



UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL URUGUAY
FACULTAD DE INGENIERÍA Y TECNOLOGÍAS

DISEÑO DE ANTENA PARA PAYLOAD IoT DE SATELITE

**Propuesta de Memoria de Grado presentada como requisito parcial para la
obtención del grado de Ingeniero en Telecomunicaciones.**

Gonzalo Lozano

Tutor: Dr. Alfredo Arnaud

Montevideo, abril de 2022

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco

Agradecimientos

En primer lugar, agradezco al Dr. Alfredo Arnaud por haberme hecho el honor de aceptar ser mi tutor. Quiero agradecerle no sólo por su gran aporte desde lo académico, sino especialmente, por su constante apoyo desde lo humano y lo personal, impulsándome siempre para seguir adelante.

En segundo lugar, agradecer al ingeniero Juan Pechiar, el cual nos asesoró y brindó su conocimiento y experiencia como coordinador del proyecto Antelsat, así como herramientas para realizar los cálculos de balance del enlace satelital.

En lo personal, agradecer a mis amigos, y a todos los que contribuyeron con este trabajo final de grado. Gracias por acompañarme e impulsarme en este desafío y siempre.

Para finalizar estos agradecimientos quiero especialmente agradecer y dedicar esta tesis a mi familia, los cuales me han guiado y acompañado durante todo este proceso, no solo de este trabajo de Tesis, sino de vida. Gracias por su apoyo incansable en todo.

Abril, 2022.

Resumen

Este Proyecto busca realizar un estudio de alternativas, definición de especificaciones, y el diseño de una antena para lograr la comunicación entre un satélite en órbita terrestre baja, directamente con dispositivos de IoT estándar en la Tierra. El origen del proyecto está en una necesidad planteada por una Empresa local especializada en satélites.

En primer lugar, se realizará un estudio comparativo de estándares y tecnologías para IoT de bajo consumo y largo alcance (LoRa, Sigfox, RPMA, u otras) para evaluar la factibilidad y confiabilidad de un enlace satelital. Con esta información se definirá un conjunto de especificaciones para las antenas, y se diseñará la antena para el satélite. Para el diseño de la antena se utilizó el software de simulación de campo electromagnético (EM) CST Studio Suite junto con sus herramientas de optimización [15]. El proyecto finaliza con una simulación de la calidad del enlace entre el satélite y nodos de IoT, y sugerencias de mejoras/adaptaciones a la tecnología actual de los nodos IoT.

Palabras clave: Internet de las cosas (IoT), constelación de satélites LEO, diseño de antena LoRa.

Abstract

This Project seeks to carry out a study of alternatives, definition of specifications, and the design of an antenna to achieve the communication between a satellite in low Earth orbit, directly with standard IoT devices on Earth. It is aimed at solving a specific need of a local company specialized in satellites.

First, a comparative study of standards and technologies for low-consumption and long-range IoT (LoRa, Sigfox, RPMA, or others) will be carried out to evaluate the feasibility and reliability of a satellite link. With this information, a set of specifications for the antennas will be defined, and the antenna for the satellite will be designed. For the design of the antenna, the electromagnetic field (EM) simulation software CST Studio Suite was used together with its optimization tools [15]. The project ends with a simulation of the quality of the link between the satellite and IoT nodes, and suggestions for improvements/adaptations to the current technology of the IoT nodes.

Keywords: Internet of Things (IoT), LEO satellite constellation, LoRa antenna design.

Índice General

AGRADECIMIENTOS	3
RESUMEN	4
ABSTRACT	5
ÍNDICE GENERAL	6
ÍNDICE DE TABLAS	8
NOTACIÓN	14
CAPÍTULO 0. INTRODUCCIÓN	17
MOTIVACIÓN	17
OBJETIVOS	18
JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO	18
METODOLOGÍA DE TRABAJO.	19
ESTADO DEL ARTE.	23
CAPÍTULO 1. IOT, VISIÓN GENERAL, DISTINTAS TECNOLOGÍAS E HIPÓTESIS DE PARTIDA	25
INTRODUCCIÓN	25
INTERNET OF THINGS (IOT) EN REDES LPWAN	25
REDES WWAN Y LPWAN.....	27
Redes inalámbricas de área amplia (WWAN)	28
ANÁLISIS Y COMPARATIVAS DE TECNOLOGÍAS LPWAN	33
LTE-M (Long Term Evolution for Machines).....	34
NB-IoT (NarrowBand Internet of Things)	36
SigFox.....	38
LoRa (Long Range)	41
Otras tecnologías LPWAN propietarias: Ingenu, RPMA, Telensa, Qowisio y Nwave.....	44
Comparativas entre las tecnologías IoT LPWAN.....	47
IOT DIRECTO A SATÉLITE (DTS-IOT)	53
ELECCIÓN DE TECNOLOGÍA Y PARÁMETROS INICIALES DEL PROYECTO	55
Elección de tecnología IoT.	55
Parámetros iniciales del proyecto.....	56
PRESUPUESTO DEL ENLACE SATELITAL	60
CAPÍTULO 2. ANTENAS Y TECNOLOGIAS IMPLICADAS	62
DEFINICIÓN	62
RADIACIÓN. FUNDAMENTOS TEÓRICOS	62
Radiación, ondas y el espectro electromagnético.....	62

Gestión del espectro, estándares y bandas de frecuencias.....	65
TIPOS DE ANTENAS	68
PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE UNA ANTENA.....	71
Patrón de radiación	72
Densidad de potencia radiada.....	73
Intensidad de radiación	73
Directividad	74
Eficiencia de la antena	75
Ganancia, Ganancia realizada	76
Ancho de banda.....	77
Polarización	78
Impedancia de entrada	81
Temperatura de la antena	82
CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CALCULOS DE ANTENA, ADAPTACIÓN Y DIAGRAMAS DE RADIACIÓN	84
INTRODUCCIÓN	84
RESUMEN DE PARÁMETROS BUSCADOS.....	84
ELECCIÓN DE SUSTRATO DIELECTRICO.....	84
DISEÑO DE PARCHE ÚNICO	85
ADAPTACIÓN	87
Método de transformador de impedancias $\lambda/4$	87
Método de microcinta insertada	94
SIMULACIÓN DE ARREGLO DE ANTENAS DE PARCHE.....	104
Diseño de arreglo de 2x2 antenas de parche microcinta	104
CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO	111
CONCLUSIONES.....	111
1 - Tecnologías IoT	111
2 - Balance del enlace	111
3 - Diseño de la antena.....	112
TRABAJO FUTURO	114
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	116
APENDICE 1: PROGRAMAS USADOS EN CÁLCULOS	120
APENDICE 2: PROTOCOLO LORAWAN	131
APENDICE 3: MODELO DEL ENLACE SATELITAL	145
APENDICE 4: TEORÍA DE DISEÑO DE ANTENA	166

Índice de Tablas

Tabla 1.1 - Características en tecnologías LTE-M, NB-IoT, SigFox y LoRaWAN.....	47
Tabla 1.2 - Parámetros para enlace LoRa calculados.	58
Tabla 1.3 - Parámetros iniciales del enlace LoRa directo a Satélite.....	61
Tabla 2.1 - El espectro electromagnético utilizado en la comunicación electrónica. [63]	67
Tabla 2.2 - Designaciones de Bandas en rango de microondas.....	68
Tabla 3.1 - Resultados obtenidas para antenas sin adaptación de impedancia.	87
Tabla 3.2 - Resultados obtenidos, adaptación de impedancia Transformador $\lambda/4$	93
Tabla 3.3 - Resultados obtenidos, adaptación de microcinta insertada.	99
Tabla 3.4 – Especificaciones de antena elegida.	100
Tabla 3.5 – Tabla comparativa entre antena individual y arreglo de 4 antenas.....	110
Tabla A2.1 - Opciones de ancho de banda de LoRa. [55, p.28].....	132
Tabla A2.2 - Rango de factores de dispersión. [55, p.27]	132
Tabla A2.3 - Sobrecarga de codificación cíclica. [55, p.27]	133
Tabla A2.4 - Sensibilidad y Tasa de datos con CR=4/5. [55, p.20; p.28]	135
Tabla A2.5 - Comparación de clases de dispositivos LoRa.	142
Tabla A2.6 - Especificaciones de LoRaWAN según región en el mundo. [43, p.12]	143
Tabla A2.7 - Canales en Banda ISM para América del Norte. [6, p.13].....	144
Tabla A3.1 - Pérdidas por Apuntamiento según desviación en cada antena.	150
Tabla A3.2 - Relación de pérdida por trayectoria en espacio libre, distancia entre dispositivo LoRa terrestre y satélite para distintos ángulos de elevación.	152
Tabla A3.3 - Parámetros considerados para los cálculos del balance del enlace de subida. ..	158
Tabla A3.4 - Margen del enlace, 1er configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]	161
Tabla A3.5 - Margen del enlace, 2da configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]	162
Tabla A3.6 - Parámetros considerados para los cálculos del balance del enlace de subida. ..	162
Tabla A3.7 - Margen del enlace, 1er configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]	164
Tabla A3.8 - Margen del enlace, 2da configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]	165
Tabla A4.1 - Sustratos típicos y sus parámetros. [68].....	168

Índice de Figuras

Figura 0.1 - Diagrama de la metodología aplicada en el proyecto.	19
Figura 0.2 - Vista general del software CTS Studio Suite.....	23
Figura 1.1 - Proyección de dispositivos IoT conectados Vs población mundial.....	26
Figura 1.2 - Redes y tecnologías de comunicación según su alcance.	28
Figura 1.3 - Redes de telefonía móvil 5G que se prevé para 2025.....	30
Figura 1.4 - Tecnologías LPWAN según alcance y BW requerido.....	31
Figura 1.5 - Arquitectura de red de LTE-M. [20].....	35
Figura 1.6 - Arquitectura de red NB-IoT. [25].....	37
Figura 1.7 - Arquitectura de red Sigfox.....	40
Figura 1.8 - Arquitectura de red LoRaWAN.....	44
Figura 1.9 - Factores determinantes en tecnologías IoT.....	48
Figura 1.10 - Características más significativas en tecnologías LPWAN IoT.	52
Figura 1.11 - Ancho de banda requerido frente a capacidad de alcance para ecosistema IoT.	53
Figura 1.12 - Posibles variantes en IoT Satelital. a) Satélite como backhaul en la red IoT. b) IoT directo a satélite.	55
Figura 1.13 – Métodos para obtener polarización circular en Antena de parche. a) Truncado de esquinas, (b) Alimentación dual de modos ortogonales y (c) Ranura central a 45°.....	58
Figura 1.14 - Diagrama de bloques de un enlace satelital.	60
Figura 2.1 - El espectro electromagnético. [63]	63
Figura 2.2 - Frecuencia y longitud de onda. (a) Un ciclo. (b) una longitud de onda. [63]	64
Figura 2.3 - Antena como dispositivo de transición. [68]	65
Figura 2.4 - Antenas de alambre. a) UHF, 490MHz. b) Antena exterior de Estación base LoRa, 915 MHz. c) Antena de bucle, Tv Digital - 170-860 MHz. [62].....	68
Figura 2.5 - Antenas de apertura. a) Antena de bocina doble, multibanda 800MHz a 6GHz. b) Antena de Bocina, 4.9-6.5 GHz. [62].....	69
Figura 2.6 - Antenas reflectoras. a) Antena reflectora para tv inalámbrica, band KU para seguimiento satelital móvil. b) Antena reflectora parabólica, 3.7-4.2 GHz. [62].....	69

Figura 2.7 - Antenas de lente. a) Antena de lente satelital, banda KU. b) Antena de lente - plato 60cm, banda Ku. [62]	70
Figura 2.8 - Antenas de microcinta o parche. a) Antena de parche, GSM 2G 3G 868MHz 915MHz NB-IoT. b) Antena de parche de cerámica de 25-25-4mm, 1575-1602 Mhz, ganancia 28 dB. [62].....	70
Figura 2.10 - Ángulo de 1 radián.....	72
Figura 2.10 - Un ángulo sólido de 1 estereorradián.....	72
Figura 3.1 - Antena de parche sin adaptación de impedancia.	86
Figura 3.2 - Antena de parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	88
Figura 3.3 - Parámetro S11, ancho de banda para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor h=3 con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	89
Figura 3.4 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	90
Figura 3.5 - Diagrama de radiación tridimensional para ganancia obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor h=3 con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	91
Figura 3.6 - Diagrama de radiación tridimensional para directividad obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor h=3 con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	91
Figura 3.7 - Diagrama de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor h=3 con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	92
Figura 3.8 - Diagrama de radiación 1-D para directividad, en coordenadas polares. Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor h=3 con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	93
Figura 3.9 - Antena de parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	95
Figura 3.10 - Parámetro S11, ancho de banda para parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.	96

Figura 3.11 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	96
Figura 3.12 - Diagrama de radiación tridimensional para ganancia obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	97
Figura 3.13 - Diagrama de radiación tridimensional para directividad obtenido en parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	97
Figura 3.14 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	98
Figura 3.15 - Diagramas de radiación 1-D para directividad con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.....	99
Figura 3.16 - Diagramas de radiación tridimensional obtenidos en la antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. para (a) Ganancia y (b) Directividad.....	101
Figura 3.17 - Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. (a) Parámetro S11, pérdida de retorno de -51.27 dB en $f = 915\text{ MHz}$. (b) Parámetro S11, ancho de banda en $f = 915\text{ MHz}$. (c) Relación de Onda Estacionaria, mínimo $ROE = 1.0054787$ en $f = 915\text{ MHz}$	102
Figura 3.18 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	103
Figura 3.19 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	103
Figura 3.20 – Arreglo 2x2 de antenas de parche diseñados en sección anterior.	104
Figura 3.21 - Diagramas de radiación tridimensional obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. para (a) Ganancia y (b) Directividad.	105
Figura 3.22 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	106

Figura 3.23 - Diagramas de radiación 1-D para directividad, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	107
Figura 3.24 - Diagrama de radiación para ganancia en coordenadas cartesianas. (a) Planos de corte: $\Phi = 0^\circ$ y (b) $\Phi = 90^\circ$	108
Figura 3.25 - Diagrama de radiación para directividad en coordenadas cartesianas. (a) Planos de corte: $\Phi = 0^\circ$ y (b) $\Phi = 90^\circ$	109
Figura 3.26 - Parámetro S11, ancho de banda para el arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	109
Figura 3.27 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en el arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$	110
Figura A2.1 - Estructura de paquete LoRa. [55, p.29]	135
Figura A2.2 - LoRaWAN Stack. [43, p.7].....	137
Figura A2.3 - Arquitectura de Red LoRa. [6, p.8].....	138
Figura A2.4 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase A.	141
Figura A2.5 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase B.....	141
Figura A2.6 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase C.....	142
Figura A2.7 - Clases de LoRaWAN. [6, p.10]	142
Figura A3.1 - Esquema de órbita de un satélite con sus elementos Keplerianos.	146
Figura A3.2 - Diagrama de bloques simplificado de un sistema satelital digital.	147
Figura A3.3 - Esquema de Apuntamiento entre Antena de la Estación Terrestre y Satélite. (a) Enlace ascendente, (b) Enlace descendente. [71]	149
Figura A3.4 - Geometría entre sensor en tierra y satélite. (a) Diagrama de distancia de planilla AMSAT/IARU utilizada en cálculos [71]. (b) Geometría que muestra el triángulo utilizado en cálculos.....	150
Figura A3.5 - Atenuación específica debida a los gases. [76].....	153
Figura A3.6 - Altura de la atmósfera a nivel del mar.....	154
Figura A3.7 - Modelo del presupuesto de enlace ascendente en la 1er configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$ y rango inclinado $d = 1767 \text{ Km}$	160

Figura A3.8 - Modelo del presupuesto de enlace ascendente en la 2da configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 30^\circ$ y rango inclinado $d = 959 \text{ Km}$	161
Figura A3.9 - Modelo del presupuesto de enlace descendente en la 1er configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$ y rango inclinado $d = 1767 \text{ Km}$	164
Figura A3.10 - Modelo del presupuesto de enlace descendente en la 2da configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 20^\circ$ y rango inclinado $d = 1253 \text{ Km}$	165
Figura A4.1 - Antena microcinta y sistema de coordenadas. [68].....	169
Figura A4.2 - Alimentaciones típicas para antenas de microcinta. [68].....	170
Figura A4.3 - Circuitos equivalentes para alimentaciones típicas de la Figura 3.2. [68]	170
Figura A4.4 - Línea de microcinta y sus líneas de campo eléctrico. [68]	172
Figura A4.5 - Constante dieléctrica efectiva versus frecuencia para tres sustratos típicos. [68]	173
Figura A4.6 - Longitudes físicas y efectivas de parche de microcinta rectangular. [68]	173
Figura A4.7 - Parche de microcinta rectangular y su modelo de línea de transmisión de circuito equivalente. [68].....	176
Figura A4.8 - Alimentación de línea de microcinta insertada y variación de la resistencia de entrada normalizada. [68].....	178
Figura A4.9 - Técnicas de alimentación alternativas de antena de microcinta para adaptación de impedancia. [68].....	179
Figura A4.10 - Disposiciones de alimentación para arreglos de parches de microcinta. [68]	182
Figura A4.11 - Arreglo de antenas con alimentación en serie. a) en línea con alimentación al final. b) fuera de línea con alimentación al centro.....	182
Figura A4.12 - Circuito equivalente de arreglo con N antenas en serie.	183
Figura A4.13 - Líneas de transformador de impedancia cónicas y $\lambda/4$ para combinar parches de 100 ohmios con una línea de 50 ohmios. [68]	183
Figura A4.14 - Arreglo 10×10 de antenas de parches rectangulares, para comunicaciones en 2-2,3GHz. [68].....	184

Notación

3GPP	3rd Generation Partnership Project
6LoWPAN	IPv6 over Low Power Area Network
ADR	Adaptive Data Rate
AES	Advanced Encryption Standard
AES	Advanced Encryption Standard
AM	Amplitude Modulation
AoA	Angle of Arrival
API	Application Programming Interface
APP	Application Program
ASK	Amplitude Shift Keying
ATDRSS	Advanced Tracking and Data Relay Satellite System
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary PSK
BW	BandWidth
CP	Circular polarization
CPS	Cycles Per Second
CR	Code Rate
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CSS	Chirp Spread Spectrum
CTS	Computer Simulation Technology
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DC	Direct Current
DL	Download
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DtS-IoT	Direct to Satellite IoT
DVB-S	Digital Video Broadcasting by Satellite
EIoT	Enterprise Internet of Things
EM	Electromagnetic
eNodeB	Evolved NodeB
EPC	Evolved Packet Core
EPS	Evolved Packet System
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FEC	Forward Error Correction
FEM	Fuerza Electromotriz
FM	Frequency Modulation
FNBW	First Null Beam Width
FR	Flame Retardant
FSK	Frequency Shift Keying
FSPL	Free Space Path Loss
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GNSS	Global Navigation Satellite System

GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
GSMA	Global System for Mobile Communications
GW	GateWay
HPBW	Half Power Beam Width
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HW	Hardware
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIoT	Industrial Internet of Things
IoT	Internet of Things
IP	Internet Protocol
ISI	Inter Symbol Interference
ISL	Inter-Satellite Link
ISM	Industrial, Scientific & Medical
ISO	International Organization for Standarization
LAN	Local Area Network
LEO	Low Earth Orbit
LNA	Low-Noise Amplifier
LORA	Long Range
LORAWAN	Long Range Wide Area Network
LP	Linear Polarization
LPWAN	Low Power Wide Area Networks
LTE	Long Term Evolution
LTE-M	LTE Cat-M1
M2M	Machine to machine
mMTC	massive Machine Type Communications
MoM	Method of Moments
MTC	Machine-Type Communications
NB	Narrowband
NB-CIoT	Narrowband Celular Internet of Things
NB-IoT	Narrowband Internet of Things
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
OFDM	Ortogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OOK	On-Off Keying
OSI	Open Systems Interconnection
OTA	Over The Air
P2P	Peer to Peer
PAN	Personal Area Network
PCB	Printed Circuit Board
PEC	Perfect Electric Conductor
PPM	Pulse-Position Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
RHCP/LHCP	Right/Left-Hand Circular Polarization
RPMA	Random Phase Multiple Access
RSSI	Received Signal Strength Indicator
SCEF	Service Capability Exposure Function
SDI	Secure Driver Identification
SDR	Software Defined Radio
SF	Spreading Factors
SHF	Super High Frequency
SIMM	Single In-line Memory Module
SIoT	Social Internet of Things
SMS	Short Message Service
SNR	Signal to Noise Ratio
SW	Software
TD _o A	Time Difference of Arrival
TIC	Tecnologías de la información y la comunicación
ToA	Time of Arrival
TPO	Transmitter Power Output
TXCO	Temperature Controlled Crystal Oscillator
U	Unit
UHF	Ultra High Frequency
UIT	Unión Internacional de Telecomunicaciones
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNB	Ultra Narrow Band
UNB	Ultra Narrowband
UP	Upload
URSEC	Unidad Reguladora de Servicios de Comunicaciones
VoLTE	Voice over Long Term Evolution
VSAT	Very Small Aperture Terminal
VSWR	Voltaje Standing Wave Ratio
WAN	Wide Area Network
WG	Waveguide
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WNAN	Wireless Neighborhood Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network

CAPÍTULO 0. INTRODUCCIÓN

MOTIVACIÓN

Las aplicaciones IoT están llamadas a ser una auténtica revolución en la vida cotidiana y los sistemas productivos, y un nuevo paradigma para el mundo de las telecomunicaciones. Gracias al despliegue masivo de nodos sensores se pueden obtener datos de múltiples magnitudes físicas, información que enviarán hacia un concentrador o gateway que a su vez la envía a la Nube para que posteriormente un sistema y aplicaciones hagan uso de esos datos. Pero, ¿qué sucede en zonas apartadas o con una geografía accidentada donde la cobertura de cualquier tipo de red es escasa?, las conexiones por satélites a baja altitud pueden ser una solución óptima para este tipo de entorno donde no hay una red desplegada disponible.

Tradicionalmente, el satélite se ha usado para dotar de conectividad a aquellas zonas en las que no se han desarrollado infraestructuras terrestres adecuadas. Sin embargo, el cambio de paradigma al 'IoT' desde de la comunicación satelital actual, como por ejemplo Iridium¹, radica en que en este caso se utilizan enlaces específicos para satélites, con protocolos específicos y hardware (módems) propietario de muy alto costo y con un gran consumo de energía. Con la evolución de las radiocomunicaciones, y la aparición de protocolos y hardware para IoT de muy largo alcance y bajo consumo de energía, en la medida que sea posible comunicar directamente estos nodos con el satélite, se podrá desplegar nodos de comunicación satelital en forma masiva.

A su vez, lograr IoT directo al satélite es muy interesante por no necesitar una infraestructura en el lugar, un gateway local, que obviamente tomaría potencia y requiere cierta infraestructura y mantenimiento. Esto es atractivo, especialmente para áreas de desastres, explotaciones agroindustriales apartadas, donde se necesite una implementación rápida de dispositivos, así como en zonas apartadas o con una geografía accidentada, y también para dispositivos que de alguna manera tengan gran movilidad, esto esencialmente implica la necesidad de pasarse a otro gateway, entonces

¹ Iridium: Constelación de 66 satélites de comunicaciones en 6 órbitas bajas LEO, cada una con 11 satélites equidistantes. Inicialmente prestaban servicios de comunicación de datos y telefonía celular, hoy ofrecen comunicaciones de datos de 2,4 kbit/s y un sistema de conexión a internet que emula 10 kbit/s.

es bastante conveniente pensar en deshacerse de estos gateway fijos y básicamente colocar la puerta de enlace en el espacio.

La idea detrás de este trabajo es estudiar las tecnologías IoT para luego elegir la mejor opción (aunque finalmente se optó por LoRa por motivos de licencias) que pueda lograr la comunicación con constelaciones de satélites en órbitas LEO, calcular las pérdidas por espacio libre mediante un balance de enlace, llegar a las especificaciones de una antena, diseñarla y finalmente simular el comportamiento de la misma en un software específico.

El desarrollo de este trabajo también ofrece la oportunidad de empezar a profundizar en el conocimiento de las telecomunicaciones espaciales, el cual es un tema de gran interés. Luego del estudio, se ha definido trabajar con la tecnología LoRa, arribando a un conjunto de especificaciones y parámetros principales de la antena diseñada, que cumpla con los requerimientos para el enlace satelital.

OBJETIVOS

Objetivo general

El objetivo general del proyecto es realizar el diseño de una antena para satélite en órbita terrestre baja (LEO) con el fin de lograr comunicaciones directas entre el satélite y nodos IoT estándar en tierra, no específicamente diseñados para comunicación satelital, cumpliendo con los requerimientos del enlace en la tecnología IoT LoRa.

Objetivos específicos

Estudio comparativo de las distintas tecnologías aplicadas a IoT con posibilidad de comunicación directa a satélite, escogiendo la más adecuada para el proyecto.

Estudio de las distintas tecnologías y características de antenas, junto con un estudio del modelo del canal de comunicaciones.

Diseño de la antena escogida que cumpla con los requerimientos.

JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO

En entrevistas realizadas con representantes de la Empresa para la definición de este proyecto, se reconoció que resta mucho trabajo aún para poder transformar sus pruebas en un sistema práctico de LoRa satelital. Se nos propuso encarar el problema, realizar un estudio comparativo de tecnologías IoT que permitan la comunicación con un

satélite, elegir una de ellas, y trabajar en las especificaciones de las antenas; finalmente diseñar la antena satelital en sí. Existen muchas preguntas a responder, por ejemplo, si es mejor una antena con un patrón de radiación angosto o más amplio (hay un compromiso entre el tiempo de vista del satélite y la sensibilidad), si es mejor recomendar antenas de determinado tipo para los nodos, cómo saber cuándo transmitir para optimizar consumo, etc.

Una antena especialmente diseñada para realizar comunicaciones entre el satélite y dispositivos IoT en la superficie es en sí misma una solución innovadora. Será necesario un diseño a medida para aumentar las distancias máximas para las que estos protocolos de IoT fueron concebidos originalmente ($\approx 10-15$ km.), llevándolas a distancias de entre 400 y hasta 2.000 km. Debido al espacio reducido y a la poca potencia disponible, esta implementación requerirá tanto de cambios en la arquitectura de antenas como sistemas de comunicación, confiabilidad, niveles de potencia, etc. Todos estos aspectos serán abordados en el proyecto. Cabe señalar que el tema tiene interés moderno a nivel académico e industrial, este no es el primer trabajo hacia IoT satelital y hay una carrera, sobre todo en el caso de LoRa, por desarrollar los primeros satélites con capacidad de IoT con nodos genéricos [9][10][11][12][13].

METODOLOGÍA DE TRABAJO.

Ejecución del proyecto

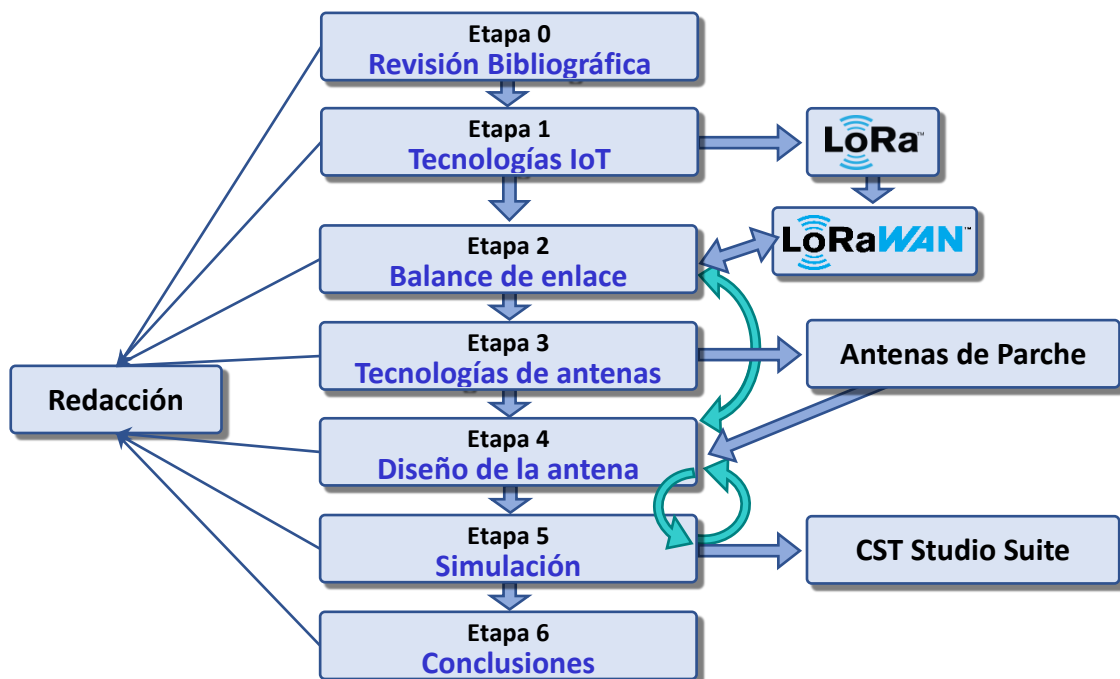


Figura 0.1 - Diagrama de la metodología aplicada en el proyecto.

La Figura 0.1 muestra la metodología aplicada en seis fases o etapas en las que se ha estructurado fundamentalmente el trabajo seguidas de una descripción de cada una de ellas.

Etapas 0: Revisión bibliográfica.

La búsqueda de información se realizó en su mayoría a través de libros, información obtenida de la Web y algunos proyectos de grado.

Etapas 1: Estudio de las distintas tecnologías aplicadas a IoT.

Con la información recopilada, el proyecto se enfocó en el estudio y comprensión de las distintas tecnologías utilizadas en IoT de largo alcance, sus limitaciones, bandas de frecuencias utilizadas, requisitos técnicos tomando conocimiento de las características de las antenas utilizadas en dispositivos del mercado para una posterior definición de la mejor opción de la antena a diseñar.

Finalmente se definió LoRa como la tecnología y LoRaWAN el protocolo a utilizar determinando las características y configuraciones del mismo.

Etapas 2: Balance de enlace satelital.

Se estudió el balance del enlace satelital, para ver los requerimientos del mismo. En esta etapa se contó con el apoyo del ingeniero Juan Pechiar, coordinador del proyecto Antelsat, el cual brindó pautas para el cálculo del mismo.

Los detalles y cálculos se encuentran en el Apéndice 3, pero este resultó ser medular para la realización del trabajo, fue la base para todas las demás, entre otras cosas para configurar los parámetros del protocolo LoRaWAN.

Etapas 3: Estudio de las distintas tecnologías en antenas.

Se estudiaron y comprendieron las distintas tecnologías aplicadas en antenas, haciendo foco en las antenas planas de tipo parche ya que cumplen con las características buscadas para la aplicación, debido a su bajo costo, alta eficiencia y sus reducidas dimensiones y peso.

En este punto fue necesario estudiar y comprender sobre movimiento y mecánica celeste para luego profundizar y realizar los cálculos de balance de potencia de enlace en las comunicaciones directas entre el satélite y los dispositivos IoT en tierra.

Finalmente se definieron las características de la antena a diseñar, comparándolas con las características de antenas utilizadas en dispositivos LoRa del mercado para asegurar luego del diseño la compatibilidad con los mismos.

Etapa 4: Diseño de antena que cumpla con las especificaciones.

En base a la información estudiada y las especificaciones requeridas se realizaron los cálculos de la geometría de la antena de parche que cumpliera con dichas especificaciones, obteniendo un diseño inicial en el cual se ensayaron distintos sustratos y espesores para así estudiar la influencia de estos en los resultados.

Posteriormente se realizaron los cálculos necesarios para lograr una adaptación de impedancia entre el parche radiante y la línea de alimentación obteniendo prediseños básicos que cumplen con los requisitos requeridos.

Etapa 5: Simulación

Se estudió el uso del Software de simulación electromagnética CTS [14] y se realizaron simulaciones y ajustes optimizando cada una de ellas para obtener bajas pérdidas y alta eficiencia que lograsen las altas ganancias requeridas. Eligiendo la que obtuvo los mejores resultados se llegó a un diseño final de la antena de parche para luego utilizarla en simulaciones con arreglos de antenas.

Etapa 6: Análisis y conclusiones.

Se documentaron las conclusiones y recomendaciones para el sistema de IoT satelital y para el diseño de la antena satelital. Simulaciones del enlace incluyendo BER, sensibilidad del enlace, tiempo de vista del satélite, etc.

Describiendo los desarrollos efectuados como parte de la elaboración del trabajo, las observaciones en los datos obtenidos en las simulaciones mediante software específico, así como la comprobación de que se cumplan con los requisitos anteriores y en caso de no, se realizaron las mejoras necesarias. Se presentarán los resultados obtenidos.

Se presentan los resultados obtenidos en la Herramienta de simulación electromagnética 3D “CST Microwave Studio”. Y programa que se realizó en MATLAB para realizar los cálculos requeridos.

