

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Doctorado en Ciencias en
Electrónica y Telecomunicaciones con
Orientación en Altas Frecuencias**

**Investigación, análisis y diseño de antenas vestibles con
aplicaciones en el internet de las cosas**

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Doctor en Ciencias

Presenta:

MC. Javier Rubén Flores Cuadras

Ensenada, Baja California, México
2018

Tesis defendida por:

MC. Javier Rubén Flores Cuadras

y aprobada por el Comité:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Dr. Roberto Conté Galván

Dr. Oleksandr Martynyuk



Autoridades:

Dr. Daniel Saucedo Carvajal
Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta **Javier Rubén Flores Cuadras** como requisito parcial para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Investigación, análisis y diseño de antenas vestibles con aplicaciones en el internet de las cosas

Resumen aprobado por:

Dr. Jose Luis Medina Monroy

Director de Tesis

En este trabajo se propone una metodología para la investigación, análisis, diseño y construcción de antenas vestibles con aplicaciones en el internet de las cosas IOT. Se presenta un estudio y resultados de la caracterización de la constante dieléctrica de materiales flexibles empleados en la tecnología vestible como son textiles, pieles y materiales plásticos basados en poliamidas. La primera parte de la investigación se basa en proponer una estructura de antena de ultra ancho de banda construida en Kapton, el cual es un material muy delgado y flexible, perfecto para aplicaciones en la muñeca donde el espacio es limitado y con gran capacidad de manufactura. El tamaño de la antena es de 127x25x0.13 mm, opera en las bandas LTE (Long Term Evolution) de 698-960, 1710-2170 y 2500-2700 MHz, con un ancho de banda efectivo del 78% a -6dB de pérdidas por retorno cuando se coloca en el cuerpo humano. La antena se diseñó, analizó, y optimizó con el programa de análisis electromagnético CST, incluyendo el modelo del brazo humano propuesto en este trabajo en forma de cilindro elíptico. Los resultados de la antena muestran gran concordancia entre los resultados del análisis electromagnético en CST y las mediciones obtenidas en una cámara anecoica en 3D, con la antena montada en un brazo antropomórfico SPEAG. La solución es perfecta para ser manufacturada en tecnología de PCB híbrida, donde la electrónica se sitúa en la parte rígida superior y la antena con taper asimétrico en la parte flexible. La segunda parte de la investigación consiste en la propuesta de una estructura vestible de banda dual que opera en los estándares de comunicación GNSS (Global Navigation Satellite System) y BLE (Bluetooth Low Energy) para colocarse en el tobillo. La antena se construyó sobre material flexible Kapton insertado entre dos capas de piel bovina, para aligerar y adelgazar el diseño del brazalete. Se proponen dos estructuras PIFA's (Planar Inverted F Antenna) modificadas y opuestas compartiendo el plano de tierra y el substrato, cuenta con unas dimensiones de 96.8x35x4.14 mm. El plano de tierra puede utilizarse para colocar la circuitería electrónica y la batería. Las bandas de operación son BeiDou (1561 MHz), GPS-Galileo-QZSS (1575 MHz), GLONASS (1602 MHz) y BLE (2400 MHz). Los resultados de la antena muestran buena concordancia entre el análisis electromagnético ADS_Momentum en 2.5D y las mediciones realizadas en una cámara anecoica en 3D. Cuando la estructura de antena se coloca en una pierna antropomórfica, la ganancia pico de la antena es -1.8 dBi para la banda GNSS and -2.0 dBi para la banda BLE.

Palabras clave: Antena, Vestibles, Brazalete, Muñeca, Tobillo, IoT, Flexible, LTE, GNSS, BLE.

Abstract of the thesis presented by **Javier Rubén Flores Cuadras** as partial requirement to obtain the Doctor of Science Degree in Electronic and Telecommunications with orientation in High Frequency.

Research, analysis and design of wearable antennas with applications in the internet of things

Abstract approved by:

PhD. Jose Luis Medina Monroy
Thesis Advisor

In this work, a research methodology for the design, analysis, construction and characterization of wearable antennas with applications in the Internet of Things (IOT) is proposed. A study and characterization results of the dielectric constant of flexible materials used in wearable technology such as textiles, leathers and plastic materials based on polyamides is presented. The first part of the research consist of a novel ultra wide band antenna structure proposed and built in Kapton, wich is a very thin and flexible material, suitable for limited space wrist worn applications and with great manufacturing capacity. The antenna size is 127x25x0.13 mm and operates in the LTE bands 698-960, 1710-2170 and 2500-2700 MHz, having a 78 % of usable bandwidth below -6 dB of return loss when mounted on human hand. The antenna was designed, analyzed and optimized using the electromagnetic analysis software CST, including the human arm model proposed in this work in form of an elliptical cylinder. Results of the antenna exhibited good agreement between the CST electromagnetic analysis results and measurements performed into 3D anechoic chamber, with antenna mounted in a SPEAG anthropomorphic forearm-hand. The solution is suitable to be manufactured using hybrid PCB technology, where electronic circuits can be mounted on the top rigid section, and the asymmetrical tapered antenna in the flexible sections. The second part of the research consists of a wearable dual band antenna structure proposed and designed to operate in GNSS (Global Navigation Satellite System) and BLE (Bluetooth Low Energy) communication standards, to be placed in the ankle. The antenna was built on a flexible and thin Kapton material inserted between two layers of bovine leather, suitable for limited weight and slim ankle bracelet designs. Two opposed planar inverted PIFA's (Planar Inverted F Antenna) modified using matching stubs, sharing the same substrate and ground plane, are proposed with total size of 96.8x35x4.14 mm. The ground plane area of the antenna can be used for electronic circuit and battery placement. The antenna structure operates in the following specific four bands: BeiDou (1561 MHz), GPS-Galileo-QZSS (1575 MHz), GLONASS (1602 MHz) and BLE (2400 MHz). The antenna results exhibited good agreement between electromagnetic analysis in 2.5D ADS Momentum and measurements performed into a 3D anechoic chamber with anthropomorphic leg-foot model from Speag. The antenna peak gain is approximately -1.8 dBi for GNSS bands and -2.0 dBi for the BLE band.

Keywords: Antenna, Wearable, Bracelet, Wrist, Ankle, IoT, Flexible, LTE, GNSS, BLE.

Dedicatoria

A mis padres, esposa, hijos, familia, profesores, socios y amigos.

Agradecimientos

A Dios por darme salud y fuerza, a mi director de tesis y más que amigo Dr. José Luís Medina Monroy, por haberme apoyado y guiado a lo largo de este trabajo de tesis, con orgullo al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por haber permitido realizar mis estudios de maestría y doctorado, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por haber otorgado la beca de colegiatura y manutención, a mi amados esposa Evelyn González Perez, hijo Rubén Flores González y segundo hijo Luis Flores Gonzalez, a los doctores miembros del comité por su valiosa contribución y revisión a este trabajo de investigación, Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez, Dra. María del Carmen Maya Sánchez, Dr. Roberto Conte Galván y al Dr. Oleksandr Martynyuk, a la compañía 2J Antennas por facilitar el laboratorio, a mis compañeros de estudio Zail Rodríguez More, Miguel Ángel Figueroa Cruz y Manuel Pulido Gaytán, al Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, a la División de Física aplicada y a todo el personal académico, administrativo y de servicios del CICESE, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y a mi país México por haber formado mi educación y vida.

Tabla de Contenido

Resumen en español	ii
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de tablas	xii
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Antecedentes	2
1.3 Objetivos	12
1.4 Organización de la tesis.....	12
Capítulo 2. Fundamentos y teoría de antenas vestibles	14
2.1 Definición de antena y contexto	14
2.2 Principales parámetros de antenas.....	14
2.2.1 Impedancia	14
2.2.2 Ganancia.....	15
2.2.3 Eficiencia.....	16
2.2.4 Patrón de radiación	16
2.3 Ecuaciones de Maxwell	17
2.3.1 Introducción	17
2.3.2 Campos estáticos.....	18
2.3.3 Campos variantes en el tiempo.....	23
2.3.4 Condiciones de la frontera	25
2.3.5 Ecuación de onda del campo eléctrico y magnético	25
2.4 Métodos numéricos	27
2.4.1 Introducción	27
2.4.2 Método de momentos (MoM)	29
2.4.3 Método de elementos finitos (FEM)	33
2.4.4 Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).....	38
2.5 Aplicaciones de tecnologías vestibles	42
2.5.1 Introducción a la tecnología Maquina a Maquina (M2M) y el Internet de las Cosas (IoT).....	42
2.5.2 Deporte y entretenimiento	44

2.5.3 Médicas y salud	46
2.5.4 Militar y rescate.....	48
2.6 Topologías de antenas más utilizadas en aplicaciones vestibles	50
2.6.1 Monopolo y dipolo	50
2.6.2 Parche y PIFA.....	51
2.6.3 Antenas comerciales	52
Capítulo 3. Medición de la constante dieléctrica de materiales flexibles	54
3.1 Caracterización de materiales textiles.	54
3.2 Caracterización de materiales de piel	64
3.2 Caracterización de materiales plásticos	70
Capítulo 4. Investigación de antena vestible para la muñeca	74
4.1 Introducción	74
4.2 Metodología de diseño	74
4.3 Requerimientos de diseño de la antena vestible	75
4.4 Elección del material dieléctrico	76
4.5 Diseño de la antena.....	77
4.6 Construcción, caracterización y discusión de resultados de la antena vestible	85
Capítulo 5. Investigación de antena vestible para el tobillo	95
5.1 Introducción	95
5.2 Metodología de diseño	95
5.3 Requerimientos de diseño de la antena vestible	95
5.4 Elección del material dieléctrico	97
5.5 Diseño de la antena vestible	97
5.6 Construcción, caracterización y discusión de resultados de la antena vestible	102
Capítulo 6. Conclusiones	109
6.1 Conclusiones Generales	109
6.2 Aportaciones	111
6.3 Recomendaciones y trabajos futuros.....	112
6.4 Productividad	112
Literatura citada	114

Lista de figuras

Figura 1. Materiales textiles conductivos: a)Trenzado conductivo, b) mallado conductivo.	4
Figura 2. TRESTA antena en una pieza doblada.....	5
Figura 3. Antena TRESTA embebida en material PDMS.....	5
Figura 4. Comparación del las pérdidas por retorno de la antena TETRA.	6
Figura 5. Comparación de la antena TETRA en espacio libre, pecho y antebrazo.....	6
Figura 6. Flexionando la antena TETRA.....	7
Figura 7. Respuesta de la antena TETRA a diferentes radios de dobléz.	7
Figura 8. Antena TETRA montada en chaleco con radio Polycomm.....	8
Figura 9. Antenas planares montadas en un modelo Phantom Body.	8
Figura 10. Respuesta teórica y experimental de una de las antenas planares.....	9
Figura 11. Antena de lazo y su respuesta.....	9
Figura 12. Antena de parche.	10
Figura 13. Respuesta de la antena de parche: a) pegado al torso, b) a 16 mm.....	10
Figura 14. Antena vestible para LTE.....	11
Figura 15. Patrón de radiación de antena vestible.	11
Figura 16. Ejemplo de patrón de radiación.....	17
Figura 17. Dos caminos diferentes desde el punto A hasta el B, para hallar el potencial.	19
Figura 18. Forma de estudio de las condiciones de contorno.	25
Figura 19. Celdas poligonales se definen para formar el mallado de la estructura.....	31
Figura 20. Circuito equivalente construido mediante el reemplazo de cada celda en el mallado con conexiones de un capacitor a tierra y el inductor a la celda adyacente.	33
Figura 21. Representación de la red equivalente del problema discretizando para MoM.	33
Figura 22. Problema electrostático simple resuelto con el método de elementos finitos.....	34
Figura 23. Aproximación a grosso modo al potencial entre dos placas.	35
Figura 24. Formas de dividir la región en elementos finitos.....	36

Figura 25. Disposición de las componentes de campo eléctrico y magnético en una celda espacial unidad del esquema de Yee.....	41
Figura 26. Distribución espacial (a) y temporal (b) de las componentes del campo eléctrico y magnético en el esquema de Yee.....	42
Figura 27. Diagrama máquina a máquina (M2M).....	43
Figura 28. Sistema M2M y IoT.....	44
Figura 29. Pulsera vestible Fitbit.....	44
Figura 30. Ventas de dispositivos vestibles Fitbit.	45
Figura 31. Partes esenciales del Google Glass.	46
Figura 32. Plataforma para aplicaciones médicas.....	46
Figura 33. Modelo de antena: a) plano de tierra, b) parche inferior, c) parche superior, d) vista lateral..	47
Figura 34. Distribución SAR en los planos: a) yz, b) xy, c) zx.....	48
Figura 35. Antenas en aparatos vestibles, a) Casco con localizador GPS, b) Antena en el traje.	48
Figura 36. Antena vestible para la banda ISM.	49
Figura 37. Comparación de antena dipolo y antena monopolo.	50
Figura 38. Estructura básica de un parche.....	51
Figura 39. Parche rectangular.	51
Figura 40. Antena PIFA.....	52
Figura 41. Antena de Pharad.....	53
Figura 42. Muestra dieléctrica colocada en la base de prueba (a) y equipo de medición (b).....	57
Figura 43. Materiales textiles bajo medición (a), metalizados (b).....	58
Figura 44. Frecuencias de resonancia del material textil de Mezclilla-Algodón medidas de 1 a 12 GHz. .	58
Figura 45. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Mezclilla-Algodón.	60
Figura 46. Frecuencias de resonancia del material textil de Poliéster-Algodón medidas de 1 a 12 GHz. .	61
Figura 47. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Poliéster-Algodón.	61
Figura 48. Frecuencias de resonancia del material textil de Lycra- Expandex medidas de 1 a 12 GHz.	62
Figura 49. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Lycra- Expandex.	62
Figura 50. Materiales de piel bajo medición.....	64

Figura 51. Frecuencias de resonancia del material de piel porcina medidas de 1 a 12 GHz.	65
Figura 52. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel porcina (Refl).....	66
Figura 53. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel porcina (Trans).	66
Figura 54. Frecuencias de resonancia del material de piel vacuna medidas de 1 a 12 GHz.....	67
Figura 55. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel vacuna.	68
Figura 56. Materiales plásticos bajo medición.....	70
Figura 57. Frecuencias de resonancia del material de Kapton medidas de 1 a 12 GHz.	71
Figura 58. Constante dieléctrica calculada del Kapton, Recubrimiento y Kapton+Recubrimiento.....	71
Figura 59. Constante dieléctrica calculada del Piralux, Mylar y Acetato 3M.....	73
Figura 60. Metodología de diseño de antena para la muñeca.	75
Figura 61. Estructura cero.....	81
Figura 62. Estructura cero delgada.	81
Figura 63. Estructura cero ancha.	82
Figura 64. Estructura inicial con Taper.....	82
Figura 65. (a) Análisis de la estructura inicial y (b) análisis electromagnético	83
Figura 66. Elemento adicional para la banda de operación superior	83
Figura 67. (a)Estructura con dos resonancias, (b)Respuesta en frecuencia mediante AEM.	84
Figura 68. (a) Dimensiones totales, (b) Antena para análisis en 3D, (c) Antena construida.....	85
Figura 69. Comparación de las pérdidas por retorno del AEM y medición en el espacio libre.	86
Figura 70. Modelo de simulación: a) phantom forearm-hand, b) modelo de simulación en plano horizontal, c) human forearm-hand.	87
Figura 71. Análisis EM y medición del caso 2.....	87
Figura 72. Modelo de aproximación para contornos SAR en 1900 MHz.	88
Figura 73. Eficiencia de la antena propuesta.	90
Figura 74. Ganancia pico de la antena propuesta.	91
Figura 75. Ganancia promedio de la antena.....	92
Figura 76. Patrones de radiación simulados usando el phantom forearm-hand.	93

Figura 77. Patrones de radiación medidos usando el phantom forearm-hand.....	93
Figura 78. Patrones de radiación simulados en condiciones de espacio libre.....	94
Figura 79. Patrones de radiación medidos en condiciones de espacio libre.	94
Figura 80. Metodología de diseño de antena para el tobillo.....	96
Figura 81. Estructura de antena PIFA convencional alimentada con CPW.....	98
Figura 82. Capas en la antena en el tobillo.	99
Figura 83. Elemento GNSS inicial (a), ajuste taper (b), 1er stub en abierto (c), 2do stub en abierto (d).	100
Figura 84. Elemento BLE inicial (a), ajuste taper (b), 1er stub en abierto (c), 2do stub en abierto (d).	101
Figura 85. Antena para el tobillo con dos elementos PIFA.	101
Figura 86. Pérdidas por retorno de las antenas GNSS a) and BLE b) montadas en el tobillo.	103
Figura 87. Eficiencia de la antena GNSS and BLE.	104
Figura 88. Antena montada en pierna antropomórfica dentro de cámara anecoica 3D.	105
Figura 89. Ganancia pico de la antenas: GNSS a) y BLE b).	106
Figura 90. Ganancia promedio de la antena GNSS and BLE.....	106
Figura 91. Aislamiento entre la antena GNSS y BLE.....	107
Figura 92. Patrón de radiación en 3D medido y simulado de la antena GNSS (a), BLE (b).....	108

Lista de tablas

Tabla 1. Diferentes textiles y sus características.	4
Tabla 2. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Mezclilla-Algodón.....	59
Tabla 3. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Poliéster-Algodón.....	61
Tabla 4. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Lycra- Expandex.....	63
Tabla 5. Constante dieléctrica de los materiales textiles caracterizados.	63
Tabla 6. Valores de ϵ_r y $\text{Tan}\delta$ de algunos textiles de la literatura.	63
Tabla 7. Materiales textiles reportados.....	63
Tabla 8. Frecuencias y constante dieléctrica del material de piel porcina.	66
Tabla 9. Frecuencias y constante dieléctrica del material de piel vacuna.....	68
Tabla 10. Constante dieléctrica de los materiales textiles caracterizados.	68
Tabla 11. Resultados de la medición de los materiales Kapton, Recub y Kapton+Recub.	72
Tabla 12. Resultados de la medición de los materiales Piralux, Mylar y Acetato 3M.	73
Tabla 13. Resultados simulados de SAR comparados con los dos casos de FCC.	89
Tabla 14. Valores estimados de TRP y TIS para mediciones de ganancia promedio.	93
Tabla 15. Valores estimados de TRP y TIS para mediciones de ganancia promedio.	107

Capítulo 1. Introducción

1.1 Motivación

Debido al impresionante avance de las tecnologías en diferentes campos de la electrónica en las últimas dos décadas, los sistemas de almacenamiento de gran capacidad y la conectividad inalámbrica mediante varios tipos de tecnología como LTE (Long Term Evolution), WiFi, Bluetooth, UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), han tenido un gran avance. Estos a su vez pueden ser enlazados a la nube de internet (Internet-Cloud), lo origina la implementación de tecnologías centralizadas y globalizadas al mismo tiempo, entre la interacción de máquina-máquina (M2M) o entre hombre-máquina (M2C). Existen una infinidad de áreas en las cuales se pueden aplicar las interfaces antes mencionadas, para solucionar o prevenir problemas. Un ejemplo de aplicaciones de este tipo de interfaces son: el monitoreo del corazón, transponders en animales, automóviles autómatas, utensilios de comida, estufas y refrigeradores automatizados, ciudades inteligentes, dispositivos vestibles y un sin número de soluciones para así lograr un desarrollo sustentable de la humanidad, aumentando la calidad de vida de los seres humanos, así como la conservación de nuestro planeta.

La mayoría de la tecnología electrónica embebida requiere una conectividad inalámbrica, siendo ésta el último eslabón de la solución, es decir, que el aparato que interactúa directamente con el hombre debe ser inalámbrico, debido a muchos factores tales como: estéticos, longevidad (cables tienden a romperse con el uso), portabilidad y practicidad, entre otros. Toda la tecnología inalámbrica requiere de una o más antenas para transmitir y recibir ondas electromagnéticas y poder realizar la conexión entre el usuario y la infraestructura de internet de las cosas (IoT). Cabe mencionar, que en el año 2015 se considera el inicio de la tecnología IoT (Greenough John, 2015). Una de las áreas con mayor potencial del IoT son los dispositivos vestibles y se estima que para el año 2020 existirán más de 25 billones de aparatos conectados en la infraestructura IoT (Gartner, Inc., 2014). La tecnología vestible se puede aplicar en relojes, pulseras, lentes, guantes, cinturones, zapatos, camisas, pantalones, chamarras o abrigos, bolsas de dama, cascos de motociclistas y chalecos para seguridad pública o militares, entre otros. Los componentes incluidos en las prendas de vestir pueden transmitir información del usuario, como es: su temperatura corporal, ritmo cardíaco, presión sanguínea, nivel de oxígeno en la sangre, identidad del usuario, publicidad, coordenadas para su localización (GPS), voz, datos y video, entre otros. Para realizar la transmisión de esta información se pueden emplear tecnologías: RFID, Zig Bee, Bluetooth, WiFi o telefonía móvil (PCS, GSM, LTE).

En la actualidad, con toda la infraestructura en el mundo del IoT y la necesidad de proveer nuevos dispositivos con una aplicación específica (gadgets) dirigida a satisfacer el vasto mercado del consumismo, existe la necesidad de desarrollar antenas con nuevas topologías y en materiales flexibles, debido a que los aparatos electrónicos son primordialmente inalámbricos y vestibles.

Una de las limitantes principales en la implementación de las antenas en los dispositivos de comunicación actuales son sus dimensiones, debido a que cada vez los dispositivos electrónicos son más pequeños, requiriendo así, antenas con dimensiones pequeñas. Para poder resolver el problema de diseñar una antena en materiales flexibles así como el de conservar la miniaturización de la antena, se tienen que explorar nuevos y diferentes materiales para la fabricación de las mismas. Algunos de los materiales que se pueden explorar para la fabricación son: laminillas plásticas flexibles, cerámica, fibra de vidrio, LDS (Laser Direct Structuring), laminillas metálicas, FR4, alambre semirrígido, telas especiales y pieles, entre otros. Se propone estudiar diferentes topologías de antenas vestibles fabricadas en diversos materiales flexibles, para satisfacer las especificaciones, mejorar el ancho de banda y conservar la miniaturización de la antena. Se aplicarán técnicas de acoplamiento para lograr anchos de banda grandes y bajas pérdidas entre otros. Se realizará el análisis electromagnético y la optimización de las topologías de antenas en dos (2.5D) y tres dimensiones (3D), mediante los programas de cómputo ADS_Momentum y CST Microwave Studio, los cuales emplean el método numérico de Momentos y el de integración finita en el dominio del tiempo, respectivamente.

1.2 Antecedentes

El término de Internet de las Cosas (IOT) fue introducido por el visionario empresario Kevin Ashton (Howard Clark, 2013). El IoT ofrece conectividad avanzada de dispositivos, sistemas y servicios, que van más allá de una interacción de M2M (Máquina a Máquina), cubriendo diversos protocolos de comunicación, dominios, tecnologías y aplicaciones. Se puede considerar que el primer dispositivo de una aplicación M2M fue una dispensadora de refrescos de la compañía Coca-Cola, que fue modificada por la Universidad de Carnegie Mellon en 1982, para que tuviera conexión a internet, y así, poder reportar el inventario interno con el propósito de saber con precisión cuando recargar con productos la dispensadora (Linder Tim, 2014). Con esto se logra automatizar las rutas de distribución, maximizando la logística y reduciendo costos.

En la actualidad el número de dispositivos vestibles disponibles en el mercado de la electrónica van desde localizadores, relojes inteligentes, lentes, cascos, ropa inteligente, telemedicina, automatización, entre otras aplicaciones. En general la tecnología flexible se está expandiendo día a día para mejorar la calidad de vida de los seres humanos. Una de las tecnologías vestibles con mayor publicidad son los Google Glass, que en esencia es un lente equipado con: una computadora, puertos, una mini pantalla, una pantalla táctil, una cámara, localizador satelital, Bluetooth y micrófono. El Google Glass puede comunicarse con el teléfono móvil mediante Bluetooth, y así, tener acceso a la información en tiempo real, utilizando la tecnología 3G/4G del dispositivo celular.

Las antenas vestibles son un tema relativamente novedoso. Uno de los primeros trabajos acerca de este tema, es el presentado por Salonen et al. (1999), en el cual se propone una antena planar invertida en forma de F para sustituir a las antenas helicoidales de los teléfonos celulares de GSM. En aquellos años los teléfonos celulares se consideraban dispositivos vestibles, en la actualidad sólo se consideran dispositivos portátiles.

Por otra parte, en un trabajo reciente presentado por Sojuyigbe, et al. (2015), se realiza un estudio de dispositivos flexibles para el mercado de IoT, en donde se explican los retos de la integración al miniaturizar la antena y operar en proximidad cercana con el cuerpo humano. Básicamente, este artículo es una de las vertientes en la cual se enfocará este tema de tesis, que implica miniaturización de la antena, proximidad con el cuerpo humano y ancho de banda principalmente.

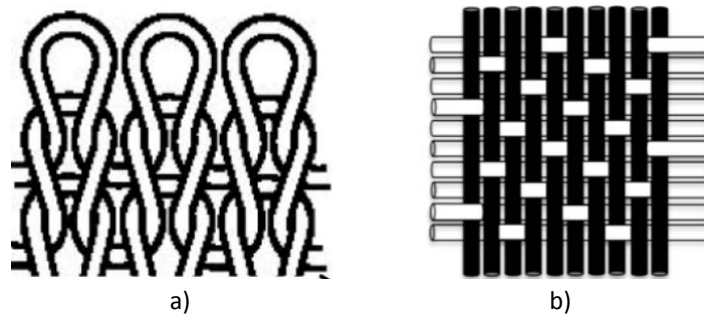
La tecnología de las antenas vestibles involucra diferentes tipos de materiales textiles. Las características físicas y eléctricas del material donde se fabrica la antena, tales como el espesor y la constante dieléctrica son determinantes en el ancho de banda y eficiencia de la antena. Debido a que la antena se encapsula en dicho material plástico, polímero o textil. Algunos de estos materiales pueden ser conductivos o dieléctricos y se pueden utilizar para la fabricación de la antena, para lo cual el análisis electromagnético y la caracterización de materiales son de suma importancia.

Ouyang, et al. (2008), caracterizaron algunos de los materiales textiles utilizados en el diseño de antenas vestibles mediante el método de cavidad de guía de onda, con el cual obtuvieron las propiedades electromagnéticas de los materiales mostrados en la Tabla 1.

Tabla 1. Diferentes textiles y sus características.

Textiles	Constante dieléctrica relativa (ϵ_r)	Factor de disipación ($\tan\delta$)
Cordura®	1.90	0.0098
Algodón	1.60	0.0400
100 % Poliéster	1.90	0.0045
Quartzel®/ fibras de cristal de cuarzo	1.95	0.0004
Cordura®/Licra	1.50	0.0093

Los materiales textiles conductivos se pueden caracterizar por medio de la resistencia de superficie y la resistividad de superficie, las cuales se expresan por unidad de área en Ω/ft^2 , por medio de un flujo de corriente directa entre dos electrodos. Por lo general, la resistividad de materiales textiles conductivos oscila alrededor de $1 \Omega/\text{ft}^2$, basado en los datos proporcionado por la compañía Shieldex. Los dos tipos más comunes de material textil conductivo son los de trenzado y de malla, tal como se muestra en la Figura 1.

**Figura 1.** Materiales textiles conductivos: a)Trenzado conductivo, b) mallado conductivo.

Además de los parámetros mencionados, se necesita tomar en consideración otros factores importantes durante la etapa de diseño de antenas vestibles que emplean materiales textiles, de los cuales se pueden mencionar: el espesor del material y la humedad relativa en el material. La porosidad y el tipo de material pueden almacenar humedad, cambiando las propiedades electromagnéticas del material, debido a que la constante dieléctrica del agua es relativamente alta ($\epsilon_r=78$). Otro factor importante es la deformación mecánica del material como el alargamiento, encogimiento, disminución del espesor debido a diferentes cambios externos, ya sean: ambientales, mecánicos, fricción, etc. Algunos de los materiales más utilizados son: la lana, Cordura, Licra, Poliuretano, fieltro, algodón, Poliéster, Poliamida, polidimetilsiloxano o dimeticona (PDMS), entre otros (Salvado et al. 2012).

Uno de los problemas que se pueden presentar durante la realización del presente trabajo de investigación es la limitada literatura disponible, debido a que el tema es relativamente nuevo y no se cuenta con suficientes libros, artículos u otros trabajos de tesis doctorales publicados en el tema de antenas vestibles. Un antecedente de tesis de doctorado en el área de antenas vestibles es la presentada por Trajkovikj (2015), en donde se diseña una antena en la banda de frecuencias de 380 MHz, para el estándar de comunicación policiaco llamado TETRA. La antena se construyó sobre una placa de cobre delgada con un mallado hexagonal para permitir mayor flexibilidad, como se puede apreciar en la Figura 2.

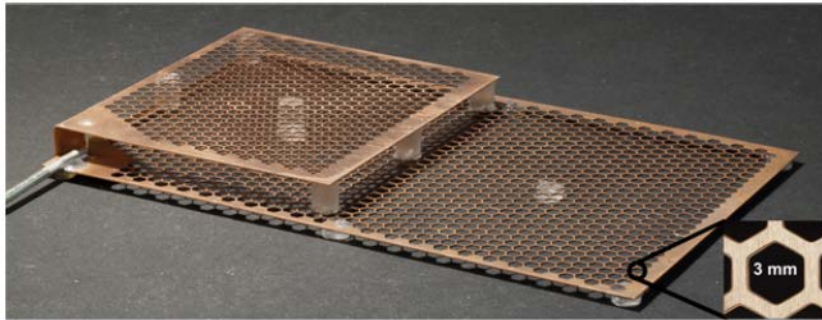


Figura 2. TETA antena en una pieza doblada.

La antena se diseñó en un recinto de material elastomérico flexible PDMS, que es un polímero elastómero, que se puede flexionar y volver a su forma natural después de liberar la fuerza del doblar. En la Figura 3 se muestra la antena embebida en el material PDMS.

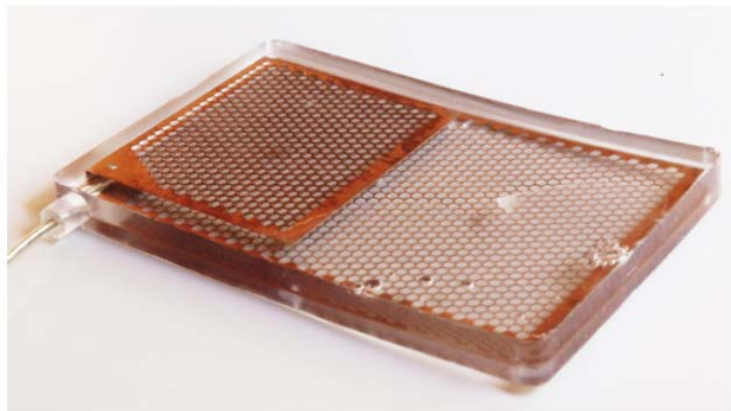


Figura 3. Antena TETA embebida en material PDMS.

Una vez construida la antena, se realiza una comparación entre los resultados teóricos obtenidos mediante el análisis electromagnético (AEM) realizado en el programa de cómputo CST, y los resultados

experimentales. Se puede observar en la Figura 4 que ambos resultados de las pérdidas por retorno (parámetro S11) muestran un comportamiento muy similar.

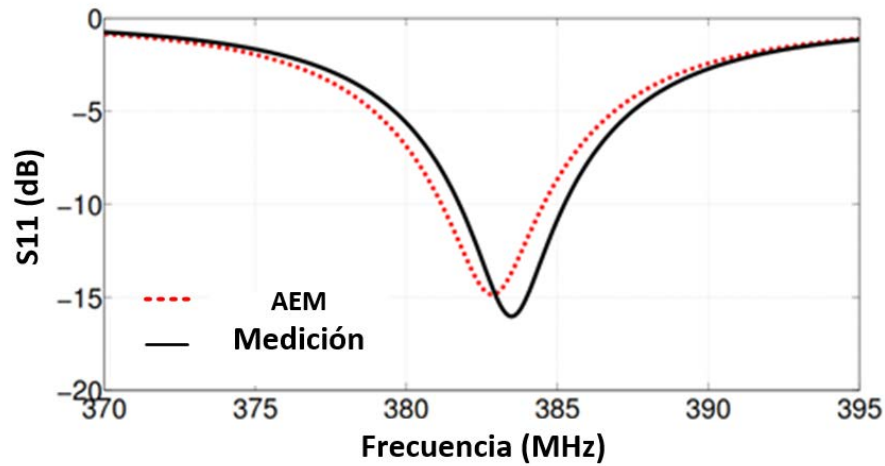


Figura 4. Comparación de las pérdidas por retorno de la antena TETRA.

Debido a que la antena diseñada es de tecnología vestible, se midió la respuesta en frecuencia de la antena en proximidad con el cuerpo humano, colocándola en el pecho, en el antebrazo y en el espacio libre. En la Figura 5 se puede observar que la antena presenta buena estabilidad ante la presencia del cuerpo humano, lo cual es una de las características deseadas cuando se diseñan antenas vestibles.

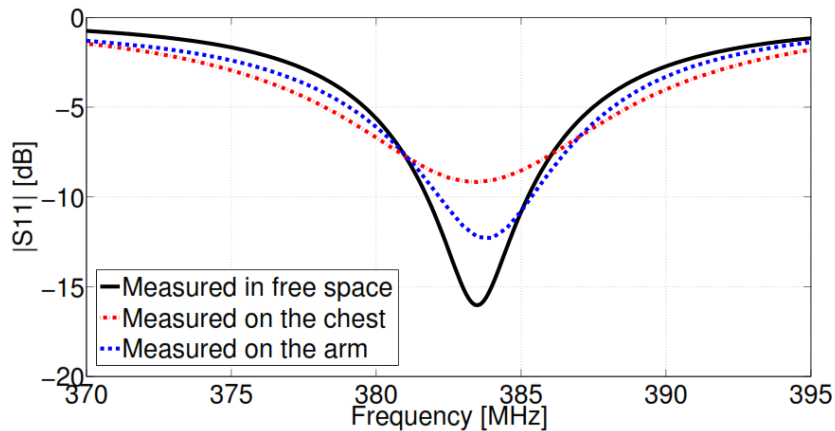


Figura 5. Comparación de la antena TETRA en espacio libre, pecho y antebrazo.

Uno de los requerimientos principales de las antenas vestibles es la flexibilidad. Para ello, se analiza el desempeño de la antena variando el radio del doblado, tal como se muestra en la Figura 6. En la Figura 7 se

puede apreciar que la respuesta en frecuencia de la antena muestra una buena estabilidad para diferentes radios del doblado, donde la variación en frecuencia es mínima, menor a 5 MHz.

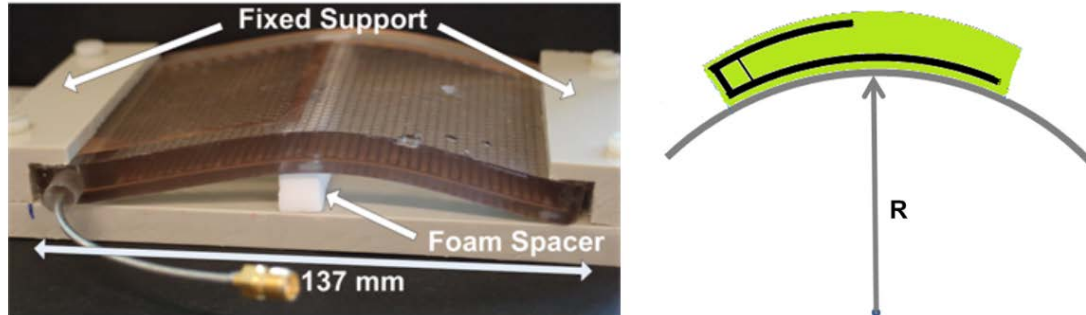


Figura 6. Flexionando la antena TETRA.

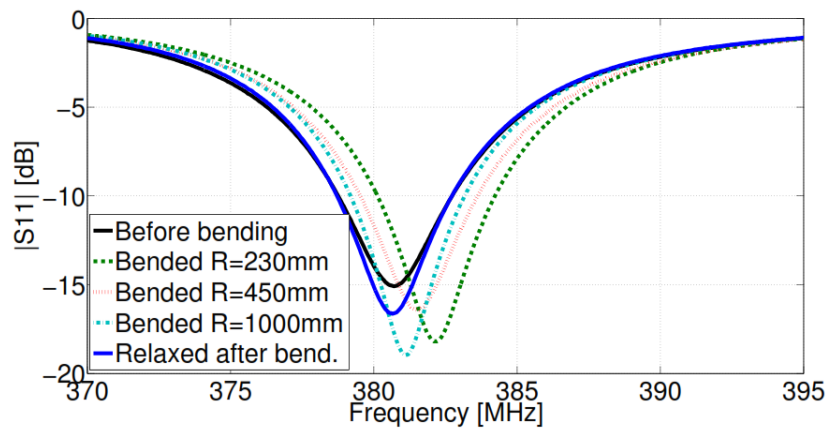


Figura 7. Respuesta de la antena TETRA a diferentes radios de doblado.

La ganancia de la antena medida en el espacio libre es de -1.01 dBi a la frecuencia de 380 MHz. El área efectiva de la antena es de $134.4 \times 88.0 \times 10.6 \text{ mm}^3$. En la Figura 8 se puede observar la antena colocada en un chaleco militar. Se utilizó un radio Polycomm para realizar mediciones de campo con comunicación de voz y efectuar una comparación con otras antenas del mercado.



Figura 8. Antena TETRA montada en chaleco con radio Polycomm.

Por otro lado, Sabban (2013), presenta un trabajo de investigación en el tema de antenas vestibles con aplicación en la medicina. El diseño consiste de antenas flexibles muy delgadas, las cuales transmiten la información recopilada por sensores. Las antenas y los sensores se encuentran en el mismo sustrato, el cual se coloca directamente sobre la piel. En la Figura 9(a) se muestran las antenas planares diseñadas, mientras que, en la Figura 9(b) se pueden observar los lugares del cuerpo humano donde pueden colocarse.

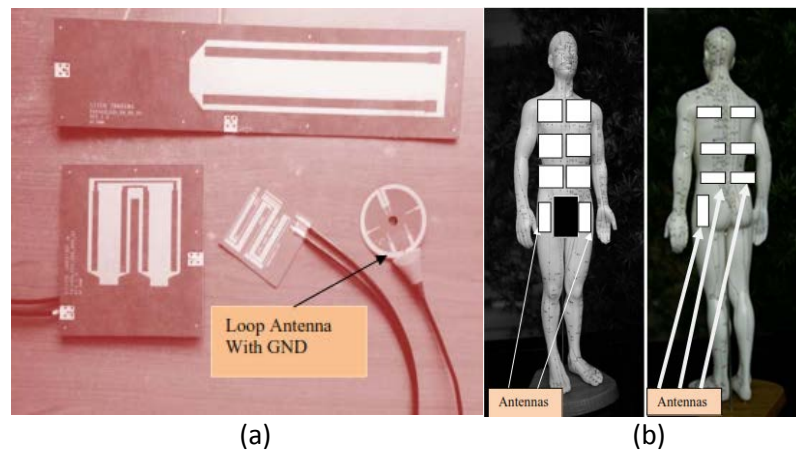


Figura 9. Antenas planares montadas en un modelo Phantom Body.

El análisis electromagnético de las antenas planares se realiza mediante el software ADS, donde se obtiene la respuesta teórica mostrada en la Figura 10, y comparada con la experimental de una de las antenas de la Figura 9(a).

