل FSK أو الإشارات DS-SS) المستخدمة بشكلٍ واسع ضمن كشف التعديل غير المتناسك) أحد طرق تحقيق التجميع.

يمكن باستخدام كل من ترميز القناة والتباين لتحسين متوسط احتمال الاستقبال الخاطئ بالإضافة إلى احتمال الانقطاع. بافتراض استخدام الكشف بالأرجحية العظمى (ML=Maximum Likelihood) واستخدام التجميع MRC وضمن نسبة إشارة إلى ضجيج عالية يمكن صياغة احتمال الخطأ في القناة على الشكل التالي:

$$P_e \propto \frac{\bar{\gamma}^{-G_d}}{G_c}$$

حيث G_c ربح الترميز، $\bar{\gamma}$ نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرماز، و G_d رتبة التجميع. يؤثر كل من G_d و G_c على احتمال الخطأ بالخانة BER=Bit Error probability ، وهو يدعى أيضاً بمعدل الخطأ بالخانة BER=Bit Error Rate، بطرق مختلفة كما هو واضح في الشكل -11-. يتوافق المستقيم ذو الميل (-1) مع حالة $G_d = 1$ ، أي عدم وجود ربح تجميع. يؤدي ربح الترميز G_c إلى إزاحة منحنى BER نحو اليسار.



الشكل -11- تأثير كل من ربح التجميع و ربح الترميز على الـ BER.

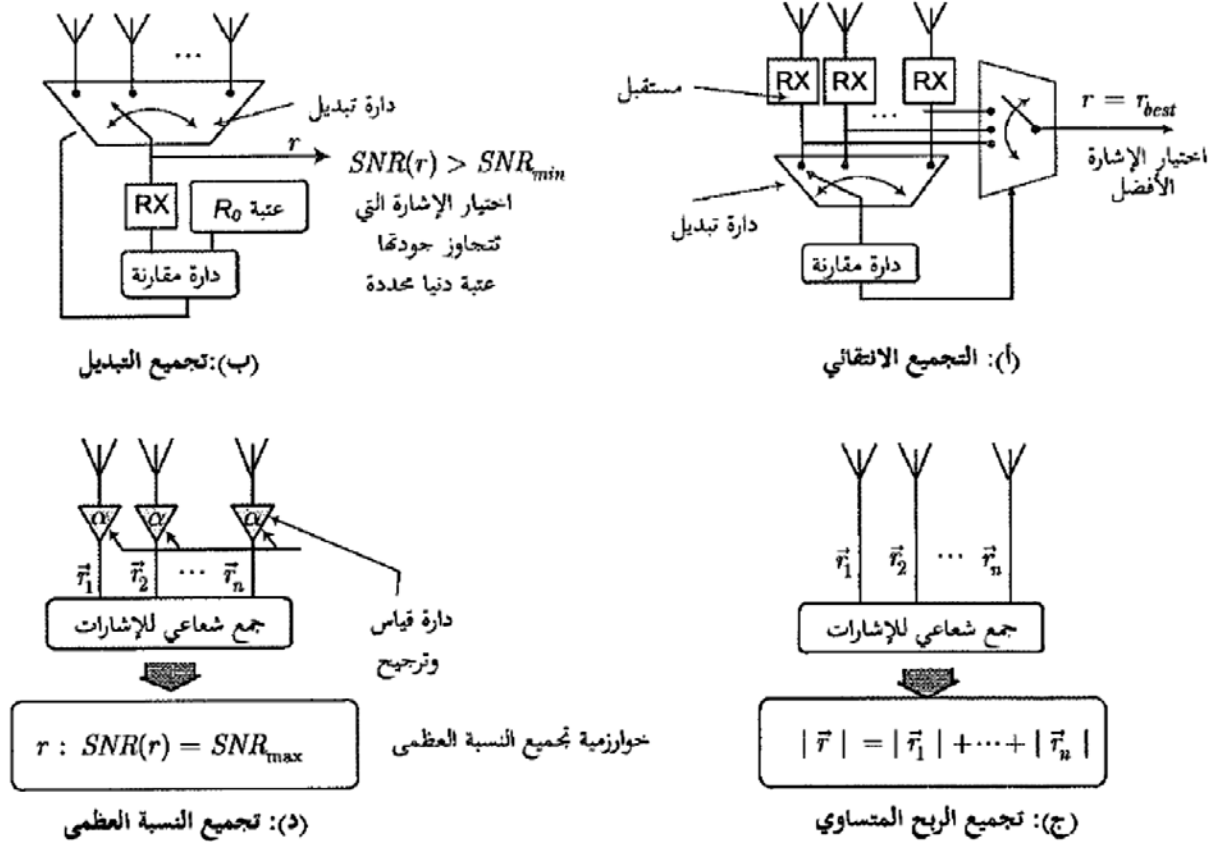
من الشكل -11- يمكن تعريف ربح التجميع أو رتبة التجميع بالعلاقة التالية:

$$G_d = - \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \frac{\log_2 P_e(\bar{\gamma})}{\log_2 \bar{\gamma}}$$

نلخص في الشكل -12- مبادئ عمل أهم طرق التجميع المستخدمة وهي:

1-6. التجميع الانتقائي Selection Combining

تمثل هذه الطريقة أبسط أساليب التجميع، حيث يتم اختيار الإشارة الأقوى من بين الإشارات المستقبلية وإهمال الإشارات الأخرى. لا تؤدي هذه الطريقة إلى أداء مثالي من ناحية القيمة النهائية لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR، إلا أن بساطتها وعدم تطلبها لدارات معالجة إضافية يبرران استخدامها على نحو واسع.