Finalmente, con la información obtenida en todos los puntos anteriores, se determinarán las ventajas y desventajas de la solución alcanzada. Se realizarán pruebas para un seguimiento y ajuste continuo del proyecto.

Introducción al Software de Diseño

En el diseño, análisis y optimización de la antena se utilizó el software de simulación de campo electromagnético (EM) CST Studio Suite que, es un sistema de software de simulación de campo electromagnética (EM) producido por DASSAULT SYSTEMES SE ("3DS") [14]. Luego de varios intentos de contactarse con los creadores del software, se concretó la adquisición gratuita del mismo mediante un acuerdo de licencia para estudiantes.

Proporciona un paquete de herramientas de software capaz de simular cualquier situación de campo electromagnético, teniendo una interfaz de usuario muy familiar con el sistema operativo Windows, lo que permitió disminuir parcialmente los inconvenientes que significó el proceso de aprendizaje en el uso del mismo.

También es un rasgo distintivo de este programa sus excelentes gráficos, tanto bidimensionales como tridimensionales, característica que lo hace muy efectivo y agradable a la hora de la creación de estructuras y tener una idea gráfica del problema electromagnético. Con este software se pueden realizar diferentes tipos de simulaciones mediante sus solucionadores de simulación electromagnética [15]:

- Asymptotic
- Eigenmode
- Filter Designer 3D
- Frequency Domain
- Integral Equation
- Multilayer
- Time Domain
- Hybrid Solver Task

El simulador utilizado en el presente proyecto ha sido Time Domain Solver, el cual es un simulador electromagnético 3D de onda completa multipropósito, que proporciona la propagación del campo irradiado por la antena en el dominio del tiempo. Una vez elegido el simulador Transient solver, se pueden definir 2 tipos de puertos:

- Waveguide Port.
- Discrete Port.

La guía de ondas y el puerto discreto son los dos puertos principales utilizados en CST para la absorción y simulación de energía para cualquier dispositivo bajo prueba. Los resultados que se obtienen de los mismos son algo distintos. A la hora de realizar

las simulaciones de la antena de parche se optó por utilizar Waveguide Port debido es más preciso y funciona mejor para la simulación de arreglos.

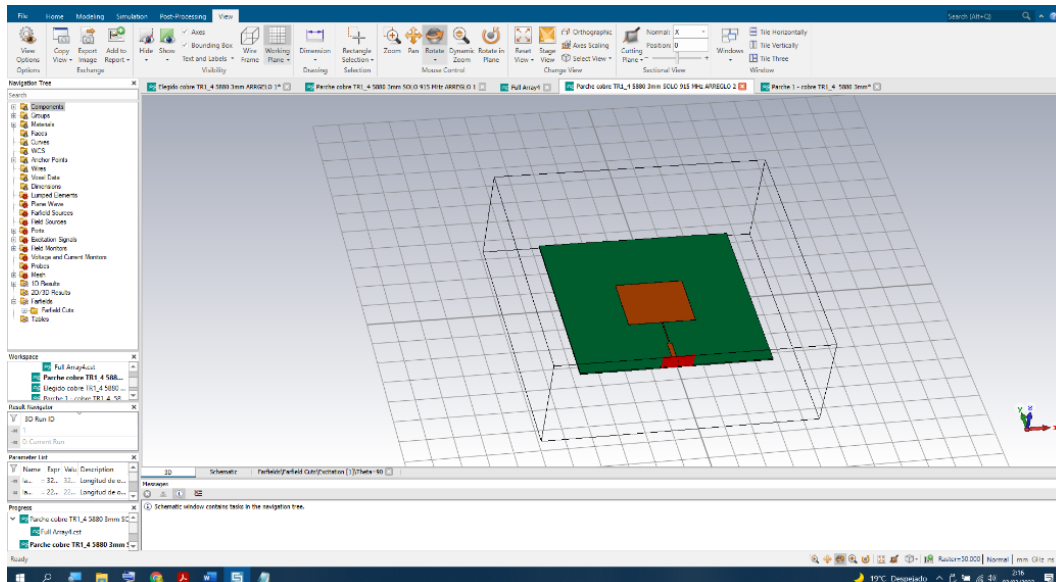


Figura 0.2 - Vista general del software CTS Studio Suite.

ESTADO DEL ARTE.

Si bien la posibilidad de comunicar datos para M2M a través de distintos satélites está presente desde hace tiempo (y se utiliza en agroindustria, minería, pesca, entre otros), en general se trata de módems propietarios como el de [1], es decir módulos de comunicación específicos en los nodos de IoT. Además, se trata de servicios de costo elevado y mucho consumo de corriente (>1 Ampere).

Aunque la información técnica específica no se hace en general pública, algunas empresas han empezado a pensar en utilizar nodos y tecnología de IoT de propósito general y bajo costo para la comunicación satelital [5] [6] [7]. En general se trata de tecnología LoRa seguramente por su acceso libre.

Las redes LEO, como Iridium y Orbcomm, que se desplegaron originalmente para proporcionar servicios de voz y datos, ya estaban adaptadas para transportar tráfico de datos de M2M. Las megaconstelaciones como OneWeb y Starlink también incluirán servicios de IoT en su cartera de productos, pero la reciente quiebra de OneWeb, además de otros esquemas (Orbcomm, ICO Global Communications y Globalstar) que

siguieron a Iridium a la protección por quiebra [8], mientras que otros esquemas propuestos nunca se construyeron indican que es un modelo de negocio muy costoso y arriesgado.

Por otro lado, nuevas empresas emergentes están desplegando constelaciones de satélites LEO específicas para IoT. Existen casos de éxito en diversos proyectos reales alrededor del mundo. A modo de ejemplo se mencionan algunos a continuación:

- **Fleet** [10] es una empresa australiana, expertos en sistemas de conectividad remota, se especializan en la creación de sistemas basados en satélites de bajo costo para aplicaciones industriales de Internet de las cosas utilizando LoRaWAN.
- **Lacuna Space** [9] es una empresa con sede en Reino Unido, que desarrolla un sistema IoT basado en LoRaWAN. Un servicio de rastreo y detección de sensores de muy bajo costo para pequeñas cantidades de datos. Lacuna Space, a diferencia de algunos de sus competidores, tiene como objetivo operar satélites que puedan captar directamente señales de sensores IoT estándar de LoRa en lugar de transferir las señales a un plato y amplificarlas para llegar al espacio.
- **Kinéis** [11] es una Empresa francesa, que desarrolla un sistema IoT de monitoreo marítimo y ambiental basado en una red satelital directo a dispositivos en tierra basada en una red LoRa/LoRaWAN.

CAPÍTULO 1. IoT, VISIÓN GENERAL, DISTINTAS TECNOLOGÍAS E HIPÓTESIS DE PARTIDA

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realiza el análisis de distintas Tecnologías de comunicaciones inalámbricas, luego nos centraremos en las aplicables al Proyecto, partiendo de las tecnologías LPWAN con un posterior estudio de sus principales redes IoT como SigFox, LTE-M y NB-IoT y LoRa. Finalmente se profundizó en la tecnología elegida para el proyecto, LoRaWAN, y a realizar una reflexión de ventajas y desventajas de dicha tecnología.

INTERNET OF THINGS (IOT) EN REDES LPWAN

El internet de las cosas, en inglés *Internet of Things* (IoT), es lo que se entiende como la agrupación e interconexión de dispositivos y objetos a través de Internet. En general obteniendo datos de sensores en cualquier lugar y en cualquier momento.

Si bien IoT como concepto aparece en 1999, no es hasta el 2005 que comienza a tener repercusión y a generarse las primeras conferencias y congresos dedicadas al despliegue de la tecnología, apareciendo a partir de ese momento las primeras propuestas tecnológicas. Debido a que se establecen comunicaciones, no solo entre personas, sino entre máquinas (*Machine to Machine Communication*) o comunicaciones M2M, y sumado a desarrollos en los campos de inteligencia artificial, aprendizaje automático, análisis de datos y tecnologías de cadena de bloques, existe un inmenso potencial con el número de dispositivos que no ha parado de crecer. IoT puede ser descrito como una infraestructura global para la comunicación entre objetos y aplicaciones, posibilitando nuevos servicios y oportunidades para mejorar múltiples aspectos de la vida diaria y el sector productivo.

La Figura 1.1 muestra el auge de IoT en los últimos años como un aumento constante en el número de estos dispositivos, y como aumentan tanto la cantidad de dispositivos conectados a satélites como la brecha por persona en el mundo [17]. Según informes podrían superarse los 25 mil millones de dispositivos IoT o «cosas» conectados para 2030, de las cuales 43.2 millones serán dispositivos IoT conectados a satélites [16].

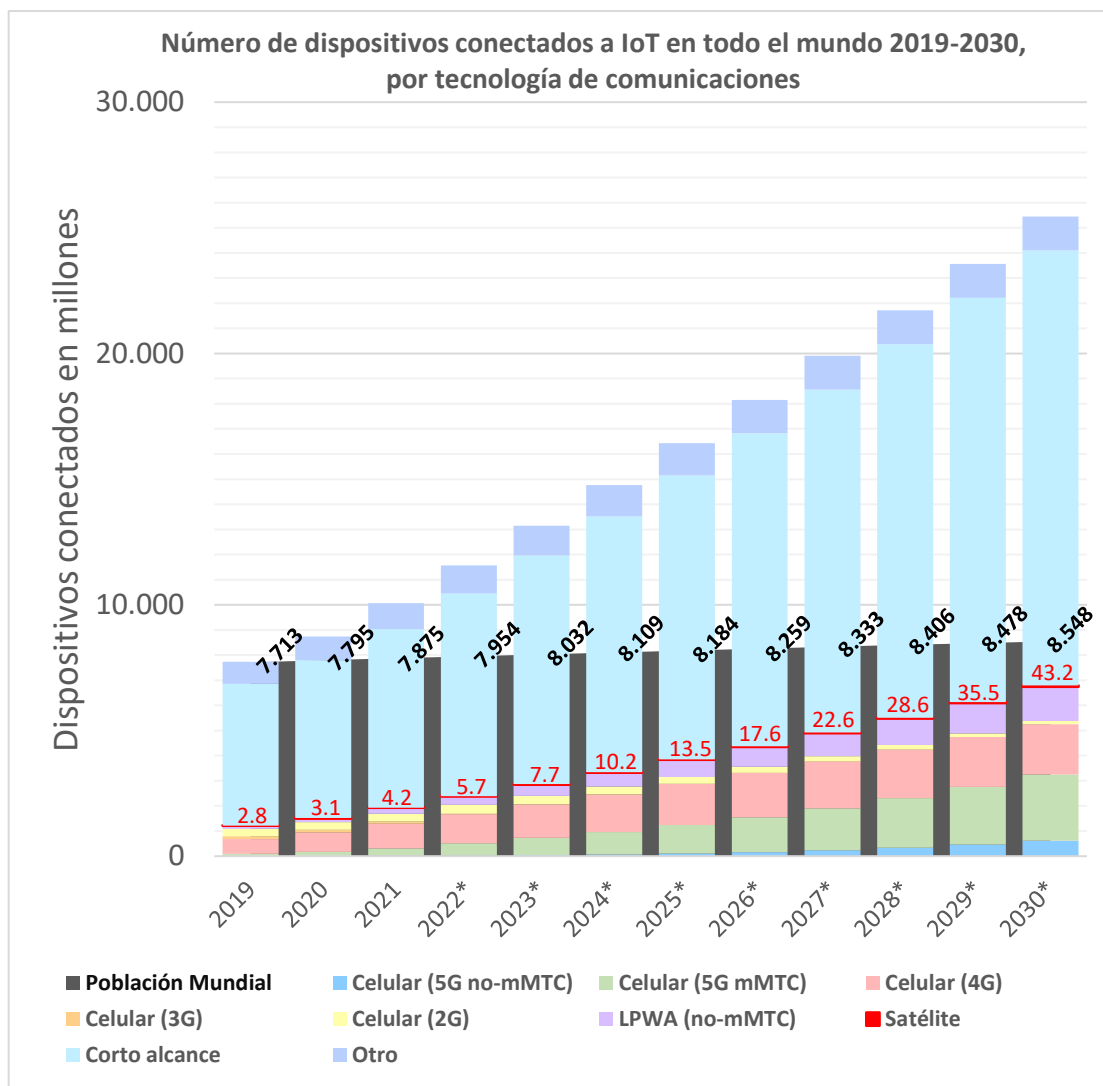


Figura 1.1 - Proyección de dispositivos IoT conectados Vs población mundial.

Estos sensores o actuadores encargados de recolectar la información o parámetros del ambiente (temperatura, humedad, presión, luminosidad, radiación, etc.). En principio, podrían procesar y transmitir los datos. Sin embargo, la necesidad de reducir el consumo de energía de los nodos genera que tengan un límite para su capacidad de cálculo. Por tanto, aparece el requerimiento de transmitir parte de esos datos y los parámetros detectados al servidor o dispositivo centralizado remoto, donde se puedan realizar dichos cálculos para tomar una decisión apropiada o actuar.

Si bien, el consumo energético no es un requisito fundamental, ya que podrían alimentarse desde la red eléctrica, en general, las aplicaciones de IoT requieren nodos energéticamente eficientes y de baja complejidad para una variedad de usos que se implementarán en redes escalables. Por lo que, además de ser dispositivos inalámbricos,

su consumo de energía es un factor muy importante y debe ser mínimo, evitando picos de corriente, buscando maximizar tanto como sea posible su autonomía y minimizando los costos de mantenimiento y poder usar baterías de bajo costo.

Los sistemas IoT inalámbricos son, por regla general, muy económicos. Esto hace que, por lo general, el costo de la batería, así como el mantenimiento y sustitución de la misma a lo largo de la vida útil del dispositivo sea el factor dominante sobre el precio de estos dispositivos. Inclusive desde 2015 aparece una nueva línea de IoT denominada Battery-Less IoT [18], la que propone que cada uno de los dispositivos tenga la capacidad de autoalimentarse a través de sistemas de recolección de energía o 'Energy Harvesting'. Evitando así posibles problemas del despliegue IoT a cause de no contar con las baterías necesarias para la cantidad de dispositivos previstos.

Internet of Things es concebido como un paradigma global sobre el que se ofrecen servicios de cualquier tipo orientados a campos muy distintos como pueden ser la industria, los negocios, las ciudades inteligentes, redes inteligentes de energía y agua, seguridad y emergencias (nacional o internacional). Básicamente permite que cualquier cosa, como sensores, vehículos, robots, máquinas o cualquier objeto similar, se conecte a Internet. Se trata de una filosofía que permite la comunicación de dispositivos y redes totalmente heterogéneos, así como la integración de datos de cualquier naturaleza para su tratamiento conjunto. Por tanto, para lograr la integración y la interoperabilidad de todas las tecnologías que pueden ser parte de la implementación del paradigma se requiere de una estandarización de su arquitectura que se tratará a continuación.

REDES WWAN Y LPWAN

Las tecnologías como Bluetooth, ZigBee y Wi-Fi, no están diseñadas para largo alcance y las tecnologías celulares 3G, 4G y 5G, aunque presentan un mayor alcance, consumen demasiada energía en relación a lo buscado para aplicaciones IoT. Por lo que surge la necesidad de nuevas tecnologías que se ajusten a los requerimientos de IoT, como lo son las redes de área amplia y baja potencia, en inglés Low Power Wide Area Network (LPWAN). La Figura 1.2 muestra la ubicación de las redes WWAN comparadas con otras, donde se muestran las tecnologías y redes más importantes separadas según su alcance. Estas redes son:

- *Tecnologías de Proximidad.*
- *Wireless Personal Area Networks (WPAN)*, o redes de área personal inalámbricas.
- *Wireless Local Area Networks (WLAN)*, o redes de área local inalámbricas.
- *Wireless Neighborhood (WNAN)*, redes de vecindario o *Wireless Metropolitan Area Networks (WMAN)*, redes de área metropolitana.
- ***Wireless Wide Area Networks (WWAN)*** o redes de área amplia inalámbricas, entre las que destacaremos las redes de telefonía móvil, las VSAT o satelitales y las de baja potencia o LPWAN.

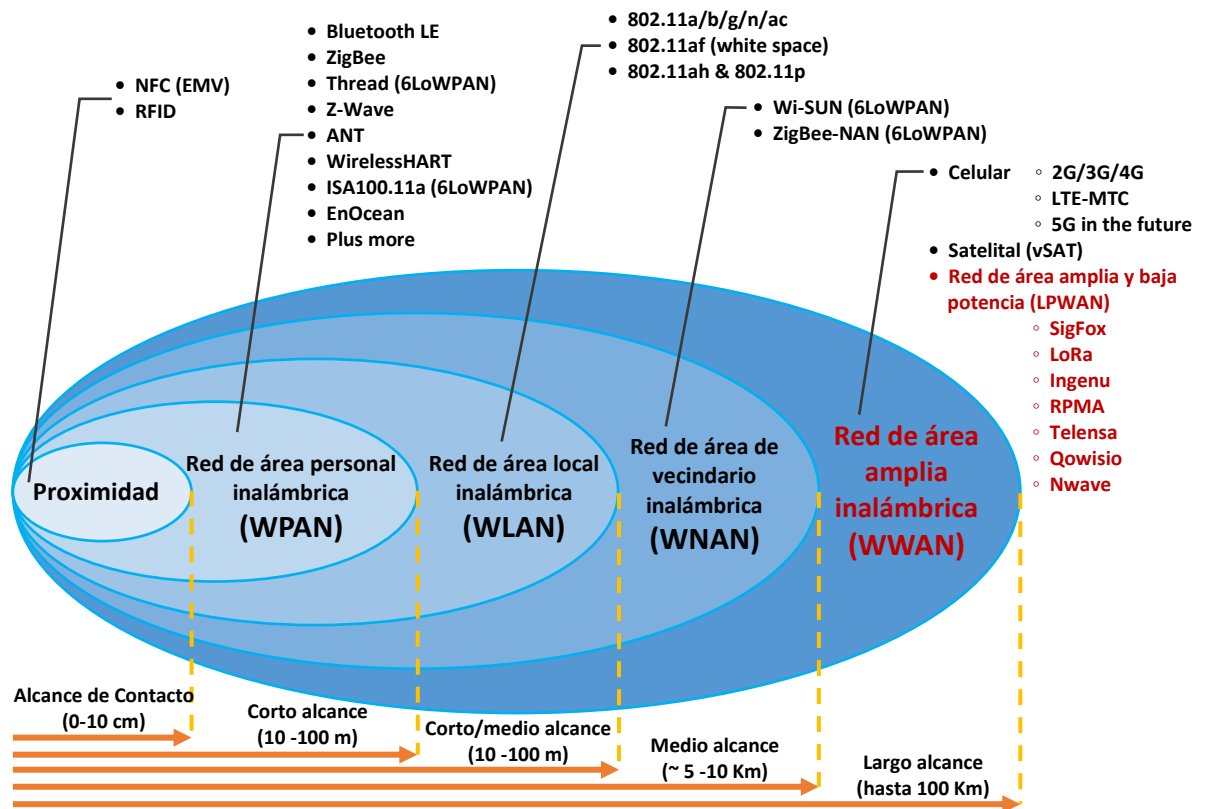


Figura 1.2 - Redes y tecnologías de comunicación según su alcance.

Redes inalámbricas de área amplia (WWAN)

Las redes inalámbricas de área amplia o WWAN (Wireless Wide Area Networks) se caracterizan por extenderse más allá de los 40 kilómetros y, al contrario que las redes vistas anteriormente, suelen utilizar frecuencias con licencia. Cubren grandes áreas,

tales como ciudades o países, a través de los múltiples sistemas de satélites o antenas desplegadas y atendidas por un operador de servicios.

Existen tres tecnologías diferenciadas dentro de las redes WWAN: las *redes para telefonía móvil*, las *redes de satélites* y las *redes de banda ancha y baja potencia* LPWAN.

Redes de telefonía móvil

Las redes de telefonía móvil son las usadas, tanto por Smartphones y por otros muchos dispositivos IoT. Hoy diseñadas para elevadas tasas de transmisión de datos y para permitir que la movilidad de los dispositivos se produzca en áreas extensas (ciudades, países, etc.). Para acceder a ellas es necesario el uso de una tarjeta SIMM en el dispositivo que permite la conexión directa con el operador.

Las diferentes generaciones de telefonía móvil se han desarrollado desde principios de los años 1980 y en los últimos años han evolucionado espectacularmente debido a la necesidad de disponer de información on-line.

La primera generación, 1G, era analógica y fue concebida y diseñada exclusivamente para las llamadas de voz casi sin consideración de servicios de datos, con una velocidad de hasta *2,4 kbps*. La segunda generación 2G, está basada en tecnología digital y la infraestructura de red (GSM), permitiendo mensajes de texto con una velocidad de datos de hasta *64 Kbps*. La generación 2.5G a la que también se le conoce como 2G + GPRS consiste en una versión mejorada de 2G pues alcanza una velocidad de hasta *144 Kbps*.

La tercera generación 3G fue introducida en el año 2000, con una velocidad de datos de hasta *2 Mbps* y fue mejorada por la 3.5G que utiliza HSDPA para acelerar las transferencias hasta *14 Mbps*. La cuarta generación o 4G es capaz de proporcionar velocidades de hasta *1 Gbps* de forma que desde nuestro móvil podemos escuchar la radio, ver una película o la televisión gracias a las velocidades de transmisión de datos que alcanzan estas redes.



Figura 1.3 - Redes de telefonía móvil 5G que se prevé para 2025.

Actualmente las redes de telefonía móvil se encuentran en un proceso de transición desde la tecnología 4G que ya está operativa desde hace unos años a la 5G, para el 2025 se prevé que las redes 5G contarán con más de 1.7 mil de millones de subscriptores en el mundo. Las diferencias entre ambas básicamente son el aumento de la velocidad de transmisión de datos (100 veces más rápida la 5G), la disminución del tiempo de conexión y la disminución del consumo de energía (las antenas están más próximas) de cara a dar servicio a vehículos conectados, domótica, ciudades inteligentes y al IoT. Se estima que va a ser el impulsor definitivo de la transformación digital de la sociedad y la economía durante los próximos 10 años. Sin embargo, no es viable para IoT Satelital debido a que no hay una licencia 'mundial' y se depende de regularizar con cada país, IoT es de bajo costo entonces no se pueden desarrollar proyectos complejos desde el punto de vista de asignación de frecuencias por lo que hay que operar dentro de la banda ISM del espectro.

Redes inalámbricas satelitales

Denominamos comunicaciones satelitales a cualquier tipo de comunicación que emplea como soporte un satélite, que se localiza en la órbita terrestre y está diseñado para la emisión y recepción de señales de radiofrecuencia. Debido a su gran altura, las transmisiones por satélite pueden cubrir una amplia área sobre la superficie de la tierra. Esto puede ser muy útil para los usuarios que se encuentran en zonas remotas o islas donde no hay cables submarinos en servicio. En caso de IoT satelital, no parece estrictamente necesario que se esté 100% del tiempo con cobertura ya que, en la gran mayoría de las aplicaciones que se utilizaría, los tiempos de comunicación son cortos y aislados.

Estas redes se utilizan cuando necesitamos realizar un tracking, una telemedida o emitir una orden a un dispositivo remoto en puntos donde no hay otro tipo de cobertura, pues su costo es todavía muy elevado y la velocidad de transmisión de datos es baja. También suelen usarse con frecuencia en zonas con fuerte riesgo a inundaciones, ciclones y huracanes para proteger los datos más sensibles debido a que las comunicaciones vía satélite funcionan cuando el resto de vías están fuera de servicio.

Redes inalámbricas de bajo consumo y largo alcance (LPWAN)

Dentro de las redes de mayor alcance, WWAN, las que mejor se adaptan a los requisitos del proyecto, son las llamadas redes de área amplia de bajo consumo (LPWAN). LPWAN es una clase de estándares y soluciones de comunicación inalámbrica que han sido diseñadas especialmente para comunicar dispositivos IoT y se están implementando y han mostrado un enorme potencial para la amplia gama de aplicaciones.

Las redes LPWAN, son tecnologías desarrolladas para redes de máquina a máquina (M2M). Como su nombre indica, consisten en redes inalámbricas diseñadas para transferir datos a baja velocidad y así mantener un bajo consumo de energía prolongando la vida de las baterías. Soportan un elevado número de nodos por estación por lo que únicamente pueden aplicarse a procesos donde no se requieran grandes cantidades de datos, pero lo hacen a grandes distancias.

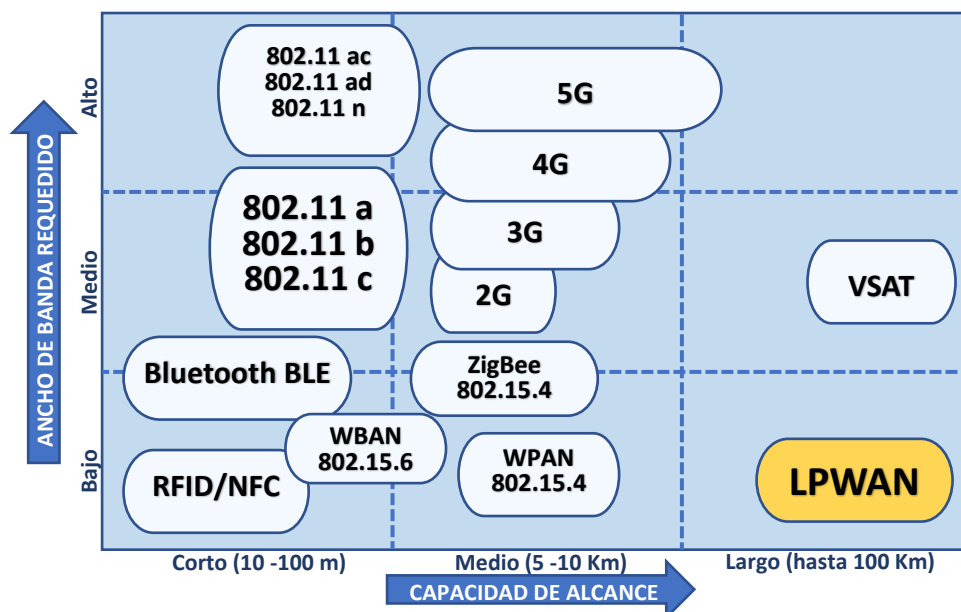


Figura 1.4 - Tecnologías LPWAN según alcance y BW requerido.

Las LPWANs permiten que los dispositivos se conecten en intervalos tan pequeños como 15 milisegundos, por lo que pueden facilitar que la duración de sus baterías llegue hasta los 10 años.

La Figura 1.4 muestra la comparación de LPWAN con las distintas tecnologías inalámbricas, teniendo en cuenta, el ancho de banda en el eje vertical y el alcance de la señal en el horizontal.

Como se aprecia en la imagen, no es posible que una tecnología inalámbrica pueda cubrir todos los requerimientos IoT. Las largas distancias del enlace requerido pueden ser cubiertas tanto por la tecnología VSAT como por la tecnología LPWAN, que casi en exclusiva cubre los requerimientos de aquellas aplicaciones que requieren transferir de forma inalámbrica pequeñas cantidades de datos, pocas veces al día y a través de largas distancias.

Esto supone, su no utilización para transmisiones de datos constantes, ni para realizar llamadas, ni para enviar texto. Por tanto, Las infraestructuras LPWAN sirven para interconectar dispositivos que requieren de mucho menos ancho de banda, por esto las principales aplicaciones son aquellos casos en los que necesitamos realizar un tracking, una telemida en la Industria, agricultura y ganadería o medicina, o también emitir una alarma u orden remota eventualmente en puntos donde no hay cobertura móvil, pues su costo es todavía elevado. La ventaja respecto a las redes de telefonía móvil es que una vez tenemos desplegada la infraestructura no tenemos costos adicionales debido a la comunicación.

En un intento desesperado con objeto de obtener cuota de mercado (antes de que la tecnología 5G esté totalmente lista) frente a los operadores LPWAN, las operadoras de telefonía móvil se han visto obligadas a diseñar redes con conectividad IoT que puedan usar las costosas infraestructuras existentes y permitan un rápido despliegue. Dos ejemplos de estas tecnologías LPWAN que utilizan la infraestructura celular ofreciendo el servicio en espectro licenciado y de uso exclusivo, son LTE-M y NB-IoT.

Otras dos tecnologías LPWAN muy importantes son Sigfox y LoRaWAN, pero a diferencia de las anteriores, utilizan el espectro no licenciado ISM, lo que provoca que necesiten mecanismos de protección contra interferencias, como por ejemplo el uso de técnicas como la de espectro ensanchado.

Como ya se mencionó, actualmente, se pueden encontrar en el mercado diferentes tecnologías LPWAN (Low Power Wide Area Network) que cumplen los requisitos que necesita la industria IoT para poder conectar la gran cantidad de dispositivos que están apareciendo. Estos requisitos son:

- **Bajo costo:** los protocolos simplificados y livianos de LPWAN reducen la complejidad en el diseño hardware reduciendo los costos.
- **Cobertura amplia:** el alcance operativo de LPWAN varía desde pocos kilómetros en áreas urbanas hasta más de 15 km en entornos rurales. También permite una efectiva comunicación de datos en ubicaciones interiores y subterráneas.
- **Larga duración de la batería:** son altamente eficientes desde el punto de vista energético, los transceptores LPWAN pueden funcionar con baterías pequeñas y económicas que puede durar varios años, dependiendo de la frecuencia de transmisión, hasta por 20 años.
- **Soporte para un gran número de dispositivos:** dada la baja señalización soportan un gran número de dispositivos. Por lo general, las redes LPWAN se asocian con redes de sensores y dispositivos para aplicaciones de IoT que necesitan transmitir pequeñas cantidades de datos a larga distancia.

Dentro de las tecnologías LPWAN más importantes encontramos las redes que utilizan una zona licenciada del espectro LTE-M y NB-IoT (Narrowband IoT) y las redes que usan el espectro ISM Sigfox (con licencia de la tecnología) y LoRaWAN (sin licencia de tecnología). Todas estas redes *LPWAN* están diseñadas para la implementación de IoT a gran escala.

Cada una de las tecnologías LPWAN quiere dar solución a una necesidad diferente, dado esto, sus parámetros no son iguales y presenta diferencias que se deben conocer para poder elegir la tecnología correcta para cada situación, y en este caso para brindar conectividad a los enlaces directo a satélite.

Es la evolución de LTE para adaptarse a IoT. LTE-M [19] es una tecnología de red móvil basada en el estándar del 3GPP [42] que opera en el espectro LTE con licencia, es decir, 4G. Al ser completamente compatible con las estaciones base LTE, su implementación en cuanto a la infraestructura es “gratis para las operadoras”, es decir ya está implantada. Elimina de la tecnología inicial las características no usadas en las comunicaciones IoT y mantiene las beneficiosas como el alto nivel de seguridad y soporte de llamadas de voz.

Dispone de un modo de bajo consumo que permite extender la vida de las baterías de los dispositivos varios años. Además, LTE-M garantiza la transferencia de datos bidireccional hasta una distancia de 5 km a una velocidad de 1 Mbps, más que suficiente para la mayor parte de aplicaciones.

Es una tecnología complementaria de fácil implantación en dispositivos 2G, 3G y 4G. Actualmente la red LTE-M permite la transmisión de imágenes, de texto y voz. LTE-M fue estandarizado en 2016 por el 3GPP en la Release-13 al igual que NB-IoT. Se refiere específicamente a LTE Cat M1, adecuado para el IoT. Todo lo anterior, permite una fácil implantación a un costo muy bajo y también, una herencia de las ventajas de 4G como seguridad y privacidad. Además, está soportado por todos los fabricantes de redes móviles, chips y módulos de comunicación.

Modulación

LTE-M utiliza una técnica de modulación QPSK. Sus principales características son:

- Opera en las bandas de frecuencia LTE con licencia. [19]
- Tiene requisitos de baja potencia y admite operaciones que van desde un ancho de banda bajo hasta un ancho de banda tan alto como 5 MHz.
- Proporciona conexión para tráfico de tipo MTC (Machine Type Communications), proporciona una cobertura extendida en comparación con las redes LTE, cobertura para aplicaciones MTC similar a las redes 5G y ofrece un camino sin interrupciones hacia la solución 5G MTC.
- Tiene velocidades de datos variables de hasta 1.4 Mbps tanto para enlace descendente como ascendente.

- Utilizan los bloques de recursos no utilizados dentro de la banda de guarda de un operador LTE.
- Soporte de funcionalidad de voz a través de VoLTE.
- Soporta a más de 100K dispositivos por estación base para aplicaciones donde los dispositivos tienen requisitos de muy pocos datos.
- Vida útil de la batería de hasta 10 años o más con una batería de 5 Wh (Vatios hora).
- Admite la movilidad como parte de la funcionalidad LTE estándar, pero no en escenarios de cobertura extendida.
- Permite soportar aplicaciones en tiempo real y admite aplicaciones de baja latencia, así como aplicaciones de tráfico diferido que pueden operar con latencias en un rango de pocos segundos.
- Alcance de 1 km en áreas urbanas y 5 km en áreas suburbanas.
- Sensibilidad de -156 dBm
- Es un software actualizable desde LTE.