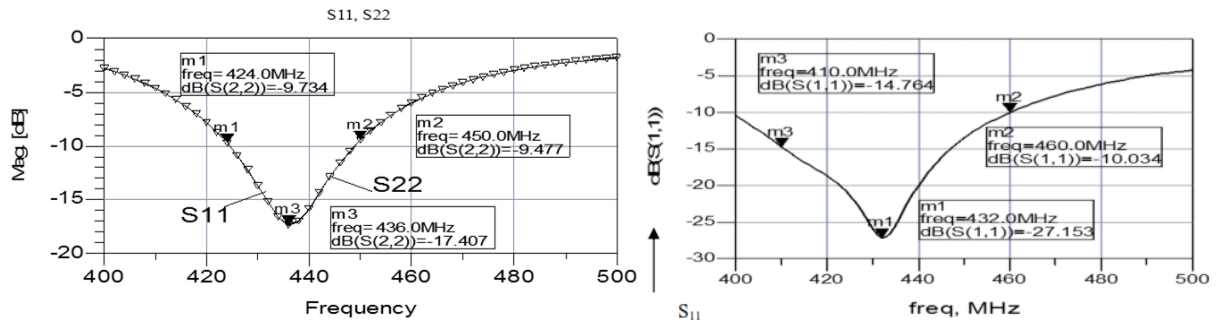


Figura 10. Respuesta teórica y experimental de una de las antenas planares.

Debido a la enorme aplicación y gran potencial que presentan los dispositivos vestibles, en los últimos años se ha observado un incremento en la bibliografía existente en la literatura. Un ejemplo de un artículo reciente en este campo es el presentado por Lim Gee, et al. (2014). En este trabajo se presentan y estudian varias topologías de antenas vestibles. En la Figura 11 se muestra una antena de lazo planar, y su respuesta en la banda de frecuencias de 2.4 GHz.

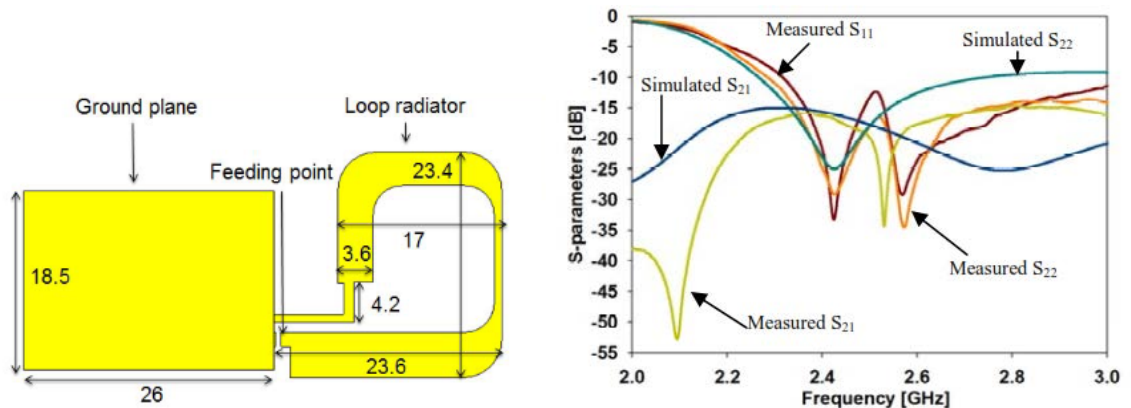


Figura 11. Antena de lazo y su respuesta.

Otra topología reportada en Lim Gee, et al. (2014), es la mostrada en la Figura 12, la cual es una antena de parche que opera alrededor de 3.5 GHz. Se hace un análisis de los resultados teóricos y experimentales con la antena colocada en el cuerpo, para observar el efecto que se produce en la respuesta en frecuencia, cuando la antena se coloca por encima del torso y cuando se aleja a 16 mm del torso. La respuesta en frecuencia de la antena se grafica de 2 a 14 GHz, tal como se muestra en la Figura 13. Para el análisis electromagnético de esta estructura se utilizó un bloque con una constante dieléctrica cercana a la del agua, debido a que el cuerpo humano está constituido por 78% de agua.

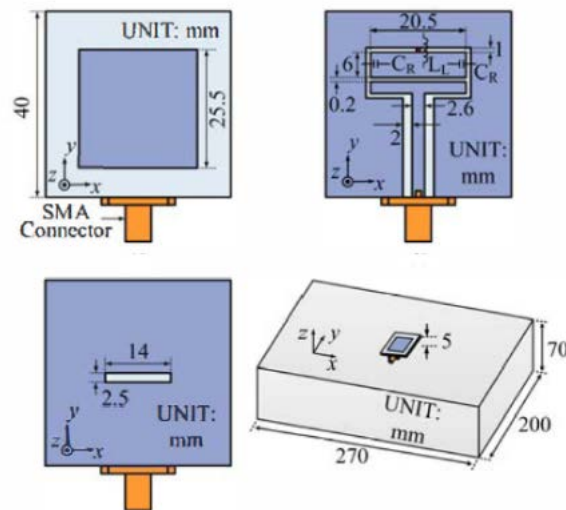


Figura 12. Antena de parche.

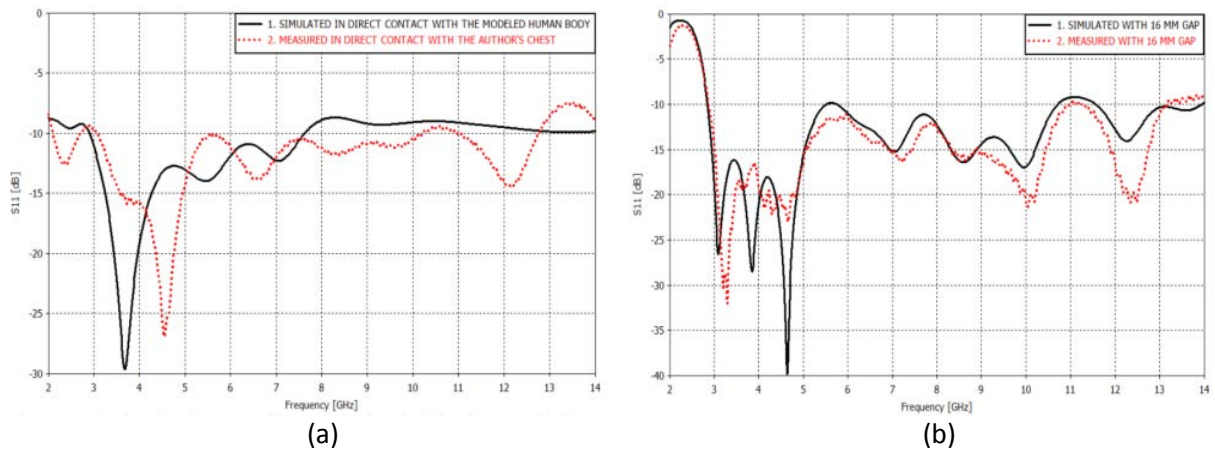


Figura 13. Respuesta de la antena de parche: a) pegado al torso, b) a 16 mm.

En la Figura 13 se puede apreciar que la respuesta de la antena en la frecuencia de interés (3.5 GHz), no se ve afectada cuando se posiciona sobre el torso o a 16 mm de la superficie del torso. Se puede observar un desplazamiento en frecuencia, pero debido al gran ancho de banda (2 GHz) en que opera, la antena muestra unas pérdidas por retorno menores a -10dB a la frecuencia de diseño.

En este trabajo de tesis, se realiza una investigación de las antenas vestibles disponibles en la literatura, y además, de las comercialmente disponibles. En la Figura 14 se puede observar una antena para celular fabricada por la compañía Pharad Inc., (2013), la antena cubre la banda LTE de 700 a 3000 MHz con unas pérdidas por retorno alrededor de -5dB (VSWR<3.5). El peso de la antena es de tan sólo 56.7 gramos, y las

dimensiones totales sin contar el cable son de 146x88.9x10.1mm. Las características más importantes de ésta antena son: espesor compacto, flexible y a prueba de agua.

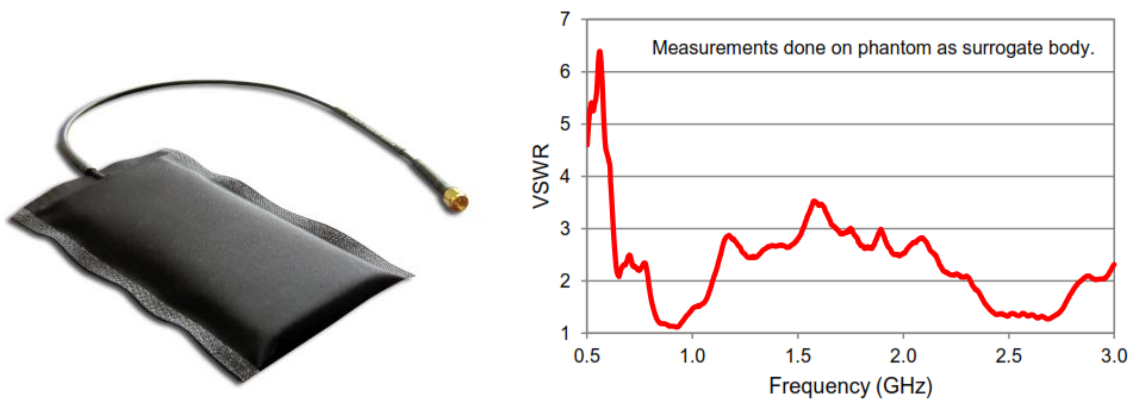


Figura 14. Antena vestible para LTE.

La antena cubre todas las bandas de celular y LTE disponibles en América y Europa. La antena presenta una ganancia mayor a 3dBi. El diagrama de radiación es directivo en toda la banda, donde en la frecuencia más baja de operación (700MHz) tiene un ancho del haz de mediana potencia HPBW = 85° (en elevación). La polarización dominante es lineal vertical, cuando se coloca en la espalda de un ser humano. En la Figura 15 se muestran los diagramas de radiación de la antena cuando se coloca sobre un Phantom body (Cuerpo humanoide completo para medición electromagnética) de la compañía Speag.

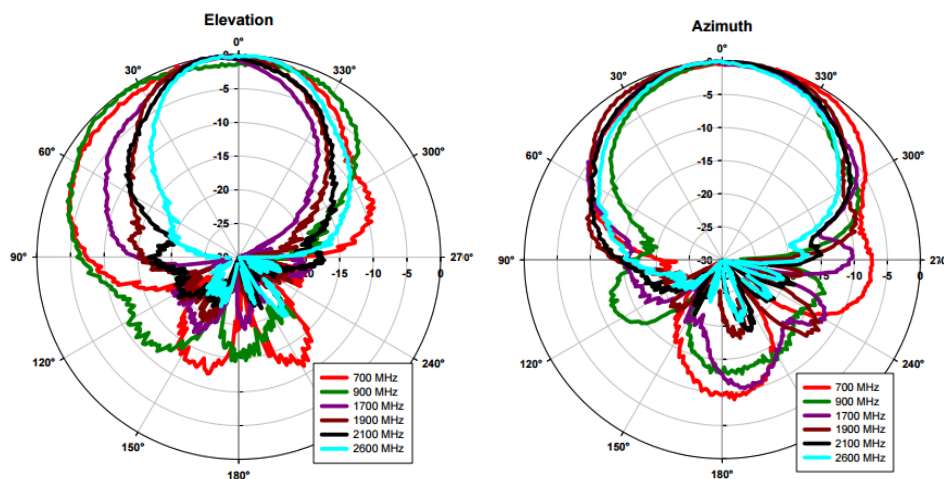


Figura 15. Patrón de radiación de antena vestible.

1.3 Objetivos

El objetivo general de este trabajo de tesis es realizar una investigación teórica y experimental de estructuras de antenas vestibles para aplicaciones en el internet de las cosas en el espectro comercial.

Como objetivos particulares se tienen:

- Desarrollar una investigación a fondo de diversas topologías de antenas vestibles disponibles en la literatura.
- Proponer nuevas estructuras de antenas vestibles compactas con características de ancho de banda, mejor ganancia, mayor eficiencia, tomando en cuenta el estudio de la miniaturización de antenas y el empleo de diferentes tipos de sustratos.
- Efectuar el análisis electromagnético de las estructuras o topologías propuestas, para seleccionar la más eficiente y que cumpla con los requerimientos de diseño.
- Construir y caracterizar las diferentes estructuras propuestas de antenas vestibles.
- Publicación de los resultados de investigación en revistas indexadas.

1.4 Organización de la tesis.

El presente manuscrito se encuentra organizado de la siguiente manera: en el capítulo 2 se presentan los parámetros principales que determinan el comportamiento de una antena, se describen las ecuaciones de Maxwell las cuales rigen la propagación de ondas electromagnéticas, y por consecuencia son determinantes en el análisis de las antenas. Se describen de manera breve algunos de los métodos numéricos más utilizados para realizar el análisis electromagnético de antenas. Asimismo, se describe la teoría involucrada con las antenas vestibles, así como sus aplicaciones en los ámbitos de seguridad y rescate, medicina, salud y prevención y deporte, entre otras. Por último, se presentan algunas de las topologías de antenas más relevantes para aplicaciones vestibles disponibles tanto en la literatura como comercialmente.

En el capítulo 3 se realiza un estudio de la caracterización de materiales flexibles que pueden tener una aplicación directa en antenas con tecnología vestible, mediante la medición de la constante dieléctrica de diferentes tipos de materiales flexibles como textiles, pieles y plásticos en el rango de microondas.

En el capítulo 4 se presenta de manera detallada la metodología de diseño y análisis electromagnético de la primera antena propuesta con aplicación en tecnología vestible LTE para colocarse en la muñeca. Se muestran resultados del análisis electromagnético de la estructura propuesta colocada tanto en el espacio libre como en el cuerpo humano, utilizando un modelo del brazo humano con el objetivo de analizar la estabilidad en frecuencia de la antena. Se describen los parámetros geométricos y la secuencia en la optimización de la antena. Por último, se presentan los resultados teóricos y experimentales de la antena, como son: las pérdidas por retorno, ganancia, diagramas de radiación, eficiencia, potencia radiada total (TRP) y la sensibilidad isotrópica total (TIS).

En el capítulo 5, se presentan de manera detallada resultados de la segunda estructura de antena propuesta, la cual se diseña para colocarse en el tobillo y operar en los estándares de GNSS (Global Navigation Satellite System) y BLE (Bluetooth Low Energy). Se presentan los datos del diseño, la topología propuesta y los resultados teóricos obtenidos después de haber llevado a cabo el análisis electromagnético en 2.5D y la optimización de la antena en proximidad con el cuerpo humano. Se incluyen resultados experimentales de las mediciones de la antena montada en un modelo antropomórfico dentro de una cámara anecoica.

Finalmente en el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este trabajo de investigación, resaltando las aportaciones y proporcionando algunas recomendaciones para trabajos futuros.

Capítulo 2. Fundamentos y teoría de antenas vestibles

2.1 Definición de antena y contexto

Una antena se puede definir como un elemento conductor que puede transmitir y recibir ondas electromagnéticas, en otras palabras, se puede definir como un transductor que transforma señales y voltajes en ondas electromagnéticas y viceversa. La importancia de las antenas trasciende en que son una pieza clave de todo aparato inalámbrico, por lo tanto, el estudio de ellas es muy necesario para ir mejorando paulatinamente las tecnologías existentes. Con la llegada de las computadoras y el desarrollo de programas de análisis electromagnético, el avance en el campo de las antenas ha sido sorprendente.

El primer investigador en demostrar la generación de ondas de radio fue Heinrich Hertz en 1885, en la Universidad Karlsruhe-Alemania (Volakis, 2007). Hertz fue capaz de detectar ondas de radio a 20 metros usando una chispa de descarga de alto voltaje excitando el dipolo, validando así la reciente teoría de las ecuaciones de Maxwell. Después, en tan solo 10 años, Tesla en el Instituto Franklin-Estados Unidos, Marconi en Bologna-Italia, Popov en Rusia y Bose en India, demostraron que utilizando esta nueva teoría se podrían comunicar por medio de telégrafos inalámbricos. Esta etapa de investigación culminó, cuando Marconi en 1901, realizó la primera transmisión transatlántica, cuyo mensaje fue la letra S en código Morse.

A continuación, se describen los principales parámetros que describen las antenas, la teoría básica para realizar el análisis electromagnético mediante las ecuaciones de Maxwell, así como algunos de los métodos numéricos que se consideran más relevantes para el diseño de antenas. Se presentan además algunas aplicaciones de la tecnología vestible y estructuras de antenas disponibles en la literatura.

2.2 Principales parámetros de antenas

2.2.1 Impedancia

La impedancia se define como la razón de voltaje-corriente en un punto dado, en donde la razón depende de las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos en ese punto. Se tienen dos contribuciones que son la impedancia de los resonadores y la impedancia mutua, en donde esta última se refiere al

acoplamiento con otros objetos. En teoría la reactancia de la antena se anula, cuando se hace resonar a una cierta frecuencia de diseño. La impedancia de una antena Z_{Ant} es un parámetro dependiente de la frecuencia y se define con la ecuación (1) (Balanis, 1997):

$$Z_{Ant} = R_A + jX_A \quad (1)$$

$$R_A = R_r + R_L$$

(2)

donde R_A es la resistencia de la antena (Ω), X_A es la reactancia de la antena (Ω), R_r es la resistencia de radiación (Ω) y R_L son las pérdidas del conductor-dieléctrico (Ω).

2.2.2 Ganancia

La ganancia es una de las medidas más utilizadas que describen el rendimiento de las antenas, sin embargo, la ganancia de las antenas está relacionada de manera muy cercana con la directividad. Para dicha medida, se toma en cuenta la eficiencia de la antena y también la dirección de máxima radiación. La dirección se determina sólo por el diagrama de radiación (Balanis, 1997). La ganancia es adimensional pero comúnmente se expresa en decibeles y está dada por las ecuaciones (3 y 4).

$$G = \frac{4\pi U}{P_{ent}} \quad (3)$$

$$G_{dB} = 10 \log(G) \quad (4)$$

donde:

- **G** es Ganancia de la antena (adimensional)
- **U** es Intensidad radiada (W)
- **P_{ent}** es Potencia de entrada (W)
- **G_{dB}** es Ganancia en decibeles (dB)

2.2.3 Eficiencia

La eficiencia de una antena es la relación de la potencia entregada a la antena con respecto a la potencia radiada o bien como la relación de la potencia radiada a la potencia de entrada. La eficiencia se considera para cuantificar las pérdidas totales de la antena, tales como las pérdidas por desacoplamiento entre la línea de alimentación y la estructura radiante, así como las pérdidas del conductor y del dieléctrico. En general, la eficiencia de la antena se puede expresar en dB o como un porcentaje y está dada por:

$$e_o = e_r \cdot e_c \cdot e_d \quad (5)$$

donde:

- e_o es la Eficiencia total
- e_r es la Eficiencia por reflexión (desacoplo)
- e_c es la Eficiencia del conductor
- e_d es la Eficiencia del dieléctrico

2.2.4 Patrón de radiación

El patrón de radiación se define como una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas que representan una región de campos lejanos. El patrón de radiación puede graficarse en dos o tres dimensiones en función del ángulo de orientación con respecto a un transmisor, y para fines prácticos el patrón de radiación se puede medir como una serie de patrones de dos dimensiones. El patrón de radiación proporciona información de varios parámetros como el ancho de haz a 3dB conocido como haz de mediana potencia HPBW, ganancia pico, lóbulos laterales, lóbulos hacia atrás, nulos, entre otros parámetros como se muestra en la Figura 16.

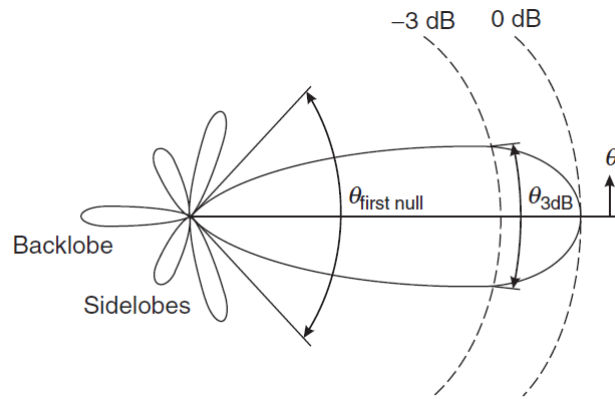


Figura 16. Ejemplo de patrón de radiación.

2.3 Ecuaciones de Maxwell

2.3.1 Introducción

La historia de las antenas se podría comenzar a narrar tiempos atrás, desde el científico escocés James Clerk Maxwell que en 1865 unificó la teoría de electricidad y magnetismo. Además, representó la relación entre dichas materias utilizando un conjunto de teorías que son mejor conocidas hoy en día por su apellido: las Ecuaciones de Maxwell, Balanis, (2005). Para llegar a ellas, lo primero que realizó fue un análisis de los conceptos de Faraday acerca de las “líneas de fuerza” Guilmette, (2012).

Básicamente Maxwell tomó postulados básicos fundamentales como principios, logrando configurar modelos físico-matemáticos que podrían explicar fenómenos electromagnéticos. El alcance de sus planteamientos va más allá de las cuestiones de electricidad y magnetismo, estando presentes en otras ramas de la física como las que estudian las propiedades de los materiales, hasta las propiedades de radiación (desde las ondas de radio hasta los rayos gamma), Universidad de Liverpool, (2013). Con los planteamientos que propuso Maxwell se inicia la historia de la Física Moderna.

Debido a que las ecuaciones de Maxwell son la base para la explicación de los fenómenos electromagnéticos. En este capítulo se realiza un estudio acerca de ellas, donde se describen de manera breve los fundamentos de la teoría electromagnética, mediante la definición de los campos estáticos y dinámicos, así como la definición de las condiciones de contorno.

2.3.2 Campos estáticos

En los campos estáticos (magnético y eléctrico) no existe dependencia temporal, las leyes del electromagnetismo se cumplen en ellos, siempre que se suprima la influencia del tiempo. En estas situaciones continúan existiendo las corrientes, aunque estas no deben modificar las distribuciones de cargas que están presentes en una región dada (Dios-Otín et al., 1998).

Antes de comenzar el estudio de estos campos, se hace una revisión de los teoremas de Stokes y la divergencia de Gauss, ya que mediante ellos se pueden obtener las expresiones de los campos y los potenciales. El primero de ellos es una generalización o caso especial de la ecuación de Green, que plantea que se puede encontrar el flujo a través de una superficie cerrada contenida en un plano (Kassir, 2009; Leithold, 1998). Las ecuaciones de Gauss posibilitan que se pueda resolver una integral de superficie si se utiliza una integral triple, entonces ya presuponen una simplificación en la resolución del problema en sí. En las ecuaciones 6 y 7 se muestran los teoremas de Stokes y Gauss respectivamente:

$$\oint_L \vec{F} \cdot d\vec{l} = \int_S \nabla \times \vec{F} \cdot d\vec{S} \quad (6)$$

$$\oint_S \vec{F} \cdot d\vec{S} = \int_V \nabla \cdot \vec{F} \, dv \quad (7)$$

En la fórmula de Stokes se plantea la relación existente entre un campo vectorial sobre una curva cerrada que delimita un área determinada, con el rotacional del campo en esa superficie. Por otro lado, Gauss deja en evidencia que la divergencia de un campo vectorial queda relacionada con la integral del mismo campo en una superficie cerrada (Kassir, 2009; Leithold, 1998). Una vez realizado este estudio, se pueden abordar los temas de campos estáticos: eléctrico y magnético.

2.3.2.1 Campos electro estáticos

Un campo eléctrico estático presupone la constancia del mismo en el tiempo, por tanto, la dependencia con esta variable se iguala a cero en las ecuaciones del electromagnetismo. A continuación, se hace un estudio de estos campos, el cual se realizará utilizando la ecuación de Gauss para campos eléctricos y el planteamiento de que la energía de los campos electrostáticos es conservativa.

La fórmula de la divergencia de Gauss está dada por la ecuación 8 (Lorrain y Corson, 1970; Staelin, 2011)

$$\oint \vec{D} \cdot d\vec{S} = \int \rho_v dv \quad (8)$$

donde D es la densidad de flujo eléctrico [C/m^2] y ρ_v es la densidad volumétrica de carga [C/m^3].

La misma es una derivación de la ley de fuerzas de Coulomb que se apoya en el concepto de ángulo sólido, donde el flujo es una medida del número de líneas pasando a través de una superficie (Vásquez, 2011). Si se modifica esta relación empleando la ecuación 7 se obtendrá:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (9)$$

Esto puede interpretarse como que el flujo de campo eléctrico que atraviesa una superficie cerrada puede ser creado por una densidad de cargas puntuales confinado en un volumen (Vásquez, 2011; Vásquez, 2009). El vector desplazamiento se relaciona con el campo eléctrico mediante la fórmula

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (10)$$

donde ϵ es la permitividad del medio [F/m]

En la ecuación (10) se utiliza la permitividad, lo cual significa que el vector de inducción eléctrica depende de las propiedades del medio. A este tipo de ecuación se le conoce como constitutiva. El hecho de que la energía de los campos electrostáticos sea conservativa queda enunciado a través de la siguiente ecuación (Sadiku, 2001; Brown, 1993; Popovic, 1999).

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (11)$$

donde E es la intensidad de campo eléctrico [V/m]

Aquí el trabajo que se efectúa para desplazar una carga puntual de un punto a otro es independiente de la trayectoria seguida, como se muestra en la Figura 17.

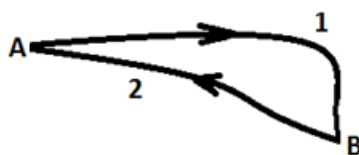


Figura 17. Dos caminos diferentes desde el punto A hasta el B, para hallar el potencial.

Puede plantearse entonces:

$$\int_a^b E \cdot dl_1 = \int_a^b E \cdot dl_2 \quad (12)$$

Si el trabajo desarrollado por el campo eléctrico es el mismo por cualquiera que fuese el camino seguido, entonces se puede relacionar el campo con una función escalar que dependa solamente de las posiciones inicial y final, esto es:

$$\int_a^b \vec{E} \cdot \vec{dl} = U(A, B) \quad (13)$$

Siendo la función U

$$U(A, B) = V_A - V_B \quad (14)$$

donde V es el potencial electrostático en un punto (V)

La ecuación anterior plantea una diferencia de potencial entre los puntos A y B. Según (Popovic, 1999), la fuerza de Coulomb se desvanece a distancias muy grandes a partir de la fuente, por tanto, puede definirse el potencial eléctrico en un punto 'x', si se toma al mismo como referencia desde el infinito, de la manera que sigue:

$$V(x) = - \int_{\infty}^{-\infty} \vec{E} \cdot \vec{dl} \quad (15)$$

Aplicando las ecuaciones de la 6-11 se tiene que

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad (16)$$

Para que el rotacional de un vector sea igual a cero, es porque dicho campo es el resultado del gradiente de una función escalar, lo cual puede ser fácilmente demostrado. Tomando esto en cuenta, se llega entonces a:

$$E = -\nabla V \quad (17)$$

el cual es un resultado equivalente al de la ecuación (15).

Si se deseara relacionar el potencial con la densidad de carga, se combinan las ecuaciones (9), (10) y (13), y se obtiene la ecuación de Poisson (Sadiku, 2001; Carter, 2009):

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (18)$$

En un ambiente en que la densidad de cargas es nula, entonces la relación anterior se transforma en la ecuación de Laplace (Sadiku, 2001; Carter, 2009).

$$\nabla^2 V = 0 \quad (19)$$

2.3.2.2 Campos magneto estáticos

La magneto estática se desarrolla en el campo de las interacciones magnéticas que sean constantes en el tiempo. Un breve estudio de esta materia se desarrolla a continuación usando las leyes de Gauss para el campo magnético y la ley de Ampere.

La ecuación (20) muestra la fórmula de Gauss para la magneto estática:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (20)$$

donde B es la densidad de flujo magnético (T).

Si a la ecuación (20) se le aplica el teorema de la divergencia dado en la ecuación (7), se obtendrá el siguiente resultado:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (21)$$

Con estos postulados se evidencia que un campo de esta naturaleza no diverge y no tiene fuentes ni sumideros, por tanto, no existe un monopolo magnético. Desde el punto de vista Matemático, para que la divergencia de un campo sea nula, es porque dicho campo es el resultado del rotacional de un potencial vectorial, magnético en este caso:

$$B = \nabla \times A \quad (22)$$

donde A es el potencial vectorial magnético.

La ley de Ampere se presenta en la ecuación (23):

$$\oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S J_e \cdot d\vec{S} \quad (23)$$

donde H es la intensidad de campo magnético (A/m) y J es la densidad de corriente eléctrica (A/m^2)

Sustituyendo el teorema de Stokes, resulta:

$$\nabla \times \vec{H} = J_e \quad (24)$$

Esto evidencia que un campo magnético puede ser creado por una densidad de corriente, que se relaciona con los campos eléctricos a través de la siguiente ecuación:

$$J = \sigma E \quad (25)$$

donde σ es la conductividad del medio (S/m)

La cual se conoce como ley de Ohm microscópica o local (Nicolaide, 2012) y que implica una característica del medio, por tanto, es una ecuación constitutiva.

Las magnitudes H y B se relacionan a través de la ecuación siguiente:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (26)$$

donde μ es la permeabilidad magnética del medio (H/m)

La cual constituye otra ecuación constitutiva al mediar una propiedad de los medios magnéticos.

El potencial vectorial magnético se puede relacionar con la densidad de corriente, mediante la siguiente ecuación.

$$\nabla \times (\nabla \times F) = \nabla(\nabla \cdot F) - \nabla^2 F \quad (27)$$

Asumiendo que la divergencia del potencial magnético es igual a cero, quedará entonces del siguiente modo:

$$\nabla^2 A = \mu J \quad (28)$$

Se obtendrá la ecuación de Poisson para campos magneto estáticos. Considerando que la densidad de carga es nula conduce a la ecuación de Laplace:

$$\nabla^2 A = 0 \quad (29)$$

2.3.3 Campos variantes en el tiempo

La electrodinámica clásica trata con campos eléctricos y magnéticos, además de las interacciones causadas por distribuciones macroscópicas de cargas eléctricas y corrientes (Carozzi et al., 2002). Se incluyen en este estudio las contribuciones de las derivadas parciales respecto al tiempo de todas las magnitudes en las ecuaciones de Maxwell. En estas condiciones no existen campos eléctricos o magnéticos puros, sino que cualquier campo electromagnético variable presentará los dos tipos de campo, uno generando al otro, lo cual resulta en el fenómeno de propagación de onda.

La primera ley que se presenta es la de Gauss para el campo eléctrico (Universidad de Liverpool, 2013):

$$\nabla \cdot D = \rho_v \Leftrightarrow \nabla \cdot E = \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (30)$$

$$\oint_S D \cdot dS = \int_v \rho_v dv \quad (31)$$

Observando dichos planteamientos se deduce que una densidad de carga es capaz de producir un campo eléctrico y que el flujo que atraviesa una superficie cerrada es proporcional a la carga que se encuentra dentro de esa región.

La segunda ley de Gauss es para campos magnéticos y se da como:

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (32)$$

$$\oint_S B \cdot dS = 0 \quad (33)$$

El flujo magnético total que atraviesa una región cerrada es nulo, motivo por el cual la divergencia de estos campos no es posible, ya que no hay origen y destino aislados para sus líneas de fuerza, sino que es el mismo punto.

La ley de Faraday se pone de manifiesto en las ecuaciones:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} - J_m \quad (34)$$

$$\oint_L E \cdot dl = -\int_s \left(\frac{\partial B}{\partial t} + J_m \right) \cdot dS \quad (35)$$

Un campo eléctrico circulante (rotatorio) se puede originar por un flujo de campo magnético cambiante con el tiempo y una densidad de corriente magnética. El campo rotacional tendrá tendencia a girar en torno al elemento que lo originó. De la ecuación (35) se resalta el signo negativo en el término derecho, lo cual lleva a afirmar que, si el campo eléctrico y el flujo magnético son opuestos, entonces tiende a mantener el flujo que ya existe.

Por último, puede observarse el planteamiento de la ley de Ampere en las ecuaciones siguientes:

$$\nabla \times H = J_e + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (36)$$

$$\oint_L H \cdot dl = \int_s \left(J_e + \frac{\partial D}{\partial t} \right) \cdot dS \quad (37)$$

Una densidad de corriente eléctrica en un conductor determinado que tenga un flujo eléctrico variante en el tiempo, es capaz de producir un campo magnético que rotará alrededor de dicho conductor.

Las ecuaciones constitutivas para los campos variantes en el tiempo son:

$$D = \epsilon E \quad (38)$$

$$B = \mu H \quad (39)$$

$$J_e = \sigma E \quad (40)$$

$$J_m = \sigma^* M \quad (41)$$

2.3.4 Condiciones de la frontera

Las ecuaciones constitutivas definidas anteriormente, están relacionadas con las propiedades ϵ , μ y σ del medio que se esté analizando, el cual puede ser clasificado de acuerdo a su linealidad, homogeneidad o isotropía dependiendo de la distribución de estas tres propiedades (Sadiku, 2001). Siempre que en un problema electromagnético estén presentes dos medios adyacentes con diferentes características, es necesario emplear relaciones en ambos lados de la superficie que los separa para encontrar lo que sucede en la frontera de los mismos. Por lo general, se utilizan las cuatro relaciones de Maxwell de forma integral porque proporcionan información sobre el comportamiento en una región dada o en un punto justo al lado (Popovic, 1999; Dios-Otín et al., 1998).

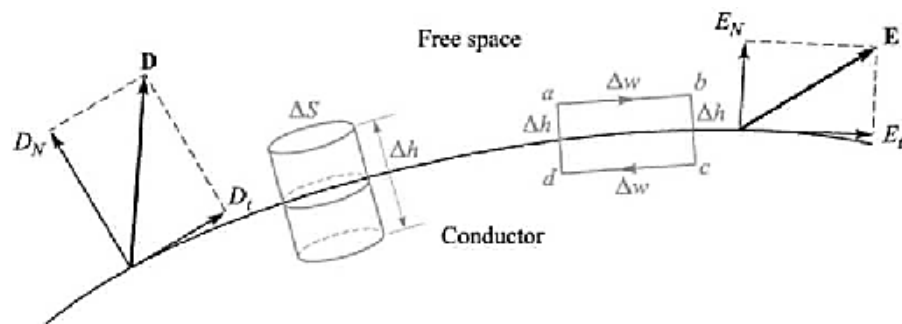


Figura 18. Forma de estudio de las condiciones de contorno.

La figura 18 muestra una región dividida por una línea, quedando el espacio libre encima y el interior de un conductor debajo. Se puede observar cómo quedan distribuidos y como se realiza el análisis empleando figuras regulares cuya altura se hace tender al mínimo valor para determinar lo que sucede cerca de la frontera. Lo que se obtiene al finalizar este estudio son relaciones entre los diferentes vectores electromagnéticos que incluirán a las propiedades constitutivas.

2.3.5 Ecuación de onda del campo eléctrico y magnético

Partiendo de las condiciones iniciales (Sadiku, 2001) $\rho_v = 0$ y $J = 0$ propias de medios lineales, isotrópicos, homogéneos y libres de fuentes, se obtienen los resultados siguientes al evaluarlas en las ecuaciones de Maxwell dadas en las ecuaciones (30), (32), (34) y (36):

$$\nabla \cdot E = 0 \quad (42)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (43)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (44)$$

$$\nabla \times B = \mu_o \varepsilon_o \frac{\partial E}{\partial t} \quad (45)$$

Al aplicar el rotacional a ambos miembros de la ecuación (44) se obtiene:

$$\nabla \times (\nabla \times E) = \nabla \times \left(-\frac{\partial B}{\partial t}\right) \quad (46)$$

Aplicando a la ecuación (46) la identidad mostrada en la ecuación (47), se obtiene la ecuación (48):

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} \quad (47)$$

$$\nabla \times (\nabla \times E) = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E \quad (48)$$

De aquí, el término $\nabla(\nabla \cdot E) = 0$ de acuerdo a la ecuación (42), por lo tanto, se puede establecer una relación con la ecuación (44), tal como se muestra a continuación:

$$\nabla^2 E = \nabla \times \left(\frac{\partial B}{\partial t}\right) \quad (49)$$

Derivando ambos lados de la ecuación (45) se obtiene la expresión que se muestra a continuación:

$$\nabla \times \left(\frac{\partial B}{\partial t}\right) = \mu_o \varepsilon_o \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (50)$$

Igualando el resultado anterior con el de la ecuación (49) se obtiene la ecuación de onda para campos eléctricos:

$$\nabla^2 E - \mu_o \varepsilon_o \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (51)$$

siendo $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_o \varepsilon_o}}$ la velocidad de propagación de la onda. Partiendo de la ecuación (45) y realizando el mismo procedimiento, comenzando por aplicar el rotacional en ambos miembros de la ecuación, se obtiene:

$$\nabla \times (\nabla \times B) = \nabla \times \left(\mu_o \varepsilon_o \frac{\partial E}{\partial t} \right) \quad (52)$$

Si se sustituye la identidad (47), entonces se obtiene:

$$\nabla(\nabla \cdot B) - \nabla^2 B = \nabla \times (\nabla \times B) \quad (53)$$

De la ecuación (43) $\nabla \cdot B = 0$, por lo tanto, la expresión se reduce a

$$-\nabla^2 B = \nabla \times (\nabla \times B) \quad (54)$$

la cual se relaciona con (42) para arribar a la fórmula siguiente:

$$-\nabla^2 B = \nabla \times \left(\mu_o \varepsilon_o \frac{\partial E}{\partial t} \right) \quad (55)$$

Derivando ambos miembros de la ecuación (44) se obtiene:

$$\nabla \times \left(\frac{\partial E}{\partial t} \right) = -\frac{\partial^2 B}{\partial t^2} \quad (56)$$

Finalmente, relacionando las ecuaciones (45 y 46) queda la ecuación de onda para campos magnéticos:

$$\nabla^2 B - \mu_o \varepsilon_o \frac{\partial^2 B}{\partial t^2} = 0 \quad (57)$$

2.4 Métodos numéricos

2.4.1 Introducción

La resolución de problemas electromagnéticos requiere de la aplicación de las ecuaciones de Maxwell con una formulación apropiada y condiciones iniciales o de frontera. La resolución analítica de estas ecuaciones requiere de muchas aproximaciones para simplificar el problema. El amplio rango de problemas electromagnéticos ha dado lugar al desarrollo de diferentes algoritmos computacionales, cada uno con sus beneficios y limitaciones. Estos algoritmos se han clasificado comúnmente en los llamados métodos “exactos” o de “baja frecuencia” y los métodos “aproximados” o de “alta frecuencia”. Luego, son

sub-clasificados en métodos en el dominio del tiempo o métodos en el dominio de frecuencia (Sadiku, 2001). Dentro de los métodos de baja frecuencia, los más comunes son el método de momentos, el de diferencias finitas y el de elementos finitos. Las ecuaciones con derivadas parciales se resuelven por lo general con los métodos de diferencias finitas o de elementos finitos, mientras que las ecuaciones integrales se resuelven con el método de momentos. Aunque los métodos numéricos proporcionan soluciones aproximadas, dicha aproximación es suficiente atendiendo a los problemas ingenieriles. Cada uno de estos métodos utilizan algunas simplificaciones analíticas para su fácil aplicación. Antes de analizar cada uno de estos métodos por separado, se brinda una breve descripción de cada uno de ellos:

- **Método de momentos (MoM):** es una técnica utilizada para resolver ecuaciones electromagnéticas de frontera o ecuaciones integrales en el dominio de la frecuencia, siendo de interés particular las fuentes electromagnéticas. El método de momentos es muy útil en la resolución de problemas de radiación o de dispersión (Harrington, 1968).
- **Método de elementos finitos (FEM):** Este método se utiliza para resolver problemas electromagnéticos de frontera en el dominio de la frecuencia, haciendo uso de una forma variacional. Se admiten elementos de dos o tres dimensiones, con diferentes estructuras permitiendo una alta precisión en la discretización del dominio de la solución. Al igual que el método de FDTD, la región debe ser truncada, haciendo el FEM poco adecuado para problemas de radiación o dispersión, a menos que se combinen con una aproximación de ecuaciones integrales de frontera (Sadiku, 2001).
- **Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD):** Esta técnica emplea el método de diferencias finitas para resolver las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. La aplicación del método FDTD es usualmente de “paso hacia delante”, es decir que, el dominio de solución se discretiza en pequeños elementos rectangulares o curvilíneos, con un “salto” en el tiempo para obtener los campos eléctricos y magnéticos a partir de los nodos anteriores. El método FDTD es adecuado para el análisis de medios no lineales y no homogéneos, aunque el método demanda de alta memoria del sistema debido a la discretización de todo el dominio de la solución. Además, el método sufre de alguna dispersión puesto que necesita truncar artificialmente la frontera de la solución. El método FDTD encuentra aplicaciones en problemas como el estudio de la propagación de ondas en medios complejos dieléctricos (Yee, 1966).