الشكل -12- أهم طرق التجميع المستخدمة (من كتاب "نظم الاتصالات الخلوية" للدكتور هشام عروديكي)

2-6. تجميع التبديل Switching Combining

تعتمد هذه الطريقة قياساً دورياً لمقدار SNR، ومقارنة القيم المقيسة بعتبة دنيا مطلوبة، فإذا تجاوزت أي من الإشارات المستقبلية هذه العتبة، يجري اختيارها من قبل المستقبل وتبقى هي الإشارة المعتمدة حتى تنخفض قيمة SNR دون العتبة الدنيا، فإن حدث ذلك، اختار المستقبل إشارة أخرى، وتجري عملية التبديل وفقاً لخوارزمية محددة تكون معرفة في المستقبل.

من ميزات هذه الطريقة الاكتفاء بدارة استقبال واحدة، غير أن أداءها لا يؤدي في كثير من الأحيان إلى النتائج المثلى المرجوة.

3-6. تجميع الربح المتساوي Equal Gain Combining

يستند المبدأ الأساسي لهذه الطريقة إلى توحيد طور الإشارات المتباينة المختلفة، ثم جمعها شعاعياً للحصول على إشارة نهائية تعتمد لخطوات المعالجة التالية. يعني ذلك أن الإشارة الناتجة هي مجموع القيم اللحظية للإشارات المستقبلية، إذ أن توحيد الطور يجعل الجمع الشعاعي مكافئاً لجمع مطالات الإشارات المتباينة. هذا ولا تستخدم هذه الطريقة أي ترجيح بين الإشارات المتوفرة، وتفترض ضمناً أن ربح كل من الإشارات، أي نسبة تأثيرها في الإشارة الإجمالية، متساوٍ بغض النظر عن مطال كل منها والمسار الذي سلكته، وقد تم اشتقاق الاسم الدال على الطريقة من هذا الافتراض.

4-6. تجميع النسبة العظمى Maximum Ratio Combining

يقصد بالنسبة العظمى هنا القيمة المثلى لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR، حيث يجري وفق هذه الطريقة تجميع كل الإشارات المتباينة المتوفرة، ثم معالجتها على نحو يضمن أن تكون قيمة SNR هي أعلى قيمة يمكن الحصول عليها من الإشارات المجمعة، وفق خوارزمية خاصة.

5-6. ميزات طريقة تجميع التبديل:

تتميز هذه الطريقة عن جميع الطرائق السابقة بما يلي:

- ✓ البساطة لأنها تستخدم فرعي تباين فقط، وبالتالي كلفة منخفضة لأنها تحتاج إلى مرحلتي استقبال في حين تحتاج الطرق الأخرى إلى M مرحلة استقبال بغض النظر عن الفروقات في الإرسال.
- ✓ عدم الحاجة إلى مراقبة الفروع في كل الأزمنة بسبب آلية الانتقال وما ينجم عن المراقبة من انقطاعات في أزمنة الفصل التي تقود إلى حالات عبور في المطال والطور كما في طريقة التجميع الانتقائي.
- ✓ عدم الفصل إلا في الحالات الضرورية وبالتالي تخفيف حالات العبور.

6-6. ملاحظات على طريقة تجميع التبديل

- ✓ ليست متزايدة باستمرار.
- ✓ تتقارب في الأداء مع طريقة التجميع الانتقائي وتساويه في بعض النقاط.
- ✓ يتم اختيارها لأنها تحقق تسوية مناسبة بين درجة التعقيد و الأداء.
- ✓ للتغلب على مشكلة اختيار الفرع المناسب عند تقارب العتبات في الفرعين يتم جعل العتبة متغيرة وتدرس قيم التغير للعتبة بحسب ظروف انتشار الموجة الكهرومغناطيسية في وسط الانتشار.

7-6. ميزات التجميع الانتقائي

✓ طريقة التجميع الانتقائي هي أقل الطرائق تعقيداً وكلفةً مع المحافظة على أداء جيد مقارنةً مع الطرائق الأخرى.