Arquitectura de red

LTE-M se basa en la arquitectura de la red LTE, denominada EPC (Evolved Packet Core) que se muestra en la Figura 1.5, con alguna optimización para soportar IoT. Los dispositivos se conectan al gateway si se recopila la información de múltiples dispositivos o directamente a las estaciones base (eNodeB) que recopilan la información y la hacen llegar a internet. La información se puede recopilar en una aplicación para poder ser consultada.

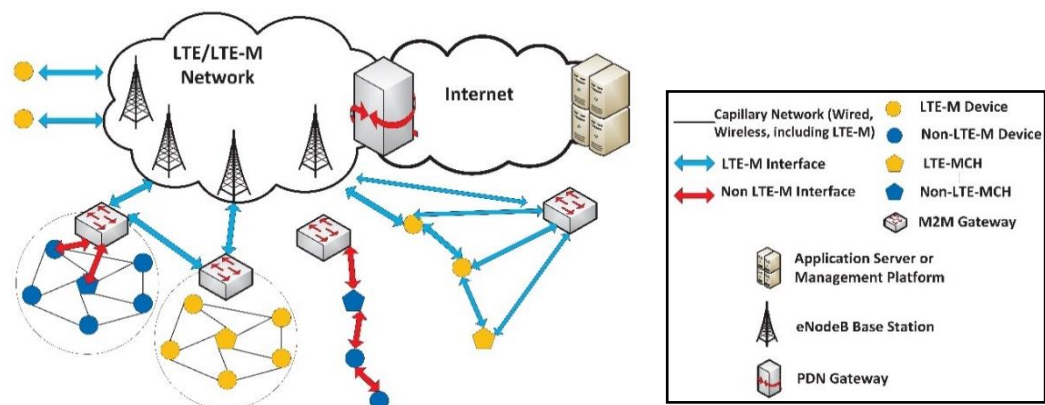


Figura 1.5 - Arquitectura de red de LTE-M. [20]

Es una tecnología de banda estrecha que nació gracias a QUALCOMM como NB-IoT-OFDMA y a Huawei y Vodafone como NB-IoT-M2M. La unión de las dos tecnologías dio como resultado NB-CIoT (NB Celular IoT) que requería un nuevo chipset y no tenía compatibilidad con versiones anteriores de LTE Release (8-12). En 2015 se propuso NB-IoT-LTE que lo hacía compatible con otras versiones de LTE. Finalmente, en 2016 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) estandarizó la tecnología como NB-IoT en su Release-13 para aplicaciones IoT, que ofrece flexibilidad de implementación al permitir el uso de una pequeña parte del espectro disponible en la banda LTE para usarse en dispositivos de transmisión de datos de baja potencia y poco frecuentes.

Como tecnología 3GPP, NB-IoT puede coexistir con un sistema global para comunicaciones móviles y operar en el espectro GSM o bien utilizar un bloque de recursos no utilizados dentro de la banda de guarda de un operador de LTE bajo bandas de frecuencia con licencia de 700, 800 y 900 MHz (la banda por la que circulaban los mensajes SMS ahora en desuso). Al presentar licencia puede soportar conexiones masivas ya que no comparte el espectro ni tiene restricciones del ciclo de trabajo.

Alcanza hasta 20 km en áreas Rurales y 5 Km en urbanas y dispone de una muy buena penetración dentro de edificios y subterráneos a pesar de su bajo consumo. El estándar asegura 250 kbps en ambos sentidos, ya que admite comunicación bidireccional donde se usa el acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA) para el enlace descendente, y el acceso múltiple por división de frecuencia de una sola portadora se usa para el enlace ascendente de comunicación. Soporta hasta 50k dispositivos por estación base y requiere un mínimo de 180 kHz de ancho de banda para establecer comunicación. Tiene una latencia que oscila entre 1,6 y 10 segundos y la comunicación es half dúplex [21].

Las aplicaciones más comunes de esta tecnología son las de ciudades inteligentes, agricultura, telemetría y servicios públicos. En resumen, es adecuada en proyectos con dispositivos que funcionan con baterías y transmiten datos ocasionalmente, aplicaciones típicas usan solo un ancho de banda de 200 kHz, que proporciona velocidades de bits desde pocas decenas hasta un par de cientos de kilobits por segundo.

Modulación

NB-IoT utiliza una técnica de modulación QPSK. Sus principales características son:

- Opera en las bandas de frecuencia LTE con licencia. [22]
- Ancho de banda de 180 kHz con velocidades de datos aproximadamente de datos admitida es 200 kbps para enlace descendente y 20 kbps para enlace ascendente. Con una máxima carga útil por cada mensaje de 1600 bytes.
- Utilizan los bloques de recursos no utilizados dentro de la banda de protección de un operador LTE.
- Soporte de funcionalidad de voz a través de VoLTE.
- Vida útil de la batería de hasta 10 años o más. [23]
- Movilidad total.
- Alcance de 10 km en áreas suburbanas.
- Sensibilidad de -164 dBm

Arquitectura de red

NB-IoT se basa en la arquitectura de la red LTE, denominada EPC (Evolved Packet Core), que se muestra en la Figura 1.6, pero se optimiza para poder soportar la conexión masiva de dispositivos permitiendo transmisiones cortas de datos optimizando el plano de control y de usuario.

La arquitectura básica consta de dos partes, la red de acceso y la red central del sistema de paquetes evolucionado (EPS). En la arquitectura de la red de acceso no hay cambios, pero en la red Central tanto el plano de usuario como el plano de control, se realizan algunas optimizaciones para admitir aplicaciones IoT. Se ha introducido un nuevo nodo SCEF (función de exposición de capacidad de servicio). El SCEF está diseñado especialmente para datos de tipo máquina. Se utiliza para la entrega de datos no IP sobre el plano de control y proporciona una interfaz para los servicios de red (autenticación y autorización, descubrimiento y capacidades de red de acceso).

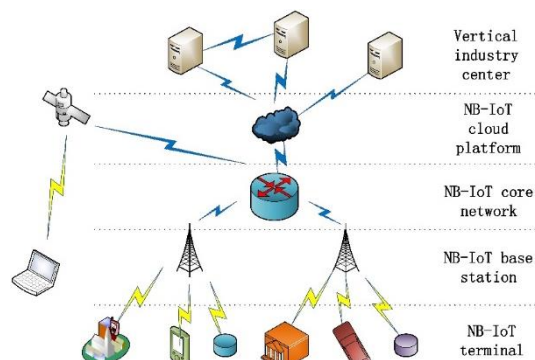


Figura 1.6 - Arquitectura de red NB-IoT. [25]

Es una compañía francesa fundada en 2010 que ha desarrollado una tecnología inalámbrica propietaria del mismo nombre orientada a soluciones IoT [33], dispone de su propia red ya presente en más de 70 países, y su alcance está creciendo en todo el mundo gracias a la asociación con varios operadores locales. En Uruguay Sigfox sólo recientemente posee red desplegada, aunque desde hace tiempo existen los operadores *OGUruguay* y *WND Uruguay* [26] [27], sin embargo, en Argentina el 60% de la población tiene cobertura y en Brasil el 70%.

SigFox utiliza un sistema de tipo celular que permite que los dispositivos remotos se conecten usando tecnología Ultra-NarrowBand (UNB), con canales de ancho de banda muy estrecho que funciona utilizando las bandas electromagnéticas no licenciadas ISM (Industrial, Scientific & Medical), las cuales no requieren de autorización especial para su uso. Utiliza las frecuencias libres de 433 *MHz* para Asia, 868 *MHz* en Europa y de 902 *MHz* en América.

Cada dispositivo conectado a SigFox puede enviar sólo 140 mensajes por día con un límite de 7 mensajes cada hora (mensaje con una carga útil máxima de hasta 12 *bytes*, 1.68 *Kilobytes* por día) y están limitados a recibir 4 transmisiones entrantes por día, como máximo (mensajes con una carga útil máxima de hasta 8 *bytes*, 32 *bytes* por día).

Sigfox se encuentra disponible a través de los principales proveedores de chips y módulos del mercado como Texas Instruments, Silicon Labs y ON-Semiconductor, que ofrecen soporte y facilidades para la integración de sus equipos en la red. Permitiendo así la interoperabilidad entre dispositivos de diferentes fabricantes.

El modelo de negocio de Sigfox se diferencia al resto de tecnologías y operadores porque cumple tanto el rol de controlador de tecnología, al certificar la compatibilidad de los nodos para que puedan abonarse a su red, como también hace de proveedor de servicios administrando su red de manera exclusiva. Algo similar a un operador de una red celular, porque se abona una tarifa por el uso de la infraestructura, con la diferencia de que toda la red está diseñada exclusivamente para dispositivos IoT. Sigfox al no fabricar chips de comunicaciones (aunque homologa los diseñados por sus partners), por un lado, simplifica el despliegue, pero se depende de un tercero.

El usuario utiliza las redes de SigFox y no necesita administrar gateways o dispositivos de ningún tipo. Sólo debe adquirir los dispositivos (nodos), compatibles y homologados por Sigfox, y debe además contratar un plan de suscripción renovable por cada uno de los dispositivos. SigFox gestiona completamente la comunicación entre el dispositivo IoT y el servidor, lo que hace que la integración del módulo de radio sea un proceso bastante sencillo para los desarrolladores. Para interactuar con el módulo de radio se proporciona una sola API y no se requiere ninguna configuración.

Las aplicaciones más comunes de esta tecnología son las de telemetría donde no se requiera un control del dispositivo remoto como control de nivel de llenado de contenedores, nivel de depósitos, agricultura y medio ambiente, tracking, Servicios Públicos, alarmas en hogares, etc. En resumen, los proyectos que quieran usar esta tecnología dependen de la existencia de infraestructura Sigfox en el área a ser desplegados los nodos además de que la cantidad de mensajes soportados sea suficiente.

Modulación

Sigfox emplea una velocidad de modulación lenta para lograr un mayor rango, y utiliza las bandas de radio sin licencia ISM en el espectro de 433 MHz para Asia, 868 MHz para Europa y 902 MHz para Estados Unidos. En un principio sólo admitía comunicación de enlace ascendente unidireccional entre los dispositivos sensores y las estación base con modulación DBPSK, las versiones posteriores admiten la comunicación bidireccional con modulación GFSK para el enlace descendente. Sus principales características son:

- Ofrece conectividad IoT de extremo a extremo basada en sus tecnologías patentadas.
- Los dispositivos finales se conectan a las estaciones base mediante modulación BPSK con una portadora de ancho de banda ultra-estrecha, permite que el receptor solo escuche en una pequeña porción del espectro para mitigar el efecto del ruido.
- Utiliza Ultra Narrow Band (UNB) diseñada para funcionar con muy bajas velocidades de transferencia de datos, de 10 a 1.000 *bits por segundo*.
- Aunque para brindar confiabilidad, Sigfox transmite el mensaje varias veces, lo que resulta en consumo de energía. SigFox Consume 50 microvatios, lo que permite una vida útil de las baterías de 20 años.

- Alcance de 50 *km* en áreas rurales y 10 en ambientes urbanos
- Transmite mensajes de 12 *bytes*.
- Duty cycle, impone una de las limitaciones más fuertes sobre Sigfox, el límite en el número de mensajes diarios por dispositivo a 140.

Arquitectura de red

Sigfox proporciona una infraestructura de telecomunicaciones construida e independiente de cualquier red existente. La topología de red que utiliza es del tipo “one-hop star”, red en forma de estrella de un solo salto, como se muestra en la Figura 1.7. En estas redes los nodos envían la información conectándose con las estaciones base o Gateway, patentadas y equipadas con radios cognitivos definidos por software, que luego se conectan a servidores de aplicaciones, o nube Sigfox, utilizando una red basada en IP.

El sistema en la nube tiene una interfaz web donde es posible dar de alta los equipos, que funcionan por un ID único. Además, permite el acceso de los clientes a los datos enviados por los dispositivos. También, podemos desarrollar nuestra propia APP y conectarla a la API de Sigfox para recibir la información de los sensores y dispositivos.

El uso de Ultra Narrow Band (UNB) reduce las posibilidades de colisiones, ofreciendo una red con buena calidad de servicio garantizada y efectiva para bajo volumen de datos, además de que permite soportar muchos dispositivos simultáneos como por ejemplo en un despliegue de sensores.

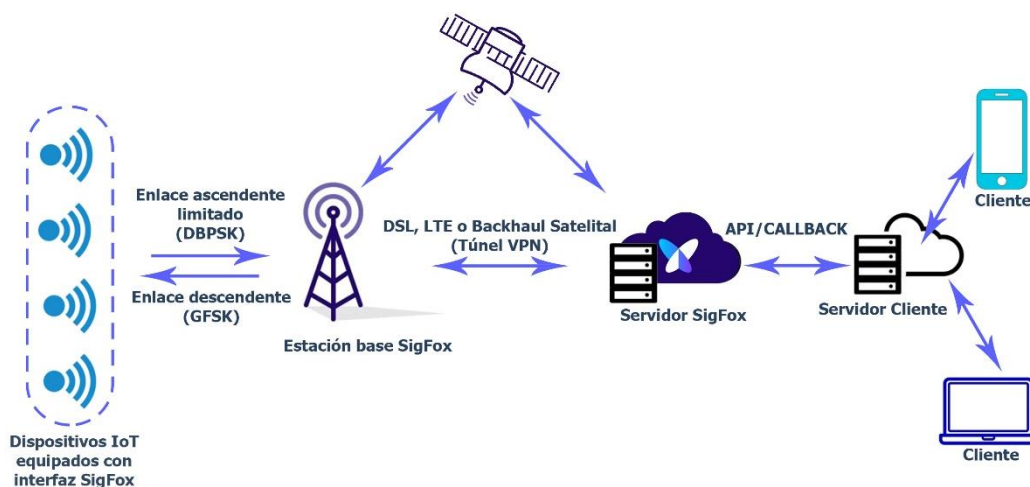


Figura 1.7 - Arquitectura de red Sigfox.

Es una marca patentada de tecnología propietaria de comunicación inalámbrica desarrollada por la empresa francesa Cycleo, que fue adquirida por Semtech en el año 2012 y hoy es administrada por la “LoRa Alliance” [31]. Entre los principales fabricantes de circuitos integrados con tecnología LoRa se incluyen Semtech Corporation, Microchip Technology Inc, Murata Manufacturing Co., STMicroelectronics, entre otros [28]. Cualquier fabricante de hardware puede construir módulos LoRa usando sus chips, pero tiene que obtener una certificación para formar parte de la red LoRa.

La tecnología LoRa refiere a la capa física (capa 1 del modelo de referencia OSI), es decir, la técnica de modulación, el ancho de banda, la frecuencia, etc., que es utilizada en la transmisión y recepción. Es una tecnología inalámbrica de largo alcance que utiliza bandas ISM al igual que SigFox. LoRa está caracterizada por emplear una modulación de espectro ensanchado denominada CSS (Chirp Spread Spectrum), en la cual la información digital se codifica como distintas variaciones de frecuencia, dentro de los límites de cada canal, denominadas “chirps” (Un chirrido es una señal sinusoidal cuya frecuencia aumenta o disminuye durante un período de tiempo definido), esta modulación proporciona la comunicación bidireccional que propaga una señal de banda estrecha sobre un ancho de banda de canal más amplio. El resultado es una señal con bajos niveles de ruido, que es difícil de detectar o bloquear por lo que tiene un buen nivel de seguridad y logra una alta inmunidad a la interferencia además de gran alcance.

Por otra parte, se debe definir, a criterio del operador de la red LoRa, qué utilizar en la capa 2 (control de acceso al medio). La alternativa que actualmente tiene más impulso y apoyo por parte de los distintos fabricantes es el protocolo de red LoRaWAN (Long Range Wide Area Network), estándar abierto, de capa 2 definido por la LoRa Alliance para soportar LoRa en Internet que incluye las funcionalidades de red y capa superior. LoRaWAN proporciona tres clases de dispositivos finales para abordar los diferentes requisitos de una amplia gama de aplicaciones de IoT. Sin embargo, existen alternativas como, por ejemplo, Symphony Link [29] para usuarios industriales y empresariales que necesitan características avanzadas. Adicionalmente existe la posibilidad de hacer un desarrollo propio de acuerdo con las necesidades particulares de cada caso.

LoRaWAN se diferencia en varios aspectos respecto de SigFox. LoRaWAN es un protocolo abierto, construido sobre la tecnología LoRa, que se ha constituido como estándar. Permite actualizaciones remotas del firmware de los dispositivos OTA (Over The Air programming) de forma que podemos modificar el funcionamiento de los dispositivos LoRa tras su despliegue. Esto permite modificar características de la modulación, las cuales varían la tasa de bits (bitrate), el consumo de energía, y el rango de alcance obtenido, entre otros parámetros.

Al variar la tasa de bits, este puede alcanzar un máximo de 37.5 kbps , no hay restricciones de la cantidad de información a enviar y recibir además de que los módulos estándar LoRa pueden funcionar de forma bidireccional por lo que los mismos módulos de radio pueden hacer de receptor o transmisor y ser usados así para tareas de control.

La LoRa Alliance no desea posicionarse como proveedor de red, su objetivo es desarrollar un estándar y promover la tecnología, por tanto, no hay monopolio en la red LoRa. Existen dos opciones a la hora de usar LoRa: Desplegar una red propia o utilizar la red un operador de red LoRa. En cuyo caso se brinda mucha libertad para construir sistemas a medida. Actualmente la red LoRaWAN es implementada por 166 operadores en todo el mundo. [31]

Modulación

LoRa es una técnica de modulación orientada a IoT que utiliza la banda ISM, operando en las bandas 433, 868 y 915 MHz para Asia, Europa y América del Norte respectivamente, se utilizan estas frecuencias ya que mientras se respeten los valores de emisión, se puede hacer uso de ellas sin necesidad de licencia. Recientemente Semtech llevó LoRa a la banda ISM de 2.4 GHz [32] para permitir a los fabricantes de hardware diseñar productos independientes de la región, en lugar de productos específicos de la región en las tres bandas anteriores, sin embargo, cambiar a 2,4 GHz tiene un costo, ya que el rango, uno de los puntos clave de venta de LoRa, se reducirá en comparación con la frecuencia sub-GHz. Debido a esto, muchas aplicaciones, como la agricultura inteligente, las ciudades inteligentes y la mayoría de las soluciones de seguimiento de activos, no se beneficiarán de LoRa 2,4 GHz. Sus principales características son:

- El esquema de la señal de modulación es una variación de la modulación DSSS (direct sequence spread spectrum), denominada Chirp Spread Spectrum (CSS), que

permite conexiones de bajo costo, bajo consumo, robustas frente a interferencias y resistentes al efecto Doppler.

- Método de ajuste dinámico (ADR), que permite al dispositivo final o a la red el ajuste dinámico de los parámetros de potencia de emisión y la tasa de transferencia en función de la distancia que separa al dispositivo final del Gateway y del tamaño del mensaje. Con esto se consiguen comunicaciones eficientes energéticamente empleando la máxima velocidad posible.
- Espectro ensanchado donde la señal a mandar utiliza más ancho de banda que el necesario teóricamente pero que permite una recepción de múltiples señales a la vez que tengan distinta velocidad.
- Utiliza 6 factores de dispersión (SF7 - SF12) para cada uno se define una relación entre potencia y tasa de transferencia. A mayor SF, mayor es la sensibilidad del receptor y, por tanto, mayor es el alcance, pero la velocidad decrece.
- En cada transmisión es posible enviar entre 2 y 255 octetos y la velocidad de transmisión de datos admitida por LoRa varía según el factor de dispersión (SF) y la configuración del ancho de banda del canal. Desde los 300 *bps* para SF12 hasta 50 *kbps* para SF7.
- Sensibilidad de recepción de -137 *dBm* para SF12 y -123 *dBm* para SF7.
- Alcance de 15 *km* para SF12 y 2 *km* para SF7, dependiendo en gran medida del entorno y las posibles obstrucciones.

Debido a la naturaleza propietaria de la técnica de modulación LoRa, hay detalles que no son proporcionados por el fabricante. Sin embargo, el fabricante provee la información necesaria para dimensionar sistemas y conocer el comportamiento previsto variando los distintos parámetros y configuraciones que están detallados en las hojas de datos de sus productos.

Arquitectura de red

Al igual que en SigFox, la topología básica de red que utiliza LoRa es una red en forma de estrella de un solo salto, como se muestra en la Figura 1.8. Estas “one-hop star” son redes fáciles de implementar y gestionar ya que se agregan nuevos equipos fácilmente. Incluye 3 tipos de equipos: nodos, gateways (o “pasarelas”) y servidor de red o aplicación. Se retransmiten los mensajes recibidos de los nodos de sensores LoRa directamente a uno o varios de los gateways, el cual tiene un rol de “pasarela” entre los

nodos y el al servidor central de red u otros sistemas. De esta forma las estaciones base funcionan a modo de puentes, cuyo control central de la red permite determinar flujos de tráfico, utilización de capacidad y uso, lo que resulta en un diseño muy sencillo de red y de su componente.

También es posible conseguir mediante la utilización de otros protocolos que lo implementen en capa 2 y superiores arquitecturas de red como red entre iguales (peer-to-peer) o red de malla (mesh), en la cual los nodos retransmiten mensajes de otros nodos, pero en este caso los nodos siempre deberían estar recibiendo y transmitiendo mensajes, lo que impacta en un alto consumo de energía de cada nodo. En este caso no estaríamos dentro del marco de IoT y LPWAN y los nodos podrían considerarse gateways de menores prestaciones.

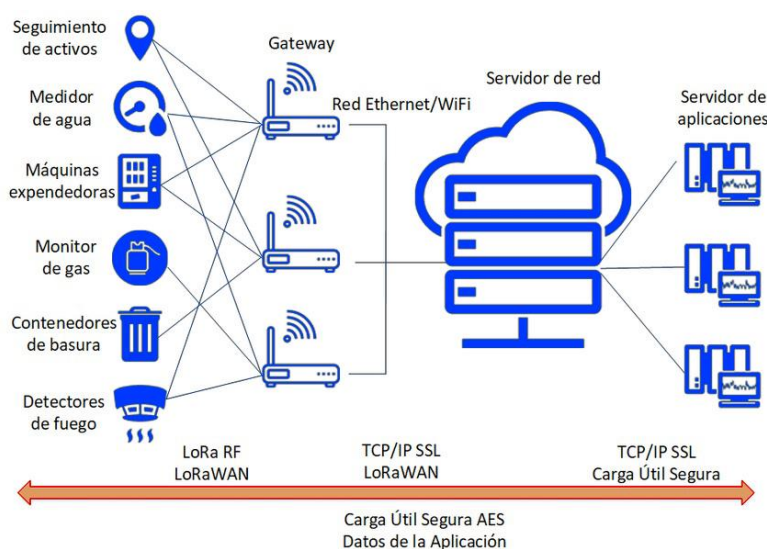


Figura 1.8 - Arquitectura de red LoRaWAN.

Otras tecnologías LPWAN propietarias: Ingenu, RPMA, Telensa, Qowisio y Nwave

La compañía *Ingenu* se diseñó originalmente y se centró en aplicaciones para los sectores de servicios públicos, petróleo y gas. En la actualidad, está construyendo una red IoT dedicada a la conectividad para máquinas para una amplia gama de aplicaciones como ciudad inteligente, agricultura, seguimiento de activos, gestión de flotas, redes inteligentes, entre otras [35]. Ingenu es propietaria ya que la empresa es el único desarrollador y fabricante del hardware. Opera en la banda ISM de 2.4 GHz, lo que le da un rango más corto que Sigfox y LoRa, y también encuentra más pérdida de propagación por obstrucciones, como agua o tierra compacta, esta banda es ampliamente utilizada por muchas otras tecnologías de red de área local y personal

como Wi-Fi, Bluetooth y ZigBee, lo que la hace más congestionada y, por lo tanto, da como resultado un aumento en el nivel de interferencia.

La tecnología *RPMA* de la compañía es un estándar comprobado para conectar dispositivos de Internet de las cosas (IoT) y de máquina a máquina (M2M) en todo el mundo, con más de 35 redes implementadas durante siete años. Utiliza la técnica de espectro ensanchado de secuencia directa con una velocidad máxima de datos de hasta 80 *kbps*. Ofrece comunicación bidireccional, robusta y de bajo consumo. Como tiene tasas de transmisión de datos más altas, el consumo de energía es mayor que Sigfox y LoRa.

Telensa es una compañía líder en lo que es soluciones inteligentes de alumbrado público y aplicaciones de datos de ciudades inteligentes [38] fundada en 2007 con base en el Reino Unido y recientemente adquirida por Signify². Sus soluciones buscan ayudar a ciudades, empresas de servicios públicos y organizaciones gubernamentales locales de todo el mundo a reducir su consumo de energía y sus emisiones de carbono. Proporciona soluciones LPWA de extremo a extremo para aplicaciones que incorporan pilas de redes verticales completamente diseñadas con soporte para integración con software de terceros. Utiliza técnicas de modulación UNB (Ultra Narrow Band) patentadas que operan en bandas no licenciadas ISM de <GHz a velocidades de datos bajas. Poco se sabe sobre la implementación de su tecnología inalámbrica y Telensa tiene como objetivo estandarizar su tecnología utilizando las especificaciones de Redes de bajo rendimiento (LTN) de ETSI para una fácil integración de aplicaciones [36].

Creado en 2009, *Qowisio* es un fabricante de soluciones conectadas llave en mano³ especializado en la supervisión de bienes y equipos [39]. Presente internacionalmente en más de 50 países, la compañía cuenta con una amplia experiencia en el diseño de sensores de bajo consumo energético y tiene una gama completa de dispositivos inteligentes (seguridad, medio ambiente, energía, etc.).

² Signify N.V., anteriormente conocida como Philips Lighting N.V., es una corporación de iluminación multinacional holandesa formada en 2016, anterior división de iluminación de Philips [37].

³ Llave en mano: significa responsabilidad total: mediante un acuerdo, el contratista se encarga tanto del diseño como de la ejecución de todo el proyecto.

La compañía implementa redes LPWA de modo dual que combinan tecnología patentada UNB con LoRa. Ha desarrollado un protocolo de radio de banda ultra estrecha (UNB) patentado, que admite muy baja potencia y muy largo alcance (50 a 60 kilómetros en áreas rurales) con conectividad bidireccional. Brinda conectividad LPWA como un servicio a los usuarios finales: ofrece dispositivos finales, implementa infraestructura de red, desarrolla aplicaciones personalizadas y las aloja en la Nube de ofreciendo servicio de alojamiento escalable y totalmente administrado [36]. Se sabe menos sobre las especificaciones técnicas de su tecnología UNB y los componentes del sistema, la solución surge del esfuerzo de su propia actividad de investigación y desarrollo, con muchas similitudes con Sigfox.

Nwave Technologies [40], con sede en California, proporciona soluciones de para la industria como sensores de estacionamiento inteligente por espacio en tiempo real, sensores para empresas de servicios públicos y también está trabajando en sensores agrícolas, incluidos sensores de humedad del suelo y dispositivos de monitoreo de ganado. Tiene implementaciones en el Reino Unido y se está expandiendo a EE. UU. y Europa.

Los sensores de Nwave utilizan tres tecnologías de detección diferentes combinadas con técnicas avanzadas de filtrado y reducción de ruido para diferenciar los eventos de estacionamiento de las interferencias o eventos falsos para proporcionar la mejor precisión de detección de vehículos en su clase. Su plataforma de comunicaciones de software y hardware pendiente de patente permite la entrega de datos de ocupación de estacionamiento y datos de pago en tiempo real desde las ubicaciones más desafiantes, lo que permite rangos de transmisión de hasta 10 km en un entorno urbano y una duración de la batería de hasta 10 años.

NWave utiliza tecnología de radio de banda ultra estrecha (UNB) combinada con técnicas avanzadas de radio definida por software (SDR) para proporcionar una red de comunicación para IoT. Las redes Nwave operan en bandas no licenciadas ISM de <math><1\text{ GHz}</math>, los beneficios incluyen: excelente alcance y penetración en edificios y bajo consumo de energía. La red coexiste con otras redes de radio sin ningún problema. Pueden usar topologías de malla/estrella. Las redes son escalables. En la arquitectura estrella, los dispositivos pueden comunicarse directamente con la estación base. La red es segura y, por lo tanto, los datos del usuario están protegidos [41].

Comparativas entre las tecnologías IoT LPWAN

Cada una de las tecnologías LPWAN quiere dar solución a una necesidad diferente dado esto sus parámetros no son iguales y presenta diferencias que se deben conocer para poder elegir la tecnología que mejor se adapta al proyecto.

En la siguiente tabla vemos una comparativa de todas las características de las cuatro diferentes tecnologías LPWAN vistas en el apartado anterior.

Tabla 1.1 - Características en tecnologías LTE-M, NB-IoT, SigFox y LoRaWAN.

	LTE-M	NB-IoT	SigFox	LoRaWAN
MODULACIÓN	QPSK	QPSK	BPSK	CSS
FRECUENCIA	Bandas de frecuencia LTE con licencia	Bandas de frecuencia LTE con licencia y 2G	Bandas ISM sin licencia (868 MHz en Europa, 915 MHz en América del Norte y 433 MHz en Asia)	Bandas ISM sin licencia (868 MHz en Europa, 915 MHz en América del Norte y 433 MHz en Asia)
ANCHO DE BANDA	1,4 MHz	200 kHz	100 Hz	250 kHz y 125 kHz
VELOCIDAD MÁX. DE DATOS	1 Mbps	200 kbps	100 bps	50 kbps
LONGITUD MÁXIMA DE CARGA ÚTIL	256 bytes	1600 bytes	12 bytes (UL), 8 bytes (DL)	243 bytes
DISTANCIA	1 km (urbano), 5 km (rural)	1 km (urbano), 10 km (rural)	10 km (urbano), 40 km (rural)	5 km (urbano), 20 km (rural)
DURACIÓN BATERÍA	8 años	10 años	20 años	15 años
INMUNIDAD A INTERFERENCIAS	Medio	Bajo	Muy alto	Muy alto
AUTENTICACIÓN Y ENCRIPCIÓN	Sí (LTE)	Sí (LTE)	No soportado	Sí (AES-128)
TASA DE DATOS ADAPTATIVA	No	No	No	Si
HANDOVER	Los dispositivos finales se unen a una sola estación base	Los dispositivos finales se unen a una sola estación base	Los dispositivos finales no se unen a una sola estación base	Los dispositivos finales no se unen a una sola estación base
COMUNICACIÓN EN TIEMPO REAL	Si	No	No	No
LOCALIZACIÓN	Sí	No (bajo especificación)	Sí (RSSI)	Sí (TDOA)
PERMITE RED PRIVADA	No	No	No	Sí
ESTANDARIZACIÓN	3GPP	3GPP	La compañía Sigfox está colaborando con ETSI en la estandarización de la red basada en Sigfox	LoRa - Alliance

En la Tabla 1.1 puede verse una comparativa de las distintas tecnologías y sus características. Teniendo en cuenta las que creemos fundamentales para el proyecto de transmisiones IoT directo a satélite se observa que las tecnologías celulares en principio quedarían rezagadas por depender de infraestructura instalada y transmitir en bandas de frecuencia licenciadas. Además de que, en principio, no se buscan transmitir grandes cantidades de datos.

Decidir entre estas tecnologías requiere comprender sus diferencias clave, para el proyecto se destacan la escalabilidad, el rango y cobertura, la latencia y eficiencia energética enumeradas en la Figura 1.3. También, un poco menos relevantes para este proyecto, son la velocidad de datos, la calidad del servicio, costos de la red y de los dispositivos para su implantación. considerando cuidadosamente cuáles son las necesidades antes de decidir una solución.



Figura 1.9 - Factores determinantes en tecnologías IoT.

Capacidad y escalabilidad

Como ya vimos, uno de los requisitos esenciales para LPWAN es admitir una gran cantidad de dispositivos conectados simultáneamente. Muchas aplicaciones requieren soporte para más de 100 mil dispositivos de manera escalable. La escalabilidad se refiere a la capacidad para crecer sin problemas desde una red de pequeña cantidad de dispositivos a una gran red de diferentes y nuevos dispositivos, con nuevas aplicaciones y funciones sin comprometer la calidad y el suministro de los servicios existentes.

Dado que los dispositivos finales en redes LPWAN tienen pocas capacidades computacionales y de potencia, los dispositivos de red, como puertas de enlace y estaciones de acceso, también desempeñan un papel fundamental en la mejora de la escalabilidad.

En ese aspecto, NB-IoT y LTE-M ofrecen la ventaja de una escalabilidad muy alta, permitiendo la conectividad de hasta 100K dispositivos finales por celda en comparación con 50 K por celda en Sigfox y LoRa, que no son pocos.