2.4.2 Método de momentos (MoM)

El método de los momentos se basa en expandir una cantidad desconocida usando un conjunto de funciones conocidas (funciones base) con coeficientes desconocidos. Posteriormente se convierte la ecuación resultante en un sistema de ecuaciones lineales teniendo en cuenta las condiciones iniciales o de frontera. Este sistema resultante puede resolverse usando métodos numéricos (Harrington, 1968). Considerando el problema general

$$L(f) = g \quad (58)$$

donde L es un operador lineal, g es una función conocida y f es desconocida. En los problemas electromagnéticos, L es generalmente el operador integro-diferencial, f es la función desconocida (la carga, por ejemplo) y g es una fuente de excitación conocida (campo incidente, por ejemplo). Expandiendo f en la suma de funciones base conocidas, con un peso dado por los coeficientes desconocidos:

$$f = \sum_{n=1}^N a_n f_n \quad (59)$$

donde a_n son los coeficientes desconocidos. Siendo L un operador lineal, se obtiene:

$$\sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \approx g \quad (60)$$

con la función residual:

$$R = g - \sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \quad (61)$$

Las funciones base se seleccionan con el fin de modelar el comportamiento esperado de la función desconocida a lo largo del dominio, y pueden ser escalares o vectores, dependiendo del problema.

El método de momentos es una técnica cuya solución satisface las condiciones de frontera electromagnéticas solo en puntos discretos. Entre esos puntos las condiciones de frontera pueden no cumplirse. Con el empleo de la operación producto interno es posible forzar las condiciones de frontera en una forma promedio sobre la superficie entera (Harrington, 1968; Sadiku, 2001), razón por la cual se define un producto interno entre las funciones base y una función de prueba o peso como:

$$\langle f_m, f_n \rangle = \int_{f_m} f_m(\mathbf{r}) \int_{f_n} f_n(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' d\mathbf{r} \quad (62)$$

donde $f_m(\mathbf{r})$ es la función de prueba o peso. Las integrales pueden ser de línea, de superficie o de volumen, dependiendo de las funciones base y prueba. Condicionando el producto interno para que cada una de las funciones residuales sea igual a cero, se obtiene:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle f_m, L(f_n) \rangle = \langle f_m, g \rangle \quad (63)$$

lo cual resulta en un sistema de ecuaciones lineales $\mathbf{Za} = \mathbf{b}$, siendo los elementos de la matriz del sistema

$$z_{mn} = \langle f_m, L(f_n) \rangle \quad (64)$$

y el vector independiente

$$b_m = \langle f_m, g \rangle \quad (65)$$

En el método de Momentos se utiliza una ecuación integral potencial mixta para expresar los campos eléctricos y magnéticos como una combinación de un vector y un potencial escalar. Las corrientes de superficie eléctrica y magnética que fluyen en el circuito planar se desconocen. La ecuación integral potencial mixta, mencionada anteriormente, se puede escribir como una ecuación de operador lineal:

$$\iint dS \vec{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}) = E(\mathbf{r}) \quad (66)$$

donde $J(\mathbf{r})$ es la corriente de superficie desconocida y $E(\mathbf{r})$ es la excitación conocida del problema.

Las corrientes desconocidas de superficie se discretizan haciendo el mallado del patrón de metalización planar y aplicando una expansión en un número finito de funciones básicas subseccionales.

$$B_1(\mathbf{r}), \dots, B_N(\mathbf{r}) \quad (67)$$

$$L(\mathbf{J}) = \mathbf{E}, \quad \mathbf{J} = \sum_{j=1}^n I_j \mathbf{B}_j \quad (68)$$

Las funciones básicas estándares empleadas en simuladores electromagnéticos planares son las funciones “*rooftop*” subseccionales definidas sobre las celdas rectangular y triangular en el mallado. Cada *rooftop* es asociado con un eje de la malla y representa una corriente de densidad constante fluyendo a través ese

eje (borde), como se muestra en la Figura 19. Las amplitudes desconocidas I_j , $j = 1, \dots, N$ de las funciones base de la expansión, determinan las corrientes fluyendo a través de los bordes de la malla.

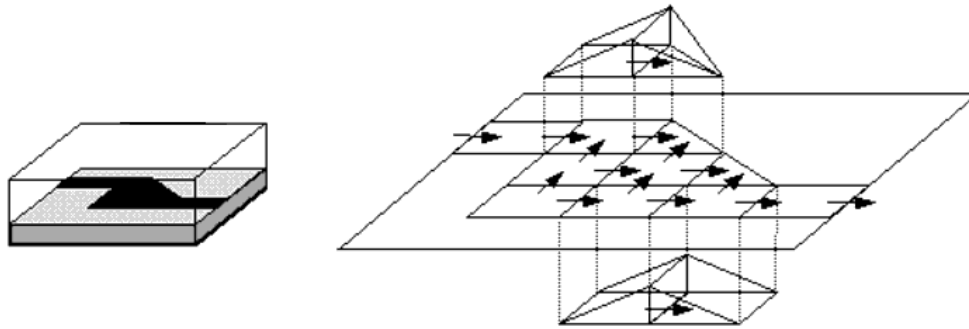


Figura 19. Celdas poligonales se definen para formar el mallado de la estructura.

La matriz de coeficientes Z se suele conocer como matriz de impedancias ya que su multiplicación por un vector de corrientes incógnita I_j origina un vector de campos eléctricos o voltajes, V_i .

$$V_i = Z_{i,j}I_j, \quad (69)$$

siendo

$$V_i = \iint_S B_i(r)E(r)dS, \quad (70)$$

$$Z_{i,j} = \iint_S B_i(r)dS \cdot \iint_{S'} G(r,r') \cdot B_j(r)dS' \quad (71)$$

En el caso particular de que las funciones base y de peso sean idénticas, como se ha asumido para obtener las expresiones anteriores, se le suele denominar formulación del método de Galerkin. Con el empleo de dicho procedimiento se transforma la ecuación integral (70) en una ecuación matricial discreta para $i = 1$, hasta N , de la ecuación (71). La formulación matricial, junto con la interpretación circuital permite percibir el problema como una red de N accesos, cada uno de los cuales resulta excitado por un generador de tensión de valor V_n . Los coeficientes de la matriz de impedancia son, entonces, las impedancias mutuas entre los accesos de esta red que aproxima el problema modelado. El papel que desempeñan estas impedancias depende de la selección de las funciones base: si estas están en el dominio discreto, entonces

las impedancias representan interacciones espaciales entre las N puertas del modelo. Por el contrario, si las funciones base son de dominio completo, las impedancias indican interacciones modales.

Utilizando la ecuación integral para el campo eléctrico, se puede expresar el campo electromagnético promediando la función diádica de Green. Esta última puede expresarse como una contribución del potencial vectorial $A(r)$ y del potencial escalar $V(r)$ de la forma:

$$\mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = j\omega \mathbf{G}^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{I} - \frac{1}{j\omega} \nabla[\mathbf{G}^V(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla'] \quad (72)$$

De sustituir esta función en la expresión dada anteriormente para la matriz de impedancia, se obtiene que

$$Z_{i,j} = j\omega L_i + \frac{1}{j\omega C_{i,j}} \quad (73)$$

siendo:

$$L_{i,j} = \iint_S B_i(r) dS \cdot \iint_{S'} G^A(r, r') B_j(r') dS' \quad (74)$$

$$\frac{1}{C_{i,j}} = \iint_S \nabla \cdot B_i(r) dS \cdot \iint_{S'} G^V(r, r') \cdot B_j(r') dS \quad (75)$$

Esto permite que a la ecuación de la matriz de interacción se le dé una interpretación física mediante la construcción de un modelo de red equivalente, como el que se muestra en la Figura 20. En esta red, los nodos corresponden a las celdas y portan las cargas de las celdas, donde cada celda corresponde a un capacitor conectado a tierra. Todos los nodos están conectados con ramas que transportan la corriente que fluye a través de las celdas. Cada rama tiene un inductor representando el acoplamiento magnético propio de las funciones básicas de corrientes asociadas. Todos los capacitores e inductores en la red son complejos, dependientes de la frecuencia y acoplados mutuamente, como todas las funciones básicas interactúan eléctrica y magnéticamente, tal como se percibe en la Figura 21. La tierra en este modelo equivalente corresponde al potencial en las capas de metalización infinita recogidas en las pilas de capas. En ausencia de las capas de metalización infinita, la tierra corresponde con la esfera en el infinito. La ecuación de la matriz de interacción del método de momentos se continúa a partir de la aplicación de las leyes de Kirchoff de voltaje en la red equivalente. Las corrientes en la red se derivan a partir de la solución de la ecuación de la matriz y representa las amplitudes de las funciones base.

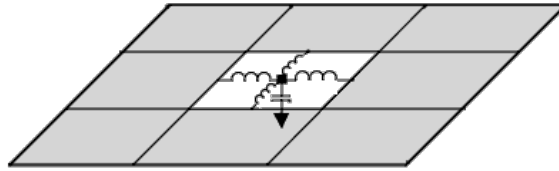


Figura 20. Circuito equivalente construido mediante el reemplazo de cada celda en el mallado con conexiones de un capacitor a tierra y el inductor a la celda adyacente.

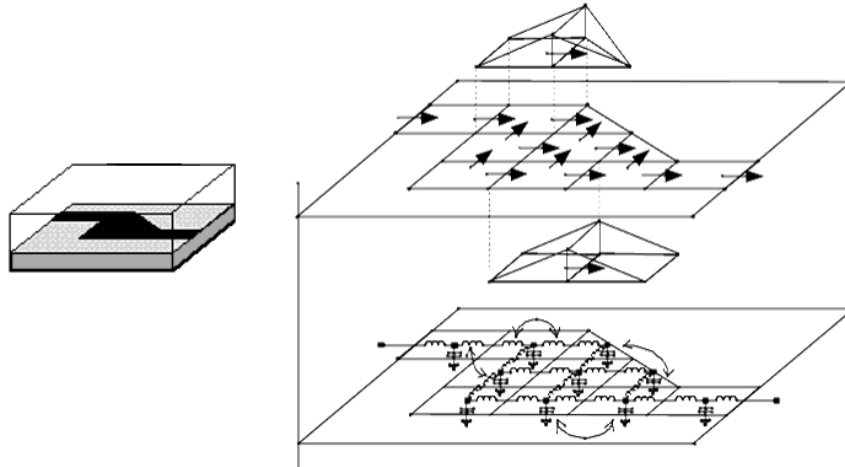


Figura 21. Representación de la red equivalente del problema discretizando para MoM.

2.4.3 Método de elementos finitos (FEM)

Este método es conocido en la comunidad del electromagnetismo y las microondas como la base del simulador electromagnético de 3 dimensiones utilizado por el software comercial como Ansoft HFSS. Este software puede resolver campos electromagnéticos en estructuras cuyo contorno puede tener un contorno arbitrario.

La magnitud, desconocida en el método de elementos finitos puede ser un campo o un potencial. Para expresarlo como suma de funciones de expansión conocidas con coeficientes desconocidos, se debe discretizar el dominio del campo en la superficie límite. Como el nombre del método implica, las funciones de expansión son siempre subseccionales. La subsección (elementos finitos) sobre el cual se definen, son contiguos y de la forma más simple posible. En un problema de 1D son elementos de línea, para un problema 2D son superficies triángulos (algunas veces rectangulares) y en un 3D son elementos de

volumen tetraédrico o pirámides. Esta selección de subdivisiones lo más simple posible, brinda máxima flexibilidad en la discretización de geometrías arbitrarias, lo cual es una de las fortalezas del método.

El método es útil en la solución de ecuaciones con derivadas parciales, tiene como ventaja que se puede trabajar con una región irregular. La cantidad, variable o magnitud desconocida en esta técnica es, usualmente, un campo o un potencial. Para expresarlo como suma de funciones de expansión conocidas con coeficientes desconocidos, se debe discretizar el dominio del campo en la superficie límite. Las funciones de expansión son funciones empleadas por métodos numéricos para aproximar la solución desconocida.

El análisis de elementos finitos para cualquier problema involucra 4 pasos básicos (Sadiku, 2001):

1. Discretización de la región de solución en un número finito de subregiones o elementos
2. Obtención de las ecuaciones que gobiernan el medio para cada uno de los elementos típicos
3. Inclusión de todos los elementos en la región de solución
4. Resolución del sistema de ecuaciones obtenido

Considerar el simple capacitor de placas paralelas en forma de L de la Figura 22.

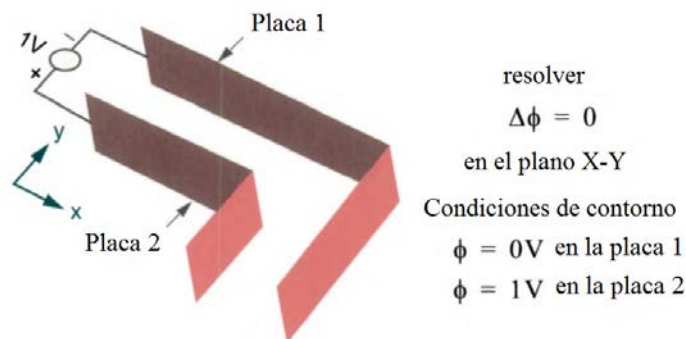


Figura 22. Problema electrostático simple resuelto con el método de elementos finitos.

El problema es de dos dimensiones en el plano X-Y y el campo electrostático está principalmente confinado entre las dos placas. Se puede discretizar el dominio solución en los triángulos que se muestran en la Figura 23:

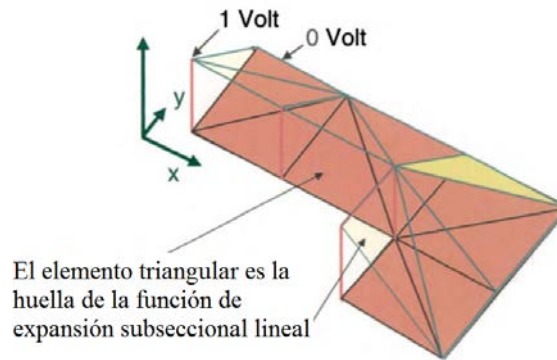


Figura 23. Aproximación a grosso modo al potencial entre dos placas.

Los elementos finitos son los triángulos anaranjados que se ven en el fondo en el plano X-Y, y las funciones de expansión lineal son el panel triangular amarillo que aproxima la función potencial entre las dos placas. Se puede notar que: Ambas esquinas de los triángulos están en los potenciales $\phi = 0V$ y $\phi = 1V$.

La función de expansión triangular está conectada por una línea. La continuidad se asegura a partir de un elemento hacia el otro. No existen esquinas libres o nodos en esta expansión debido a que todas están a un potencial determinado por las condiciones de contorno. Si se desea refinar la aproximación, se debe usar una discretización más fina.

Para derivar el método de FEM, se consideran elementos triangulares en el plano $X - Y$, con esquinas situadas en los puntos (x_p, y_p) , $p = 1, 2, 3$. Se asume que el potencial Φ^e dentro de estos elementos del subdominio que es una función lineal de x y y de la forma:

$$\phi^e = a + bx + cy \quad (76)$$

para una región triangular y

$$\phi_e(x, y) = a + bx + cy + dxy \quad (77)$$

para cuadriláteros. Se pueden expresar las constantes a , b y c mediante el potencial y las coordenadas de las esquinas del triángulo de la manera que sigue:

$$\phi_1^e(x_1, y_1) = a_1 + b_2x_1 + c_3y_1 \quad (78)$$

$$\phi_2^e(x_1, y_1) = a_1 + b_2x_2 + c_3y_2 \quad (79)$$

$$\phi_3^e(x_1, y_1) = a_1 + b_2x_3 + c_3y_3 \quad (80)$$

Posteriormente, los coeficientes a_1 , b_2 y c_3 podrán calcularse como

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_2 \\ c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_1^e \\ \phi_2^e \\ \phi_3^e \end{bmatrix} \quad (81)$$

Sustituyendo estos valores se llega a

$$\phi^e = \sum_p N_p^e \phi_p^e \quad (82)$$

Donde N_p^e se les llama funciones de forma. La función potencial ϕ^e dentro de un triángulo es una combinación lineal de la función de forma el potencial de tres nodos (coeficiente de expansión) del triángulo. En el caso tridimensional, el subdominio está formado por tetraedros. La Figura 24 muestra mallados típicos de dos y tres dimensiones.

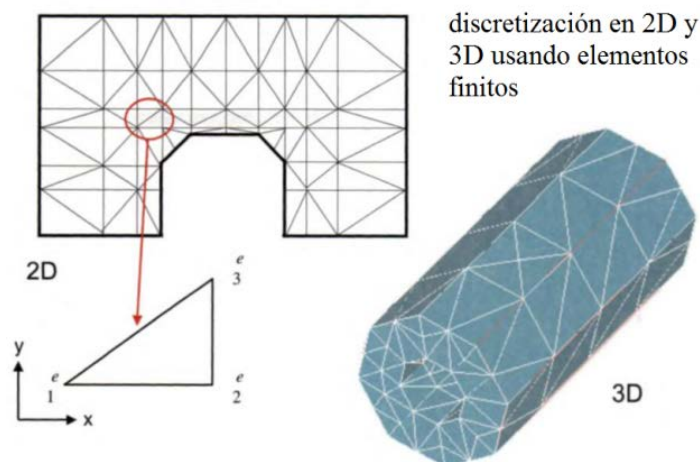


Figura 24. Formas de dividir la región en elementos finitos.

La estrategia para encontrar los coeficientes desconocidos se basa en el hecho de que la energía electromagnética es minimizada por la solución correcta. En otras palabras, se determinan los coeficientes desconocidos de tal manera que la energía total contenida en la aproximación se minimiza. La energía se calcula integrando el potencial o los campos. Las integrales de energía típicas son para el caso electrostático de dos dimensiones:

$$F_1 = \int_V \frac{\epsilon |\mathbf{E}|^2}{2} dv = \int_V \frac{\epsilon |\nabla \phi|^2}{2} ds \quad (83)$$

Mientras que para el caso periódico en el tiempo de 3 dimensiones con pérdidas es:

$$F_2 = \int_v \left\{ \frac{\mu |\mathbf{H}|^2}{2} + \frac{\epsilon |\mathbf{E}|^2}{2} - \frac{J \cdot \mathbf{E}}{2j\omega} \right\} dv \quad (84)$$

Realizando consideraciones energéticas se puede calcular el potencial en cada nodo del triángulo. Buscando la solución de potenciales ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 que minimice la energía dentro del elemento finito y luego, dentro de todo el recinto de cálculo. Esto se conoce como método variacional.

La energía electrostática total en un volumen V será la suma de la energía almacenada volumétrica (debida a cargas volumétricas y a campos exteriores) más la energía almacenada debida a la carga superficial asumiendo una región de dos dimensiones libre de carga ($\rho_s = 0$)

$$U_e = \frac{1}{2} \int \epsilon |\mathbf{E}|^2 dS = \frac{1}{2} \int \epsilon |\nabla \phi_e|^2 dS \quad (85)$$

Tomando la ecuación (82), tratando de determinar el potencial, se tendrá:

$$\nabla \phi_e = \sum_{i=1}^3 \phi_{ei} \nabla N_i \quad (86)$$

Sustituyendo en (85) se obtiene

$$U_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \epsilon \phi_{ei} K_{ij}^{(e)} \phi_{ej} \quad (87)$$

siendo $K_{ij}^{(e)}$ los coeficientes de una matriz, dados por

$$K_{ij}^{(e)} = \int \nabla N_i \cdot \nabla N_j dS \quad (88)$$

Calculando cada uno de estos coeficientes se obtiene:

$$K_{ij}^e = \varepsilon \frac{b_j b_i + c_j c_i}{4A} \quad \text{y} \quad \begin{cases} b_i = y_j - y_k \\ a_i = x_j x_k - x_k x_j \\ c_i = x_k - x_j \end{cases} \quad (89)$$

En seguida, deben acoplarse todos los elementos para formar la matriz K , teniendo en cuenta los nodos coincidentes y que la matriz K es simétrica ($K_{ij} = K_{ji}$). Como $K_{ij} = 0$ si no hay acoplamiento entre los nodos i y j , es evidente que para un gran número de elementos la matriz K tendrá un gran número de ceros (será sparse), K es una matriz singular. Estas características deben tenerse en cuenta en el momento de obtener la solución del sistema de ecuaciones. Finalmente, la energía asociada con todos los elementos será

$$U = \sum_{e=1}^N U^e = \frac{1}{2} \varepsilon [\phi]^t [K] [\phi] \quad (90)$$

Para obtener los potenciales de los nodos, se debe minimizar la energía, lo que implica que la ecuación de Laplace se satisface si dicha energía es mínima. Derivando la ecuación anterior para cada potencial del nodo e igualando a 0 se obtendrá un sistema de n ecuaciones algebraicas cuyas incógnitas son los potenciales de cada nodo, convirtiendo el problema en forma de una matriz y se resuelve por un método conocido.

2.4.4 Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD)

El método se utiliza para resolver problemas electromagnéticos transitorios empleando diferencias finitas. El método fue desarrollado por Kane Yee en 1966 para resolver las ecuaciones de Maxwell. Un sistema de ecuaciones de diferencias finitas sustituyen, como aproximaciones, a las derivadas parciales (temporales y espaciales) de las ecuaciones de Maxwell. La aproximación de una ecuación diferencial determinada realizada a través de diferencias finitas suele no ser única, y la aproximación que se escoja depende de aspectos como la dificultad del problema algebraico resultante y la exactitud de la solución. Para desarrollar el método se necesitan tres aspectos muy importantes, los cuales se definen en seguida:

Primero se establece la definición general de una ecuación en derivadas parciales, lo cual puede hacerse de la siguiente manera de forma general

$$f\left(x, y, z, t, U, \frac{\partial U}{\partial x}, \frac{\partial U}{\partial y}, \dots, \frac{\partial U}{\partial x^2}, \frac{\partial U}{\partial y^2}, \dots\right) = 0 \quad (91)$$

Como segundo aspecto se debe considerar las condiciones iniciales o de contorno, a las cuales está sujeta la solución. Por último, se debe garantizar la existencia y unicidad de la solución.

Con estos tres aspectos que definen al método se constituye un problema bien propuesto. Debe decirse que este método es computacionalmente costoso, en donde las soluciones requieren de mucha memoria y tiempo de cómputo. Finalmente, la ecuación diferencial continua original se resuelve de forma aproximada por un conjunto finito de puntos localizados en el dominio donde se desea encontrar la solución. Es decir, que se transforma de un problema continuo a uno discreto, lo cual se conoce como discretización. Estos puntos, anteriormente mencionados, se suelen identificar con los nodos de una red o malla que se utiliza para subdividir la región del espacio. A la hora de referirse a un nodo genérico de la malla, que además depende del tiempo, se denotará como

$$U(x, y, z, t) = U(i\Delta_x, j\Delta_y, k\Delta_z, \Delta_t^n) \equiv U^n(i, j, k) \quad (92)$$

donde x, y, z son coordenadas espaciales, t es la variable tiempo, $\Delta x, \Delta y$ y Δz son las dimensiones de las celdas espaciales de la malla, Δt es el paso temporal, y (i, j, k, n) son los índices de las coordenadas para denotar un punto en cuestión.

En el desarrollo de la discretización, a medida que disminuyen los parámetros $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ y Δt , el dominio de la solución discreta tiende al dominio de la solución continua, esto es, la solución del problema algebraico tiende a la solución del problema diferencial.

La solución en cada uno de los nodos de la malla se calcula aproximando los operadores diferenciales de la ecuación por operadores en diferencias. El inicio de este análisis parte del desarrollo de una función en serie de potencias de Taylor. Este desarrollo permite predecir el comportamiento global de una función con tan sólo conocer el valor de la función y de todas sus derivadas en un punto. El desarrollo en serie de Taylor de una función mono-valuada, finita y continua, $U(x)$, es

$$U(x + \alpha\Delta_x) = U(x) + \frac{\alpha\Delta_x}{1!} \frac{dU(x)}{dx} + \frac{(\alpha\Delta_x)^2}{2!} \frac{d^2U(x)}{dx^2} + \dots + \frac{(\alpha\Delta_x)^n}{n!} \frac{d^nU(x)}{dx^n} \quad (93)$$

Esta expresión evalúa la función en el punto $x + \alpha\Delta x$ a partir de los valores de la función y sus derivadas en el punto x . De este desarrollo, se obtienen las expresiones en diferencias finitas que permiten calcular el valor de una función, o sus derivadas, en un punto, las cuales se llaman:

- aproximación de la primera derivada mediante diferencias finitas por la derecha
- aproximación de la primera derivada mediante diferencias finitas por la izquierda
- aproximación de la primera derivada mediante diferencias finitas centradas
- aproximación de una función en un punto mediante diferencias finitas

Debido a que la aproximación de la primera derivada mediante diferencias finitas centradas presenta un error de truncamiento de segundo orden, se selecciona esta técnica para desarrollar el método de diferencias finitas. Partiendo de las aproximaciones por izquierda y derecha se llega a la expresión:

$$\frac{dU(x)}{dx} \simeq \frac{U(x+\Delta_x/2)-U(x-\Delta_x/2)}{\Delta_x} - O(\Delta_x^2) \quad (94)$$

Asumiendo que Δ_x es lo suficientemente pequeño, se puede encontrar la relación buscada

$$\frac{dU(x)}{dx} \simeq \frac{U(x+\Delta_x/2)-U(x-\Delta_x/2)}{\Delta_x} \quad (95)$$

La ecuación (91) se conoce como aproximación de la primera derivada mediante diferencias finitas centradas debido a que están presentes valores de la función, tanto a la derecha como a la izquierda, del punto en el que se desea calcular la derivada.

Precisamente, el término $O(\Delta_x^2)$ es el que provoca el error de truncamiento de segundo orden. Debido a lo anterior, si se desea aproximar la primera derivada de una función mediante diferencias finitas, esta aproximación proporciona mejores resultados que las de la izquierda y la derecha.

Definiendo el operador finito de diferencia centrada δ como

$$\delta U(x) = U\left(x + \frac{\Delta x}{2}\right) - U\left(x - \frac{\Delta x}{2}\right) \quad (96)$$

se puede expresar la ecuación (91) como:

$$\frac{dU(x)}{dx} = \frac{\delta U(x)}{\Delta_x} + O(\Delta_x^2) \quad (97)$$

El método de diferencias finitas, consiste en la sustitución de las derivadas parciales que aparecen en las ecuaciones de Maxwell del rotacional, por cocientes de diferencias finitas centradas. El algoritmo propuesto por Yee (1966) utiliza las diferencias centrales de segundo orden y puede resumirse como:

Reemplazar todas las derivadas en las leyes de Ampere y Faraday por diferencias finitas. Después discretizar tanto el espacio como el tiempo. Resolver las ecuaciones de diferencias resultantes de forma que expresen los campos “desconocidos” en términos de los campos “conocidos”. Evaluar los campos magnéticos y eléctricos para cada paso temporal de forma que vayan convirtiéndose en campos conocidos. Repetir el paso anterior hasta que se alcance el rango de precisión o tiempo deseado.

Según el esquema de Yee, para una celda espacial genérica (i, j, k) , cada una de las componentes del campo electromagnético se evalúa tal y como se muestra en la Figura 25.

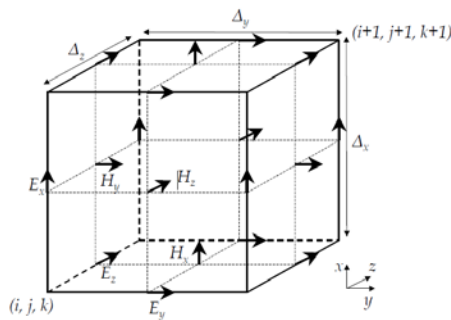


Figura 25. Disposición de las componentes de campo eléctrico y magnético en una celda espacial unidad del esquema de Yee.

Se puede observar un sistema en 3D donde los campos eléctricos y magnéticos se rodean mutuamente y están espacialmente acoplados, como corresponde con las leyes de Faraday y de Ampere. Se introduce además una discretización según la coordenada temporal, con un intervalo Δt , definiendo así al campo eléctrico para instantes de tiempo de la forma $t = n\Delta t$ y al campo magnético para $t = (n + 1/2)\Delta t$, siendo $n \in \mathbb{Z}$. Lo anterior implica que se definen dos sub-mallas dispuestas de forma intercalada, como se aprecia en la Figura 26:

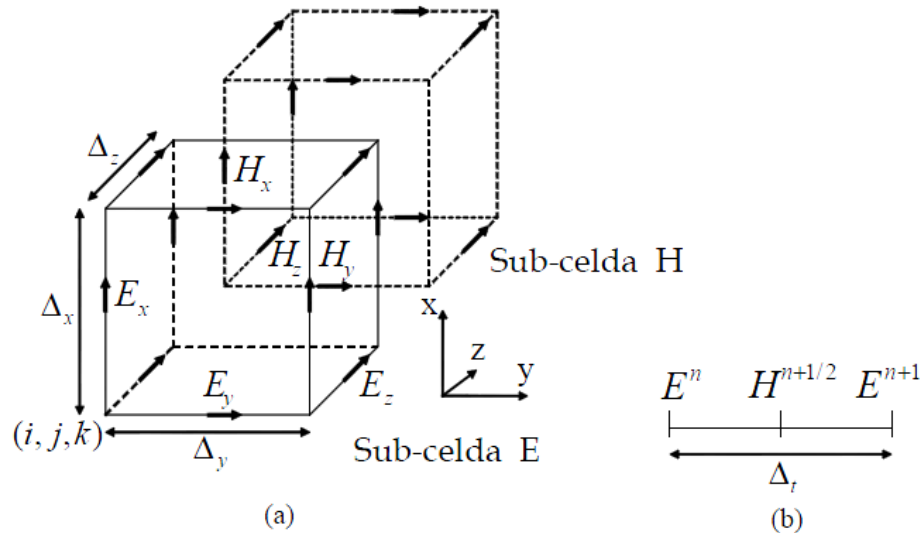


Figura 26. Distribución espacial (a) y temporal (b) de las componentes del campo eléctrico y magnético en el esquema de Yee.

Partiendo de las ecuaciones dadas en (34) y (36), se pueden descomponer en un sistema de seis ecuaciones continuas de derivadas parciales (las tres coordenadas espaciales para los dos vectores de campo). Utilizando una aproximación de diferencias finitas de segundo orden, de las leyes de Ampere y Faraday, para la distancia y el tiempo para una dirección dada, se obtiene la ecuación siguiente:

$$E_x \left| \begin{matrix} n+1 \\ i, j, k \end{matrix} \right. = \left(\frac{1--}{1+-} \right) E_x \left| \begin{matrix} n \\ i, j, k \end{matrix} \right. + \left(\frac{\Delta t}{1+-} \right) \left(\frac{H_z \left| \begin{matrix} n+\frac{1}{2} \\ i, j+\frac{1}{2}, k \end{matrix} \right. - H_z \left| \begin{matrix} n+\frac{1}{2} \\ i, j-\frac{1}{2}, k \end{matrix} \right.}{\Delta y} - \frac{H_y \left| \begin{matrix} n+\frac{1}{2} \\ i, j, k+\frac{1}{2} \end{matrix} \right. - H_y \left| \begin{matrix} n+\frac{1}{2} \\ i, j, k-\frac{1}{2} \end{matrix} \right.}{\Delta z} \right) \quad (98)$$

2.5 Aplicaciones de tecnologías vestibles

2.5.1 Introducción a la tecnología Máquina a Máquina (M2M) y el Internet de las Cosas (IoT)

A más de dos décadas de que se generó la idea de tener aparatos conectados a la red, ya sea inalámbrica o por cable de los sectores privados y públicos, y más allá de efectuarse una comunicación entre humanos solamente, se crearon nuevos mercados de microsistemas de seguridad, confort, optimización de procesos, localización de bienes y más servicios de valor agregado en la tecnología Machine-to-Machine

(M2M). A grandes rasgos un sistema maquina a máquina (M2M) permite a los dispositivos electrónicos con una aplicación específica, puedan intercambiar información por medio de la red, donde el aparato y aplicación puedan actuar de manera deseada u óptima. En la figura 27 se muestra un diagrama de máquina a máquina M2M (Boswarthick et al, 2012):

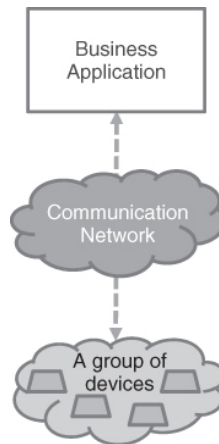


Figura 27. Diagrama máquina a máquina (M2M).

Como se puede observar en la figura 27, el intercambio de datos se realiza entre el dispositivo/aplicación conectado al sistema central por medio de la nube. Un ejemplo sería el tener un localizador satelital utilizado para conocer la ubicación del vehículo, ver las rutas que toma durante el día y monitorear los aspectos importantes del tren motriz con el fin de optimizar y reducir los costos para la empresa. Las tecnologías más utilizadas, pero no limitadas son: Bluetooth, ZigBeem RFID, LoRA, GPRS, 3G, WiFi, Ethernet, Land Lines, DSL, etc. El IoT o Internet de las Cosas, es básicamente una forma más amplia y generalizada del M2M, es decir, cuando la comunicación de la aplicación o dispositivo se diversifica no siendo exclusivamente máquina a máquina, sino máquina-humano, máquina-sistema, máquina-infraestructura, y viceversa, tecnología denominada como "Internet of Things", donde se tiene todo un mundo aplicaciones conectadas y entrelazadas como se muestra en la figura 28.

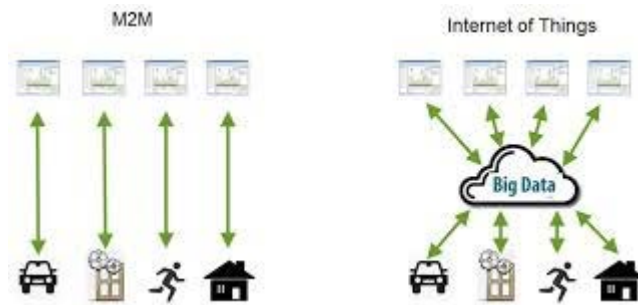


Figura 28. Sistema M2M y IoT.

2.5.2 Deporte y entretenimiento

Unos de los empujes más fuertes para los avances tecnológicos son los dispositivos consumibles, por su gran mercado y demanda. En los últimos años se han creado diversas aplicaciones como las pulseras para rendimiento deportivo y estar en forma, desarrollada por la compañía de Fitbit mostrada en la figura 29, que monitorea cada aspecto de un usuario día a día de actividades deportivas, ejercicio, alimentos, el sueño y el peso, para mantener y motivar a los usuarios a mejorar su calidad de vida. Esta compañía utiliza diferentes tecnologías inalámbricas en sus aparatos para su uso fácil y portabilidad, como lo es Wi-Fi, Bluetooth y GPS. En cada una de estas tecnologías se ocupa una antena vestible.



Figura 29. Pulsera vestible Fitbit.

La compañía Fitbit inició en 2007 con un capital de riesgo de \$400,000 dólares en San Francisco, California. Después de 8 años de su creación cuenta con el 77% del mercado de dispositivos vestibles de monitores

del deporte y ejercicio (Hof, 2014). En 2014 la compañía vendió casi 11 millones de dispositivos fitness, con una venta de 754 millones de dólares en un mismo año (Dolan Brian, 2015) como se puede apreciar en la figura 30.



Figura 30. Ventas de dispositivos vestibles Fitbit.

Por el lado del entretenimiento, el ejemplo más icónico sería el Google Glass, utilizando lo último en tecnología como lo es la realidad aumentada. Este gadget cuenta con reconocimiento de voz, proyector de retina, micrófono, sonido por conducción mediante el hueso encima de la oreja, ofrece mapeo, clima, y todas las aplicaciones posibles de un teléfono inteligente adaptadas en el lente, cámara de video y fotos, con memoria de almacenamiento de 12 GB, así como extender la funcionalidad del teléfono inteligente y el reconocimiento de imagen para identificar eventos. Todo esto se efectúa por medio de acceso a Internet por medio de Wi-Fi o Bluetooth (mediante celular), contando además con tecnología de geolocalización satelital GPS. Las diferentes aplicaciones que se pueden encontrar o utilizar con el Google Glass son masivas, como por ejemplo en operaciones, situaciones de emergencia (como bomberos), seguridad policiaca, etc. El aparato cuenta con dos antenas, una para GPS y la segunda para Bluetooth y Wi-Fi combinados en un solo puerto, el precio del Google Glass es de alrededor de \$1,500 dls. En la figura 31 se muestran a grandes rasgos las partes esenciales del Google Glass.



Figura 31. Partes esenciales del Google Glass.

2.5.3 Médicas y salud

En medicina y salud existen diferentes tipos de tecnologías ya existentes para monitorear los diferentes signos vitales del cuerpo humano o controlar cierto tipo de actividad médica, ya sea en pacientes, padecimientos crónicos, prevención, personas adultas, etc. Una de las restricciones de este tipo de aplicaciones es que la recolección de datos tiene que ser en tiempo real y 24 horas 7 días a la semana, en todo momento. La idea de una aplicación médica se puede ver representada en la Figura 32 (Wegmuller, 2007), donde se muestran las diferentes plataformas para recolectar la información o los signos vitales del cuerpo humano enviadas por sensores.

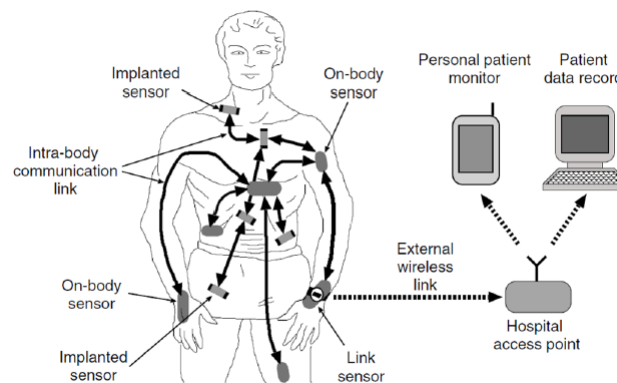


Figura 32. Plataforma para aplicaciones médicas.

Para la comunicación entre el sensor, implante y estación base, es necesario utilizar bandas disponibles para interoperabilidad y co-existencia. Las bandas permitidas para este tipo de aplicaciones definidas por la FCC (Federal Communication Commission), son las bandas de ISM (Industrial Scientific Medical) en los siguientes espectros de frecuencia, 902-928 MHz, 2400-2500 MHz, 5725-5875 MHz, así como también en la banda designada por la FCC para diagnóstico y terapia en implantes o aparatos vestibles con radio comunicación. Las bandas de 401-406 MHz, 413-419MHz, 426-432MHz, 438-444MHz y 451-457 MHz fueron asignadas para servicios de radio comunicación de dispositivos médicos (MedRadio).

