



UNIVERSIDAD  
DE PIURA

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño de antenas aplicadas a la espectroscopía  
dieléctrica para medición de humedad en agregados de  
concreto**

Tesis para optar el Título de  
Ingeniero Mecánico - Eléctrico

**Pedro Gabriel Rotta Saavedra**

**Asesor:**  
**Mgtr.Ing. Juan Carlos Soto Bohórquez**

Piura, julio de 2020



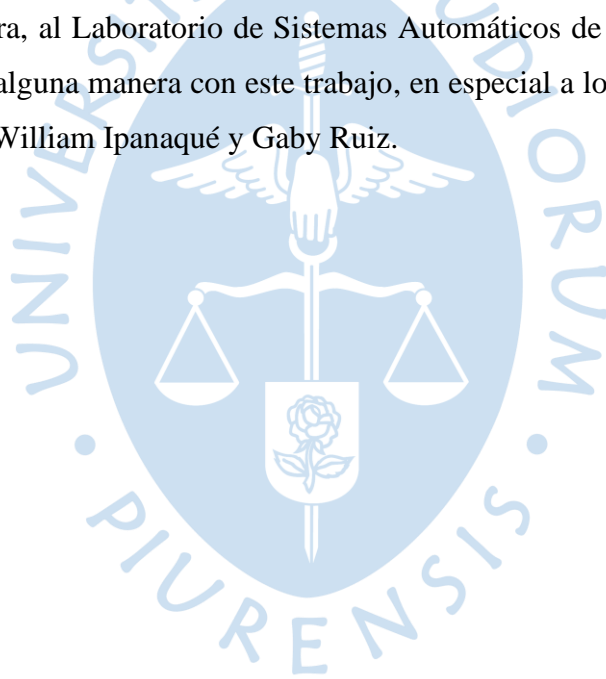


*Para Leo, Carlos, Fío e Iván  
por ser mi motivación desde pequeño  
Al cielo, para Mamama y Mechita  
desde allá siempre me cuidan  
Esto es por y para ustedes.*



## **Agradecimientos**

Esta tesis ha sido financiada por CONCYTEC y SENCICO, en el proyecto "Tecnologías facilitadoras basadas en técnicas de microondas para la medición en tiempo real del contenido de humedad en materiales de construcción", código 108-2017. El reconocimiento va también a la Universidad de Piura, al Laboratorio de Sistemas Automáticos de control y a las personas que contribuyeron de alguna manera con este trabajo, en especial a los ingenieros Juan Carlos Soto, José Manrique, William Ipanaqué y Gaby Ruiz.





## Resumen Analítico-Informativo

**Diseño de antenas aplicado a la espectroscopía dieléctrica para medición de humedad en agregados de concreto**

**Pedro Gabriel Rotta Saavedra**

**Asesor(es): Mgtr. Ing. Juan Carlos Soto Bohórquez**

**Tesis.**

**Ing. Mecánico Eléctrico**

**Universidad de Piura. Facultad de Ingeniería.**

**Piura, Julio de 2020**

**Palabras claves:** *Espectroscopía Dieléctrica, Tecnología Microondas, Diseño de antenas, Sensor de humedad, Constante dieléctrica, Tecnologías facilitadoras*

**Introducción:** Este trabajo estudia el diseño de antenas aplicado a un sensor de humedad en tiempo real en la industria de la construcción. El problema actual es que el método de medición de humedad de los agregados de concreto sigue un procedimiento tradicional que no permite establecer sistemas de control en la cantidad de agua que se le debe agregar a la mezcla de concreto. Se estudia el método de medición basado en Espectroscopía Dieléctrica. Este método permite medir el Contenido de Humedad del material al propagar ondas electromagnéticas en el rango de las microondas en el material mediante antenas, obteniendo el valor de su Constante Dieléctrica y relacionándolo con el Contenido de Humedad por medio de una función de regresión.

**Metodología:** Para esta tesis se ha realizado el estudio teórico de las propiedades más importantes en la propagación de campos electromagnéticos y de diseño de antenas, posteriormente se ha simulado dos tipos de antenas: La antena microstrip y la antena de apertura y se han analizado las siguientes propiedades: Directividad, Ganancia de la antena, Retorno de potencia y patrón de radiación.

**Resultados:** La antena que cumple con las características fundamentales para ser utilizada en el sensor de humedad es una antena de apertura de dimensiones: 130x 110.7mm. Cuenta con una ganancia de 8.1dB y una eficiencia de 99.2%. La relación de onda estacionaria se encuentra en 1.15 y su retorno de potencia es de -23dB. Además cuenta con un ancho de banda de <1.5, 3GHz].

**Conclusiones:** La espectroscopía dieléctrica es un método útil para la industria de la construcción. La antena de apertura es ideal para el sistema de sensado de humedad, lo que se ha comprobado luego de un estudio teórico minucioso respecto a los criterios de diseño que se deben tener para las antenas, además de una revisión de resultados de varias simulaciones. Este estudio y sus resultados se pueden aplicar en futuras investigaciones aplicadas.

**Fecha de elaboración del resumen:** Julio 2020

## Analytical-Informative Summary

**Diseño de antenas aplicado a la espectroscopía dieléctrica para medición de humedad en agregados de concreto**

**Pedro Gabriel Rotta Saavedra**

**Asesor(es): Mgtr. Ing. Juan Carlos Soto Bohórquez**

**Tesis.**

**Ing. Mecánico Eléctrico**

**Universidad de Piura. Facultad de Ingeniería.**

**Piura, Julio de 2020**

**Keywords:** *Dielectric Spectroscopy, Microwave Technology, Antenna Design, Humidity Sensor, Dielectric Constant, Enabling Technologies*

**Introduction:** This work studies the design of antennas applied to a moisture sensor in real time in the construction industry. The current problem is that the method of measuring the humidity of concrete aggregates follows a traditional procedure that does not allow establishing control systems on the amount of water that must be added to the concrete mix. The Dielectric Spectroscopy method is studied. This method allows to measure the Moisture Content of the material by propagation of electromagnetic waves in the microwave range in the material using antennas, obtaining the value of its Dielectric Constant and relating it to the Moisture Content by means of a regression function

**Methodology:** For this thesis, a theoretical study of the most important properties in the propagation of electromagnetic fields and antenna design has been carried out. Subsequently, two types of antennas have been simulated: the microstrip antenna and the aperture antenna, and the following properties have been analyzed. : Directivity, Antenna Gain, Power Return and Radiation Pattern.

**Results:** The antenna that meets the fundamental characteristics to be used in the moisture sensor is an aperture antenna with dimensions: 130x 110.7mm. It has a gain of 8.1dB and an efficiency of 99.2%. The standing wave ratio is at 1.15 and its power return is -23dB. It also has a bandwidth of <1.5, 3GHz].

**Conclusions:** Dielectric spectroscopy is a useful method for the construction industry. The aperture antenna is ideal for the moisture sensing system, which has been verified after a careful theoretical study regarding the design criteria that must be met for the antennas, in addition to an analysis of the results of several simulations. This study and its results can be applied in future applied research.

**Summary date:** July 2020

## Tabla de Contenido

Introducción .....	1
Capítulo 1 .....	3
Medición de humedad y tecnología aplicada .....	3
1.1. Introducción .....	3
1.2. Industria de la construcción .....	3
1.3. Concreto y humedad .....	4
1.4. Medición de humedad .....	6
Capítulo 2 .....	11
Microondas, agua y constante dieléctrica .....	11
2.1. Introducción .....	11
2.2. Campos electromagnéticos .....	11
2.2.1. Campos vectoriales .....	11
2.2.2. Campos Estáticos .....	12
2.2.2.1. Campo electrostático ( <b>E</b> ) .....	12
2.2.2.2. Densidad de flujo eléctrico ( <b>D</b> ) .....	13
2.2.2.3. Ley de Gauss y relación entre <b>Q</b> y <b>D</b> .....	13
2.2.2.4. Divergencia y primera ley de Maxwell .....	14
2.2.2.5. Campo Magnético .....	14
2.2.2.6. Densidad de corriente ( <b>J</b> ) .....	15
2.2.2.7. Ley de Ampere y las fuentes de corriente .....	15
2.2.2.8. La operación rotacional: Segunda y tercera ley de Maxwell .....	16

2.2.2.9.	Densidad de flujo magnético ( <b>B</b> ).....	17
2.2.2.10.	Teorema de gauss para el flujo magnético: cuarta ley de maxwell. ....	17
2.2.2.11.	Leyes de Maxwell para campos estáticos.....	17
2.2.3.	Campos Variantes en el tiempo. ....	18
2.2.3.1.	Densidad de flujo eléctrico variante en el tiempo. ....	18
2.2.3.2.	Densidad de flujo magnético variante en el tiempo. ....	19
2.2.3.3.	Ecuaciones de Maxwell variantes en el tiempo.....	19
2.3.	Fuentes de campos electromagnéticos.....	20
2.3.1.	Análisis complejo para señales sinusoidales .....	20
2.3.2.	Fuente de voltaje sinusoidal.....	20
2.4.	Materiales y propiedades dieléctricas.....	22
2.4.1.	Conductores .....	22
2.4.1.1.	Propiedades de los conductores.....	22
2.4.1.2.	Movilidad del electrón.....	22
2.4.1.3.	Conductividad.....	23
2.4.1.4.	Características de los conductores.....	23
2.4.2.	Semiconductores.....	23
2.4.3.	Materiales Magnéticos.....	23
2.4.4.	Dieléctricos .....	23
2.4.5.	Dipolos eléctricos .....	24
2.4.6.	Propiedades dieléctricas.....	24
2.4.6.1.	Definiciones importantes .....	24
2.4.6.2.	Momento Dipolar .....	24
2.4.6.3.	Polarización .....	25
2.4.6.4.	Constante dieléctrica .....	25
2.4.6.5.	Permeabilidad.....	26
2.5.	Propagación de campos electromagnéticos. ....	26

2.5.1.	Parámetros de onda.....	26
2.5.1.1.	Velocidad de Propagación.....	27
2.5.1.2.	Número de onda.....	27
2.5.1.3.	Longitud de onda.....	27
2.5.1.4.	Impedancia intrínseca.....	27
2.5.1.5.	Coeficiente de atenuación y ganancia de fase.....	27
2.5.1.6.	Tangente de pérdidas.....	28
2.5.2.	Reflexión de onda sobre múltiples interfaces.....	29
2.5.3.	Coeficiente de reflexión.....	30
2.5.4.	Constante dieléctrica y humedad de los agregados.....	31
Capítulo 3	.....	33
Tecnología de diseño de antenas	.....	33
3.1.	Introducción.....	33
3.2.	Sistema de transmisión.....	33
3.3.	Patrón de radiación.....	35
3.3.1.	Antenas Isotrópicas.....	35
3.3.2.	Antenas omnidireccionales.....	35
3.3.3.	Antenas direccionales.....	36
3.4.	Cálculo de campos de radiación en antenas.....	36
3.4.1.	Vectores potenciales.....	36
3.4.1.1.	El vector potencial magnético (A).....	36
3.4.1.2.	El vector potencial eléctrico (F).....	37
3.4.2.	Parámetros básicos del patrón de radiación.....	37
3.4.2.1.	Half power beam width (HPBW).....	38
3.4.2.2.	First Null beam width (FNBW).....	38
3.4.2.3.	Front to back ratio.....	38
3.5.	Zonas de transmisión de una antena.....	38
3.5.1.	Campo cercano reactivo.....	39

3.5.2.	Campo cercano radiante o región fresnel .....	39
3.5.3.	Campo lejano o región Fraunhofer .....	39
3.6.	Densidad de radiación.....	40
3.7.	Intensidad de radiación .....	41
3.8.	Ángulo sólido y steradian .....	41
3.9.	Relación entre radian y steradian.....	42
3.10.	Circuito equivalente de una antena.....	42
3.10.1.	Resistencia de radiación ( $R_r$ ).....	43
3.10.2.	Resistencia de pérdidas ( $R_L$ ).....	43
3.10.3.	Potencia de la antena ( $P$ ).....	43
3.11.	Eficiencia de radiación de una antena .....	43
3.12.	Eficiencia de radiación y decibelios .....	44
3.13.	Directividad .....	44
3.14.	Ganancia de una antena .....	44
3.15.	Áreas equivalentes de una antena .....	45
3.15.1.	Apertura Física.....	45
3.15.2.	Apertura Efectiva.....	45
3.15.3.	Eficiencia de apertura .....	46
3.15.4.	Apertura de dispersión.....	46
3.15.5.	Apertura de pérdidas.....	46
3.15.6.	Apertura de captura.....	46
3.16.	Polarización .....	47
3.16.1.	Polarización lineal .....	48
3.16.2.	Polarización circular .....	49
3.16.3.	Polarización Elíptica.....	50
3.16.4.	Co-polarización.....	51
3.16.5.	Polarización cruzada.....	51

3.17.	Adaptación de una antena.....	52
3.18.	Coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ).....	53
3.19.	Relación de onda estacionaria de una antena .....	53
3.20.	Temperatura de una antena.....	54
3.20.1.	Temperatura de brillo. ....	54
Capítulo 4.....		57
Diseño y simulación de antenas .....		57
4.1.	Introducción.....	57
4.2.	Diseño y simulación de antenas de apertura.....	57
4.2.1.	Modos de propagación de antenas de apertura.....	57
4.2.2.	Principio de equivalencia de campos.....	58
4.2.3.	Ecuaciones de radiación. ....	59
4.2.4.	Condiciones de radiación en una antena de apertura.....	65
4.2.5.	Anchos de radiación ( <i>Beam widths</i> ).....	65
4.2.6.	Metodología de diseño.....	66
4.2.7.	Resultados de diseño de antena de apertura cuando se cumple que $\mathbf{b} < \lambda\mathbf{o}/2$ .....	69
4.2.8.	Diseño de antena de apertura cuando se cumple que $\mathbf{b} \geq \mathbf{a}/2$ .....	69
4.2.8.1.	Criterios de elección de la mejor antena.....	70
4.2.9.	Resultados de diseño de antena de apertura cuando se cumple que $\mathbf{b} \geq \mathbf{a}2$ .....	71
4.2.10.	Diseño en frecuencia de operación de 2GHz.....	72
4.2.11.	Conclusiones de diseño de antenas de apertura .....	74
4.2.11.1.	Patrón de radiación de antena de apertura .....	74
4.2.11.2.	Propiedades de propagación y pérdidas.....	76
4.3.	Diseño y simulación de antena parche rectangular.....	77
4.3.1.	Tipos de alimentación para una antena parche .....	78
4.3.2.	Diseño de la antena microstrip .....	79
4.3.3.	Metodología de selección de antena microstrip.....	81
4.3.4.	Resultados de simulación de antena microstrip.....	86

4.3.4.1.	Patrón de radiación .....	86
4.4.	Análisis general de resultados .....	88
	Conclusiones y recomendaciones.....	91
	Referencias Bibliográficas .....	93



## Lista de Tablas

Tabla 1. Resistencia del concreto para distintas proporciones de materiales.....	5
Tabla 2. Ecuaciones de Maxwell para electrostática.....	18
Tabla 3. Ecuaciones de Maxwell para campos variantes en el tiempo .....	20
Tabla 4. Parámetros de onda para tipos de materiales .....	29
Tabla 5. Modo de polarización para antenas de aperturas .....	68
Tabla 6. Diseños de antena de apertura para cuando se cumple que $b < \lambda_0/2$ .....	69
Tabla 7. Diseños de antena de apertura para cuando se cumple que $b < \lambda_0/2$ .....	71
Tabla 8. Polarización dada para antena de apertura .....	73
Tabla 9. Resultados de diseño de antena a frecuencia de 2GHz .....	73
Tabla 10 Propiedades definidas para antena de apertura de mejor rendimiento en frecuencia de 1.5GHz. ....	75
Tabla 11. Propiedades definidas para antena de apertura de mejor rendimiento en frecuencia de GHz. ....	75
Tabla 12. Datos geométricos para una antena parche o microstrip.....	78
Tabla 13. Especificaciones de diseño de antena parche.....	81
Tabla 14. Dimensiones geométricas para la frecuencia de operación definida a 1.5GHz .....	82
Tabla 15. Resultados de simulación de antena microstrip. Propiedades en distintos puntos de alimentación .....	84
Tabla 16. Valores dimensionales de la antena parche con alimentación coaxial de mejor rendimiento.....	86
Tabla 17. . Propiedades de antena microstrip para frecuencia de operación de 1.5GHz .....	87
Tabla 18. Propiedades de antenas con mejor rendimiento para cada tipo de diseño (Apertura y parche).....	89



## Lista de figuras

Figura 1. Proporciones aproximadas en volumen de los materiales usados en la fabricación de concreto. ....	4
Figura 2. Sistemas de sensado de humedad .....	8
Figura 3. Campo vectorial de una carga.....	12
Figura 4. Propagación del campo electromagnético en el vacío .....	22
Figura 5. Dipolo eléctrico. Molécula de agua .....	24
Figura 6. Compuesto de agua y agregados de concreto .....	26
Figura 7. Incidencia de un campo electromagnético sobre un medio .....	30
Figura 8. Metodología de correlación .....	32
Figura 9. Sistema de transmisión para una antena .....	34
Figura 10. Sistema de recepción de una antena .....	34
Figura 11. Patrón de radiación para una antena típica. ....	35
Figura 12. Patrón de radiación de una antena direccional y sus lóbulos de radiación .....	36
Figura 13. Patrón de radiación angular .....	38
Figura 14. Zonas de transmisión de una antena .....	39
Figura 15. Patrón de radiación angular según zonas de radiación .....	40
Figura 16. Ángulo plano.....	41
Figura 17. Representación de ángulo sólido .....	42
Figura 18. Circuito equivalente en transmisión .....	42
Figura 19. Circuito equivalente en recepción.....	43
Figura 20. Apertura de la antena .....	45
Figura 21. Polarización de un campo .....	47
Figura 22. Polarización lineal del campo eléctrico en la dirección x.....	48
Figura 23. Polarización lineal del campo eléctrico en la dirección y .....	49
Figura 24. Polarización circular de un campo eléctrico .....	50
Figura 25. Polarización elíptica.....	51

Figura 26. Polarización cruzada y co polarización .....	52
Figura 27. Adaptación de una antena. ....	53
Figura 28. Línea de adaptación de una antena. ....	55
Figura 29. Teorema de equivalencia de campos .....	58
Figura 30. Desarrollo del teorema de equivalencia para un campo magnético determinado... 59	
Figura 31. Representación de un punto de observación de un campo en coordenadas esféricas .....	60
Figura 32. Representación de un punto de observación en campo lejano en coordenadas esféricas .....	60
Figura 33. Representación espacial de una antena de apertura .....	62
Figura 34. Geometría de una antena de apertura .....	62
Figura 35. Prototipo base del diseño de antenas .....	66
Figura 36. Patrón de radiación de antena de apertura elegida en frecuencia de operación igual a 1.5GHz .....	74
Figura 37. Patrón de radiación de antena de apertura elegida en frecuencia de operación igual a 2GHz .....	75
Figura 38. Patrón de radiación polar para frecuencia de operación de 1.5GHz.....	76
Figura 39. Patrón de radiación polar para frecuencia de operación de 2GHz.....	76
Figura 40. Relación de onda estacionaria para la antena de mejor rendimiento.....	77
Figura 41. Valores de retorno de potencia. ....	77
Figura 42. Tipos de secciones para antenas parche.....	78
Figura 43. Antena parche con alimentación por cable coaxial. Geometría rectangular.....	79
Figura 44. Antena parche con alimentación por línea microstrip. Geometría rectangular .....	79
Figura 45. Enfranjamiento en una antena parche o microstrip .....	79
Figura 46. Visualización de la longitud efectiva del substrato .....	79
Figura 47. Antena microstrip. Representación geométrica para hallar el punto de mejor rendimiento.....	83
Figura 48. Retorno de potencia para distintos puntos de la antena microstrip.....	84
Figura 49. Coordenadas de alimentación coaxial para antena parche de mayor eficiencia. ....	85
Figura 50. Patrón de radiación de antena microstrip.....	86
Figura 51. Patrón de radiación polar de antena microstrip seleccionada. ....	87
Figura 52. Retorno de potencia para antena microstrip .....	88
Figura 53. Límites de ancho de banda de antena microstrip.....	88
Figura 54. Relación de onda estacionaria para antena microstrip.....	88

## Introducción

Los proyectos de investigación (I+D+i) son una fuente de conocimiento, tecnología e innovación que contribuyen a un crecimiento continuo de las personas, la sociedad y del país. Las universidades deben colaborar en conjunto con las empresas y el estado a través de un continuo *feedback* para fomentar nuevas innovaciones. En el año 2019 el Perú destinó 6.3 millones de soles para proyectos de innovación y pretende llegar a invertir el 1% del PBI en el 2022 igualando a países como Chile y Colombia, esta es una oportunidad para lograr un país más industrializado a través del conocimiento, el aprendizaje y la colaboración del estado, las empresas y las universidades por medio de proyectos de investigación.

La industria de la construcción ha crecido continuamente a lo largo de estos últimos cinco años y actualmente las empresas cementeras están innovando en nuevos productos de concreto. Es propicio por lo tanto motivar la relación continua entre empresa y universidad. Esta tesis busca mantener este *feedback* continuo que debe existir para obtener el crecimiento industrial que se requiere en nuestro país.

El objetivo de esta tesis es el estudio, diseño y simulación de antenas para utilizarlas en un sensor de humedad de agregados de concreto. De manera que se obtenga un sistema de sensado no invasivo, no destructivo y en línea con un proceso de producción de concreto premezclado.

Esta tesis se divide en cuatro partes. Se ha desarrollado un panorama general de la industria de concreto, de las propiedades del material, de la importancia de la medición de humedad al momento de su fabricación y de las tecnologías que se investigan para hacerlo. Esto permite que las empresas cementeras peruanas conozcan de nuevas tecnologías que se pueden aplicar a sus procesos para que aumenten la calidad de la producción y su rendimiento. Luego se enuncia de manera simplificada los conceptos teóricos más importantes en el campo del

electromagnetismo y de las propiedades dieléctricas de los materiales, así como su importancia en la medición de humedad. Se presenta un estudio teórico del proceso de desarrollo del diseño de antenas. En la última sección se brindan los procesos de diseño y simulación de antenas. La tesis concluye exponiendo los resultados y conclusiones generales de esta investigación. Permitirá a investigadores tener una visión panorámica de esta área de estudio y fuentes bibliográficas que sirvan de referencia para futuros trabajos.



## Capítulo 1

### Medición de humedad y tecnología aplicada

#### 1.1.Introducción

La finalidad de este capítulo es introducir al lector en la innovación tecnológica planteada. Muestra un panorama general del estado actual de las tecnologías de medición y las ventajas en aplicar un sistema de medición de humedad en línea en un proceso de manufactura. Se enfoca en 3 puntos principales. El primer punto es analizar la industria de la construcción. El segundo punto relaciona la importancia del contenido de humedad y las propiedades del concreto terminado, además evalúa las ventajas de implementar un sensado de humedad de las materias primas para controlar su calidad y las propiedades finales de una manera más precisa. En el tercer punto se presenta el estado del arte acerca de los métodos de sensado de humedad que se cuenta en la literatura académica.

#### 1.2.Industria de la construcción

Factores económicos hacen inferir que la industria de la construcción está en continuo crecimiento, la tendencia de estos últimos años son las construcciones residenciales urbanas correspondientes a edificios y departamentos y las reformas legales actuales cada vez exigen un mejor control de calidad, (Orozco M. , Avila, Restrepo, & Parody, 2018).

Un mercado en crecimiento a nivel nacional es la industria de concreto premezclado. El concreto premezclado se diferencia del concreto artesanal, también llamado fabricado en obra porque el proceso de manufactura es controlable. Esto permite que las propiedades del concreto sean elegibles de acuerdo a las especificaciones técnicas del proyecto (hasta  $700\text{kg}/\text{cm}^2$ ), (Pacasmayo, 2018).

Otro mercado también en crecimiento en nuestro país es el de concreto prefabricado. Son productos finales fabricados de concreto como: tuberías, postes de alumbrado público, paneles

de concreto para construcción de casas, etc. que se producen en planta y cuyos parámetros característicos y propiedades se pueden controlar.

Estos mercados requieren de estándares de calidad elevados y sobre todo de un sistema de manufactura avanzada para facilitar sus procesos de fabricación. Toma importancia el estudio de sus parámetros característicos para establecer sistemas automáticos que permitan un control en línea de las propiedades finales y de la calidad de los materiales que se elaboran.

### 1.3. Concreto y humedad

El concreto es el material de construcción más usado en el mundo. Se conforma de la mezcla de cemento, agua, agregados fino y/o grueso. Los porcentajes establecidos por cada uno de estos materiales en composición de volumen aproximado se muestran en la Figura 1.

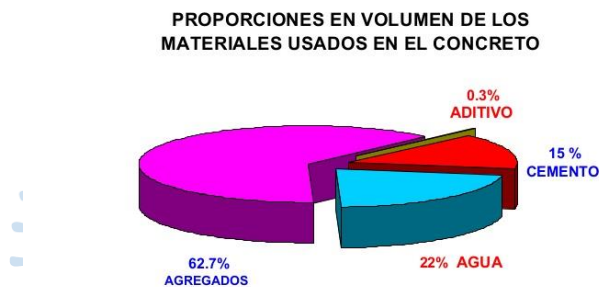


Figura 1. Proporciones aproximadas en volumen de los materiales usados en la fabricación de concreto.

Fuente: (Laza, 2014)

Como se observa, el mayor porcentaje de la mezcla la componen los agregados de concreto, cuyo volumen es mayor del 60% del total aproximadamente. Esto permite inferir la importancia de esta materia prima en el proceso de manufactura.

Los agregados de concreto se definen como el conjunto de partículas de origen natural o artificial y cuyas dimensiones se encuentran fijados según normativa técnica (Reglamento Nacional de Edificaciones, 2009). La mezcla obtenida de agregado fino y agregado grueso produce un concreto de máxima compacidad. Los agregados de concreto poseen un contenido de humedad que es la cantidad de agua que tiene el material en estado natural, esta propiedad depende de su lugar de captación, el tiempo de espera para ser utilizado y las condiciones ambientales del sitio en donde se realiza la fabricación de concreto.

El agua es otra materia prima importante porque constituye aproximadamente 20% del total y que es usada como medio de mezclado, curado y en el lavado de los agregados.

El agua es un elemento indispensable para la hidratación de cemento, por lo que debe cumplir ciertos requisitos para llevar a cabo una función en la combinación química. El agua en el concreto cumple tres funciones principales: Reacciona con el cemento, actúa como lubricante para aumentar a la trabajabilidad y procura la estructura de vacíos necesaria para que los productos de hidratación tenga espacio para desarrollarse.

Las propiedades físicas del concreto más importantes son la resistencia a la compresión y el tiempo de fraguado.