No hay que dejar de lado que la transmisión de datos se hace a través de recursos de radio limitados y, a menudo, compartidos. Un número tan grande de dispositivos puede generar cuello de botella en el acceso a los medios o una gran interferencia y, por lo tanto, una degradación sustancial del rendimiento de la red.

Rango y cobertura

Tanto Sigfox como LoRa tienen como ventaja su rango ya que son capaces de alcanzar los 40 km y 20 km respectivamente, en áreas despejadas o rurales. Por otro lado, NB-IoT y LTE-M pueden alcanzar los 10 Km, pero tienen la desventaja de que utilizan las estaciones base LTE, por lo tanto, no son adecuadas para regiones rurales o suburbanas que no tengan cobertura LTE.

La cobertura debe ser coherente con las expectativas sobre tasas de datos adaptables y tasas de error de datos administrados. El uso de la banda sub-GHz ayuda a la mayoría de las LPWAN a lograr una comunicación robusta y confiable con un presupuesto de energía más bajo, ya que las frecuencias más bajas de la banda sub-GHz tienen mejores características de propagación en comparación con la banda de 2,4 GHz. Además, las técnicas de modulación lenta utilizadas para LPWAN aportan más energía a cada bit y, por lo tanto, aumentan la cobertura. La modulación lenta también ayuda a los receptores a demodular la señal correctamente.

Eficiencia energética y Latencia.

En varias aplicaciones de LPWAN, el entorno y las limitaciones para acceder a los nodos no permiten el cambio de baterías por lo que se espera que duren más de 10 años. Además, el costo de las fuentes de batería debe ser bajo debido al gran número de nodos. La LPWAN debe funcionar con un límite de ciclo de trabajo estricto y muy bajo para

que se pueda mejorar la vida útil del nodo. Por lo tanto, el funcionamiento con potencia ultra baja es un requisito crucial para dispositivos IoT M2M alimentados.

En Sigfox, LoRa y NB-IoT, los dispositivos se mantienen en modo de suspensión la mayor parte del tiempo, lo que reduce significativamente el consumo de energía y así aumentamos la vida útil de los dispositivos. Por otro lado, tanto NB-IoT como LTE-M consumen más energía debido al protocolo asíncrono y el manejo de QoS.

En cuanto a la latencia, en muchos casos, es posible que no sea determinante el tiempo entre conectarse a una red y enviar un mensaje. Un dispositivo puede comunicarse en tiempo real o puede recopilar información y enviar un paquete a la nube en intervalos. En estos y como en nuestro caso, obtienen los mismos beneficios con altas o bajas Latencias.

LTE-M, NB-IoT y LoRa clase C ofrecen baja latencia, por lo que para aplicaciones que requieren baja latencia son las mejores opciones, destacándose para aplicaciones en tiempo real LTE-M, que es por lejos la mejor opción.

Por otro lado, Sigfox, LoRa clase A y B. tienen latencias altas, pero para aplicaciones como la que buscamos en el proyecto, que es insensible a la latencia y no tiene una gran cantidad de datos para enviar, Sigfox y la clase A de LoRa son las mejores opciones. contribuyendo a que sean energéticamente eficientes y de bajo consumo.

Costo

Para calcular el costo, se debe tener en consideración: el costo del espectro (licencia), el costo de la red/implementación y el costo del dispositivo.

Las aplicaciones LPWAN son particularmente sensibles tanto al costo de los dispositivos como al de operación debido a la gran cantidad de dispositivos involucrados que impone importantes restricciones.

Los módulos NB-IoT tiene menores costos que los de otras tecnologías de comunicación (como 3G, 4G, GPRS...) y también de LTE-M. Este costo está, actualmente, alrededor de los 10 dólares y se espera que baje entre 5 y 7.

SigFox y LoRa son más económicos en comparación con NB-IoT y LTE-M, ya que utilizan el espectro libre y el hardware también es más económico en comparación con NB-IoT. En el caso de SigFox se requiere una suscripción por dispositivo, el costo estimado son 2.5 dólares por año, por unidad con 50 mensajes diarios.

En cuanto el costo de LoRa, es el que lleve montar la infraestructura propia ya que se ahorran los costos de servicio. La capacidad de actualización del software sin cambiar el hardware es un atributo clave, como es el caso de los módulos LoRa con su OTA (Over the Air Programming). Además de que se admita la escalabilidad, y que la instalación y el mantenimiento de dichos dispositivos sean sencillo para que sea rentable. También el diseño de dispositivos de pequeño tamaño y baja complejidad se convierte en un requisito esencial para manejar el costo del gran número.

Detalles adicionales

Calidad del servicio y Longitud de carga útil

En algunas aplicaciones, es posible que se requiera de mensajes prioritarios, con la gran cantidad de dispositivos activos, existe la posibilidad de un requisito de acuerdo de nivel de servicio (SLA). Los mecanismos deben ser compatibles para la coexistencia de diferentes tipos de tráfico, la calidad de servicio requerida (QoS) y el SLA.

Dependiendo de la aplicación puede que necesite la función de comunicación en enlace ascendente o descendente, y en otras aplicaciones soporte de movilidad de dispositivos, lo que requerirá estar conectado en cualquier lugar garantizando un servicio sin interrupciones en movimiento.

NB-IoT y LTE-M ofrecen espectro con licencia y protocolo de comunicación síncrono basado en LTE, que son óptimos para QoS. Por otro lado, Sigfox y LoRaWAN emplean espectro sin licencia y protocolo de comunicación asíncrono, lo que produce que no puedan ofrecer la misma QoS de NB-IoT y LTE-M. Por tanto, NB-IoT y LTE-M son preferibles para aplicaciones que requieran calidad de servicio garantizada, mientras que las aplicaciones como las que se buscan en el proyecto, que no tienen esta restricción alcanza con elegir LoRa o Sigfox en este aspecto.

En cuanto a la carga útil, NB-IoT permite la transmisión de datos de hasta 1600 bytes. LoRa permite enviar un máximo de 243 bytes de datos, 20 veces lo que Sigfox, que propone la longitud de carga útil más baja de solamente 12 bytes, lo que limita su utilización en varias aplicaciones de IoT que necesitan enviar grandes tamaños de datos.

Implementación

Las especificaciones NB-IoT y LTE-M se lanzaron en junio de 2016; por lo tanto, se necesitará tiempo adicional antes de que se establezca su red. Sin embargo, los ecosistemas Sigfox y LoRa están maduros y ya se están comercializando en varios

países y ciudades. Esto supone un factor muy limitante a la hora de poder elegir un tipo de tecnología. Hay que tener en cuenta las zonas en las que existe infraestructura y redes activas de cada una de las tecnologías LPWAN.

Los requisitos de seguridad para los dispositivos LPWAN son particularmente estrictos debido al gran número, vulnerabilidades y simplicidad de los dispositivos. Es necesario poder manejar ataques de código malicioso, manejar la piratería en dispositivos y sistemas LPWAN, y administrar escuchas, ataques de rastreo y ataques de denegación de servicio. También es importante proteger la identidad del dispositivo y la privacidad de su ubicación del público.

Como un resumen de las tecnologías de IoT antes mencionadas a continuación se comparan las características más significativas en el siguiente gráfico radial de la Figura 1.10:

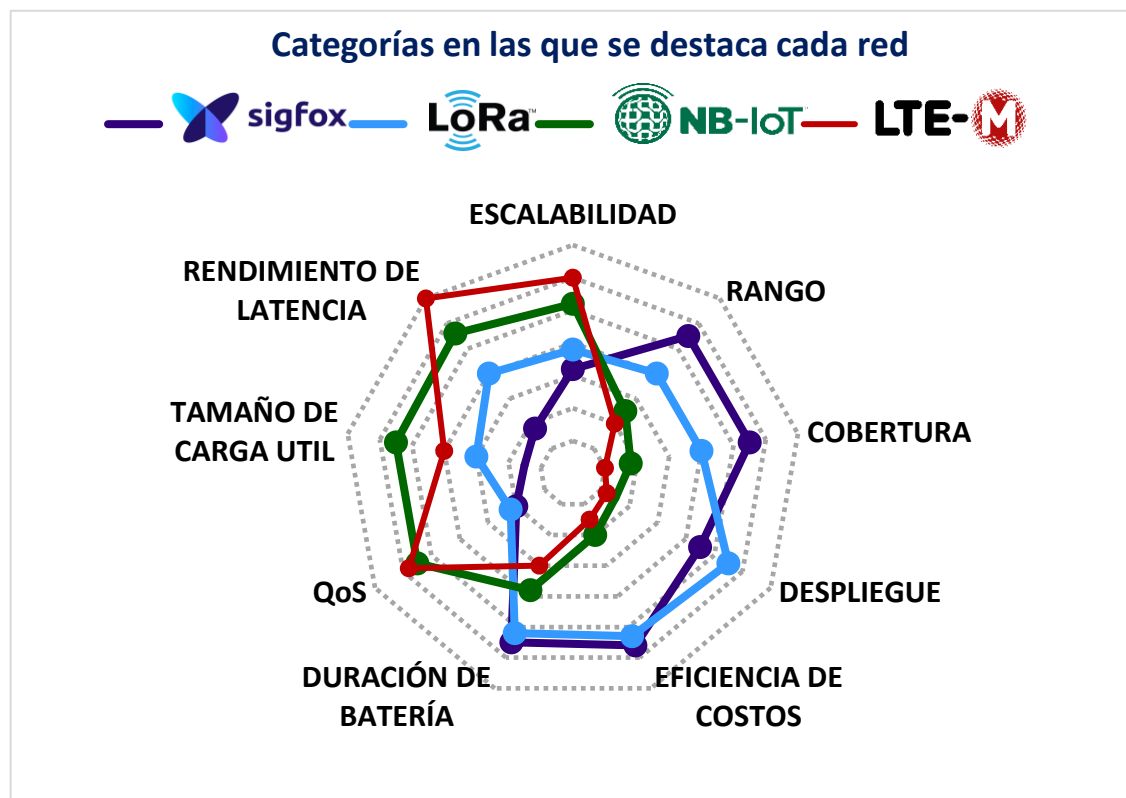


Figura 1.10 - Características más significativas en tecnologías LPWAN IoT.

IoT directo a satélite

IoT abarca desde redes de sensores y celulares de corto y medio alcance (1 a 10 km) que proporcionan servicios de alta y baja velocidad de datos (0,1 a 100 Mbps), hasta tecnologías Low Power Wide Area (LPWA), componente crucial de IoT, en aplicaciones como agricultura, redes inteligentes de distribución de energía eléctrica, monitoreo ambiental, la gestión de emergencias y otras en donde es necesario transmitir pequeñas cantidades de información largas distancias (hasta 100 km, a <50 Kbps), La Figura 1.11 muestra dónde se encuentra la red IoT directo a satélite con respecto a otro tipo de redes, por lo que en este gráfico vemos en el eje-x el rango de las comunicaciones, a que distancia se encuentran los nodos respecto de una estación terrena o puerta de enlace (Gateway). Y en el eje-y tenemos el ancho de banda (Bandwith) o la velocidad de datos (Data Rate) para ser más precisos.

En el rango más corto normalmente tenemos las redes de área personal inalámbricas (WPANs), redes de sensores inalámbricos WSN, redes máquina a máquina M2M y otras de corto alcance.

De rango algo mayor, pero con más de ancho de banda o más datos que las anteriores tenemos las redes de Wi-Fi de estándares 802.11, así como redes celulares UMTS (3G) o LTE (4G), etc.

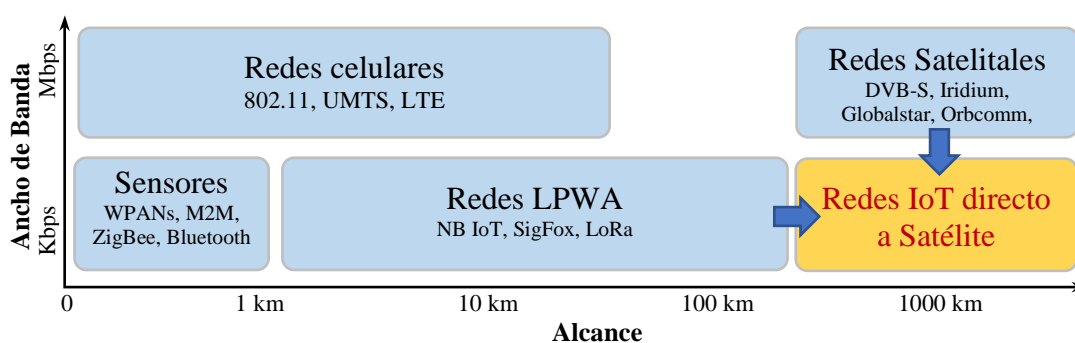


Figura 1.11 - Ancho de banda requerido frente a capacidad de alcance para ecosistema IoT.

Luego como una tercera área interesante, vemos las redes de área amplia y baja potencia, (LPWA) que intentan extender el rango mientras se mantiene una eficiencia bastante buena en términos de potencia, donde encontramos protocolos como LoRa, SigFox y NB-IoT que logran esta cobertura de área amplia y baja potencia a expensas de la velocidad de datos y también de cierta tolerancia de demora (latencia); donde

estamos hablando de a decenas de kilómetros, dependiendo del protocolo y de la configuración.

Moviéndonos hacia la derecha en la figura, hacia el dominio de los satélites, donde nuestra puerta de enlace estará a más de 500 kilómetros alejada de los nodos, en el caso de órbita baja (LEO), hoy en día existen servicios de mayor ancho de banda desde las redes de satélites, como Iridium, Orbcomm, Globalstar [1] [2] [3], entre otras. La mayoría de ellos evolucionaron básicamente de servicios de voz y ahora brindan, entre otros, servicios de Internet. En la mayoría de los casos, estos son protocolos propietarios que es lo opuesto de lo que estamos buscando para redes IoT directas a Satélite.

En comparación con los satélites geoestacionarios (36.000 km), los satélites de órbita terrestre baja (LEO), que orbitan entre 160 a los 2000 km de altura, pueden establecer enlaces con dispositivos en la superficie con balances de energía y retrasos de ida y vuelta reducidos. Sin embargo, la dinámica de las órbitas cercanas a la Tierra exige constelaciones de varios satélites LEO para lograr una cobertura continua.

Los servicios de IoT satelital pueden utilizar los satélites LEO de dos formas, como se muestra en la Figura 1.12(a), donde son enlaces intermedios (backhaul) transmitiendo la información desde gateways, desplegados en la superficie terrestre, hacia estaciones de recepción de datos. Otra opción más atractiva pero desafiante implica un IoT directo a satélite (DtS-IoT), donde los dispositivos IoT estándar, esto es, no específicos para comunicación satelital, transmiten los datos directamente al satélite que pasa, Figura 1.12(b). Este segundo enfoque motiva que se trabaje en los protocolos para enlace directo a satélite como también al aprovechar las características de los protocolos LPWA existentes favorece la interoperabilidad con la infraestructura existente.

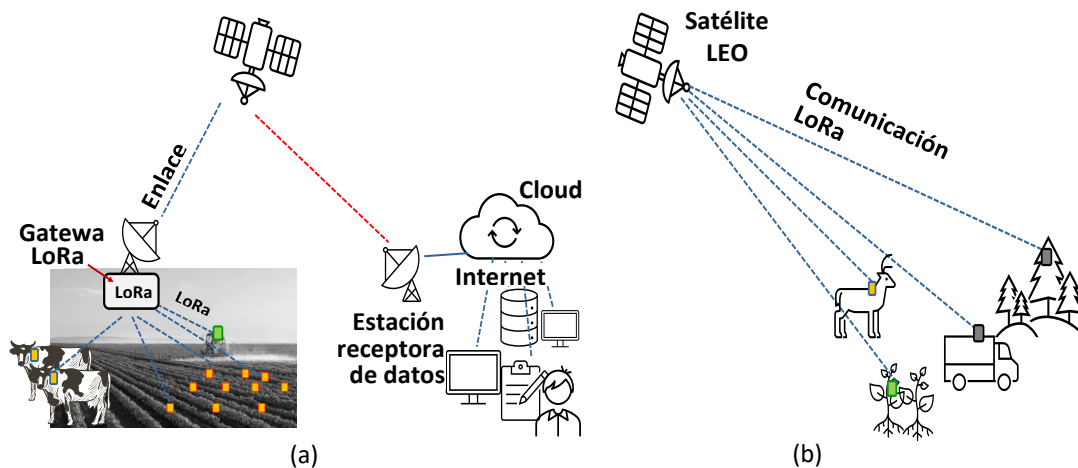


Figura 1.12 - Posibles variantes en IoT Satelital. a) Satélite como backhaul en la red IoT. b) IoT directo a satélite.

ELECCIÓN DE TECNOLOGÍA Y PARÁMETROS INICIALES DEL PROYECTO

Elección de tecnología IoT.

Con todo lo visto anteriormente, es posible concluir que la tecnología que se adapta mejor a nuestro proyecto dentro de la categoría LPWAN es la tecnología LoRa y su protocolo LoRaWAN (Apéndice 3).

Si bien LoRaWAN presenta un largo alcance, pudiendo alcanzar fácilmente los 20 km en lugares despejados a nivel terrestre, en los últimos 5 años, el récord mundial de la distancia máxima que puede recorrer un paquete de datos LoRaWAN se ha roto varias veces. El último récord mundial fue 832 km (517 millas) establecido el 16 de abril de 2020 [47], y el nuevo récord es de 730,360 km (453,824 millas), establecido el pasado 21 de noviembre de 2021 [48], cuando un equipo de científicos europeos logró transmitir un mensaje a más de 730,360 km a la Luna y viceversa.

LoRaWAN Cuenta con Geolocalización [49], Permitiendo rastrear aplicaciones sin consumir energía adicional o depender del GPS. Es de estándar abierto, por lo tanto, es ideal para implementaciones de IoT porque permite la interoperabilidad entre dispositivos.

A su vez, las limitaciones de envíos y recepciones de mensajes están determinadas por el desarrollador del sistema, así como también puede estarlo la administración y despliegue de la infraestructura de la red.

Presenta también, como ya vimos, ventajas en términos de duración de batería (Bajo consumo de energía), implementación y quizás la característica más importante para

este proyecto es el bajo costo, ya que las implementaciones de LoRaWAN IoT requieren bajas inversiones y adicionalmente, tienen bajos costos de instalación y mantenimiento.

Hoy en día existen varios fabricantes de chips LoRa, por lo que ya no es una desventaja el hecho de que había un único fabricante de chips (Semtech). A pesar de que la tecnología de modulación LoRa es propietaria y relativamente nueva, los chips que implementan la tecnología LoRa pueden ser incorporados en la construcción de dispositivos debido a que los fabricantes proveen la documentación necesaria.

Finalmente, los ejemplos de éxito en empresas como Lacuna, Fleet, Kinéis, Kepler y Astrocast [9] [10] [11] [12] [13], las cuales están desplegando constelaciones de satélites LEO específicas para IoT utilizando LoRa. Así como también la Empresa local especializada en satélites está siguiendo esta vía, incluso ha llegado a realizar pruebas de comunicaciones de onda continua en protocolo LoRa (915 MHz) entre un Satélite y una estación terrestre.

LoRaWAN IoT ha demostrado un gran potencial y, por lo tanto, se está convirtiendo lentamente en el estándar para la comunicación de largo alcance entre varios nodos de IoT. Los dispositivos LoRaWAN IoT seguirán ganando popularidad y su integración en satélites conducirá a una nueva era de redes inteligentes.

Parámetros iniciales del proyecto.

Parámetros LoRa.

Tres parámetros principales pueden modificarse en la modulación LoRa: ancho de banda BW, factor de dispersión SF y tasa de codificación CR. Es posible optimizar la modulación LoRa variando estos tres parámetros que determinan la tasa de bits, resistencia a la interferencia del ruido y el tiempo que se ocupa el canal en cada transmisión respectivamente, estos se detallan en el Apéndice 3.

A partir de estos tres parámetros clave, que pueden elegirse, se calculan otros parámetros del enlace [55], que se definen a continuación:

$$\text{Tasa de codificación } CR = \frac{4}{4 + C_r} \quad \text{donde } C_r = \{1,2,3,4\}$$

$$\text{Factor de dispersión: } SF = \log_2(2^{SF}) \text{ [símb/bit]}$$

$$\text{Chirps por simbolo} = 2^{10} = 1024 \text{ [chirp/s]}$$

$$\text{velocidad de simbolo: } R_s = \frac{Bw}{2^{SF}} \text{ [símb/s]}$$

$$\text{Duración de un símbolo: } T_s = \frac{2^{SF}}{Bw} \text{ [ms/símb]}$$

$$\text{Duración 1 Byte} = 8 \cdot T_s \text{ [ms/Byte]}$$

$$\text{Velocidad de datos: } R_b = \frac{SF}{T_s} = \frac{SF \cdot Bw}{2^{SF}} \text{ [bps]}$$

$$\text{Velocidad de datos Nominal: } R_b \cdot CR \text{ [bps]}$$

Se realizaron los cálculos con las especificaciones para LoRaWAN en América, donde la banda ISM utilizada es de 902 – 928 MHz, La potencia de salida máxima en dicha banda es 30 dBm, pero para la mayoría de los dispositivos +20 dBm es suficiente. Según la FCC, no hay limitaciones de ciclo de trabajo, pero hay un tiempo máximo de permanencia de 400 ms por canal [44].

Los canales elegidos fueron, el canal 63 (914.9 MHz) para enlace ascendente de ancho de banda 125 kHz y el canal 0 (923.3 MHz) para enlace descendente de ancho de banda de 500 KHz [43].

De los seis factores de dispersión disponibles (SF7... SF12), se optó por utilizar un factor de dispersión SF=10 (máximo para enlaces en América [43] [45] [46]) Debido a que cuanto mayor sea el factor de dispersión utilizado, aumenta la sensibilidad del receptor LoRa mejorando el rango y el balance del enlace del receptor, como contraparte, aumenta el tiempo del símbolo (en consecuencia, se ocupa más tiempo el canal).

Este factor debe ser el mismo para todos los enlaces, ya que diferentes factores de dispersión (SF) son ortogonales entre sí [55]. El SF también incide en la tasa de bits efectiva y la inmunidad a la interferencia por ruido en la detección, como también en la relación señal/ruido resultante (SNR) requerida en la entrada del receptor.

Con nuestras especificaciones LoRa puede demodular hasta señales que estén -15dB por debajo del piso de ruido ($SNR = -15dB$) [55]. La razón de código (CR) elegida es 4/5, que es la mayor proporción de bits transmitidos que realmente llevan información. Los parámetros de los enlaces según las condiciones elegidas son los que se muestran en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2 - Parámetros para enlace LoRa calculados.

Parámetro	Enlace ascendente	Enlace descendente
Ancho de Banda Bw . (KHz)	125	500
Factor de dispersión SF . (símb/bit)	10	10
Tasa de Codificación CR .	4/5	4/5
Chirps por símbolo.	1024	1024
Velocidad de símbolo. (símb/s)	122	488
Duración de 1 símbolo T_s . (ms)	8.16	2.05
Duración de 1 Byte. (ms)	65.28	16.4
Velocidad de datos R_b . (bps)	1220.7	4882.81
Velocidad de datos Nominal. (bps)	980	3900
Mínimo SNR en demodulador LoRa. (dB)	-15	-15
Tiempo en Aire para 11 Bytes. (ms)	370.7	92.7

Polarización

Para el diseño de la antena, se utilizó polarización lineal, debido a que es la polarización con la que un parche rectangular radia los campos naturalmente, sin tener modificaciones. Sin embargo, es posible dotarlo de polarización circular mediante distintos métodos, como son modificando su geometría, alimentándolo con dos modos ortogonales en cuadratura y mediante ranuras, tal como se aprecia en la Figura 1.. Su implementación no será parte de este trabajo.

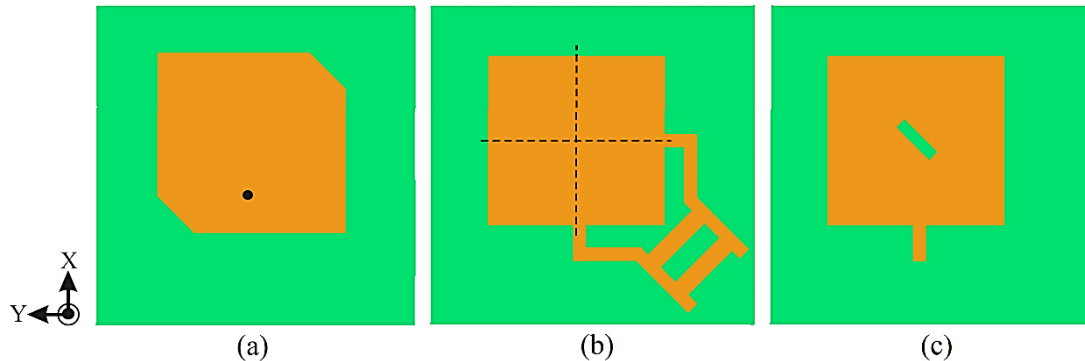


Figura 1.13 – Métodos para obtener polarización circular en Antena de parche. a) Truncado de esquinas, (b) Alimentación dual de modos ortogonales y (c) Ranura central a 45°.

La mayoría de los nodos finales utilizan polarización vertical, ya que esta se usa con mayor frecuencia cuando se desea emitir una señal de radio en todas las direcciones, como en unidades móviles. También funciona bien en los suburbios o en el campo, especialmente donde hay colinas. Como resultado, actualmente la mayoría de las comunicaciones bidireccionales tierra-tierra en el rango de frecuencia superior a 30 MHz utilizan polarización vertical.

Las antenas con polarización circular normalmente son más costosas y difíciles de lograr que las antenas con polarización lineal. Sin embargo, también se utilizan en nodos LoRa.

Las señales transmitidas por satélite se pueden polarizar en una de cuatro formas diferentes: lineal (horizontal o vertical) o circular (hacia la izquierda o hacia la derecha). Los satélites FSS (Fixed-satellite service), usan polarización horizontal y vertical, mientras que los satélites DBS (Direct Broadcast Satellite), como los que se utilizaran en este trabajo, usan polarización circular izquierda y derecha.

Ambas polarizaciones tienen sus ventajas y desventajas. Las antenas de polarización lineal son ampliamente usadas debido a su simplicidad estructural, que puede ser tan sencilla como un simple trozo de cable. Estas antenas suelen ser pequeñas, baratas y fáciles de reparar.

La polarización lineal es ideal cuando el tamaño de la antena, su peso y su resistencia son consideraciones importantes como en este proyecto. Además, en general, la polarización lineal es buena para comunicaciones de larga distancia, en el exterior y sin obstáculos, ya que toda la energía se haya concentrada en un solo plano.

La ventaja en cuanto al alcance es contrarrestada por su sensibilidad a interferencias multipath (por rebotes de la señal), pero para las aplicaciones que tendrá la antena del proyecto, esto no será un problema. Otra posible desventaja que sí debe considerarse es que, para una intensidad máxima de la señal, las polarizaciones de cada antena en el sistema, transmisora y receptora, deben estar correctamente alineadas y esto es casi imposible de lograr si ambas antenas tienen polarización lineal. Esto se debe a que la polarización de una onda de radio con polarización lineal gira cuando la señal pasa a través de la ionosfera. Además, debido al constante cambio de posición del satélite con respecto a los nodos. La polarización circular ayuda a recibir una mejor señal independientemente de estas anomalías. En conclusión, la mejor antena para nuestro proyecto sería aquella que tenga polarización circular y que además permita el cambio entre izquierda y derecha.

Finalmente, Para los cálculos del proyecto se consideró que una de las dos antenas tiene polarización circular y la otra lineal (vertical), con lo cual en el peor caso se degradará la señal hasta 3 dB, con una desalineación de la polarización de 45 grados.

PRESUPUESTO DEL ENLACE SATELITAL

Introducción:

El presupuesto del enlace evalúa la factibilidad del enlace de comunicaciones, en este caso, para el enlace directo entre un dispositivo LoRa terrestre estándar y un satélite LEO. En este estudio se consideraron diferentes configuraciones, obteniendo la potencia recibida y la relación Señal-Ruido (SNR) para el enlace ascendente y para el enlace descendente. La potencia recibida se compara con la sensibilidad de cada SF.

Para los cálculos del estudio se utilizan los parámetros del Satélite ÑuSat-22 (Sofya) [70] que está orbitando en LEO con una órbita circular (es decir, excentricidad de 0°) a una altitud orbital media: (h) de 530 km . No se tuvo en cuenta la inclinación del plano orbital, ya que la distancia entre el satélite y el dispositivo terrestre es la misma para cualquier inclinación.

Presupuesto de Enlace

Un sistema de comunicación básico se muestra en la Figura 1., consiste en dos radios, cada uno con su antena y separados por el trayecto a ser cubierto, La señal experimenta ganancias y pérdidas en su potencia (dB) tanto del lado Transmisor como Receptor además de pérdidas a lo largo del trayecto.

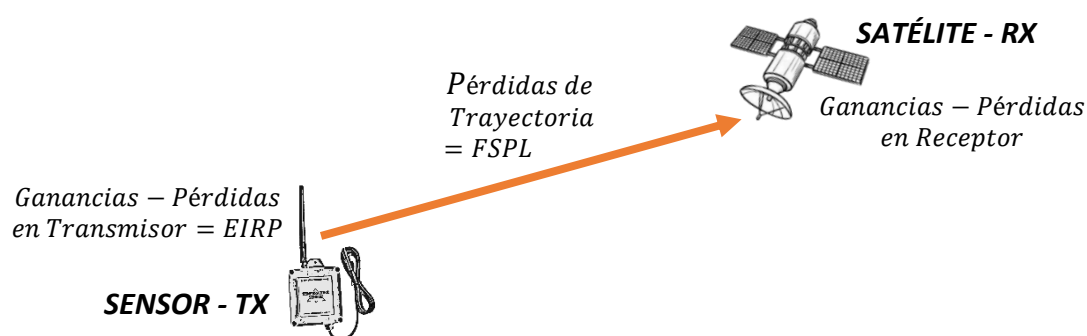


Figura 1.14 - Diagrama de bloques de un enlace satelital.

$Ganancia \text{ Total} - Pérdida \text{ de Trayectoria} = Nivel \text{ de la Señal en extremo Receptor}$

La viabilidad de una comunicación exitosa entre el transmisor y el receptor requiere que la potencia de la señal recibida sea mayor o igual a la sensibilidad del receptor, la diferencia se llama *margen de enlace*. Este valor debe ser $> 0,0 \text{ dB}$ para que el enlace funcione, pero tiene que estar por encima de un cierto nivel mínimo para que la comunicación pueda ser confiable. Un valor objetivo debe ser de aproximadamente 10 dB para un sistema de bajo costo, 6 dB para un sistema profesional y 3 dB para un sistema de espacio profundo [71].

El que las señales puedan o no ser transmitidas entre los radios va a depender de las características de los equipos y de la disminución de la señal debido a la distancia, lo que se llama *pérdida de trayectoria*. En el sistema algunos parámetros pueden ser modificados (equipos utilizados, modulación de la señal, antenas, cables y conectores, por ejemplo) mientras que otros permanecen fijos o dentro de rangos que no podemos cambiar (la distancia y características físicas o meteorológicas del trayecto entre los dispositivos).

Los cálculos de los parámetros utilizados para realizar distintos balances del enlace LoRa directo a satélite se detallan en el Apéndice 2. A modo de resumen se muestran los resultados del peor caso calculado para enlace ascendente en la Tabla 1.3.

Tabla 1.3 - Parámetros iniciales del enlace LoRa directo a Satélite.

Parámetros de partida para cálculo de balance en enlace satelital		
Parámetros	Enlace ascendente	Enlace descendente
Potencia de Salida del transmisor. (P_{Tx})	20 dBm	33 dBm
Pérdidas totales en línea de transmisión del transmisor. (L_{tTx})	1.1 dB	2.2 dB
Ganancia de la antena del dispositivo terrestre. (G_{aTx})	0.5 dBi	8 dBi
Pérdida de apuntamiento de la antena del transmisor. (L_{apTx})	7.6 dB	3 dB
Pérdida de polarización en antena del transmisor. (L_{pol})	3 dB	3 dB
Pérdida por propagación FSPL (ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$). (L_p)	156.6 dB	156.6 dB
Pérdidas por absorción de la atmósfera. (L_g)	1.1 dB	1.1 dB
Pérdidas ionosféricas. (L_i)	0.4 dB	0.8 dB
Pérdidas por lluvia. (L_r)	0 dB	0 dB
Pérdida de apuntamiento de la antena del receptor. (L_{apRx})	3 dB	7.6 dB
Ganancia de la antena del receptor. (G_{aRx})	8 dBi	0.5 dBi
Pérdidas totales en la línea de transmisión del receptor. (L_{Rx})	2 dB	1.7 dB
Temperatura de ruido del sistema en enlace. (T_s)	266 °K	519 °K
Tasa de bits. (R)	980 bps	3900 bps
Ancho de banda del canal. (Bw)	125 KHz	500 KHz
Frecuencia de trabajo. (f)	914.9 MHz	923.3 MHz
Método de modulación/demodulación.	FSK Coherente	FSK Coherente
..0Resultados y parámetros obtenidos	Enlace Ascendente	Enlace Descendente
Potencia Isotrópica Radiada Efectiva. ($EIRP$)	-10.6 dBW	8.8 dBW
Nivel de Señal Isotrópica. (señal recibida)	-179.3 dB	-155.7 dB
Relación de ganancia a temperatura de ruido del sistema (G/T_s)	-18.2 dBK ⁻¹	-28.4 dBK ⁻¹
Densidad de potencia de señal a ruido. (S/N_o)	28.1 dBHz	36.9 dBHz
Relación entre energía por bit y densidad de ruido. (E_b/N_o)	-1.8 dB	1.0 dB
Margen del enlace.	-13.3 dB	-10.0 dB
Sensibilidad del receptor LoRa. (S_{Rx})	-132.2 dB	-126.0 dB

CAPÍTULO 2. ANTENAS Y TECNOLOGIAS IMPLICADAS

Esta sección describe una breve introducción a los fundamentos de la propagación de ondas, seguido de la funcionalidad básica de las antenas, los distintos tipos, sus importantes características generales y sus parámetros asociados.