Otra banda de frecuencias que se puede utilizar para aplicaciones vestibles médicas u otras, es la banda de aplicaciones UWB (ultra wide band), que se definió en 2002 en las frecuencias de 3.1 y 10.6 GHz. Bandas adicionales definidas recientemente para aplicaciones científicas es en las frecuencias de ondas milimétricas alrededor de 57 a 64 GHz, conocida como la banda de 60 GHz (Fisher, R, 2007). Las diferentes frecuencias se seleccionan dependiendo de la aplicación. Por ejemplo, si se trabaja con implantes muy pequeños, explorar altas frecuencias es conveniente para la miniaturización de las antenas y/o aparatos, la otra vertiente es explorar técnicas novedosas para la reducción del tamaño de la antena aun trabajando a frecuencias bajas. Un ejemplo de una antena para implante medico se puede observar en la Figura 33 (Kiourti et al, 2012).

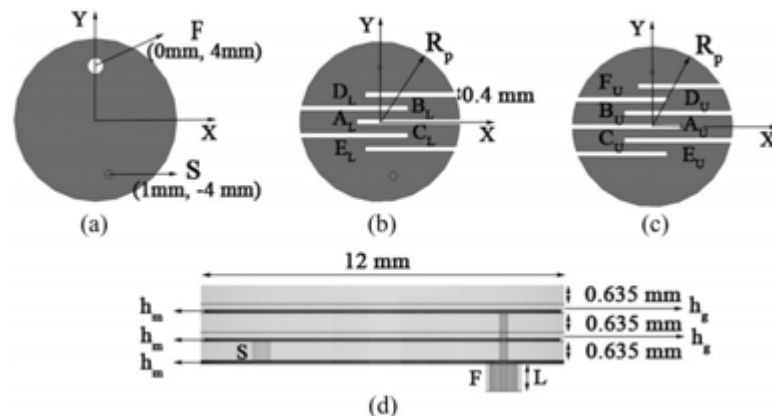


Figura 33. Modelo de antena: a) plano de tierra, b) parche inferior, c) parche superior, d) vista lateral.

En la Figura 34 se puede apreciar una antena de parche en capas, con 3 elementos principales y 3 capas de sustrato, la antena resuena en 403 MHz, con un ancho de banda de 20 MHz y con pérdidas por retorno

de -10 dB. La antena se diseñó para ser implantada en la parte posterior del cráneo, donde el nivel de absorción específica (SAR) es importante.

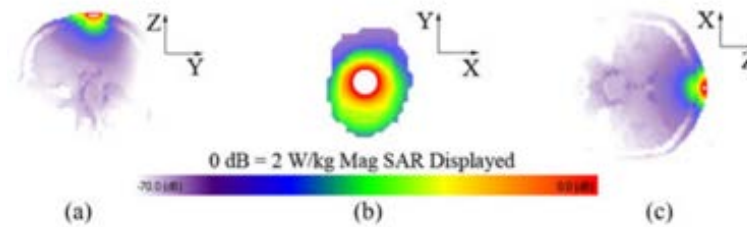


Figura 34. Distribución SAR en los planos: a) yz, b) xy, c) zx.

Las aplicaciones médicas de antenas vestibles, es una de las vertientes más fuertes en la actualidad, donde se han logrado grandes progresos en monitorear actividades de salud, recolección de signos vitales y monitorear ciertas partes del cuerpo u órganos.

2.5.4 Militar y rescate

Dentro de las aplicaciones militares, seguridad y rescate se cuenta con otros factores muy importantes a considerar para el diseño de la antena, no solo el rendimiento de la misma sino también la integración mecánica es de suma importancia para que la estructura de la antena diseñada funcione en ambientes muy hostiles, como explosiones, altas temperaturas, vibración, humedad, resistentes al agua, etc. En la figura 35 a) y b) se muestran ejemplos de aparatos vestibles en dichas aplicaciones.



Figura 35. Antenas en aparatos vestibles, a) Casco con localizador GPS, b) Antena en el traje.

En la Figura 35(a) se muestra un casco Batlskin Viper de la compañía Revision Military, con un localizador satelital GPS embebido en el casco, para conocer la localización del soldado cuando se encuentra en entrenamiento, o para analizar su rendimiento ante diferentes escenarios. La frecuencia de trabajo del GPS es en 1575.42 MHz.

Como ejemplo de la aplicación de rescate, en la Figura 35 (b) se puede apreciar una antena textil (Hertleer, C., 2004), que se incorpora en el traje del bombero para transmitir los signos vitales del mismo obtenidos del aparato biomédico portable. La frecuencia de transmisión de la aplicación es de 2.4 GHz en la banda libre ISM, la antena se construye a base de materiales textiles e hilo de cobre, como se puede observar en la Figura 36.

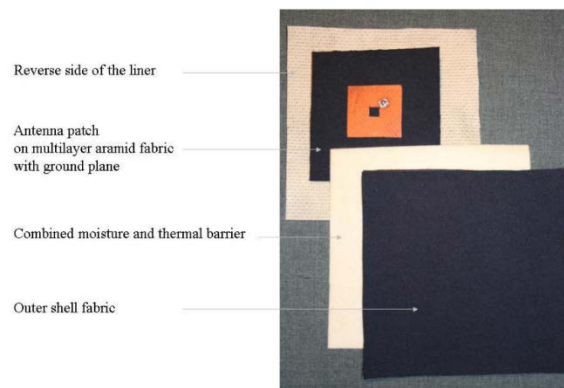


Figura 36. Antena vestible para la banda ISM.

El material utilizado como substrato es la tela de Aramid, que es una fibra sintética utilizada para ropa militar, aeroespacial y deporte extremo primordialmente. Es resistente al fuego, desgarre, corte y es ligera entre otras características. La constante dieléctrica del material Aramid es de alrededor de 1.85 con unas pérdidas tangenciales de 0.015, el espesor del substrato $h = 1.73$ mm. Para lograr el grosor se colocaron varias capas de tela de Aramid. Las dimensiones del parche fueron de 43x41 mm y la ganancia de la antena obtenida fue de 3 dBi colocada sobre el hombro.

2.6 Topologías de antenas más utilizadas en aplicaciones vestibles

2.6.1 Monopolo y dipolo

La antena monopolo es un elemento resonador cercano a un cuarto de longitud de onda, donde el plano de tierra se utiliza para radiar la parte complementaria del monopolo, en contraste con el dipolo que requiere que tenga un elemento de plano de tierra en su estructura. Por ejemplo, en los dispositivos electrónicos, el plano de tierra en las capas exteriores se pueden utilizar como elemento radiador, es decir que se implementa una antena monopolo en la tarjeta y la parte negativa para complementar el dipolo sería la tierra de la tarjeta.

Una antena dipolo se considera como el diseño más básico en la integración de antenas, una parte de la estructura se dedica al positivo y la contraparte al negativo. Existen diferentes tipos como simétricas y asimétricas, de cable, planares, tipo de alimentación, etc. En la Figura 37 se muestra una comparación de las estructuras de una antena dipolo y una monopolo, donde se puede apreciar la diferencia entre ellas.

En el diseño y la aplicación de la antena, la estructura monopolo y dipolo se pueden hacer del tipo planar, debido a que estructuras ortogonales con respecto al cuerpo humano no se desean por su portabilidad, espacio, destrucción de la antena por uso, y que puedan ser embebidas en la ropa etc, un ejemplo de estructuras vestibles planares se encuentra en *"A wearable monopole antenna for ultra wideband with notching function,"* (Ma L et al, 2008).

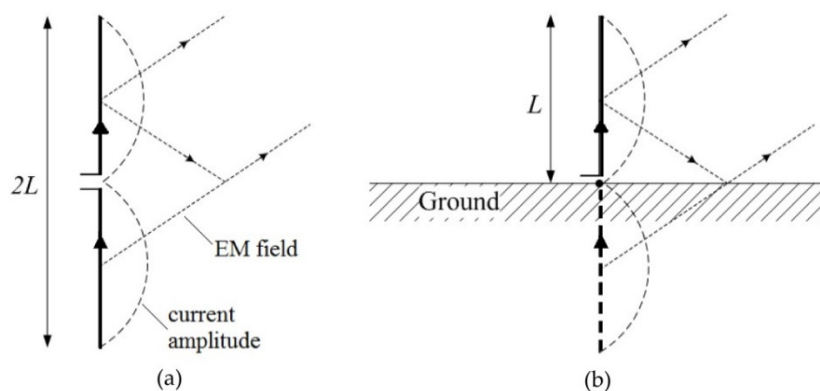


Figura 37. Comparación de antena dipolo y antena monopolo.

2.6.2 Parche y PIFA

El concepto de antenas impresas fue propuesto originalmente por Deschamps en 1953, sin embargo se tenían fenómenos indeseables. Veinte años después Howell y Munson en 1973 realizaron la primera antena de microcinta (Garg et al., 2001). El alto rendimiento de las antenas para aviones, aeronaves espaciales, satélites y misiles con respecto al tamaño, peso, costo y fácil instalación, fueron los que impulsaron el resurgimiento de esta tecnología, que también se utiliza en comunicaciones inalámbricas y celular. La estructura básica de una antena planar de microcinta, está formada por un solo elemento radiador llamado comúnmente como “parche” como se muestra en la Figura 38 y cuyas características de propagación se describen enseguida.

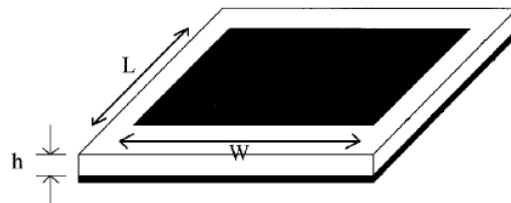


Figura 38. Estructura básica de un parche.

El parche rectangular mostrado en la Figura 39, es el más ampliamente utilizado de las diferentes configuraciones de elementos de antenas. El análisis de este tipo de parches es sencillo, y se realiza mediante el método de línea de transmisión y el método de cavidad, los cuales son más exactos para sustratos delgados (James and Hall, 1989).

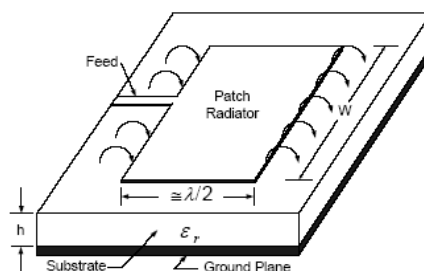


Figura 39. Parche rectangular.

Las antenas PIFA (Planar Inverted-F Antenna por sus siglas en inglés), son un tipo de antena muy utilizada en la industria de telecomunicaciones inalámbricas, la cual se muestra en la Figura 40. Estas antenas PIFAs se pueden considerar como antenas de parche con elemento en corto a tierra (Fujimoto K, 2005). Una de las principales ventajas de las antenas PIFAs es que son delgadas, tienen buena eficiencia, además de ser muy buenos diseños para pasar las pruebas de absorción SAR, debido a que cuenta con un plano de tierra por debajo del elemento radiador, reduciendo significativamente la radiación hacia atrás o hacia el cuerpo humano. El problema con estas antenas es el ancho de banda reducido, debido que el ancho de banda es directamente proporcional con la distancia a tierra.

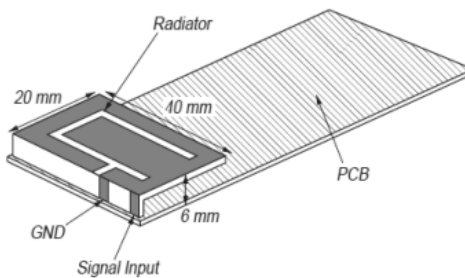


Figura 40. Antena PIFA.

2.6.3 Antenas comerciales

Para antenas comerciales vestibles del tipo “off the shelf” traducido como disponible a la venta, no existe mucha información disponible debido a que las aplicaciones vestibles son muy específicas y requieren que las antenas estén hechas a la medida del aparato o aplicación. Sin embargo se encontraron dos antenas vestibles con aplicación en el área de la milicia. La primera antena es de la compañía Pharad que es una compañía estadounidense que produce antenas para operar en las bandas LTE en todo el mundo (Pharad, 2013), la segunda antena es fabricada por Panorama, empresa establecida en el Reino Unido (Panorama, 2014). En la Figura 41 se muestra la antena de Pharad, en donde la antena es fabricada en un material flexible delgado que se acopla a la forma de la superficie de donde se instala. La antena es a prueba de agua y se monta en un chaleco militar como principal forma de instalación.



Figura 41. Antena de Pharad.

La antena fabricada por la compañía Panorama se monta en el cuerpo humano, preferentemente en la espalda para operaciones encubiertas, puesto que la antena es delgada y se puede disimular entre la ropa. La antena consiste de un dipolo flexible, y opera en la banda de Tetra de 380 a 430 MHz. La máxima eficiencia de la antena se obtiene cuando la antena se extiende verticalmente en la espalda del usuario (Panorama, 2014).

Capítulo 3. Medición de la constante dieléctrica de materiales flexibles

Los requisitos específicos para el desarrollo de antenas portátiles de tecnología vestible, son una estructura plana o curva y materiales de construcción flexibles. Varias propiedades de los materiales influyen en el comportamiento de la antena. La permitividad compleja es ampliamente utilizada para la caracterización de materiales dieléctricos. Es una cantidad dependiente de la frecuencia, que produce atenuación y cambios de fase de la onda electromagnética que se propaga en los medios. La permitividad se puede adquirir a partir de los coeficientes de transmisión y reflexión. El conocimiento de las propiedades dieléctricas de estos materiales es importante para predecir el comportamiento de circuitos y antenas de microondas. Por ejemplo, el ancho de banda y la eficiencia de una antena de microcinta planar se determinan principalmente por la constante dieléctrica del sustrato y su espesor. La disminución de la permitividad del sustrato provoca un aumento de la frecuencia de resonancia de la antena, así como también un cambio en el ancho de banda de la antena. La tecnología de antenas vestibles involucra la utilización de materiales blandos y flexibles principalmente, aunque los materiales rígidos o duros no se descartan por completo.

En esta tecnología los dispositivos vestibles se colocan sobre el cuerpo humano, en las ropas o en accesorios como pulseras, brazaletes, cintos, cascos, etc. Entre los materiales flexibles se tienen las telas o textiles, plásticos, polímeros, fibra de vidrio FR4 y PTFE (Poli Tetra Fluoro Etileno) con espesor pequeño, etc., mientras que en la categoría de sustratos duros se tienen a los de polímeros, fibra de vidrio FR4, PTFE gruesos, así como los materiales cerámicos, vidrio, cuarzo, etc. Zhang L et al, (2012). En este capítulo se presentan los tipos de materiales flexibles, incluyendo la metodología empleada para determinar experimentalmente la constante dieléctrica de algunos materiales flexibles empleados para el diseño y desarrollo de antenas con aplicaciones en la tecnología vestible. En este trabajo los materiales a caracterizar se han dividido en tres grupos: Textiles, Pieles y Polímeros y se describen enseguida, presentando la metodología de medición y los resultados obtenidos de la caracterización.

3.1 Caracterización de materiales textiles.

El uso de textiles en antenas portátiles requiere la caracterización de sus propiedades. Las telas ordinarias se han utilizado como sustratos y los textiles formados por conductores eléctricos están disponibles en el mercado y se han utilizado con éxito. Sin embargo, se puede encontrar poca información sobre las

propiedades electromagnéticas de los textiles regulares. Las telas son materiales fibrosos planos cuyas propiedades se determinan principalmente por las propiedades de las fibras componentes y la estructura de los hilos y / o del tejido. Las telas son materiales porosos, que se pueden considerar anisotrópicos, ya que la orientación principal de las fibras y / o hilos puede ser diferente en un sentido que en el otro. Las telas son compresibles cuyo espesor, densidad, el volumen de aire y el tamaño de los poros pueden cambiar a bajas presiones. En general, los textiles presentan una constante dieléctrica muy baja que reduce las pérdidas de onda de superficie y aumenta el ancho de banda de impedancia de la antena. Sin embargo, los materiales textiles se ven afectados por la humedad o moléculas de agua del entorno, lo que afecta su morfología y sus propiedades electromagnéticas tendiendo a aumentar el valor de la constante dieléctrica. Salvado R. et al, (2012). Todas estas características son de alguna manera difíciles de controlar en aplicaciones reales de textiles, siendo necesario conocer cómo influyen estas en el comportamiento de la antena para minimizar los efectos no deseados.

Los materiales textiles consisten de fibras ensambladas o tejidas, donde las fibras se hacen de cadenas de polímeros que tienen una relación L/D (longitud/diámetro) grande. Como los materiales textiles presentan un rango bastante estrecho de valores de permitividad, su espesor, determina principalmente el ancho de banda así como la impedancia de entrada de la antena, siendo crucial en el diseño de antenas. Para una permitividad relativa fija, el espesor del sustrato se puede elegir para maximizar el ancho de banda de la antena plana. Sin embargo, este valor puede no optimizar la eficiencia de la antena. Por lo tanto, la elección del espesor del material dieléctrico es un compromiso entre la eficiencia y el ancho de banda de la antena. Hertleer C. et al (2009).

La permitividad compleja es ampliamente utilizada para la caracterización de materiales dieléctricos. Es una cantidad dependiente de la frecuencia, que produce atenuación y cambios de fase de la onda electromagnética que se propaga en los medios. En una estructura rígida, la permitividad se puede obtener a partir de los coeficientes de reflexión y transmisión. Existen diversos métodos de microondas recomendados para obtener la permitividad compleja de materiales sólidos y flexibles Chen L.F. et al, (2004). Tres métodos que han sido ampliamente utilizados son: el de cavidades Fabry – Perot, el de guías de onda llenas parcialmente o totalmente llenas y el de la medición en el espacio libre que se realiza mediante la medición de la reflectancia y la transmitancia, Harmer S. W. et al, (2008). La mayoría de las compañías que fabrican sustratos utilizan el método de guías de onda y unas pocas el de cavidades. El método de mediciones en el espacio libre es más adecuado para longitudes de onda pequeñas, en un rango por debajo del milímetro, ya que el tamaño de la muestra tiene dimensiones razonables para evitar un efecto de difracción de borde indeseable. Sin embargo, el inconveniente de la mayoría de los sistemas

de medición de espacio libre son las ondulaciones (o resonancias parasitarias) en los datos medidos causados por reflejos múltiples de superficies de muestra y antenas que no se pueden predecir con precisión en los modelos teóricos. Gagnon N. et al, (2004), proponen un método de bajo costo para medir la constante dieléctrica en banda Ka en el espacio libre.

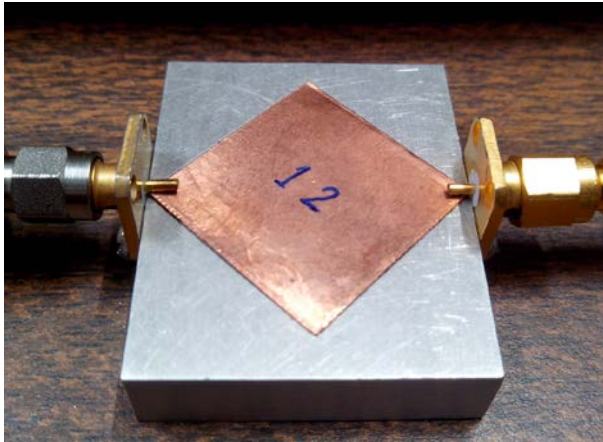
El Método de medición de la constante dieléctrica relativa empleado en este trabajo es el del substrato resonador o método resonante, Medina-Monroy J.L., (1994), que es un método no destructivo, sencillo y económico. Este método consiste en medir las frecuencias de resonancia de una muestra del material recortado en forma cuadrada con dimensiones W(mm) x L(mm), ambas de aproximadamente 25.4mm (1 pulgada cuadrada). Las dos caras del material a medir se metalizan empleando hojas o láminas de cobre o pintura conductiva de plata. El material metalizado se coloca en una base de pruebas metálica con las esquinas hacia los conectores SMA (18GHz) o conectores K (40GHz) como se muestra en la Figura 42(a). Con el fin de evitar un desplazamiento de las frecuencias de resonancia debidas a los extremos abiertos, se metalizan los lados dejando una abertura en dos esquinas opuestas de la muestra y los conectores se separan un poco de la muestra (sin hacer contacto), asegurando que no se supriman los modos resonantes de primer orden (Modo dominante).

Las frecuencias de resonancia se miden con un analizador de redes vectorial HP8510C que opera en el rango de frecuencias de 0.045 a 50 GHz, calibrado en el intervalo de frecuencias de 1 a 12 GHz mediante la técnica SOLT, ya que las antenas vestibles a desarrollar en este trabajo operan por debajo de los 12 GHz, y que además a frecuencias mayores a 12 GHz puede existir confusión en la identificación de los modos resonantes. Una vez calibrado el analizador de redes, se conecta la base de prueba en los puertos del analizador de redes y se coloca la muestra a medir sobre la base como se puede apreciar en la Figura 42(b). Posteriormente se realiza la medición de los parámetros "S" en los modos de reflexión (S_{11} o S_{22}) y de transmisión (S_{12} o S_{21}) mediante el analizador de redes vectorial HP8510C. De los parámetros medidos, se toman las frecuencias de resonancia, se identifican los modos resonantes y se calcula la constante dieléctrica mediante la ecuación 99, Medina-Monroy J.L., (1994).

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{2f_{nm}} \right)^2 \left(\left(\frac{m}{W} \right)^2 + \left(\frac{n}{L} \right)^2 \right) \quad (99)$$

Cuando la muestra es perfectamente cuadrada no existirá confusión entre los modos f_{10} y f_{01} , sin embargo cuando $W \neq L$ con una pequeña diferencia, habrá confusión de si la frecuencia de resonancia es f_{10} o f_{01} .

Por esta razón, se recomienda tomar la lectura de la segunda frecuencia de resonancia (en el modo f_{11}) y calcular la ϵ_r . Con el valor de ϵ_r resultante y las dimensiones de la muestra W y L , se puede calcular y generar una tabla de las frecuencias de resonancia posibles con los diferentes modos de propagación (m y n) mediante la ecuación (100).



(a)



(b)

Figura 42. Muestra dieléctrica colocada en la base de prueba (a) y equipo de medición (b).

$$F_{mn} = \sqrt{\left(\frac{c^2}{4\epsilon_r}\right) \left[\left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2\right]} \quad (100)$$

En seguida se hace una comparación de las frecuencias calculadas con la ecuación (100) con las frecuencias obtenidas de la medición con el analizador de redes y se calcula la constante dieléctrica ϵ_r mediante la ecuación (99).

Las muestras de textiles que se someterán a la medición se muestran en la Figura 43(a). Las muestras se metalizan por ambos lados con lámina de cobre y se numeran como se muestra en la Figura 43(b). Los materiales a medir son las telas de Mezclilla-Algodón con dimensiones: $W=25.49\text{mm}$ x $L=26.16\text{mm}$, Poliéster-Algodón $W=25.77\text{mm}$ x $L=26.2\text{mm}$ y Lycra expandex cuyas dimensiones son: $W=25.32\text{mm}$ x $L=25.66\text{mm}$. Los resultados de las mediciones se presentan a continuación.

El primer material textil correspondiente a la mezclilla- Algodón con dimensiones $W=25.49\text{mm}$ x $L=26.16\text{mm}$, se coloca en la base de pruebas y se determinan las frecuencias de resonancia en los modos de reflexión (S_{11} o S_{22}) y de transmisión (S_{12} o S_{21}) mediante el analizador de redes vectorial HP8510C, cuyos resultados de la medición se muestran en la Figura 44.

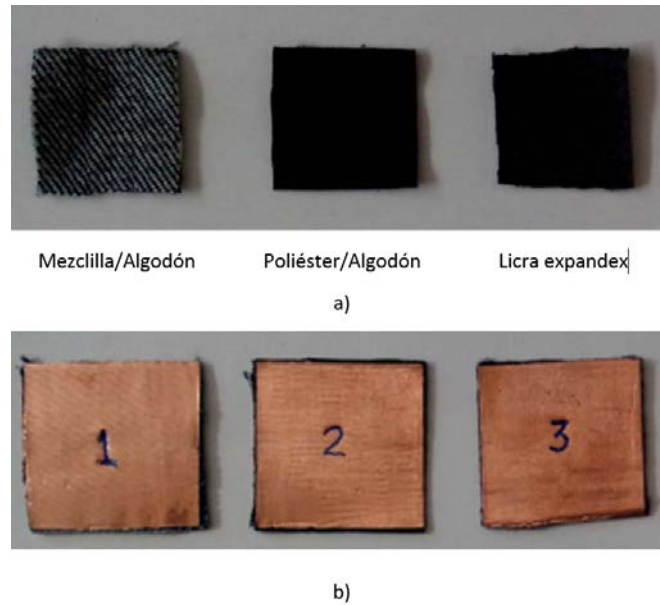


Figura 43. Materiales textiles bajo medición (a), metalizados (b).

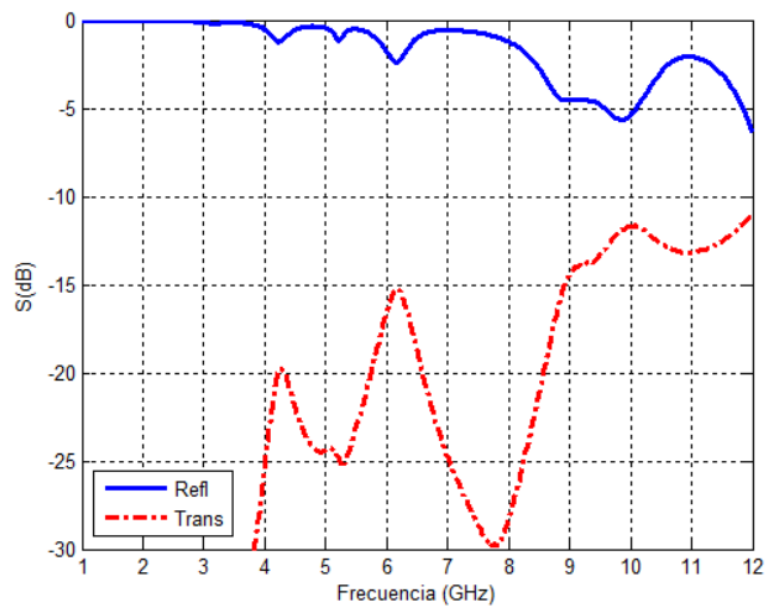


Figura 44. Frecuencias de resonancia del material textil de Mezclilla-Algodón medidas de 1 a 12 GHz.

Se puede observar que la primera frecuencia de resonancia se encuentra en 4.231 GHz, la cual puede corresponder al modo 01 o al 10, mientras que la segunda frecuencia de resonancia con valor de 6.17 GHz corresponde, sin ninguna duda, al modo 11. Con esta frecuencia de resonancia se calcula la ϵ_{r11} inicial con la ecuación (99) como se muestra en la ecuación (101), resultando $\epsilon_r = 1.7709$.

$$\epsilon_{r11} = \left(\frac{(299.7956)^2}{4(6.17)^2} \right) \left[\left(\frac{1}{25.49} \right)^2 + \left(\frac{1}{26.16} \right)^2 \right] = 1.7709 \quad (101)$$

Con el valor de $\epsilon_r = 1.7709$ calculado en la ecuación (101), se utiliza la ecuación (100) para calcular las frecuencias correspondientes a los modos m y n como sigue.

$$F_{mn} = \sqrt{\left(\frac{(299.7956)^2}{4(1.7709)} \right) \left[\left(\frac{m}{25.49} \right)^2 + \left(\frac{n}{26.16} \right)^2 \right]} \quad (102)$$

Dando valores a m y n entre 0 y 2 para los primeros modos. En la Tabla 2 se muestran las frecuencias calculadas correspondientes a los modos m y n, así como las frecuencias obtenidas de la medición en los modos de reflexión Rx y transmisión Tx. En seguida se identifican los modos correspondientes a las frecuencias medidas y se calcula la constante dieléctrica ϵ_r con la ecuación (99). En la Tabla 2 se muestran también los valores de ϵ_r promedio obtenidos con la media y la mediana estadística, así como el valor final de la $\epsilon_r = 1.7422$. En la Figura 45 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada para los modos de reflexión y transmisión en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos.

Tabla 2. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Mezclilla-Algodón.

Modo	F _{mn} calc (GHz)	F _{mn} med Rx(GHz)	ϵ_r Rx	F _{mn} med Tx(GHz)	ϵ_r Tx	ϵ_r Prom
01	4.3059	4.231	1.8341	4.286	1.7874	1.8107
10	4.4190					
11	6.170	6.17	1.7709	6.197	1.7555	1.7632
02	8.6118					
20	8.838	8.975	1.7173	9.181	1.6411	1.6792
12	9.679					
21	9.831	9.868	1.7627	10.089	1.6816	1.6543
Media			1.770		1.716	1.7430
Mediana			1.764		1.719	1.7415
ϵ_r			1.767		1.717	1.7422

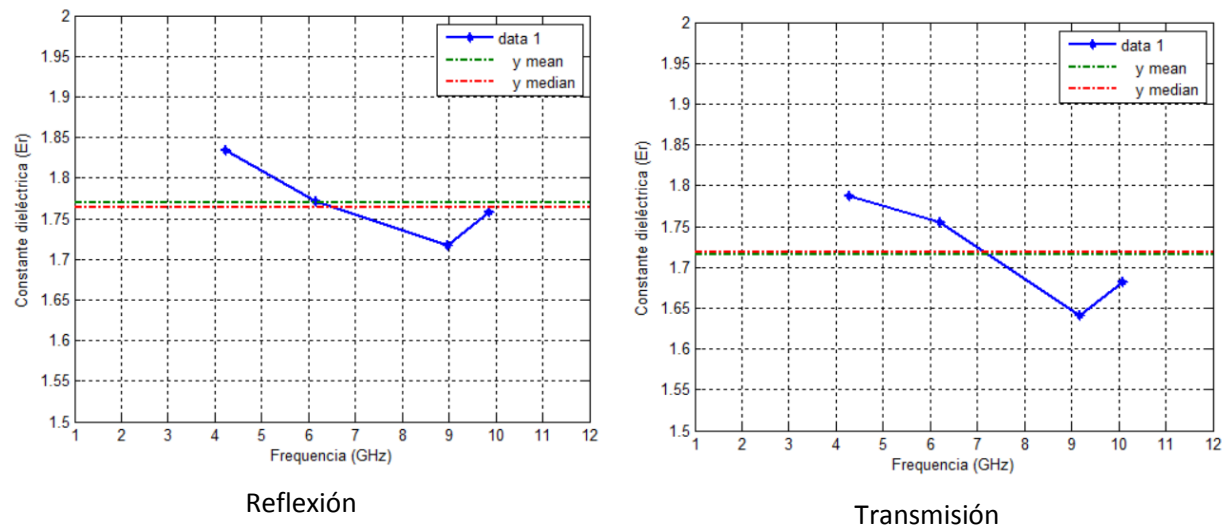


Figura 45. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Mezclilla-Algodón.

El segundo material textil a medir es el de Poliéster-Algodón. En la Figura 46 se presentan las frecuencias de resonancia obtenidas de la medición en los modos de reflexión y transmisión del material textil: Poliéster-Algodón cuyas dimensiones son $W=25.77 \times L=26.2 \times h=3.69$ mm. Se puede observar que la primera frecuencia de resonancia se encuentra en 4.217 GHz, mientras que la segunda frecuencia de resonancia es 6.06 GHz la cual corresponde al modo 11. Con esta frecuencia de resonancia se calcula la ϵ_{r11} inicial resultando $\epsilon_r = 1.8043$. Con este valor de ϵ_r calculado con la ecuación (99), se utiliza la ecuación (100) para calcular las frecuencias correspondientes a los modos m y n.

En la Tabla 3 se muestran las frecuencias calculadas y las frecuencias obtenidas de la medición en los modos de reflexión Rx y transmisión Tx. En seguida se identifican los modos correspondientes a las frecuencias medidas y se calcula la constante dieléctrica ϵ_r con la ecuación (99). En la Tabla 3 se incluyen los valores de ϵ_r promedio obtenidos con la media y la mediana estadística, así como el valor final de la $\epsilon_r = 1.7945$. En la Figura 47 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada para los modos de reflexión y transmisión en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos. Es conveniente mencionar que en el modo de reflexión fue difícil detectar frecuencias de mayor orden y solo se detectaron los primeros dos modos.

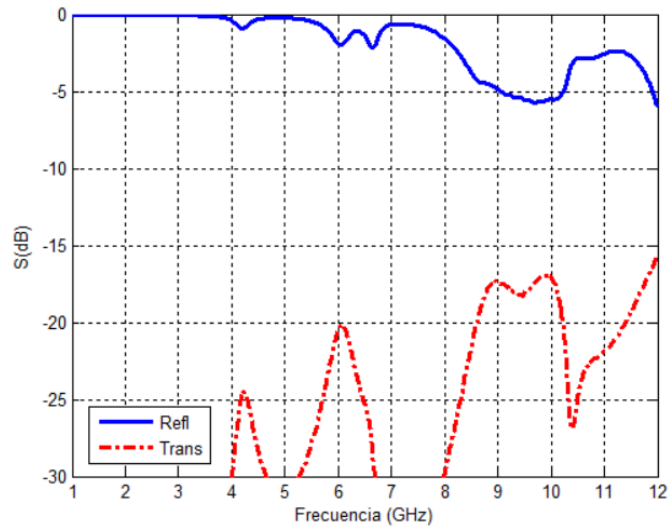


Figura 46. Frecuencias de resonancia del material textil de Poliéster-Algodón medidas de 1 a 12 GHz.

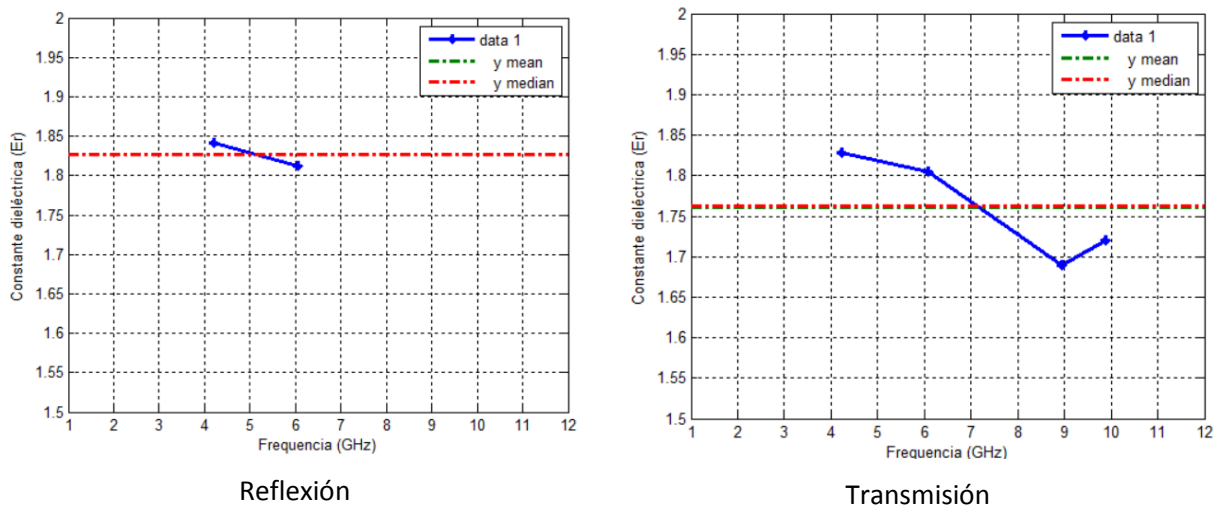


Figura 47. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Poliéster-Algodón.

Tabla 3. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Poliéster-Algodón.

Modo	$F_{mn,calc}$ (GHz)	$F_{mn,med}$ Rx(GHz)	ϵ_r Rx	$F_{mn,med}$ Tx(GHz)	ϵ_r Tx	ϵ_r Prom
01	4.2593	4.217	1.8407	4.231	1.8285	1.8346
10	4.3304					
11	6.0740	6.06	1.8127	6.074	1.8043	1.8085
02	8.5186					
20	8.6607	-	-	8.95	1.6896	1.6896
12	9.5560					
21	9.6514	-	-	9.883	1.7207	1.7207
Media			1.827		1.761	1.7940
Mediana			1.827		1.763	1.795
ϵ_r			1.827		1.762	1.7945

El tercer material textil a medir es el de Lycra- Expandex. En la Figura 48 se presentan las frecuencias de resonancia obtenidas de la medición en los modos de reflexión y transmisión del material textil: Licra- Expandex cuyas dimensiones son $W=25.32 \times L=25.66 \times h=1.59\text{mm}$. Se puede observar que la primera frecuencia de resonancia se encuentra en 4.3 GHz, mientras que la segunda frecuencia de resonancia es 6.101 GHz la cual corresponde al modo 11. Con esta frecuencia de resonancia se calcula la ϵ_{r11} inicial resultando $\epsilon_r = 1.8584$. En la Tabla 4 se muestran las frecuencias calculadas y las frecuencias obtenidas de la medición en los modos de reflexión Rx y transmisión Tx. En seguida se identifican los modos correspondientes a las frecuencias medidas y se calcula la constante dieléctrica ϵ_r . En la Tabla 4 se incluyen los valores de ϵ_r promedio obtenidos con la media y la mediana estadística, así como el valor final de la $\epsilon_r = 1.7492$. En la Figura 49 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada para los modos de reflexión y transmisión en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos. Es conveniente mencionar que en el modo de reflexión fue difícil detectar frecuencias de mayor orden y solo se detectaron los primeros dos modos.

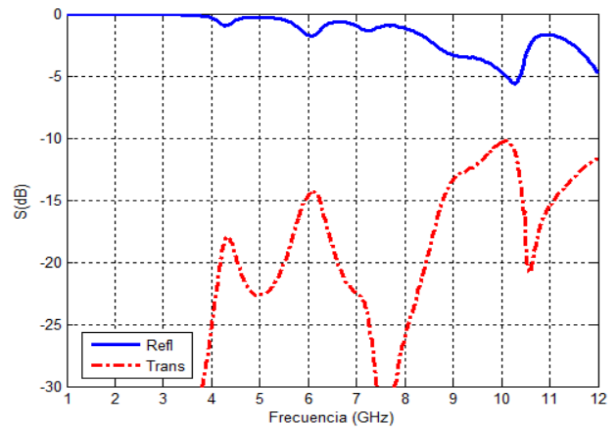


Figura 48. Frecuencias de resonancia del material textil de Lycra- Expandex medidas de 1 a 12 GHz.

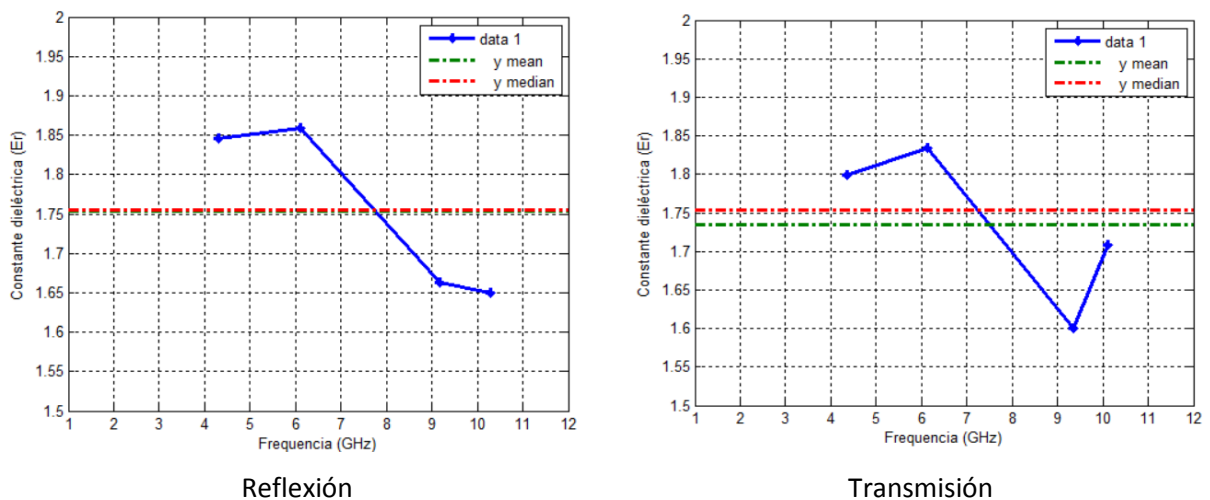


Figura 49. Constante dieléctrica calculada de la muestra del textil: Lycra- Expandex.