El tiempo de fraguado se refiere al tiempo de endurecimiento del material. Este tiempo es importante porque un buen fraguado permite compactar bien el material y no lo deja agrietarse, existen formas de acelerar o retardar el tiempo de fragua según se requiera y depende del porcentaje de agua que se ha utilizado.

La resistencia a la compresión es la capacidad del concreto para soportar esfuerzos sin fallar. Se determina según la normativa técnica peruana mediante un ensayo de compresión. Es función de la composición química, contenido de agua y el grado de hidratación del material. Es una característica de calidad y una propiedad definida por el cliente al momento de realizar la obra. En la tabla 1 se muestra el impacto del contenido de humedad en la resistencia a la compresión para el concreto.

Tabla 1. Resistencia del concreto para distintas proporciones de materiales

RESIST CONCRET <b>f'c</b> (Kg/cm <sup>2</sup> )	a/c AGUA/ CEMENTO	ASENTA MIENTO SLUMP) (pulg)	TAMAÑO AGREGADO (PULG)	DOSIFICACION EN VOLUMEN Cemento/Arena /Piedra	MATERIALES POR m <sup>3</sup>			
					CEMENTO BOLSAS	ARENA (m <sup>3</sup> )	PIEDRA (m <sup>3</sup> )	AGUA (m <sup>3</sup> )
<b>140</b>	<b>0.61</b>	<b>4</b>	<b>¾</b>	<b>1:2.5:3.5</b>	<b>7.01</b>	<b>0.51</b>	<b>0.54</b>	<b>0.184</b>
<b>175</b>	<b>0.51</b>	<b>3</b>	<b>½</b>	<b>1:2.5:2.5</b>	<b>8.43</b>	<b>0.54</b>	<b>0.55</b>	<b>0.185</b>
<b>210</b>	<b>0.45</b>	<b>3</b>	<b>½</b>	<b>1:2:2</b>	<b>9.73</b>	<b>0.52</b>	<b>0.53</b>	<b>0.186</b>
<b>245</b>	<b>0.38</b>	<b>3</b>	<b>½</b>	<b>1:1.5:1.5</b>	<b>11.5</b>	<b>0.5</b>	<b>0.51</b>	<b>0.187</b>

Fuente. (Sueldo, 2018)

Como se observa, la cantidad de agua es un parámetro determinante en la manufactura del concreto porque una variación de humedad pequeña da como resultado un cambio grande en las propiedades finales.

Al realizar una mezcla tradicional, muchas veces no se cuenta con el conocimiento del porcentaje de humedad de los agregados de concreto, cantidad que permite controlar la homogeneidad del producto.

De manera artesanal para poder determinar la humedad de los agregados, se debe utilizar un método de medición conocido como método termogavimétrico. En este método se pesa una muestra de 1kg de materia prima en estado natural y luego debe secarse en un horno durante 24 horas para determinar el CH de la muestra por diferencia de peso. Este procedimiento se realiza para cada lote de agregado que llega a la planta lo que genera paradas constantes y no permite una optimización del proceso ni un control en línea.

Por esta razón se investiga un sensor de humedad de agregados de concreto en planta para desarrollar sistemas de manufactura avanzada que controlen la homogeneidad y la calidad del concreto premezclado y prefabricado.

#### 1.4. Medición de humedad

Se define el contenido de humedad (CH) de un material como la cantidad de masa de agua presente en una sustancia ya sea este un material homogéneo o heterogéneo. Kraszewski define como “*Aquametry*” o aquametría a la ciencia que mide el contenido de humedad, (Kraszewski, 1980).

Un método normado a nivel mundial bajo estándares internacionales para la medición del Contenido de Humedad en un material es el método termogavimétrico. Se mide la diferencia de masa, antes y después del secado en horno. Para tener un valor que dé un mayor grado de información, se suele expresar en valor porcentual y para ello hay dos maneras de hacerlo:

El CH (%) se da en base seca, cuando la cantidad de la masa de agua presente en el medio se mide respecto a su masa final.

$$CH (\%) = \frac{W_h - W_s}{W_s} \quad (1)$$

El CH (%) se da en base húmeda, cuando la relación de la masa de agua presente en el medio se hace respecto a su masa inicial.

$$CH (\%) = \frac{W_h - W_s}{W_h} \quad (2)$$

Donde  $W_h$  es el peso de la muestra inicialmente o húmeda;  $W_s$ : Peso de la muestra luego del proceso de secado y  $CH (\%)$  es el contenido de humedad de modo porcentual. La forma más usual de representación y la que se ha estandarizado a través del tiempo es el CH en base

húmeda. Son varios los métodos para medir la humedad de alimentos y materiales que se han investigado. Se clasifican en métodos directos e indirectos. La figura 2 muestra un esquema de los métodos de medición.

Los métodos directos se realizan en un laboratorio. El contenido de humedad del material se obtiene por diferencia de pesos por lo tanto se debe secar el material y para ello existen dos formas de hacerlo; mediante un proceso termogavimétrico o mediante un proceso químico. El proceso termogavimétrico requiere extraer una muestra del material que es sometida a una temperatura capaz de evaporar la masa de agua. La diferencia de pesos antes y después del proceso de secado define el contenido de humedad, de acuerdo a las fórmulas (1) y (2). Cuando se realizan análisis de humedad a los agregados de concreto se utiliza el método termogavimétrico. Otra forma directa es el proceso químico, en el que se extrae la masa de agua del producto que se desea medir por medio de titulación Karl-Fischer.

Las desventajas de utilizar los métodos directos son: el tiempo de prueba que puede durar hasta 24 horas y que la muestra que se toma para la realización de la prueba ya no es recuperable; por esto se le conocen como métodos invasivos y destructivos. Los métodos directos, por sus características, no se pueden utilizar en una implementación de sistemas de control, porque el porcentaje de agua no se puede obtener en tiempo real.

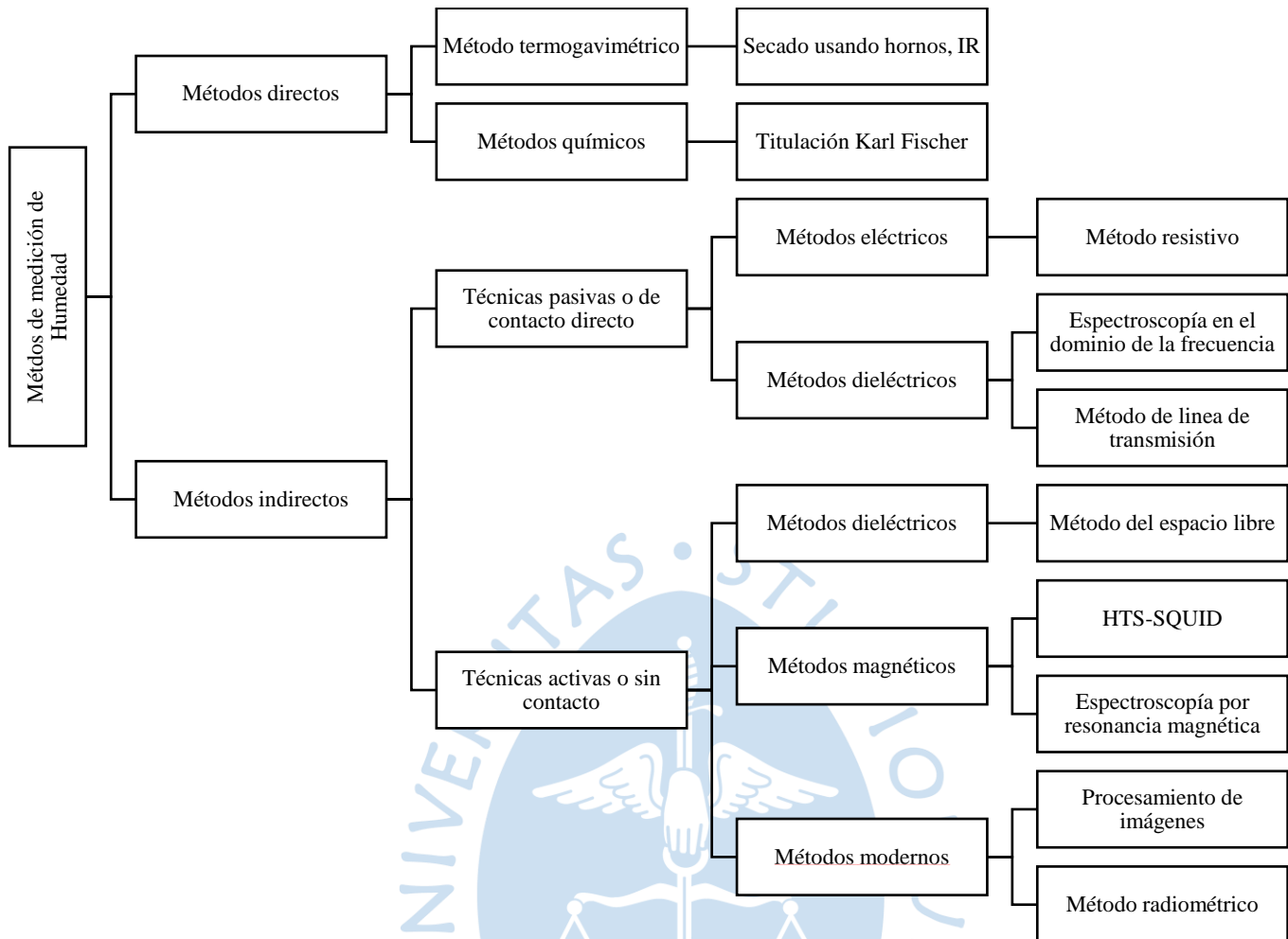


Figura 2. Sistemas de sensado de humedad  
Fuente. Elaboración Propia

Los métodos indirectos son procesos de sensado que utilizan una característica intrínseca del material; como por ejemplo su constante dieléctrica y su relación con el contenido de humedad. Estos sensores permiten la medición de humedad en tiempo real, lo que los vuelve ideales para sistemas de control.

Para implementar los métodos indirectos, se deben efectuar dos etapas; la primera se conoce como etapa de calibración del sistema, se relaciona mediante pruebas experimentales; el valor de una propiedad intrínseca con el valor del contenido de humedad del material. La segunda etapa se llama etapa de validación, se utiliza esta correlación para evaluar la humedad del material con valores previamente conocidos. Si las dos etapas se concluyen satisfactoriamente el sistema de sensado es implementado.

Existe una sub clasificación en el caso de los métodos indirectos: técnicas pasivas y técnicas activas.

Las técnicas pasivas se basan en correlacionar el contenido de humedad con propiedades eléctricas del material, como lo son su resistencia y capacitancia, que se pueden medir en tiempo real al emitir una corriente sobre el material y analizar la variación de tensión luego de aplicarla. Este tipo de medición es usada para medir la humedad de suelos para estimación de la vida de cables de voltaje subterráneos (Stewart, Siew, L, & Ferguson, 2004) ; medir la de humedad en la fabricación de Acero (Wang, Wang, Dong, & Ding, 2015). La desventaja es que es un método invasivo, es decir, se utiliza una sonda y cable de transmisión para efectuar la medición, por lo que el sensor está inmerso en el material todo el tiempo. Siempre miden la humedad del mismo punto. Este tipo de sensores sirve para aplicaciones de monitoreo de un espacio local como por ejemplo cuando se monitorea el nivel de humedad en granos y nueces guardadas (Kandala, Butts, & Nelson, 2007) y para sistemas híbridos en los que se analiza la humedad del suelo con sensores locales capacitivos y sensores aéreos como el caso de la agroindustria de precisión. (Riano, P, E, Zarco Tejada, & Ustin, 2005).

Se han realizado estudios acerca de la humedad de la medición de humedad de columnas de concreto para analizar su tiempo de vida (Shah, Hastered, & Moor, 1965) y en medición de humedad de muestras de cemento (Cataldo, De Benedetto, & Cannazza, 2015) y en evaluar el deterioro en el concreto debido a su humedad (Kah Hou, y otros, 2019) utilizando sistemas indirectos pasivos. En la fabricación del concreto; sin embargo; los agregados están en constante movimiento y se requiere la toma de humedad de varios puntos por lo que estos métodos no son efectivos.

Las técnicas activas se basan en la propagación de ondas electromagnéticas para correlacionar propiedades magnéticas o dieléctricas como la constante dieléctrica (Rodriguez Arimendiz, 2017), el valor de coeficiente de reflexión o la firma espectral (Soto, y otros, 2017) que se obtienen cuando la onda de luz o campo electromagnético atraviesa el material y se mide su atenuación y desfase. Estos métodos son no invasivos, por lo que este tipo de técnicas son usadas en alimentos y productos de consumo. Es posible la implementación de un sistema automático de control en tiempo real, debido que estamos midiendo el valor del CH en el instante, esto permite corregir inmediatamente. La técnica del espacio libre (*Free space*) utiliza normalmente campos electromagnéticos en el rango de las microondas, que se emiten y reciben por medio de antenas y que se analizan en el Analizador de redes vectoriales (VNA). En este sentido, guarda importancia el verificar que la propagación del campo sea eficiente y para esto se debe realizar un análisis en el diseño de las antenas que se utilizan en el sistema de sensado



## Capítulo 2

### Microondas, agua y constante dieléctrica

#### 2.1. Introducción

Este capítulo analiza la relación entre la humedad de un material y su constante dieléctrica, principio de funcionamiento del sensor que se estudia en esta tesis. Se enuncian conceptos teóricos acerca de los campos electromagnéticos y la propagación de ondas tanto en el vacío como en distintas interfaces. Se presenta un estudio teórico respecto a los enlaces moleculares que se dan en distintos tipos de materiales al momento de que se propagan campos electromagnéticos. Así mismo se realiza una clasificación de los distintos materiales que existen en la naturaleza, analizando sus propiedades y su relación con la constante dieléctrica.

#### 2.2. Campos electromagnéticos

Se denomina campos electromagnéticos al conjunto de campos de fuerzas eléctricas y magnéticas producidas por cargas y corrientes eléctricas en movimiento a través del vacío o algún tipo de materia. (H. Hayt & A. Buck, 2001)

Para ampliar el análisis teórico, se definen los siguientes conceptos.

##### 2.2.1. Campos vectoriales

Los campos vectoriales son representaciones espaciales de propiedades o flujos establecidos en un espacio determinado que varían su valor respecto al tiempo y a la posición evaluada en un punto de dicho espacio. (K. Cheng, 1998) Ver figura 3. En electromagnetismo existen los campos estáticos y los campos variantes en el tiempo.

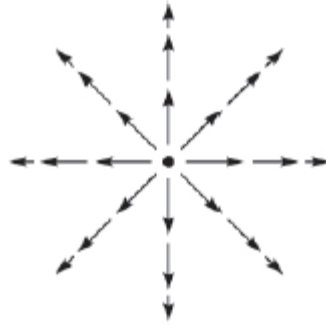


Figura 3. Campo vectorial de una carga.  
Fuente. (H. Hayt & A. Buck, 2001)

## 2.2.2. Campos Estáticos.

Se denominan así las propiedades o flujos analizados de manera estacionaria, es decir, que pueden variar de un punto a otro en una región del espacio, pero se mantienen constantes en todos los puntos a lo largo del tiempo.

### 2.2.2.1. Campo electrostático (E).

Se define como el campo de fuerza que genera una carga ( $Q$ ) en una región del espacio determinada. Se mide en  $\left(\frac{V}{m}\right)$  y se expresa de forma numérica de acuerdo con la ecuación (2.1) para una carga puntual.

$$\mathbf{E} = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \mathbf{a}_r \left(\frac{V}{m}\right) \quad (3)$$

Donde  $Q$  es la carga de la fuente del campo eléctrico en coulomb ( $C$ ),  $\epsilon_0$  es la constante dieléctrica del vacío que es igual a  $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \left(\frac{F}{m}\right)$ ,  $r$  es la distancia a la que se encuentra el punto de análisis o receptor en (m) y  $\mathbf{a}_r$  es la dirección en el sentido del receptor.

Cabe recalcar que, al ser un campo estático, este campo de fuerza es invariante con el tiempo como se lee en la ecuación (2.2).

$$\frac{d\mathbf{E}}{dt} = 0 \quad (4)$$

Se ha definido el campo eléctrico respecto a una carga puntual de carga ( $Q$ ), pero se puede utilizar la ecuación (2.1) para casos en donde se tenga una superficie con densidad de carga superficial ( $\rho_s$ ), una línea con densidad de carga lineal ( $\rho_L$ ) o un volumen con densidad de carga volumétrica ( $\rho_v$ ) calculando primero la carga total en el espacio de la fuente respectiva con las ecuaciones dadas en (5) y reemplazando este valor en (1).

$$Q = \int \rho_L dl \quad (5.a)$$

La carga expresada en una fuente lineal, donde  $\rho_L$  se mide en  $(\frac{C}{m})$  y es una integral simple.

$$Q = \int \rho_s ds \quad (5.b)$$

La carga expresada en una fuente superficial, donde  $\rho_s$  se mide en  $(\frac{C}{m^2})$  y es una integral doble.

$$Q = \int \rho_v dv \quad (5.c)$$

La carga expresada en una fuente volumétrica, donde  $\rho_v$  se mide en  $(\frac{C}{m^3})$  y es una integral triple.

#### 2.2.2.2. Densidad de flujo eléctrico (D).

Se define como el campo de flujo eléctrico que emite una fuente ( $Q$ ) a través de una región determinada del espacio. Se mide en  $(\frac{C}{m^2})$  y se define matemáticamente en la ecuación (2.4) para una carga puntual.

$$\mathbf{D} = \frac{Q}{4\pi r^2} \mathbf{a}_r \left(\frac{C}{m^2}\right) \quad (6)$$

Donde  $Q$  es la carga de la fuente del campo eléctrico,  $r$  es la distancia a la que se encuentra el punto de análisis o receptor y  $\mathbf{a}_r$  es la dirección en el sentido del receptor. Nuevamente el valor de  $Q$  puede determinarse utilizando las ecuaciones planteadas en (2.3) y cumple con la condición de estacionario o invariante en el tiempo.

#### 2.2.2.3. Ley de Gauss y relación entre Q y D.

Se puede obtener la carga de una fuente determinada a través de la densidad de flujo eléctrico utilizando la ley de Gauss que enuncia que la carga total de una fuente que está encerrada dentro de una superficie es igual a la integral de la densidad de flujo eléctrico de la fuente evaluada en dicha superficie. Esta relación queda definida en la ecuación (2.5).

$$Q = \oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} \quad (7)$$

La integral está definida para una superficie cerrada y la carga debe estar contenida completamente dentro de dicha superficie.

#### 2.2.2.4. Divergencia y primera ley de Maxwell.

La divergencia es una operación diferencial que permite relacionar la integral de superficie de la ecuación (7) con la integral volumétrica de la ecuación (5c). La divergencia se define matemáticamente como el límite de una carga por diferencial de volumen cuando este diferencial tiende a cero y se puede verificar en la ecuación (8). Esta operación determina un nuevo operador  $\nabla$  (Nabla) que se define en la ecuación (9).

El teorema de divergencia utiliza lo antes visto y reemplazando la ecuación (5.c) en la ecuación (7) puede concluirse la igualdad (10.a) y al igualar (10.a) con (5.c) se puede determinar la relación (10.b).

$$\lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}}{\Delta v} = \left( \frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} \right) = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{Q}{\Delta v} = \nabla \cdot \mathbf{D} \quad (8)$$

$$\nabla = \left( \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{a}_x + \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{a}_y + \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{a}_z \right) \quad (9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \quad (10.a)$$

Donde la ecuación (10.a) es la primera ley de Maxwell:

$$\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \int \nabla \cdot \mathbf{D} dv \quad (10.b)$$

En la ecuación (10.b) se relaciona una integral cerrada de superficie del lado izquierdo con la integral volumétrica del lado derecho y es la forma integral de la primera ley de Maxwell.

La primera ley de Maxwell define exactamente lo mismo que la ley de Gauss de manera diferencial, la densidad volumétrica de una fuente diferencial de carga es equivalente a la divergencia de su densidad de flujo evaluada en una superficie infinitesimal.

#### 2.2.2.5. Campo Magnético

El campo magnético es el campo de fuerza que genera una fuente de corriente  $I$  en una región del espacio determinada. Se mide en  $\left(\frac{A}{m}\right)$  y se define matemáticamente según la ecuación (11).

$$\mathbf{H} = \oint \frac{I d\mathbf{L} \times \mathbf{a}_R}{4\pi r^2} \left(\frac{A}{m}\right) \quad (11)$$

Donde  $I$  es la corriente que fluye a través de una línea infinitesimal de la fuente,  $r^2$  es la distancia en la que se encuentra el punto receptor y  $\mathbf{a}_R$  es la dirección en el sentido del punto receptor y  $\mathbf{H}$  es invariante en el tiempo como se muestra en la ecuación (12).

$$\frac{d\mathbf{H}}{dt} = 0 \quad (12)$$

Se ha expresado la ecuación (11) en término de la corriente que fluye por una línea de fuente. Se puede utilizar esta expresión para hallar el campo magnético ocasionado por una fuente de corriente superficial con densidad superficial de corriente ( $\mathbf{K}$ ) o un volumen con densidad de corriente ( $\mathbf{J}$ ) calculando primero la corriente total en el espacio de la fuente respectiva con la ecuación (12) y reemplazando este valor en (11) que se expresa en la ecuación (13).

$$I d\mathbf{L} = \mathbf{K} ds = \mathbf{J} dv \quad (A \cdot m) \quad (13)$$

Donde  $\mathbf{K}$  se expresa en  $\left(\frac{A}{m \text{ de ancho}}\right)$  y  $\mathbf{J}$  se expresa en  $\left(\frac{A}{m^2}\right)$

#### 2.2.2.6. Densidad de corriente ( $\mathbf{J}$ ).

Se define la densidad de corriente como el campo de flujo de corriente que genera una fuente en una superficie infinitesimal. Las relaciones entre  $I$  y  $\mathbf{J}$  están representadas de modo matemático en las ecuaciones (14).

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (A) \quad (14.a)$$

$$\mathbf{J} = \frac{\Delta I}{\Delta S} \quad \left(\frac{A}{m^2}\right) \quad (14.b)$$

#### 2.2.2.7. Ley de Ampere y las fuentes de corriente.

Se define la ley de Ampere para relacionar las fuentes de corriente que están contenidas en una trayectoria cerrada a través de su campo magnético y queda establecida por la ecuación (15). La ley de Ampere enuncia que la integral de línea del campo magnético a través de una trayectoria cerrada es igual a la corriente de la fuente que contiene.

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I \quad (15)$$

Donde la integral de la ecuación (15) es una ecuación de línea a través de una trayectoria cerrada y la  $I$  está definida en (A). Cabe resaltar que la ecuación (15) es homóloga a la ecuación (7) para fuentes de corriente.

### 2.2.2.8. La operación rotacional: Segunda y tercera ley de Maxwell

La operación rotacional es una operación diferencial que permite relacionar la intensidad de corriente definida en (13) y (14) con el campo magnético de una fuente de corriente definido en la ecuación (11). Se define a la rotación como el límite de la integral de línea de la ecuación (15) en una superficie infinitesimal cuando la infinitesimal de superficie tiende a cero y se expresa en la ecuación (16). La rotacional se define también como el producto vectorial entre  $\nabla$  y  $\mathbf{H}$  como se ve en la ecuación (17).

$$\mathbf{rot H} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L}}{\Delta S} \quad (16)$$

$$\mathbf{rot H} = \nabla \times \mathbf{H} = \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \mathbf{a}_x + \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \mathbf{a}_y + \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \mathbf{a}_z \quad (17.a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{a}_x & \mathbf{a}_y & \mathbf{a}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} \quad (17.b)$$

Usando la ecuación (15) y reemplazándola en la ecuación (16) y verificando que se cumple la relación (14.b) y reemplazando este resultado también en (16) y usando la notación de rotacional de la ecuación (17.a) obtenemos la segunda ley de Maxwell que se observa en la ecuación (18). Así mismo si aplicamos el concepto de rotacional al campo eléctrico obtendremos la ecuación (19).

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (18)$$

Donde la rotacional de un campo magnético alrededor de una trayectoria infinitesimal define la densidad de corriente de la fuente que la genera. Es decir que homológamente como la primera ley de Maxwell era igual a la ley de Gauss para un volumen infinitesimal, esta segunda ley es lo mismo que la ley de Faraday para una superficie infinitesimal.

$$\nabla \times \mathbf{E} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L}}{\Delta S} = 0 \quad (19)$$

Si se aplica la integral de línea de un campo eléctrico a través de una trayectoria cerrada no existirá carga que lo contenga, porque no existe un volumen que encierre dicha carga, por lo tanto la rotacional de un campo electrostático es cero. Más adelante veremos un cambio en la ecuación (19) cuando analicemos los campos variantes en el tiempo. La ecuación (19) es la tercera ley de Maxwell.

### 2.2.2.9. Densidad de flujo magnético ( $B$ ).

Se define como el campo de flujo magnético que emite una fuente de corriente ( $I$ ) a través de una región determinada del espacio. Se mide en teslas (T) y se define matemáticamente en la ecuación (20).

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (20)$$

Donde  $\mathbf{B}$  es un campo de densidad de flujo homólogo a la densidad de flujo eléctrico y  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío y tiene un valor de  $4\pi \times 10^{-7} \left(\frac{H}{m}\right)$ .

### 2.2.2.10. Teorema de gauss para el flujo magnético: cuarta ley de maxwell.

Ahora analizaremos homológamente a la sección 2.1.2.1 el teorema de Gauss para la densidad de flujo magnético. Por la naturaleza del campo magnético que es consecuencia a una fuente de corriente y no de carga magnética y además porque como se puede analizar de la ecuación (11) el campo magnético ocasionado por una fuente es siempre circundante a la fuente, la ley de Gauss aplicada a la densidad de flujo magnético definida en la ecuación (20) queda cero, esto se puede observar en la ecuación (21).

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (21)$$

Al aplicar el teorema de la divergencia a la densidad de flujo magnético quedaría una relación homóloga a la vista en (2.8) que conduce a la cuarta ecuación de Maxwell enunciada en la ecuación (2.20).

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (22)$$

### 2.2.2.11. Leyes de Maxwell para campos estáticos.

De modo resumido se puede obtener una tabla para las leyes de Maxwell en campos estáticos que se puede observar en la tabla

Tabla 2. Ecuaciones de Maxwell para electrostática.

Forma diferencial	Forma Integral
$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v$	$\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q = \oint \rho_v \cdot dv$
$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$
$\nabla \times \mathbf{E} = 0$	$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = 0$
$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J}$	$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{L} = \mu_0 I$

Fuente: (K. Cheng, 1998)

Elaboración: Propia

Como podemos ver se han resumido las formas integrales y puntuales de cada ecuación. Se ha añadido la forma puntual que relaciona la densidad de campo magnético con la densidad de corriente ya que se puede obtener utilizando la ecuación (18).