7- تبين الإرسال Transmit Diversity

كل تقنيات التباين التي درسناها يمكن أن تطبق من حيث المبدأ في الإرسال كما في الاستقبال. يقتضي ذلك اختيار أفضل هوائي للإرسال منه في الوقت المناسب، أو اختيار مطالات وأطوار الإشارات المرسلّة ليتم جمعها بشكل بناء على توافق في الطور عند المستقبل. تكمن الصعوبة في أن المعلومات المتاحة عن القناة تكون دائماً أقل دقة في هذا الاتجاه، بسبب فروقات الزمن والتردد بين القنوات الواردة والصادرة، وأيضاً بسبب الخواص الراديوية لمسارات الإرسال والاستقبال، التي يجب تقديرها وتعويض منغصات الانتشار فيها.

إذا كان عدم الترابط محققاً بين مسارات التباين، أي أن إشارات الإرسال والاستقبال مفصولة ترددياً بمسافة أكبر من نطاق الترابط، يكون تباين الإرسال بشكل أساسي بدون فائدة. ومع ذلك، يمكن أن تكون هذه التقنية فعالة جداً، وبشكل خاص مناسبة لتطبيقات في نظم TDD، بشرط أن تكون الحيزات الزمنية time slots مفصولة بمقدار مدة الترابط على الأقل.

8- الخلاصة Conclusion

تقنية التباين فعالة جداً لتحسين جودة نظام الاتصالات ومن السهل تحقيق مكاسب مكافئة لتوفير الطاقة بما يزيد عن 10 dB. يتم تحقيق هذه المكاسب على حساب تجهيزات وعتاد إضافية، وبشكل خاص بالهوائيات والمستقبلات الإضافية التي يجب موازنتها مع ما يمكن ربحه. المتطلبات المفتاحية لتحقيق الربح الأعظمي هي أن تواجه الفروع المتعددة للنظام استطاعة متوسطة متساوية وترابطاً شبه معدوم لإشارات الخفوت. تعتمد المقاربة الأمثلّة على آلية تبعثر المسارات التي تسبب الخفوت وطبيعتها الهندسية.

أسئلة اختبار فصل "الهوائيات المصفوفية والقطعية والشرائحية: علامة النجاح 6/10

اختر الإجابة الصحيحة: درجة لكل سؤال

21. غازات الغلاف الجوي التي تسبب الامتصاص بشكل رئيسي هي:

i. الأوكسجين

j. بخار الماء

k. الأوكسجين وبخار الماء

l. الأزوت

التغذية الراجعة: راجع الغلاف الجوي.

22. يكون الامتصاص الناتج عن الغلاف الجوي أعظماً عند التردد:

m. 60 GHz

n. 10 GHz

o. 35 GHz

p. 94 GHz

التغذية الراجعة: راجع الغلاف الجوي.

23. أحد النوافذ في نطاق الترددات الميليمترية عند التردد:

a. 60 GHz

b. 10 GHz

c. 120 GHz

d. 94 GHz

التغذية الراجعة: راجع الغلاف الجوي.

24. يزداد المدى الأعظمي لنظام الاتصالات الراديوي خلف الأفق بسبب

e. الامتصاص الناتج عن الغلاف الجوي

f. تغير قرينة انكسار الغلاف الجوي،

g. طبقة الأيونوسفير

h. كروية الأرض

التغذية الراجعة: راجع آثار الانكسار في الغلاف الجوي.

25. يجب أن يكون الفاصل بين الترددات الحاملة في التباين الترددي

e. أصغر من نطاق الترابط

f. يساوي نطاق الترابط،

g. أكبر من نطاق الترابط

h. أكبر أو يساوي نطاق الترابط

التغذية الراجعة: راجع التباين الترددي.

26. يجب اختيار المسافة الفاصلة بين الهوائيات في التباين المكاني بحيث يكون (اختر كل الإجابات

الصحيحة)

i. الترابط بين المسارات أقل ما يمكن

j. الترابط بين المسارات أفضل ما يمكن

k. التباعد بين الهوائيات أقل من مسافة الترابط

l. التباعد بين الهوائيات أعلى من مسافة الترابط

التغذية الراجعة: راجع التباين المكاني.
27. أفضل تقنية تباين في الوصلات نقطة لنقطة هي:

.g. تقنية تباين الهوائيات

.h. تقنية تباين الاستقطاب

.i. تقنية التباين المكاني

.j. التباين الزاوي

التغذية الراجعة: راجع تباين الوصلات المكروية.

28. تستخدم طرق تجميع مسارات التباين (اختر كل الإجابات الصحيحة)

.e. لتحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الإرسال

.f. لتحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الاستقبال

.g. للتغلب على منغصات الانتشار

.h. لتحسين أداء نظام الاتصالات

التغذية الراجعة: راجع طرق التجميع.

29. طريقة التجميع التي تعطي أفضل نسبة إشارة إلى الضجيج هي: (اختر كل الإجابات الصحيحة)

.i. التجميع الانتقائي

.j. تجميع التبديل

.k. تجميع الربح المتساوي

.l. تجميع النسبة العظمى

التغذية الراجعة: راجع طرق التجميع.

30. كل تقنيات التباين يمكن أن تطبق من حيث المبدأ في الإرسال كما في الاستقبال.

.g. صح

.h. خطأ

التغذية الراجعة: راجع تباين الإرسال.