Tabla 4. Frecuencias y constante dieléctrica del material textil: Lycra- Expandex.

Modo	F _{mn} calc (GHz)	F _{mn} med Rx(GHz)	ϵ_r Rx	F _{mn} med Tx(GHz)	ϵ_r Tx	ϵ_r Prom
01	4.2852	4.300	1.8456	4.355	1.7993	1.8224
10	4.3427					
11	6.1010	6.101	1.8584	6.142	1.8337	1.8460
02	8.5704					
20	8.6855	9.181	1.6632	9.360	1.6002	1.6317
12	9.6079					
21	9.6851	10.281	1.6492	10.102	1.7081	1.6786
Media			1.754		1.735	1.7445
Mediana			1.754		1.754	1.754
ϵ_r			1.754		1.7445	1.7492

Los valores de constante dieléctrica obtenidas para los tres materiales textiles caracterizados en este trabajo se resumen en la Tabla 5, mostrando los valores mínimos, máximos y valor promedio. Como se puede apreciar, estos materiales textiles tienen una ϵ_r muy similar.

Tabla 5. Constante dieléctrica de los materiales textiles caracterizados.

Material Textil	ϵ_r min	ϵ_r max	ϵ_r
Mezclilla-Algodón	1.6411	1.8341	1.7422
Poliéster-Algodón	1.6896	1.8407	1.7945
Lycra-Expandex	1.6002	1.8584	1.7492

Consultando la literatura, se encontraron los valores de ϵ_r de algunos tipos de telas los cuales se muestran en la Tabla 6. Es necesario mencionar que el material denominado Cordura es un tipo de tela muy resistente y durable hecha por Dupont con hilos o filamentos de polímeros de Nylon. Por otro lado, Ouyang, Y. and Chappell, (2008) presentan una tabla de materiales textiles medidos cuyos resultados se muestran en la Tabla 7. Se puede observar que los resultados de los textiles caracterizados en este trabajo concuerdan con los reportados en la literatura.

Tabla 6. Valores de ϵ_r y Tan δ de algunos textiles de la literatura.

Referencia	Material	ϵ_r	Tan δ
Scarpello M.L. et al, (2012)	Algodón/ Poliéster	1.6	0.02
Zhu S. and Langley R. (2009)	Fieltro	1.3	0.02
Locher I. et al, (2006)	Fieltro de lana	1.45	0.02
Salonen P., (2004)	Cordura	1.1 – 1.7	-

Tabla 7. Materiales textiles reportados.

Material	ϵ_r	Tan δ
Cordura	1.9	0.0098
Algodón	1.6	0.040
100% Poliester	1.9	0.0045
Quartzel	1.95	0.0004
Cordura/Lycra	1.5	0.0093

3.2 Caracterización de materiales de piel

En general, la piel consiste de una mezcla de tres componentes: Cuero crudo, agua ligada y aire. La constante dieléctrica de la piel depende de un número de factores tales como la humedad del medio ambiente, el contenido de agua, la frecuencia, la temperatura, etc. Se han realizado muchos estudios de las propiedades dieléctricas de la piel en condiciones de laboratorio, donde se ha demostrado que la ϵ_r depende fuertemente del contenido de humedad del cuero, donde la ϵ_r del agua es $\epsilon_r=80$ y la del aire es $\epsilon_r=1$. Singh A. and Sudhakar S., (2014).

A continuación, se presentan resultados de la caracterización de muestras de piel porcina y piel vacuna. Las muestras de materiales de piel que se someterán a la medición se muestran en la Figura 50(a). Las muestras se metalizan por ambos lados con lámina de cobre y se numeran como se muestra en la Figura 50(b). Los materiales a medir son piel porcina con dimensiones: W=25.86mm x L=26.36mm y piel vacuna W=25.64mm x L=26.12mm. Los resultados de las mediciones se presentan a continuación.

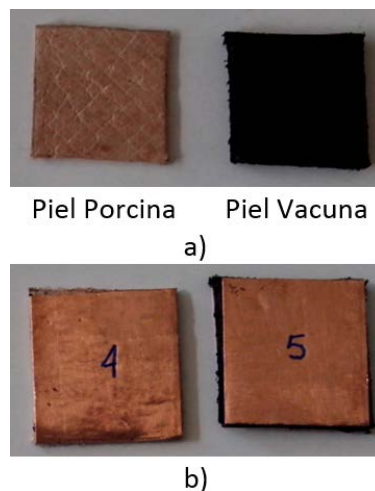


Figura 50. Materiales de piel bajo medición.

El primer material de piel a medir es el de piel porcina. En la Figura 51 se presentan las frecuencias de resonancia obtenidas de la medición en los modos de reflexión y transmisión del material de piel porcina cuyas dimensiones son $W=25.86\text{mm}$ x $L=26.36\text{mm}$. Se puede observar que la primera frecuencia de resonancia se encuentra en 3.53 GHz, mientras que la segunda frecuencia de resonancia es 5.235 GHz la cual corresponde al modo 11. Con esta frecuencia de resonancia se calcula la ϵ_{r11} inicial resultando $\epsilon_r = 2.4060$. En la Tabla 8 se muestran las frecuencias calculadas y las frecuencias obtenidas de la medición en los modos de reflexión Rx y transmisión Tx. En la Tabla 8 se incluyen los valores de ϵ_r promedio obtenidos con la media y la mediana estadística, así como el valor final de la $\epsilon_r = 2.392$.

En la Figura 52 y 53 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada para los modos de reflexión y transmisión respectivamente en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos. Es conveniente mencionar que en el modo de reflexión se presentaron 7 frecuencias de resonancia, mientras que en el modo de transmisión se presentaron solo 5 frecuencias de resonancia.

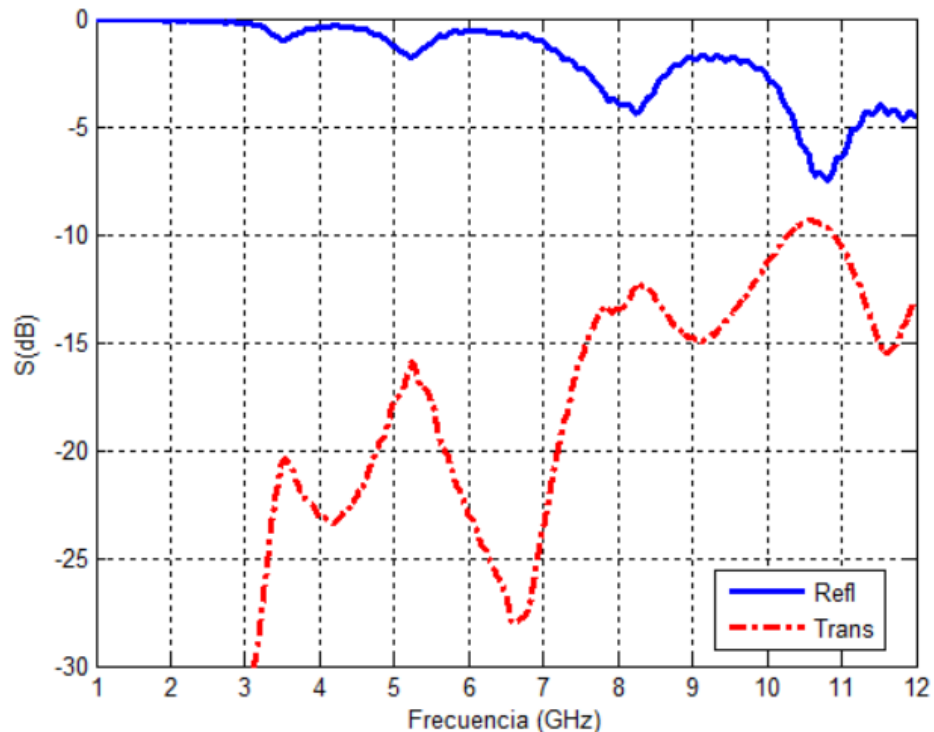


Figura 51. Frecuencias de resonancia del material de piel porcina medidas de 1 a 12 GHz.

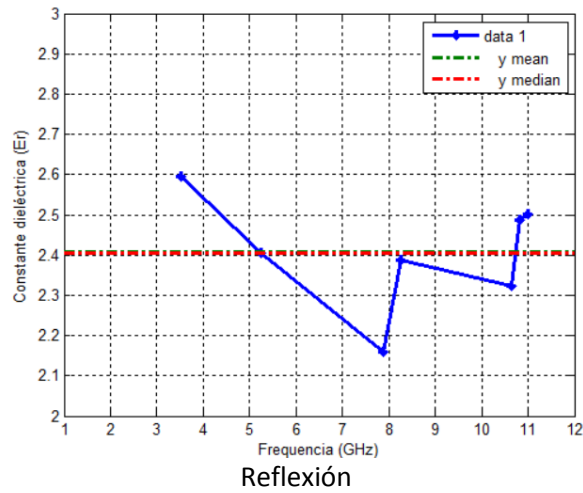


Figura 52. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel porcina (Refl).

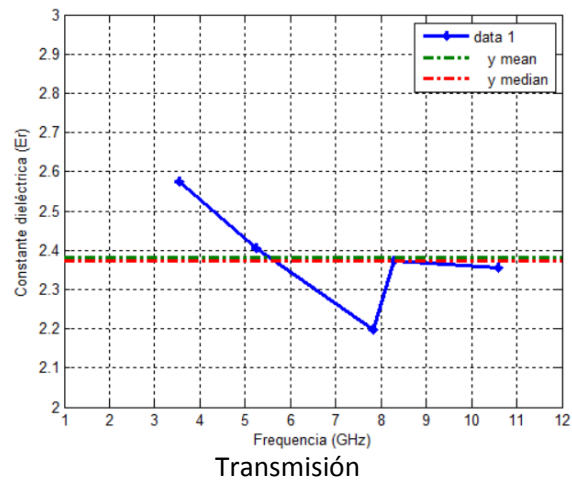


Figura 53. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel porcina (Trans).

Tabla 8. Frecuencias y constante dieléctrica del material de piel porcina.

Modo	F_{mn}^{calc} (GHz)	F_{mn}^{med} R_x (GHz)	ϵ_r R_x	F_{mn}^{med} T_x (GHz)	ϵ_r T_x	ϵ_r Prom
01	3.6661	3.53	2.5951	3.544	2.5746	2.5705
10	3.7370					
11	5.235	5.235	2.4060	5.235	2.4060	2.406
02	7.3322					
20	7.4740	7.888	2.1600	7.820	2.1978	2.1789
12	8.2296	8.260	2.3883	8.287	2.3728	
21	8.3247					
22	10.4700	10.652	2.3245	10.584	2.3544	2.3394
03	10.9983	10.817	2.4873			2.4873
3 0	11.2109	10.996	2.5010			2.5010
Media			2.409		2.381	2.395
Mediana			2.406		2.373	2.389
ϵ_r			2.407		2.377	2.392

El segundo material de piel a medir es el de piel vacuna. En la Figura 54 se presentan las frecuencias de resonancia obtenidas de la medición en los modos de reflexión y transmisión del material de piel vacuna cuyas dimensiones son $W=25.64\text{mm}$ x $L=26.12\text{mm}$. Se puede observar que la primera frecuencia de resonancia se encuentra en 3.901 GHz, mientras que la segunda frecuencia de resonancia es 6.060 GHz la cual corresponde al modo 11.

Con esta frecuencia de resonancia se calcula la ϵ_{r11} inicial resultando $\epsilon_r = 1.8275$. En la Tabla 9 se muestran las frecuencias calculadas y las frecuencias obtenidas de la medición en los modos de reflexión Rx y transmisión Tx y se incluyen los valores de ϵ_r promedio obtenidos con la media y la mediana estadística, así como el valor final de la $\epsilon_r = 1.9715$. En la Figura 55 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada para los modos de reflexión y transmisión en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos. Es conveniente mencionar que en el modo de reflexión se presentaron 4 frecuencias de resonancia, mientras que en el modo de transmisión se presentaron 5 frecuencias de resonancia.

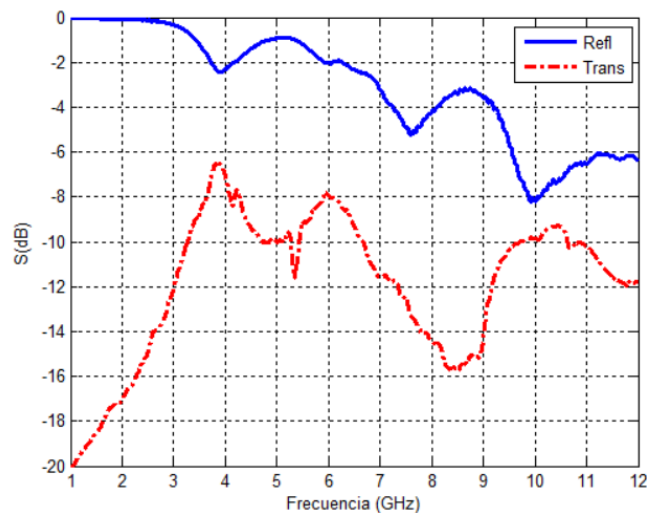


Figura 54. Frecuencias de resonancia del material de piel vacuna medidas de 1 a 12 GHz.

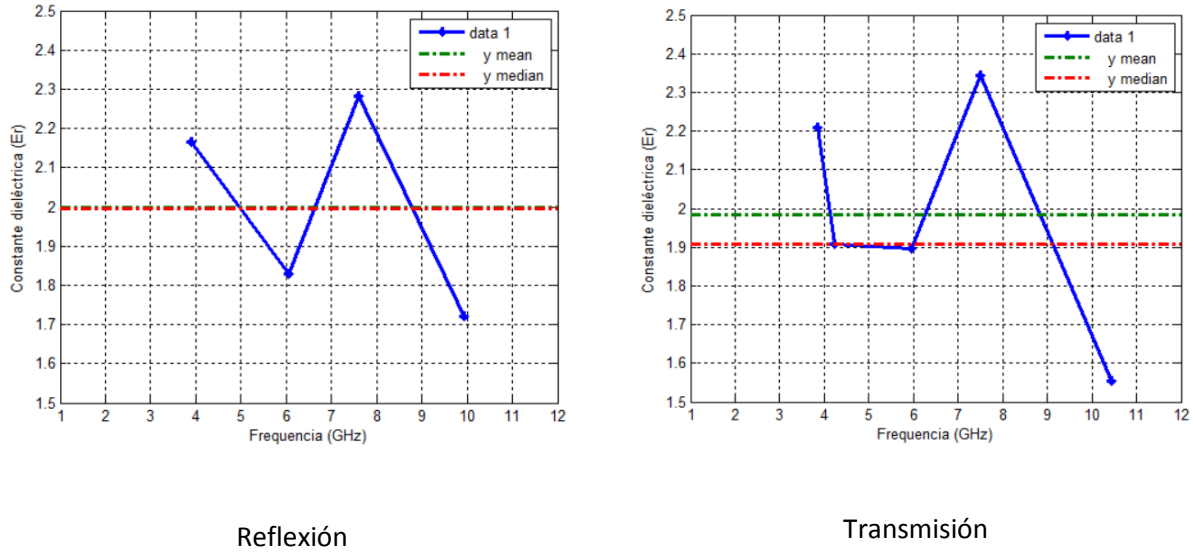


Figura 55. Constante dieléctrica calculada de la muestra de piel vacuna.

Tabla 9. Frecuencias y constante dieléctrica del material de piel vacuna.

Modo	F _{mn} calc (GHz)	F _{mn} med Rx(GHz)	ϵ_r Rx	F _{mn} med Tx(GHz)	ϵ_r Tx	ϵ_r Prom
01	4.2451	3.901	2.1642	3.860	2.2104	2.1873
10	4.3246			4.231	1.9093	1.9093
11	6.06	6.06	1.8275	5.950	1.8957	1.8616
02	8.4903	7.6	2.2807	7.449	2.3426	2.3116
20	8.6492					
12	9.5282					
21	9.6349	9.925	1.7222	10.446	1.5547	1.6384
Media			1.999		1.983	1.991
Mediana			1.996		1.909	1.9525
ϵ_r			1.997		1.946	1.9715

Los valores de constante dieléctrica obtenidas para los dos materiales de piel caracterizados en este trabajo se resumen en la Tabla 10, mostrando los valores mínimos, máximos y valor promedio. Como se puede apreciar, estos materiales de piel tienen una ϵ_r un poco diferente entre ellos.

Tabla 10. Constante dieléctrica de los materiales textiles caracterizados.

Material Textil	ϵ_r min	ϵ_r max	ϵ_r
Piel Porcina	2.1600	2.5951	2.3920
Piel Vacuna	1.5547	2.3426	1.9715

A continuación se presentan algunos valores de ϵ_r reportados en la literatura:

Weir C.H. (1952) determinó la constante del cuero curtido al cromo en bajas frecuencias de 0.75 a 96 KHz mediante la medición de resistencia y capacitancia a la temperatura de 22.5 °C, en función de la humedad para diferentes concentraciones de agua. La constante dieléctrica ϵ_r se encuentra entre $2.1 \leq \epsilon_r \leq 2.19$ para de las muestras secas, con 0% de H₂O. Entre $2.34 \leq \epsilon_r \leq 2.46$ para de las muestras con 2.63% de H₂O. Entre $2.39 \leq \epsilon_r \leq 2.5$ para de las muestras con 4.91% de H₂O. Entre $2.6 \leq \epsilon_r \leq 2.74$ para de las muestras con 7.28% de H₂O. Entre $3.35 \leq \epsilon_r \leq 3.63$ para de las muestras con 15.03% de H₂O, entre otros valores para concentraciones de H₂O más elevadas llegando al 31.1% con $7.3 \leq \epsilon_r \leq 21$.

Odlyha M. et al (2000). Realizan la caracterización de muestras de piel por técnicas no invasivas dieléctricas y termomecánicas. Las mediciones se efectúan mediante un analizador mecánico dinámico y presentan resultados en un rango frecuencias de 2.45 a 20 GHz y en función de la temperatura. Se emplea la técnica del resonador coaxial de extremo abierto y realizan mediciones de ϵ_r en función de la humedad.

Harmer S.W. et al, (2008), presentan resultados de la permitividad compleja de piel de vaca empleando una técnica de transmisión en el espacio libre para la determinación de la constante dieléctrica en la banda de ondas milimétricas (mm) de 14-40 GHz. Se utilizan antenas de corneta sin requerir una alineación precisa y sin necesidad de tener la información de fase de la onda transmitida, para determinar la permitividad compleja. Los resultados para la parte real e imaginaria de la permitividad en el intervalo de 14 a 40 GHz son: $2.0 \leq \epsilon_r \leq 2.45$, con la parte imaginaria entre 0.035 y 0.12.

Singh A. and Sudhakar S., (2014) utilizan la técnica de la guía de onda en banda X para medir la constante dieléctrica ϵ_r de una muestra de piel con espesor $h=2.2\text{mm}$ la cual resulta $\epsilon_r=1.6587$ en la banda de 8 a 12.4 GHz.

Ibraim A.A. y Sarabandi K. (2015) utilizan la técnica de mediciones en el espacio libre y miden 3 muestras de piel vacuna con espesor $h=0.787\text{mm}$ en la banda de 220 a 325 GHz, resultando $\epsilon_r=2.148, 2.057$ y 2.041 .

Los resultados obtenidos en este trabajo ($1.9715 \leq \epsilon_r \leq 2.3920$) concuerdan con los obtenidos por Weir C.H. (1952) $2.1 \leq \epsilon_r \leq 2.19$, Harmer S.W. et al, (2008) $2.0 \leq \epsilon_r \leq 2.45$, Ibraim A.A. y Sarabandi K. (2015) $2.041 \leq \epsilon_r \leq 2.148$.

3.2 Caracterización de materiales plásticos

A continuación, se presentan resultados de la caracterización de los materiales plásticos basados en poliamidas. Las muestras de materiales de piel que se someterán a la medición se muestran en la Figura 56(a). Las muestras se metalizan por ambos lados con lámina de cobre y se numeran como se muestra en la Figura 56(b). Los materiales a medir son: Kapton $W=25.85\text{mm} \times L=26.08\text{mm} \times h=0.5\text{mm}$, Recubrimiento del Kapton $W=25.00\text{mm} \times L=25.84\text{mm} \times h=0.08\text{mm}$, Kapton + Recubrimiento $W=25.29\text{mm} \times L=25.46\text{mm} \times h=0.14\text{mm}$, Piralux $W=24.99\text{mm} \times L=25.77\text{mm} \times h=0.2\text{mm}$, Mylar $W=24.64\text{mm} \times L=25.69\text{mm} \times h=0.06\text{mm}$, Acetato 3M $W=25.94\text{mm} \times L=25.96\text{mm} \times h=0.11\text{mm}$. Los resultados de las mediciones se presentan a continuación.

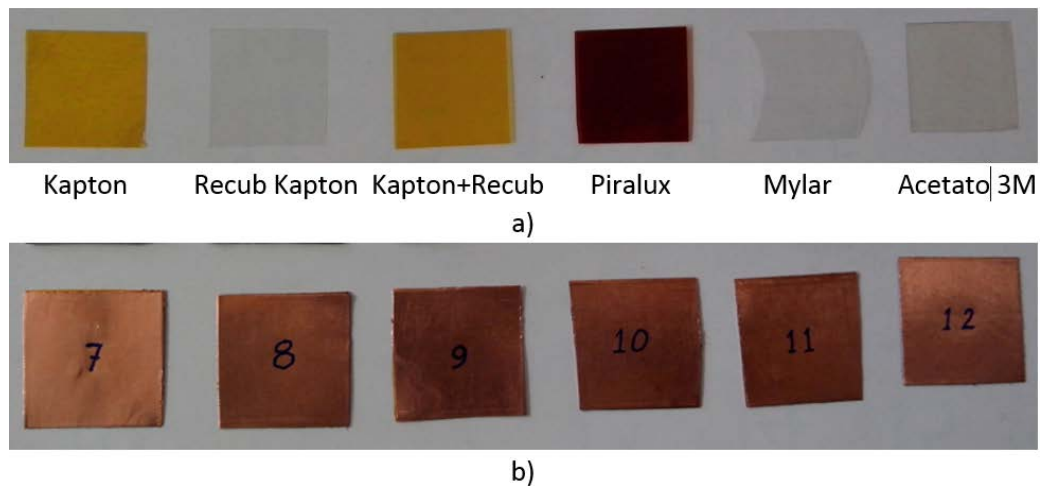


Figura 56. Materiales plásticos bajo medición.

En la Figura 57 se presentan las frecuencias de resonancia obtenidas de la medición en los modos de reflexión y transmisión del material de Kapton cuyas dimensiones son $W=25.85\text{mm} \times L=26.08\text{mm}$. En la Tabla 11 se muestran los resultados obtenidos para el Kapton solo (Muestra 7), el recubrimiento Recub (Muestra 8 $W=25.00\text{mm} \times L=25.84\text{mm}$) y la combinación de los dos Kapton+Recub (Muestra 9 $W=25.29\text{mm} \times L=25.46\text{mm}$) incluyendo los valores de ϵ_r promedio así como el valor final de la ϵ_r , resultando respectivamente $\epsilon_r = 2.501$, $\epsilon_r = 2.484$, $\epsilon_r = 2.521$ para las tres muestras numeradas 7, 8 y 9. En la Figura 58 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos para los tres materiales. Se puede observar de la Figura 58 que estos materiales tienen menor variación con la frecuencia en comparación con los materiales de piel.

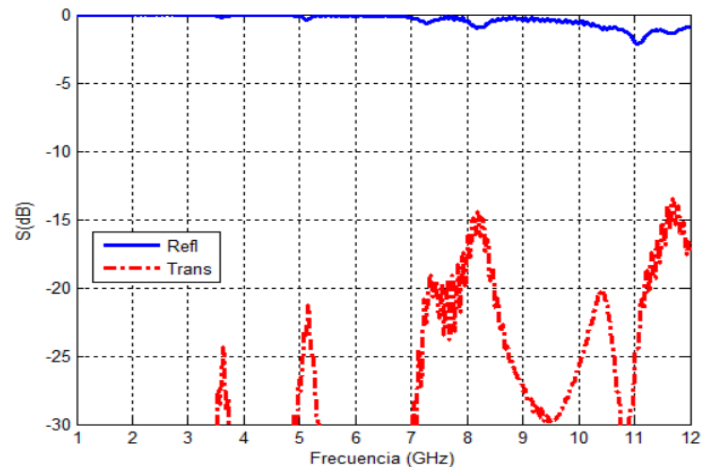


Figura 57. Frecuencias de resonancia del material de Kapton medidas de 1 a 12 GHz.

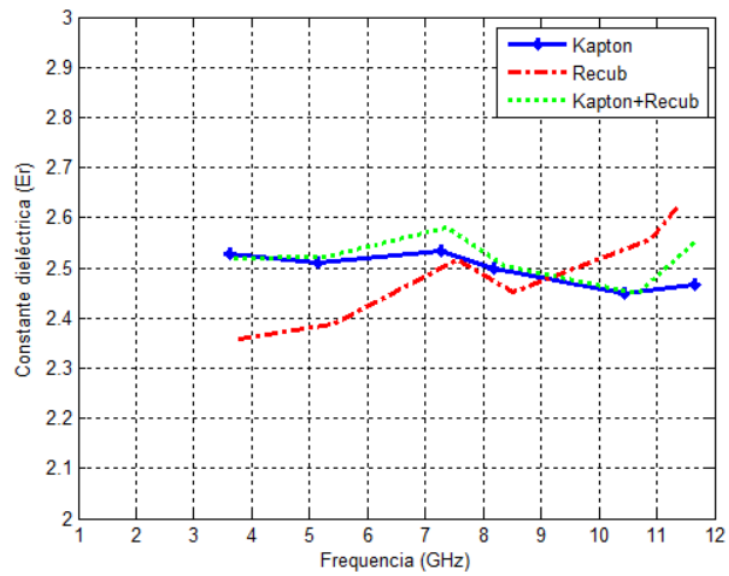


Figura 58. Constante dieléctrica calculada del Kapton, Recubrimiento y Kapton+Recubrimiento.

Tabla 11. Resultados de la medición de los materiales Kapton, Recub y Kapton+Recub.

Modo	F _{mn} calc (GHz)	F _{mn} med (GHz) Kapton	ϵ_r Kapton	F _{mn} med (GHz) Recub	ϵ_r Recub	F _{mn} med (GHz) Kapton+Recub	ϵ_r Kapton+Recub
01	3.6268	3.615	2.5279	3.777	2.3589	3.709	2.5198
10	3.6591						
11	5.1520	5.152	2.5114	5.400	2.3869	5.262	2.5207
02	7.2537						
20	7.3182	7.285	2.5344	7.558	2.5174	7.380	2.5801
12	8.1244						
21	8.1676	8.191	2.4971	8.507	2.4521	8.364	2.5042
22	10.3040	10.432	2.4502				
03	10.8805			10.886	2.5557	10.68	2.4476
3 0	10.9773						
1 3	11.4793			11.366	2.6227		
3 1	11.5610	11.665	2.4668			11.712	2.5577
Media			2.498		2.482		2.5220
Mediana			2.504		2.485		2.5200
ϵ_r			2.501		2.484		2.521

El Kapton es un material desarrollado por la compañía DuPont en los años 60's y se sintetiza mediante la polimerización de un dianhídrido y una diamina. Tiene excelente resistencia química y muy resistente a los disolventes orgánicos conocidos para la película. Las excelentes propiedades de Kapton® permiten su uso en temperaturas extremas de -269°C a +400°C donde otros materiales poliméricos no serían funcionales. Tiene un coeficiente de expansión térmica de 20ppm/°C. De acuerdo al fabricante, su constante dieléctrica varía de $3.4 \leq \epsilon_r \leq 3.5$ y su $0.0018 \leq \text{Tan}\delta \leq 0.0026$, para espesores h de 25um $\leq h \leq 125\text{um}$. La ϵ_r del Kapton puede variar entre $3.0 \leq \epsilon_r \leq 3.8$ y su $\text{Tan}\delta$ entre $0.0015 \leq \text{Tan}\delta \leq 0.0035$ para humedades entre el 0% y el 100%.

En la Tabla 12 se muestran los resultados obtenidos para el Piralux (Muestra 10: W=24.99mm x L=25.77mm), el Mylar (Muestra 11: W=24.64mm x L=25.69mm) y el Acetato 3M (Muestra 12: W=25.94mm x L=25.96mm) incluyendo los valores de ϵ_r promedio así como el valor final de la ϵ_r , resultando respectivamente $\epsilon_r = 2.554$, $\epsilon_r = 2.443$, $\epsilon_r = 2.3885$ para las tres muestras numeradas 10, 11 y 12. En la Figura 59 se muestra la constante dieléctrica ϵ_r calculada en función de la frecuencia y sus promedios estadísticos para los tres materiales. Se puede observar de la Figura 59 que estos materiales tienen menor variación con la frecuencia en comparación con los materiales de piel.

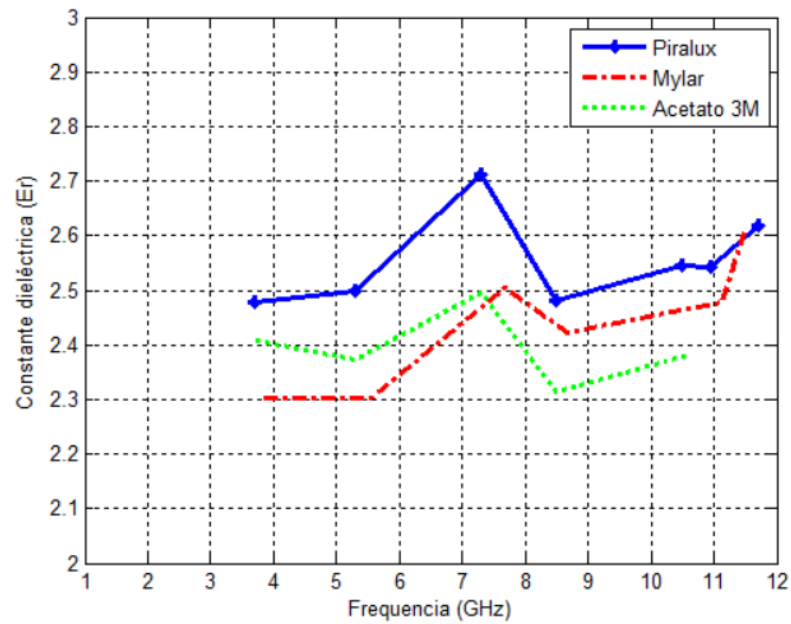


Figura 59. Constante dieléctrica calculada del Piralux, Mylar y Acetato 3M.

Tabla 12. Resultados de la medición de los materiales Piralux, Mylar y Acetato 3M.

Modo	F _{mn} calc (GHz)	F _{mn} med (GHz) Piralux	ϵ_r Rx	F _{mn} med (GHz) Mylar	ϵ_r Tx	F _{mn} med (GHz) Acetato 3M	ϵ_r Prom
01	3.6827	3.695	2.4782	3.846	2.3017	3.722	2.4067
10	3.7976						
11	5.2900	5.290	2.4999	5.556	2.3018	5.304	2.3721
02	7.3654					7.311	
20	7.5953	7.298	2.7130	7.688	2.5046		2.4951
12	8.2868						
21	8.4410	8.480	2.4799	8.672	2.4212	8.494	2.3135
22	10.5800	10.485	2.5455			10.584	
03	11.0480	10.941	2.5438	11.12	2.4780		2.3829
3 0	11.3929						
1 3	11.6825			11.48	2.6058		
3 1	11.9733	11.711	2.6173				
Media			2.554		2.436		2.394
Mediana			2.554		2.450		2.383
ϵ_r			2.554		2.443		2.3885

Capítulo 4. Investigación de antena vestible para la muñeca

4.1 Introducción

En este Capítulo se presenta el desarrollo de una novedosa antena flexible con comportamiento de banda ancha, la cual es diseñada para operar en el estándar de comunicación 4G LTE-Advanced. La principal aplicación de la antena propuesta son los dispositivos vestibles, debido a que la antena es fabricada en un material flexible y con dimensiones pequeñas, la cual se puede adherir fácilmente a un reloj inteligente de pulsera, o en otros dispositivos colocados en la muñeca. En el proceso de análisis electromagnético se considera que la antena es parte de un diseño híbrido, es decir, que la antena está situada en la cara superior, mientras que los componentes electrónicos, pueden ser colocados en la parte inferior. Se presenta la metodología de diseño y los resultados del análisis paramétrico de algunos elementos de la antena, efectuado para optimizar sus características y conseguir el comportamiento de banda ancha. Se presenta la estructura final construida, los resultados de la medición de las pérdidas por retorno, la ganancia, la eficiencia, la relación de absorción específica (SAR) y los diagramas de radiación de la antena. Se efectúa una comparación de los resultados obtenidos del análisis electromagnético con los resultados experimentales obtenidos de la medición en una cámara anecoica.

4.2 Metodología de diseño

En esta sección se presenta una descripción de la metodología de diseño de la antena vestible de banda ancha propuesta en este trabajo de tesis. La metodología propuesta para llevar a cabo el diseño de la antena dada en la Figura 60 se puede resumir como sigue: Establecer los requerimientos de diseño, elección del material dieléctrico a utilizar en su fabricación, diseñar la estructura radiante para operar a la frecuencia mínima de la banda de operación, optimizar, a través del análisis electromagnético, el acoplamiento del elemento radiante por medio de un taper para conseguir el mayor ancho de banda posible, diseñar dos elementos radiantes extras para que la antena opere en la banda de frecuencias altas y optimizar mediante análisis electromagnético las dimensiones del plano de tierra para conseguir el ancho de banda deseado.

Es importante mencionar que en cada etapa del diseño se optimizaron las dimensiones de cada parámetro de la antena, los cuales se describen con mayor detalle en las siguientes secciones. La antena se diseña para satisfacer los requerimientos establecidos en la sección 4.3.

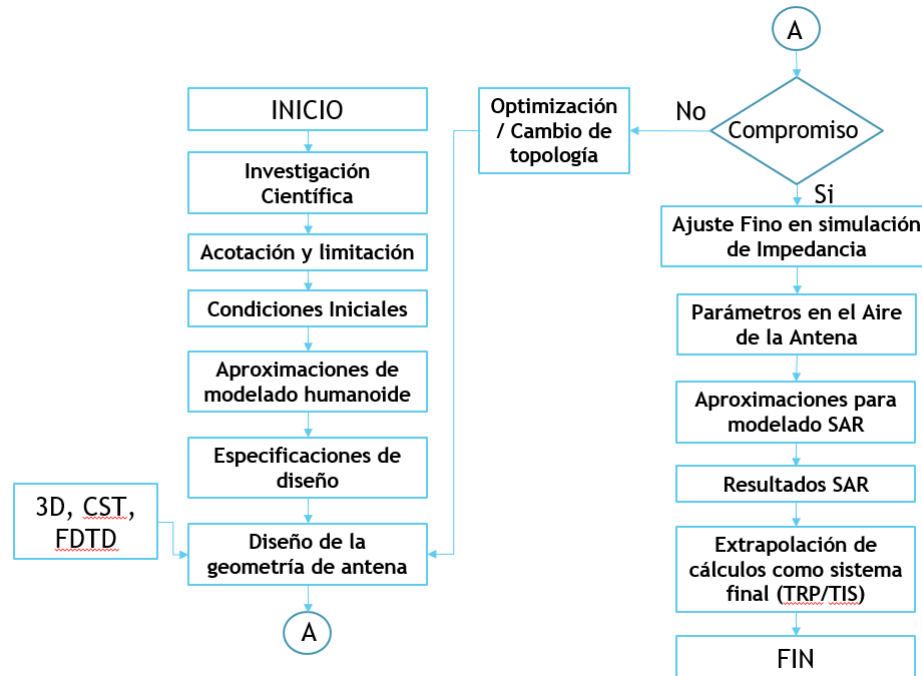


Figura 60. Metodología de diseño de antena para la muñeca.

4.3 Requerimientos de diseño de la antena vestible

En años recientes, la miniaturización de las antenas se ha convertido en uno de los temas más investigados, especialmente debido al crecimiento de las aplicaciones en IoT. La mayoría de los dispositivos de comunicación móvil, tales como celulares y relojes inteligentes, entre otros, requieren operar en distintas bandas de frecuencia, con el fin de conectarse a las redes de telefonía celular (LTE 700-2700, GSM1800, GSM1900), redes de internet inalámbrico (WiFi en la banda de 2.4GHz), Bluetooth (2.4GHz), entre otras.

Debido a todas las bandas de operación y a las limitaciones de espacio que se presentan en los nuevos dispositivos comerciales, es necesario que una sola antena cubra todas estas bandas de operación. Por lo tanto se ha establecido que la antena propuesta en este trabajo de tesis opere desde la frecuencia de

700MHz (LTE-700) hasta una frecuencia de 2700 GHz (LTE-2700). En (Smartwatch, 2015) se realiza una comparación de las dimensiones de los relojes inteligentes más relevantes hasta la fecha, donde se puede observar que las dimensiones promedio son: $W = 36\text{mm}$, $L = 33\text{mm}$, $h = 7.9\text{mm}$ y la longitud total promedio del reloj considerando sus extensibles es $L_t=240\text{mm}$. Considerando estos factores y además el espacio que requiere la circuitería, las características que la antena a diseñar debe cumplir son:

- Banda de frecuencias (700 MHz – 2700 MHz)
- Pérdidas por retorno (S_{11}) ≤ 6 dB
- VSWR $\leq 3:1$
- Ganancia: ≥ 0 dBi, y ≥ -10 dBi (en espacio libre y colocada en la muñeca, respectivamente)
- Tamaño: $< (L_t = 240 \text{ mm} \times W=36 \text{ mm} \times h= 8 \text{ mm})$

4.4 Elección del material dieléctrico

Para cumplir con los requerimientos de diseño es necesario conocer con exactitud las características del material a utilizar. Debido a que las propiedades de radiación e impedancia de la antena dependen de las características del sustrato tales como: la constante dieléctrica relativa (ϵ_r), el espesor del dieléctrico (h), espesor del conductor (t) y las pérdidas tangenciales o factor de disipación ($\tan\delta$), entre otras. Estos parámetros son los más importantes, por lo tanto, se deben tomar en cuenta para que los resultados del análisis electromagnético de la antena concuerden con los resultados experimentales. En la literatura se ha mostrado que el ancho de banda y las propiedades de radiación de una antena están directamente relacionadas con la ϵ_r y h . Como se mencionó en el capítulo 3, ϵ_r debe ser lo más baja posible y h debe ser lo más grande posible para conseguir un ancho de banda grande y mejorar la eficiencia de la antena. Lo cual representa un reto importante para conseguir a la vez la miniaturización de la antena.

En este trabajo de investigación se ha seleccionado el material dieléctrico Kapton, debido a su amplio uso en antenas vestibles, y sobre todo, porque ha sido caracterizado en trabajos previos (Faria, 2015). El material dieléctrico Kapton tiene las siguientes características: $\epsilon_r=3.8$, $h=0.05 \text{ mm}$, $t=0.035 \text{ mm}$, y $\tan\delta=0.002$, y éstas deberán utilizarse para diseñar la antena y realizar el análisis electromagnético. Se ha determinado una $\epsilon_r=3.8$ para sustratos de Kapton cerca de fuentes de humedad como lo es el cuerpo humano que está formado por un 78% de H_2O .

4.5 Diseño de la antena

La antena propuesta es una estructura nueva de antena de banda ancha con aplicación en dispositivos vestibles. La estructura está basada en un parche rectangular acoplado mediante un taper, con un plano de tierra con una longitud similar a la suma de la longitud de dichos elementos, lo cual forma un dipolo. Cabe mencionar que ambas geometrías están diseñadas en la misma cara del material dieléctrico.