### 2.2.3. Campos Variantes en el tiempo.

El segundo punto de estudio de los campos electromagnéticos es analizándolos sin la condición estacionaria, que se analizó en la sección 2.2.2. Esto genera una variación importante en el análisis de campos y conduce a la transferencia de energía en el vacío y a la teoría de propagación de ondas electromagnéticas.

#### 2.2.3.1. Densidad de flujo eléctrico variante en el tiempo.

Para la perspectiva de campos variantes en el tiempo ahora se cumple la condición (23). Esto significa que la fuente de carga que emite este campo (24) se ha convertido también en una fuente de corriente puesto que se cumple la relación (14.a). Al convertirse en una fuente de corriente, originará de modo inmediato, mientras se cumpla la condición (23) un campo magnético y por ende se puede definir la ecuación (15) cambiando el valor de  $I$  por el diferencial evaluado en toda la superficie que cruza el campo originado por la fuente de corriente. Como se ve en la ecuación (25).

$$\frac{\partial D}{\partial t} \neq 0 \quad (23)$$

$$D = \frac{Q}{4\pi r^2} \mathbf{a}_r \left(\frac{C}{m^2}\right) \quad (24)$$

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I = \int \frac{\partial D}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (25)$$

Si además existe una fuente con densidad de corriente  $\mathbf{J}$  se obtendrá un efecto combinado de ambas fuentes de corriente, utilizando la ecuación (13) podemos llegar a la ecuación (27). Al aplicar la operación rotacional a los valores de la ecuación (27) se obtendrá la segunda ley de Maxwell para campos variantes que se aprecia en la ecuación (28).

$$\begin{aligned} \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = & I_{\text{ocasionada por la fuente de corriente}} + \\ & I_{\text{ocasionada por la densidad de flujo variante en el tiempo}} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I_{\text{ocasionada por la fuente de corriente}} + \int \frac{\partial D}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (27)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (28)$$

### 2.2.3.2. Densidad de flujo magnético variante en el tiempo.

Si evaluamos ahora el valor de  $B$  con la condición (29) y analizamos la ecuación (19) vemos que al realizar la integral de línea en una trayectoria que encierra a una fuente con  $B$  manteniendo la condición (29) existirá una fuente de carga encerrada por dicha trayectoria por lo que existirá un campo eléctrico debido a este campo. Esto se expresa en la ecuación (30). Al aplicar el concepto de rotacional a la ecuación (30) queda definida la tercera ecuación de Maxwell para campos variantes vista en la ecuación (31).

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = - \int \frac{\partial B}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (30)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad (31)$$

### 2.2.3.3. Ecuaciones de Maxwell variantes en el tiempo.

La primera y la cuarta ecuación de Maxwell no cambian en su estructura debido a la naturaleza del análisis. Las ecuaciones se muestran en la tabla 3 de manera reducida.

Tabla 3. Ecuaciones de Maxwell para campos variantes en el tiempo

Forma diferencial	Forma Integral
$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v$	$\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q = \oint \rho_v \cdot dv$
$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = -\int \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$
$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$	$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{L}$ $= \mu_0 I + \int \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$
$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$

Fuente: (H. Hayt & A. Buck, 2001)

Como podemos ver se han resumido las formas integrales y puntuales de cada ecuación. Se ha añadido la forma puntual que relaciona la densidad de campo magnético con la densidad de corriente ya que se puede obtener utilizando la ecuación (18).

### 2.3. Fuentes de campos electromagnéticos

La propagación de campos electromagnéticos es debido a fuentes que lo ocasionan, estas fuentes pueden ser una fuente de voltaje sinusoidal, una antena o un generador de señales.

#### 2.3.1. Análisis complejo para señales sinusoidales

Las ecuaciones que describen de mejor manera el movimiento de un campo electromagnético son las ecuaciones en el plano complejo dadas en (32)..

$$e^{\pm jx} = \cos(x) \pm j\text{sen}(x) \quad (32.a)$$

$$\cos(x) = \text{Re}[e^{\pm jx}] = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx}) \quad (32.b)$$

$$\text{sen}(x) = \pm \text{Im}[e^{\pm jx}] = \frac{1}{2j}(e^{jx} - e^{-jx}) \quad (32.c)$$

#### 2.3.2. Fuente de voltaje sinusoidal

Las fuentes de voltaje sinusoidal se utilizan en muchas aplicaciones prácticas de la actualidad, son máquinas eléctricas que alimentan a las líneas de transmisión que se usan en transmisión de energía y distribución. Analizarlas es un proceso que se aleja de la finalidad de esta tesis, por lo que simplemente analizaremos la consecuencia de utilizarlas. Las fuentes de

voltaje generan un voltaje sinusoidal que se puede leer matemáticamente en la ecuación (33.a). Este voltaje es una propagación de cargas eléctricas que son fuente de campo eléctrico. Por lo tanto al utilizar una fuente sinusoidal estamos propagando un campo eléctrico, esto se ve en la ecuación (34.a).

$$\mathbf{V} = |\mathbf{V}_0| \cos(\omega t \pm \beta z) \quad (33.a)$$

Donde  $\omega$  es la frecuencia angular de la onda y es igual a  $2\pi f$  donde la  $f$  es la frecuencia de propagación de la onda y tiene un valor constante.  $\beta$  Es la constante de fase de la onda y es igual a  $\frac{\omega}{v}$ ,  $v$  es la velocidad de propagación de la onda y  $z$  es la posición de la onda en el plano de propagación. (33.a) se puede escribir de manera compleja como (33.b).

$$\mathbf{V} = V_0 e^{\pm j\beta z} e^{j\omega t} \quad (33.b)$$

$$E = |E_0| \cos(\omega t \pm \beta z) \quad (34.a)$$

De la misma manera (34.a) se puede representar de manera compleja como se ve en (34.b)

$$E_{xs} = E_0 e^{\pm j\beta z} e^{j\omega t} \quad (34.b)$$

Si el campo eléctrico es variante en el tiempo, se propagará un campo magnético resultante de la propagación del campo eléctrico, que en este caso será sinusoidal y transversal al campo eléctrico propagado y que se puede también expresar de manera compleja como se ve en la ecuación (35).

$$\mathbf{H}_{ys} = \mathbf{H}_0 e^{\pm j\beta z} e^{j\omega t} \quad (35)$$

En las ecuaciones (34.b) y (35) se ha puesto el subíndice para expresar el plano de propagación del campo, sea este eléctrico o magnético. Así pues, el estudio analítico de la relación de estos dos campos producidos cuando se propagan a través de diversos materiales es nuestro fin en este capítulo. En la figura 4. Se muestra para mejor entendimiento del lector, las dos ondas propagadas, una en el plano  $xz$  y la otra en el plano  $yz$ .

Cabe resaltar que la forma de propagación real de las ondas, teóricamente no necesariamente es en el plano  $z$ , o siempre sinusoidal, sin embargo con las fuentes actuales de transmisión de información, estas se pueden modelar como sinusoidales para fines de esta tesis.

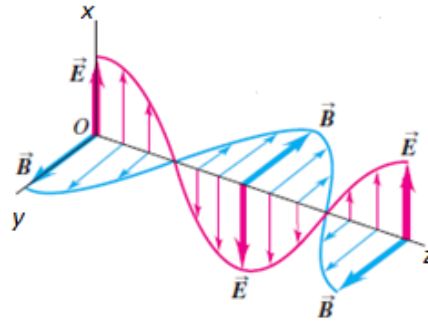


Figura 4. Propagación del campo electromagnético en el vacío

Fuente: (Young & A., 2009)

## 2.4. Materiales y propiedades dieléctricas

Luego de repasar los conceptos de campos electromagnéticos, el segundo punto a analizar se basa en entender los tipos de materiales desde el punto de vista del electromagnetismo y sus propiedades.

### 2.4.1. Conductores

Los materiales conductores, son aquellos sólidos cristalinos, que cuando están expuestos a un campo eléctrico externo, aumenta la energía cinética de sus electrones, permitiendo el movimiento de carga o flujo de corriente. Esto se debe a que en los materiales conductores los átomos están muy unidos lo que ocasiona intercambios energéticos grandes, es decir un flujo de electrones a través de ellos.

#### 2.4.1.1. Propiedades de los conductores.

En esta sección definiremos algunas propiedades en los materiales conductores que miden el nivel de conducción que tienen y que pueden definir lo bueno que puede ser un material conductor respecto a otro.

#### 2.4.1.2. Movilidad del electrón

Es la propiedad que define la relación entre la velocidad del flujo de electrones respecto al campo eléctrico emitido cuando se propagan a través de un conductor. Esto define que tan rápido se propagará el flujo eléctrico a través del material. Se define a través de la ecuación (36)

$$-\mu_e = \frac{v_d}{E} \quad (36)$$

Donde  $v_d$  es la velocidad de un electrón y  $\mu_e$  representa la movilidad de un electrón en el material dado y es una magnitud definida como positiva.

#### 2.4.1.3. Conductividad

Se define cómo la relación entre la densidad de corriente y el campo eléctrico en un conductor y se expresa matemáticamente en la ecuación (37)

$$J = \sigma E \quad (37)$$

Donde  $\sigma$  representa la conductividad del material y el valor está dado en ( $S.m$ ).

#### 2.4.1.4. Características de los conductores.

Se definen tres características de los conductores respecto a su naturaleza; estas son que la intensidad de campo eléctrico dentro de un conductor es cero, el campo eléctrico en la superficie de un conductor es siempre normal a ella y la más importante es que la superficie de un conductor es equipotencial.

#### 2.4.2. Semiconductores

En los materiales semiconductores los átomos de los materiales no se encuentran tan unidos como en un material conductor, lo que ocasiona que se necesite mayor cantidad de energía para que exista un flujo de electrones. Este tipo de materiales son comunes en aplicaciones de electrónica y digitalización. Si analizamos las propiedades de los semiconductores encontraremos que también se puede medir su movilidad y su conductividad.

#### 2.4.3. Materiales Magnéticos

Los materiales magnéticos son materiales que emiten campos magnéticos, es decir por dentro su flujo de electrones es circundante al núcleo. Se clasifican en diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, anti ferromagnéticos, ferrimagnéticos y superparamagnéticos.

#### 2.4.4. Dieléctricos

Un dieléctrico es un material aislante y sucede cuando los átomos están tan separados que expuestos a un campo eléctrico el flujo de electrones, para que suceda necesita de una gran cantidad de energía, muchas veces es tanta la energía necesaria que destruiría el material antes de llegar a tener un flujo de electrones. Un dieléctrico está conformado por un arreglo de dipolos eléctricos en su estructura.

### 2.4.5. Dipolos eléctricos

Es un tipo de distribución de carga, que está conformada por una carga positiva y una carga negativa iguales en intensidad separadas una pequeña distancia. Esta pequeña distancia origina en el dipolo un arreglo de carga en su estructura.

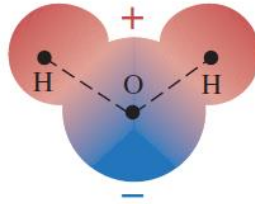


Figura 5. Dipolo eléctrico. Molécula de agua

Fuente: (Young & A., 2009)

Por ejemplo, la molécula de agua observada en la Figura 5, es un dipolo eléctrico ya que es eléctricamente neutra, pero su disposición de carga, hace que aparezca una carga eléctrica negativa en el extremo del átomo de oxígeno y carga positiva en los extremos del hidrógeno.

Cuando se propaga un campo electromagnético a través de un material dieléctrico, se generan en su interior dipolos eléctricos que ocasionan una distorsión al campo que se ha propagado y que depende de las propiedades dieléctricas del material.

### 2.4.6. Propiedades dieléctricas

Son las propiedades que miden el comportamiento de un material al ser expuestos a un campo electromagnético.

#### 2.4.6.1. Definiciones importantes

A continuación se darán algunas definiciones importantes que nos permitirán describir de mejor manera las propiedades dieléctricas.

#### 2.4.6.2. Momento Dipolar

La primera definición es el momento dipolar ( $\mathbf{p}$ ) que es definido como el producto de la carga positiva del dipolo y la distancia entre las cargas. Esta ecuación se enuncia en la ecuación (38).

$$\mathbf{p} = Q\mathbf{d} \quad (38)$$

Donde  $Q$  es la carga positiva o negativa del dipolo y  $\mathbf{d}$  es el vector desde la carga positiva a la negativa.

### 2.4.6.3. Polarización

La polarización se define como la suma de todos los momentos dipolares en el dieléctrico para un diferencial de volumen y se enuncia en la ecuación (39). Cabe resaltar que no todos los materiales tienen el mismo tipo de polarización y depende de la naturaleza y tipo de material. Se puede relacionar la polarización del material con el campo eléctrico incidente con ayuda de la ecuación (40).

$$\mathbf{P} = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta v} \sum_{i=1}^n \Delta v_i \mathbf{p}_i \quad (39)$$

$$\mathbf{P} = \chi_e \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (40)$$

Donde  $\chi_e$  se define como susceptibilidad eléctrica del material y mide la capacidad del material para formar dipolos eléctricos.

Como se sabe la densidad de flujo eléctrico se ha definido como el valor del campo de flujo de una fuente de carga interna que está encerrada por una superficie, entonces si elegimos con cuidado una superficie gaussiana, quedarán dos valores de fuentes internas, la que es debida a la polarización y la que es debida a la carga neta de la fuente. Esto queda definido en la ecuación (41).

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (41.a)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \chi_e \epsilon_0 \mathbf{E} = (1 + \chi_e) \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (41.b)$$

### 2.4.6.4. Constante dieléctrica

También llamada permitividad relativa. Es la propiedad que mide cuanto permite un material propagar un campo eléctrico a través de él. A diferencia de en el vacío, cuando un campo eléctrico cruza un material cambia su velocidad de fase de la onda y además existe una atenuación del campo, es decir que una parte del campo es reflejado fuera del material. La constante dieléctrica se define matemáticamente en la ecuación (42).

$$\epsilon_R = \chi_e + 1 \quad (42)$$

La manera en que un material puede alterar un campo eléctrico ondulatorio, está definida por la constante dieléctrica compleja que se muestra matemáticamente en (43).

$$\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r \quad (43)$$

La parte compleja de la permitividad, es aquella que define al material como un dieléctrico imperfecto, es decir como un dieléctrico que no forme dipolos eléctricos en toda su

estructura. Este valor se puede analizar y definiremos más adelante como se relaciona con la humedad.

#### 2.4.6.5. Permeabilidad

La permeabilidad es la propiedad de los materiales que miden las pérdidas de un campo magnético cuando atraviesa dicho material. Se evalúa también de manera compleja y se expresa numéricamente en (44). Los materiales que evaluamos en esta tesis presentan permeabilidad muy cercana a la del vacío y por ende, no se analiza más a detalle. Los materiales que presentan permeabilidad diferente a la del vacío son los materiales ferromagnéticos para los que la ecuación (44) se cumple.

$$\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r \quad (44)$$

### 2.5. Propagación de campos electromagnéticos.

Como última parte de nuestro estudio, vamos a analizar lo que sucede con un campo electromagnético cuando pasa por un material heterogéneo como son los agregados de concreto, ya que nuestro interés se basa en lograr conocer el porcentaje de agua que hay dentro del agregado. Esto quiere decir que el compuesto (agua+ agregados) se puede tratar como una mezcla de dos fases, como se aprecia en la figura 6. Como fin de este capítulo, nos interesa demostrar el por qué la cantidad de agua presente en el agregado se puede cuantificar de acuerdo a un proceso de análisis, por ahora matemáticamente. Luego también se debe verificar qué otros parámetros se deben tener en cuenta en el proceso global de análisis para lograr un resultado más preciso.

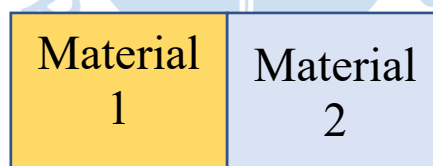


Figura 6. Compuesto de agua y agregados de concreto

Fuente: (Young & A., 2009)

Elaboración: Propia

Pero antes, describiremos las relaciones existentes entre campo magnético y campo eléctrico y las variables del material que entran en dicho análisis.

#### 2.5.1. Parámetros de onda

Se mencionan algunos parámetros que definen el comportamiento de la onda al cruzar un tipo de material o medio determinado.

### 2.5.1.1. Velocidad de Propagación

Es la velocidad con la que se propaga la onda en dicho medio y se define matemáticamente en la ecuación (45) donde  $v_p$  toma el valor de la velocidad de la luz

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (45)$$

Donde la frecuencia angular definirá la razón a la que el campo se transmite por el medio.

### 2.5.1.2. Número de onda

Es un valor que indica la cantidad de veces que se propaga la onda en una distancia unitaria. Se lee de forma numérica por la ecuación (2.44)

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = k_0\sqrt{\mu_R\epsilon_R} \quad (46)$$

### 2.5.1.3. Longitud de onda

Se denomina así a la distancia total que recorre la onda en cada periodo. Se enuncia en la ecuación (47)

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (47)$$

### 2.5.1.4. Impedancia intrínseca

Se define así a la característica intrínseca del material que puede hacer que este se desvíe o cambie su dirección, es decir es un valor que dice que tan reflectivo respecto al campo propagado es un material determinado. Se puede ver su representación en la ecuación (48)

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon' - j\epsilon''}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}} \frac{1}{\sqrt{1 - j\left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)}} \quad (48)$$

### 2.5.1.5. Coeficiente de atenuación y ganancia de fase

El análisis complejo de ondas sinusoidales define a la constante de propagación como el complejo del número de onda ( $jk$ ), expresado en (2.47). Este número me permite relacionar el campo eléctrico con el campo magnético que produce.

$$jk = \alpha + j\beta \quad (49)$$

El coeficiente de atenuación es  $\alpha$  y se define como la parte real del número complejo de propagación, permite conocer cuánto se atenúa el campo al atravesar un material.

$$\alpha = \mathcal{R}e(jk) = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon'}{2}} (\sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1)^{\frac{1}{2}} \quad (50)$$

La constante de fase se define como la parte imaginaria del número complejo de propagación ( $jk$ ) y se representa en la ecuación.

$$\beta = \mathcal{I}m(jk) = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon'}{2}} (\sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} + 1)^{\frac{1}{2}} \quad (51)$$

### 2.5.1.6. Tangente de pérdidas

La tangente de pérdidas me permite estimar la relación de qué tan buen dieléctrico es un material determinado. Un material para ser considerado buen dieléctrico debe tener un valor muy pequeño de  $\epsilon''$  respecto a  $\epsilon'$ .

$$\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \tan(\theta) \quad (52)$$

En la tabla 3 se muestran los parámetros de onda cuando se propaga en cada tipo de material. Como se puede apreciar, existe una relación directa entre cada parámetro y los valores de las propiedades dieléctricas de un material determinado.

Cabe resaltar, que la constante dieléctrica es un valor específico para cada material, sin embargo depende de las condiciones moleculares del material en análisis por lo que varía respecto a un mismo material, cuando se aumenta de temperatura, cuando se cambia la densidad o si en el material se tiene una cantidad alta de impurezas que afecten la estructura molecular y por ende la formación de dipolos eléctricos. Todos estos puntos se deben considerar al momento de realizar la medición de humedad.

Tabla 4. Parámetros de onda para tipos de materiales

Propiedad	Dieléctricos	Dieléctricos perfectos	Conductores	Buen conductor
Permitividad Compleja ( $\epsilon$ )	$\epsilon' - j\epsilon''$	$\epsilon = \epsilon_R \epsilon_0$	$\epsilon' - j\frac{\sigma}{\omega}$	$-j\frac{\sigma}{\omega}$
Número de onda ( $k$ )	$\omega\sqrt{\mu(\epsilon' - j\epsilon'')}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$j\omega\sqrt{\mu\epsilon'(1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon'})}$	$\sqrt{-j\omega\mu\sigma}$
Longitud de onda ( $\lambda$ )	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_R\epsilon_R}}$	$\frac{2\pi\sqrt{\epsilon'}}{\sqrt{\epsilon' - j\omega\epsilon}}$	$2\pi\delta; \delta = \frac{1}{\alpha}$
Velocidad de propagación ( $v_p$ )	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{c}{\sqrt{\mu_R\epsilon_R}}$	$\frac{1}{\sqrt{\mu(\sigma - j\omega\epsilon)}}$	$\frac{\omega}{\beta} = \omega\delta$
Impedancia intrínseca ( $\eta$ )	$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon' - j\epsilon''}}$	$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$	$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}}(1 + j\frac{\sigma}{2\omega\epsilon'})$	$\sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon'}}$

Fuente: (H. Hayt &amp; A. Buck, 2001)

Elaboración: Propia

Analizaremos la reflexión de ondas sobre múltiples interfaces, es decir materiales como los agregados de concreto, que se componen de distintos tipos de dieléctricos, cada uno con un valor determinado de constante dieléctrica. En este caso, el análisis dependerá de ciertos valores combinados que analizaremos en la siguiente sección.

### 2.5.2. Reflexión de onda sobre múltiples interfaces

Podemos comenzar nuestro análisis respecto a la ecuación (53). Este campo eléctrico generará un campo magnético respectivo que estará relacionado con el por la ecuación (54) cuando está siendo transmitido por un medio con impedancia intrínseca  $\eta_1$  y una constante de propagación  $\mathbf{k}_1$ , de repente cruza a otro medio material con impedancia intrínseca  $\eta_2$  por lo que existirá una parte del campo eléctrico que se transmita por dicho medio y una parte del campo eléctrico que se refleje de dicho campo, como se ve en la figura 7

$$\mathbf{E}_{xs1} = \mathbf{E}_0 e^{-jk_1 z} \quad (53)$$

$$H_{ys1} = \frac{1}{\eta_1} E_0 e^{-jk_1 z} \quad (54)$$

Donde la ecuación (54) es una solución a las ecuaciones de Maxwell antes vistas. Además, se puede ver que ambos campos dependen indirectamente de los valores de la constante dieléctrica del material.

En la figura 7 podemos ver que se está incidiendo un campo que está sobre un medio (puede ser el vacío) y cruza luego por una región 2 (un material), por lo que existirá una onda transmitida que logra cruzar la frontera de ambas regiones y otra reflejada.

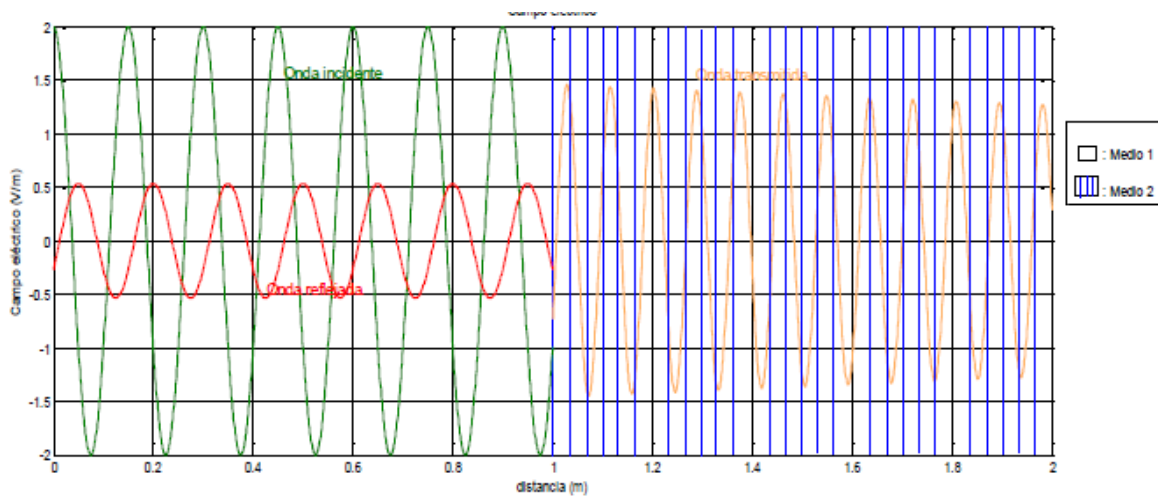


Figura 7. Incidencia de un campo electromagnético sobre un medio

Fuente. (Rodríguez Arimendiz, 2017)

### 2.5.3. Coeficiente de reflexión

Se define como la relación entre el campo reflejado respecto al campo emitido y se puede verificar matemáticamente en la ecuación (55).

$$\Gamma = \frac{E_{refle}}{E_{xs1}} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (55)$$

De la ecuación (54) podemos concluir que para que no exista una onda reflejada se deberá cumplir que  $\eta_2$  sea igual a  $\eta_1$ . A este caso, se le conoce como impedancias acopladas y es un caso importante que deben cumplir medios interconectados como por ejemplo una línea de transmisión y una antena, deben tener impedancias conjugadas. De no realizar una adecuada conjugación de impedancias se pueden dañar equipos de generación de señales.

Las expresiones definidas en (53) a (55) permiten encontrar la amplitud y la fase de onda reflejada y emitida del campo. Esta variación dependerá de ambos tipos de materiales y sus respectivas constantes dieléctricas. Se puede hablar de una impedancia combinada o una

impedancia de entrada que conjuga ambas impedancias intrínsecas, por lo que se puede hablar de una constante dieléctrica combinada. La impedancia de entrada se establece en la ecuación (56).

$$\eta_{entrada} = \eta_1 \frac{\eta_2 \cos \beta_1 z + j \eta_1 \operatorname{sen} \beta_1 z}{\eta_1 \cos \beta_1 z + j \eta_2 \operatorname{sen} \beta_1 z} \quad (56)$$

Donde el medio está conformado por dos regiones con impedancias  $\eta_1$  y  $\eta_2$  y la región 1 tiene un ancho finito de longitud  $z$

#### 2.5.4. Constante dieléctrica y humedad de los agregados

La constante dieléctrica ( $\epsilon'$ ) puede variar de acuerdo al contenido de agua ya que a mayor contenido de agua, se tendrá mayor cantidad de dipolos formados en el material y por lo tanto la polarización y la constante dieléctrica dentro del material cambiarán. A su vez la constante de pérdidas ( $\epsilon''$ ) dentro del material también es factible de medir debido a la rotación y oscilación de las moléculas de agua que causarán fricción y por ende propagación de energía a través de este. Por lo tanto al humedecer al material se tendrá un comportamiento diferente al propagar campo electromagnético determinado que si el material estuviera seco.

Cuando el material está húmedo y no existen parámetros dentro del material que cambien su estructura molecular (aumento de temperatura grande o impurezas que alteren su composición estructural) se emitirá la misma onda  $\mathbf{E}_0$  pero se recibirá un campo distinto  $\mathbf{E}_1$ . Esto nos dará unos valores de onda diferentes al valor inicial. Con ayuda de algunos métodos numéricos podemos encontrar la nueva constante dieléctrica  $\epsilon'_2$  del material. Al aumentar la cantidad de agua que introducimos al material y manteniendo el material en condiciones normales (igual densidad y no elevar demasiado la temperatura) podremos correlacionar la cantidad de agua y su valor de constante dieléctrica, para la correlación utilizaremos métodos estadísticos. Se puede ver este procedimiento sintetizado en la figura 8.