DEFINICIÓN

El diccionario de la lengua española define una antena como "Dispositivo de los aparatos emisores o receptores que, con formas muy diversas, sirve para emitir o recibir ondas electromagnéticas". Las definiciones estándar de términos de IEEE para antenas (IEEE Std.145 - 2013) define antena como "La parte de un sistema de transmisión o recepción que está diseñada para irradiar o recibir ondas electromagnéticas" [61].

Las antenas son dispositivos, diseñados con el objetivo de transformar señales de radio frecuencia, generadas por corrientes alternas que pasa por un conductor, guía de onda u otro canal, a ondas electromagnéticas que se propagan hacia el espacio libre, es decir, transforman energía eléctrica en ondas electromagnéticas y viceversa.

La antena es un elemento importante en cualquier sistema de radio, es una pieza fundamental en cualquier sistema de comunicación y, por lo tanto, el rendimiento general está significativamente influenciado por el rendimiento de las antenas de transmisión y recepción.

RADIACIÓN. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Radiación, ondas y el espectro electromagnético

La *radiación electromagnética* se produce al combinar campos eléctricos y magnéticos oscilantes, que se propagan a través del espacio transportando energía de un lugar a otro en forma de ondas sinusoidales llamadas *ondas electromagnéticas*. Estas señales se propagan a través del espacio libre transportando energía con los campos eléctricos y magnéticos que varían sus amplitudes a una velocidad específica. Su frecuencia se mide en hercios (Hz). El rango de señales electromagnéticas que abarca todas las frecuencias se denomina espectro electromagnético.

Todas las señales eléctricas y electrónicas que irradian al espacio libre entran en el espectro electromagnético. La Figura 2.1 muestra todo el *espectro electromagnético*,

dando tanto la frecuencia como la longitud de onda, estas dos magnitudes caracterizan a toda onda electromagnética.

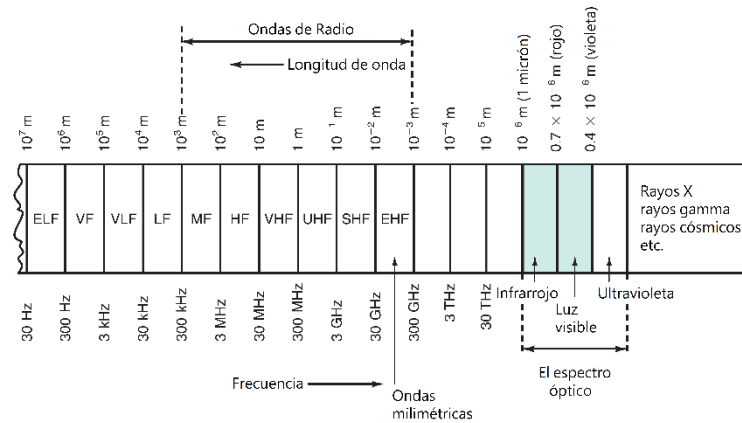


Figura 2.1 - El espectro electromagnético. [63]

La *frecuencia*, en electrónica, es el número de ciclos de una onda repetitiva que se produce en un período de tiempo determinado. Los ciclos se repiten, formando una onda continua pero repetitiva, siendo la unidad de frecuencia el hertzio (Hz).

$$f = \frac{1}{T} \quad (Hz) \quad (2.1)$$

donde T (s) es el periodo de tiempo del ciclo de la onda.

La *longitud de onda* es la distancia ocupada por un ciclo de una onda en el espacio libre, la distancia entre picos o valles adyacentes de los campos eléctricos y magnéticos que forman la onda y generalmente se expresa en metros.

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad (m) \quad (2.2)$$

donde c_0 es la velocidad de transmisión en el medio, que para ondas electromagnéticas en espacio libre es aproximadamente la velocidad de la luz, $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Las Figura 2.2 (a,b) muestran una variación de voltaje y la longitud de onda de una señal sinusoidal.

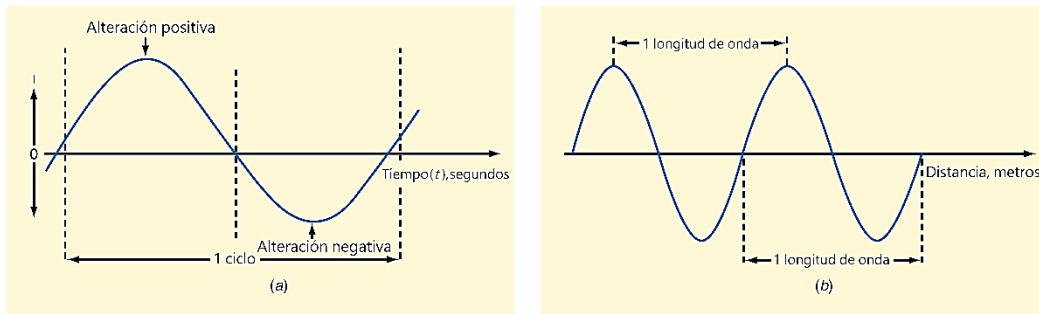


Figura 2.2 - Frecuencia y longitud de onda. (a) Un ciclo. (b) una longitud de onda. [63]

Si la longitud de onda de una señal es conocida o puede medirse, la frecuencia de la señal puede calcularse como:

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (Hz) \quad (2.3)$$

La longitud de onda tiene una relación inversa con la frecuencia, ya que, a mayor longitud de onda, menor será la frecuencia de la señal y viceversa.

Radiación en una antena

¿Cómo se logra la radiación en una antena?, ¿Cómo son los campos electromagnéticos generados por la fuente, contenidos y guiados dentro de la línea de transmisión y la antena, y finalmente “desprendidos” de la antena para formar una onda de espacio libre?

Gracias al Principio de Inducción Electromagnética, que explica cómo una corriente eléctrica fluctuante genera un campo magnético a su alrededor y, a la inversa, cómo un campo magnético cambiante puede producir una corriente eléctrica.

Podemos hacer una antena siempre que podamos hacer un arreglo para oscilar las cargas positivas y negativas. Esto se hace utilizando un conductor y aplicando señal de voltaje variable en el tiempo en su centro, logrando cargas positivas y negativas al final del conductor de distancia L, que producen un campo eléctrico, si debido al efecto de la tensión, estas cargas oscilan con velocidad variable, con aceleración y desaceleración continuas, logran el efecto de que el campo eléctrico se expanda y cierre una onda en un 1/4 de período de la señal. Luego se produce la separación y propagación del frente de onda, (este campo Eléctrico variable generará automáticamente un campo Magnético variable perpendicular al mismo), como se muestra en la Figura 2.3. La longitud de la onda producida es exactamente el doble que la longitud del dipolo $\lambda=2L$

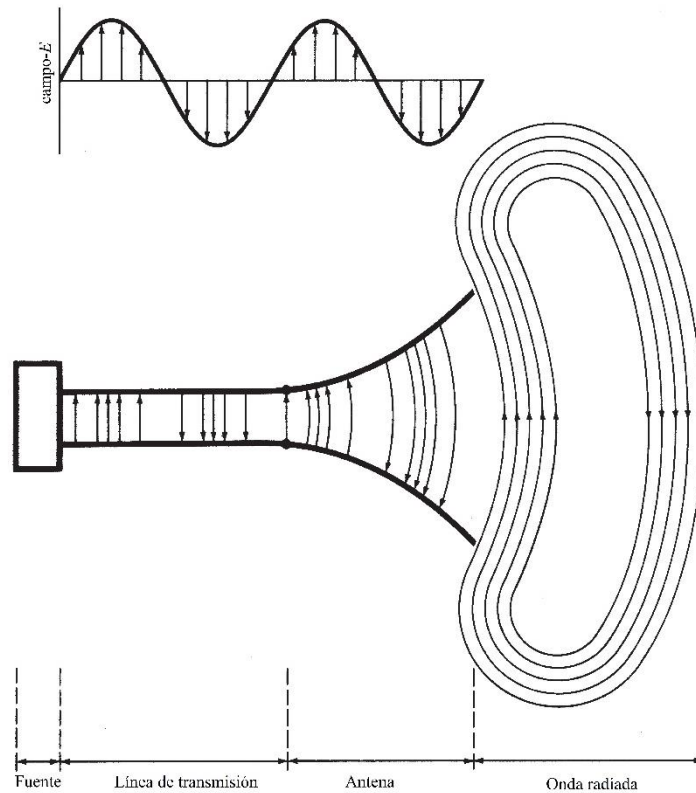


Figura 2.3 - Antena como dispositivo de transición. [68]

La frecuencia de la señal transmitida será la misma que la de la señal de Tensión aplicada. Tanto para una transmisión perfecta como para una recepción perfecta, la longitud de la antena debe ser la mitad de la longitud de la onda ($L = \lambda/2$).

El funcionamiento es reversible y puede funcionar como receptor de un campo electromagnético de propagación la golpea. A medida que varía este campo Eléctrico, hace que las cargas se muevan por el conductor logrando una señal de tensión variable en el centro de la antena. Que será la señal de salida cuando la antena funciona como receptor y tendrá la misma frecuencia que la de la señal electromagnética.

En resumen, una antena ideal es aquella que irradiará toda la potencia que le entregue el transmisor en la dirección o direcciones deseadas. En la práctica, sin embargo, estos resultados ideales no se pueden lograr, pero se pueden abordar de cerca. Se encuentran disponibles varios tipos de antenas y cada tipo puede adoptar diferentes formas para lograr las características de radiación deseadas para la aplicación particular.

Gestión del espectro, estándares y bandas de frecuencias

Desde el principio se reconoció que el espectro de frecuencias era un recurso natural valioso y finito, por lo que establecieron agencias para controlar y establecer

regulaciones para el uso del mismo. Se establecieron organismos reguladores cuya función es asignar espacio de espectro, emitir licencias, establecer estándares y vigilar las ondas de radio. En el caso de Uruguay, es la URSEC (Unidad Reguladora de Servicios de Comunicaciones) el organismo público encargado de la regulación y el control de las actividades referidas a las telecomunicaciones en Uruguay. A nivel internacional la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones), es una agencia de las Naciones Unidas con sede en Ginebra, Suiza, comprende 193 países miembros que se reúnen para promover la cooperación y negociar el uso de varias partes del espectro para evitar interferencias mutuas.

Uruguay es miembro integrante de la UIT y también es miembro de la CITEL (Comisión Interamericana de Telecomunicaciones), una entidad de la Organización de los Estados Americanos, que tiene la misión de facilitar y promover el desarrollo integral y sostenible de telecomunicaciones/tecnologías de la información y la comunicación (TIC) interoperables, innovadoras y fiables en las Américas, bajo principios de universalidad, equidad y asequibilidad. [64]

Los *estándares* son especificaciones y pautas que las empresas y las personas siguen para garantizar la compatibilidad entre los equipos de transmisión y recepción en los sistemas de comunicación. Se utilizan diversos métodos para modular, multiplexar y procesar de otro modo la información que se va a transmitir y se debe garantizar la interoperabilidad entre los equipos de distintos fabricantes. Numerosas organizaciones sin fines de lucro de todo el mundo establecen y mantienen estos estándares.

El *ancho de banda* (BW) es la parte del espectro electromagnético ocupada por una señal. También es el rango de frecuencia en el que opera un equipo de telecomunicaciones como un receptor u otro circuito electrónico, más específicamente, el ancho de banda es la diferencia entre los límites de frecuencia superior e inferior de la señal o el rango de operación del equipo. El *espectro radioeléctrico* es porción del espectro electromagnético ocupado por las ondas de radiofrecuencia, las cuales transmiten por el espacio libre (sin guía artificial). Estas ondas electromagnéticas son las que permiten las telecomunicaciones (Radio, Televisión, Telefonía móvil, Wi-Fi, Bluetooth, señal Satelital, etc.), denominadas radiocomunicaciones o comunicaciones inalámbricas. Según el reglamento de radiocomunicaciones de la UIT [65], el espectro radioeléctrico se subdivide en nueve bandas de frecuencias, designadas por números enteros, en orden creciente, con el fin de clasificación y estableciendo servicios

similares en cada las mismas bandas, evitando interferencias y permitiendo un eficiente uso y gestión del espectro, como se muestra en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 - El espectro electromagnético utilizado en la comunicación electrónica. [63]

Nombre	Frecuencia	Longitud de onda
Frecuencias extremadamente bajas (ELF)	30 – 300 Hz	$10^7 - 10^6 m$
Frecuencias de voz (VF)	300 – 3000 Hz	$10^6 - 10^5 m$
Frecuencias muy bajas (VLF)	3 – 30 KHz	$10^5 - 10^4 m$
Bajas Frecuencias (LF)	30 – 300 KHz	$10^4 - 10^3 m$
Frecuencias medias (MF)	300 KHz – 3 MHz	$10^3 - 10^2 m$
Altas Frecuencias (HF)	3 – 30 MHz	$10^2 - 10^1 m$
Frecuencias muy altas (VHF)	30 – 300 MHz	$10^1 - 1 m$
Frecuencias ultra altas (UHF)	300 MHz – 3 GHz	$1 - 10^{-1} m$
Frecuencias super altas (SHF)	3 – 30 GHz	$10^{-1} - 10^{-2} m$
Frecuencias extremadamente altas (EHF)	30 – 300 GHz	$10^{-2} - 10^{-3} m$
Infrarrojo	–	$0.7 - 10 \mu m$
El espectro visible (luz)	–	$0.4 - 0.8 \mu m$

Unidades de medida y abreviaturas

$$KHz = 1000 Hz$$

$$MHz = 1000 KHz = 1 \times 10^6 = 1,000,000 Hz$$

$$GHz = 1000 MHz = 1 \times 10^9 = 1,000,000,000 Hz$$

$$m = metro$$

$$\mu m = micrómetro = \frac{1}{1,000,000} m = 1 \times 10^{-6} m$$

Dentro de las bandas de radiofrecuencia, se encuentran las denominadas microondas, son las ondas electromagnéticas definidas, generalmente, en el rango de frecuencias entre 300 MHz y 300 GHz, es decir, longitudes de onda de entre 1 centímetro a 1 milímetro. Otras bandas de radiofrecuencia incluyen ondas de menor frecuencia y mayor longitud de onda que las microondas. Las microondas de mayor frecuencia y menor longitud de onda (en el orden de milímetros), se denominan ondas milimétricas, radiación tera hercio o rayos T.

El rango de microondas debido a que pueden atravesar la atmósfera con más facilidad y con menos interferencias que otras señales que tienen mayores longitudes de onda, es utilizado por muchos servicios de telecomunicaciones, incluyendo radio móvil, comunicaciones marítimas y aeronáuticas, radiodifusión de radio FM (88 a 108 MHz), canales de televisión, radioaficionados, TV digital UHF, comunicaciones móviles terrestres, así como para comunicaciones militares. Algunos servicios de radar y navegación. En cuanto a las frecuencias más altas (SHF) se utilizan ampliamente para comunicaciones por satélite y radar. Las redes inalámbricas de área local (LAN) y muchos sistemas de telefonía celular. [63]

En la Tabla 2.2 se incluyen, a título informativo, las designaciones más corrientes utilizadas, principalmente en el campo del radar y de las radiocomunicaciones espaciales. [66]

Tabla 2.2 - Designaciones de Bandas en rango de microondas.

Banda	Frecuencia (GHz)	Longitud de onda (cm)
P	0.2 – 1	150 – 30
L	1 – 2	30 – 15
S	2 – 4	15 – 7,5
C	4 – 8	7,5 – 3,75
X	8 – 12	3,75 – 2,5
Ku	12 – 18	2,5 – 1,67
K	18 – 27	1,67 – 1,11
Ka	27 – 40	1,11 – 0,75
V	–	0,75 – 0,10

LoRa suele operar en las bandas 433 MHz, 868 MHz y 915 MHz, por lo que la antena a diseñar operará entre de la parte inferior del rango de microondas, en la banda P, utilizando las frecuencias ultra altas (UHF) que abarcan el rango de 300 a 3000 MHz. Es una parte muy utilizada del espectro de frecuencias. Sus principales usos incluyen los canales de TV digital abierta, comunicaciones móviles terrestres, radioaficionados, así como para comunicaciones militares. Algunos servicios de teléfonos celulares, de radar y navegación también tienen bandas en este rango.

TIPOS DE ANTENAS

Existen una gran variedad de tipos de antenas, algunas se diseñan para expandir la potencia radiada, es decir, no directivas (por ejemplo: una emisora de radio comercial o una estación base de celulares), otras se diseñan para concentrar la potencia en una dirección y no interferir a otros servicios (entre estaciones de radioenlaces). Las más utilizadas son:

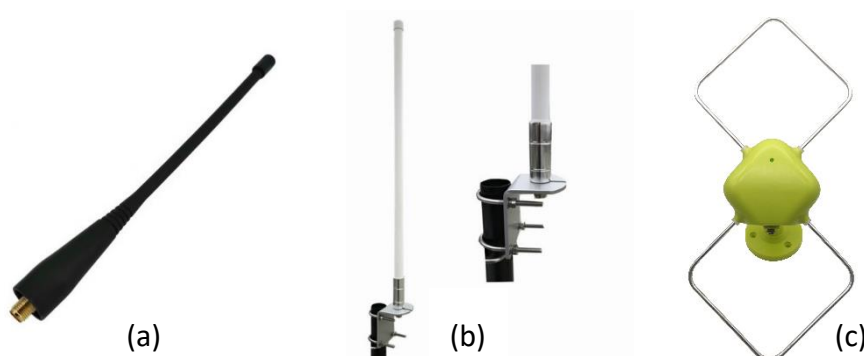


Figura 2.4 - Antenas de alambre. a) UHF, 490MHz. b) Antena exterior de Estación base LoRa, 915 MHz. c) Antena de bucle, Tv Digital - 170-860 MHz. [62]

Antenas de alambre: Son las más conocidas ya que se ven prácticamente en todas partes: en automóviles, edificios, barcos, aviones, naves espaciales, etc. Hay de varias formas como alambre recto (dipolo), hélice y bucle que puede tener distintas formas, de rectángulo, cuadrado, elipse o cualquier otra configuración. Ejemplos se muestran en la Figura 2.4.



Figura 2.5 - Antenas de apertura. a) Antena de bocina doble, multibanda 800MHz a 6GHz. b) Antena de Bocina, 4.9-6.5 GHz. [62]

Antenas de apertura: Son más recientes que las de alambre, tienen formas más sofisticadas como bocinas y aperturas de guía de ondas. Utilizan frecuencias más altas y las antenas de este tipo son muy útiles para aplicaciones de aeronaves y naves espaciales, porque pueden colocarse al ras de su recubrimiento de manera muy conveniente. Ejemplos se muestran en la Figura 2.5.

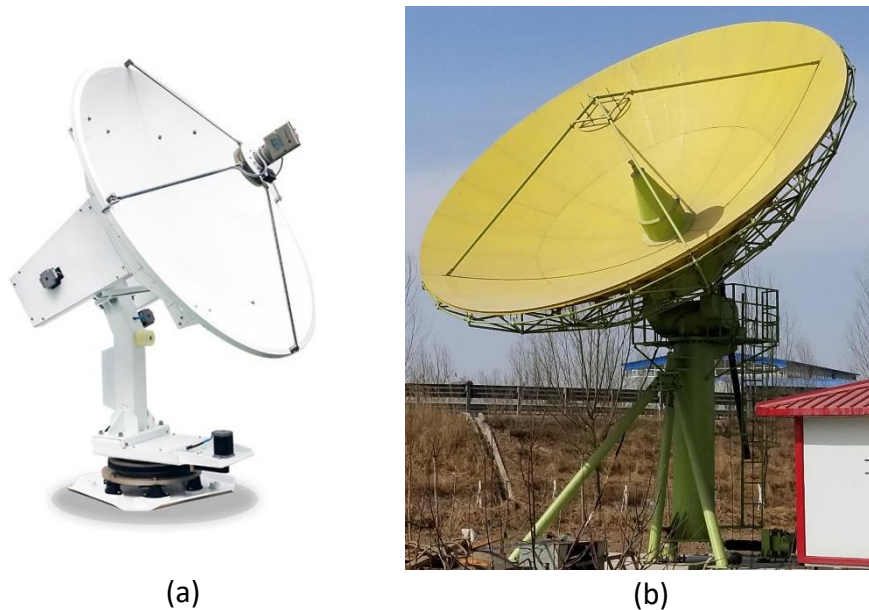


Figura 2.6 - Antenas reflectoras. a) Antena reflectora para tv inalámbrica, band KU para seguimiento satelital móvil. b) Antena reflectora parabólica, 3.7-4.2 GHz. [62]

Antenas reflectoras: Se utilizan para comunicarse a grandes distancias, (por ejemplo: en la exploración del espacio ultraterrestre), y lograr transmitir y recibir señales que viajen millones de kilómetros. Una forma muy común para tal aplicación es un reflector parabólico, que se han construido con diámetros de hasta 500 m. Otra forma de reflector, aunque no tan conocido como el parabólico, es el reflector de esquina. Ejemplos se muestran en la Figura 2.6.

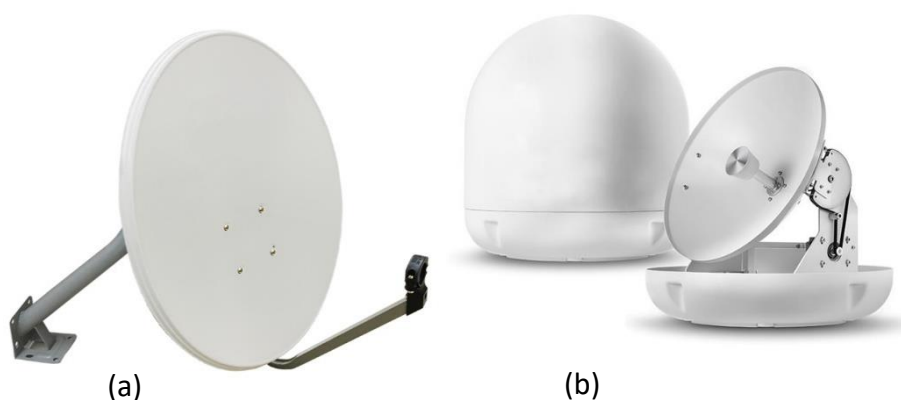


Figura 2.7 - Antenas de lente. a) Antena de lente satelital, banda KU. b) Antena de lente - plato 60cm, banda Ku. [62]

Antenas de lente: Se utilizan principalmente para concentrar la energía y evitar que se propague en direcciones no deseadas. Se utilizan en aplicaciones similares que los reflectores parabólicos, especialmente en frecuencias más altas ya que a frecuencias bajas aumentan excesivamente sus dimensiones y peso. Se clasifican según su forma geométrica o material con el que están construidas. Ejemplos se muestran en la Figura 2.7.

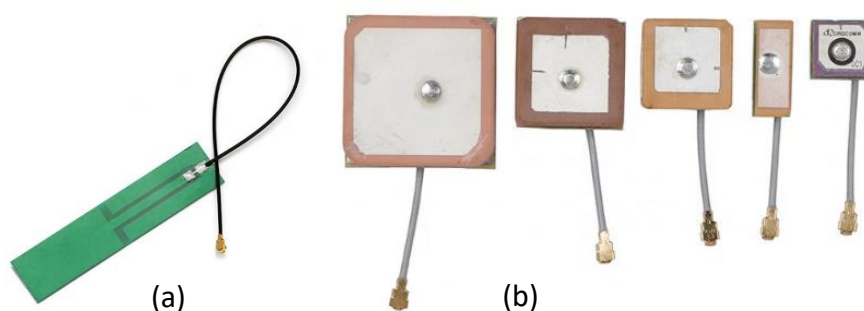


Figura 2.8 - Antenas de microcinta o parche. a) Antena de parche, GSM 2G 3G 868MHz 915MHz NB-IoT. b) Antena de parche de cerámica de 25-25-4mm, 1575-1602 Mhz, ganancia 28 dB. [62]

Antenas de microcinta o parche: Muy populares a partir de los 70's, principalmente para aplicaciones espaciales. Estas antenas se componen de un parche metálico sobre un sustrato conectado a una referencia o 'tierra'. Los parches rectangulares y circulares son los más populares debido a la facilidad de análisis y fabricación, y su buena

performance de radiación. Las antenas de microcinta son de bajo perfil, adaptables a superficies planas y no planas, sencillas y económicas de fabricar utilizando tecnología moderna de circuito impreso, mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas, muy versátiles en términos de frecuencia de resonancia, polarización, patrón e impedancia. Estas antenas se pueden instalar en la superficie de aviones, naves espaciales, satélites, misiles, automóviles e incluso dispositivos móviles. Ejemplos se muestran en la Figura 2.8.

Muchas aplicaciones requieren características de radiación que pueden no alcanzarse por un solo elemento. Sin embargo, puede ser posible utilizar varios elementos radiantes en una disposición eléctrica y geométrica (un arreglo) que dé como resultado las características de radiación deseadas. La disposición del arreglo puede ser tal que la radiación de los elementos se suma para dar un máximo de radiación en una dirección o direcciones particulares, un mínimo en otras, o de otro modo, según se desee.

PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE UNA ANTENA

Para describir el rendimiento de una antena, se necesitan definiciones de varios parámetros. Como se mencionó anteriormente, las antenas tienen la función de convertir un tipo de onda en otra, y la dirección de la conversión no tiene importancia, por tanto, la antena transmisora y receptora se pueden mirar de la misma manera (principio de reciprocidad), y los parámetros a describirse son igualmente válidos para la transmisión y la recepción. Algunos de los parámetros están interrelacionados y no es necesario especificar todos para una descripción completa del rendimiento de la antena.

La gran mayoría de los parámetros dependen de la posición en el espacio, por lo que se definen *Radián* y *Estereorradián*: La medida de un ángulo plano es radianes. Un radián se define como el ángulo plano que teniendo su vértice en el centro de una circunferencia de radio r , le corresponde un arco de longitud igual a r de la circunferencia, Figura 2.10. Dado que la circunferencia de un círculo de radio r es $C = 2\pi r$, hay 2π rad ($2\pi r/r$) en un círculo completo.

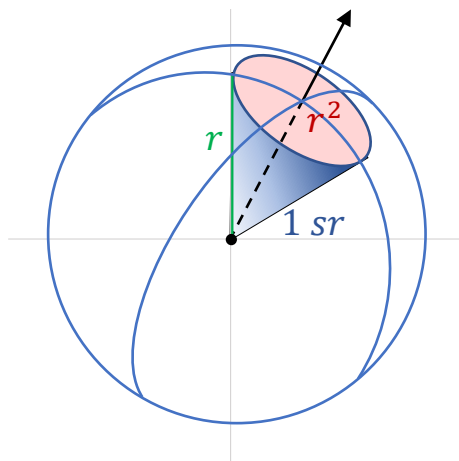


Figura 2.10 - Un ángulo sólido de 1 estereorradián.

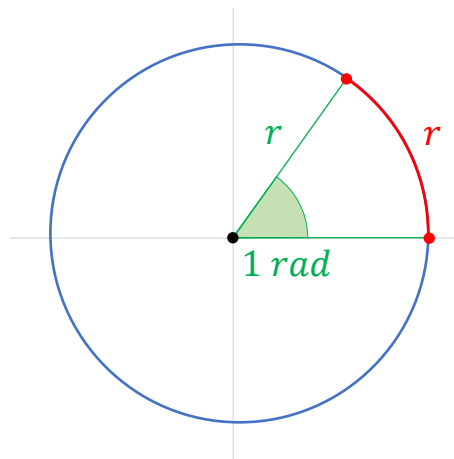


Figura 2.10 - Ángulo de 1 radián.

La medida de un ángulo sólido es un estereorradián. Un estereorradián se define como el ángulo sólido que teniendo su vértice en el centro de una esfera de radio r , le corresponde un área de superficie esférica igual a r de la circunferencia, Figura 2.10. que está subtendida por un área de superficie esférica igual a r^2 . Dado que el área de una esfera de radio r es $A = 4\pi r^2$, hay 4π sr ($4\pi r^2/r^2$) en una esfera cerrada.

El área infinitesimal dA en la superficie de una esfera de radio r , está dada por:

$$dA = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (m^2) \quad (2.4)$$

Por lo tanto, el elemento infinitesimal del ángulo sólido $d\Omega$ de una esfera se puede escribir como:

$$d\Omega = dA/r^2 = \sin\theta d\theta d\phi \quad (sr) \quad (2.5)$$

Patrón de radiación

El *patrón de radiación* es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En general, se determina en la región de campo lejano y se representa en función de las coordenadas direccionales.

Las propiedades de la radiación incluyen intensidad de radiación, directividad, fuerza de campo, fase o polarización. Y la que más preocupa es la distribución espacial bidimensional o tridimensional de la energía radiada en función de la posición del observador a lo largo de una trayectoria o superficie de radio constante.

Densidad de potencia radiada

La *densidad de potencia radiada* se define como la potencia por unidad de superficie transportada por una onda electromagnética en una determinada dirección que viene dada por la componente del vector de Poynting ($\vec{S}(x, y, z)$) en esa dirección.

Si $\vec{E}(x, y, z)$ y $\vec{H}(x, y, z)$ son los campos eléctrico y magnético de la onda, el vector de Poynting instantáneo se define como:

$$\vec{S}(x, y, z) = \vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z) \quad (2.6)$$

Dado que el vector de Poynting es una densidad de potencia, la potencia total que atraviesa una superficie cerrada se puede obtener integrando la componente normal del vector de Poynting sobre toda la superficie. En forma de ecuación:

$$P = \oiint_S \vec{S} \cdot d\vec{s} = \oiint_S \vec{S} \cdot \hat{n} da \quad (2.7)$$

donde P es la potencia total instantánea (W), \hat{n} es el vector unitario normal a la superficie y da el elemento de área infinitesimal de la superficie cerrada (m^2)

Luego el vector de Poynting promedio en el tiempo (densidad de potencia promedio real) se puede escribir como:

$$\vec{S}_{av} = [\vec{S}(x, y, z; t)]_{av} = 1/2 \operatorname{Re}[\vec{E}(x, y, z) \times \vec{H}(x, y, z)^*] \quad (W/m^2) \quad (2.8)$$

Ya que la densidad de potencia asociada con los campos electromagnéticos de una antena en su región de campo lejano es predominantemente real y se denomina densidad de radiación.

El patrón de potencia de la antena, es solo una medida, en función de la dirección, de la densidad de potencia media radiada por la antena.

Intensidad de radiación

La *intensidad de radiación* permite medir la capacidad que tiene una antena de concentrar la energía radiada, en una determinada dirección del espacio. Este parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena emisora, es un parámetro

de campo lejano y se puede obtener simplemente multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. En forma matemática se expresa como:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.9)$$

donde U es la intensidad de radiación (W/sr) y W_{rad} es la densidad de radiación (W/m^2).

La intensidad de la radiación también está relacionada con el campo eléctrico de la zona lejana de una antena, por:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \cong \frac{1}{2\eta} \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.10)$$

donde $E(r, \theta, \phi)$ es la intensidad del campo eléctrico de la zona lejana de la antena, E_θ, E_ϕ los componentes del campo eléctrico de la zona lejana de la antena y η es la impedancia característica del medio.

Se supone que el componente radial del campo eléctrico (E_r), sí está presente, es pequeño en la zona lejana. Por lo tanto, El patrón de potencia también es una medida de la intensidad de la radiación.

La potencia total radiada se obtiene integrando la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$, sobre todo el ángulo sólido de 4π . Por lo tanto:

$$P_{rad} = \oiint_S U(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2.11)$$

donde: $d\Omega =$ el elemento infinitesimal del ángulo sólido $= \sin\theta \, d\theta \, d\phi$ (sr)

Directividad

La *directividad* es su capacidad para concentrar la energía que radia en una determinada dirección isotrópica. En forma matemática, se puede escribir como la relación entre su intensidad de radiación en una dirección dada y la que radiaría una antena isotrópica:

$$D = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.12)$$

Si no se especifica la dirección, implica la dirección de máxima intensidad de radiación, máxima directividad ($D_{max} = D_0$).