El diseño de la antena se inicia partiendo de una estructura que consiste de un elemento rectangular de ancho (W) y largo (L), alimentado por medio de un elemento en forma de taper de longitud (L_t) y ancho (W), el cual se encarga de acoplar la impedancia del elemento radiador en forma gradual. En la misma cara del material dieléctrico, se tiene un plano de tierra de ancho ($W_g=W$) y longitud (L_g). Entre el elemento taper y el plano de tierra existe una separación (S), la cual se considera para colocar el puerto de alimentación de la antena, esta distribución del elemento radiador y el plano de tierra forma un dipolo.

Se realizó un análisis dimensional por medio de dos métodos resonantes como lo es el de línea de transmisión en abierto y el método de cavidad. El modelo de línea de transmisión solo soporta parches rectangulares. En este método el parche radiador se trata como una línea resonante con variaciones transversales del campo. Las variaciones del campo y la resonancia del parche, se determinan por la longitud del parche que comúnmente es media longitud de onda, debiéndose considerar los efectos de extensión de los campos en los bordes Δl (ecuación 107) [Bhartia et al., 1991] y [Bahl y Bhartia, 1980]. El algoritmo del modelo de línea de transmisión, que permite obtener las dimensiones de los parches (ancho W y largo L) para una frecuencia particular se da por las ecuaciones 103 a la 108 como sigue:

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (103)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-ab} \quad (104)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad (105)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (106)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{re\text{ff}} + 0.3}{\epsilon_{re\text{ff}} - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.813} \right) \quad (107)$$

$$L = \frac{c}{2fr\sqrt{\epsilon_{re\text{ff}}}} - 2\Delta l \quad (108)$$

donde:

W es el Ancho del parche (m).

c es la Velocidad de la luz (m/s).

ϵ_r es la Constante dieléctrica relativa (adimensional).

f_r es la Frecuencia de resonancia (Hz).

$\epsilon_{re\text{ff}}$ es la Constante dieléctrica efectiva (adimensional).

h es la Altura de substrato (m).

Δl es el Efecto de borde (m).

L es la Longitud del parche (m).

El modelo de cavidad puede soportar más tipos de formas de parches que el de línea de transmisión. Estos pueden ser rectangulares, circulares ó triangulares. En este método el parche se considera como una cavidad resonante cerrada con paredes magnéticas y eléctricas. El conductor y el plano de tierra son las paredes eléctricas, mientras que los bordes representan las paredes magnéticas. El algoritmo para obtener las dimensiones del parche se proporciona en las ecuaciones 109 a la 122, en donde se deben realizar varias iteraciones hasta conseguir las dimensiones que proporcionen la frecuencia de resonancia deseada [Bhartia et al., 1991].

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{X_1 h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right) \quad (109)$$

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6) e^{\left(- \left(\frac{30.666h}{W} \right)^{0.7528} \right)} \quad (110)$$

$$\epsilon_{re\text{ff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-ab} \quad (111)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W/h)^4 + (W/52h)^2}{(W/h)^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right) \quad (112)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (113)$$

$$Z_w = \left(\frac{120\lambda_0/W}{1 + 2\varepsilon_{\text{reff}} \Delta l/h} \right) \left(\frac{1}{0.7747 + 0.5977(W/L - 1) - 0.1638(W/L - 1)^2} \right) \quad (114)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\varepsilon_{\text{reff}} + 0.3}{\varepsilon_{\text{reff}} - 0.258} \right) \left(\frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.813} \right) \quad (115)$$

$$\alpha_{10} = j \frac{2\pi Z_0 h}{\lambda_0 Z_w W} \quad (116)$$

$$\Delta_1 = \frac{2\alpha_{10} L \pi}{(\alpha_{10} L)^2 - \pi^2} \quad (117)$$

$$\Delta_2 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_1)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_1 \pi - \Delta_1^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_1^3}{3} \quad (118)$$

$$\Delta_3 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_2)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_2 \pi - \Delta_2^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_2^3}{3} \quad (119)$$

$$\Delta_4 = \frac{2\alpha_{10} L (\pi - \Delta_3)}{(\alpha_{10} L)^2 + 2\Delta_3 \pi - \Delta_3^2 - \pi^2} - \frac{\Delta_3^3}{3} \quad (120)$$

$$k_{10} = \frac{\pi - \Delta_4}{L} \quad (121)$$

$$f_r = \frac{1.5\pi \operatorname{Re}(k_{10})}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (122)$$

donde:

Z_0 es la Impedancia característica (Ω).

Z_w es la Impedancia de la microcinta (Ω).

α_{10} es el Dato (adimensional)

$\Delta_1 \dots \Delta_4$ son las Iteraciones (adimensional).

k_{10} es el Eigen valor (adimensional).

Desafortunadamente al emplear los dos métodos no se obtuvieron dimensiones adecuadas en base a nuestras condiciones electromagnéticas. Esto se debe a que los dos métodos se basan en parches con planos de tierra por debajo de la estructura radiante, y la estructura propuesta en este trabajo no cuenta con un plano de tierra por debajo, sino que está en el mismo plano, razón por la cual las dimensiones calculadas no ajustaban a la frecuencia de trabajo deseada.

En seguida se decidió definir la estructura básica de un dipolo en términos de fracciones de la longitud de onda en el espacio libre para iniciar el diseño y también observar si con la simulación de los modelos humanoides se encuentra dentro de los parámetros esperados. La longitud de los elementos del dipolo de la antena parte positiva y negativa se calcularon a un cuarto de la longitud de onda para conseguir una máxima eficiencia de antena, la fórmula es la siguiente.

$$l = \frac{c}{4 * f} \quad (123)$$

Al utilizar la ecuación (123) se obtiene una longitud $L=L_g= 100$ mm de cada elemento a 750 MHz, que es la banda más baja donde se piensa operar la antena. En la Figura 61 se muestra la estructura de antena cero.

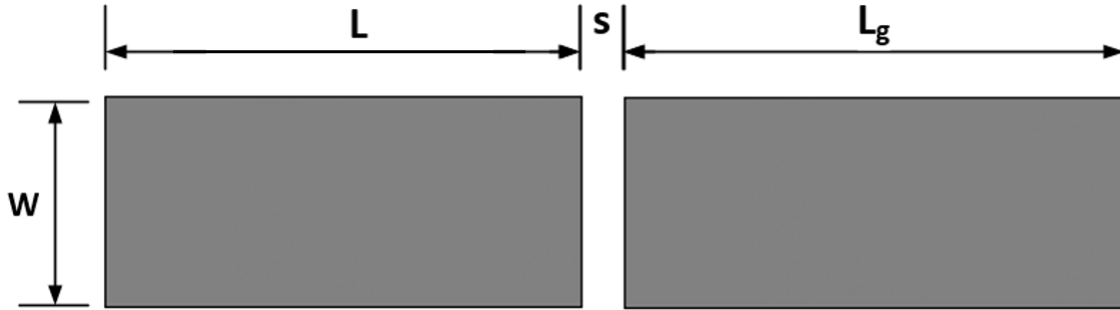


Figura 61. Estructura cero.

Primero se calculó un ancho $W = 5\text{ mm}$ para simular la antena en CST Microwave Studio. La respuesta que se obtuvo con la antena montada en un material ABS con espesor de 2 mm se muestra en la Figura 62. Se pueden observar dos resonancias en las frecuencias de 656 MHz y 2020 MHz con poco ancho de banda.

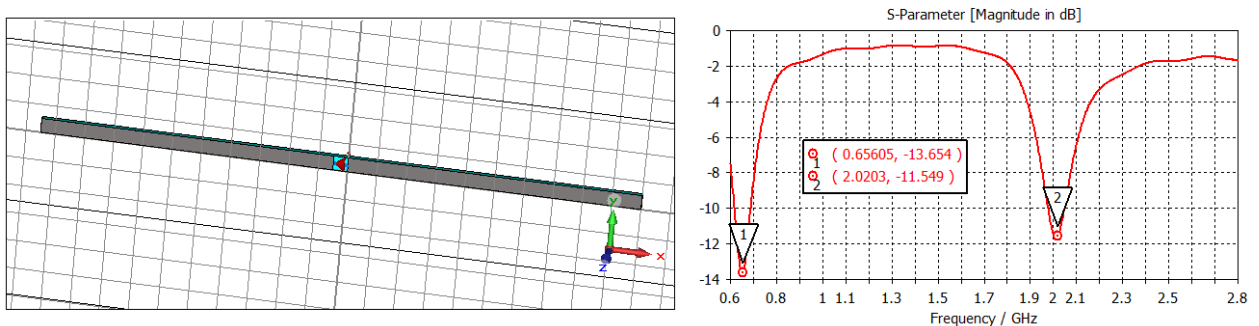


Figura 62. Estructura cero delgada.

Una antena delgada sería adecuada para una solución de RFID de pulsera, debido a que esta tecnología puede ser implementada de manera pasiva, sin necesidad de batería para operar. La aplicación final de la propuesta de este trabajo de tesis es un reloj, desafortunadamente 5 mm no sería suficiente para colocar la electrónica, batería, LCD, etc., Debido a lo anterior se definió un ancho $W = 25\text{ mm}$, considerando las dimensiones de los relojes tradicionales que se encuentran en el mercado En la Figura 63 se muestra la

estructura de la antena ancha y su respuesta donde se observan dos frecuencias de resonancia en 620.77 MHz y 1953.8MHz.

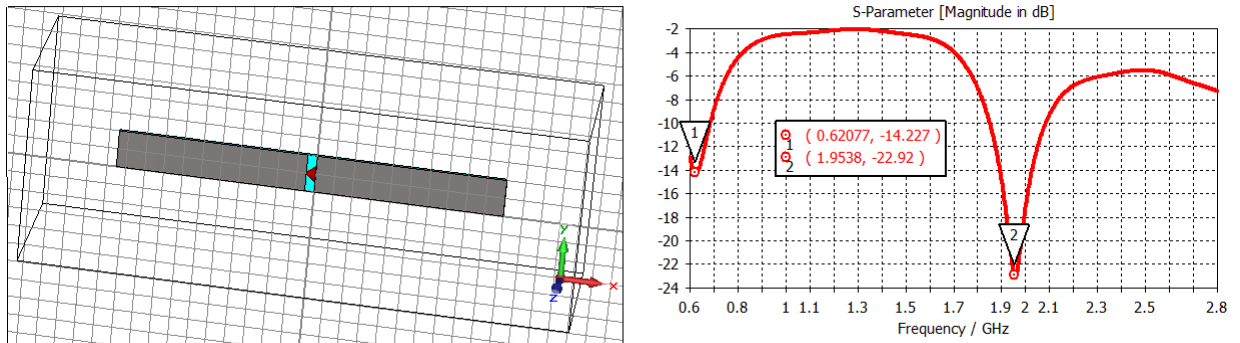


Figura 63. Estructura cero ancha.

Para mejorar el acoplamiento de la antena y por consecuencia su ancho de banda, al elemento positivo (izquierda) del dipolo se le implementó un taper, basándose en el artículo de Boryssenko para la topología, como se muestra en la Figura 64.

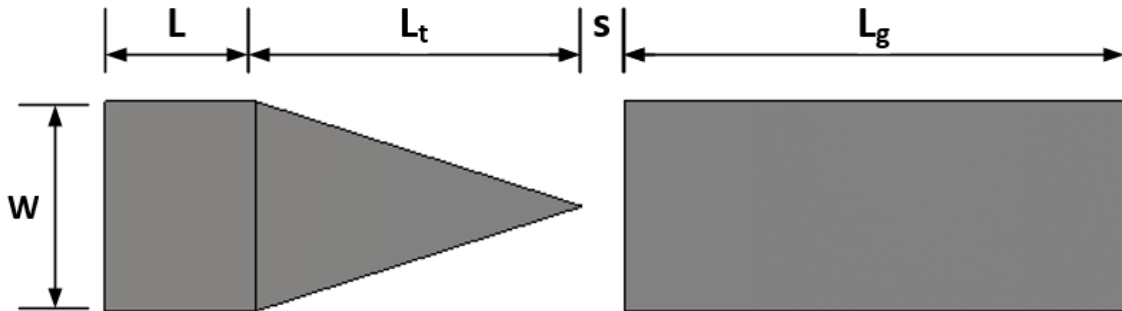


Figura 64. Estructura inicial con Taper.

En la Figura 65(a) se puede observar la estructura de la antena, las condiciones de frontera consideradas para realizar el análisis electromagnético, así como la ubicación del puerto de alimentación. Mientras que, en la Figura 65(b) se presentan las pérdidas por retorno de la antena obtenidas mediante el análisis

electromagnético resonando en la banda de frecuencias de 786MHz a 1065MHz para pérdidas por retorno menores a -6dB.

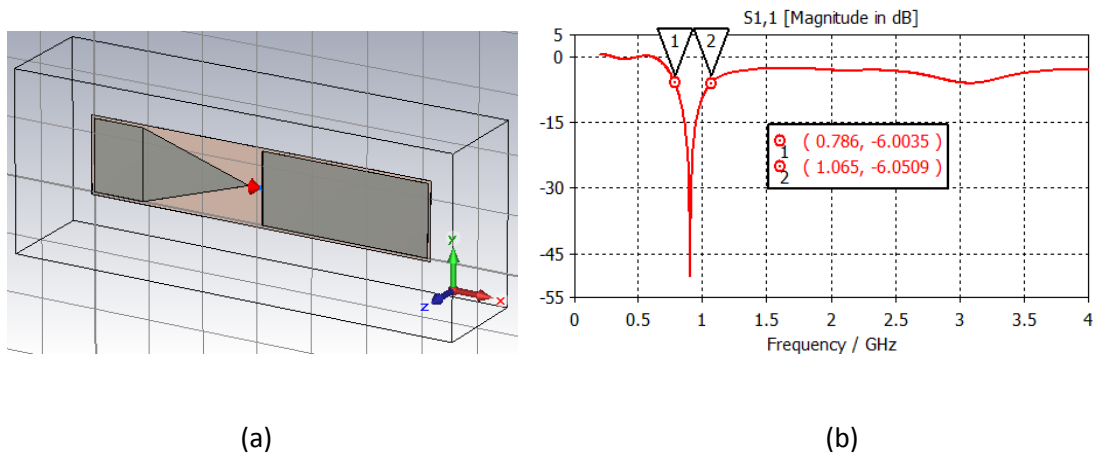


Figura 65. (a) Análisis de la estructura inicial y (b) análisis electromagnético

El requerimiento de diseño de ancho de banda es de 700 MHz a 2700 MHz, por lo tanto es necesario que la antena presente una nueva frecuencia de resonancia en la banda más alta, con el fin de lograr que se acoplen y así obtener una antena de banda ancha. En la Figura 66, se puede apreciar el elemento en forma de L invertida con altura (W), largo L_2 y ancho de línea L_1 que se agregó en la estructura inicial, con el objetivo de generar una frecuencia de resonancia adicional en la banda de operación superior (2700MHz).

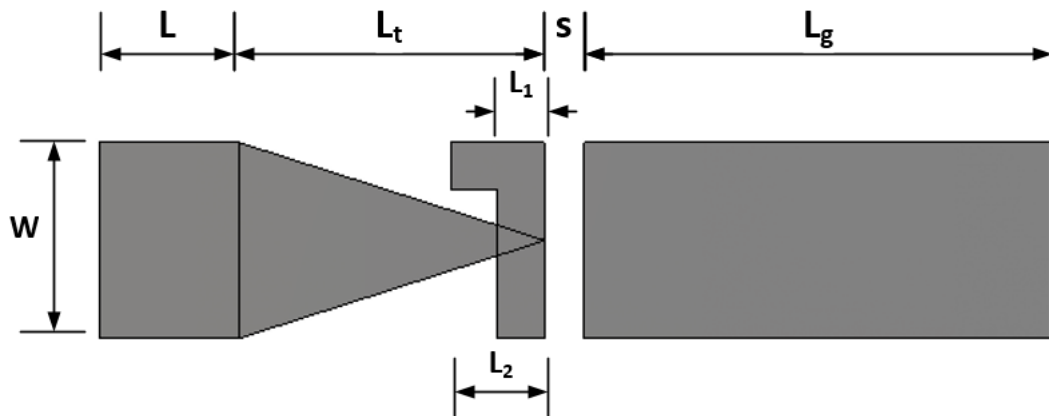


Figura 66. Elemento adicional para la banda de operación superior

En la Figura 67(a) se puede observar la estructura de la antena diseñada en CST, donde se aprecia que la ubicación del puerto se mantiene constante. Las pérdidas por retorno se muestran en la Figura 67(b), en la cual se puede apreciar que se presenta una segunda frecuencia de resonancia, tal y como se tenía previsto al agregar el segmento extra.

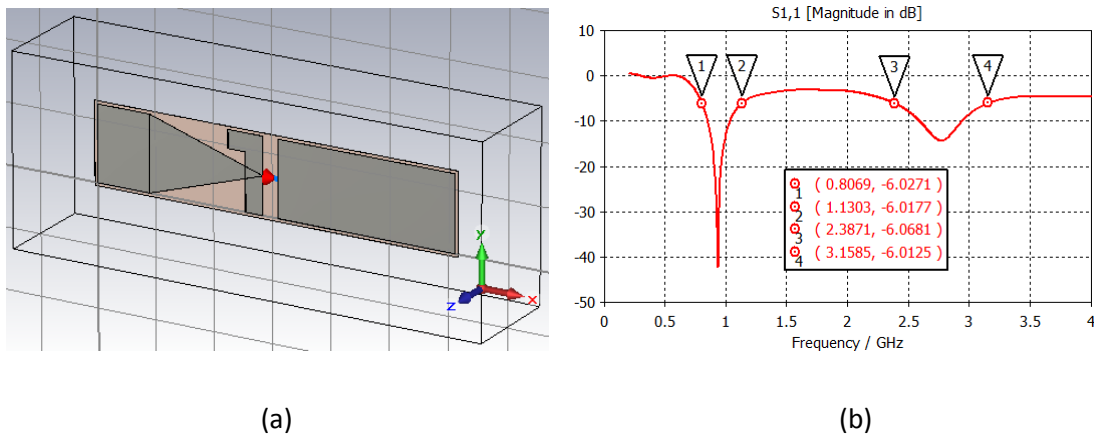


Figura 67. (a)Estructura con dos resonancias, (b)Respuesta en frecuencia mediante AEM.

Se puede observar que al agregar el elemento en forma de L invertida, se genera una segunda frecuencia de resonancia, la cual está centrada en la frecuencia superior de la banda deseada (2700 MHz). Existen dos criterios para determinar el ancho de banda de operación de una antena, el primero es considerar unas pérdidas por retorno $S_{11} < -10$ dB, el cual se aplica para antenas con una sola frecuencia de resonancia o bien, para múltiples resonancias de banda angosta. Mientras que, para antenas de banda ancha, se utiliza el segundo criterio, en donde se consideran aceptables pérdidas por retorno $S_{11} < -6$ dB (Faria, 2015).

Se puede observar que la antena tiene unas pérdidas por retorno $S_{11} < -4$ dB en la banda de frecuencias de 806 MHz a 3150 MHz. Se puede observar que la antena operando en el espacio libre aun no puede ser considerada como antena de banda ancha. Además, las frecuencias de operación están por arriba del intervalo establecido en los requerimientos de diseño (700MHz-2700MHz). Sin embargo, considerando que la antena se colocará sobre el cuerpo humano para aplicaciones vestibles, el efecto de proximidad con el cuerpo humano provocará que la frecuencia de operación se desplace hacia frecuencias bajas,

debido a la constante dieléctrica alta de los líquidos (ϵ_r cercana a 80) y tejidos corporales comparada con la del material dieléctrico.

4.6 Construcción, caracterización y discusión de resultados de la antena vestible

La antena propuesta se construye sobre el material dieléctrico Kapton, el cual tiene las siguientes características: $\epsilon_r=3.8$, $h=0.05$ mm y $\tan\delta=0.002$. El conductor de espesor $t=0.035$ mm se agrega al material dieléctrico por medio de un material adhesivo (3M467) cuyo espesor es $t=0.06$ mm. En la Figura 68(a) se muestran las dimensiones totales de la antena. En la Figura 68(b) se muestra la antena dibujada en 3D para efectuar el análisis electromagnético y realizar la comparación con los resultados medidos. Por último en la Figura 68(c) se muestra la antena fabricada en forma de reloj de pulsera.

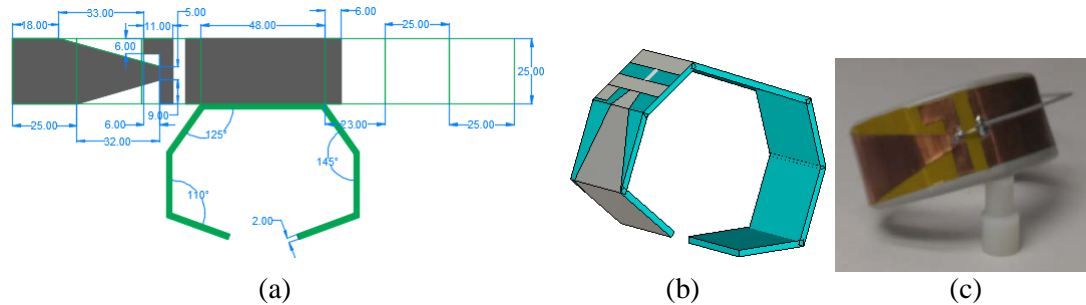


Figura 68. (a) Dimensiones totales, (b) Antena para análisis en 3D, (c) Antena construida

Para evitar que la antena construida haga contacto con la piel, se coloca sobre un material de espuma de baja densidad (ABS plastic), el cual se dobla en forma de pulsera de reloj, tal como se puede apreciar en la Figura 68(c). La distancia entre la antena y la piel es el espesor del material plástico ABS, el cual es de 2mm. Con esta separación de 2mm entre la antena y la piel se disminuye el nivel de SAR. La parte rígida de la antena con dimensión de 48mm se puede utilizar para colocar por debajo de ella la circuitería, mientras que por la parte de superior se puede colocar la pantalla y controles del reloj. La constante dieléctrica del material ABS es $\epsilon_r=2.8$, la cual se consideró para efectuar el análisis electromagnético (AEM). Las dimensiones totales de la antena construida son $L \times W \times h$ ($L=127$ mm x $W=25$ mm x $h=0.1463$ mm).

Cada uno de los parámetros de la estructura de la antena propuesta se analizó y optimizó empleando el programa CST de análisis electromagnético (AEM). Se analizaron 3 casos:

- Caso 1: AEM y medición en condiciones en espacio libre:
- Caso 2: AEM y medición montada en el antebrazo
- Caso 3: AEM montada en el antebrazo y cerca de la cabeza.

Para el caso 1, en condiciones del espacio libre, se obtienen las pérdidas por retorno de la estructura mostrada en la Figura 68(b). Para la medición de parámetros S de la antena propuesta dentro de la cámara anecoica, se utilizó un cable mini-coaxial de 1.37 mm con conector tipo U.FL. En la Figura 69 se muestran las pérdidas por retorno de la antena en condiciones de espacio libre, en donde se puede apreciar que la respuesta obtenida mediante el análisis electromagnético (AEM) concuerda en cierta manera con las mediciones en el espacio libre.

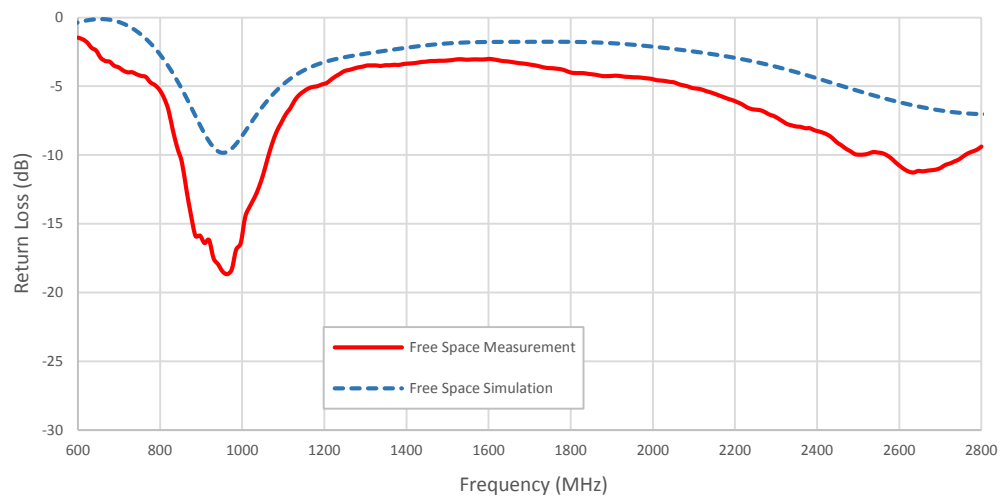


Figura 69. Comparación de las pérdidas por retorno del AEM y medición en el espacio libre.

Para el caso 2, se emplea un modelo aproximado propuesto de un antebrazo (phantom forearm-hand) realizado por medio de un cilindro elíptico tal como se muestra en las Figuras 70(a) y 70(b). En la Figura 70(c) se presenta el prototipo de un antebrazo (human forearm-hand de Speag) dentro de una cámara anecoica.

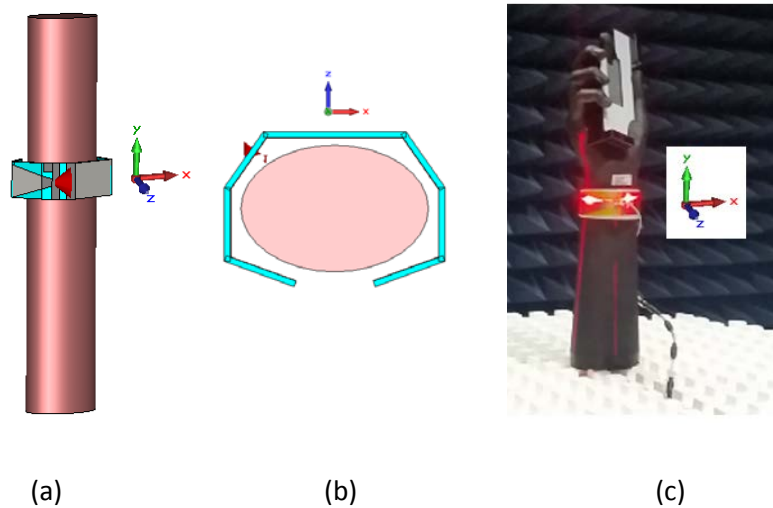


Figura 70. Modelo de simulación: a) phantom forearm-hand, b) modelo de simulación en plano horizontal, c) human forearm-hand.

Los resultados para el caso 2 se muestran en la Figura 71. Donde se puede observar una buena concordancia entre las curvas obtenidas mediante el AEM y las obtenidas mediante la medición. Cuando la antena se coloca como se muestra en la Figura 70(c), se satisface el requerimiento de ancho de banda con las pérdidas por retorno deseadas ($S_{11} < -6\text{dB}$). Mostrando un porcentaje de ancho de banda del 78%.

Con lo cual se puede cubrir de manera satisfactoria el intervalo de frecuencias de 700MHz hasta 2700 MHz.

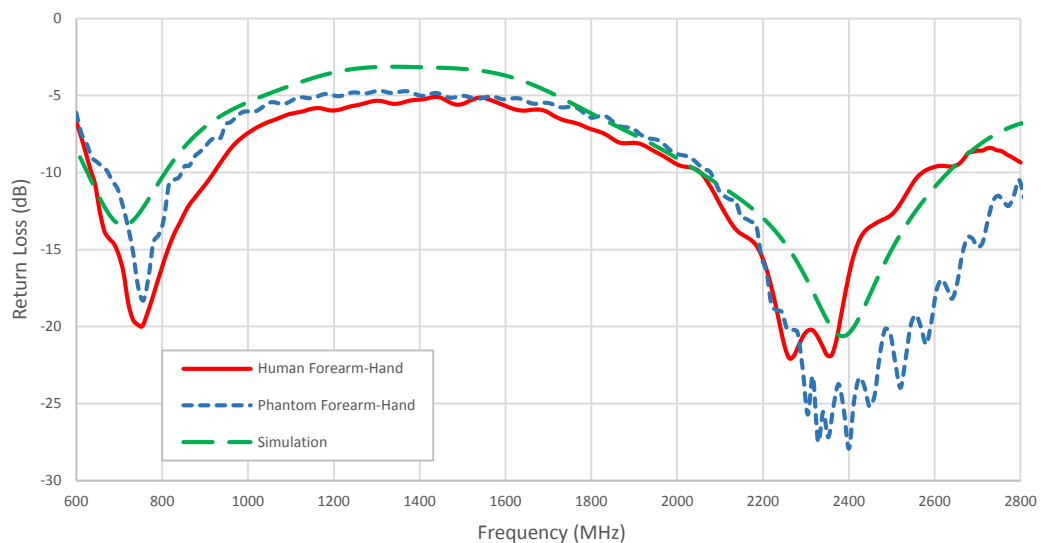


Figura 71. Análisis EM y medición del caso 2.

En el caso 3, se utiliza un modelo aproximado de un antebrazo cerca de la cabeza, mostrado en la Figura 72 (b), donde la cabeza es emulada usando un cilindro elíptico con un eje mayor de 170mm y menor de 160, con una altura de 200mm. Las propiedades de estos materiales cilíndricos utilizados en el análisis electromagnético están predefinidas por *material Bio Tissue/Muscle* con propiedades de ancho de banda establecidas por *Human Material Properties Macro* de CST y definidas por *Voxel-Man models*. La constante dieléctrica de estos materiales es $\epsilon_r=28.2$ medida a 300 MHz (Mayrovitz et al., 2012).

La tasa de absorción específica es un parámetro muy importante a considerar en dispositivos vestibles para que estos puedan llegar al mercado. Dicho parámetro, está limitado por entidades gubernamentales, tales como la FCC en los Estados Unidos de Norteamérica. La FCC define dos escenarios para los dispositivos vestibles ubicados en la muñeca. El primer escenario es cuando el dispositivo se encuentra en la muñeca, tal como se muestra en la Figura 72(a).

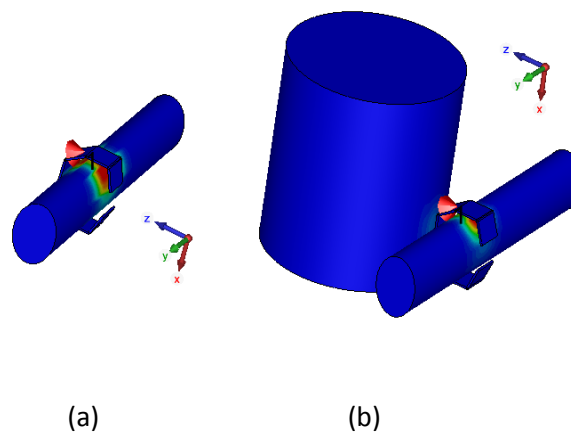


Figura 72. Modelo de aproximación para contornos SAR en 1900 MHz.

Mientras que, el escenario 2 es cuando el dispositivo se coloca en la muñeca y a 10 mm enfrente de la boca, como se puede observar en la Figura 72(b). El nivel de absorción máximo permitido para ambos casos es de 4W/Kg con un estándar de 10g. Para los dispositivos que tienen la función de llamada de voz, tienen que cumplir con un valor máximo de SAR de 1.6W/Kg con un estándar 1g (FCC, 2015). En este trabajo de tesis solo se presentan los resultados de SAR obtenidos mediante el análisis electromagnético, debido a que no se cuenta con el equipo e infraestructura para realizar las mediciones.

En la Tabla 13 se muestran los resultados de SAR obtenidos del AEM, en donde se puede apreciar que se cumple satisfactoriamente con los requerimientos de la FCC. Se tiene un valor de SAR máximo de 3.75W/kg en 850 MHz, mientras que el valor mínimo de SAR es de 3.45 W/Kg en 2600MHz.

Tabla 13. Resultados simulados de SAR comparados con los dos casos de FCC.

Frecuencia (MHz)	Potencia de salida (dBm)	Caso 1 FCC SAR 10 g (W/kg)	Resultados SAR 10g (W/kg)	Caso 2 FCC SAR 1 g (W/kg)	Resultados SAR 1g (W/kg)
850 (FDD5)	23	4.0	3.75	1.6	0.33
1900 (FDD2)	23	4.0	3.59	1.6	0.78
2600 (FDD7)	23	4.0	3.45	1.6	1.48

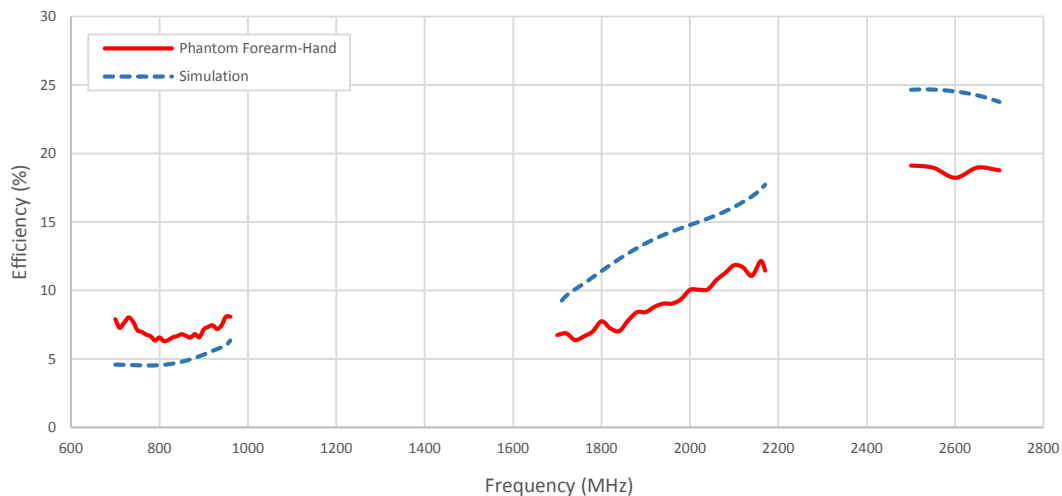
Se puede observar que los niveles de SAR se incrementan con la frecuencia cuando se mide cerca de la cabeza, mientras que, cuando se mide solo en la muñeca los valores de SAR disminuyen.

En la Figura 73 se presentan los resultados de la eficiencia de la antena propuesta. Se puede notar que en condiciones de espacio libre la eficiencia cae hasta un 25% en 700 MHz, mientras que en 1700 MHz se tiene una eficiencia de 35%. Las respuestas de la eficiencia simulada y medida varían, debido a que la estructura es compleja de fabricar, debido a la cantidad de dobleces, por lo tanto, hay pequeñas variaciones con respecto a la simulada. La eficiencia es baja debido a la interacción entre sí de los elementos que conforman la antena, la cual es causada por los dobleces los cuales son necesarios para formar el brazaletes.

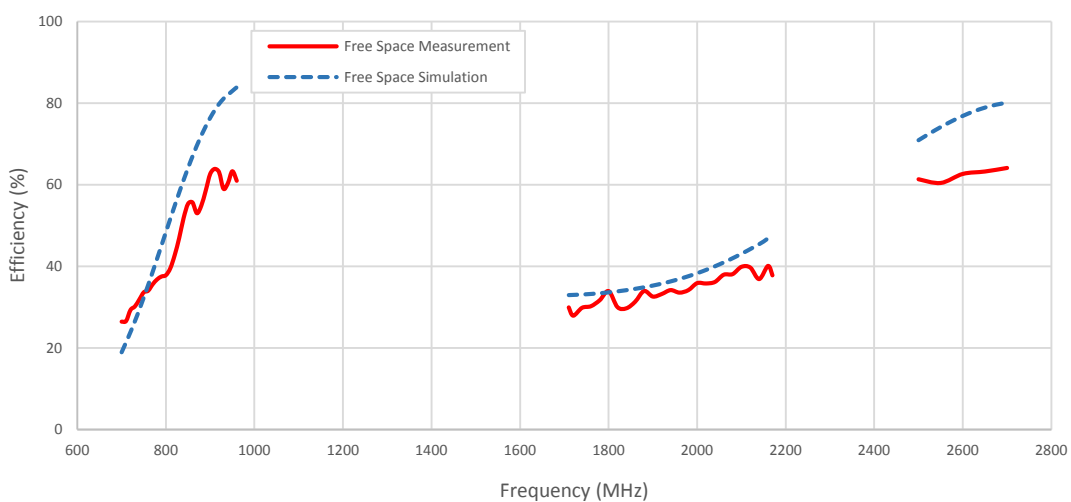
La eficiencia de la antena se puede considerar como el segundo parámetro más importante de medición de una antena, el cual para su medición se requiere de una cámara anecoica, con la capacidad de escanear la antena bajo prueba en 3D, especialmente para dispositivos móviles, ya que no existe control de la posición de la antena hacia la estación base. Si el enlace de comunicación es fijo, entonces, la ganancia pico se convierte en el segundo parámetro más importante, donde existe el control de la dirección de propagación. Los resultados de medición de la eficiencia con la antena montada en un phantom forearm-hand en la banda baja de frecuencia, muestran una eficiencia de alrededor de 7%.

Se puede observar en la Figura 73 que la eficiencia aumenta en las bandas de 1710-2170 y 2500-2700MHz), y que las variaciones entre la respuesta simulada y medida es menor del 7%. Esto se logró al utilizar dipolos de alta precisión, en vez de utilizar una antena de corneta como referencia.

La medición de ganancia pico en 3D se realiza dentro de una cámara anecoica. Se puede considerar que este es el parámetro más difícil de caracterizar, debido a la gran cantidad de mediciones que se requieren para obtener la ganancia en 3D. Dado que la dirección de propagación máxima cambia con la frecuencia, es necesario conocer en que ángulo se encuentra el valor máximo. Las curvas de ganancia simulada y medida se muestran en la Figura 74. La diferencia entre los resultados simulados y medidos para el caso donde se utiliza forearm-hand son de 0-2dBi, mientras que en el espacio libre se puede observar unas diferencias entre 0-2.5dBi. La ganancia pico es un parámetro clave para satisfacer las regulaciones de la FCC, en vez de ser considerado como un parámetro de rendimiento de la antena.



(a)



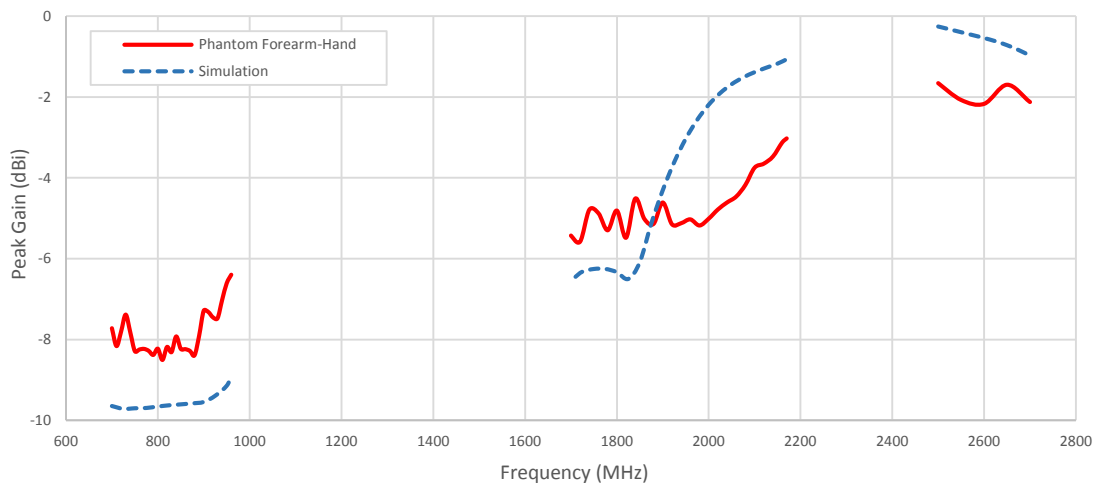
(b)

Figura 73. Eficiencia de la antena propuesta.