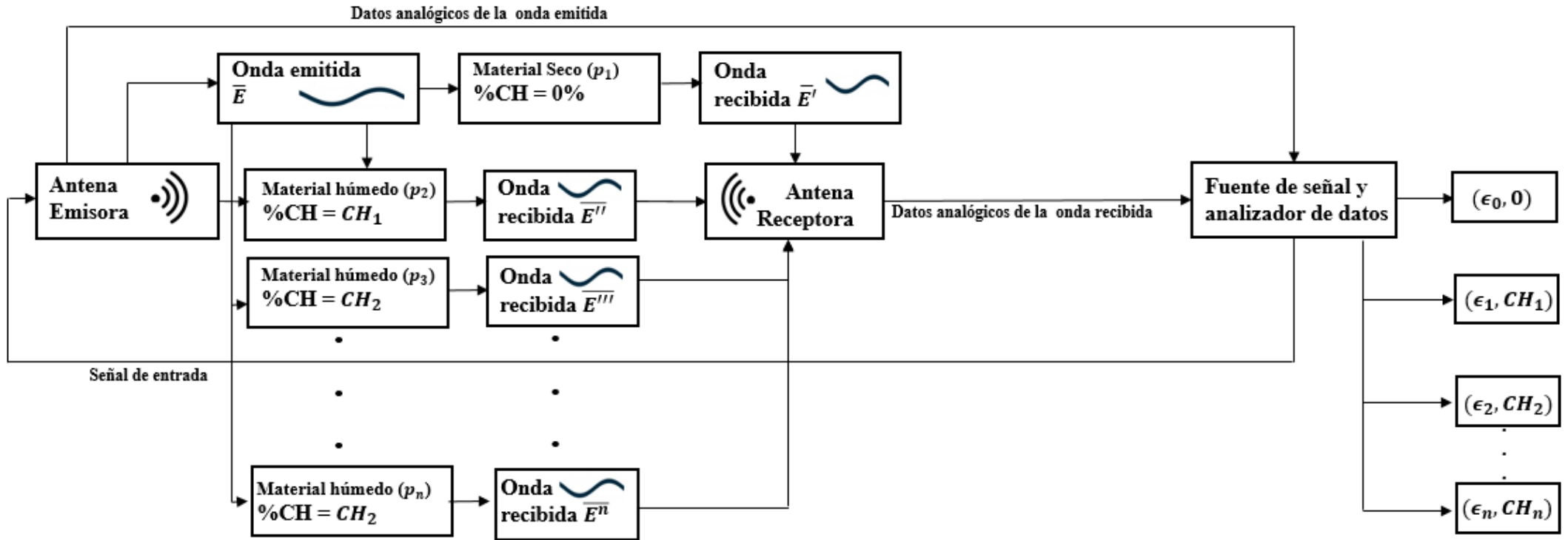


Figura 8. Metodología de correlación

Elaboración propia

## Capítulo 3

### Tecnología de diseño de antenas

#### 3.1. Introducción

En el primer capítulo se ha mostrado la importancia de la automatización en la industria de los materiales de construcción. En el segundo capítulo se ha visto los fundamentos generales del electromagnetismo, las propiedades dieléctricas de los cuerpos y su relación con la humedad de los mismos. En este capítulo se muestran las bases teóricas para el diseño de antenas.

Una antena es un artículo usualmente metálico y que sirve para emitir o recibir ondas en el aire o en el espacio (Balanis, 2005). Esto es usualmente útil si se desea enviar información sin cables como las ondas *wifi* o las de radio (J.Carr, 2001) La espectroscopía dieléctrica utiliza este principio de propagación en el espacio para poder realizar un análisis de caracterización y sensado no invasivo de materiales. Ya que según los principios dieléctricos vistos en el capítulo anterior, una onda electromagnética sufre un cambio en su amplitud y fase al impactar en un material determinado, y dicha variación se encuentra determinada por las propiedades dieléctricas del material en mención. Al evidenciar el cambio que ha sufrido la onda se puede calcular de manera directa las propiedades dieléctricas del material y así mismo determinar por medio de una correlación analítica algunas propiedades indirectas que causan dicha variación, como por ejemplo la humedad.

#### 3.2. Sistema de transmisión

Para lograr irradiar al espacio, se debe utilizar un sistema integrado con las antenas que se conoce como sistema de transmisión. El sistema de transmisión de una antena se compone de dos partes principales, la modulación de la señal de transmisión y el sistema de radiación, esto se aprecia de manera gráfica en la figura 9. La señal inicial va acompañada de una señal de

apoyo al sistema que pasarán por un modulador de señal y luego para su irradiación debe ser amplificada para lograr que llegue al punto deseado. (Girsh, 2017)

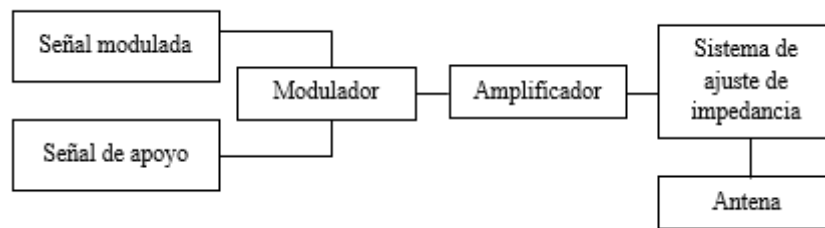


Figura 9. Sistema de transmisión para una antena

Fuente. (Girsh, 2017)

Para lograr recibir la información, se debe acoplar un sistema de demulación con la antena. Este sistema se compone también de dos partes, un primer filtrado y amplificado y la segunda parte en la que se demodula o se extrae la información que se ha recibido proyectando en un sistema de visualización o emitiendo una onda de diferente estado como puede ser una onda de presión.

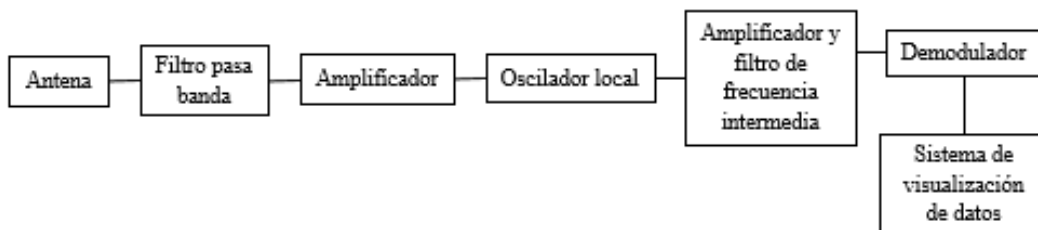


Figura 10. Sistema de recepción de una antena

Fuente. (Girsh, 2017)

En el caso de un sistema de emisión de una antena, la señal modulada y la señal de apoyo transmiten la información que va a comunicar. El modulador convierte la señal a analógico con una amplitud, fase y frecuencia determinada con amplitudes bajas usualmente. Posteriormente el amplificador aumenta la amplitud, multiplicándola por un factor determinado, esto se transmite por medio de una línea de transmisión o de un cable coaxial a la antena por lo que entre el amplificador y la antena debe existir un ajuste de impedancia, para que la señal no se refleje hacia el cable, y ocasione daños en el sistema de transmisión.

En el sistema de recepción, figura 10, la antena recibe una señal que transforma en corriente, la que debe ser filtrada para eliminar los armónicos y las frecuencias no deseadas, luego se amplifica la información y pasa por un oscilador local. Posteriormente se amplifica y

pasa por un filtro que elimina frecuencias intermedias, luego ingresa al demodulador que permite digitalizar la señal para luego llegar al sistema de visualización de datos.

### 3.3. Patrón de radiación

Es la representación gráfica del campo de radiación y en donde se pueden analizar propiedades importantes de la antenna, como la dirección de propagación, su ganancia, entre otras cosas. En un patrón de radiación se distinguen distintas características como el lóbulo mayor que es la dirección de mayor propagación, también se distingue los lóbulos menores que son valores pequeños de radiación. Se puede ver en la figura 11 un patrón de radiación característico de una antenna. Existen distintos tipos de radiación que se obtienen de acuerdo al diseño característico de una determinada antenna.

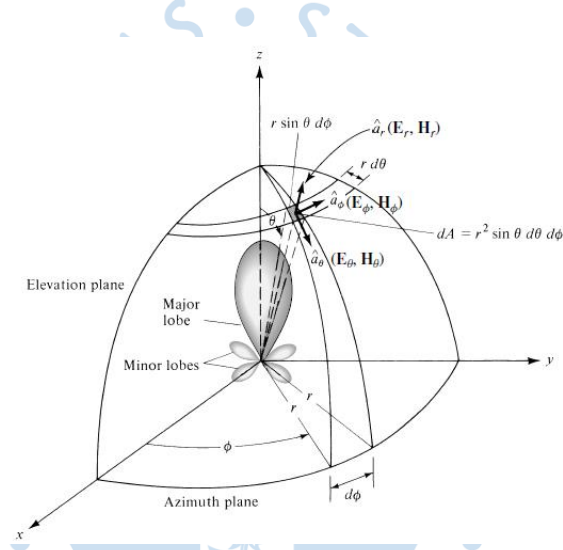


Figura 11. Patrón de radiación para una antenna típica.

Fuente. (Balanis, 2005)

#### 3.3.1. Antenas Isotrópicas

Son antenas que irradian igual en todas las direcciones. Su patrón de radiación es una esfera. Su definición es conceptual, no se encuentran de manera física antenas de este tipo.

#### 3.3.2. Antenas omnidireccionales

Son antenas que irradian en un determinado plano, es decir son omnidireccionales a todo un plano. Normalmente su patrón de radiación es como una dona.

### 3.3.3. Antenas direccionales

Estas antenas irradian en una dirección particular que se puede observar en el patrón de radiación como un lóbulo mayor y también pueden emitir lóbulos de radiación pequeños que se conocen como lóbulos menores como se aprecia en la figura 12.

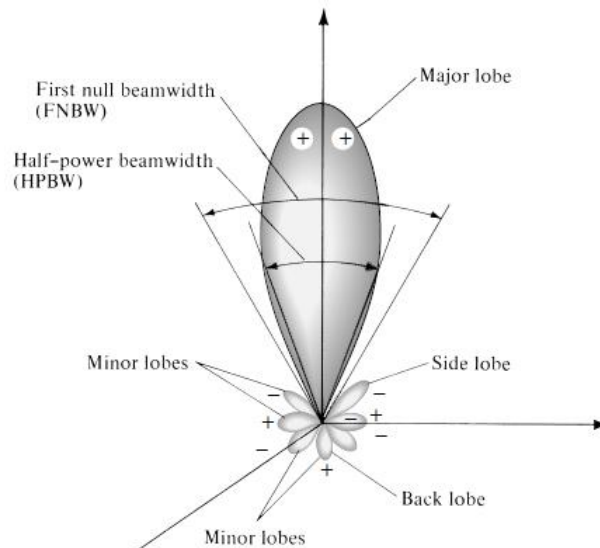


Figura 12. Patrón de radiación de una antena direccional y sus lóbulos de radiación  
Fuente. (Balanis, 2005)

## 3.4. Cálculo de campos de radiación en antenas

Para calcular los campos electromagnéticos radiados por las antenas se utiliza un procedimiento integral que consiste en obtener en primer lugar las fuentes de corriente de campo eléctrico  $\mathbf{J}$  y campo magnético  $\mathbf{M}$  y luego, mediante una integración obtener los campos eléctrico  $\mathbf{E}$  y magnético  $\mathbf{H}$ . Para resolver el problema de manera más simple, se hallan primero vectores potenciales.

### 3.4.1. Vectores potenciales

Son funciones matemáticas que ayudan a resolver un problema de integración de manera más simplificada. Primero se hallan los vectores potenciales por medio de integración y luego derivando se hallan los campos vectoriales. Los vectores potenciales utilizados son el vector potencial magnético  $\mathbf{A}$  y el vector potencial eléctrico  $\mathbf{F}$ .

#### 3.4.1.1. El vector potencial magnético ( $\mathbf{A}$ )

Es una función matemática que se obtiene mediante la integración dado una densidad de corriente  $\mathbf{J}$ , tal que:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \mathbf{J} \frac{e^{-jkR}}{R} d\mathbf{v}' \quad (57)$$

Donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Se pueden determinar los campos  $\mathbf{E}_A$  y  $\mathbf{H}_A$  que son dependientes de  $\mathbf{A}$  de manera que

$$\mathbf{H}_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (58)$$

$$\mathbf{E}_A = -j\omega\mathbf{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) \quad (59)$$

### 3.4.1.2. El vector potencial eléctrico (F)

Es una función matemática que se obtiene mediante la integración dado una densidad de corriente  $\mathbf{F}$ , tal que:

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iiint_V \mathbf{M} \frac{e^{-jkR}}{R} d\mathbf{v}' \quad (60)$$

Donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Se pueden determinar los campos  $\mathbf{E}_F$  y  $\mathbf{H}_F$  que son dependientes de  $\mathbf{F}$  de manera que:

$$\mathbf{E}_F = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (61)$$

$$\mathbf{H}_F = -j\omega\mathbf{F} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (62)$$

Los campos radiados totales se pueden calcular por medio de superposición de efectos, es decir:

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F} \quad (63)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} - j\omega\mathbf{F} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \mathbf{F}) \quad (64)$$

### 3.4.2. Parámetros básicos del patrón de radiación

El patrón de radiación nos indica algunos parámetros básicos que nos ayudan a comprender ciertas propiedades de la antena, sobre todo acerca de los valores de ganancia que toma en el momento de irradiar. Si se dibuja una gráfica de ángulo vs ganancia, se puede tener algo parecido a lo que se tiene en la figura 13, en ella se pueden ver ciertas propiedades de una antena.

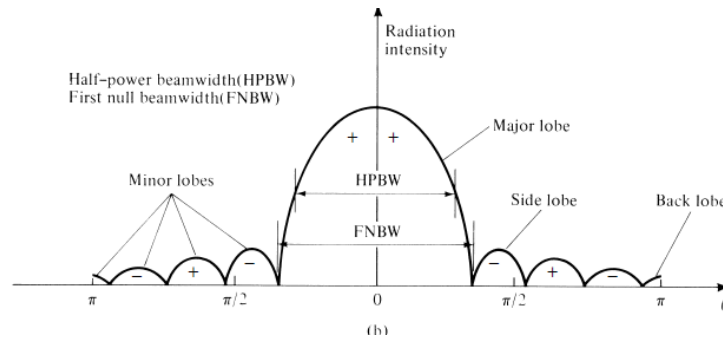


Figura 13. Patrón de radiación angular

Fuente. (Balanis, 2005)

### 3.4.2.1. Half power beam width (HPBW)

Es el ancho angular del lóbulo mayor y representa la zona de radiación en la que la antena llega desde su ganancia máxima hasta 3 decibelios por debajo en potencia.

### 3.4.2.2. First Null beam width (FNBW)

Es el ancho en grados que toma los dos primeros valores de ganancia cero y normalmente define a los primeros lóbulos menores en el diagrama de ganancia.

### 3.4.2.3. Front to back ratio

Es la relación que existe entre la ganancia del lóbulo mayor y la ganancia del lóbulo más pequeño o lóbulo trasero, representa la relación de ganancia que existe entre la dirección de mayor ganancia y la dirección de menor ganancia que en la mayoría de casos puede ser una dirección no deseada, entonces controlando este parámetro y haciéndolo muy pequeño podemos obtener mejores resultados en el momento de irradiar.

## 3.5. Zonas de transmisión de una antena

Cuando una antena irradia lo hace a través del espacio por lo que se conocen tres zonas espaciales que corresponden a los alrededores de una antena: el campo cercano reactivo, el campo cercano radiante o campo fresnel y el campo lejano o campo fraunhofer. Ver figura 14.

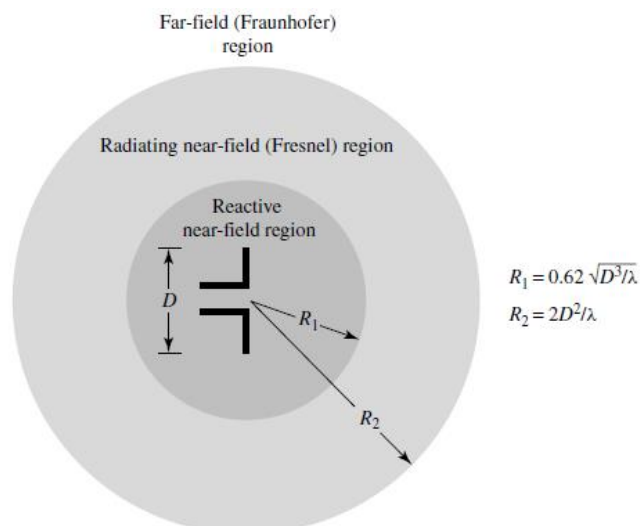


Figura 14. Zonas de transmisión de una antena

Fuente. (Balanis, 2005)

### 3.5.1. Campo cercano reactivo

Es la porción del espacio alrededor inmediatamente luego de la antena donde predomina el campo reactivo. Para la mayoría de antenas, el criterio de frontera para esta región es

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (65)$$

Donde  $\lambda$  es la longitud de onda a la que se emite la señal y  $D$  es la mayor dimensión de la antena,  $D$  debe ser mayor a la longitud de onda. En general objetos en esta región resultaran en acoplo con la antena y habrá distorsiones en la potencia final que se emite en el campo lejano.

### 3.5.2. Campo cercano radiante o región fresnel

Es la región de radiación de la antena entre el campo cercano reactivo y el campo lejano donde predominan los campos de radiación y la distribución del campo angular depende de la distancia desde la antena. Este campo se establece entre las distancias que van entre

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2L^2}{\lambda} \quad (66)$$

### 3.5.3. Campo lejano o región Fraunhofer

Es definida como la región del espacio de una antena donde la distribución angular es esencialmente independiente de la distancia de la antena. Para esta región se debe cumplir que la distancia del objeto debe ser mayor que:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (67)$$

En esta región las ondas de frente se vuelven aproximadamente planas, el patrón de radiación está completamente formado y consiste en pocos lóbulos menores y uno o más lóbulos mayores.

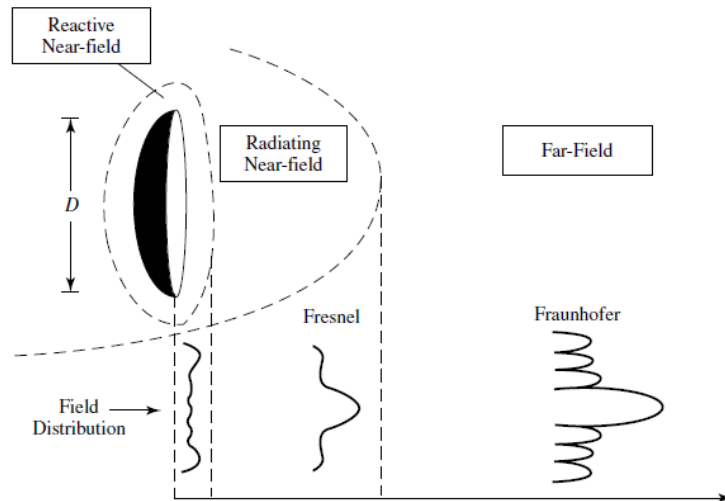


Figura 15. Patrón de radiación angular según zonas de radiación

Fuente. (Balanis, 2005)

### 3.6. Densidad de radiación

Cuando el frente de onda electromagnética viaja en el espacio, la densidad de potencia o de radiación de la antena está determinada por su campo eléctrico y dado por la ecuación.

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \left( \frac{W}{m^2} \right) \quad (68)$$

La potencia instantánea puede determinarse por

$$P_{instantanea} = \oint \vec{W} \cdot d\vec{s} \quad (69)$$

La densidad de potencia promedio puede determinarse como

$$W_{avg} = \frac{1}{2} \text{Re} (\vec{E} \times \vec{H}) \left( \frac{W}{m^2} \right) \quad (70)$$

La potencia promedio puede determinarse entonces mediante

$$P_{rad} = \oint W_{avg} \cdot d\vec{s} = \oint \frac{1}{2} \text{Re} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} \quad (71)$$

Donde existe una relación entre E y H que es dada por

$$\bar{H} = \frac{\bar{E}}{\eta} \quad (72)$$

Donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca del medio

### 3.7. Intensidad de radiación

Es una cantidad de potencia irradiada por unidad de ángulo sólido. Se define como parámetro en el campo lejano y se obtiene por la multiplicación escalar del cuadrado de la distancia del objeto con la densidad de radiación. De manera matemática se representa como:

$$U = r^2 W \quad (73)$$

Basada en la intensidad de radiación, la potencia radiada puede ser calculada por

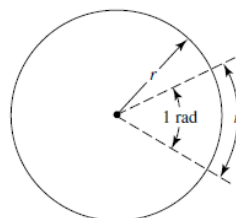
$$P_{rad} = \int U d\Omega \quad (74)$$

### 3.8. Ángulo sólido y steradian

Para representar un ángulo plano, se utiliza el radian, tal que se cumple que para un arco de circunferencia (en el plano)

$$S = \theta r \quad (75)$$

Donde  $\theta$  es el arco barrido y  $r$  es el radio del arco. Un ángulo del plano puede ir alrededor de todo un círculo, es decir de 0 a  $2\pi$  radianes.



(a) Radian

Figura 16. Ángulo plano

Fuente. (Balanis, 2005)

Un ángulo sólido, se utiliza para representar una cantidad de área en una superficie cónica, es decir que puede ir alrededor de toda una esfera, es decir de 0 a  $4\pi$  steradianes tal que:

$$S = \phi r^2 \quad (76)$$

Donde  $S$  es el área barrida por el ángulo sólido  $\phi$  en steradianes.

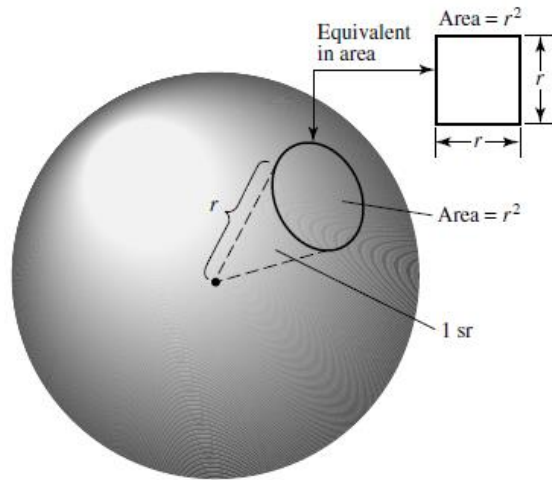


Figura 17. Representación de ángulo sólido

Fuente. (Balanis, 2005)

### 3.9. Relación entre radian y steradian

$$1 \text{ steradian} = 1 \text{ rad} \times 1 \text{ rad} = 1 \text{ rad}^2 \quad (77)$$

$$1 \text{ steradian} = \left(\frac{180}{\pi}\right)^2 (\text{deg})^2 = 3286.13 \text{ deg}^2 \quad (78)$$

$$\text{steradian} = 3286.13 \text{ deg}^2 \quad (79)$$

### 3.10. Circuito equivalente de una antena

Una antena puede representarse de manera gráfica mediante un circuito eléctrico donde  $R_L$  es la resistencia de pérdidas y  $R_r$  es la resistencia de radiación. Tanto para transmisión como para una antena en recepción

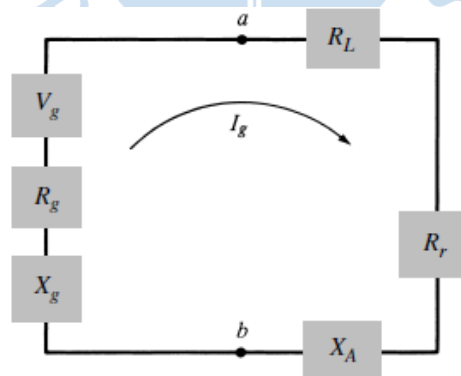


Figura 18. Circuito equivalente en transmisión

Fuente. (Balanis, 2005)

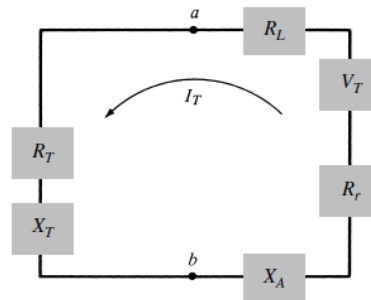


Figura 19. Circuito equivalente en recepción

Fuente. (Balanis, 2005)

### 3.10.1. Resistencia de radiación ( $R_r$ )

Al ser la antena un dispositivo radiante, se puede representar la parte radiante de la antena respecto a una resistencia, conocida como resistencia de radiación.

### 3.10.2. Resistencia de pérdidas ( $R_L$ )

Es una resistencia imaginaria que representa la potencia disipada no irradiada en la antena o la potencia perdida. Esta pérdida de potencia se debe a factores dinámicos como el diseño, materiales o posibles fallos en la instalación.

### 3.10.3. Potencia de la antena ( $P$ )

La potencia total suministrada a una antena, va a sufrir ciertas disipaciones que se integran en dos; la potencia irradiada ( $P_{rad}$ ), que se representa mediante la resistencia irradiada y la potencia de pérdidas ( $P_{pérdidas}$ ) que se representa por su resistencia de pérdidas. Matemáticamente se tiene:

$$P = P_{rad} + P_{pérdidas} \quad (80)$$

Donde

$$P_{rad} = I^2 R_r \quad (81)$$

$$P_{pérdidas} = I^2 R_L \quad (82)$$

Por lo tanto

$$P = I^2 R_r + I^2 R_L \quad (83)$$

## 3.11. Eficiencia de radiación de una antena

Dada una antena que recibe una potencia de entrada  $P_{in}$ , irradia una potencia de radiación  $P_{rad}$  se cumple que:

$$P_{rad} < P_{in} \quad (84)$$

Esto se debe a que existen dos formas de perder potencia en la antena debido a pérdidas en el conductor y pérdidas dieléctricas. Por lo tanto se define una eficiencia de radiación como:

$$\epsilon_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (85)$$

### 3.12. Eficiencia de radiación y decibelios

Las relaciones de potencia y tensión pueden representarse de una manera adimensional cuando se utiliza la unidad de decibelios (*db*). Se define fuera de las unidades del sistema internacional, sin embargo, la mayor parte de las propiedades de eficiencia en antenas se relacionan con esta unidad.

$$\epsilon_{rad}(db) = 10 \log \left( \frac{P_{in}}{P_{rad}} \right) \quad (86)$$

### 3.13. Directividad

Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección determinada entre la intensidad de radiación promedio. Normalmente se calcula o se da el valor de directividad máximo, que es definido como la relación entre la intensidad de radiación y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica.