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \geq 1 \quad (2.13)$$

En el caso de una fuente isótropa, la directividad es la unidad, ya que su potencia se irradia igual de bien en todas las direcciones. Para todas las demás fuentes, la directividad máxima siempre será mayor que la unidad y se expresa en *dBi*.

$$D_0 = 10 \cdot \log_{10} D_0 \geq 0 \quad (dBi) \quad (2.14)$$

Eficiencia de la antena

La *eficiencia* es un parámetro fundamental que indica el rendimiento de radiación de la antena y sirve para caracterizarla. La eficiencia total de la antena η , se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia entregada por la antena (P_{entr}) que es la suma entre la potencia radiada y la disipada.

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{entr}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}} \quad (2.15)$$

La eficiencia es un número comprendido entre 0 y 1 y se utiliza para tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena.

Tales pérdidas pueden deberse a reflexiones debido a un mal acoplamiento entre las impedancias de línea de transmisión y la antena, y también debido a pérdidas de conducción y dieléctrico. Y en general, la eficiencia se puede escribir como:

$$\eta = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (2.16)$$

donde η_r es la eficiencia de reflexión, asociada a la reflexión de la señal en la antena por desacoplamiento de impedancias, η_c la eficiencia de conducción; asociada a las pérdidas por efecto Joule del material conductor de la antena y η_d es la eficiencia del dieléctrico, asociada a las pérdidas por conducción en el dieléctrico entre los terminales de la antena.

Por lo general, η_c y η_d son muy difíciles de calcular, pero se pueden determinar experimentalmente. Incluso por medidas, no se pueden separar y, por lo general, es más conveniente escribir la eficiencia total como:

$$\eta = \eta_r \eta_{cd} = \eta_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.17)$$

donde η_{cd} es la eficiencia de radiación de la antena, que se utiliza para relacionar la ganancia y la directividad y Γ es el coeficiente de reflexión de voltaje en los terminales de entrada de la antena que se calcula como:

$$\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0) \quad (2.18)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 la impedancia característica de la línea de transmisión.

Ganancia, Ganancia realizada

Otra figura de mérito, sinó la más importante de una antena. La *ganancia* viene a ser la potencia de amplificación de la señal y se define como la relación entre su intensidad de radiación ($U(\theta, \phi)$), en una dirección dada, y la intensidad de radiación que produce una antena isotrópica ($P_{in}/4\pi$), a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena. Cuanto mayor es la ganancia, mejor es la antena.

La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (P_{in}) por la antena dividida por 4π . En forma de ecuación, esto puede ser expresado, para un sistema de coordenadas esféricas, como:

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}/4\pi} \quad dBi \text{ (adimensional)} \quad (2.19)$$

Su unidad es el decibelio (dB). Y como para calcular la ganancia de una antena, se toma como referencia la antena isotrópica, el valor de dicha ganancia se representa en dBi . Al igual que con la Directividad, cuando no se especifica la dirección, implica que la ganancia de potencia se toma en la dirección de máxima radiación ($G_{max} = G_0$).

La potencia radiada total (P_{rad}) está relacionada con la potencia de entrada total (P_{in}) por:

$$P_{rad} = \eta P_{in} \quad (2.20)$$

entonces,

$$G(\theta, \phi) = \eta \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] = \eta D(\theta, \phi) \quad (2.21)$$

La relación entre la ganancia y la directividad es la eficiencia, puede definirse como la relación entre la potencia radiada (directividad) por una antena y la potencia entregada a la misma (ganancia). La eficiencia es un número comprendido entre 0 y 1.

Y de manera similar, el valor máximo de la ganancia está relacionado con la directividad máxima por:

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{max} = \eta D(\theta, \phi)|_{max} = \eta D_0 \quad (dBi) \quad (2.22)$$

En la práctica, siempre que se usa el término "ganancia", generalmente se refiere a la ganancia máxima G_0 , que, por lo general, se expresa en decibelios. La fórmula de conversión es:

$$G_0(dB) = 10 \log_{10}[\eta D_0(adimensional)] \quad (2.23)$$

la Ganancia puede ser menor que uno, por tanto, G_0 puede ser < 0 dBi

En la definición de Directividad se habla de potencia radiada por la antena, mientras que en la definición de ganancia se habla de potencia entregada a la antena. La diferencia entre ambas potencias es la potencia disipada por la antena, debida a pérdidas óhmicas.

Ancho de banda

El *ancho de banda* se define como "el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico". En otras palabras, es el rango de frecuencias, a cada lado de una frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia), donde las características de la antena (como impedancia de entrada, patrón, ancho de haz, polarización, nivel de lóbulo lateral, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable de los de la frecuencia central.

Para las *antenas de banda ancha* ($BW \geq 2$), el ancho de banda se expresa como la relación entre las frecuencias más altas y más bajas utilizables. Una proporción de 2:1 se llama octava; y una de 10:1 es una década que indica que la frecuencia superior es 10 veces mayor que la inferior. En forma matemática se expresa como:

$$BW = \frac{f_H}{f_L} \quad (2.24)$$

También existe una definición diferente de ancho de banda que es válida solo para *antenas de banda estrecha*, el misma se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencias (superior menos inferior) sobre la frecuencia central del ancho de banda. Por ejemplo, un ancho de banda del 5% de la frecuencia central del ancho de banda indica que el rango de frecuencia de funcionamiento aceptable. Esto se puede escribir como:

$$BW(\%) = \left(\frac{f_H - f_L}{f_c} \right) \cdot 100 \quad (2.25)$$

donde f_c es la frecuencia central. Los valores aquí pueden oscilar entre 0 y 200%; en la práctica, esta definición solo se usa hasta aproximadamente el 100%.

Es posible aumentar el rango de frecuencia aceptable de una antena de banda estrecha si se pueden realizar los ajustes adecuados en las dimensiones críticas de la antena y/o en las redes de acoplamiento a medida que se cambia la frecuencia. Aunque no es una tarea fácil o posible en general, hay aplicaciones en las que esto se puede lograr.

Polarización

La *Polarización* de una antena, en una dirección dada, nos indica la orientación de los campos electromagnéticos de la onda transmitida (radiada) por dicha antena.

La Polarización de una onda radiada es la figura geométrica descrita, por el vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$ instantáneo en un punto del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. La polarización puede clasificarse en *lineal, circular o elíptica*.

En general, la figura que traza el campo eléctrico es una elipse, y se dice que el campo está polarizado elípticamente. Las polarizaciones lineales y circulares son casos especiales de elíptica.

La figura del campo eléctrico se traza en sentido *horario (CW)* o *antihorario (CCW)*. La rotación *horaria* del vector de campo eléctrico también se designa como *polarización a la derecha* y en sentido *antihorario* como *polarización a la izquierda*.

El campo instantáneo $\vec{E}(\vec{r}, t)$ de una onda plana, viajando en la dirección z negativa, se puede escribir como:

$$\vec{E}(z, t) = \hat{a}_z E_z(z, t) + \hat{a}_y E_y(z, t) \quad (2.26)$$

Los componentes instantáneos están relacionados con sus contrapartes complejas por:

$$\vec{E}(z, t) = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (2.27)$$

$$\vec{E}(z, t) = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (2.28)$$

donde E_{x0} y E_{y0} son, respectivamente, las magnitudes máximas de las componentes x e y .

Polarización lineal

En esta polarización el campo se mueve sobre una recta, la diferencia de fase entre los dos componentes debe ser:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.29)$$

$$E_x = \hat{a}_x e^{j(\omega t + kz)} \quad y \quad E_y = \hat{a}_y e^{j(\omega t + kz)}$$

Polarización circular

La polarización circular se puede lograr solo cuando las magnitudes de los dos componentes son iguales y la diferencia de tiempo-fase entre ellos es múltiplos impares de $\pi/2$. Eso es:

$$E_{x0} = E_{y0}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0, 1, 2, \dots \text{ para CW} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0, 1, 2, \dots \text{ para CCW} \end{cases} \quad (2.30)$$

Si la dirección de propagación de la onda se invierte (es decir, la dirección $+z$), las fases para la rotación CW y CCW deben intercambiarse.

Polarización elíptica

Se puede lograr una polarización elíptica solamente cuando la diferencia de fase entre los dos componentes es múltiplos impares de $\pi/2$ y sus magnitudes no son las mismas o cuando la diferencia de fase entre los dos componentes no es igual a múltiplos de $\pi/2$ (independientemente de sus magnitudes). Eso es:

$$E_{x0} \neq E_{y0}$$

$$\text{Cuando } \Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{para CW} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & \text{para CCW} \end{cases} \quad (2.31)$$

$n = 0, 1, 2, \dots$

o

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi = \begin{cases} > 0 & \text{para CW} \\ < 0 & \text{para CCW} \end{cases} \quad (2.32)$$

$n = 0, 1, 2, \dots$

Para la polarización elíptica, la curva trazada en una posición dada en función del tiempo es, en general, una elipse inclinada, como se muestra en la Figura XX. La relación entre el eje mayor y el eje menor se denomina relación axial (AR) y es igual a:

$$AR = \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.33)$$

donde,

$$OA = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)} \quad (2.34)$$

$$OB = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)} \quad (2.35)$$

La inclinación de la elipse, *relativa al eje y*, está representada por el ángulo τ dado por:

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (2.36)$$

Cuando la elipse está alineada con los ejes principales [$\tau = n\pi/2$, $n = 0, 1, 2, \dots$], el eje mayor (menor) es igual a $E_{x0}(E_{y0})$ o $E_{y0}(E_{x0})$ y la relación axial es igual a E_{x0}/E_{y0} o E_{y0}/E_{x0} .

Al describir las polarizaciones se especificarán líneas de referencia sobre la esfera de radiación, con el fin de medir sus ángulos de inclinación. Una opción obvia, es una familia de líneas tangentes en cada punto de la esfera a la línea de coordenadas θ o ϕ asociada con un sistema de coordenadas esféricas de la esfera de radiación.

En cada punto de la esfera de radiación, La radiación de una antena en una polarización específica que la antena está destinada a irradiar (recibir), se denomina polarización de referencia o *co-polarización*, mientras que la radiación en la polarización ortogonal a la anterior se conoce como polarización *cruzada*.

En los sistemas de telecomunicaciones es importante que las antenas receptora y transmisora tengan la misma polarización. En otro caso teóricamente la antena receptora no recibirá señal. Las polarizaciones horizontal y vertical son polarizaciones cruzadas, lo mismo ocurre con la elíptica o circular derecha e izquierda

Impedancia de entrada

Uno de los parámetros más importantes de una antena es su *impedancia de entrada*, que no es más que la relación entre el voltaje (V_A) y la corriente (I_A) en los terminales de entrada de la antena.

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A(f) + jX_A(f) \quad (2.37)$$

Es un número complejo, su parte real $R_A(f)$ llamada resistencia de la antena y su parte imaginaria, $X_A(f)$, llamada reactancia. Ambas dependen de la frecuencia ya que las dimensiones sobre la longitud de onda varían cuando lo hace la frecuencia

En general, la parte resistiva de la impedancia $R_A(f) = R_r + R_L$, consta de dos componentes, R_r es la resistencia a la radiación de la antena y R_L la resistencia a la pérdida de la antena. Donde la resistencia a la radiación de la antena (R_r) se define como la relación entre la potencia total radiada y el valor eficaz de la corriente de entrada (I_0) al cuadrado. Y la resistencia a la pérdida de la antena (R_L) como la relación entre la potencia disipada (pérdida en forma de calor) y el valor eficaz de la corriente de entrada (I_0) al cuadrado.

$$R_r = \frac{P_{rad}}{|I_0|^2/2} \quad (2.38)$$

$$R_L = \frac{P_{dis}}{|I_0|^2/2} \quad (2.39)$$

La parte imaginaria de la impedancia $X_A(f)$, representa la densidad de potencia reactiva que se encuentra almacenada en zonas alrededor de la antena (campo cercano). Si es nula ($X_A(f) = 0$) a una determinada frecuencia, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia (f_r). Generalmente una antena presenta muchas resonancias, que se denominan “modos”.

De la potencia que se le entrega a la antena, una parte es a través del mecanismo proporcionado por la resistencia a la radiación y el otro se disipa en forma de calor que influye en parte de la eficiencia global de la antena. Si la antena no tiene pérdidas y está emparejada con la línea de transmisión ($\eta = 1$), entonces la mitad de la potencia total es irradiada por la antena en el mejor de los casos, durante el emparejamiento conjugado, y la otra mitad se disipa como calor en el generador o línea de transmisión, si esta tuviese pérdidas, entonces la potencia disponible para ser irradiada por la antena se reducirá aún más por las pérdidas de la línea de transmisión.

El análisis de la antena y su carga en el modo de recepción es análogo al del modo de transmisión. Toda la potencia capturada por la antena no se envía a la carga, en el mejor de los casos la mitad se entrega a la carga y la otra mitad se dispersa y se disipa como calor por la antena o se vuelve a irradiar. Lo máximo que se puede entregar a la carga es solo la mitad de lo capturado y eso es solo bajo una línea de transmisión sin pérdidas y con emparejamiento conjugado.

Es importante tener en cuenta que la impedancia de entrada de una antena es generalmente una función de la frecuencia. Por lo tanto, la antena se emparejará solo dentro de un ancho de banda. Además, la impedancia de entrada de la antena depende de muchos factores, incluida su geometría, su método de excitación y su proximidad a los objetos circundantes. Debido a sus complejas geometrías.

Temperatura de la antena

Todo objeto con una temperatura física superior al cero absoluto ($0 K = -273 \text{ }^\circ C$) irradia energía. La cantidad de energía irradiada generalmente se representa por una temperatura equivalente T_B , más conocida como temperatura de brillo, y se define como:

$$T_B(\theta, \phi) = \varepsilon(\theta, \phi)T_m = (1 - |\Gamma|^2)T_m \quad (K) \quad (2.40)$$

donde ε es la emisividad, T_m la temperatura molecular (física) (K) y $\Gamma(\theta, \phi)$ el coeficiente de reflexión de la superficie para la polarización de la onda.

La temperatura de brillo emitida por las diferentes fuentes es interceptada por antenas y aparece en sus terminales como una temperatura de antena. La temperatura que aparece en los terminales de una antena es la dada por la ecuación anterior, después de ser ponderada por el patrón de ganancia de la antena. En forma de ecuación, esto se puede escribir como:

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (K) \quad (2.41)$$

donde T_A es la temperatura de la antena y $G(\theta, \phi)$ el patrón de ganancia (potencia) de la antena.

Suponiendo que no hay pérdidas u otras contribuciones entre la antena y el receptor, la potencia de ruido transferida al receptor viene dada por:

$$P_r = kT_A \Delta f \quad (W) \quad (2.42)$$

donde P_r es la potencia de ruido en la antena, k la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} J/K$), T_A es la temperatura de la antena y Δf es el ancho de banda (Hz).

CAPÍTULO 3. DISEÑO y CALCULOS de ANTENA, ADAPTACIÓN Y DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

INTRODUCCIÓN

Este tercer capítulo correspondiente al diseño de la antena, está comprendido de dos etapas. Una primera etapa donde se diseñará una antena, se ensayarán distintos materiales y tipos de redes de alimentación buscando el mejor resultado para obtener los parámetros buscados con el mejor acoplamiento de impedancias. Debido a la facilidad de análisis y fabricación, y sus atractivas características de radiación además de las características ya mencionadas se optó por diseños de parche rectangular. La teoría aplicada en los cálculos se detalla en el Apéndice 4.

Una segunda etapa donde se simularán arreglos utilizando la antena y red de alimentación con los mejores resultados encontrados en la primera parte, para posteriormente simular, ver las prestaciones y posibles mejoras.

RESUMEN DE PARÁMETROS BUSCADOS

En primer lugar, la antena debe resonar a la frecuencia de 915 MHz, en la que debe tener un coeficiente de reflexión (S11) menor a -20 dB, una Relación de Onda Estacionaria de Voltaje (VSWR) comprendida en un rango de 1 a 1.3 y diagramas de radiación sin nullos en su lóbulo principal. Ganancias mayores a 7.5 dB y anchos de bandas sobre el 5% de la frecuencia central, esto es 46 MHz. Finalmente, una impedancia de entrada de 50 Ω .

La diferencia entre la potencia de la señal recibida y la sensibilidad del receptor debe ser $> 0,0$ dB para que el enlace funcione, pero tiene que estar por encima de un cierto nivel mínimo para que la comunicación pueda ser confiable. Un valor objetivo debe ser de aproximadamente 10 dB para un sistema de bajo costo, 6 dB para un sistema profesional y 3 dB para un sistema de espacio profundo.

ELECCIÓN DE SUSTRATO DIELECTRICO

Debido la facilidad de análisis y fabricación, y sus atractivas características de radiación además de las características ya mencionadas se optó por diseños de parche rectangular. Un paso previo al diseño de la antena de parche rectangular, es la elección del sustrato dieléctrico y ver que el mismo cumpla con algunas especificaciones.

Existen muchos sustratos comerciales disponibles para su uso en antenas de parche y sus constantes dieléctricas generalmente están en el rango de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Los más deseables para un buen desempeño de la antena son sustratos gruesos con permitividades relativas lo más bajas posible, porque proporcionan una mejor eficiencia, mayor ancho de banda, pero a expensas de parches de mayores dimensiones.

Cómo se especificó en el capítulo anterior, usualmente se utilizan sustratos con espesores $h \leq 0.05 \lambda_0$). Ya que la antena a diseñarse funcionará en un rango de frecuencia libre, sin licencia, que corresponde con la frecuencia de resonancia $f_r = 915 \text{ MHz}$, su longitud de onda en espacio libre λ_0 es 327.87 mm . Cumpliendo esta condición podríamos utilizar sustratos con espesor máximo de 16 mm , límite muy por encima de los sustratos utilizados. Otro aspecto a tener en cuenta y deseado es utilizar dieléctricos de bajas pérdidas ($\tan \delta \ll 1$).

El costo de producción de antenas está directamente relacionado a los costos de sustratos, por lo que también debe considerarse. Algunos de los sustratos más comunes que cumplen las condiciones buscadas de bajas pérdidas, bajo costo, disponibilidad y facilidad de fabricación se listan en la Tabla 3.1. De los cuales para realizar las pruebas utilizaremos los sustratos Duroid 5880, FR-4, y RO3010.

DISEÑO DE PARCHE ÚNICO

Como un primer paso para el diseño, se comenzó con un modelo básico de antena de parche rectangular con alimentación por línea microcinta.

Utilizando los distintos sustratos mencionados y tres espesores por cada uno de ellos, se calcularon las dimensiones que debe tener cada parche radiante rectangular para resonar en la frecuencia de 915 MHz . Para estos cálculos se aplicaron las ecuaciones (A4.2) – (A4.6) vistas en la sección de diseño de modelo de línea de transmisión del Apéndice 4, junto con las especificaciones (permitividad relativa ϵ_r , constante de pérdida $\tan \delta$) definidas por los fabricantes de dichos materiales en cada una de sus hojas de datos.

Como ejemplo a continuación se mostrarán los cálculos realizados con el sustrato Duroid 5880 de Rogers Corporation, con espesor $h = 3 \text{ mm}$ y permitividad relativa $\epsilon_r = 2.2$.

Ancho del parche:

$$W = \frac{3 \times 10^{11} \text{ mm/s}}{2(0.915 \times 10^9 \text{ Hz})} \sqrt{\frac{2}{2.2 + 1}} = 129,6 \text{ mm} \quad (3.1)$$

Constante dieléctrica efectiva:

$$\epsilon_{reff} = \frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{3.0 \text{ mm}}{129,60 \text{ mm}} \right]^{-1/2} = 2.13 \quad (3.2)$$

Longitud extra por efecto borde:

$$\Delta L = 3.0 \text{ mm} \times 0.412 \frac{(2.13 + 0.3) \left(\frac{129,6 \text{ mm}}{3.0 \text{ mm}} + 0.264 \right)}{(2.13 - 0.258) \left(\frac{129,6 \text{ mm}}{3.0 \text{ mm}} + 0.8 \right)} = 1.585 \text{ mm} \quad (3.3)$$

Longitud real del parche L :

$$L = \frac{3 \times 10^{11} \text{ m/s}}{2(0.915 \times 10^9 \text{ Hz})\sqrt{2.13}} - 2(1.585 \text{ mm}) = 109.14 \text{ mm} \quad (3.4)$$

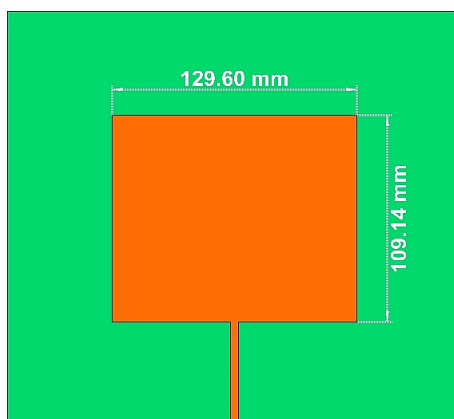


Figura 3.1 - Antena de parche sin adaptación de impedancia.

La Figura 3.1 muestra el primer diseño en el Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite), de la antena de parche en sustrato Duroid 5880 y cobre en plano de tierra y parche radiante sin adaptación de impedancia en la línea de transmisión.

Una expresión aproximada para la impedancia de entrada, R_{in} , Apéndice 4, ec. (A4.16), para un parche resonante de sustrato Duroid 5880, con espesor $h = 3 \text{ mm}$ y permitividad relativa 2.2 se calcula como:

$$R_{in} = 90 \frac{(2.2)^2}{2.2 - 1} \left(\frac{109.14 \text{ mm}}{129,6 \text{ mm}} \right) = 305.68 \Omega \quad (3.5)$$

En la Tabla 3.1 se resumen los valores obtenidos de los cálculos anteriores para 3 tipos de sustratos, de permitividades relativas bien distintas, en tres espesores. Cada una de estas antenas se diseñó y simuló en el Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite).

Tabla 3.1 - Resultados obtenidas para antenas sin adaptación de impedancia.

Sustrato	ϵ_r	$\tan \delta$	Espesor (mm)	Ancho (mm)	Largo (mm)	R_{in} (Ω)	RL (dB)	f_r (MHz)
Duroid RT5880	2.2	0.0009	3	129.60	109.1357	305.68	- 6.79	893
			2	129.60	109.6565	307.14	-5.61	897
			1	129.60	110.3332	308.44	-4.62	900
FR-4	4.3	0.025	3	100.70	78.5075	393.12	-18.88	874
			2	100.70	78.7745	394.46	-20.63	879
			1	100.70	78.9643	395.41	-32.58	885
RO3010	11.2	0.0022	3	66.38	48.7638	813.15	-3.80	887
			2	66.38	48.9514	816.28	-3.34	894
			1	66.38	49.0383	817.73	-3.50	901

Como siguiente paso se determinará el tipo y punto de alimentación, logrando un buen acoplamiento de impedancias entre la impedancia de entrada del parche y la impedancia de la línea de transmisión a la que se conecta la misma.

ADAPTACIÓN

Para realizar el acoplamiento de la antena de tipo parche con la línea de transmisión se utilizaron 2 métodos vistos, mediante *transformador de impedancia $\lambda/4$* y mediante una *alimentación insertada (INSET)* que se muestran en la Figura A4.9(b) y Figura A4.8 respectivamente.

Método de transformador de impedancias $\lambda/4$.

En primer lugar, se implementó un transformador de impedancias $\lambda/4$, como se ve en la Figura 3.2 para el ejemplo de sustrato Duroid 5880 y espesor $h = 3 \text{ mm}$, La impedancia del parche es de 305.68Ω y la impedancia de la línea de transmisión utilizada es de 50Ω . La impedancia Z_{TR} de la línea de transmisión del transformador $\lambda/4$ viene dada por:

$$Z_{TR} = \sqrt{R_{in}Z_0} = \sqrt{305.68 \times 50} = 123.63 \Omega \quad (3.6)$$

En cuanto a las dimensiones del adaptador, debe tener un largo, como lo dice su nombre, de $L_{TR} = \lambda/4 \text{ mm}$, esto es:

$$L_{TR} = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_r}} = 55.26 \text{ mm} \quad (3.7)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en espacio libre, λ en el sustrato, c la velocidad de la luz, f_r la frecuencia de resonancia y ϵ_r la permitividad relativa del sustrato.

Para encontrar el ancho, inicialmente se utilizó la herramienta de cálculo de impedancias en líneas de transmisión del Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite). Luego utilizando su herramienta de optimización, que realiza simulaciones variando uno o varios parámetros elegidos en un entorno dado, se ajustaron, primero el largo del parche para centrar la frecuencia de resonancia de la antena en 915 MHz (esto ocurrió en 106.02 mm de largo del parche en el caso de sustrato Duroid 5880 y espesor $h = 3 \text{ mm}$), Luego se buscó el ancho de la línea del transformador $\lambda/4$ que presente una mejor adaptación entre la línea y la antena de parche.

Se obtuvo entonces que la longitud del adaptador que mejor se adapta es de 55.26 mm y el ancho es 1.863 mm.

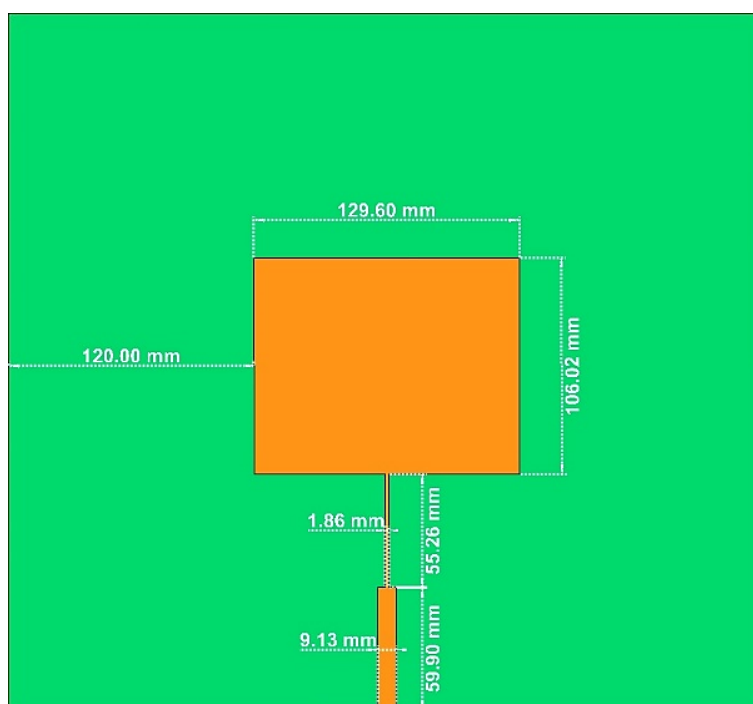


Figura 3.2 - Antena de parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

Finalmente se realizaron las simulaciones de la antena en el Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite), a continuación, se muestran los resultados.

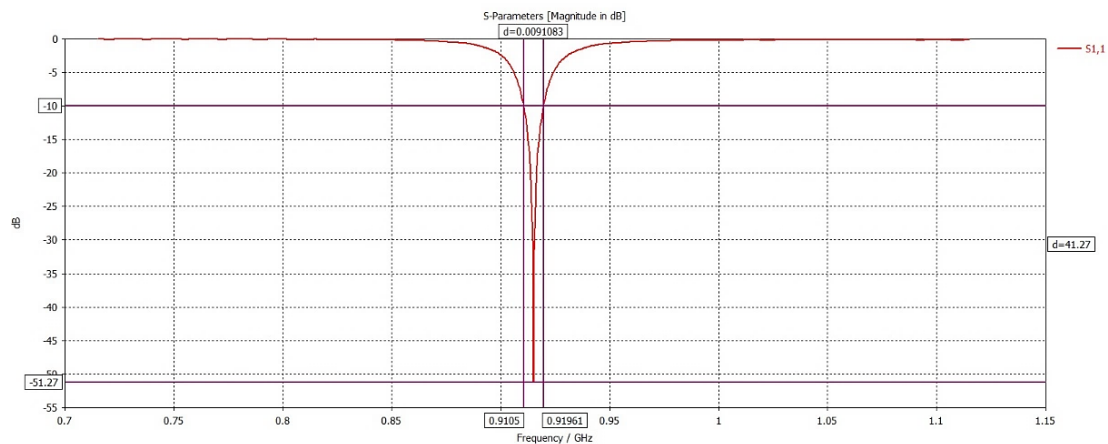


Figura 3.3 - Parámetro S11, ancho de banda para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

En la Figura 3.3 se muestra el parámetro S11 o coeficiente de reflexión del puerto de entrada (Γ) obtenido para la alimentación con transformador $\lambda/4$, este parámetro mide la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 1. Cuanto más bajo es este nivel, se obtendrán pérdidas por retornos más negativas, es decir que está admitiendo/absorbiendo más energía, lo que equivale a un mejor desempeño de la antena.

A su vez, en la Figura 3.3 se observa en que frecuencia resuena la antena, en este caso es en $f_r = 915 \text{ MHz}$. Se obtienen pérdidas por retorno en el puerto de alimentación de -51.27 dB a 915 MHz . En base a esta gráfica, con la ayuda de la herramienta de líneas de medida que brinda el software CTS, también podemos determinar el ancho de banda, corresponde a las frecuencias por debajo de -10 dB alrededor de la frecuencia de resonancia, en este caso fue de $9.11 \text{ MHz} \approx 1\%$ ($|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$). No se observan otros puntos de resonancias secundarios no deseados, que podrían darse, en caso de excitar otros modos de propagación.

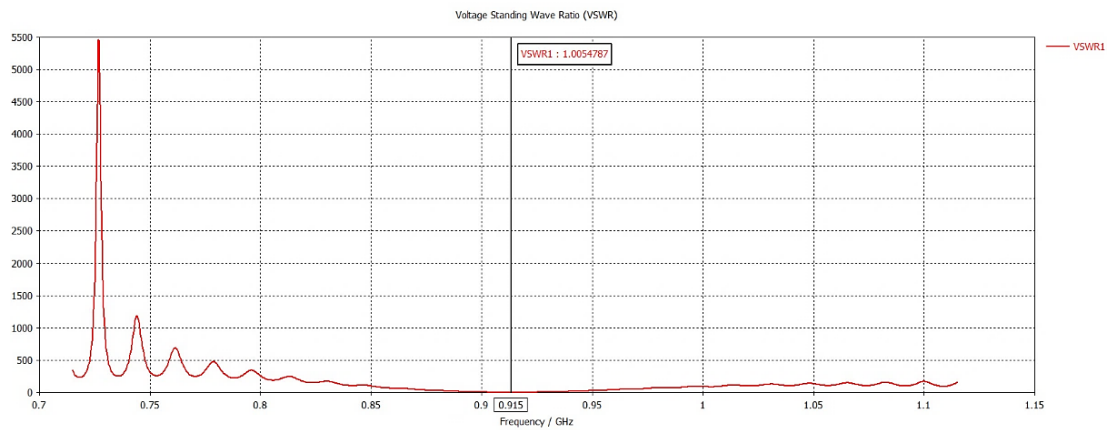


Figura 3.4 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

La Figura 3.4 muestra la relación de onda estacionaria de voltaje (ROE) obtenida con la alimentación por transformador $\lambda/4$. Este parámetro describe qué tan bien se adapta la impedancia de la antena a la línea de transmisión a la que está conectada y su valor varía entre 1 a ∞ . Un valor de ROE inferior a 2 es considerado adecuado para funcionar en la mayoría de los sistemas de telecomunicaciones y en este caso el resultado obtenido fue de 1.005 como puede verse en la Figura 3.4. Los resultados obtenidos para todos los parches diseñados con acoplamiento mediante transformador $\lambda/4$ se listan en la Tabla 3.2.

Se obtuvieron los patrones de radiación 3-D en base a las ganancia y directividad de la antena de parche en sustrato Duroid 5880 de espesor $h = 3$, que se observan en la Figura 3.5 y Figura 3.7 respectivamente. Se puede ver que la ganancia máxima es de 7.959 dBi.