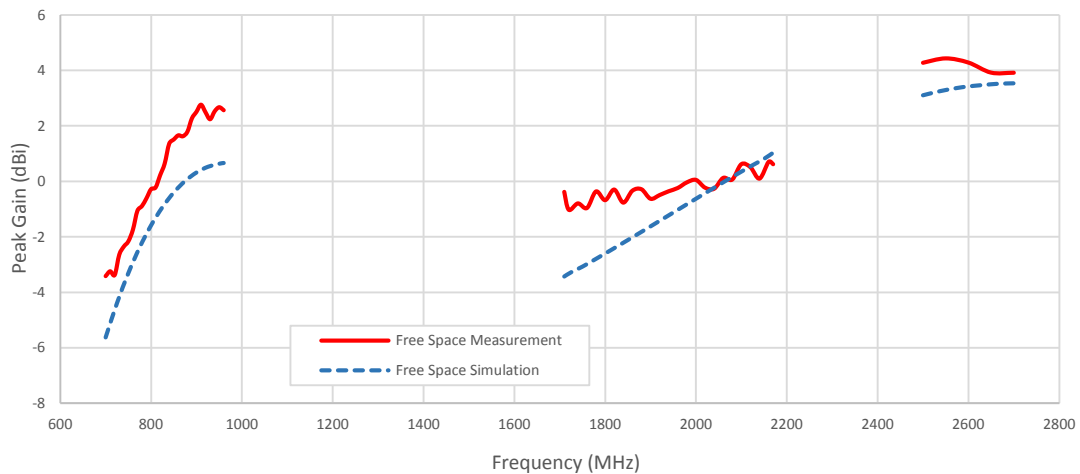
Para comunicaciones móviles, los parámetros de rendimiento para calificar a una antena, son: la potencia radiada total (TRP) y la Sensitividad isotrópica total (TIS).

La ganancia promedio también conocida como las pérdidas de la antena, representa la eficiencia de la antena en dB, siendo una forma absoluta de medición para calificar a las antenas, donde la escala es $-\infty$ to 0 dB (0-100%). Haciendo esta medición independiente del tamaño, topología, material, ganancia y frecuencia.

Los resultados medidos de la ganancia promedio de la antena se muestran en la Figura 75. Donde se puede observar que la antena presenta una ganancia promedio de -11.5dBi para la banda de 700-900 MHz, mientras que para la banda de 1700-2100 MHz la ganancia promedio es de -10.5dBi y para la banda de 2500-2700 MHz se tiene una ganancia promedio de -7.25dBi.

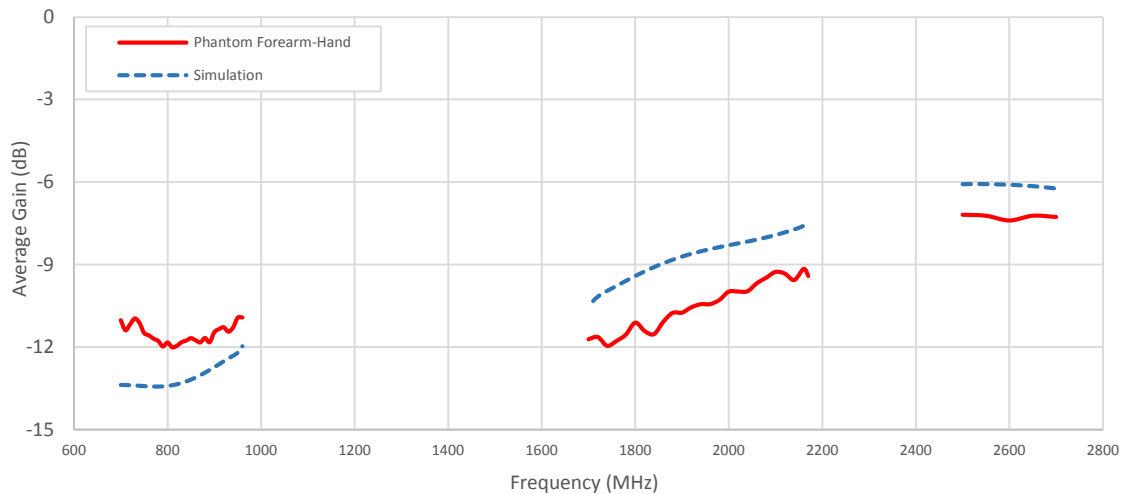


(a)

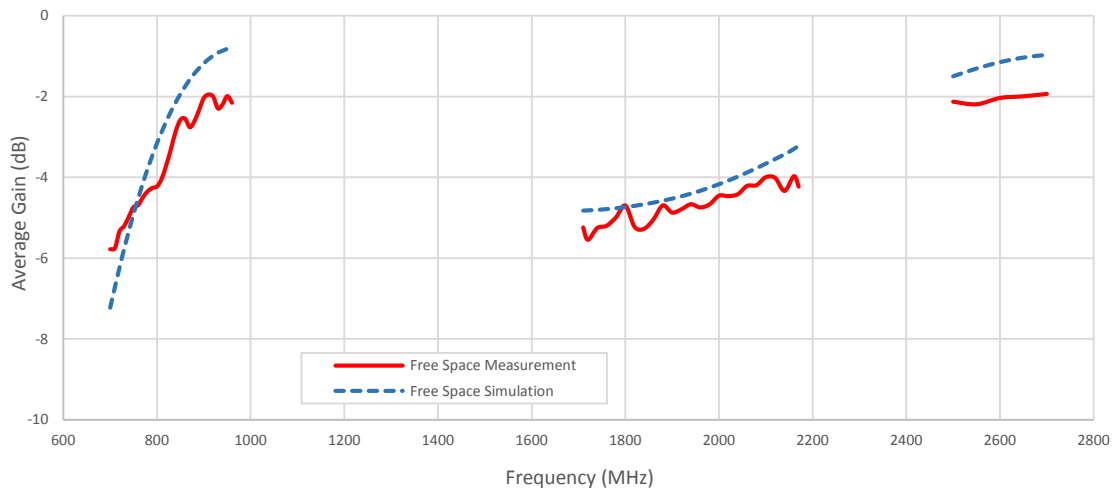


(b)

Figura 74. Ganancia pico de la antena propuesta.



(a)



(b)

Figura 75. Ganancia promedio de la antena.

Debido a que la antena es un elemento pasivo, de los resultados de la ganancia promedio es posible estimar la potencia radiada total (TRP), así como también la sensibilidad isotrópica total (TIS). Pero considerando que el ruido de piso debe de ser mucho menor que la cantidad esperada de TIS. Cuando el ruido de piso es más alto que la sensibilidad isotrópica total, entonces el valor de TIS será degradado, exhibiendo un peor rendimiento que el requerido (Murata).

Empleando los resultados de ganancia promedio, mostrados en la Figura 75, considerando la potencia de salida para el módulo inalámbrico (MA7354) 4GLTE Sierra de 23 dBm, y la sensibilidad típica del receptor de -98dBm (Sierra, 2015), se calcula la TRP y la TIS, las cuales se proporcionan en la Tabla 14, para mediciones con el phantom forearm-hand en la banda media. Las frecuencias de banda media para

transmisión y recepción de FDD5 son de 836.5 y 881.5 MHz respectivamente, de FDD2 son 1880 y 1960 MHz, finalmente de FDD7 son 2535 y 2655 MHz.

Tabla 14. Valores estimados de TRP y TIS para mediciones de ganancia promedio.

Banda (MHz)	Potencia de salida (dBm)	Ganancia promedio Tx (dB)	TRP Deseada (dBm)	Sensitividad del receptor (dBm)	Ganancia promedio Rx (dB)	TIS Deseada (dBm)
850 (FDD5)	23	-11.80	11.20	-98	-11.79	-86.21
1900 (FDD2)	23	-10.78	12.22	-98	-10.43	-87.57
2600 (FDD7)	23	-7.21	15.79	-98	-7.21	-90.79

Por último, los patrones de radiación se obtienen en las frecuencias de 850 MHz, 1900 MHz y 2600 MHz, con la antena colocada en la cámara anecoica. En la Figura 76 se muestran los patrones de radiación simulados utilizando el forearm-hand. Mientras que en la Figura 77 se muestran los patrones medidos empleando el forearm-hand.

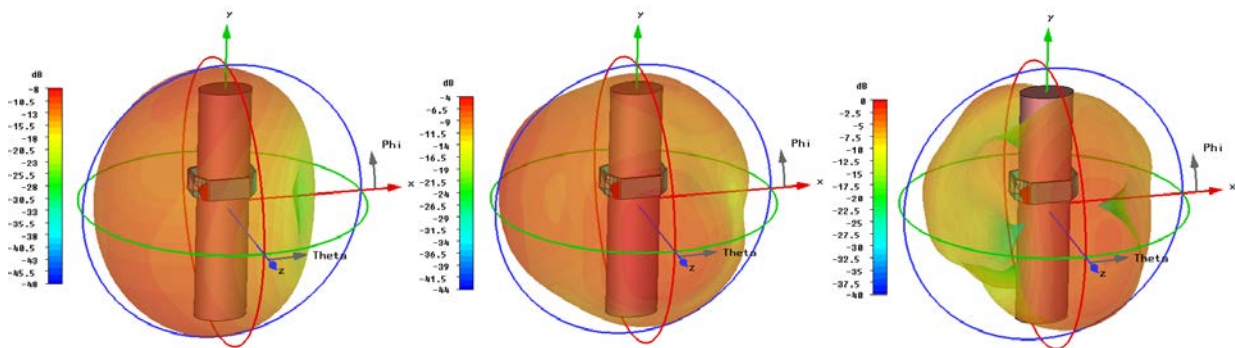


Figura 76. Patrones de radiación simulados usando el phantom forearm-hand.

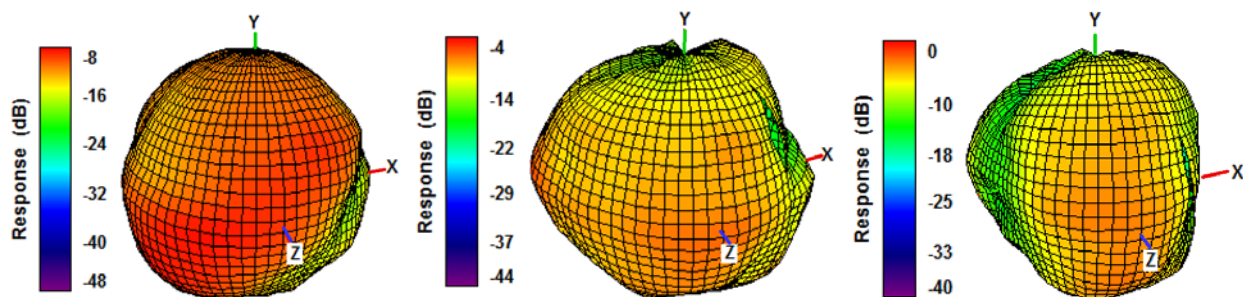


Figura 77. Patrones de radiación medidos usando el phantom forearm-hand.

Por último, los patrones de radiación en 3D en condiciones de espacio libre se presentan en las Figuras 78 y 79. En la Figura 78 se muestran los patrones de radiación simulados en las mismas frecuencias que en los casos anteriores. Mientras que en la Figura 79 se muestran los patrones de radiación medidos.

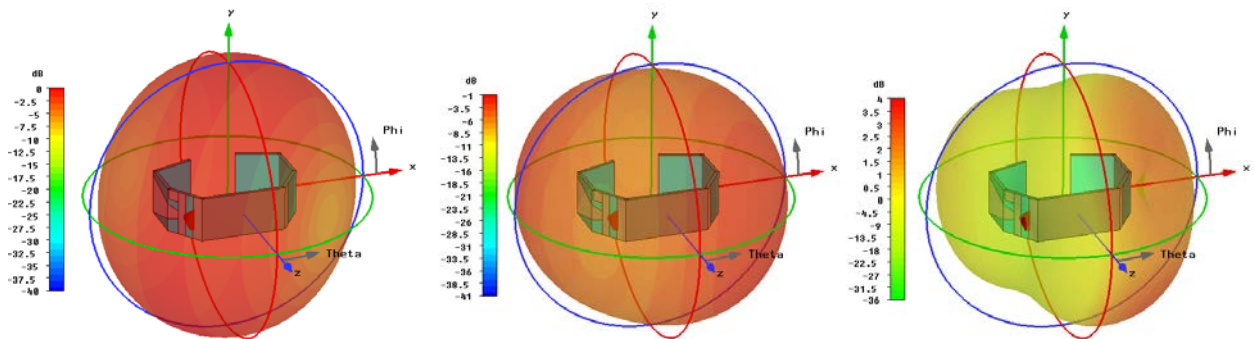


Figura 78. Patrones de radiación simulados en condiciones de espacio libre.

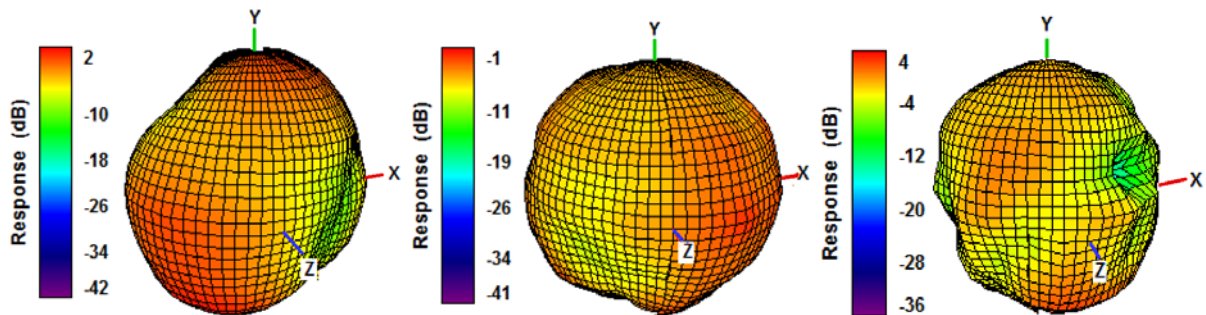


Figura 79. Patrones de radiación medidos en condiciones de espacio libre.

Los proveedores norteamericanos de redes celulares tales como Verizon, AT&T, T-Mobile o Sprint han definido valores mínimos de TRP y TIS para los dispositivos celulares, con 3 escenarios: espacio libre, Phantom hands y Phantom hands and head. Las pérdidas de la antena máxima (ganancia promedio) en transmisión (TRP), medidas en espacio libre para la red AT&T son de -3 a -5dB, dependiendo de la banda FDD. Con el phantom hand son de -8 a -10dB, y cuando se prueba con el phantom hand y head es de -11 a -13dB (AT&T, 2014). Rendimientos similares son demandados por las demás compañías. La antena propuesta presenta una ganancia promedio en el rango de -7 a -12dB, cuando se mide con el Forearm-hand y de -2 a -6dB en el espacio libre. Se puede observar que la antena propuesta presenta valores muy cercanos a los requerimientos establecidos por la industria de teléfonos móviles.

Capítulo 5. Investigación de antena vestible para el tobillo

5.1 Introducción

En este capítulo se presenta la segunda antena vestible propuesta para colocarse en el tobillo, donde la estructura se basa en dos elementos radiantes que operan en las bandas GNSS (Global Navigation Satellite System) y BLE (Bluetooth Low Energy). Se describe la metodología para diseñar y analizar la estructura de antena propuesta, se presentan los resultados del diseño inicial, del análisis paramétrico realizado para optimizar la antena y obtener la estructura final. Asimismo, se presentan resultados de la construcción y caracterización de la antena.

5.2 Metodología de diseño

En esta sección se describe la metodología de diseño propuesta para la antena vestible de banda dual para colocarse en el tobillo. La antena a desarrollar debe funcionar en las cuatro bandas de operación: BeiDou (1561 MHz), GPS-Galileo-QZSS (1575 MHz), GLONASS (1602 MHz) y BLE (2400 MHz). La metodología propuesta para el desarrollo de la antena se muestra en la Figura 80 y se puede resumir en los siguientes pasos: realizar una investigación científica de antenas de este tipo, acotación y limitación para delimitar el campo de trabajo, proponer una aproximación de un modelo de la pierna humana para realizar el análisis electromagnético, establecer las especificaciones de diseño, proponer la topología o geometría de la antena, efectuar el diseño, análisis y optimización, realizar cambios en el tipo de estructura de antena, realizar un ajuste fino para medir los parámetros de antena en el aire y en el modelo antropomórfico, además del cálculo de parámetros TRP y TIS, construir la antena y caracterizarla.

5.3 Requerimientos de diseño de la antena vestible

El aumento de necesidades en nuevas aplicaciones ha creado que las antenas tengan mayor capacidad y menor tamaño. La antena a diseñar en este trabajo debe de operar en las bandas GNSS: [BeiDou (1561 MHz), GPS-Galileo-QZSS (1575 MHz), GLONASS (1602 MHz)] y BLE (2400 MHz). Para cubrir dichas bandas

se diseña una antena con doble resonancia en donde la primera frecuencia de trabajo es para GNSS de 1561 a 1606 MHz y la segunda para BLE de 2400-2500 MHz.

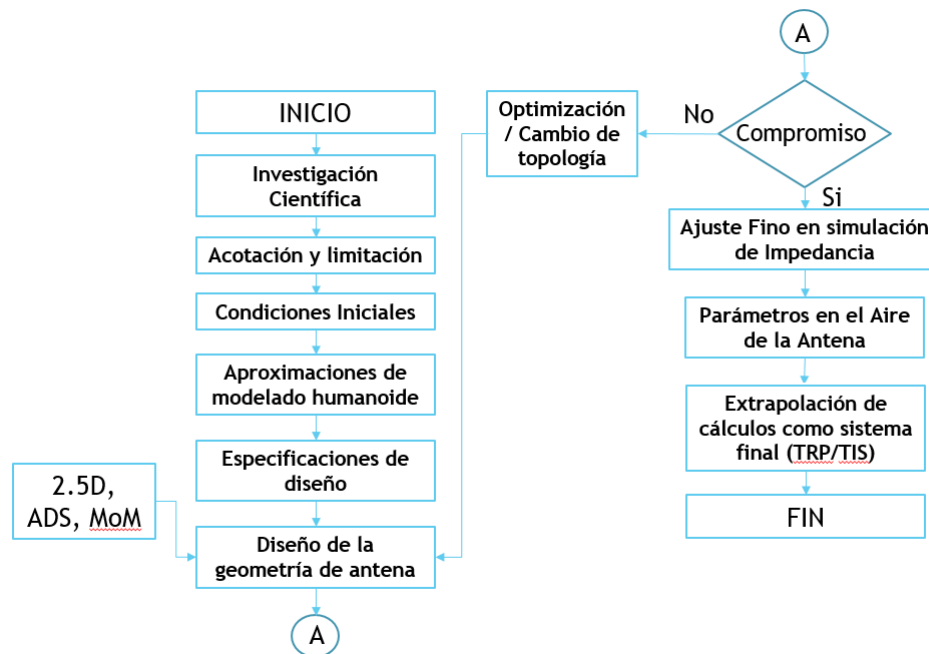


Figura 80. Metodología de diseño de antena para el tobillo.

La antena de localización satelital GNSS se encuentra en el extremo superior para apuntar hacia el cielo y la segunda antena para BLE en el extremo inferior. Como son dos sistemas diferentes, se necesita que las dos antenas compartan el mismo plano de tierra para que se pueda integrar en una sola pieza, con dimensiones máximas de 100 x 40 x 5 mm. Con estas dimensiones y tomando en cuenta la anatomía del tobillo, se tendrá un área libre para el montaje de los circuitos electrónicos, periféricos y la batería.

En resumen, la antena debe cumplir con las siguientes especificaciones:

Bandas de frecuencias (1561-1606 y 2400-2500 MHz)

- Pérdidas por retorno (S_{11}) ≤ -10 dB
- VSWR $\leq 2.5:1$
- Ganancia: ≥ 0 dBi, y ≥ -10 dBi (colocada en el tobillo, respectivamente)
- Tamaño: $< (L=100 \text{ mm} \times W=40 \text{ mm} \times h=5 \text{ mm})$

5.4 Elección del material dieléctrico

Como los campos electromagnéticos son sensibles al medio de propagación, es decir a los materiales utilizados para construir la antena, se necesita conocer con precisión las características de ellos. Las propiedades de impedancia y respuesta de los campos varían dependiendo del medio de propagación, razón por la cual se debe establecer la constante dieléctrica ϵ_r , el espesor del dieléctrico h , espesor del conductor t , así como las pérdidas tangenciales o factor de disipación $\tan\delta$, para los diferentes substratos utilizados. Los valores correctos de los parámetros del sustrato permitirán obtener una buena concordancia entre los resultados teóricos y experimentales (medidos). En esta parte de la investigación se utilizó como sustrato dieléctrico el Kapton para construir la antena, la cual se insertó entre dos capas de delgadas ($h=2\text{mm}$) de piel bovina, con el fin de aligerar y adelgazar el diseño del brazalete, debido a que la piel es abundante, duradera y resistente. El material dieléctrico Kapton tiene las siguientes características: $\epsilon_r=3.8$, $h=0.035\text{ mm}$, $t=0.0355\text{ mm}$, y $\tan\delta=0.002$, y éstas son las que se utilizan para diseñar la antena y realizar el análisis electromagnético.

5.5 Diseño de la antena vestible

Para el desarrollo de la antena se proponen dos estructuras PIFAs (Planar Inverted F Antenna) modificadas opuestas compartiendo el plano de tierra y el sustrato para poder integrarlas en una sola pieza con dimensiones máximas de $100 \times 40 \times 5\text{ mm}$. La primera se diseña para resonar en las bandas GNSS (1561-1606 MHz) y la segunda para BLE (2400-2500) MHz. Tomando en cuenta la anatomía del tobillo, se tendrá un área libre en el plano de tierra para montar la circuitería electrónica y la batería. El análisis electromagnético de la estructura propuesta se realizó en 2.5D mediante el software ADS (Advanced Design System) de la compañía Keysight para las dos antenas PIFAs de GNSS and BLE.

Para determinar los elementos iniciales de las antenas GNSS y BLE, se definió un plano de tierra de ancho máximo y largo tomando en cuenta las dimensiones máximas de $100 \times 40 \times 5\text{ mm}$. El ancho W , se determina considerando el elemento radiante de la antena GNSS, la cual resuena a menor frecuencia, ya que se requiere que sea más grande.

La estructura se divide en dos elementos radiantes y un plano de tierra común. Ambas estructuras radiantes cuentan con elementos aterrizados para maximizar la radiación y la reducción de tamaño (Taga

et al., 1987). La mayoría de antenas de microcintas son elementos resonantes sobre un ancho de banda típicamente estrecho. Para incrementar el ancho de banda efectivo se utilizan técnicas como aumentar el espesor del sustrato o agregar circuitos de acoplamiento de elementos taper o stubs en corto o en abierto.

La antena propuesta incluye stubs en abierto con el propósito de mejorar del ancho de banda y el acoplamiento de impedancias. En la Figura 81 se muestra la estructura de una antena PIFA convencional, donde se puede apreciar un elemento en corto y un elemento de stub abierto. Alimentada empleando una Guía de Onda Coplanar CPW.

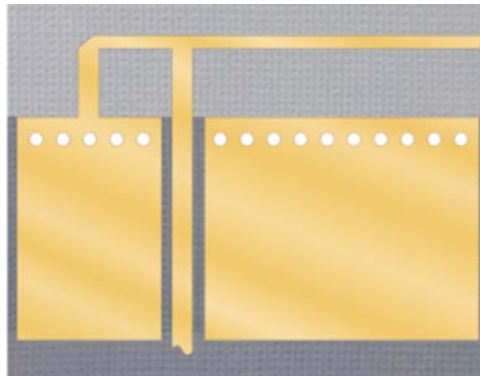


Figura 81. Estructura de antena PIFA convencional alimentada con CPW.

La estructura completa puede fabricarse en una sola pieza flexible y con tecnología multi-capas para agregar la circuitería en caso de ser necesario, eliminando la necesidad de utilizar cable mini-coaxial en la producción para conectar los puertos de los módulos/receptores de GNSS y BLE hacia los puertos de las antenas. El material dieléctrico seleccionado para diseñar la antena es el Kapton, el cual tiene las siguientes características: $\epsilon_r=3.8$, $h=0.035$ mm, $t=0.0355$ mm, y $\tan\delta=0.002$. El plano de tierra inicial de la antena se calcula con la ecuación (124) para un medio de longitud de onda a la frecuencia de 1561MHz resultando $L=62.027$ mm x $W=31.013$ mm, sin embargo, con el fin de reducir el tamaño de la estructura radiante y compartir el mismo plano de tierra para las dos antenas, se aumentó a $L=80$ mm x $W=35$ mm con el fin de aumentar el espacio para la circuitería electrónica y la batería.

$$L = \frac{c}{2 * f * \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (124)$$

Se calcula una dimensión inicial de la longitud del elemento radiador de la antena PIFA para GNSS (a la frecuencia de 1575 MHz), resultando $L = 30.738$ mm para un cuarto de la longitud de onda.

Para hacer el análisis electromagnético de la estructura se considera una estructura multicapas. Las capas de la antena se describen como sigue iniciando desde la parte superior a la inferior: En la primera capa se tiene aire ($\epsilon_r=1$ y $h = \infty$). La segunda capa de piel bobina de ($\epsilon_r=1.5$ y $h = 2$ mm) (Ambika et al, 2014). La tercera capa de una onza de cobre donde se graba la estructura de las antenas y el plano de tierra ($\sigma=5.8e7$ S/m y $t=0.0355$ mm). La cuarta capa de Kapton ($\epsilon_r=3.8$ y $h = 0.035$ mm). La quinta capa de piel bovina ($\epsilon_r=1.5$ y $h = 2$ mm). En la sexta capa se tiene el modelo antropomórfico del tobillo-pierna humana propuesto ($\epsilon_r=26.5$, $\sigma=1$ S/m y $h = 50$ mm) y finalmente la última capa de aire ($\epsilon_r=1$ y $h = \infty$) para completar la construcción de antena como se muestra en la Figura 82 y proceder a su análisis electromagnético.

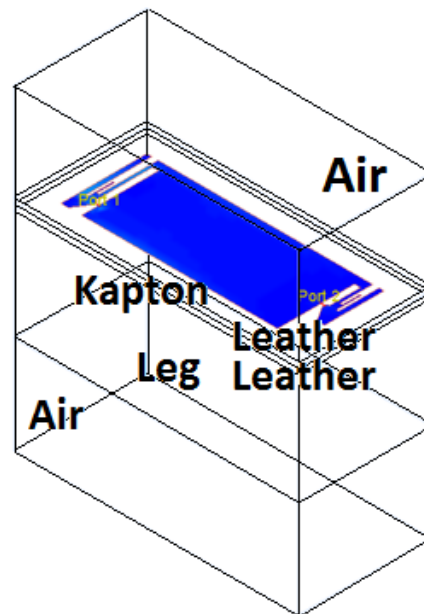


Figura 82. Capas en la antena en el tobillo.

El análisis electromagnético inicial de la estructura multicapa de la antena PIFA para GNSS, utilizando el software ADS_Momentum en el ancho de banda de 1 a 3 GHz, se realizó con una longitud del elemento radiante de un cuarto de onda $L=30.738$ mm. Se observó que la antena resuena a la frecuencia de 1838 MHz, sin embargo ajustando la longitud del elemento a $L= 35$ mm, la frecuencia se reduce como se muestra en la figura 83(a) a 1520 MHz. La estructura de antena se fue modificando al agregarle un taper,

así como dos stubs adicionales a la estructura radiante, para mejorar el acoplamiento como se puede observar en la Figura 83(d). En la Figura 83(a) se muestra la estructura inicial y el comportamiento de las pérdidas por retorno, donde se puede apreciar que resuena a 1520 MHz, posteriormente se realiza un ajuste de taper para mejorar el ancho de banda y mantener el puerto de alimentación como se muestra en la Figura 83(b). Posteriormente se agrega un primer stub en abierto para mejorar el acoplamiento y ampliar el ancho de banda como se aprecia en la Figura 83(c). Enseguida se agrega un segundo stub para mejorar la respuesta, obteniéndose un ancho de banda de 1569 a 1771 MHz para $S_{11} < -10\text{dB}$ como se muestra en la Figura 83(d), el último paso es la conexión a tierra del segundo stub como se muestra en la Figura 85 que muestra la estructura completa, la respuesta de la antena final optimizada se puede observar en la Figura 86(a), donde se puede notar un corrimiento de la frecuencia de trabajo a la izquierda alrededor de 150 MHz con conexión a tierra.

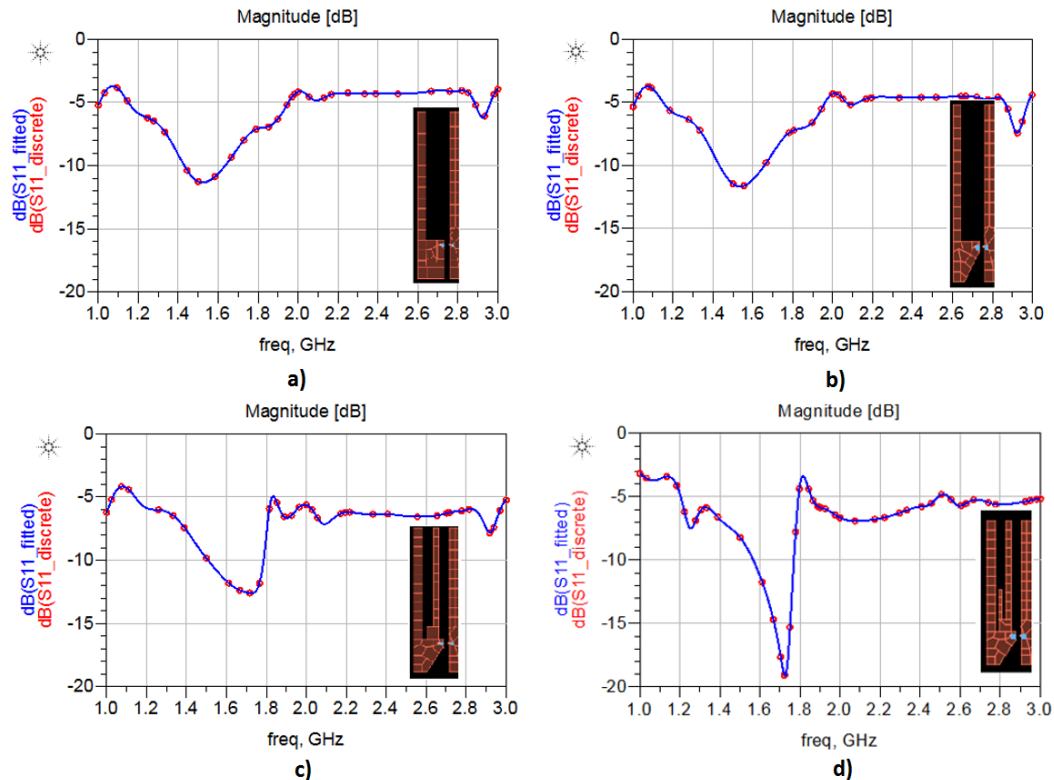


Figura 83. Elemento GNSS inicial (a), ajuste taper (b), 1er stub en abierto (c), 2do stub en abierto (d).

Para diseñar y analizar la antena BLE se sigue un procedimiento, similar al utilizado para la antena GNSS. La dimensión inicial de la longitud del elemento radiante calculada para BLE (2450MHz) es $L=19.760$ mm para una longitud de un cuarto de onda. De manera similar al caso anterior, al hacer el análisis electromagnético

se notó un aumento en la frecuencia de resonancia la cual se ajustó aumentando la dimensión del elemento radiante a $L = 24.3$ mm. En la Figura 84 se muestra la secuencia que se siguió para obtener la estructura final. La Figura 84(a) muestra el comportamiento de la antenna con un solo elemento radiante, resonando cerca de 2.55 GHz. En la Figura 84(b) se mejora el ancho de banda realizando un ajuste de en forma de taper cerca del puerto de alimentación. En la Figura 84(c) se agrega un primer stub en abierto para mejorar el acoplamiento y ancho de banda. Figura 84(d) se agrega un segundo stub, el último paso es la conexión a tierra como se muestra en la Figura 85 en donde se indican las dimensiones finales de la antenna dual. La respuesta obtenida del análisis electromagnético se puede apreciar en la Figura 86(b), donde se puede notar un corrimiento de la frecuencia de trabajo hacia la izquierda de 300 MHz con conexión a tierra.

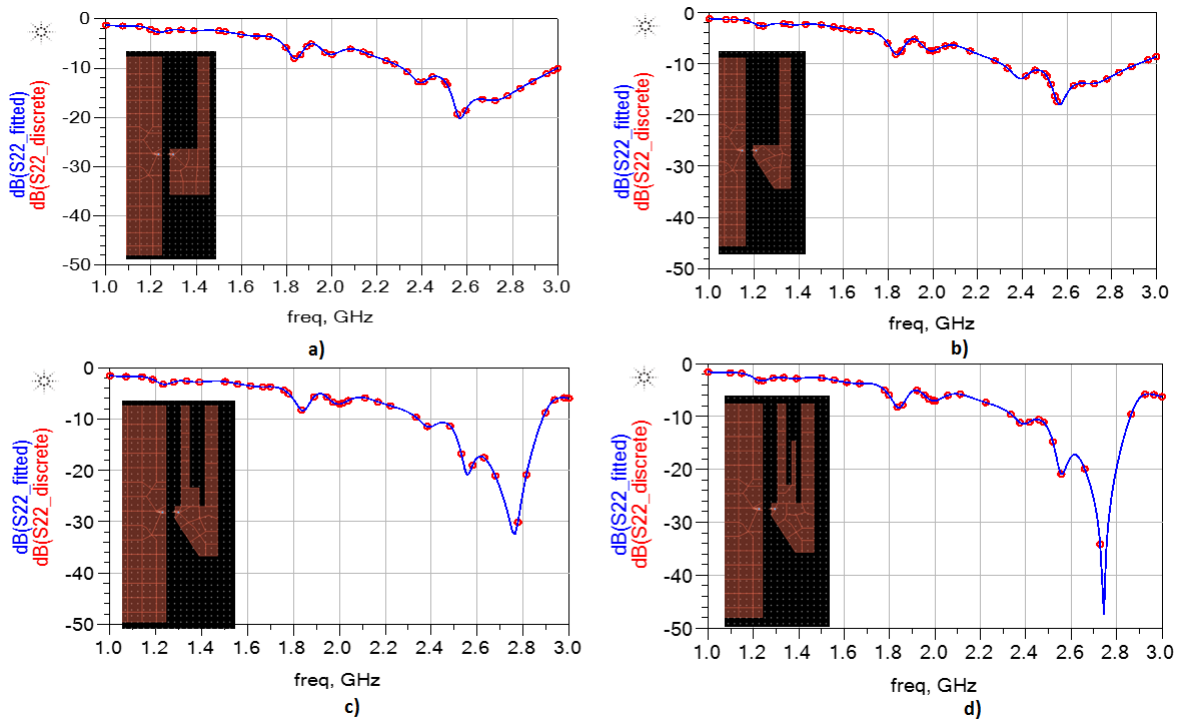


Figura 84. Elemento BLE inicial (a), ajuste taper (b), 1er stub en abierto (c), 2do stub en abierto (d).

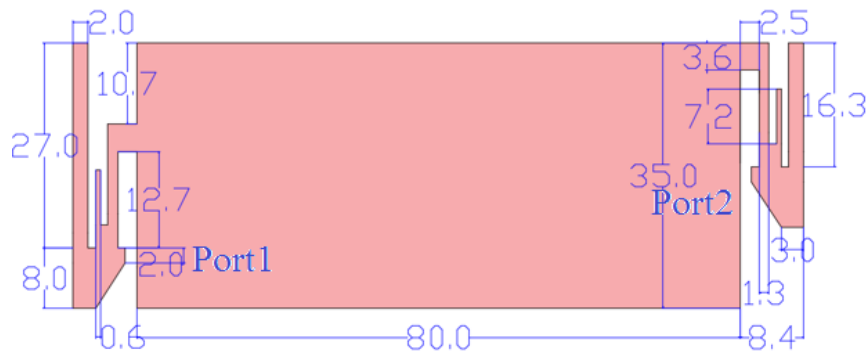


Figura 85. Antena para el tobillo con dos elementos PIFA.

5.6 Construcción, caracterización y discusión de resultados de la antena vestible

En esta sección se procede a construir y caracterizar la antena PIFA modificada dual diseñada para operación GNSS y BLE y que se muestra en la Figura 85. El área total efectiva de la solución de antena con el plano de tierra es de 96.8 x 35 mm, donde el área de la antena GNSS es de 8.4 x 35 mm, y de 8.4 x 24.3 mm para la antena BLE, con una área de plano de tierra compartida de 80 x 35 mm. El elemento resonante GNSS tiene un tamaño de 27 x 2 mm y para BLE tiene un tamaño de 16.3 x 2 mm.

En el análisis electromagnético se despreció el adhesivo utilizado para pegar el cobre sobre el Kapton, que tiene un espesor de 0.06 mm siendo el modelo 467MP de la compañía 3M. La antena mostrada en la Figura 85 fue analizada y optimizada utilizando ADS_Momentum en 2.5D. Los parámetros de optimización fueron pérdidas por retorno menores a -10 dB para la banda GNSS de 1561 a 1606 MHz y BLE de 2410-2490 MHz, tomando en cuenta un área no mayor a 100 x 40 mm para la antena completa. La antena final propuesta de doble banda mostrada en la figura 88 cuenta con dimensiones totales de 96.8x35x4.14 mm

Se ha encontrado por mediciones en un antebrazo humano que la constante dieléctrica es de $\epsilon_r=28.2$, a la frecuencia de 300 MHz con una conductividad $\sigma=0.59$ S/m (Mayrovitz et al, 2012). Por otro lado, la compañía Speag utiliza una constante dieléctrica de $\epsilon_r=27.5$ a 1575 MHz con una conductividad de $\sigma=0.9$ S/m. Para una pierna antropomórfica con una constante dieléctrica de $\epsilon_r=25.7$ a 2450 MHz y una conductividad $\sigma=1.32$ S/m. Debido a lo anterior, se propone en este trabajo un modelo antropomórfico de la pierna con una constante dieléctrica $\epsilon_r=26.5$ y una conductividad de $\sigma=1$ S/m, con un espesor de 50 mm para simular el tobillo humano.

El prototipo de la antena a medir utiliza dos cables mini coaxiales de 1.37 mm con una longitud de 100 mm y un conector U.FL, la cual se coloca dentro de la cámara anecoica en 3D ETS-Lindgren Modelo AMS 8900. Cabe mencionar que no se observaron modos comunes de corriente durante las mediciones, debido a que las pérdidas por retorno de la antena se mantuvieron estables con el movimiento del cable, localización u orientación del mismo. Por lo general este fenómeno se asocia con antenas eléctricamente pequeñas y no eficientes. Los resultados experimentales y teóricos de la impedancia de la antena o pérdidas por retorno se pueden observar en la Figura 86 (a) y (b).

La impedancia de la antena GNSS se graficó de 1400 a 1800 MHz y para la antena BLE de 2100 a 2800 MHz, donde se puede apreciar una buena concordancia entre las respuestas teórica o simulada y la experimental o medida, cuando está montada en el tobillo. Como la antena es un brazalete de tobillo, la

antena funciona mejor cuando está colocada en la pierna humana, debido a esto nuestro trabajo de investigación se limitó solamente cuando es montado en la pierna antropomórfica de Speag, y en simulaciones bajo este esquema.