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (87)$$

La directividad se puede obtener de manera aproximada utilizando la ecuación:

$$D = \frac{4\pi U}{\theta_{HP} \phi_{HP}} \quad (88)$$

### 3.14. Ganancia de una antena

Se define como una medida de la eficiencia de una antena respecto a sus capacidades direccionales. Es decir, la relación de la intensidad en una dirección dada respecto a la intensidad de radiación obtenida cuando la potencia aceptada por la antena sería irradiada isotrópicamente.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (89)$$

Como se ha visto se cumple que:

$$\epsilon_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (90)$$

Por lo tanto se puede relacionar la ganancia con la directividad de acuerdo a:

$$G = \epsilon_{rad} \times D \quad (91)$$

### 3.15. Áreas equivalentes de una antena

Toda antena tiene distintas áreas comúnmente llamadas aperturas que están asociadas a ciertas propiedades de radiación y potencia. Estas áreas pueden ser catalogadas en: Apertura física, apertura efectiva, apertura de dispersión, apertura de pérdidas y apertura de captura.

#### 3.15.1. Apertura Física

Es el área conocida en una antena, se puede reconocer físicamente como se muestra en la figura. Se establece dimensionalmente según el área enmarcada. Ver ecuación (92)

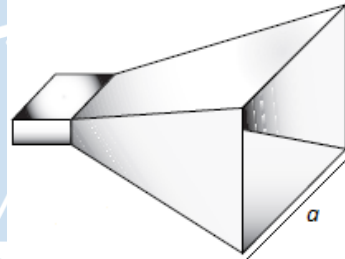


Figura 20. Apertura de la antena

Fuente. (Balanis, 2005)

$$A_p = a \times b \quad (92)$$

#### 3.15.2. Apertura Efectiva

Es un área imaginaria, se define matemáticamente como la relación entre la potencia disponible en los terminales de una antena receptora entre la densidad de flujo de potencia de una onda plana incidente en la antena desde esa dirección, estando la onda polarizada y conjugada con la antena. Cuando la dirección no se especifica, se toma la dirección de radiación máxima.

$$A_e = \frac{P_T}{W_i} = \frac{|I_T|^2 R_T / 2}{W_i} \quad (93)$$

Donde  $W_i$  es la densidad de potencia de la onda incidente y  $P_T$  es la potencia entregada a la carga. Normalmente se establece en la antena una conjugación de impedancias entre la línea de transmisión y la antena, convirtiendo la definición matemática en lo siguiente:

$$R_r + R_L = R_T \quad (94)$$

Entonces:

$$A_{em} = \frac{|V_T|^2}{8W_i} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (95)$$

### 3.15.3. Eficiencia de apertura

La eficiencia de apertura de la antena relaciona la apertura física con la apertura efectiva. La apertura efectiva es el porcentaje del área física que obtiene la potencia recibida debido a ciertas pérdidas. Estas pérdidas son producto del desbordamiento del campo eléctrico, imperfecciones del material y las pérdidas por el conductor utilizado.

La eficiencia de apertura queda definido como:

$$\epsilon_{ap} = \frac{A_{em}}{A_p} \quad (96)$$

### 3.15.4. Apertura de dispersión

Es la pérdida de potencia que se produce en los bordes de la apertura, debido a la existencia de un campo eléctrico débil.

### 3.15.5. Apertura de pérdidas

La apertura de pérdidas se puede definir como la potencia perdida debido a efectos del material, el conductor de la línea, efectos de temperatura y errores propios del diseño.

### 3.15.6. Apertura de captura

Es el área que recibe toda la densidad de potencia incidente si la antena no tuviera pérdidas. Esta potencia se verá afectada por las pérdidas de la antena.

Se expresa matemáticamente como:

$$A_c = \frac{|V_T|^2}{8W_i} \left[ \frac{R_T + R_L + R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (97)$$

Además se cumple la siguiente relación:

$$\text{Área de captura} = \text{Área efectiva} + \text{Área de pérdidas} + \text{Área de dispersión} \quad (98)$$

### 3.16. Polarización

Dado un campo eléctrico propagado en una dirección específica por una antena, se define la polarización como la dirección a la que oscila el campo eléctrico propagado. Esta dirección no debe ser necesariamente perpendicular a la dirección de propagación. Por ejemplo en el caso de un campo irradiado en la dirección z, este campo puede oscilar en la dirección x o en la dirección y, pero también puede oscilar de manera elíptica, es decir en varias direcciones, como se aprecia en la figura siguiente.

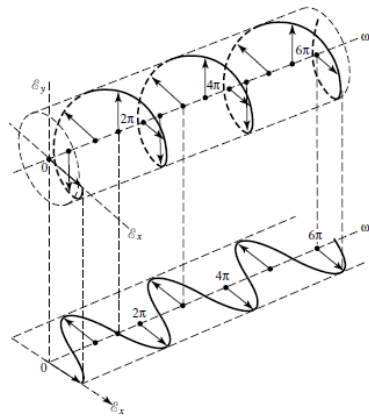


Figura 21. Polarización de un campo  
Fuente. (Balanis, 2005)

Es necesario aclarar que para cualquier antena, su polarización se calcula en la dirección de la máxima ganancia de la antena.

Puesto que la dirección de la polarización puede variar, se establecen matemáticamente los valores de los campos eléctricos irradiados, de acuerdo al sentido de su polarización:

$$E_x = E_1 \text{sen}(\omega t - kz) \quad (99)$$

$$E_y = E_2 \text{sen}(\omega t - kz) \quad (100)$$

En el caso de  $E_x$  se lee como la polarización en el eje x en la dirección z. Y en el caso de  $E_y$  se expresa la polarización respecto al eje y en la dirección z.

Aunque en este caso la polarización solo incluye una dirección, no sucede así siempre por lo que se distinguen tipos de polarizaciones.

### 3.16.1. Polarización lineal

Cuando el vector que describe las oscilaciones del campo eléctrico es una línea, entonces se dice que el campo está linealmente polarizado.

En general se puede describir la polarización de una antena utilizando un patrón de polarización. Para el caso de  $E_x$  se puede representar como:

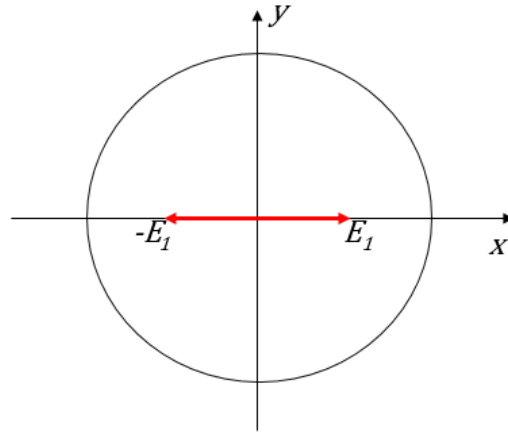
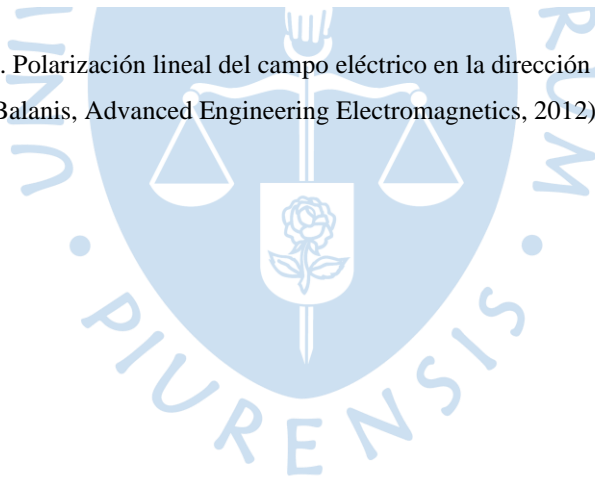


Figura 22. Polarización lineal del campo eléctrico en la dirección x  
Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)



Para el caso de  $E_y$  se puede representar como:

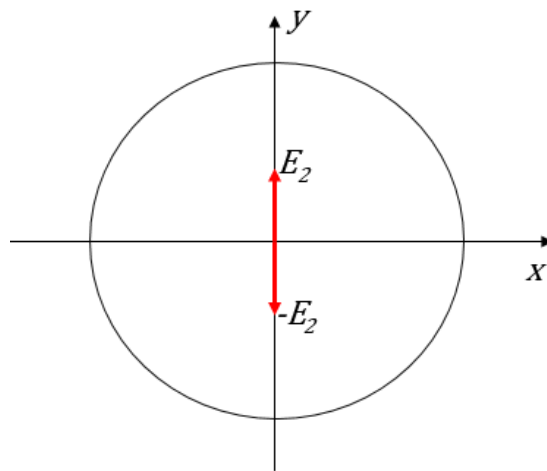


Figura 23. Polarización lineal del campo eléctrico en la dirección  $y$   
Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

### 3.16.2. Polarización circular

Una polarización que no sigue una sola dirección de oscilación en todo el periodo de la propagación del campo se considera circular, esto se manifiesta en el patrón de polarización de modo que el vector dirección presenta un ángulo de giro respecto a los ejes principales. En general una polarización circular puede representarse de la forma:

$$\mathbf{E} = a_x \mathbf{E}_x + a_y \mathbf{E}_y \quad (101)$$

Teniendo los siguientes campos eléctricos:

$$E_x = E_1 \text{sen}(\omega t - kz - \phi_x) \quad (102)$$

$$E_y = E_2 \text{sen}(\omega t - kz - \phi_y) \quad (103)$$

Esta expresión es válida también para la polarización lineal si se cumple que:

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, 4, \dots \quad (104)$$

Para una polarización circular se debe cumplir:

$$E_x = E_y = E_0 \quad (105)$$

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0.1.2, \dots \text{Para sentido horario} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0.1.2, \dots \text{Para sentido antihorario} \end{cases} \quad (106)$$

En el patrón de polarización irá variando temporalmente según el periodo del campo eléctrico como se aprecia en la figura 24.

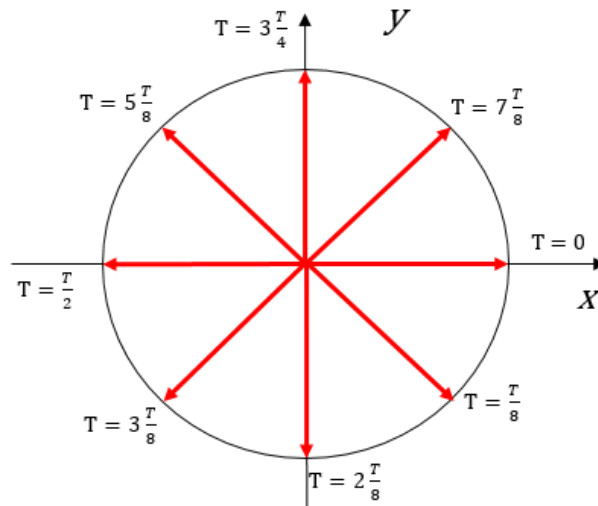


Figura 24. Polarización circular de un campo eléctrico  
Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

En la polarización circular se cumple además que:

$$E_x^2 + E_y^2 = R^2 \quad (107)$$

### 3.16.3. Polarización Elíptica

Una polarización elíptica se da cuando la dirección de oscilación del campo eléctrico propagado es variante respecto al tiempo. El campo eléctrico  $E$  se expresa como:

$$E = a_x E_x + a_y E_y \quad (108)$$

Donde:

$$E_x = E_1 \text{sen}(\omega t - kz - \phi_x) \quad (109)$$

$$E_y = E_2 \text{sen}(\omega t - kz - \phi_y) \quad (110)$$

Y se cumple que:

$$E_x \neq E_y \quad (111)$$

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0.1.2, \dots & \text{Para sentido horario} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0.1.2, \dots & \text{Para sentido antihorario} \end{cases} \quad (112)$$

En la figura 25 se aprecia un patrón de polarización elíptica.

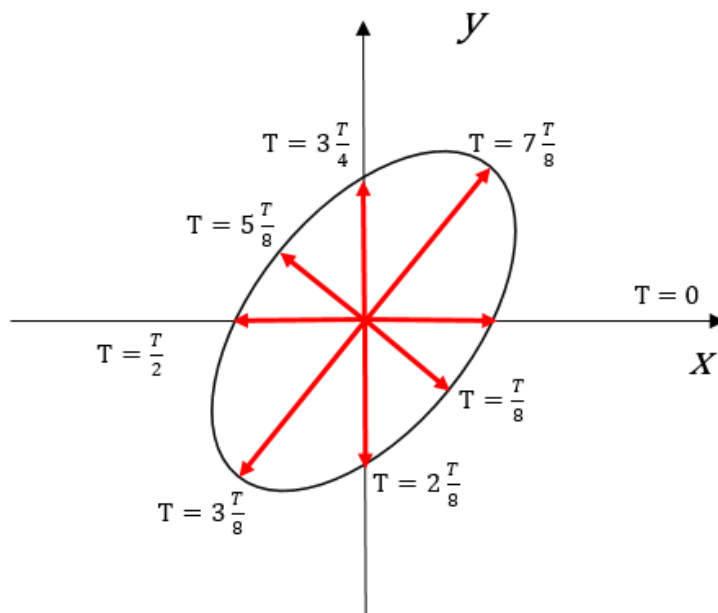


Figura 25. Polarización elíptica

Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

En la polarización elíptica se cumple que:

$$\frac{E_x^2}{a^2} + \frac{E_y^2}{b^2} = 1 \quad (113)$$

#### 3.16.4. Co-polarización

El nivel de potencia de co-polarización define la señal de recepción o de transmisión de la onda electromagnética. Es decir, es toda la información que se emite o se recibe a la antena.

#### 3.16.5. Polarización cruzada

Es la polarización no deseada, es ortogonal a la co-polarización. La potencia de polarización cruzada define la señal de interferencia en la antena de transmisión o recepción.

Cabe resaltar que si la co-polarización es en sentido horario, entonces la polarización cruzada es en sentido anti horario.

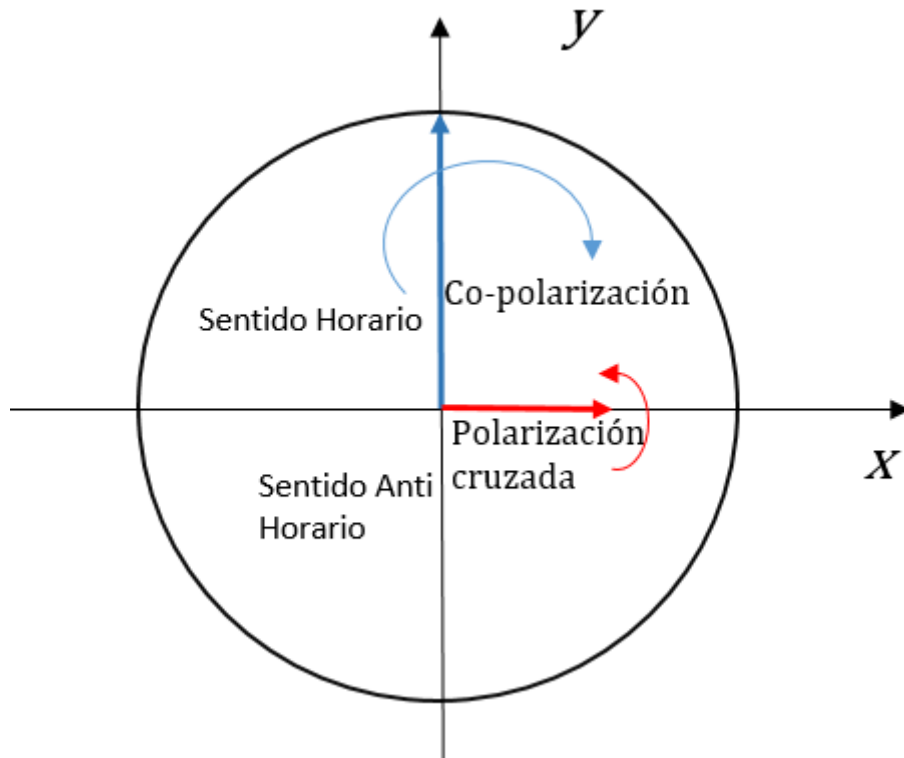


Figura 26. Polarización cruzada y co polarización

Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

### 3.17. Adaptación de una antena

Una antena es un circuito adaptado a un generador o un receptor de señales. Este circuito se conforma mediante una línea de transmisión o una guía de onda que hará llegar la corriente a la antena para que irradie o en viceversa transmitirá la corriente al sistema que decodificará la señal recibida. En ambos casos se debe adaptar la antena al dispositivo generador. Si no se diera esto, una parte de la potencia se reflejará de la antena al dispositivo, dañando componentes electrónicos o todo el sistema de amplificación.

Un sistema de transmisión puede esquematizarse como sigue:

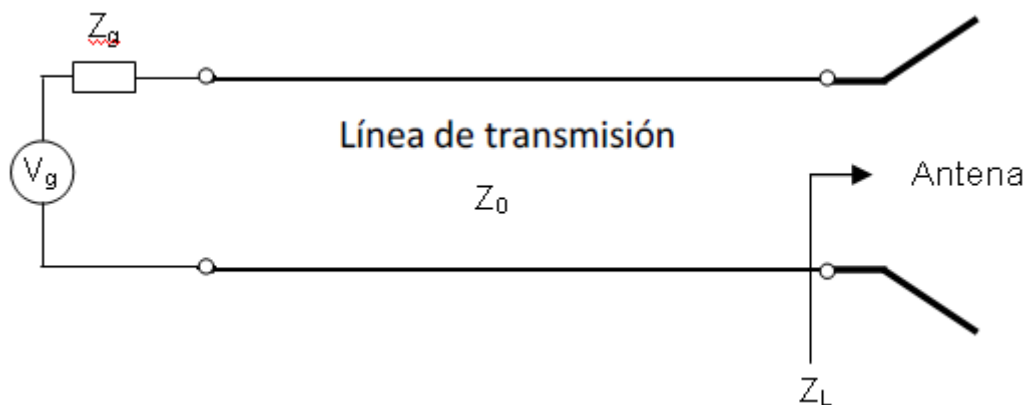


Figura 27. Adaptación de una antena.

Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

Donde  $V_g$  es la tensión del generador,  $Z_g$  es la impedancia del generador,  $Z_0$  es la impedancia de la línea y  $Z_L$  es la impedancia de la antena.

La antena irradiará el máximo de potencia con mínimas pérdidas si se cumple una adaptación entre el sistema de transmisión y la antena. Para definir esta característica existen dos definiciones importantes.

### 3.18. Coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ )

Se define al coeficiente de reflexión como el porcentaje de potencia reflejado por la antena, de acuerdo a su adaptación por medio de su impedancia al sistema de transmisión. Matemáticamente se expresa con la fórmula:

$$\Gamma = \frac{V_{\text{reflejado}}}{V_{\text{incidente}}} = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} \quad (114)$$

Una antena perfectamente adaptada tendrá un valor de  $\Gamma$  de 0 y se cumplirá cuando:

$$z_L = z_0 \quad (115)$$

Normalmente un sistema de transmisión no cumple perfectamente esta condición debido a ciertos factores como el tipo de material o de conexión. Los valores de  $|\Gamma|$  pueden ir desde el 0 al 1. Donde 1 representa la desadaptación total.

### 3.19. Relación de onda estacionaria de una antena

La adaptación de una antena a un sistema de transmisión se puede medir utilizando la relación de onda estacionaria (ROE) o *Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)*. La ROE compara

el valor máximo y mínimo de la amplitud de voltaje en una condición de onda estacionaria eléctrica a lo largo de una línea de transmisión.

Matemáticamente se expresa:

$$ROE = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (116)$$

Valores de ROE cercanos a 1 demuestran una adaptación correcta con el sistema de transmisión. Para condiciones generales un ROE por debajo de 2 puede ser considerado correcto. El valor del ROE puede ir desde 1 hasta infinito marcando desadaptación.

### 3.20. Temperatura de una antena

Es un parámetro que representa el nivel de ruido que existe entre la antena y un entorno establecido.

#### 3.20.1. Temperatura de brillo.

Es la temperatura que representa la cantidad de energía radiada por las fuentes físicas que están alrededor de la antena y que causan cierto ruido al sistema de detección de señales. La temperatura de brillo de cada objeto alrededor es detectada por los terminales de la antena y su suma es la temperatura de la antena. La temperatura de brillo se puede representar matemáticamente en coordenadas esféricas como:

$$T_B(\theta, \phi) = \epsilon(\theta, \phi)T_f = (1 - |\Gamma|^2)T_f \quad (117)$$

Donde  $T_B$  es la temperatura de brillo,  $\epsilon$  es la emisividad del objeto y  $T_f$  es la temperatura física del objeto.

La temperatura de la antena será la suma de todos los objetos puntuales alrededor, es decir:

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} G(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (118)$$

Donde  $G(\theta, \phi)$  es la ganancia de la antena para cada punto esférico en su patrón de radiación.

Conociendo el nivel de temperatura de la antena, podemos utilizar este valor para determinar la potencia de ruido de una antena que se expresa mediante:

$$P_r = kT_A \Delta f \quad (119)$$

Donde  $P_r$  es la potencia de ruido de una antena,  $k$  es la constante de Boltzmann o  $1.38 \times 10^{-23} J/K$  y  $\Delta f$  es el ancho de banda de la antena.

Si se tiene una línea de transmisión a una determinada temperatura ( $^{\circ}K$ ) y la antena está a una determinada temperatura, entonces también radiarán debido a su temperatura física y esto también será ruido de la antena que no pertenece a la potencia radiada deseada.

También se tendrá ruido en la antena debido a la temperatura ( $^{\circ}K$ ) de la línea de transmisión y de la propia antena.

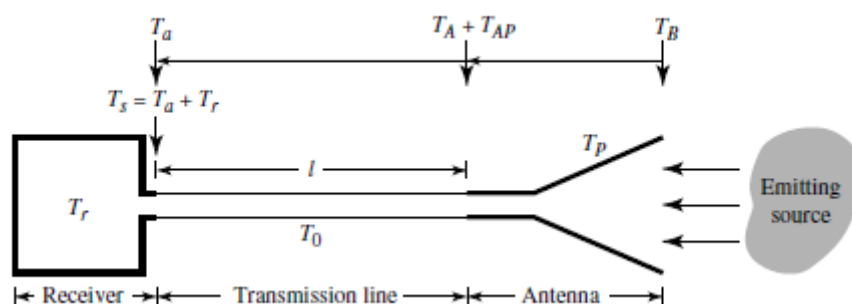


Figura 28. Línea de adaptación de una antena.

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

Todo esto se asume según la ecuación:

$$T_a = T_A e^{-2\alpha l} + T_{AP} e^{-2\alpha l} + T_0 (1 - e^{-2\alpha l}) \quad (120)$$

Donde

$$T_{AP} = \left( \frac{1}{e_A} - 1 \right) T_p \quad (121)$$

$T_a$ : Temperatura de la antena en el receptor (K)

$T_A$ : Temperatura de ruido en los terminales de la antena (K)

$T_{AP}$ : Temperatura en la antena debido a su temperatura física (K)

$T_p$ : Temperatura física de la antena (K)

$\alpha$ : Coeficiente de atenuación de la línea de transmisión (Np/m)

$e_A$ : Eficiencia térmica de la antena (Adimensional)

$l$ : Longitud de la línea de transmisión

$T_0$ : Temperatura física de la línea de transmisión

La temperatura de ruido da como resultado una potencia de ruido en la antena igual

$$P_r = kT_a \Delta f \quad (122)$$

Donde  $P_r$  es la potencia de ruido de una antena,  $k$  es la constante de Boltzmann o  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  y  $\Delta f$  es el ancho de banda de la antena.

Sí además el receptor se encuentra a una temperatura de ruido igual a  $T_r$  (debido a cierto aumento de temperatura en componentes electrónicos) entonces, el valor total de temperatura de la antena se convierte en:

$$P_s = k(T_a + T_r) \Delta f = kT_s \Delta f \quad (123)$$

Donde  $P_s$  es la potencia de ruido del sistema en general,  $T_a$  es el ruido de temperatura de la antena,  $T_r$  es la temperatura de ruido en el receptor y  $T_s$  es la temperatura de ruido del sistema efectivo.



## Capítulo 4

### Diseño y simulación de antenas

#### 4.1. Introducción

Luego del estudio de las propiedades de las antenas, se procederá a continuación con el diseño de antenas de apertura y microstrip para un sensor de humedad que funcione de manera óptima. En este capítulo se abarca el diseño, simulación y resultados de antenas adecuadas para su uso en un sensor no invasivo de humedad y puedan ser utilizadas en futuros trabajos.

#### 4.2. Diseño y simulación de antenas de apertura

Son las antenas más utilizadas en aplicaciones de tecnología de microondas. De manera diferencial, encontrar su patrón de radiación suele ser más complicado que en otras configuraciones de antenas, como por ejemplo las antenas dipolo o tipo alambre en las que se puede determinar su distribución de corriente debido a su forma de transmisión. En el caso de las antenas de apertura, esto no sucede, por lo que se suele utilizar técnicas para computarizar las características de radiación de esta antena, una de estas técnicas es el principio de equivalencia de campos, que no se enfoca en calcular la distribución de corriente, sino que se enfoca en encontrar una aproximación de los campos en la vecindad de la estructura.

##### 4.2.1. Modos de propagación de antenas de apertura

Las ondas electromagnéticas se propagan de diversos modos. El tipo de campo más general en líneas de transmisión y en el espacio libre es el campo electromagnético transversal (TEM). Esto quiere decir que los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y perpendiculares a la dirección de propagación de la onda. En una apertura, sin embargo, no se puede transmitir un campo electromagnético transversal debido a las condiciones de contorno.

Las condiciones de contorno en las aperturas son dos: El campo eléctrico debe ser normal al conductor para existir en su superficie y el campo magnético no debe ser ortogonal a la superficie de la guía de ondas. Para satisfacer estas dos condiciones, existen dos modos de propagación: el modo eléctrico transverso (TE) y el modo magnético transverso (TM). En ambos modos, se cumple que uno de los dos campos contiene una componente en la dirección de propagación.

En el caso del modo TE, el campo eléctrico no tiene componente en la dirección de propagación, pero el magnético sí puede tener componente en esta dirección. Sucede la misma analogía para el modo TM. Es importante establecer este principio porque según el modo de propagación se podrá deducir las características de la antena. La forma fundamental de propagación es el modo  $TE_{10}$ . Normalmente el modo de propagación se lee  $Tx_{mn}$ , donde  $x$  es el tipo de modo,  $m$  es el número de medias longitudes de onda a lo largo del eje  $x$  y  $n$  es el número de medias longitudes de onda a lo largo del eje  $y$ .

#### 4.2.2. Principio de equivalencia de campos.

Es el principio que permite reemplazar los campos de una antena real, como la de apertura por campos de fuentes equivalentes. Estas fuentes son equivalentes dentro de una región del campo porque producen los mismos campos vectoriales que la fuente en análisis.