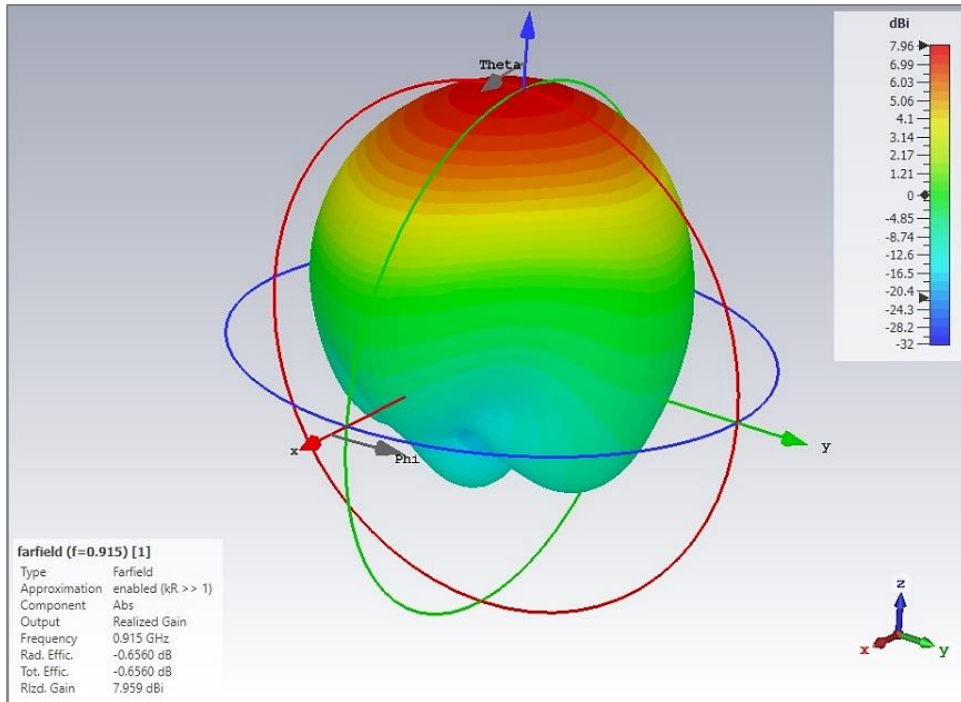


Figura 3.5 - Diagrama de radiación tridimensional para ganancia obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

Además, se observa que el patrón está conformado por un sólo lóbulo en dirección normal al parche, lo que indica que se tiene una antena con una cobertura de radiación direccional. En cuanto a la directividad, en Figura 3.7, su máximo valor es 8.615 dBi.

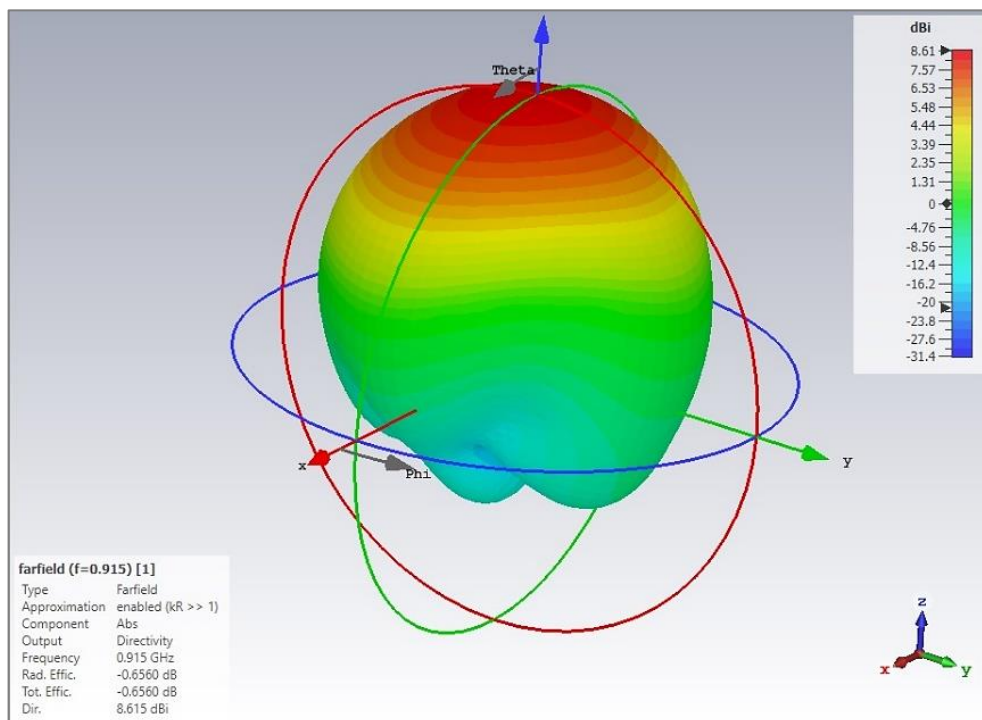


Figura 3.6 - Diagrama de radiación tridimensional para directividad obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

Entre los parámetros obtenidos de interés usando las funciones del simulador, el patrón de radiación 1-D fue otro de esos parámetros interesantes, ya que muestra hacia donde estarán orientadas las ondas radiadas.

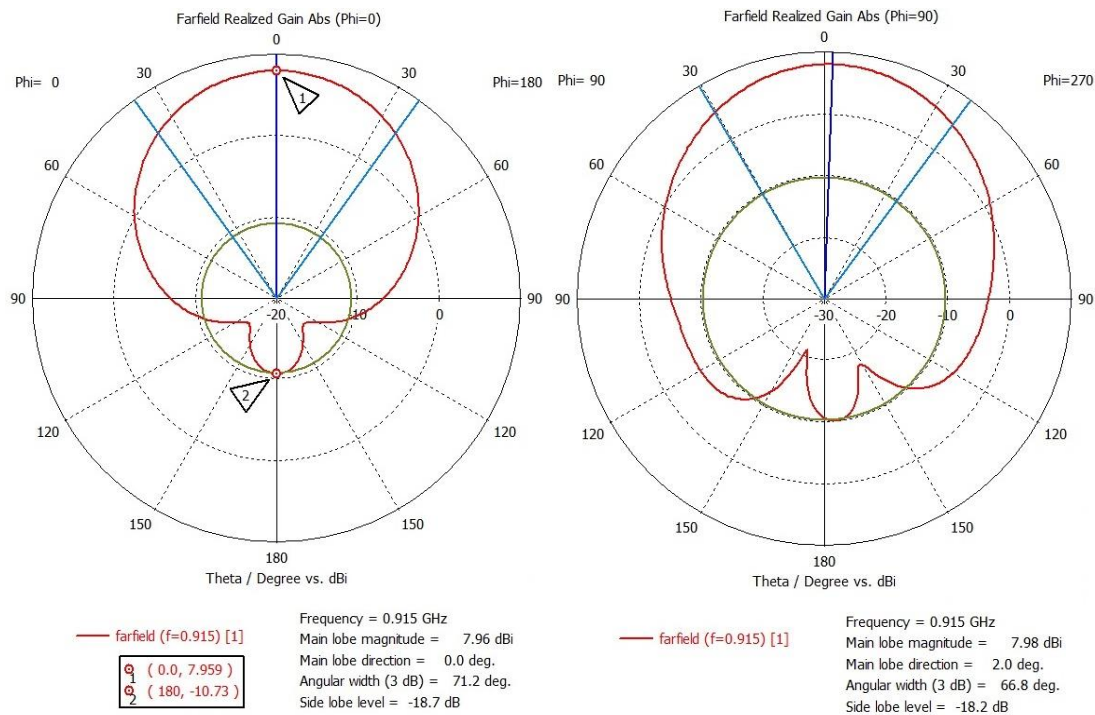


Figura 3.7 - Diagrama de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

En el diagrama de campo lejano de la Figura 3.7 puede verse que la ganancia máxima es de 7.96 dBi en la dirección $\theta = 0^\circ$, el ancho del haz es 71.2° , ya que los puntos en los que la potencia irradiada disminuye en 3 dB corresponden aproximadamente a 36° y -36° (o 324°). Las direcciones de ganancia mínima son en $\theta = \pm 125^\circ$, en el plano ($\text{Phi} = 0^\circ$). Y que la ganancia máxima es de 7.98 dBi en la dirección de $\theta = 2^\circ$, en este caso, el ancho del haz es 66.8° y las direcciones de ganancia mínima son en $\theta = 150^\circ$ y $\theta = -160^\circ$ en el plano ($\text{Phi} = 90^\circ$).

Como se puede observar en el diagrama campo lejano para la directividad de la Figura 3.8, su valor máximo es de 8.61 dBi en la dirección de $\theta = 0^\circ$ del plano ($\text{Phi} = 0^\circ$) y de 8.63 dBi en la dirección $\theta = 2^\circ$ del plano ($\text{Phi} = 90^\circ$), un valor correcto para antenas parche. También es importante destacar cómo el lóbulo de la izquierda presenta un nivel superior a su simétrico en los cortes de $\text{Phi}=90^\circ$, esto puede ser debido a la radiación de potencia por parte de la línea de transmisión microcinta.

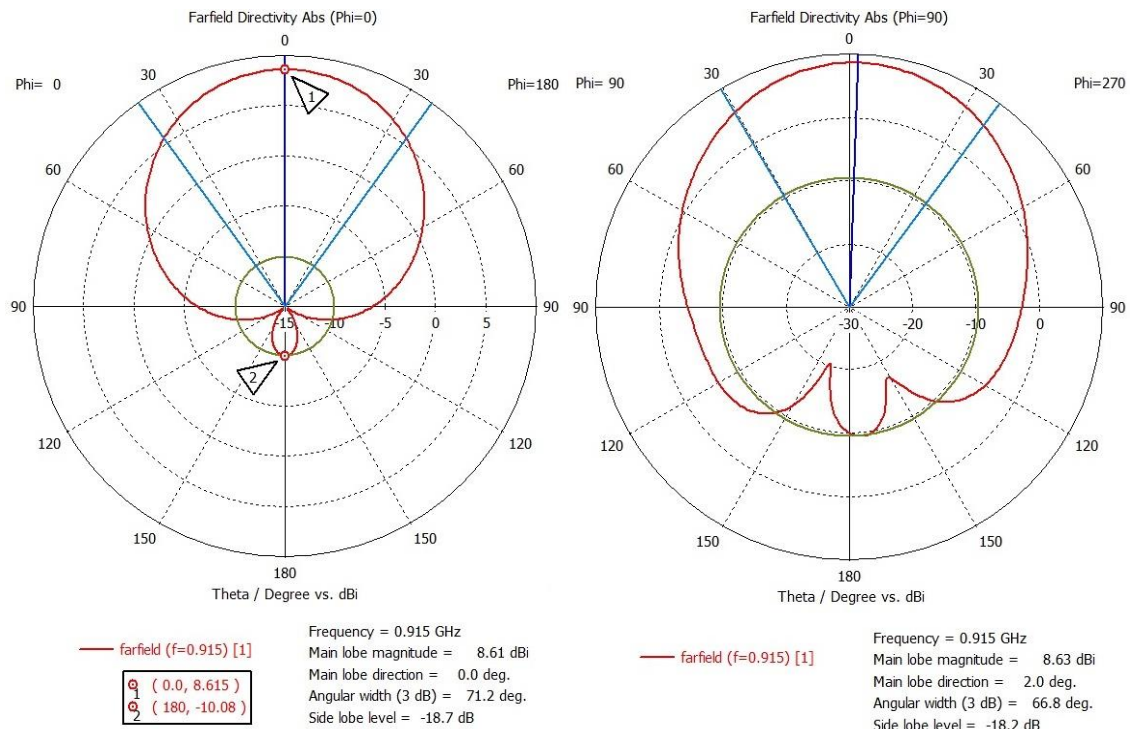


Figura 3.8 - Diagrama de radiación 1-D para directividad, en coordenadas polares. Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

En la Tabla 3.2 se resumen los resultados obtenidos en las simulaciones de antenas de parche rectangulares en el Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite), luego de realizar las adaptaciones de impedancias por medio de técnica de Transformador $\lambda/4$.

Tabla 3.2 - Resultados obtenidos, adaptación de impedancia Transformador $\lambda/4$.

Sustrato	ϵ_r	Espesor (mm)	Z_{TR} (Ω)	L_{TR} (mm)	W_{TR} (mm)	ROE	RL (dB)	BW (MHz)	Haz (3 dB)	G_a (dBi)	D_a (dBi)
Duroid RT5880	2.2	3	123.63	55.26	2.0630	1.030	-51.27	9.12	66.8°	7.96	8.61
		2	123.92	55.26	0.8883	1.019	-40.39	6.82	67.3°	7.59	8.60
		1	124.19	55.26	1.3930	1.030	-51.27	4.93	67.9°	6.18	8.58
FR-4	4.3	3	140.20	39.53	3.1450	1.003	-54.89	22.43	84.1°	1.59	7.27
		2	140.44	39.53	3.6333	1.004	-53.30	20.69	84.4°	0.19	7.31
		1	140.61	39.53	3.9167	1.002	-40.37	19.51	84.5°	-2.55	7.33
RO3010	11.2	3	201.64	24.49	0.3954	1.978	-9.67	-	100.4°	4.16	3.18
		2	202.02	24.49	0.4150	2.338	-7.94	-	99.2°	3.10	6.26
		1	202.20	24.49	0.1000	2.243	-8.33	-	98.8°	0.94	6.31

Para el caso del sustrato RO3010, al tener una impedancia de entrada del parche muy alta, se requiere de líneas de transmisión super angostas para realizar la adaptación con el transformados $\lambda/4$, en las cuales los efectos de borde hacen que no sea posible dicha adaptación.

Método de microcinta insertada

Como segundo método de acoplamiento se diseñó una microcinta insertada para la alimentación de la misma. La resistencia de entrada resonante R_{in} , calculada por (A4.16), hace referencia en el borde radiante anterior del parche de ancho W . Sin embargo, se ha demostrado que esta resistencia de entrada resonante se puede cambiar usando una alimentación insertada a una distancia y_0 del borde anterior como se muestra en la Figura A4.8.

Para la alimentación insertada, partiendo de la ecuación (A4.21) que relaciona la impedancia de entrada con la distancia hacia el centro del parche, conociendo esta impedancia de entrada en el borde radiante anterior del parche R_{in} , y sabiendo la impedancia Z_0 a la que se quiere adaptar la antena, por ejemplo 50 *ohms*, es posible calcular la distancia del punto de alimentación insertada y_0 usando:

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{50/R_{in}} \right) \quad (3.8)$$

y para el sustrato Duroid 5880 y espesor $h = 3 \text{ mm}$:

$$y_0 = \frac{109.14}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{50/305.68} \right) = 40.1 \text{ mm} \quad (3.9)$$

Ya que consideramos que la línea de transmisión tiene una impedancia $Z_0 = 50 \text{ ohms}$ y el espesor del sustrato (h) es un dato conocido antes del diseño. El ancho W_0 de la microcinta insertada puede calcularse.

A partir de estos valores la relación entre el ancho de la microcinta y el espesor del sustrato puede calcularse mediante las ecuaciones (A4.18), (A4.19) y (A4.20) como:

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{2.2 + 1}{2}} + \frac{2.2 - 1}{2.2 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{2.2} \right) = 1.159 \quad (3.10)$$

$$y \quad B = \frac{377\pi}{2.50\sqrt{2.2}} = 7.985$$

Luego se ve en cuál de los dos casos para la relación entre el ancho de la microcinta y el espesor del sustrato se cumple:

$$\frac{W_0}{h} = \frac{8e^{1.159}}{e^{2.318} - 2} = 3.126 \quad \text{si } \frac{W_0}{h} < 2 \quad (3.11)$$

$$\frac{W_0}{h} = \frac{2}{\pi} [7.985 - 1 - \ln(15.97 - 1)] \quad (3.12)$$

$$+ \frac{2.2 - 1}{4.4} \left(\ln(7.985 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{2.2} \right) \Big] = 3.081 \quad \text{si } \frac{W_0}{h} > 2$$

por lo que se cumple el segundo caso $\left(\frac{W_0}{h} > 2\right)$ y entonces $\frac{W_0}{h} = 3.081$. Luego el ancho de la microcinta insertada es:

$$W_0 = h \cdot 3.081 = 3\text{mm} \cdot 3.081 = 9.24\text{ mm} \quad (3.13)$$

donde W_0 es el ancho de la línea de microcinta, como se muestra en la Figura A4.8(a).

Todos los valores del diseño de la microcinta, cuya impedancia se eligió para que sea de 50Ω , se ingresan en el Software y simuló el rendimiento de la antena. De no resultar los valores deseados utilizando nuevamente la herramienta de optimización del Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite), se ajustan los valores teóricos calculados.

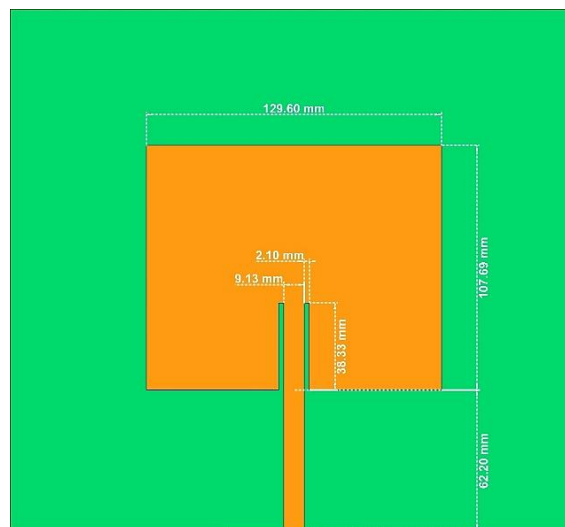


Figura 3.9 - Antena de parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

Es más importante aún que en el caso anterior con alimentación por transformador $\lambda/4$, obtener en primer lugar el largo correcto del parche en el que la frecuencia de resonancia de la antena esté centrada en 915 MHz. Ya que a partir de ese valor luego se calcula la distancia hacia el centro del parche que tendrá la microcinta insertada. En

este caso el largo del parche fue de 107.69 mm , la longitud de la microcinta insertada de 38.33 mm y su ancho 9.13 mm . los valores con los que mejor se adapta la antena.

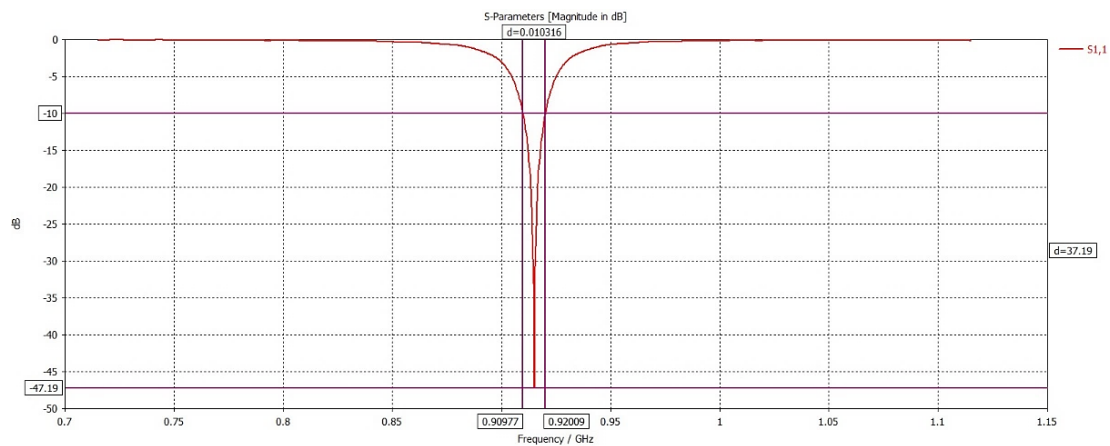


Figura 3.10 - Parámetro S11, ancho de banda para parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

En la Figura 3.10 se muestra el parámetro S11 obtenido para la alimentación con microcinta insertada obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$, donde puede verse en que frecuencia resuena la antena, en este caso es en $f_r = 915\text{ MHz}$ en la cual se obtienen pérdidas por retorno en el puerto de alimentación de -47.19 dB . El ancho de banda en este caso fue de $10.32\text{ MHz} \approx 1.13\%$ ($|S_{11}| \leq -10\text{ dB}$). No se observan otros puntos de resonancias secundarios no deseados.

La Figura 3.11 muestra la relación de onda estacionaria de voltaje (ROE) obtenida con la alimentación por microcinta insertada, y en este caso el resultado obtenido fue de 1.009. Los resultados obtenidos para todos los parches diseñados con acoplamiento mediante microcinta insertada se listan en la Tabla 3.3.

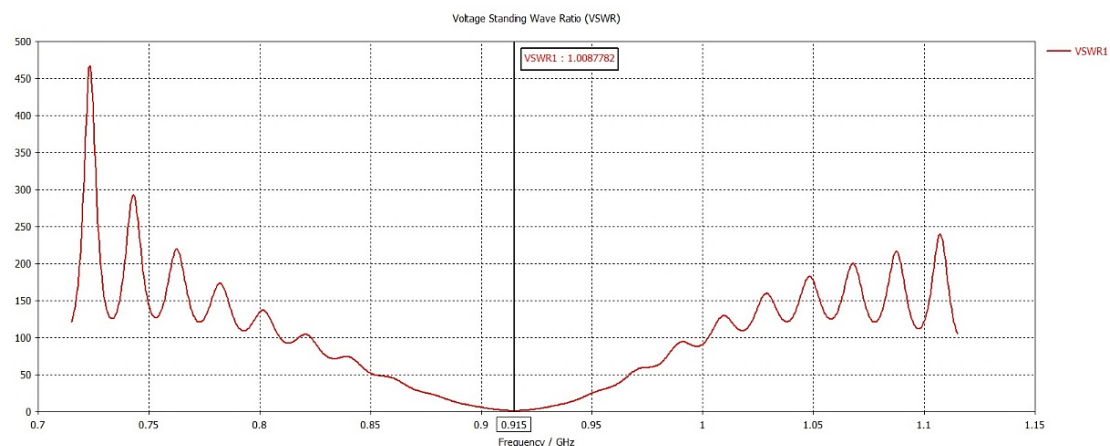


Figura 3.11 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en parche con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

obtuvieron los patrones de radiación 3-D en base a las ganancia y directividad de la antena de parche en sustrato Duroid 5880 de espesor $h = 3$, que se observan en la Figura 3.12 y Figura 3.13. Se puede ver que la ganancia máxima es de 7.23 dBi.

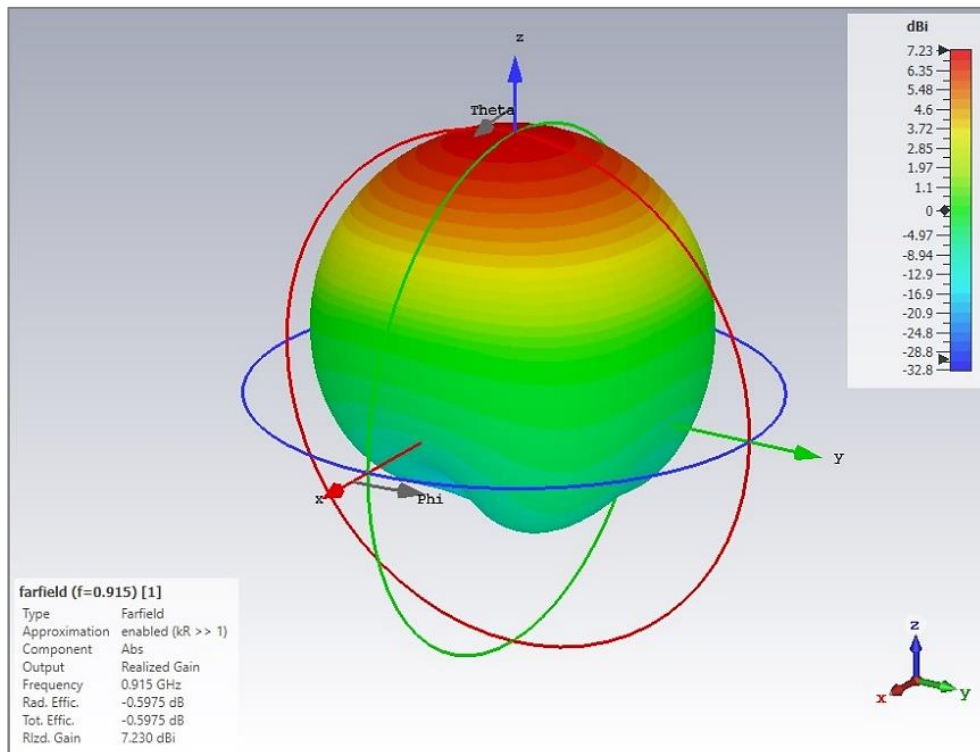


Figura 3.12 - Diagrama de radiación tridimensional para ganancia obtenido para el parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

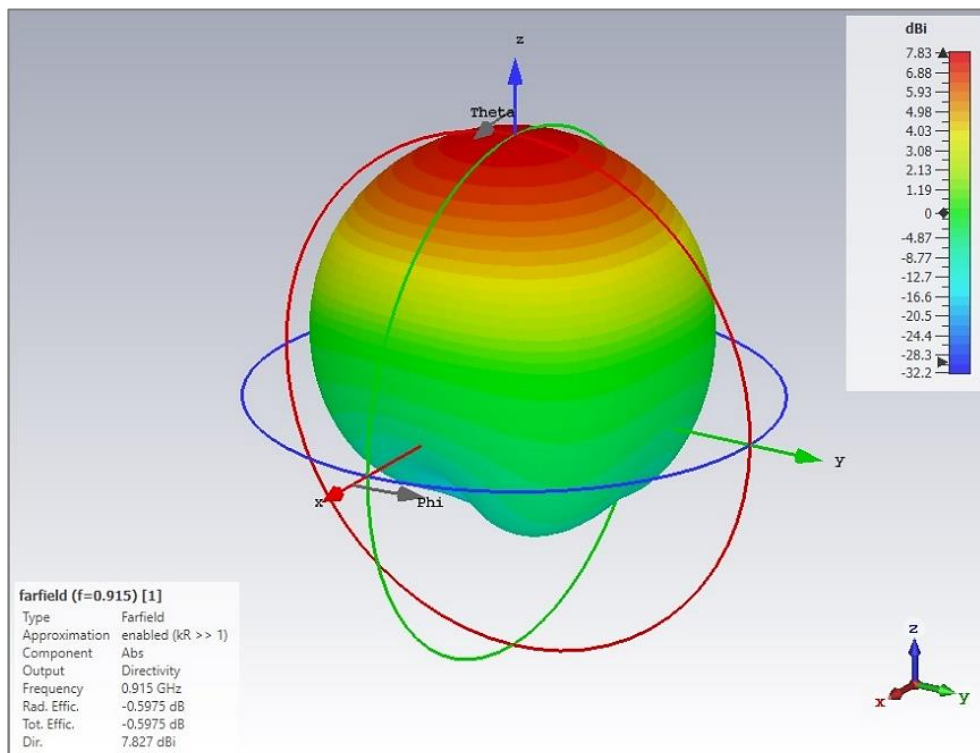


Figura 3.13 - Diagrama de radiación tridimensional para directividad obtenido en parche rectangular en sustrato Duroid 5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

Además, al igual que para el caso anterior, se observa que el patrón está conformado por un sólo lóbulo en dirección normal al parche, lo que indica que se tiene una antena con una cobertura de radiación direccional. En cuanto a la directividad, en Figura 3.7, su máximo valor es 8.615 *dBi*.

En el diagrama 1-D de campo lejano de la Figura 3.14, puede verse para el corte en el plano $\Phi = 0^\circ$, que la ganancia máxima es de 7.23 *dBi* en la dirección $\theta = 0^\circ$, el ancho del haz es 74.4° , el nivel del lóbulo lateral es -24.0 *dBi* y la dirección de ganancia mínima es $\theta = 180^\circ$ con -16.73 *dBi*. Y para el corte en $\Phi = 90^\circ$ que la ganancia máxima de 7.23 *dBi* se da en la dirección del $\theta = 2^\circ$, el ancho del haz es 78.4° , el nivel del lóbulo lateral es -21.2 *dBi* y la dirección de ganancia mínima es $\theta = -160^\circ$.

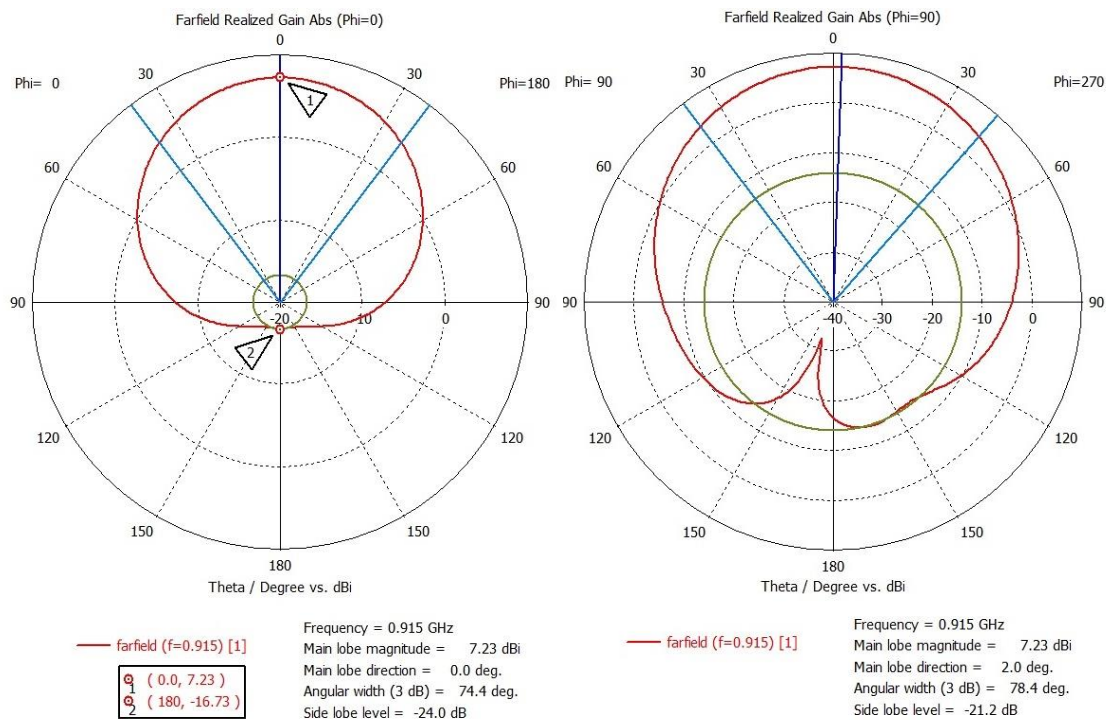


Figura 3.14 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

En cuanto a la Directividad, se muestra su diagrama de campo lejano para en coordenadas polares en la Figura 3.15, donde puede verse que el valor de la directividad máxima es de 7.83 *dBi* en la dirección del $\theta = 0^\circ$ del plano ($\Phi = 0^\circ$) y de 7.83 *dBi* en la dirección del $\theta = 2^\circ$ del plano ($\Phi = 90^\circ$), ambos valores aceptables para antenas parche. También es importante destacar cómo el lóbulo de la derecha presenta una diferencia a su simétrico (*ver* $\theta = 150^\circ$) en el corte de $\Phi=90^\circ$, esto puede ser debido a la radiación de potencia por parte de la línea de transmisión microcinta.

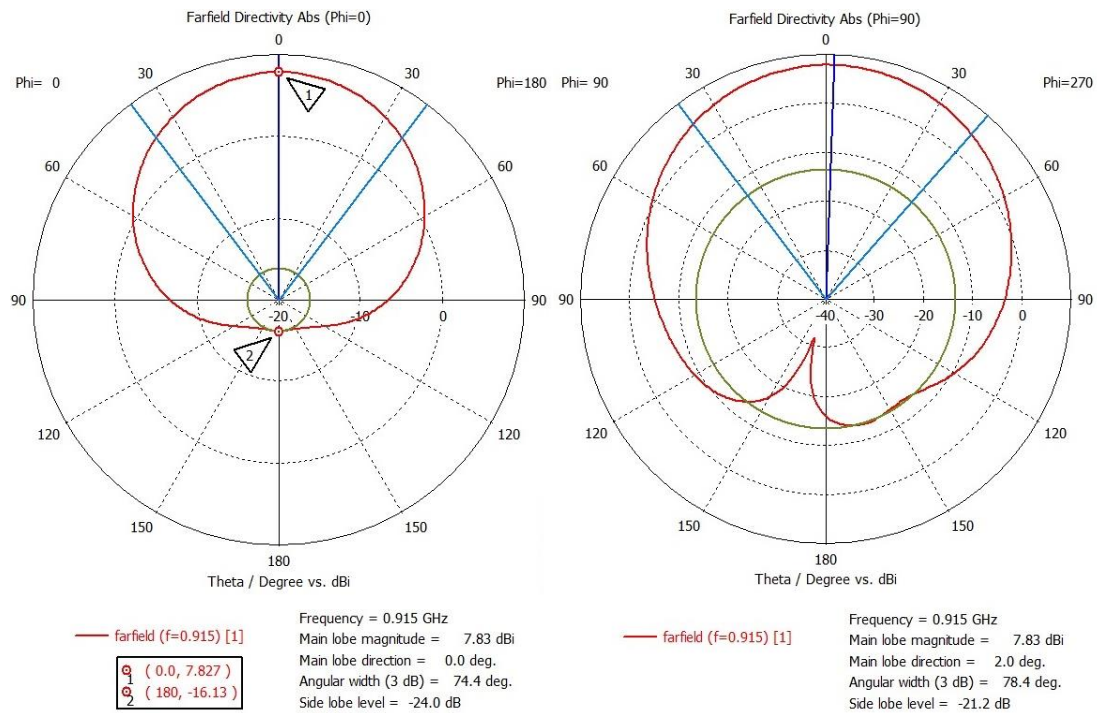


Figura 3.15 - Diagramas de radiación 1-D para directividad con adaptación de impedancias por medio de la técnica de microcinta insertada.