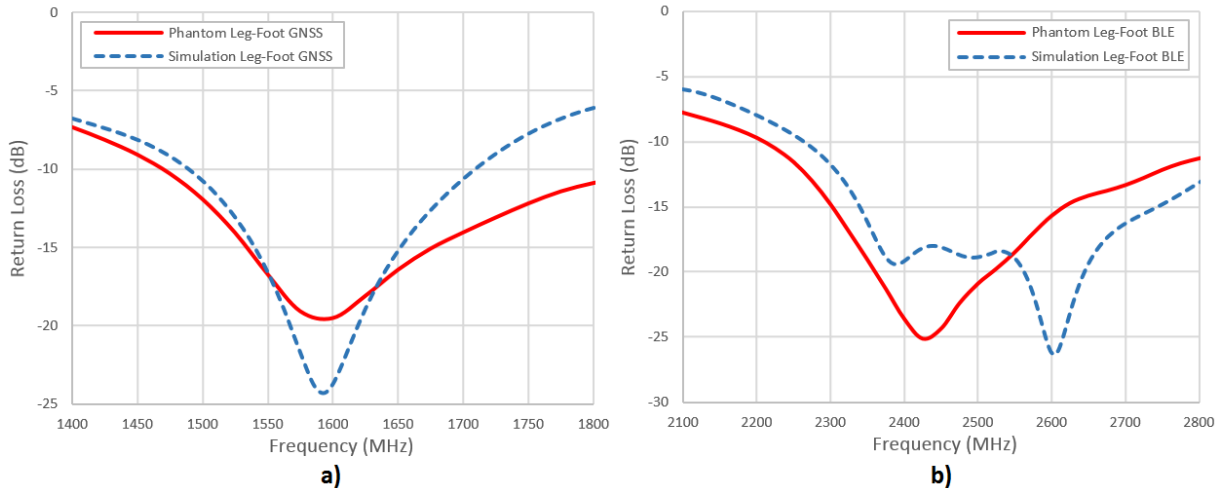


Figura 86. Pérdidas por retorno de las antenas GNSS a) and BLE b) montadas en el tobillo.

El comportamiento de las pérdidas por retorno a -10 dB de la antena GNSS excedieron los requerimientos de diseño puesto que resultaron de 1490 a 1710 MHz para simulación y de 1410 a > 1800 MHz en mediciones de laboratorio como se muestra en la Figura 86(a). La antena GNSS opera de manera exitosa dentro de la banda de 1561 a 1602 MHz, cubriendo GPS, Glonass, BeiDou, Galileo and QZSS. Para la antena BLE también se observó muy buen comportamiento en el ancho de banda deseado de 2410 a 2490 MHz con pérdidas por retorno mejores a -18dB para los resultados obtenidos de la simulación y mejores a -22dB para las mediciones. Se observan pequeñas diferencias en los resultados en la antena BLE, que se pueden atribuir a: limitación de la discretización del mallado en altas frecuencias, una variación en la constante dieléctrica, la aproximación del modelado humanoide, a imperfecciones en la construcción del prototipo, el cable mini-coaxial usado en las mediciones, etc.

La medición de la eficiencia de la antena es el segundo parámetro más importante a considerar para aplicaciones móviles. Para esto se requiere de una cámara anecoica en 3D. Los resultados teóricos y experimentales de la eficiencia de la antena, montada en el modelo antropomórfico, se muestran en la Figura 87 (a) y (b):

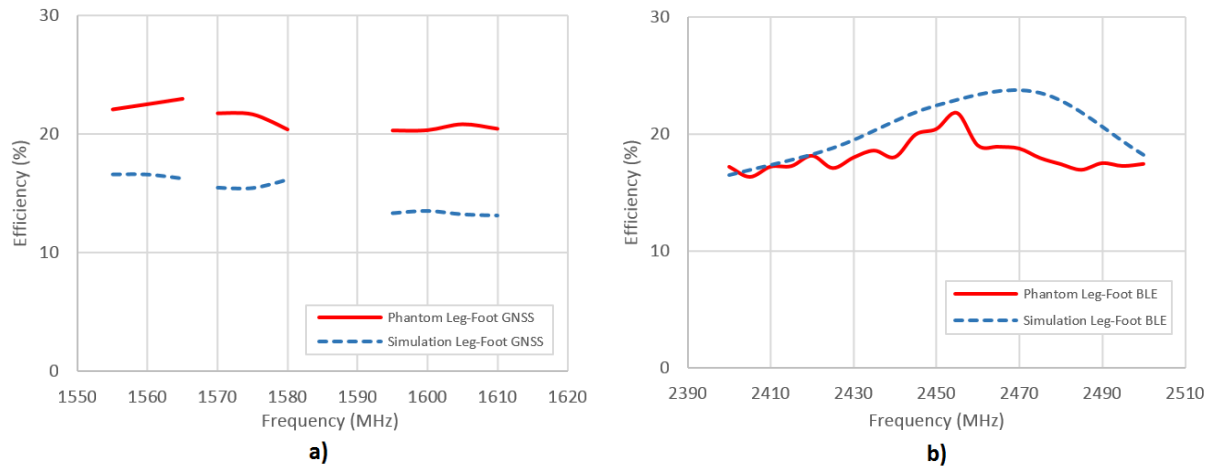


Figura 87. Eficiencia de la antena GNSS and BLE.

La eficiencia de la antena se graficó de 1550 a 1620 MHz para GNSS y de 2390 a 2510 MHz para BLE como se muestra en la Figura 87. Las mediciones de la eficiencia de la antena o eficiencia de radiación se realizaron con la antena colocada en la pierna de Speag como se muestra en la Figura 88. La eficiencia medida fue alrededor del 21% y un poco más alta para los resultados de la simulación electromagnética como se observa en Figura 87(a), con una frecuencia de trabajo efectiva de 1561 a 1606 MHz. Por otra parte la antena BLE obtuvo una eficiencia entre el 17% y un 22% en el intervalo de 2410 a 2490 MHz como se puede apreciar en Figura 87(b). La variación entre los resultados de la medición y la simulación oscila entre el 2 y el 7%. Esta gran precisión en la medición se logró gracias a los dipolos esclavos utilizados en la calibración de la cámara anecoica, con una precisión del 0.1 dB de variación en azimut y estables en la fase de radiación, en comparación con las antenas de corneta que son menos exactas para calibrar cámaras anecoicas con precisión.

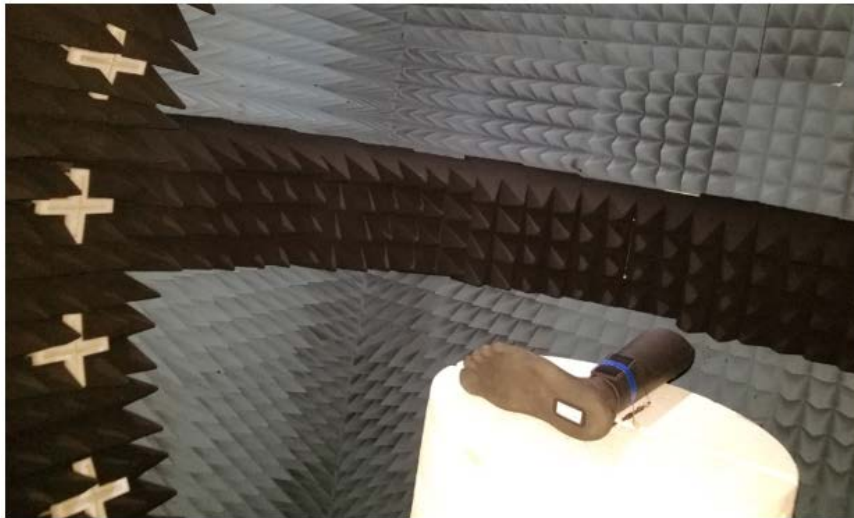


Figura 88. Antena montada en pierna antropomórfica dentro de cámara anecoica 3D.

La ganancia pico de la antena se determina utilizando una cámara anecoica en 3D y suele ser el parámetro más difícil de calibrar, debido a que es el valor máximo medido a un valor de frecuencia, y puede ser a cualquier ángulo. Este valor puede ser afectado rápidamente por la calibración debido a que se asume una calibración isotrópica. Por esta razón es muy importante alinear el dipolo de calibración perfectamente con la antena de prueba. Los resultados de simulación y medición de ganancia pico se muestran en la Figura 89, se graficaron de 1550 a 1620 MHz para la antena GNSS donde la ganancia pico es en promedio -3 dBi. Mientras que para la antena BLE se graficó de 2390 a 2510 MHz con una ganancia pico alrededor de -2 dBi. Ambos resultados son muy adecuados para este tipo de antenas. La antena muestra una buena concordancia entre las simulaciones electromagnéticas 2.5D y las mediciones realizadas en una cámara anecoica en 3D, con la estructura de antena colocada en una pierna antropomórfica.

En un sistema de geolocalización la polarización deseada es circular, debido a que la ganancia es más estable con respecto a la posición de la antena, además de rechazar las señales que rebotan. La antena presentada en este trabajo de investigación es de polarización lineal, teniendo una reducción de 3dB por cambio de polarización, pero recordemos que los nuevos receptores de geolocalización satelital presentan una mejora de 10 dB (NEO-M8P), comparados con receptores de hace una década. En la actualidad es posible utilizar antenas de geolocalización lineal, la reducción de ganancia es compensada, por ejemplo los celulares inteligentes utilizan antenas lineales para GNSS.

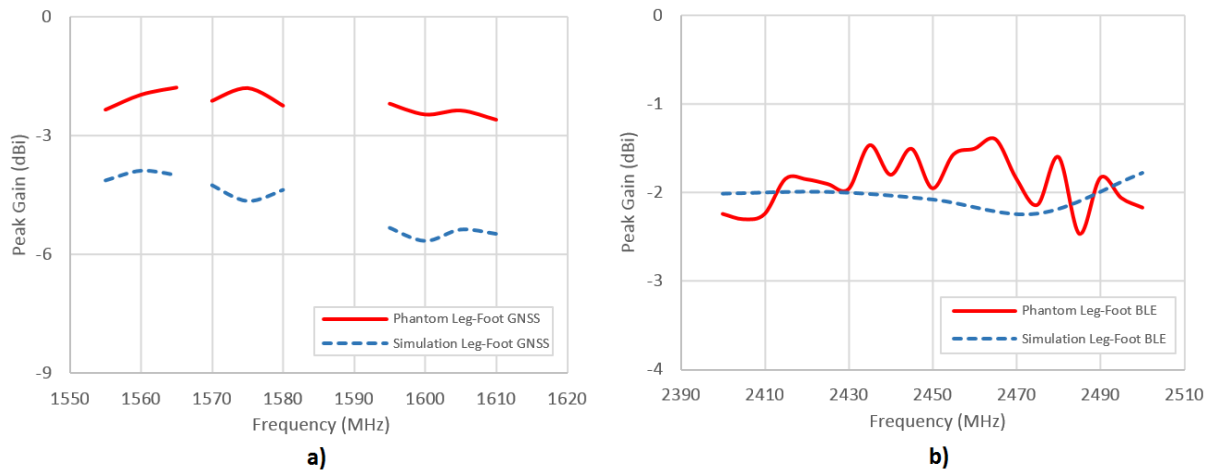


Figura 89. Ganancia pico de la antenas: GNSS a) y BLE b).

La ganancia promedio también conocida como pérdidas de la antena, es la representación de la eficiencia en una escala logarítmica en decibeles, siendo una forma absoluta de medición y cualificación de las antenas, donde la escala es de $-\infty$ a 0 dB (para 0 a 100 %). Esta característica es independiente del tamaño de la antena, topología, material, ganancia y frecuencia. Los resultados de la medición de la ganancia promedio se pueden observar en la Figura 90. Las ganancias promedio tanto teóricas como experimentales son muy similares, donde para la antena GNSS oscila alrededor de -7 dB y para la BLE alrededor de -7.5 dB.

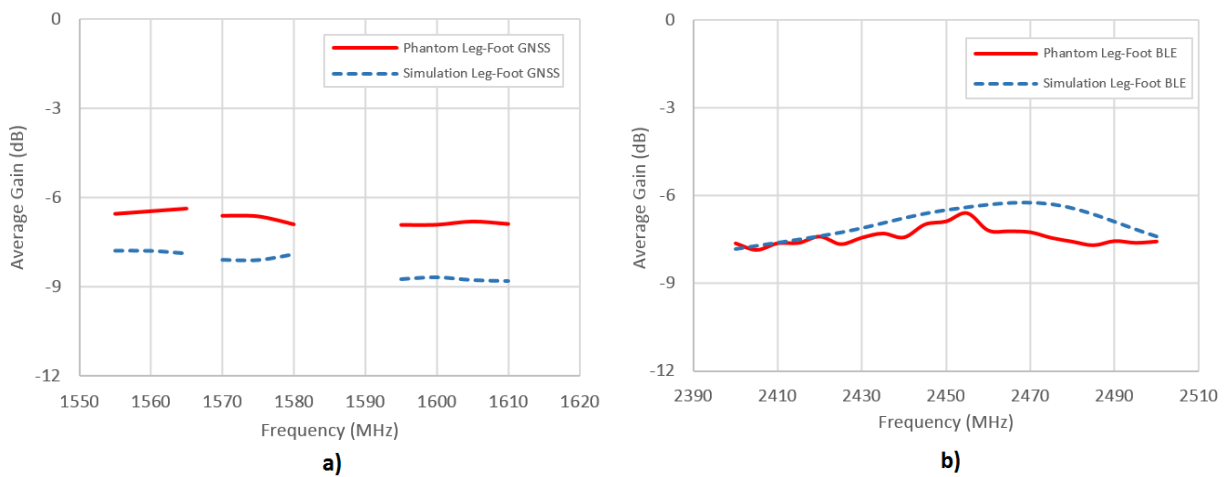


Figura 90. Ganancia promedio de la antena GNSS and BLE.

Por medio de la ganancia promedio es posible estimar el TRP y el TIS. Como la antena es un elemento pasivo, se supone que el ruido de piso de la electrónica del dispositivo es mucho menor que la sensibilidad conductiva, para poder hacer la estimación del TIS valida. Cuando el ruido de piso es mayor a la sensibilidad conductiva, el TIS se degrada, exhibiendo un rendimiento más pobre (Murata, 2010). Para el módulo de BLE se utiliza como referencia el circuito CC26400R2F de Texas Instrument que tiene una potencia de salida conductiva de +5 dBm y una sensibilidad conductiva de -97 dBm. Haciendo un cálculo directo se obtiene un TRP y un TIS que se muestra en la tabla 15. Para el receptor GNSS se considera un circuito Ublox NEO-M8P con una sensibilidad conductiva de -148 dBm, se obtiene un TIS de -141 dBm.

Tabla 15. Valores estimados de TRP y TIS para mediciones de ganancia promedio.

Banda	Potencia de salida (dBm)	Ganancia promedio Tx (dB)	TRP Deseada (dBm)	Sensibilidad del receptor (dBm)	Ganancia promedio Rx (dB)	TIS Deseada (dBm)
GNSS	N/A	N/A	N/A	-148	-7	-141
BLE	5	-7	-2	-97	-7	-90

Cada una de las dos antenas se han optimizado de manera independiente para GNSS y BLE respectivamente, con un aislamiento mayor a -12.5 dB como se puede notar en la Figura 91, pero con un aislamiento alrededor de -17.5 dB para GNSS y -20 dB para BLE como bandas de operación.

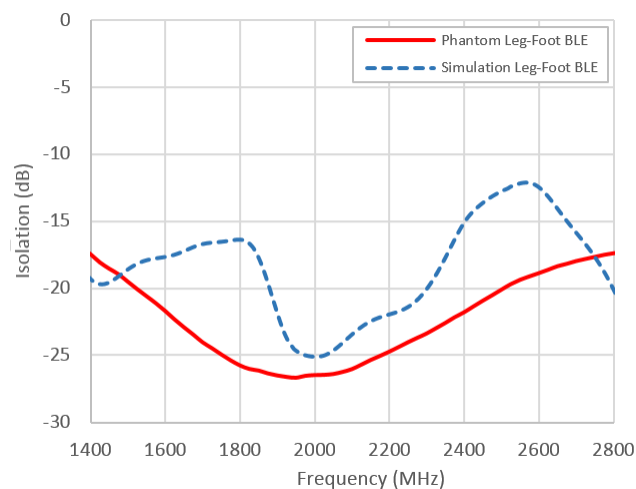


Figura 91. Aislamiento entre la antena GNSS y BLE.

En este trabajo de investigación también se realizaron las mediciones y simulaciones de los diagramas de radiación en 3D cuando la antena está montada en la pierna antropomórfica. Teniendo la capacidad de realizar un escaneo en tercera dimensión se pueden visualizar las propiedades de radiación de manera inmediata, porque todas las ganancias a cada ángulo se grafican por cada punto de frecuencia medido. En la Figura 95 se muestran los diagramas de radiación en 3D obtenidos de la medición (lado izquierdo) y del análisis electromagnético (lado derecho) para la antena GNSS a 1575MHz (Figura 92(a)) y para la antena BLE a 2450 MHz (Figura 92(b)).

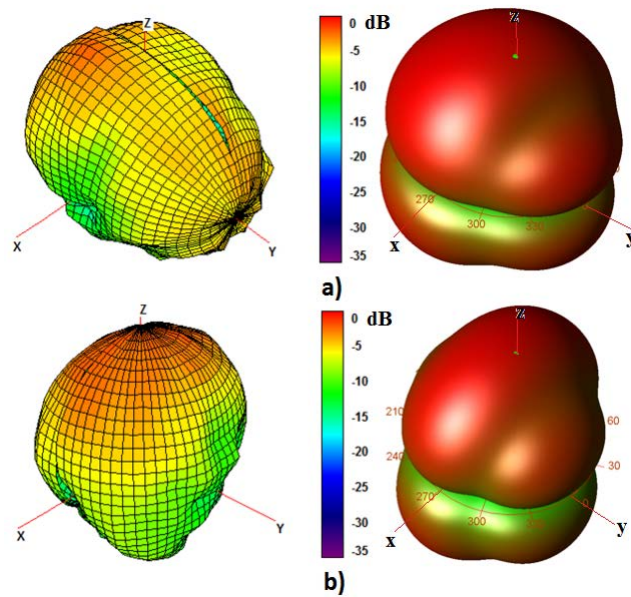


Figura 92. Patrón de radiación en 3D medido y simulado de la antena GNSS (a), BLE (b).

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Se resaltan las principales aportaciones derivadas del desarrollo de este trabajo de investigación en el diseño y construcción de antenas vestibles. Se proporcionan algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación. Finalmente se presenta la productividad resultante de este trabajo de investigación.

6.1 Conclusiones Generales

A continuación, se presentan las conclusiones generales a las que se llegó en este trabajo de tesis. En primer lugar se muestran las conclusiones generales y posteriormente las relacionadas con los dos tipos de antenas vestibles propuestas y desarrolladas.

- En general, se realizó una amplia investigación bibliográfica del estado del arte de diferentes topologías, técnicas de antenas, modelos humanoides, mediciones en el cuerpo, SAR, materiales flexibles, textiles, pieles, plásticos y aplicaciones vestibles entre otros.
- Se estudiaron las bases del análisis electromagnético para una mejor comprensión de las antenas en nuestro campo de investigación, así como los métodos numéricos que emplean los simuladores electromagnéticos para resolver las ecuaciones de Maxwell y obtener la solución de los campos electromagnéticos.
- Se investigaron diferentes materiales dieléctricos flexibles y se realizó la medición de su constante dieléctrica para utilizarlos como substratos en la realización de antenas vestibles.
- Se estudiaron diferentes soluciones de antenas vestibles específicamente para colocarse en la muñeca o en el brazo humano, para mejorar el ancho de banda, la ganancia, respuesta multi-banda, entre otras, que fueron determinados como compromisos de diseño a cumplir.
- Se estudiaron diferentes soluciones de antenas vestibles específicamente para colocarse en el tobillo para implementar una antena multi-puerto con plano de tierra compartido con resonancias únicas, con el máximo de ganancia posible.

- Se analizaron las ganancias promedios de las antenas para estimar la potencia de transmisión en el aire (TRP) y la sensibilidad isotrópica de recepción (TIS), gracias a la medición en el aire de las antenas en tercera dimensión (3D).
- Se resolvieron problemas de conductividad en las aproximaciones humanoides, debido que son necesarias para una simulación correcta, ya que las partes humanas tienen una constante dieléctrica alta, requiriéndose una correcta propagación de la energía dentro del cuerpo, debido al alto nivel de absorción de la energía.
- Se caracterizaron las antenas de manera exitosa en una cámara anecoica en 3D de la compañía 2J Antennas para una evaluación completa de los parámetros de antena en el aire, como su eficiencia, ganancia pico, ganancia promedio y patrones de radiación.
- Se utilizaron partes antropomórficas de la marca Speag proporcionadas por la compañía 2J Antennas, para la validación y medición de antenas bajo condiciones humanoides, también utilizadas como estándar en la industria inalámbrica en aplicaciones con proximidad al cuerpo humano.
- Se obtuvo el comportamiento del SAR mediante el análisis electromagnético en el primer trabajo de investigación de la antena vestible para colocarse en la muñeca con los estándares definidos por FCC, en dos escenarios: solamente en la muñeca y en la muñeca frente a la cabeza a la altura de boca.
- Se consiguió dominar ampliamente el diseño asistido por computadora al utilizar el programa CST Microwave Studio para simulación electromagnética en 3D, así como el ADS MOMENTUM para análisis electromagnético en 2.5D.
- Se observó que mediante la estructura monopolo en taper y un stub en forma de L invertida, es posible mejorar el ancho de banda para la antena de brazalete, para su operación desde 700 a 2700 MHz en las bandas de LTE con $S_{11} < -6\text{dB}$, logrando una antena de ultra ancho de banda.
- Por otro lado, se propuso la utilización de antena PIFA modificada para resonancias únicas en la banda de GNSS y BLE, ambas antenas fueran exitosamente combinadas con plano de tierra compartido. Siendo GNSS multi-constelación.

6.2 Aportaciones

Las aportaciones más relevantes de este trabajo de investigación en antenas vestibles para la muñeca y para el tobillo, son mostradas a continuación.

- Estudio y caracterización de la constante dieléctrica de diferentes materiales flexibles como textiles, pieles y polímeros en alta frecuencia.
- Metodología de diseño para antenas vestibles en la muñeca y el tobillo con optimización de parámetros de impedancia para 2.5D y 3D.
- Diseño novedoso de una topología taper monopolo para máximo ancho de banda para la investigación en la muñeca cubriendo todas las bandas 4G LTE alrededor del mundo, también con compatibilidad 3G y 2G.
- Segundo diseño novedoso de una PIFA modificada multi-puerto con plano de tierra compartido para la segunda investigación para el tobillo, con capacidad satelital multi-constelación GPS, Glonass, BeiDou, Galileo y QZSS.
- Benchmarking para la antena en forma de pulsera, brazaletes o reloj inteligente para la muñeca con conectividad LTE en todas las bandas, una segunda antena para el tobillo de una antena multi-puerto de GNSS y BLE.
- Aproximaciones 3D de elipses en revolución con tejido muscular para el modelo de Voxel validas en 3D para la antena LTE en CST, con buena concordancia entre la medición de la antena construida y medida con partes de cuerpo antro-mórficas de Speag.
- Aproximaciones planares con tejido muscular para el modelo de Voxel validas 2.5D, para la antena BLE y GNSS en ADS con buenos resultados en la medición de la antena construida y medida con partes de cuerpo antro-mórficas de Speag.
- Para la medición de SAR se propuso aproximaciones de Voxel por medio de elipsoides en revolución, con un espesor de cráneo determinado, y un tejido cerebral de Voxel.

- Ejemplo de extrapolación como un sistema (TRP/TIS/SAR) para la antena de LTE en la muñeca y GNSS/BLE en el tobillo.
- Se presentaron los dos casos de SAR establecidos por FCC, que es la antena montada en la muñeca solamente y la montada en la muñeca frente a la cabeza, solo para el primer trabajo de investigación.

6.3 Recomendaciones y trabajos futuros

A continuación, se presenta una serie de recomendaciones que pueden ser de utilidad para los diseñadores de antenas vestibles para la muñeca y para el tobillo, o bien para las personas que deseen ampliar la investigación en trabajos futuros de tesis.

- Simulaciones con plásticos finales estéticos para la investigación de la antena en la muñeca de LTE además de agregar el LCD, y la batería para aplicaciones de reloj inteligente.
- En la parte libre del brazalete en la muñeca también se puede explorar un sistema MIMO LTE, o introducir dos antenas más como GNSS and WiFi/BLE.
- Explorar antenas sintonizables para LTE, GNSS y BLE para reducir el efecto de cargado del cuerpo humano.
- Modelar la antena con el cable o remover el efecto del cable en las mediciones.
- Implementar la electrónica para hacer las mediciones activas de TRP, TIS y SAR.

6.4 Productividad

Las publicaciones derivadas de este trabajo son las siguientes:

- Flores-Cuadras JR, Medina Monroy JL, Chavez-Perez RA, Lobato-Morales H. “Novel ultra-wideband flexible antenna for wearable wrist worn devices with 4GLTE communications”. *Microw Opt Technol Lett.* 2017; 59; 4: 777-783, April 2017. <http://doi.org/10.1002/mop.30393>.
- Flores-Cuadras JR, Medina Monroy JL, Chavez-Perez RA, Lobato-Morales H. “Flexible thin antenna solution for wearable ankle bracelet applications with GNSS and BLE connectivity”. *Microw Opt Technol Lett.* 2018; 60; 5: 1239-1245, May 2018. <http://doi.org/10.1002/mop.31141>.

Primera publicación fue citada en el siguiente artículo:

- Talha Agcayazi, Kony Chatterjee, Alper Bozkurt, Tushar K. Ghosh, “Flexible Interconnects for Electronic Textiles”. *Adav Mater Technol Lett.*; 2018, 277. January 2018. <https://doi.org/10.1002/admt.201700277>.

Literatura citada

- Ahmad, T. R., (2013), "Engineering *Electromagnetic Fields*. University of Missan", Iraq. <http://www.uomisan.edu.iq/eng/ar/admin/pdf/35359951062.pdf>
- Ambika Singh and Sudhakar Sahu, (2014) "Measurements for Dielectric Constant of Solid Material (Leather Belt) at X-Band and proposed Wearable Antenna", *International Journal of Modern Engineering Research*, pp. 69-73, IJMER, Vol. 4, Iss 4.
- AT&T, Corp., 2014, "OTA Requirements Summary", Document #13340, Revision 5.5.
- Balanis, C. A., (2005), "Antenna theory analysis and design", John Wiley and Sons, Inc., segunda edición, New York, 941 p.
- Boryssenko, A., (2009), "Taxonomical and heuristic studies on UWB antenna design strategies", *High Frequency Electronics*, Vol. 8.
- Boswarthick, David, Omar Elloumi y Olivier Hersent, (2012), "M2M Communications: System Approach", primera edición, Wiley.
- Brown R. G., (1993), "Introductory physics I: Elementary mechanics", Duke University Physics department, Durham, NC, https://www.phy.duke.edu/~rgb/Class/intro_physics_1/intro_physics_1.pdf.
- Carozzi T., Eriksson A., Lundborg B., Thidé B. and Waldenvik M., (2002), "*Electromagnetic Field Theory*", *Upsilon Books*, Uppsala, Suecia, 213 p.
- Carter R., (2009), "Electromagnetism for electronic engineers", Ventus publishing ApS, Lancaster, USA.
- Chen L. F., Ong C. K., C. P. Neo, Varadan V.V., and Varadan V. K., (2004). "Microwave Electronics: Measurement and Material Characterization", John Wiley & Sons, New York, NY, USA.
- Chu L.J. (1998), "Physical limitations of omni-directional antennas". *Journal of Applied Physics*, vol. 19, Páginas 1163-1175.
- Dios-Otín F., Artigas García D., Reolons Martos J., Comerón Tejero A., Canal Bienzobal F., (1998), "Campos electromagnéticos", Ediciones UPC. Barcelona.
- Dolan, Brain, (2015), "Fitbit files for IPO, sold nearly 11 million fitness devices in 2014", article published in Mobile Health News website, <http://mobihealthnews.com/43412/fitbit-files-for-ipo-sold-nearly-11-million-fitness-devices-in-2014/>
- Faria J. V., (2015, "Flexible antennas design and test for human body applications scenarios", Tesis de maestría: Instituto superior técnico, 114 p., Lisboa, Portugal.
- FCC, (2009), "Medical Device Radiocommunications Service (MedRadio)", disponible en www.fcc.gov.
- FCC, (2015) Consultado el 16 de Septiembre de 2016 de https://apps.fcc.gov/kdb/GetAttachment.html?id=f8IQgJxTTL5y0oRi0cpAuA%3D%3D&desc=447498%20D01%20General%20RF%20Exposure%20Guidance%20v06&tracking_number=20676

- Fisher, R. (2007) "60 GHz WPAN Standardization within IEEE 802.15.3c," in International Symposium on Signals, Systems and Electronics, (ISSSE '07), pp. 103–105.
- Fujimoto K., (2005) "*Small Antennas*". John Wiley & Sons, Inc.
- Gagnon N., Shaker J., Roy L., Petosa A., and Berini P., (2004) "Low-cost free-space measurement of dielectric constant at Ka band," IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 151, no. 3, pp. 271–276.
- Garg R., Bhartia P., Bahl I., Ittipiboon A., (2001), "Microstrip Antenna Design Handbook". Artech House, Norwood, MA, p. 845.
- Gartner, Inc., (2015), "IoT Expo and Symposium 2014", November, Barcelona, Spain.
- Guilmette, (2012), "The History Of Maxwell's Equations", 1-15, consultado el 31 de Agosto de 2016, de http://digitalcommons.sacredheart.edu/wac_prize/3
- Greenough John, Business Insider Magazine, (2015), "2015 The Start Year of IoT", BI Intelligence.
- Harmer S. W., Rezgui N., Bowring N., Luklinska Z., and Ren G., (2008). "Determination of the complex permittivity of textiles and leather in the 14–40 GHz millimetre-wave band using a free-wave transmittance only method IET Microw," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 2, no. 6, pp. 606–614, 2008.
- Harrington R. F. (1968). "Field computation by moment methods". Wiley-IEEE Press, New York.
- Hertleer, C., Van Langenove, L., Rogier H., y Vallozzi, L., (2004) "A textile antenna for fire fighter garments", Ghent University, ProeTex project, Belgium.
- Hertleer C., Laere A.V., Rogier H., Langenhove L.V. (2009). "Influence of Relative Humidity on Textile Antenna Performance". Text. Res. J. 2009; 80: 177–183.
- Hof Robert, (2014), "How Fitbit Survived As A Hardware Startup", article published in the Forbes Magazine, online version, <http://www.forbes.com/sites/roberthof/2014/02/04/how-fitbit-survived-as-a-hardware-startup/>
- Howard Clark, National Geographic, (2013), "How the "Internet of Things" May Change the World".
- Höller J., V. Tsiatsis, C. Mulligan, S. Karnouskos, S. Avesand, D. Boyle, (2014), "From Machine-to-Machine to the Internet of Things: Introduction to a New Age of Intelligence". Elsevier, ISBN 978-0-12-407684-6.
- Ibrahim Amr A.; Sarabandi Kamal, (2015). "Sub-Terahertz Dielectric Measurement and Its Application to Concealed Object Detection", IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology Vol 5, Issue: 3 , Pages: 445 – 455.
- Jaggard D. L., Jaggard A. D., "Cantor ring arrays, (1998), " Digest of IEEE AP-S/URSI International Symposium, pp. 866-869.
- James J. R., Hall P. S., (1989), "Handbook of Microstrip Antennas". Peter Peregrinus &IEEE, London, 856 p.

- Kapilevich B., Litvak B., Anisimov M., Hardon D., and Pinhasi Y. (2012). "Complex Permittivity Measurements of Textiles and Leather in a Free Space: An Angular-Invariant Approach", *International Journal of Microwave Science and Technology*. Volume 2012, 7 pages.
- Kassir E. E., 2009, "Cálculo vectorial", Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, p.281.
- Kiourti A., Costa, J., Fernandes C., Santiago A. y Nikita K., (2012), "Miniature implantable antennas for biomedical telemetry: From simulation to realization," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 59, no. 11, pp. 3140–3147.
- Leithold L., (1998), "El cálculo", Oxford University Press, 7ma edición, p. 1360, Mexico.
- Liu, L, Cheung, S.W, Weng, Y.F. and Yuk, T.I., (2012), "Cable Effects on Measuring Small Planar UWB Monopole Antennas", libro *Ultra Wideband - Current Status and Future Trends*, Capítulo 12, Intech Open, First Edition.
- Lim Gee, Zhao Wang, Jing Chen Wang, Mark Leach, Rong Zhou, Chi-Un Lei and Ka Lok Man, (2014), "Wearable Textile Substrate Patch Antennas", *IEEE Engineering Letters*.
- Locher I., Klemm M., Kirstein T., Tröster G. (2006). "Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas". *IEEE Trans. Adv. Pack.* 2006; 29: pp.777–788.
- Lorrain P., Corson D., (1970), "Electromagnetic fields and waves", W. H. Freeman & Co Ltd, 2da edición.
- Ma L., Edwards R. and Bashir S., (2008), "A wearable monopole antenna for ultra wideband with notching function," in *IET Seminar on Wideband and Ultra wideband Systems and Technologies: Evaluating current Research and Development*, pp. 1–5.
- Mayrovitz, H., et al, (2012), "Forearm skin tissue dielectric constant measured at 300 MHz: effect of changes in skin vascular volume and blood flow", *Scandinavian Society of Clinical Physiology and Nuclear Medicine*.
- Medina-Monroy, J.L. (1994). "Método resonante para medir la constante dieléctrica de substratos a frecuencias de microondas". *Curso de maestría: Caracterización de Dispositivos y Componentes de Microondas/Lab. CICESE*.
- Mooring Tom, (2005) "FCC Online table of frequency allocations", *Federal Communications Commission, Office of engineering and technology policy and rules division*.
- Murata, Ltd., (2010), "LTE noise problems", <http://www.murata.com/en-us/products/emc/emifil/knowhow/lte/chapter01#sec2>.
- Nicolaide, A., (2012), "Electromagnetics general theory of the electromagnetic field classical and relativistic approaches", 3ra edición, *TRANSILVANIA UNIVERSITY PRESS*, 389 p, Brasov, Romania.
- Odlyha M., G. M. Foster, N. S. Cohen and R. Larsen, (2000). "Characterization of leather samples by non-invasive dielectric and thermomechanical techniques". *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*, Vol 59, 587-600.
- Ouyang, Y.; Chappell, W.J. (2008), "High Frequency Properties of Electro textiles for Wearable Antenna Applications". *IEEE trans. Anten. Propag.*, 56, 381–389.

- Panorama, (2014), "Wearable antennas," Consultado el 19 de Septiembre de 2016, de http://www.panoramaantennas.com/index.php?route=product/product&path=84_87&product_id=112
- Pharad Inc., (2013), "Off Shelf Wearable Antenna LTE and Cellular, 700 a 3000 MHz", <http://pharad.com>, Model Number: BW-700-3000.
- Popovic Z., Popovic B., (1999), "Introductory electromagnetics", Prentice Hall, Boulder, Colorado.
- Sabban, Albert, (2013), "Wearable Antennas for Medical Applications", InTech Open Source Publication, Capítulo 13 del libro "Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications".
- Scarpello M.L., Kazani I., Hertleer C., Rogier H., Ginste D.V. (2012)." Stability and Efficiency of Screen-Printed Wearable and Washable Antennas". IEEE Anten. Wireless Propag. Lett. 2012; 11:838–841.
- Sadiku M. N. O. (2001). "Numerical techniques in electromagnetics". (2nd Ed). CRC press, Boca Raton, Florida.
- Salonen, P., Sydanheimo, L.; Keskilampi, M.; Kivikoski, M "Wearable Computers, (1999), A small planar inverted-F antenna for wearable applications". Digest of Papers. The Third International Symposium on Year 1999, Pages: 95 – 100.
- Salvado R., Loss C., Gonçalves R., and Pinho P, (2012), "Textile Materials for the Design of Wearable Antennas: A Survey. Sensors", 12 (11): pp.15841–15857.
- Sharma P. C., Gupta K. C., (1983) "Analysis and Optimum design of single feed circularly polarized microstrip antenna", IEEE Transaction on Antennas & Propagation, vol. AP-31, No. 6.
- Sierra Wireless, Inc., (2015), "Product Technical Specification & Customer Design Guidelines AirPrime MC7354", Ver 7, March 2015.
- Singh A. and Sudhakar S., (2014). "Measurements of dielectric constant of solid material (Leather Belt) at X – band and proposed Wearable Antenna". International Journal of Modern Engineering Research (IJMER), Vol 4, No.4 , pp. 68-73.
- Sojuyigbe, S., Daniel, K. (2015), "Wearables/IOT devices: Challenges and solutions to integration of miniature antennas in close proximity to the human body", IEEE trans. on Antennas and Propag.
- Song P., Hall P. S., Ghafouri-Shiraz H., (2003), "Multiband multiple ring monopole antennas", IEEE Transactions on Antenna & Propagation, vol. 51, pp. 722-729.
- Staelin D. H., (2011), "Electromagnetics and applications", p. 443, Massachusetts Institute of technology Cambridge, MA.
- Smartwatch, (2015), "Smartwatch specs comparison chart", consultado el 19 de septiembre de 2016, de: <http://www.smartwatch.me/t/2015-smartwatch-specs-comparison-chart/979>
- Taga, et al. (1987), "Performance of a built in planar inverted antenna for 800 MHz band portable radio units, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol 5, no 5, pp 921-927.

- Tang P. W., Wahid P. F., (2002), "Hexagonal Multiband Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, vol. 4, pp. 554-557.
- Trajkovicj, Jovanche, (2015), "Robust Wearable UHF Antennas for Security Applications", Doctoral Thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- Tim Linder, (2014), "The Evolution of Smart Coca Cola Vending Machine", Connected World Magazine.
- Universidad de Liverpool, (2013), "Advanced Electromagnetism: Part 1 Maxwell's equations", 1-57, consultado el 25 de Agosto de 2016, de <http://pcwww.liv.ac.uk/~awolski/Teaching/Liverpool/PHYS370/AdvancedElectromagnetism-Part1.pdf>
- Van der Meulen, R., (2015), "IoT expo and symposium 2015", Barcelona, Spain, Gartner, Inc., Newsroom, November.
- Vásquez O., (2011), "Capitulo III: Ley de Gauss", p. 46, consultado el 1 de septiembre de 2016, de <https://www.scribd.com/doc/313565500/CAPITULO-III-LEY-DE-GAUSS-OPTA-pdf>
- Vázquez J. L., (2009), "Apuntes de campos electromagnéticos curso 08-09", p. 146, consultado el 1 de Septiembre de 2016, de <http://www.tsc.uc3m.es/~jvazquez/APUNTESP.pdf>
- Volakis, Jhon, (2007), "Antenna Engineering Handbook", McGraw Hill, cuarta edicion, Digital Library.
- Wegmuller M., (2007), "Intra-body communication for biomedical sensor networks," Ph.D. dissertation, Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, Switzerland.
- Weir C.H., (1952). "Influence of temperature and moisture on the electrical properties of leather". Journal of Research of the National Bureau of Standards, Vol. 48, No. 5, May 1952, Research paper 2322.
- Yee K. S. (1966). "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic" media. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transaction Antennas and Propagation, 14 (3), 302-307.
- Zeng X. F., Zhang C., Wang Y., Xie C., (2010), "A Novel Planar Tree-shaped Fractal Dipole Patch Antenna", Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference on, Chengdu.
- Zhang L., Wang Z., Psychoudakis D., Volakis J.L. (2012). "Flexible Textile Antennas for Body-Worn Communication". Proceedings of IEEE International Workshop on Antenna Technology; Tucson, ZA, USA. 5– 7 March 2012; pp. 205–208.
- Zhu S., Langley R. (2009). "Dual-Band Wearable Textile Antennas over EGB Substrate". IEEE Trans. Anten. Propag. 2009; 57:926–935.