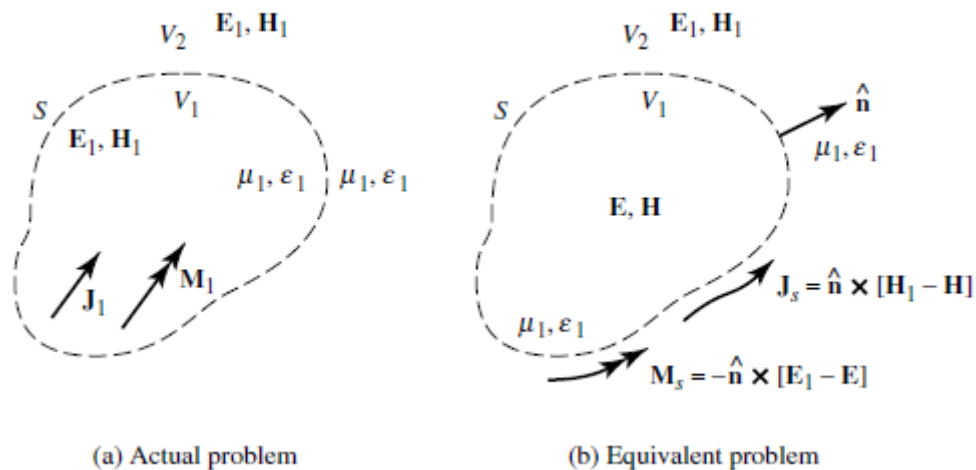


Figura 29. Teorema de equivalencia de campos

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

En una antena de apertura el problema real consiste en encerrar las densidades de corriente en una superficie  $S$  produciendo los campos  $E_1$  y  $H_1$  y con el principio de equivalencia se cambia por un problema en donde se tiene que las densidades de corriente se

encuentren sobre la superficie, dando así una correlación de dos grupos de campos  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  dentro de  $\mathbf{S}$  y los campos  $\mathbf{E}_1$  y  $\mathbf{H}_1$  fuera de  $\mathbf{S}$ , con lo que se consigue de acuerdo a cierta geometría resolver el problema con ayuda de las ecuaciones mostradas en el apartado anterior.

En una antena de apertura, lo más conveniente es encerrar a la fuente de densidad de corriente dentro de un conductor eléctrico de superficie plana, como se ve en la figura 30, luego realizar el teorema de imágenes para conseguir una imagen equivalente del problema y desarrollar los campos de radiación de manera sencilla.

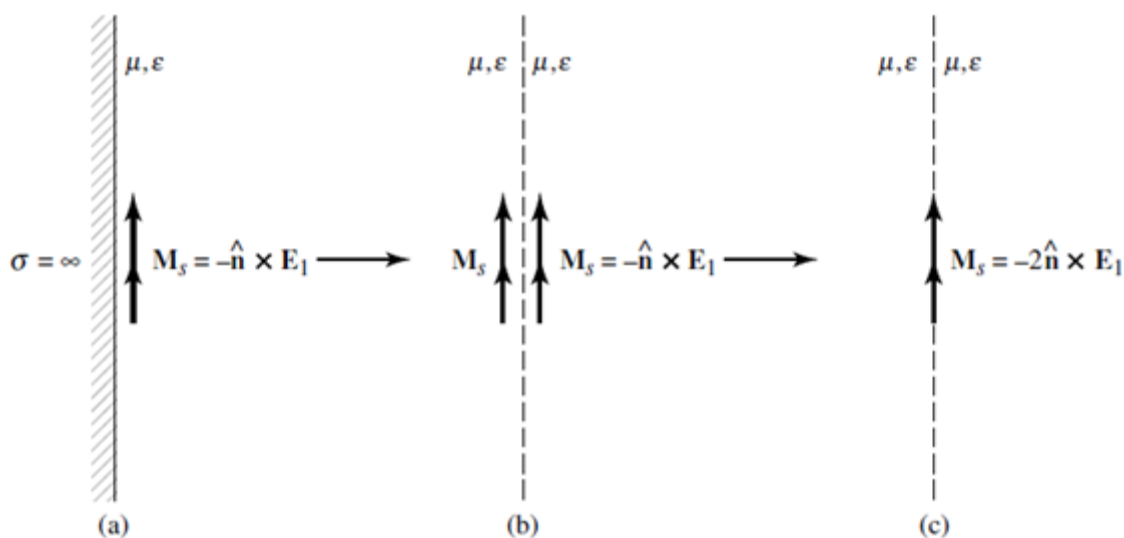


Figura 30. Desarrollo del teorema de equivalencia para un campo magnético determinado

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

#### 4.2.3. Ecuaciones de radiación.

Para representar el campo radiante a nivel matemático se deben resolver las ecuaciones de radiación planteadas en el apartado 3.2. Para esto se establece una representación en coordenadas esféricas. El punto de observación se elige en el espacio circundante.

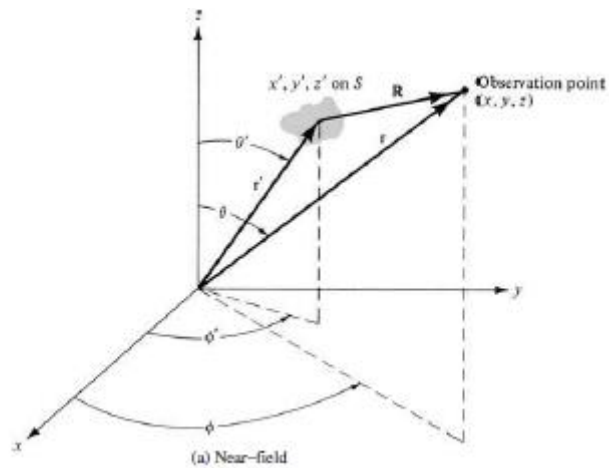


Figura 31. Representación de un punto de observación de un campo en coordenadas esféricas

Fuente. (Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2012)

Para un punto de observación en el campo lejano, los vectores de posición  $R$  y  $r$  son prácticamente paralelos

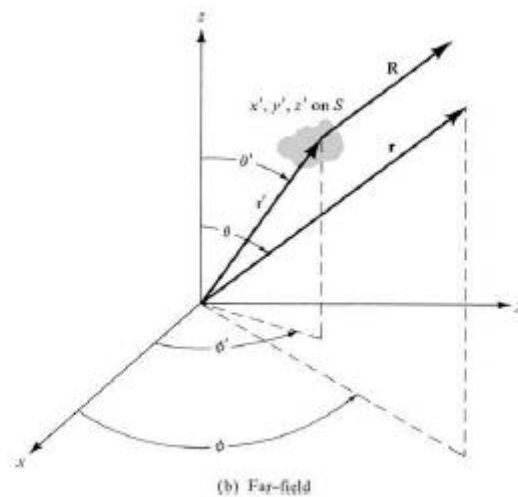


Figura 32. Representación de un punto de observación en campo lejano en coordenadas esféricas

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

Por lo que  $R$  se puede definir como:

$$R \approx r - r' \cos \psi \quad \text{para cambios de fase}$$

$$R \approx r \quad \text{para cambios de amplitud}$$

Donde:

$$\psi = \theta - \theta'$$

Al trabajar con una antena de apertura, resulta conveniente establecer una superficie de análisis  $S$  para poder aplicar el principio de equivalencia.

Cada punto en el campo vectorial tiene componentes en las tres direcciones  $\theta$ ,  $\phi$  y  $r$ . Utilizando las ecuaciones de 2.13 obtenemos:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \mathbf{J}_s \frac{e^{-jkR}}{R} d\mathbf{s}' \approx \frac{\mu e^{-jkR}}{4\pi r} \mathbf{N} \quad (124)$$

Donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Donde  $\mathbf{N}$  es el vector de radiación eléctrico:

$$\mathbf{N} = \iint_S \mathbf{J}_s e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (125)$$

Donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

$$\mathbf{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \mathbf{M}_s \frac{e^{-jkR}}{R} d\mathbf{s}' \approx \frac{\epsilon e^{-jkR}}{4\pi r} \mathbf{L} \quad (126)$$

Donde  $\mathbf{L}$  es el vector de radiación magnético:

$$\mathbf{L} = \iint_S \mathbf{M}_s e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (127)$$

Cada vector de radiación se puede representar en sus componentes vectoriales

$$N_\theta = \iint_S [J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta] e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (128)$$

$$N_\phi = \iint_S [J_x \sin \phi + J_y \cos \phi] e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (129)$$

$$L_\theta = \iint_S [M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta] e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (130)$$

$$L_\phi = \iint_S [-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi] e^{jkr' \cos \psi} d\mathbf{s}' \quad (131)$$

Los componentes de radiación para el campo eléctrico y magnético quedan explícitas como:

$$\mathbf{E}_r \approx \mathbf{0} \quad (132.a)$$

$$\mathbf{E}_\theta \approx -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\mathbf{L}_\phi + \eta \mathbf{N}_\theta) \quad (132.b)$$

$$\mathbf{E}_\phi \approx + \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (L_\theta - \eta N_\phi) \quad (132.c)$$

$$\mathbf{H}_r \approx \mathbf{0} \quad (133.a)$$

$$\mathbf{H}_\theta \approx - \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\phi - \frac{L_\theta}{\eta}) \quad (133.b)$$

$$\mathbf{H}_\phi \approx - \frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (N_\theta + \frac{L_\theta}{\eta}) \quad (133.c)$$

Una antena de apertura rectangular se compone de dos dimensiones principales a y b como se ve en la figura.

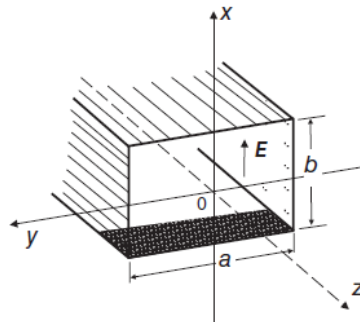


Figura 33. Representación espacial de una antena de apertura

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

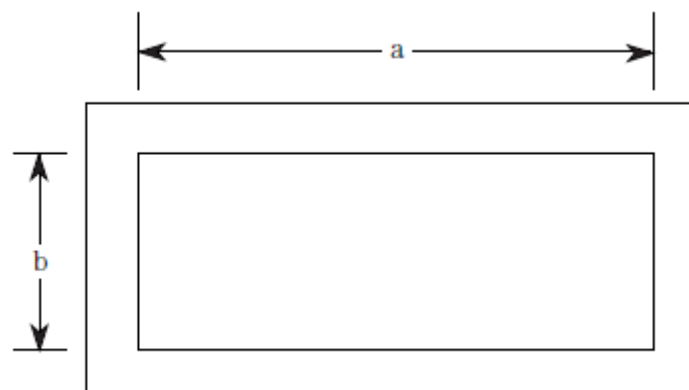


Figura 34. Geometría de una antena de apertura

Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

Las antenas de apertura irradian normalmente ondas magnéticas transversales, este tipo de ondas tiene la característica de no tener una componente de campo vectorial en la dirección de propagación. Dependiendo de la polarización del campo eléctrico podemos definir el modo

de propagación de ondas transversales. El modo dominante para las antenas de apertura es el TE<sub>10</sub> campo propagado en la dirección z, cuyo valor de E<sub>z</sub> = 0.

Se ha evaluado los campos de radiación tomando la apertura sobre una superficie conductora perfecta.

Según la imagen, el campo se propaga en dirección z y tenemos.

$$\mathbf{E}_a = \mathbf{a}_x E_0 \quad (134)$$

$$-\frac{b}{2} \leq x \leq \frac{b}{2}$$

$$-\frac{a}{2} \leq y \leq \frac{a}{2}$$

Utilizando el principio de equivalencia, tendríamos:

$$\mathbf{M}_s = \begin{cases} -2\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_a = -2\mathbf{a}_z \times \mathbf{a}_x E_0 = -\mathbf{a}_y 2E_0 & -\frac{b}{2} \leq x \leq \frac{b}{2} \\ \mathbf{0} & -\frac{a}{2} \leq y \leq \frac{a}{2} \\ & \text{En otra parte} \end{cases} \quad (135.a)$$

$$\mathbf{J}_s = \mathbf{0} \quad \text{En cualquier parte} \quad (135.b)$$

Desarrollando las ecuaciones de radiación:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{N} = \iint_S \mathbf{J}_s e^{jkr' \cos \psi} ds' = \iint_S (\mathbf{0}) e^{jkr' \cos \psi} ds' \end{array} \right. \quad (136.a)$$

$$\mathbf{N} = \mathbf{0} \quad (136.b)$$

$$\mathbf{L} = \iint_S \mathbf{M}_s e^{jkr' \cos \psi} ds' \quad (137)$$

Las componentes de L quedan expresadas en coordenadas esféricas como:

$$L_\theta = 2abE_0 [\cos \theta \cos \phi] \left( \frac{\sin X}{X} \right) \left( \frac{\sin Y}{Y} \right) \quad (138)$$

Donde:

$$X = \frac{ka}{2} \sin\theta \cos\phi \quad (139)$$

$$Y = \frac{kb}{2} \sin\theta \sin\phi \quad (140)$$

$$L_\phi = -2abE_0 \left[ \sin\phi \left( \frac{\sin X}{X} \right) \left( \frac{\sin Y}{Y} \right) \right] \quad (141)$$

Por lo tanto las componentes de radiación de campos quedarían:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_r = 0 \end{array} \right. \quad (142.a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_\theta = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \sin\phi \left( \frac{\sin X}{X} \right) \left( \frac{\sin Y}{Y} \right) \right] \end{array} \right. \quad (142.b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} E_\phi = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \cos\theta \cos\phi \left( \frac{\sin X}{X} \right) \left( \frac{\sin Y}{Y} \right) \right] \end{array} \right. \quad (142.c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_r \approx 0 \end{array} \right. \quad (143.a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_\theta = -\frac{E_\phi}{\eta} \end{array} \right. \quad (143.b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_\phi = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \left( N_\theta + \frac{L_\theta}{\eta} \right) \end{array} \right. \quad (143.c)$$

Normalmente se establece una representación bidimensional del patrón de radiación. Para este caso se seleccionan los planos E-plano que está en yz y se da cuando  $(\phi = \frac{\pi}{2})$  y el plano H en xz que se da cuando  $(\phi = 0)$ . Se cumple entonces que:

Para el plano E  $(\phi = \frac{\pi}{2})$

$$E_r = E_\phi = 0 \quad (144.a)$$

$$E_\theta = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\sin(\frac{kb}{2} \sin\theta)}{\frac{kb}{2} \sin\theta} \right] \quad (144.b)$$

Para el plano H  $(\phi = 0)$ .

$$E_r = E_\theta = 0 \quad (145)$$

$$E_\phi = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \cos\theta \left[ \frac{\sin(\frac{ka}{2} \sin\theta)}{\frac{ka}{2} \sin\theta} \right] \right] \quad (146)$$

#### 4.2.4. Condiciones de radiación en una antena de apertura

Una antena de apertura funciona como un filtro pasa alto, es decir que existirá una frecuencia de corte o condición de diseño. Las condiciones de radiación en una antena de apertura son que la longitud de onda de trabajo sea menor que la longitud de corte definida como: (Carr, 2002)

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{m^2b^2+n^2a^2}} \quad (147)$$

Se debe cumplir que:

$$\lambda_c > \lambda_0 \quad (148)$$

Donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda de trabajo,  $m$  y  $n$  son los valores de la dirección del campo en una dirección determinada.

Para el modo  $TE_{10}$  la longitud de onda de corte será por lo tanto

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{(1)^2b^2+(0)^2a^2}} = 2a \quad (149)$$

Por lo tanto se deberá cumplir por condición en el modo dominante  $TE_{10}$  que:

$$\lambda_0 < 2a \quad (150)$$

O de otro modo debe cumplirse que:

$$a > \frac{\lambda_0}{2} \quad (151)$$

#### 4.2.5. Anchos de radiación (*Beam widths*)

Los anchos de radiación se discutieron en el capítulo 2. Para las antenas de apertura se define la mayor radiación en el plano E en la dirección z cuando  $\theta = 0$ . Los ceros ocurren cuando:

$$\theta_n = 57.3 \sin^{-1} \left( \frac{n\lambda}{b} \right) \text{ deg para } n = 1, 2, 3, \dots \quad (152)$$

El ancho angular total entre lóbulos nulos es:

$$\theta_n = 2\theta_n = 114.6 \sin^{-1} \left( \frac{n\lambda}{b} \right) \text{ deg para } n = 1, 2, 3, \dots \quad (153)$$

El primer ancho nulo o *FNBW* ocurre cuando  $n=1$ .

El ancho de potencia media ocurre cuando:

$$\theta_h = 57.3 \sin^{-1} \left( \frac{0.443\lambda}{b} \right) \text{ deg} \quad (154)$$

El ancho de potencia media o *HPBW*.

$$\theta_h = 2\theta_h = 114.6 \sin^{-1} \left( \frac{0.443\lambda}{b} \right) \text{ deg} \quad (155)$$

El ancho del primer lóbulo menor ocurre en:

$$\theta_s = 57.3 \sin^{-1} \left( \frac{1.43\lambda}{b} \right) \text{ deg} \quad (156)$$

El ancho total del primer lóbulo menor o *FSLBW* será de:

$$\theta_s = 114.6 \sin^{-1} \left( \frac{1.43\lambda}{b} \right) \text{ deg} \quad (157)$$

Estas propiedades se han desarrollado de acuerdo a una aproximación cuando la antena está sobre un conductor perfecto. En el espacio real una antena puede ser modelada sobre el espacio libre (*Free Space*) utilizando el teorema de imágenes.

#### 4.2.6. Metodología de diseño

Para realizar el diseño de las antenas de apertura se han tenido en cuenta las dimensiones de un prototipo de mediciones en tiempo real construido en el laboratorio de la Universidad de Piura. Esto con el fin de lograr un análisis lo más realista posible de un proceso de medición de humedad.

Primero se ha realizado un análisis geométrico y espacial del prototipo desarrollado para las mediciones de humedad que se realizarán. Las longitudes se muestran en la imagen.

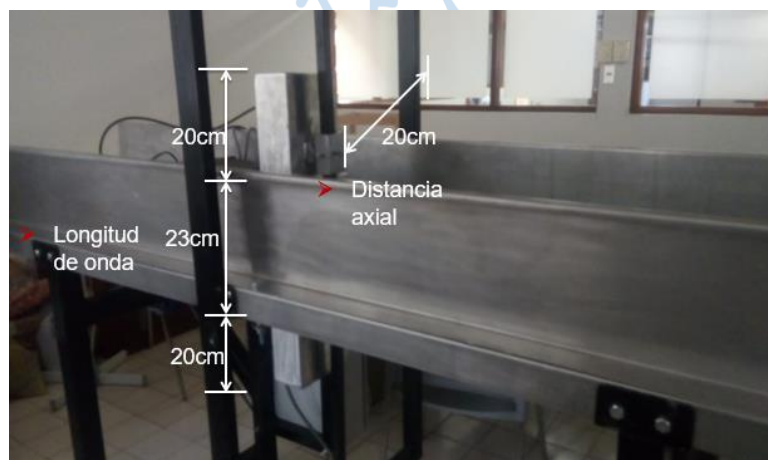


Figura 35. Prototipo base del diseño de antenas  
Fuente. Elaboración propia

Se ha tomado como distancia entre antenas la longitud transversal de la faja que es de aproximadamente 23cm, esto corresponde a la longitud de onda máxima de la antena, ya que existe al menos una longitud de onda atravesando el material. También se ha tomado la mayor distancia axial igual al tamaño axial de la faja de aproximadamente 20cm, ya que si la distancia axial es más grande, puede que desarrolle interferencia entre zonas no deseadas.

Por lo tanto, tomando estas consideraciones se tiene establecido:

- Valores de onda límites.

$$\lambda_{om\acute{a}x} < 23cm \quad (158)$$

Donde  $\lambda_{om\acute{a}x}$  es la longitud de operación máxima.

$$f_{omin} \geq 1.30GHz \quad (159)$$

Donde  $f_{omin}$  es la frecuencia de operación mínima.

Con estos dos valores de onda, límite se ha definido frecuencias de operación elegidas. El rango de frecuencias de funcionamiento del Wavestester es de 0 a 2GHz, por lo tanto se ha establecido:

- Frecuencias de operación.

$$f_{o1} = 1.5GHz \quad (160)$$

$$f_{o2} = 2GHz \quad (161)$$

Luego se ha seguido el procedimiento de diseño que se desarrolla a continuación:

- 1) Se elige una frecuencia de operación.
- 2) Se ha definido el modo de polarización fundamental  $TE_{10}$  para que la polarización tenga un análisis sencillo. La condición geométrica que debe cumplirse es:

$$a > b \quad (162)$$

En la tabla 5 se muestra la polarización elegida en el software de simulación.

Tabla 5. Modo de polarización para antenas de aperturas

Tipo	Campo eléctrico
Frecuencia	1.41GHz
Modo	TE
Impedancia	578.9 Ohm
Máximo	49.6258db (V/m)

Elaboración propia

3) Con la frecuencia de operación elegida se calcula una longitud de onda de operación.

4) Se define una distancia axial de muestreo, para propagar ondas polarizadas en el modo  $TE_{10}$  se cumple que  $a > \frac{\lambda_o}{2}$ , es decir, el criterio de diseño dice que la distancia axial debe ser mayor que la mitad de longitud de onda, luego, no hay límites para el valor de  $a$ . Para este diseño, se han escogido 3 valores de  $a$ .

- $a = 0.65\lambda_o$
- $a = 0.75\lambda_o$
- $a = 0.85\lambda_o$

5) Para la elección de la distancia transversal  $b$ , se realizaron diseños siguiendo los límites dados en la tesis doctoral de Rodríguez Arismendiz (2017).

$$b < \lambda_o/2$$

- $b < \lambda_o/2$ ; por lo tanto se ha elegido un  $b_{min} = \lambda_o/4$  y luego se ha definido  $b$  tal que:
- $b = b_{min} = \lambda_o/4$

Se han elegido las dimensiones:

- $b = 1.2b_{min}$
- $b = 1.4b_{min}$
- $b = 1.6b_{min}$

Lo que nos da para la frecuencia de  $f_o = 1.5\text{GHz}$  un total de 12 diseños. Estos se han simulado en el software CST Studio para antenas, el cual es un software de simulación de campos electromagnéticos. Se han evaluado las siguientes propiedades: Ganancia, Directividad y Relación de onda estacionaria (ROE) o  $VSWR$ . Obteniendo los siguientes resultados:

#### 4.2.7. Resultados de diseño de antena de apertura cuando se cumple que $b < \lambda_o/2$

Se tienen los resultados de estos 12 diseños que se muestran en la tabla 5.

Tabla 6. Diseños de antena de apertura para cuando se cumple que  $b < \lambda_o/2$

$f_o$	$\lambda_o$	A	b	$f_c$	Dir	Gan	VSWR
1.5	20	13	5	1.15	6.59	6.58	1.93
1.5	20	13	6	1.15	6.96	6.95	1.68
1.5	20	13	7	1.15	7.24	7.23	1.51
1.5	20	13	8	1.15	7.451	7.44	1.39
1.5	20	15	5	1	6.86	6.87	2.05
1.5	20	15	6	1	7.23	7.22	1.79
1.5	20	15	7	1	7.50	7.49	1.61
1.5	20	15	8	1	7.70	7.7	1.48
1.5	20	17	5	0.88	7.11	7.11	2.12
1.5	20	17	6	0.88	7.46	7.05	1.86
1.5	20	17	7	0.88	7.72	7.72	1.68
1.5	20	17	8	0.88	7.93	7.92	1.55

Elaboración propia

Se puede observar que siguiendo esta condición se tienen propiedades que no cumplen las expectativas de diseño en esta tabla; se aprecia que tenemos un VSWR por encima de 1.5 en la mayoría de casos, y una ganancia promedio de 7.6.

Esto en la práctica se refleja en posibles distorsiones de onda y una mala recepción de información.

#### 4.2.8. Diseño de antena de apertura cuando se cumple que $b \geq a/2$

Para realizar un diseño que cumpla con mejores propiedades, se analizó la posibilidad de emitir la misma propagación cambiando los límites geométricos, esto siguiendo la teoría de microondas que indica que el lado axial tiene que ser mayor que el transversal (Balanis, Antenna

Theory, 2005), para que ambos se cumpla la polarización en el modo fundamental  $TE_{10}$ . Por esta razón se ha limitado nuevamente el valor de  $b$  tomando como base que:

$$b_{min} = a/2$$

Por ende, los valores de distancia transversal serían:

- $b = b_{min} = \frac{a}{2}$
- $b = 1.2b_{min}$
- $b = 1.4b_{min}$
- $b = 1.6b_{min}$
- $b = 1.8b_{min}$

Con este criterio hemos desarrollado 15 diseños de antenas para la frecuencia de operación 1.5GHz. También se ha evaluado las propiedades de ganancia, directividad y relación de onda estacionaria.

#### 4.2.8.1. Criterios de elección de la mejor antena

Se ha tomado un criterio de valoración para definir la precisión de la antena diseñada. Este criterio toma en cuenta lo siguiente:

El tamaño de la antena, que tiene que ser lo más compacta posible.

La directividad y ganancia, que deben estar en proporción y ser lo más altas posibles.

La relación de onda estacionaria que debe estar lo más cerca posible a 1.

Según esto se han establecido los siguientes rangos para realizar la ponderación.

- a. Tamaño. La primera ponderación de precisión la da el tamaño de la antena, para esta aplicación en concreto, la antena debe ser compacta y de bajo tamaño, ya que el sistema de sensado en general debe ser lo menos incómodo posible. Por esta razón hemos distinguido tres rangos:
  - Puntuación de 1 punto: Antenas con distancia axial igual a 0.65 veces la longitud de onda.
  - Puntuación de 2 puntos: Antenas con distancia axial igual a 0.75 veces la longitud de onda.
  - Puntuación de 3 puntos: Antenas con distancia axial igual a 0.85 veces la longitud de onda.
- b. Directividad y ganancia. Se ha evaluado también la ganancia y la directividad de la antena. Y hemos tomado ponderación del siguiente modo.
  - Puntuación de 1 punto: Antenas con directividad y ganancia superior a 9dbi y 9db respectivamente.

- Puntuación de 2 puntos: Antenas con directividad y ganancia superior a 8dbi y 8db y menores que 9dbi y 9db respectivamente.
  - Puntuación de 3 puntos: Antenas con directividad y ganancia inferior a 8dbi y 8db respectivamente
- c. Relación de onda estacionaria. También se ponderó los resultados de onda estacionaria teniendo como criterio que este valor debe ser cercano a 1.
- Puntuación de 1 punto: Si las antenas tienen un *VSWR* menor a 1.20.
  - Puntuación de 2 puntos: Si las antenas tienen con *VSWR* menor a 1.35 y mayor a 1.20.
  - Puntuación de 3 puntos: Si las antenas tienen un *VSWR* mayor a 1.35.

#### 4.2.9. Resultados de diseño de antena de apertura cuando se cumple que $b \geq \frac{a}{2}$

Con este criterio hemos obtenido los resultados que se muestran en la tabla 6. En la columna puntaje se puede ver el valor de diseño. La antena con menor puntuación es la más precisa para el diseño del sensor.

Tabla 7. Diseños de antena de apertura para cuando se cumple que  $b < \lambda_0/2$

$f_0$	$\lambda_0$	A	b	$f_c$	Dir.	Gan.	VSWR	Puntaje
1.5	20	13	6.5	1.15	7.11	7.11	1.59	7
1.5	20	13	7.8	1.15	7.41	7.40	1.41	7
1.5	20	13	9.1	1.15	7.65	7.64	1.29	6
1.5	20	13	10.4	1.15	7.87	7.86	1.21	6
1.5	20	13	11.7	1.15	8.1	8.1	1.15	4
1.5	20	15	7.5	1	7.6	7.59	1.54	8
1.5	20	15	9	1	7.87	7.87	1.39	8
1.5	20	15	10.5	1	8.15	8.14	1.29	6
1.5	20	15	12	1	8.44	8.44	1.22	6
1.5	20	15	13.5	1	8.77	8.76	1.16	5
1.5	20	17	8.5	0.88	8.02	8.01	1.49	8
1.5	20	17	10.2	0.88	8.34	8.34	1.36	8

1.5	20	17	11.9	0.88	8.69	8.69	1.27	7
1.5	20	17	13.6	0.88	9.063	9.06	1.20	6
1.5	20	17	15.3	0.88	9.43	9.43	1.16	5

Elaboración propia

En la tabla se aprecian los valores de tamaño, ganancia, directividad y ROE asociados con las antenas diseñadas. Cabe resaltar que a mayor tamaño, la ganancia y directividad aumentan, en la relación de 17x15.3 resulta interesante observar que se tiene una ganancia y directividad de 9.43dbi y de 9.43db respectivamente. También se observa que la relación de onda estacionaria va disminuyendo de acuerdo a la relación que se tiene respecto a las dimensiones axial y transversal. La mayor precisión se obtiene con ponderación 4, con una apertura de 13x11.7cm y con un ROE de 1.15. Esta antena a la frecuencia de operación de 1.5GHz da un rendimiento efectivo en la propagación de ondas electromagnéticas, por lo que es la ideal para realizar el sensado.

#### 4.2.10. Diseño en frecuencia de operación de 2GHz

También se han realizado diseños para antenas de apertura con frecuencia de operación de 2GHz. Los valores de b se han mantenido según las proporciones establecidas en el apartado anterior pero el valor de longitud axial ha variado puesto que a  $0.65\lambda_0$  la frecuencia de corte es cercana a 1.5GHz, lo que no permitirá un rendimiento correcto de la antena. Por lo tanto se ha evaluado el valor de a respectivamente a:

- $a = 0.75\lambda_0$
- $a = 0.85\lambda_0$
- $a = 0.95\lambda_0$

Con estas consideraciones geométricas se ha realizado la misma puntuación para evaluar la precisión de las antenas diseñadas. Se han realizado en total 15 diseños de antenas que se evaluaron en la frecuencia de operación de 2GHz. La polarización del campo eléctrico a 2GHz se muestra en la tabla 8. Se ha polarizado un campo eléctrico transversal al campo de propagación en una frecuencia de 2.15GHz cercana a la frecuencia de operación 2GHz. En la tabla 9 se muestran los resultados.

Tabla 8. Polarización dada para antena de apertura

Tipo	Campo eléctrico
Frecuencia	2.15GHz
Modo	TE
Impedancia	473.103 Ohm
Máximo	48.0646 db (V/m)

Elaboración propia

Tabla 9. Resultados de diseño de antena a frecuencia de 2GHz

$f_o$	$\lambda_o$	<b>a</b>	<b>b</b>	$f_c$	<b>Dir</b>	<b>gan</b>	<b>VSWR</b>	<b>Ponderación</b>
2	15	14.25	7.13	1.05	8.47	8.46	1.42	7
2	15	14.25	8.56	1.05	8.97	8.96	1.30	7
2	15	14.25	9.98	1.05	9.44	9.43	1.23	5
2	15	14.25	11.4	1.05	9.88	9.88	1.17	5
2	15	14.25	12.83	1.05	10.32	10.31	1.14	4
2	15	11.25	5.63	1.33	7.50	7.49	1.52	7
2	15	11.25	6.76	1.33	7.92	7.91	1.39	6
2	15	11.25	7.88	1.33	8.28	8.27	1.29	6
2	15	11.25	9	1.33	8.61	8.60	1.23	6
2	15	11.25	10.13	1.33	8.94	8.94	1.18	5
2	15	12.75	6.38	1.18	7.99	7.99	1.48	6
2	15	12.75	7.66	1.18	8.41	8.42	1.35	6
2	15	12.75	8.93	1.18	8.82	8.82	1.27	6
2	15	12.75	10.21	1.18	9.22	9.22	1.21	6
2	15	12.75	11.48	1.18	9.62	9.61	1.17	5

Elaboración propia

#### 4.2.11. Conclusiones de diseño de antenas de apertura

Luego de realizar la ponderación efectiva de los 30 diseños de la antena. Los resultados son los siguientes:

A una frecuencia de 1.5 GHz la ponderación de mayor precisión, con un valor de 4 es para una antena con una apertura de  $11 \times 13.7$ . Para la frecuencia de operación de 2GHz es una antena de  $14.25 \times 12.83$ . Como ambas antenas tienen la misma ponderación, se elige la que cumple con menores dimensiones, ya que se necesitará menor material para su fabricación. Al simular la antena elegida se obtienen sus características:

##### 4.2.11.1. Patrón de radiación de antena de apertura

Se muestran los patrones tridimensionales y polares de la antena. En una frecuencia de operación de 1.5GHz muestra una ganancia de 8.1dB, ver figura 36 (en la tabla 10 se muestran más propiedades en detalle) y para una frecuencia de 2GHz muestra una ganancia de 9.72dB, ver figura 37 (en la tabla 11 se muestran sus propiedades a 2GHz en detalle). Lo que significa que tendrá un mejor rendimiento a la frecuencia de 2GHz, mejorando así la recepción de señal entre antenas.

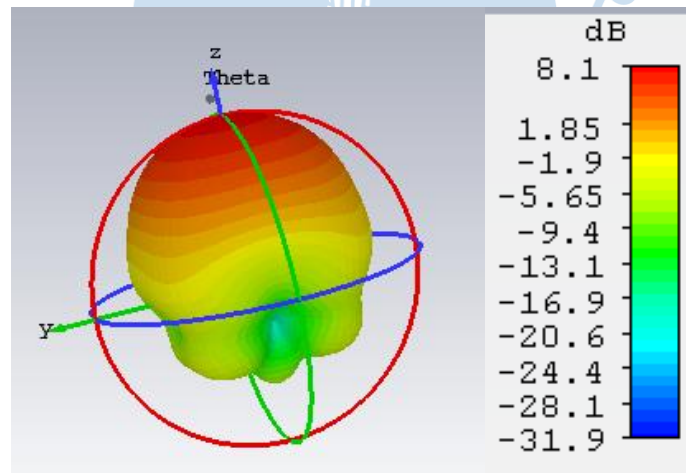


Figura 36 Patrón de radiación de antena de apertura elegida en frecuencia de operación igual a 1.5GHz

Elaboración propia

Tabla 10 Propiedades definidas para antena de apertura de mejor rendimiento en frecuencia de 1.5GHz.

Tipo	Campo lejano
Frecuencia	1.5GHz
Eficiencia de radiación	-0.007116dB
Eficiencia total	-0.02880dB
Ganancia	8.102dB

Elaboración propia.

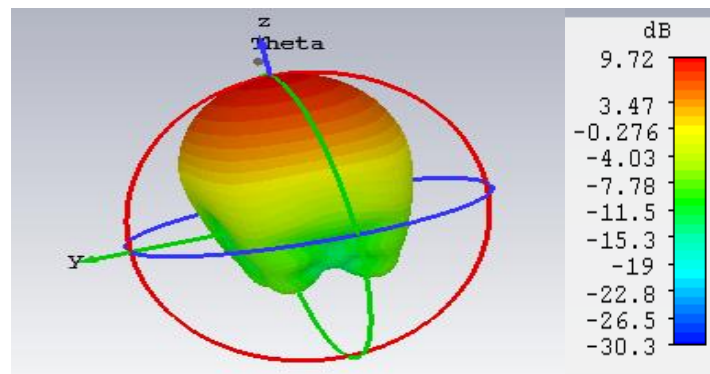


Figura 37. Patrón de radiación de antena de apertura elegida en frecuencia de operación igual a 2GHz

Elaboración propia

Tabla 11. Propiedades definidas para antena de apertura de mejor rendimiento en frecuencia de GHz.

Tipo	Campo lejano
Frecuencia	2GHz
Eficiencia de radiación	-0.01000dB
Eficiencia total	-0.03432dB
Ganancia	9.724dB

Elaboración propia.

En el caso de los patrones de radiación polares, se muestra que su ancho angular será de  $70.7^\circ$  y que cuenta con pocos lóbulos menores, que irradian muy baja potencia desde los  $90^\circ$  a los  $180^\circ$ . Lo que significa una correcta directividad para la antena y pocas pérdidas laterales, esto influenciará en una mejor actividad de las antenas al momento de su funcionamiento.

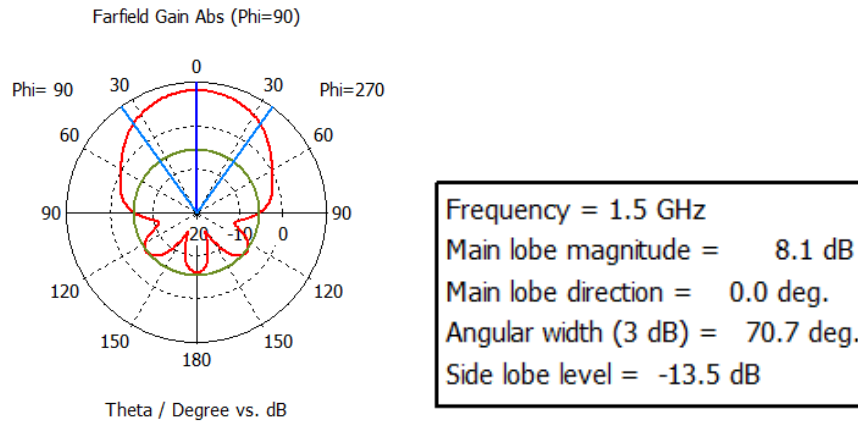


Figura 38 Patrón de radiación polar para frecuencia de operación de 1.5GHz.  
Elaboración propia

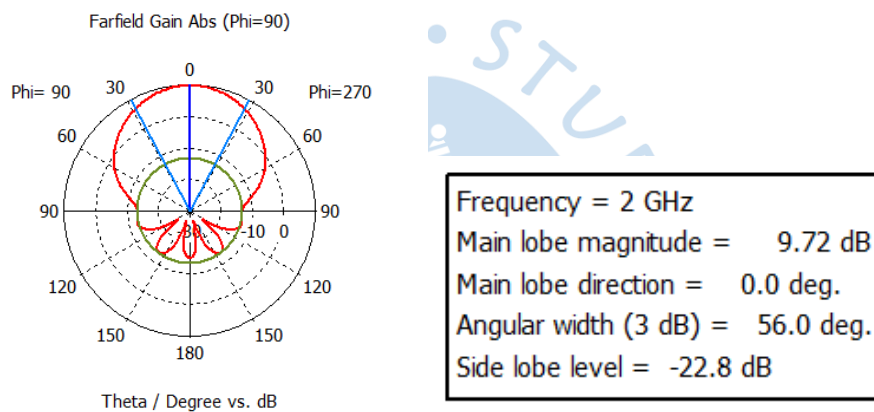


Figura 39 Patrón de radiación polar para frecuencia de operación de 2GHz.  
Elaboración propia

#### 4.2.11.2. Propiedades de propagación y pérdidas

Los valores de relación de potencia estacionaria se muestran en la figura 40 y 41 respectivamente.

En el caso del ROE, que en la gráfica aparece en siglas inglesas *VSWR* se puede apreciar que luego de la frecuencia de corte a 1.15GHz se tiene un ROE bastante estable de 1.5 a 2GHz que se mantiene cercano a 1.

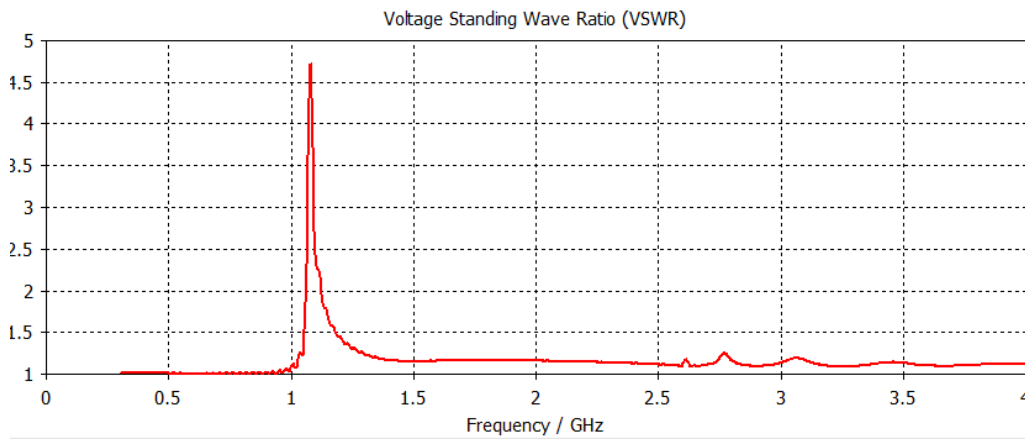


Figura 40. Relación de onda estacionaria para la antena de mejor rendimiento.  
Elaboración propia.

Si analizamos el retorno de potencia, en la frecuencia de corte llega cercano a 0, por lo que a esa frecuencia será imposible transmitir energía. Sin embargo a frecuencias mayores el retorno es bajo se mantiene entre -20dB y -30 dB entre los rangos de 1.5 a 2, lo que significa es que casi el 100% de energía será radiado por la antena de apertura.

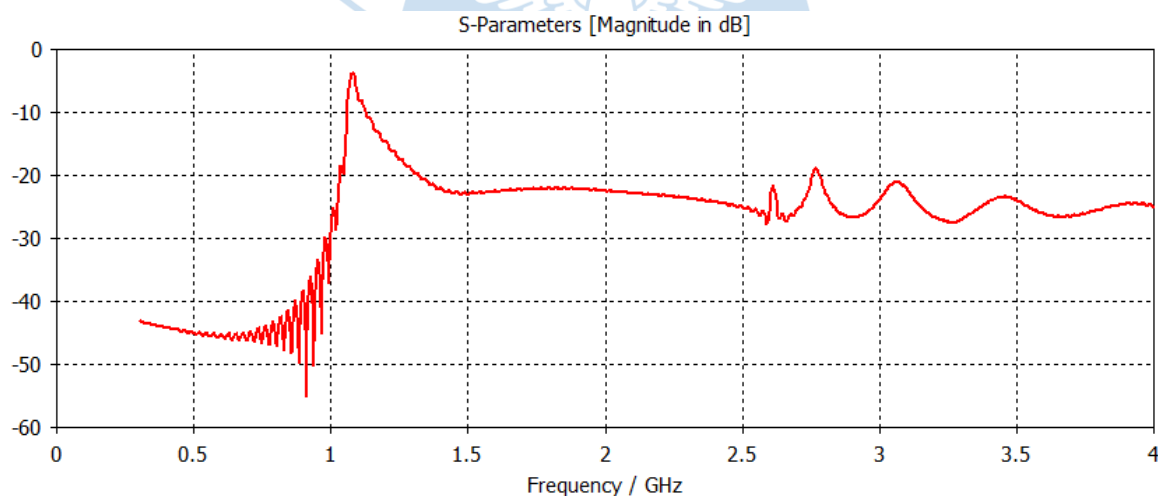


Figura 41. Valores de retorno de potencia.  
Elaboración propia

### 4.3. Diseño y simulación de antena parche rectangular

La antena parche o microstrip es una antena que se puede fabricar imprimiendo en un substrato. En este apartado se presenta el análisis, diseño y simulación de antenas parche. Este modelo de antena es más económico y de mayor facilidad de fabricación. Entre sus desventajas está la poca controlabilidad para elegir un patrón de radiación específico, debido a su geometría y su limitada banda ancha (2-5%). Existen antenas parche rectangulares y circulares, pero se han escogido las rectangulares para este diseño debido a su geometría menos compleja. (Balanis, Antenna Theory, 2005). Ver figura 42.

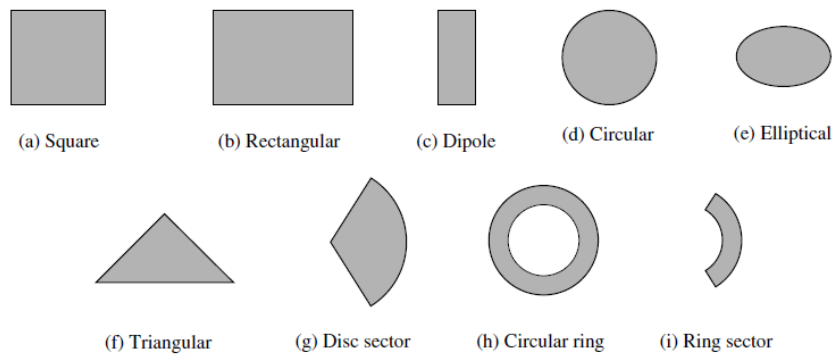


Figura 42. Tipos de secciones para antenas parche.  
Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

#### 4.3.1. Tipos de alimentación para una antena parche

La forma de alimentación de una antena parche puede ser por medio de un cable coaxial, ver figura 43 o por medio de una línea de transmisión microstrip, ver figura 44.

La geometría de la antena parche consiste en una placa de cobre (el parche) sobre un sustrato. La forma del parche dependerá del tipo de alimentación que se le de a la antena, para una alimentación coaxial, solo se necesita una placa rectangular, porque el cable coaxial irá conectado en la parte posterior de la antena, en cambio para una alimentación por medio de microstrip line, si es necesario realizar una geometría más compleja como se observa en la figura 43 y figura 44.

Tabla 12. Datos geométricos para una antena parche o microstrip

L	Longitud axial del parche
W	Longitud transversal del parche
h	Altura del sustrato
t	Espesor del parche
$\epsilon_r$	Constante dieléctrica del sustrato

Fuente. (Carr, 2002)

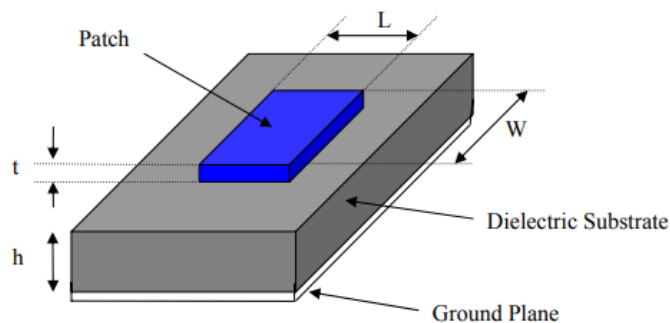


Figura 43. Antena parche con alimentación por cable coaxial. Geometría rectangular.  
Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

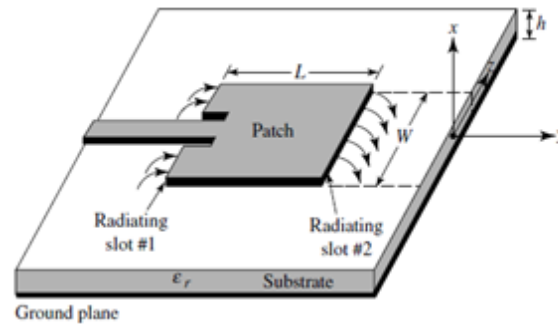


Figura 44. Antena parche con alimentación por línea microstrip. Geometría rectangular.  
Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

### 4.3.2. Diseño de la antena microstrip

El diseño de una antena microstrip depende de un efecto que se produce en el borde del parche y en la línea de transmisión en la antena llamado enfranjamiento. Este efecto hace aparecer un campo eléctrico no solo en el sustrato, sino también en el aire, haciendo que desde el punto de vista eléctrico, estas dimensiones parezcan más grandes de lo que físicamente son (Balanis, Antenna Theory, 2005). Esto genera dos parámetros que son, la constante dieléctrica efectiva y la longitud del sustrato efectiva, que servirán para el diseño y la simulación. Ver figura 45 y figura 46.



Figura 45. Enfranjamiento en una antena parche o microstrip.  
Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

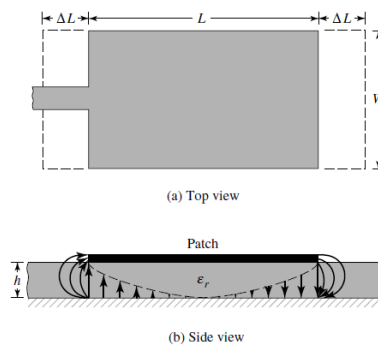


Figura 46. Visualización de la longitud efectiva del sustrato.  
Fuente. (Balanis, Antenna Theory, 2005)

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (163)$$

Donde  $\epsilon_{ref}$  es la constante dieléctrica efectiva y toma un área eléctrica en donde los efectos del enfranjamiento ya no son considerados.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.421 \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (164)$$

Donde  $\Delta L$  es la variación de distancia eléctrica para que se tome en consideración los efectos del enfranjamiento, por lo tanto:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (165)$$

Donde  $L_{eff}$  es la longitud efectiva, que es la longitud del sustrato tomando una longitud eléctrica en donde los efectos del enfranjamiento ya no son considerados.

El procedimiento de diseño se identifica como sigue:

- 1) Se elige una frecuencia de resonancia  $f_r$ .
- 2) Se debe conocer la altura del sustrato  $h$  y su constante dieléctrica  $\epsilon_r$ .
- 3) Se halla el ancho del parche según (Balanis, Antenna Theory, 2005) con la ecuación:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (166)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz.

- 4) Determinar  $\epsilon_{ref}$
- 5) Determinar  $\Delta L$
- 6) Determinar  $L$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (167)$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz

- 7) Cálculo de dimensiones del plano de tierra. Para esto se utilizan las ecuaciones de Punit.S Nakar (Nakar, 2004) que pueden ser utilizadas para tener un buen rendimiento, se basan en la teoría de Girsh Kumar (Girsh, 2017) para diseño de antenas microstrip.

$$L_g = 6h + L \quad (168)$$

$$W_g = 6h + W \quad (169)$$

### 4.3.3. Metodología de selección de antena microstrip

Siguiendo el procedimiento de diseño, se ha considerado la frecuencia de diseño de 1.5GHz. En este caso no se ha podido diseñar para 2GHz ya que como se ha visto en la teoría y se demostrará en las simulaciones, el ancho de banda es pequeño y afectará diseñar la antena en un valor límite.

Las propiedades del sustrato y cobre se pueden ver en la tabla 13.

Tabla 13. Especificaciones de diseño de antena parche

	Cobre (Conductor y tierra)	FR4 (Sustrato)
Espesor	0.03mm	1.6mm
Constante Dieléctrica	1	4.45
Conductividad	$5.6 \times 10^7 (S/m)$	0

Elaboración propia

Para 1.5Ghz se han tenido las siguientes dimensiones.

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (170)$$

Calculando, se obtiene:

$$W = \frac{(3)}{(30)} \sqrt{\frac{2}{4.45+1}} \quad (171)$$

$$W = 0.0606m \approx 61mm \quad (172)$$

Calculando  $\epsilon_{ref}$ :

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (173)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{4.45+1}{2} + \frac{4.45-1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{1.6}{61} \right]^{-1/2} \quad (174)$$

$$\epsilon_{ref} = 4.23 \quad (175)$$

Luego, se calcula la variación de longitud efectiva:

$$\Delta L = h * 0.421 \frac{(\epsilon_{ref}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{ref}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad (176)$$

$$\Delta L = (1.6 * 10^{-3}) * 0.421 \frac{(4.23+0.3)\left(\frac{61}{1.6}+0.264\right)}{(4.23-0.258)\left(\frac{61}{1.6}+0.8\right)} \quad (177)$$

$$\Delta L = 0.77mm \quad (178)$$

Calculamos L:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (179)$$

$$L = 47mm \quad (180)$$

Se calcula las longitudes del plano de tierra.

$$L_g = 6h + L$$

$$L_g = 6(1.6) + 47$$

$$L_g = 56.6$$

$$W_g = 6(1.6) + 61$$

$$W_g = 70.6$$

En la tabla 14 se muestran estas dimensiones para la frecuencia de operación de 1.5GHz.

Tabla 14. Dimensiones geométricas para la frecuencia de operación definida a 1.5GHz

Dimensión	Valor
Ancho del parche	61mm
Altura del parche	47mm
Ancho del substrato	70.6mm
Alto del substrato	56.6mm

Elaboración propia

La teoría mantiene que se debe realizar una adaptación de impedancias, para lo que se cambia la posición de alimentación del cable coaxial. (Rahim, 2007)

Para esta tesis se ha mantenido la posición en el eje x a la mitad del sustrato y se ha variado en el eje horizontal, para encontrar la mejor posición específica del coaxial. Se ha colocado el eje de posición inicial justo a la mitad del parche, marcando la posición (0,0), como se ve en la figura 47, luego se ha ido variando según la posición de y. Para esto se han probado 43 posiciones con los que se ha obtenido el siguiente resultado mostrado en la tabla 15. Se aprecia que al ser simétrica la antena tendrá las mismas propiedades en ambos lados del eje de coordenadas.

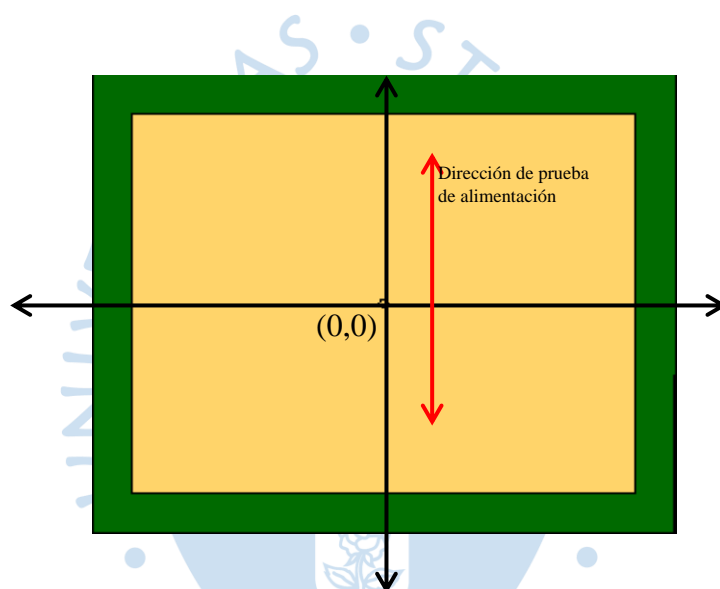


Figura 47. Antena microstrip. Representación geométrica para hallar el punto de mejor rendimiento  
Elaboración propia

Como se aprecia, según las propiedades de la antena, el mejor rendimiento se obtiene a una altura del 30% de la altura total del parche, es decir a  $(0, \pm 14.72)$  mm desde el origen de coordenadas.

Las propiedades evaluadas son directividad, ganancia, VSWR y retorno de potencia. Según los criterios teóricos, la antena de mejor rendimiento será la antena con el menor retorno de potencia, un valor de VSWR cercano a 1 y un valor de ganancia y directividad alto. En el caso de la antena parche, se ha notado al momento de realizar las simulaciones que la mejor posición no se obtiene exactamente en el medio, ni en los bordes. Esto debido a la estructura geométrica y a la forma de propagación de corriente en el parche.

Tabla 15. Resultados de simulación de antena microstrip. Propiedades en distintos puntos de alimentación

Axisa en y	Directividad	Ganancia	VSWR	Retorno de potencia
23.5	5.18	-1.42	1.46	-15.41
22.64	5.174	-1.406	1.41	-15.44
21.508	5.166	-1.38	1.39	-15.76
20.376	5.161	-1.377	1.37	-16.39
19.244	5.156	-1.366	1.31	-17.47
18.112	5.15	-1.3488	1.25	-19.24
16.98	5.146	-1.341	1.16	-22.27
15.848	5.141	-1.33	1.07	-28.5
14.716	5.136	-1.316	1.02	-40.32
13.584	5.131	-1.301	1.13	-23.7
12.452	5.125	-1.29	1.3	-17.75
11.32	5.12	-1.28	1.17	-13.86
10.188	5.11	-1.29	1.16	-10.91
9.056	5.09	-1.31	2.21	-8.48
7.924	5.09	-1.352	2.81	-6.44
6.792	5.07	-1.425	3.77	-4.72
5.66	5.043	-1.54	5.37	-3.275
4.528	4.99	-1.72	8.27	-2.11
3.396	4.883	-2.079	14.44	-1.21
2.264	4.59	-2.92	31.44	-0.55
1.132	3.44	-5.541	106.36	-0.16
0	2.625	-8.79	522	-0.033

Elaboración propia

En la figura 48 se aprecia el retorno de potencia para distintos puntos de las coordenadas. Se ve que el ancho de banda, disminuye al aumentar el retorno de potencia, lo que permite una polarización cruzada al momento de la propagación, es decir que se tendrán ciertas pérdidas de potencia al momento de la propagación.

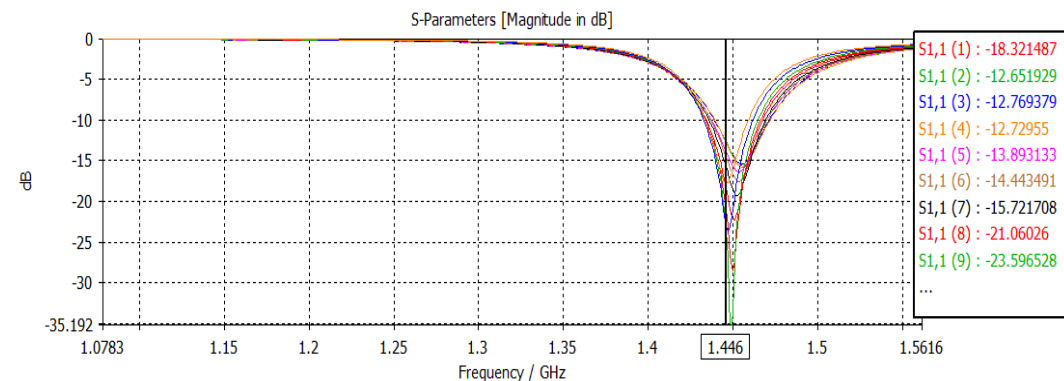


Figura 48. Retorno de potencia para distintos puntos de la antena microstrip. Elaboración propia

En la figura 49 se ha ubicado el punto de coordenadas donde la alimentación coaxial será la de mejor rendimiento para la antena. Es en este punto donde la antena contiene mejores propiedades de propagación.

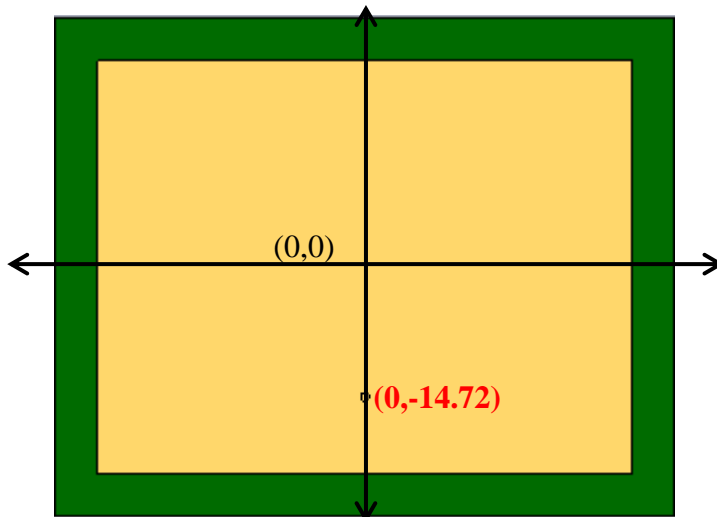


Figura 49. Coordenadas de alimentación coaxial para antena parche de mayor eficiencia.  
Elaboración propia

Las propiedades en este punto de coordenadas quedan definidas como:

Axísa en y	Directividad	Ganancia	VSWR	Retorno de potencia
14.716	5.136	-1.316	1.02	-40.32

Como podemos observar, la ganancia y la directividad toman valores diferentes, dando un rendimiento bajo. Esto quiere decir que la antena sufrirá de polarización cruzada y al momento de su aplicación se tendrá pérdidas.

Las dimensiones y valores de operación se encuentran en la tabla 16. Podemos observar que la antena tiene dimensiones pequeñas, que no superan los 7 cm, su ancho de banda es un rango muy corto de emisión.

Tabla 16. Valores dimensionales de la antena parche con alimentación coaxial de mejor rendimiento.

Dimensión	Valor
Ancho del parche	61mm
Altura del parche	47mm
Ancho del substrato	70.6mm
Alto del substrato	56.6mm
Ancho de banda	[1.433,1.46]GHz
$f_r$ Máxima	1.449GHz

Elaboración propia.

#### 4.3.4. Resultados de simulación de antena microstrip

Luego de elegir la antena de mejor rendimiento siguiendo los criterios Para la simulación se ha utilizado el software CST Studio, con el que se han obtenido los siguientes resultados:

##### 4.3.4.1. Patrón de radiación

Se ha obtenido el patrón de radiación que se observa en la figura 50. Como se ve en la tabla 17 la eficiencia de radiación es de  $-6.452db$ , es decir que es baja. Esto puede llevar a problemas de polarización cruzada.

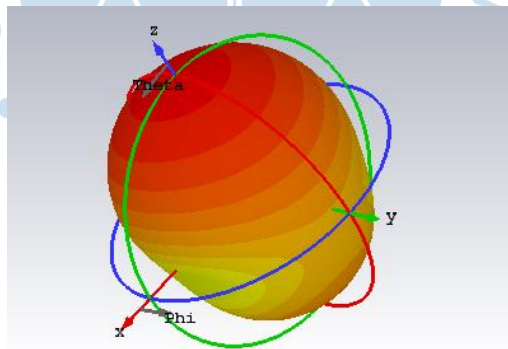


Figura 50. Patrón de radiación de antena microstrip  
Elaboración propia

Tabla 17. . Propiedades de antena microstrip para frecuencia de operación de 1.5GHz .

Tipo	Campo lejano
Frecuencia	1.5GHz
Eficiencia de radiación	-6.452dB
Eficiencia total	-10.55dB
Ganancia	-1.3116dB
Directividad	5.136dBi

Elaboración propia

En la figura 51 se muestra el patrón de radiación de modo polar. Como se aprecia es una antena bastante directiva, teniendo un lóbulo inferior muy pequeño y siendo su ángulo de radiación de 60°.

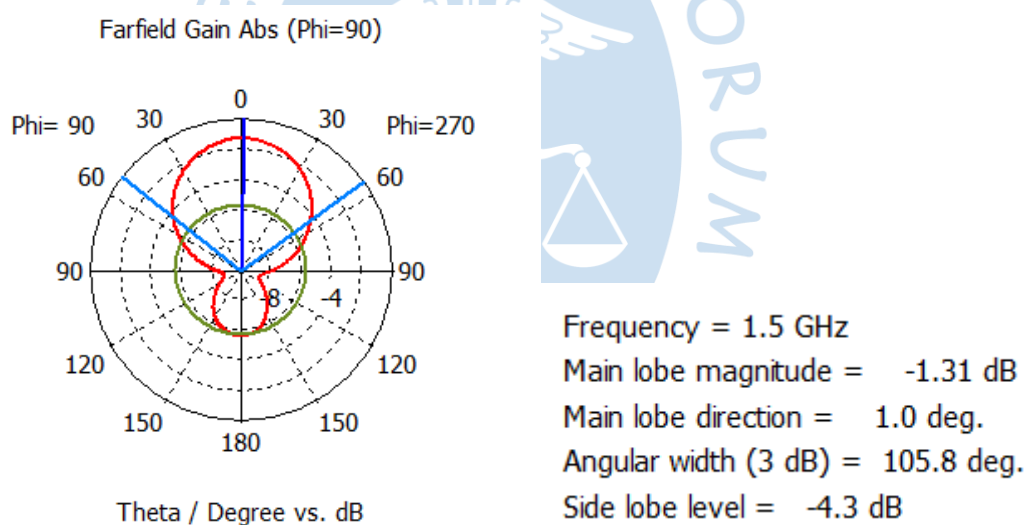


Figura 51 Patrón de radiación polar de antena microstrip seleccionada.  
Elaboración propia

En la figura 52 se puede observar el retorno de potencia, lo ideal teóricamente es que sea menor a -10db. Podemos ver que es de -40db por lo que satisface este criterio satisfactoriamente. También se puede ver en la figura 53 los límites del ancho de banda que va desde 1.43 hasta 1.46, es decir un ancho de banda bastante reducido. Esto puede permitir interferencias si el equipo de emisión no es adecuado.

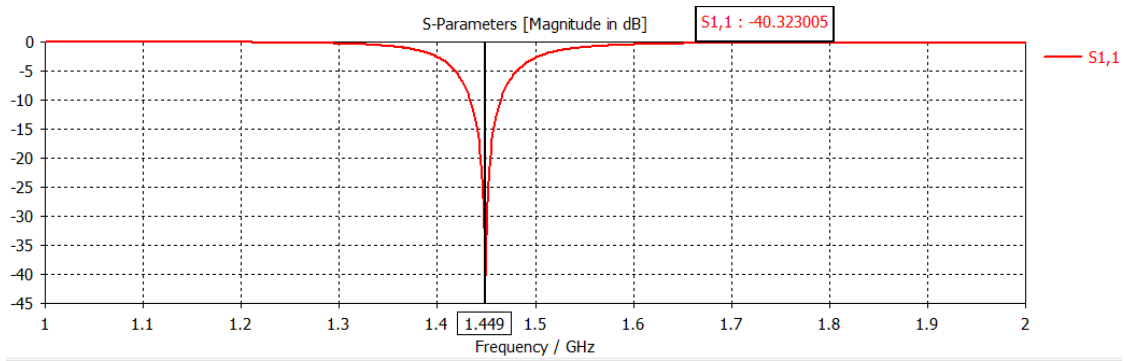


Figura 52. Retorno de potencia para antena microstrip  
Elaboración propia

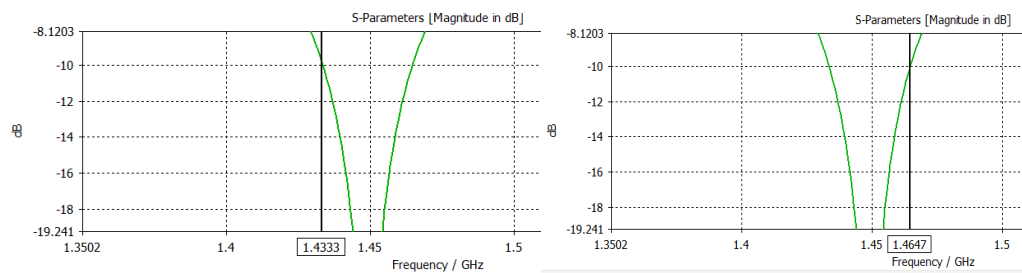


Figura 53. Límites de ancho de banda de antena microstrip.  
Elaboración propia

En la figura 54 se puede observar la relación de onda estacionaria. Según los criterios teóricos esta relación debe mantener un valor cercano a 1. Como se observa el valor es de 1.01, por lo que cumple con estos criterios

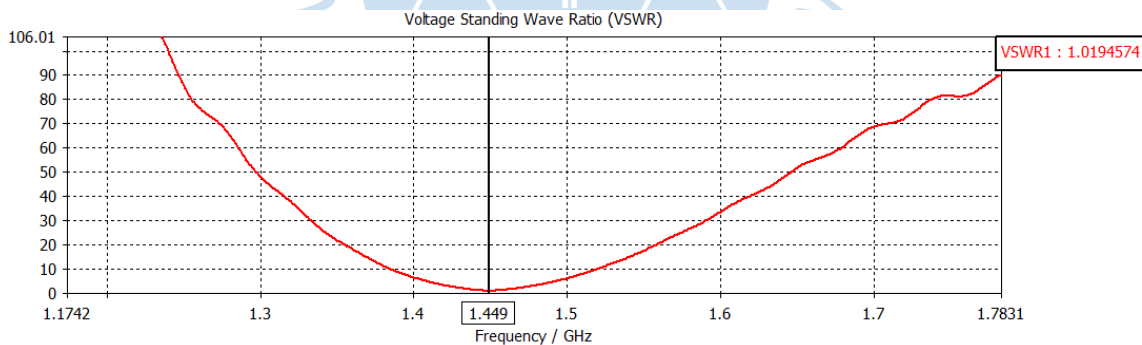


Figura 54. Relación de onda estacionaria para antena microstrip  
Elaboración propia

#### 4.4. Análisis general de resultados

Se han diseñado dos clases de antenas, antena de apertura y antena parche o microstrip. Luego de simular y analizar los resultados se han podido resumir ciertas conclusiones que se dan en este apartado. Cabe resaltar que el procedimiento de análisis para definir el rendimiento de una antena depende de la aplicación y las características del entorno, estas se deben definir antes de realizar cualquier diseño. Para este caso de diseño de antenas aplicado a un sensor de

humedad de tiempo real, y basándose en los estándares teóricos límites para establecer un buen performance en la transmisión y radiación de campos vectoriales, se han aplicado ciertos criterios de decisión y de validación que pueden variar según sea el caso del lector.

Las propiedades de las antenas de mejor rendimiento se muestran en la tabla 18. La metodología para seleccionar y elegir las antenas de mejor rendimiento se ha visto en los apartados anteriores. En este caso se brinda la información técnica de las antenas que mejor se adapta para esta aplicación.

Tabla 18. Propiedades de antenas con mejor rendimiento para cada tipo de diseño (Apertura y parche)

	Antena apertura	Antena Parche
Dimensión	130X110.7mm	61x47mm
Ganancia	8.1dB	1.316dB
Directividad	8.1dBI	5.136
VSWR	1.15	1.02
Retorno de potencia	-23dB	-40.32dB
Ancho de banda	<1.15,3GHz]	[1.433,1.467]GHz

Elaboración propia

Se aprecia que la antena más compacta dimensionalmente es la antena parche o microstrip ya que sus dimensiones no sobrepasan los 7 cm longitudinalmente.

Analizando la ganancia y directividad, teóricamente deben tener un valor numérico parecido para concluir que la eficiencia de radiación es alta, por lo que en este caso, la mejor condición se observa en la antena de apertura.

La antena microstrip no cuenta con esta propiedad, teniendo una eficiencia baja, que teóricamente da como consecuencia una temperatura de pérdida alta y una polarización cruzada que se transmite en ruidos y pérdidas de energía. Esto significa que al momento de emitir radiación, si se encuentra en el espacio libre, la antena receptora captará una información muy breve en ciertos casos, que se leerá como interferencia.

Al analizar la relación de onda estacionaria VSWR, podemos verificar que ambas antenas cumplen con un valor relativamente de cercano a 1, pero la antena microstrip es la que más se acerca a este valor. Quiere decir que en el lóbulo principal del patrón de radiación y con una buena adaptación de impedancia, la mejor transmisión se hará con la antena parche aunque ambas tienen un resultado bastante adecuado según los criterios de diseño.

Otra propiedad importante es el retorno de potencia, como se observa tanto para la antena de apertura y antena parche este valor es menor a  $-10\text{db}$ , quiere decir que no hay pérdidas en la adaptación de la antena, por lo que la potencia emitida por el cable coaxial llegará completamente a la antena receptora, los equipos de transmisión y de análisis no sufrirán daños. La antena microstrip satisface esta condición de mejor manera que la antena de apertura.

Teniendo en cuenta el ancho de banda, podemos observar que la antena de apertura trabaja en un rango de frecuencias mayor que la antena microstrip y que este rango de frecuencias permite tener un mejor horizonte de control de cualquier tipo de sensor que se utilice.

Tomando en cuenta este análisis se puede concluir que la antena de mejor rendimiento y de mejor precisión para utilizarse en un sensor de humedad en tiempo real es la antena de apertura. Debido que cumple con todos los requisitos teóricos correspondientes.

Al simular esta antena, presenta una buena radiación en el espacio libre, por lo que la energía emitida llega casi completa al material en estudio y a la antena receptora, además no se generarán ondas estacionarias en el momento de la emisión.

Si se usase la antena microstrip con este tipo de alimentación, sería perjudicial el hecho de que su eficiencia de radiación sea tan baja, ya que esto significa que no se logra emitir totalmente la energía en el vacío, lo que se ve traducido en pérdidas de potencia, errores de medición, además que el ancho de banda permite una mejor operación del sistema utilizando una antena de apertura que una antena microstrip, con un ancho de banda bastante limitado.

## **Conclusiones y recomendaciones**

Luego de estudiar el proceso de humedad del concreto, analizar posibles sistemas de medición de humedad en línea, elegir un sistema sensor aparente y de diseñar, simular y analizar los resultados globales de varias antenas y compararlas para utilizar en este sensor, se puede concluir de la presente tesis lo siguiente:

Que en el futuro de la industria de la construcción, se debe involucrar principalmente tecnologías de innovación que permitan facilitar y generar una industria más dinámica, tanto en la producción como en el consumo. Actualmente esto ya se ve en el proceso de incluir nuevas formas de concreto en la venta y compra como el concreto premezclado y prefabricado y en la iniciativa de desarrollar procesos de manufactura avanzados que permitan un control de propiedades. El futuro de la construcción inteligente está en un mejor control de la calidad de los productos de concreto, en una durabilidad mayor de las construcciones y en una arquitectura de mayor nivel en el país.

Que la espectroscopía dieléctrica tiene un campo de aplicación muy amplio en sistemas de sensado y análisis de materiales, se puede investigar varias aplicaciones y procesos de utilidad en distintas áreas de la industria. Esta tesis es un ejemplo de un sistema de sensado de humedad en línea. Entre las ventajas de esta técnica a diferencia de otras destacan que sea un sistema no invasivo, que se permita la medición en línea con el proceso, que sea un sistema no destructivo y que no sea dañino al operador. Se recomienda al lector investigar más a profundidad distintas aplicaciones de uso.

Que la antena de apertura cumple con características suficientes como para ser ideal para el sistema de sensado de humedad y que esto se ha comprobado luego de un estudio teórico minucioso respecto a los criterios de diseño que se deben tener para las antenas, además de una revisión de resultados de varias simulaciones.

Que respecto a la antena parche o microstrip se pueden desarrollar futuros trabajo probando con distintas geometrías de antena y distintos tipos de alimentación ya que con este tipo de antena se puede llegar a valores de onda estacionaria y de retorno de potencia casi ideales, el problema está en encontrar y en diseñar modos de antena parche con mayor ganancia para evitar la polarización cruzada y disminuir la temperatura de pérdidas, esto mejorará la performance de la antena y se podrá aplicar en el sensor.

Que en futuros trabajos se puede analizar la etapa de recepción, transmisión y análisis de datos del sistema de microondas, esto con el objetivo de diseñar por completo un sistema de sensado de bajo costo que sea accesible a la industria de la construcción para implementar sistemas de control que trabajen en línea y que permitan de manera eficiente un mejor desarrollo y involucramiento en la elección de las propiedades finales del concreto, lo que mejoraría notablemente esta industria y su desarrollo en el sector nacional.



## Referencias Bibliográficas

- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory*. New Jersey: Wiley Interscience.
- Balanis, C. A. (2012). *Advanced Engineering Electromagnetics*. Arizona: Jhon Wiley & Sons, Inc.
- Carr, J. J. (2002). *Practical antenna handbook*. McGraw-Hill.
- Cataldo, A., De Benedetto, E., & Cannazza, G. (2015). Monitoring and moisture control of cement based samples through embedded wire like sensing elements. *IEEE Sensors Journal*, 1208-1215.
- Chang Loo, J. C., Q, Q. H., Watson Aurich, E., Zacarías Cámac, A., & Cangahuela Acosta, S. (2017). TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE MAGÍSTER EN FINANZAS . *Análisis financiero comparativo de la industria cementera en Colombia y Perú: el caso de Argos y Unacem*. Lima, Perú.
- Girsh, K. (17 de Enero de 2017). Antennas NPTEL Classes Week1-Lecture 2. Bombay, Bombay, India. Obtenido de <https://www.youtube.com/watch?v=OtYLzYckVFo&list=PLzJaFd3A7DZsL9dZDCeA3ijHZwwBb6R8y&index=5>
- H. Hayt, W., & A. Buck, J. (2001). *Engineering Electromagnetics*. McGraw-Hill.
- J.Carr, J. (2001). *Practical Antenna Handbook*. McGraw-Hill.
- Joo-Ho, L., & Hiroshi, H. (2002). Intelligent Space - concept and contents. *Advanced Robotics*, 16(3), 265-280. doi:10.1163/156855302760121936
- K. Cheng, D. (1998). *Fundamentals of engineering electromagnetics*. Pearson Education.
- Kah Hou, T., Kot, P., Muradov, M., Shaw, A., Hashim, K., Gkantou, M., & Al-Shamma'a, A. (2019). Embedded Smart Antenna for nondestructive testing and evaluation (NDT&E) of moisture content and deterioration in concrete. *Sensors. MDPI*.
- Kandala, C., Butts, V., & Nelson, S. (2007). Capacitance sensor for nondestructive measurement of moisture content in nuts and grain. *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, 1809-1813.

- Kraszewski, A. (1980). "Microwave Aquametry". *10th European Microwave*.
- Laza, J. (Septiembre de 2014). Tecnología de concreto. Obtenido de <https://es.slideshare.net/johnlaza/tecnologa-del-concreto-39436161>
- Nakar, P. S. (2004). *Design of a Compact Microstrip Patch Antenna for use in Wireless/Cellular Devices*. Florida.
- Orozco, M., Avila, Y., Restrepo, S., & Parody, A. (2018). "Factors influencing concrete quality: a survey to the principal". *Revista Ingeniería de Construcción*, 161-172.
- Orozco, M., Avila, Y., Restrepo, S., & Parody, A. (2018). Factores influyentes en la calidad del concreto: una encuesta a los actores relevantes de la industria del hormigón. *Revista Ingeniería de Construcción*, 161-172.
- Orozco, M., Avila, Y., Restrepo, S., & Parody, A. (2018). Factors influencing concrete quality: a survey to the principal actors of the concrete industry. *Revista Ingeniería de la construcción*, 161-172.
- Pacasmayo, C. (Abril de 2018). Pacasmayo Profesional | Concreto Premezclado. Lima, Perú. Recuperado el 2019, de <https://www.youtube.com/watch?v=gaUNQieyMCg>
- Rahim, M. K. (2007). *Advanced Antenna Technology Design*. Malaysia: UNIVISION PRESS SDN. BHD.
- Reglamento Nacional de Edificaciones. (2009). *NORMA E.060 CONCRETO ARMADO*. Lima: DIGIGRAF CORP. SA.
- Riano, D., P., V., E, C., Zarco Tejada, P., & Ustin, S. (2005). Estimation of fuel moisture content by inversion of radiative transfer models to simulate equivalent water thickness and dry matter content: analysis at leaf and canopy level. *IEEE transactions on Geoscience and remote sensing*, 819-826.
- Rivera L, G. A. (2000). Proporciones en Volumen suelto. En G. A. Rivera L, *Concreto Simple* (págs. 219-229). Bogotá.
- Rodriguez Arimendiz, R. (2017). *Estudio de la espectroscopía dieléctrica para la medición del contenido de humedad en productos alimenticios. Desarrollo tecnológico aplicado al sector pesquero y agroindustrial*. Piura: Pirhua.
- Shah, M., Hasted, J., & Moor, L. (1965). Microwave absorption by water in building materials. Aerated concrete. *British Journal Appl. Phys.*, 1747-1754.
- Soto, J., Paiva, E., Ipanaqué, W., Reyes, J., D., E., & Mendoza, D. (2017). Cocoa bean quality assessment by using hyperspectral index for determining the state of fermentation with a non destructive analysis. *CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*.
- Stewart, M., Siew, W., L, C., & Ferguson, C. (2004). Sensor System for Monitoring Soil Moisture Content in Cable Trenches of High-Voltage-Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 451-455.
- Sueldo, D. (2018). Proporciones de materiales y resistencias comunes en construcción civil. Obtenido de <https://es.scribd.com/doc/55478237/Tablas-Para-Construccion>

- Teng, K. H., Kot, P., Muradov, M., Shaw, A., Hashim, K., Gkantou, M., & Al-Shamma'a, A. (2019). Embedded Smart Antenna for Non-Destructive Testing and Evaluation (NDT&E) of Moisture Content and Deterioration in Concrete. *sensors*, 1-12.
- Wang, D., Wang, L., Dong, W., & Ding, X. (2015). Experimental Study with rapid measurement for moisture content of iron concentrate. *Fifth International Conference on Instrumentation and measurement computer, communication and control*.
- Young, H., & A., F. R. (2009). *Física Universitaria con Física moderna*. Pearson Education.