En la Tabla 3.3 se resumen los resultados obtenidos en las simulaciones de antenas de parche rectangulares en el Software de simulación electromagnética (CST Studio Suite), luego de realizar las adaptaciones de impedancias por medio de técnica de microcinta insertada.

Tabla 3.3 - Resultados obtenidos, adaptación de microcinta insertada.

Sustrato	ϵ_r	Espesor (mm)	Z_{TR} (Ω)	y_0 (mm)	W_0 (mm)	ROE	RL (dB)	BW (MHz)	Haz (3 dB)	G_a (dBi)	D_a (dBi)
Duroid RT5880	2.2	3	123.63	38.33	9.13	1.006	-50.14	10.32	78.4°	7.22	7.83
		2	123.92	38.70	9.13	1.033	-35.71	7.38	77.5°	6.99	7.97
		1	124.19	37.00	5.00	1.020	-39.97	4.98	76.7°	5.68	8.04
FR-4	4.3	3	140.20	22.10	8.47	1.004	-53.91	24.15	93.2°	2.01	6.98
		2	140.44	21.17	8.86	1.010	-45.85	21.49	90.6°	0.60	7.12
		1	140.61	13.44	5.00	1.013	-43.78	19.55	89.7°	-2.10	7.23
RO3010	11.2	3	201.64	18.80	1.91	1.016	-41.80	8.16	105.6°	4.16	5.31
		2	202.02	19.15	2.01	1.014	-42.98	5.59	105.3°	3.22	5.68
		1	202.20	19.15	2.10	1.039	-34.27	4.42	104.3°	0.90	5.48

En resumen, mediante la técnica de adaptación de impedancia por microcinta insertada se obtuvieron resultados similares a las antenas adaptadas por transformador $\lambda/4$. De los tres materiales, el sustrato Duroid RT5880 se destacó por lograr en todos los casos las mayores ganancias y directividades, anchos de banda aceptables y bajas pérdida de retorno, aunque los menores ángulos de haz. En cuanto a los espesores, se obtuvieron los mejores resultados en las antenas diseñadas con sustratos en 3 mm de espesor.

Para realizar simulaciones con arreglos de las antenas, se utilizarán las adaptadas por transformador $\lambda/4$, debido a que resultó ser más fácil para optimizar que el método por microcinta insertada y como sustrato se empleará Duroid RT5880 en espesor de 3 mm por las causas antes mencionadas. Las especificaciones del parche individual se listan a continuación en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4 – Especificaciones de antena elegida.

Parámetro	Valor obtenido
Rango de frecuencia	910.5 – 919.6 MHz
Ancho de Banda	9.12 MHz
Ganancia	7.96 dBi
Directividad	8.61 dBi
Polarización	Lineal
Ancho de haz vertical de media potencia ($\phi = 0^\circ$)	71.2°
Ancho de haz vertical de media potencia ($\phi = 90^\circ$)	66.8°
VSWR. (relación de onda estacionaria)	$\leq 1,006$
Pérdidas por retorno, S11 (a $f = 915$ MHz)	-51.27 dB
Impedancia de entrada	50 Ω
Dimensiones	341 x 370 x 3.2 mm
Material de sustrato	Duroid RT5880, $\epsilon_r = 2.2$

A continuación, se representan los resultados obtenidos de diagramas de radiación tridimensional para ganancia y directividad, pérdidas por retorno (Parámetro S11), ancho del ángulo de haz, relación de onda estacionaria y diagramas de campo lejano 1-D en base a las ganancias y directividad obtenidos a la frecuencia de resonancia $f = 915$ MHz.

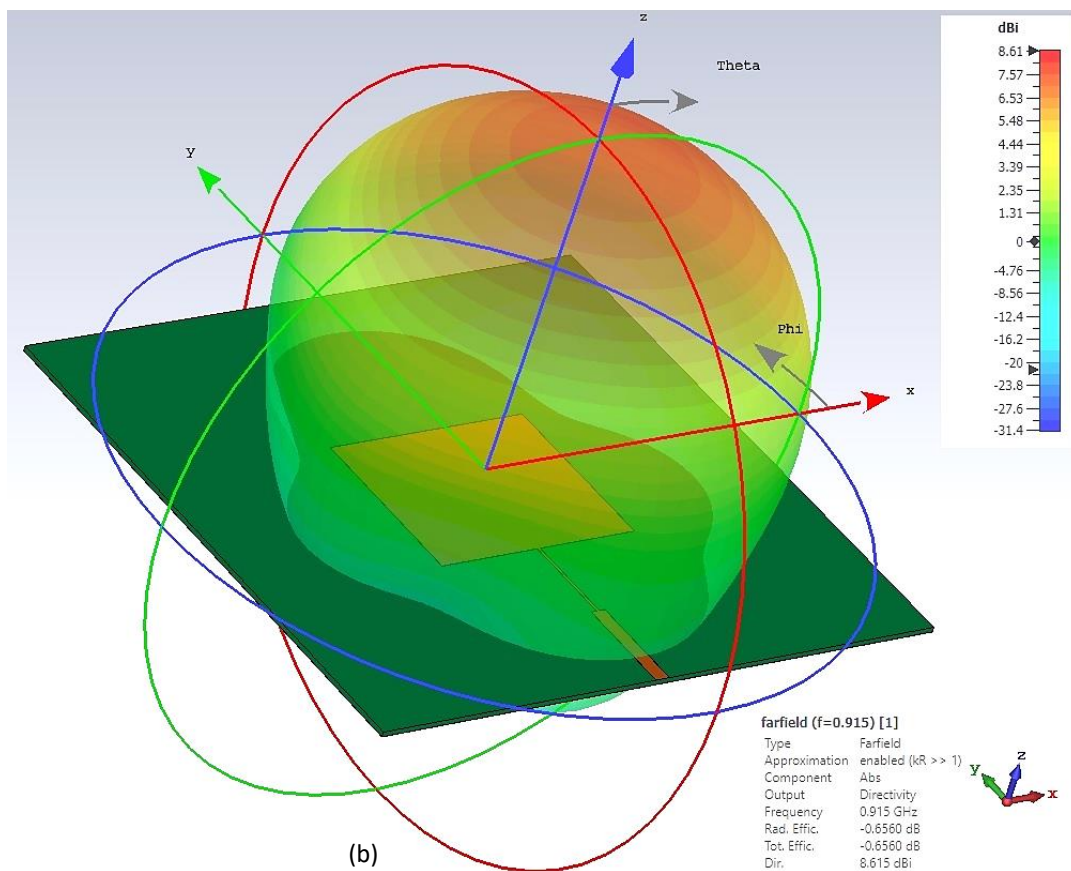
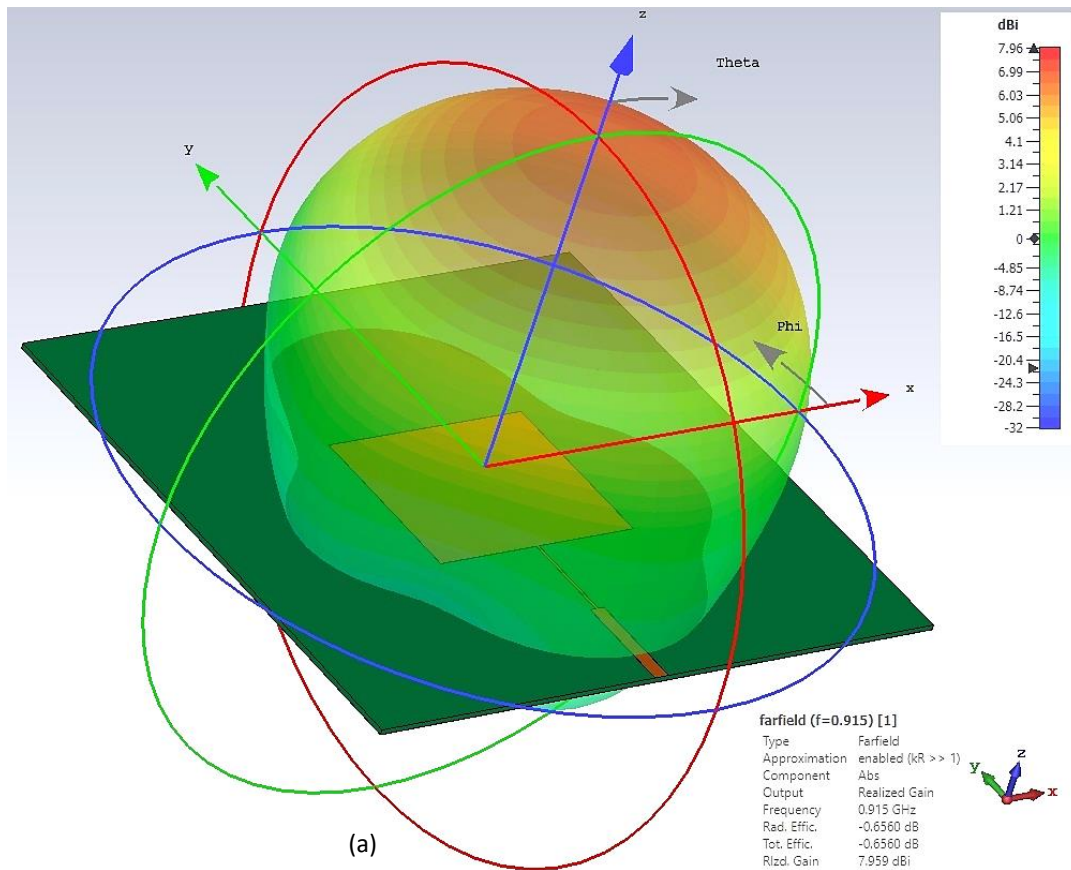


Figura 3.16 - Diagramas de radiación tridimensional obtenidos en la antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. para (a) Ganancia y (b) Directividad.

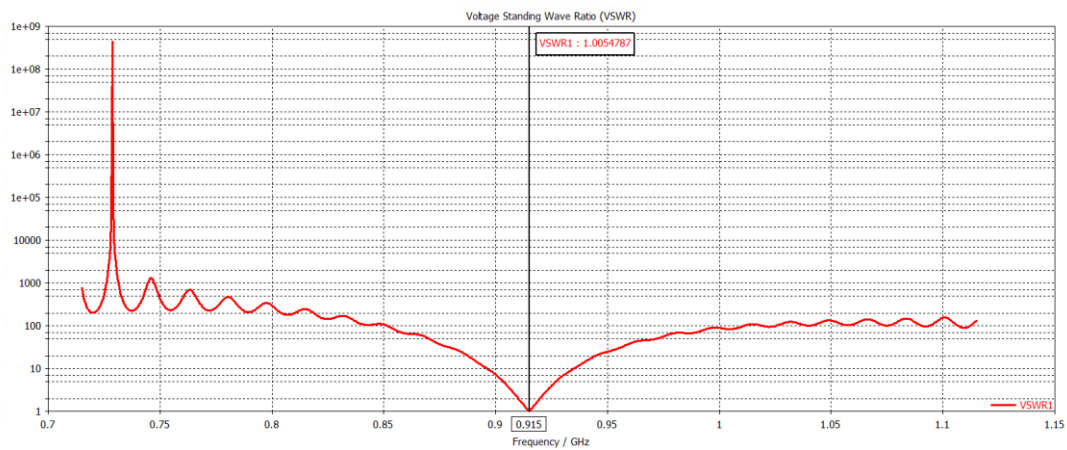
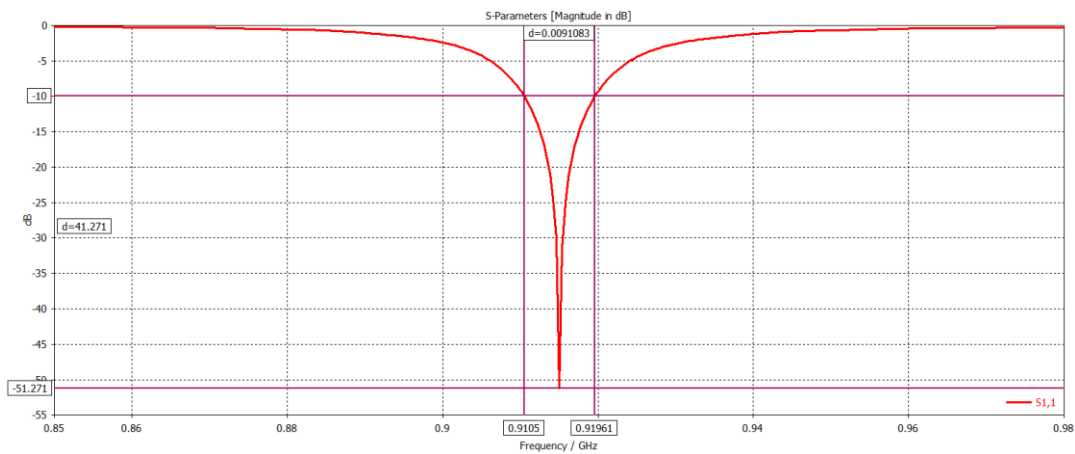
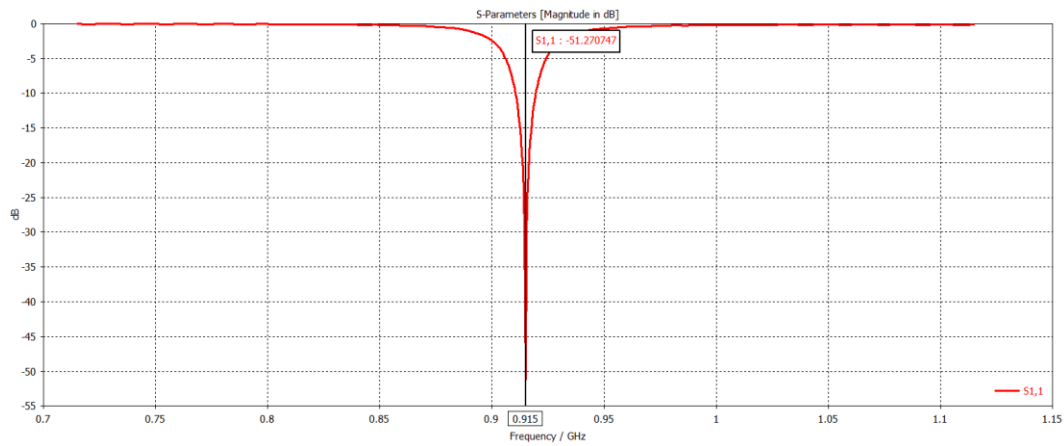


Figura 3.17 - Resultados obtenidos para la antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880 de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. (a) Parámetro S_{11} , pérdida de retorno de -51.27 dB en $f = 915$ MHz. (b) Parámetro S_{11} , ancho de banda en $f = 915$ MHz. (c) Relación de Onda Estacionaria, mínimo ROE = 1.0054787 en $f = 915$ MHz.

Como puede apreciarse en la figura, la frecuencia de resonancia de la antena es exactamente la frecuencia de operación deseada (915 MHz), para lograr esto hubo que realizar varias iteraciones para optimizar las dimensiones de la antena. No obstante, se obtiene un ancho de banda de impedancia bastante elevado y un valor del S_{11} a 915

MHz de aproximadamente -51.27 dB, lo que indica una muy buena adaptación del puerto de entrada.

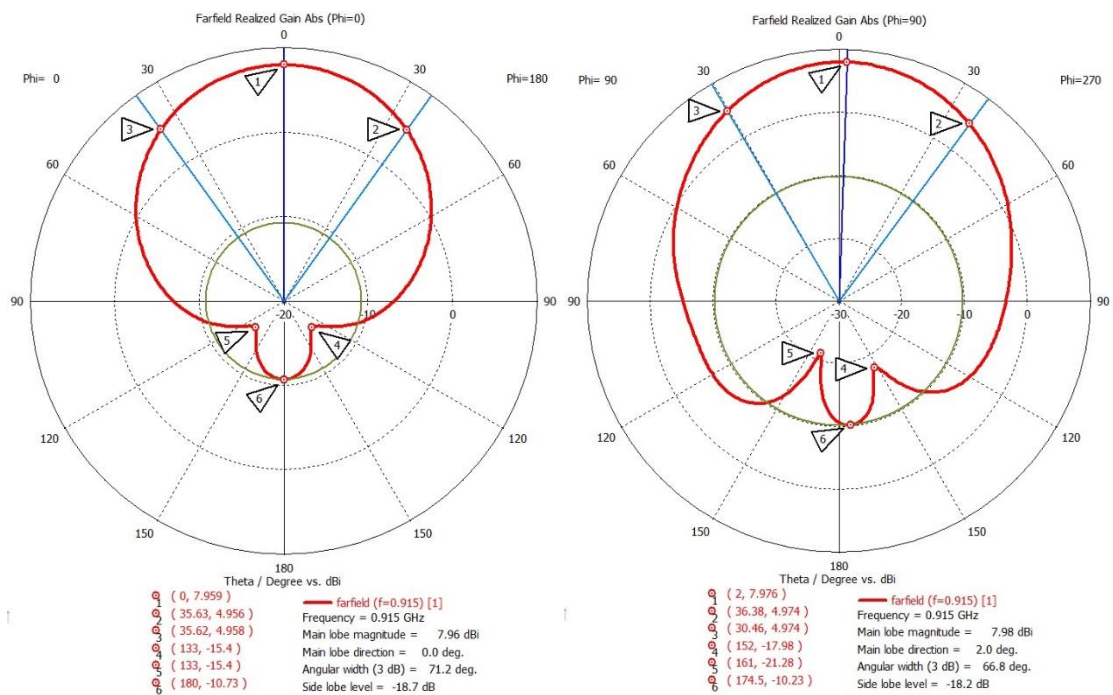


Figura 3.18 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

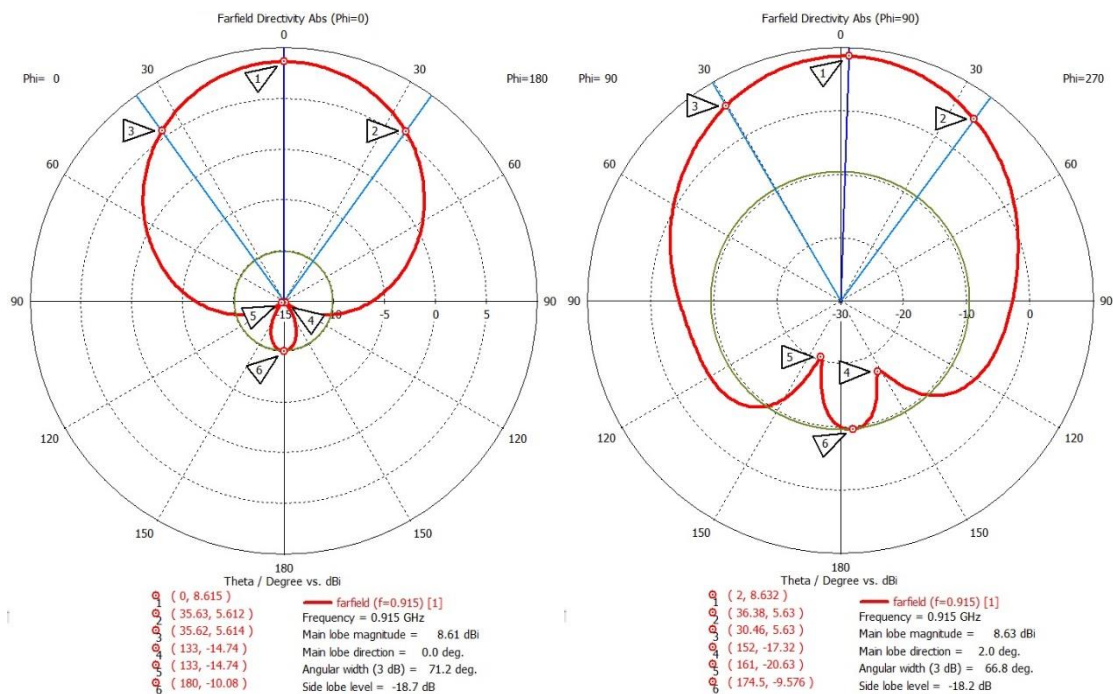


Figura 3.19 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en antena de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

Diseño de arreglo de 2x2 antenas de parche microcinta.

Inicialmente fue simulado un solo parche con el fin de obtener datos importantes como el patrón de radiación, ganancia y ancho de banda de la antenna. En la presente sección se presenta el análisis de los resultados obtenidos en cada una de las simulaciones y construcciones de un arreglo con cuatro parches, que se observa en la Figura 3.20, iguales al diseñado en la sección anterior.

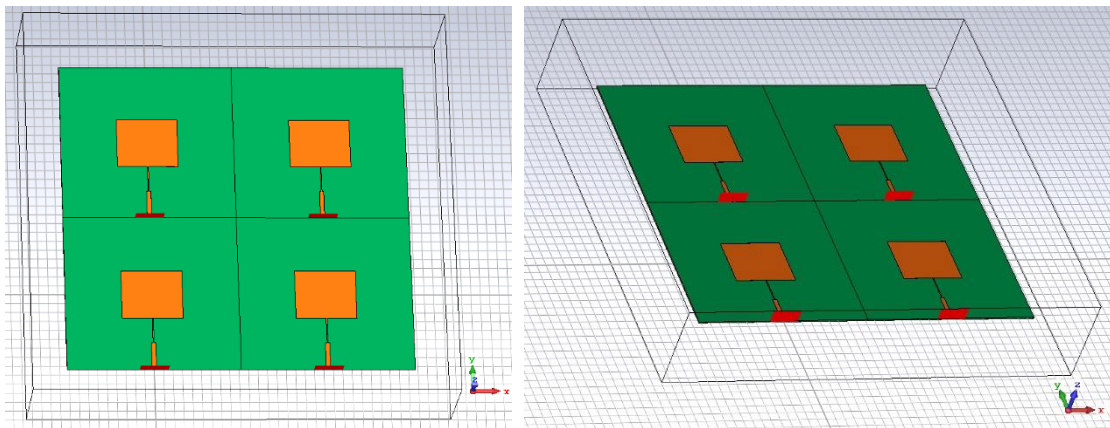
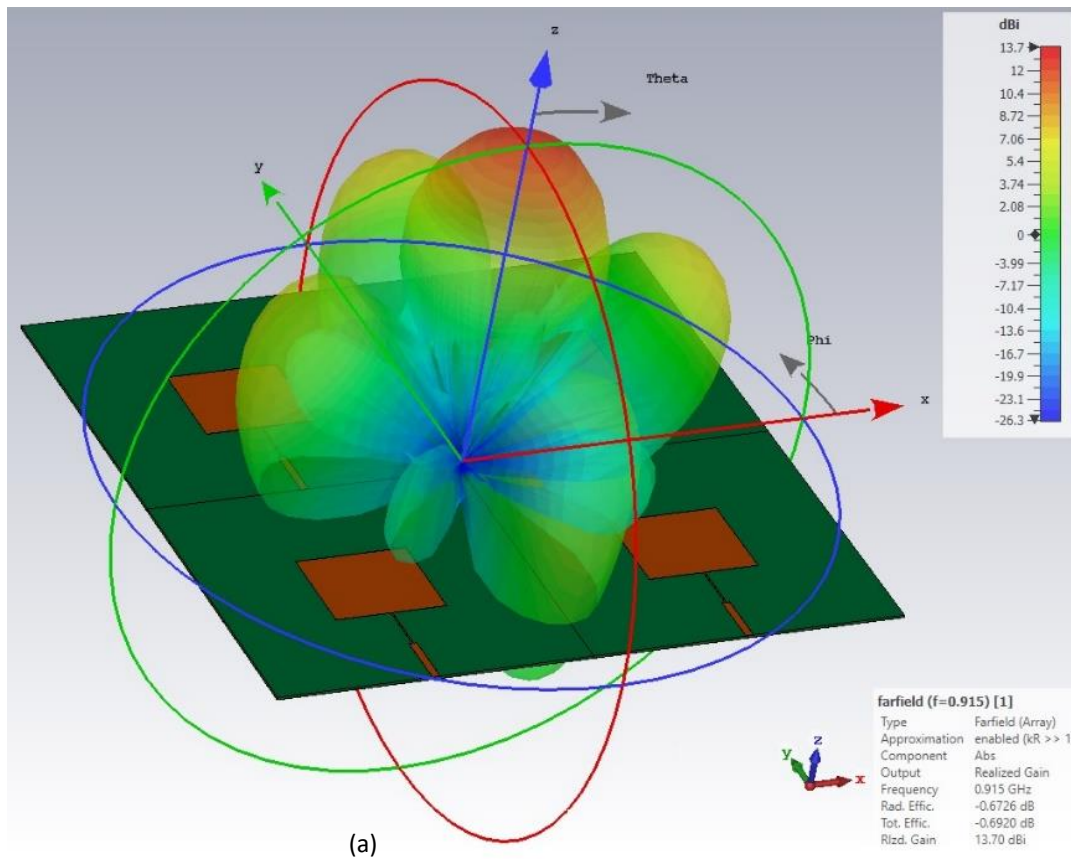
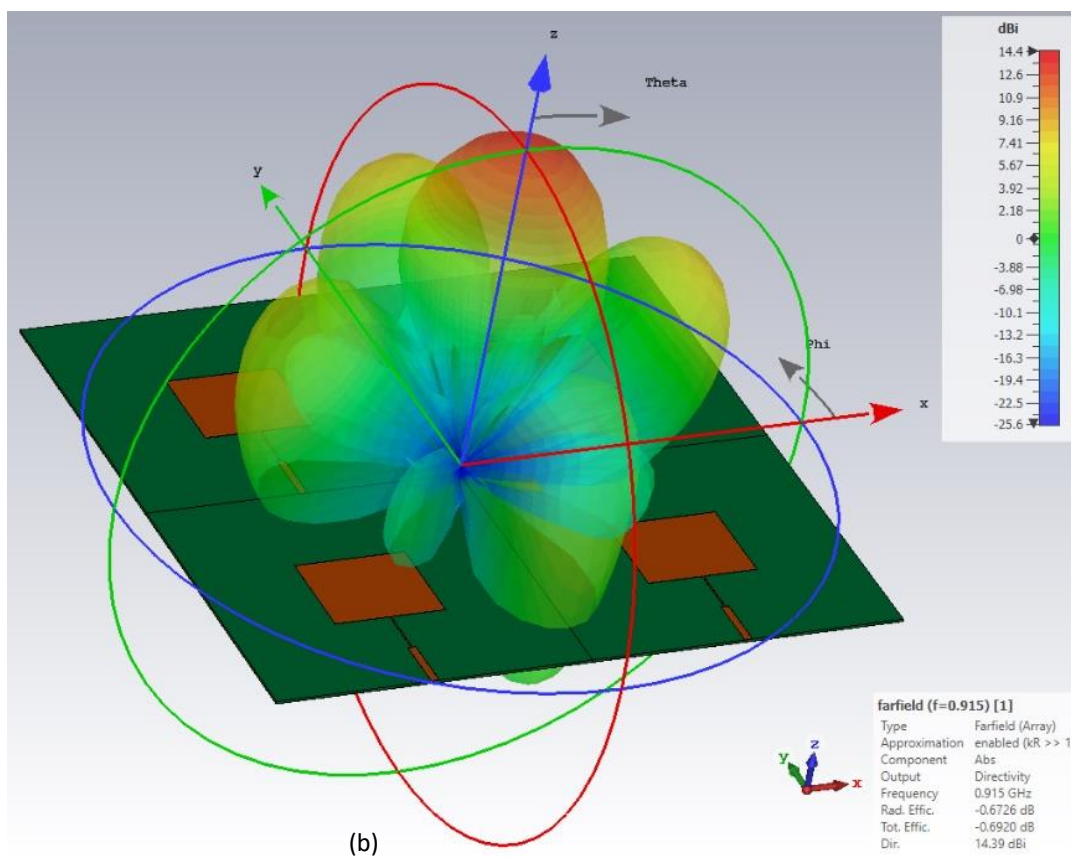


Figura 3.20 – Arreglo 2x2 de antenas de parche diseñados en sección anterior.

Como primeros resultados se obtuvieron los patrones de radiación 3-D en base a las ganancia y directividad del arreglo de antenas de parche en sustrato Duroid 5880 de espesor $h = 3$, que se observan en la Figura 3.21(a) y Figura 3.21(b) respectivamente. Puede verse en su lóbulo principal, que aumentaron tanto la ganancia máxima a 13.7 dBi y la directividad máxima a 14.4 dBi . También que los patrones ya no están conformados por un solo lóbulo casi circular, sino que aparece lóbulos secundarios que indican que se tiene una antena con una cobertura de radiación despareja.



(a)



(b)

Figura 3.21 - Diagramas de radiación tridimensional obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$. para (a) Ganancia y (b) Directividad.

la Figura 3.22 muestra el diagrama de campo lejano 1-D en base a las ganancias, en coordenadas polares, donde se observa para el corte en el plano $\Phi = 0^\circ$, la ganancia máxima es 13.7 dBi en la dirección $\theta = 0^\circ$, el ancho del haz sólo 24.0° , el nivel del lóbulo lateral es -6.5 dBi y que la de ganancia tiene su valor mínimo en las direcciones de $\theta = \pm 154^\circ$ con -43.3 dB . Y para el corte en $\Phi = 90^\circ$, se observa que la ganancia máxima de 13.7 dBi se da en la dirección $\theta = 1^\circ$, el ancho del haz es 24.5° , el nivel del lóbulo lateral es -5.6 dB y la de ganancia tiene su valor mínimo en las direcciones de $\theta = \pm 150^\circ$ con $-40. \text{dB}$, en este caso, del plano ($\Phi = 90^\circ$).

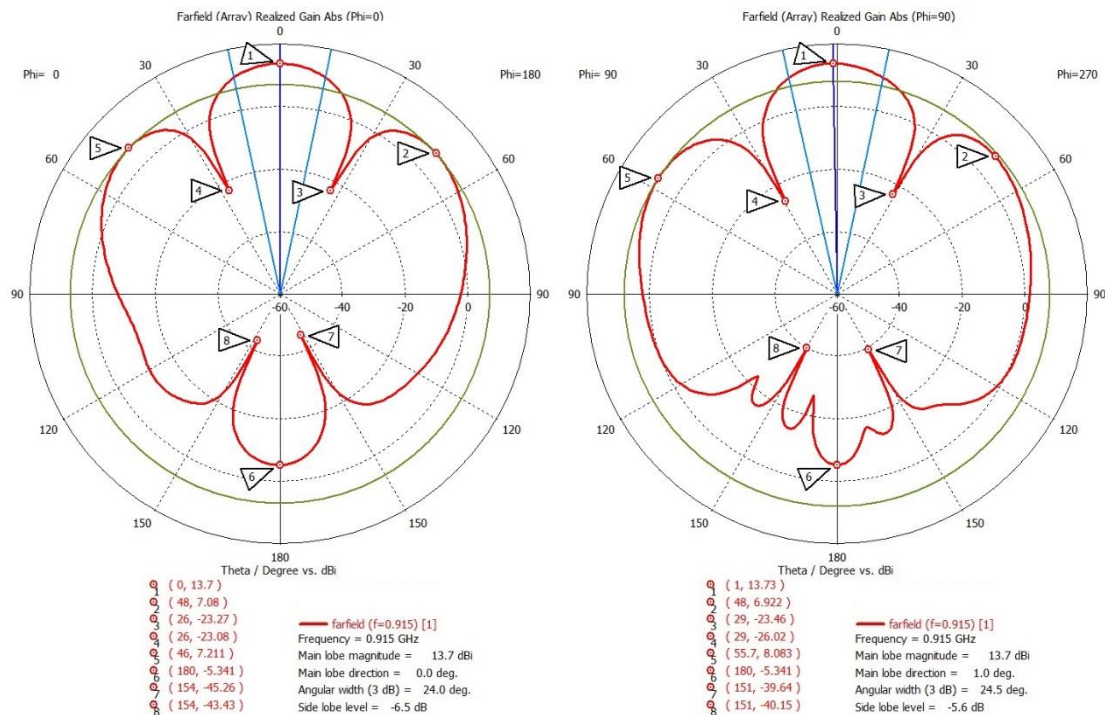


Figura 3.22 - Diagramas de radiación 1-D para ganancia, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$

La Directividad, se muestra su diagrama de campo lejano para en coordenadas polares en la Figura 3.23, donde puede verse que el valor de la directividad máxima es de 14.4 dBi en la dirección de $\theta = 0^\circ$ del plano ($\Phi = 0^\circ$) y de 14.4 dBi en la dirección de $\theta = 1^\circ$ del plano ($\Phi = 90^\circ$), ambos valores superiores a los conseguidos en la antena de parche individual. Es importante destacar que el lóbulo principal ahora está acompañado de otros secundarios de menor potencia, que como ya se dijo indican que la cobertura de radiación de la antena es despareja, teniendo un ancho del haz menor de alrededor de 24° .

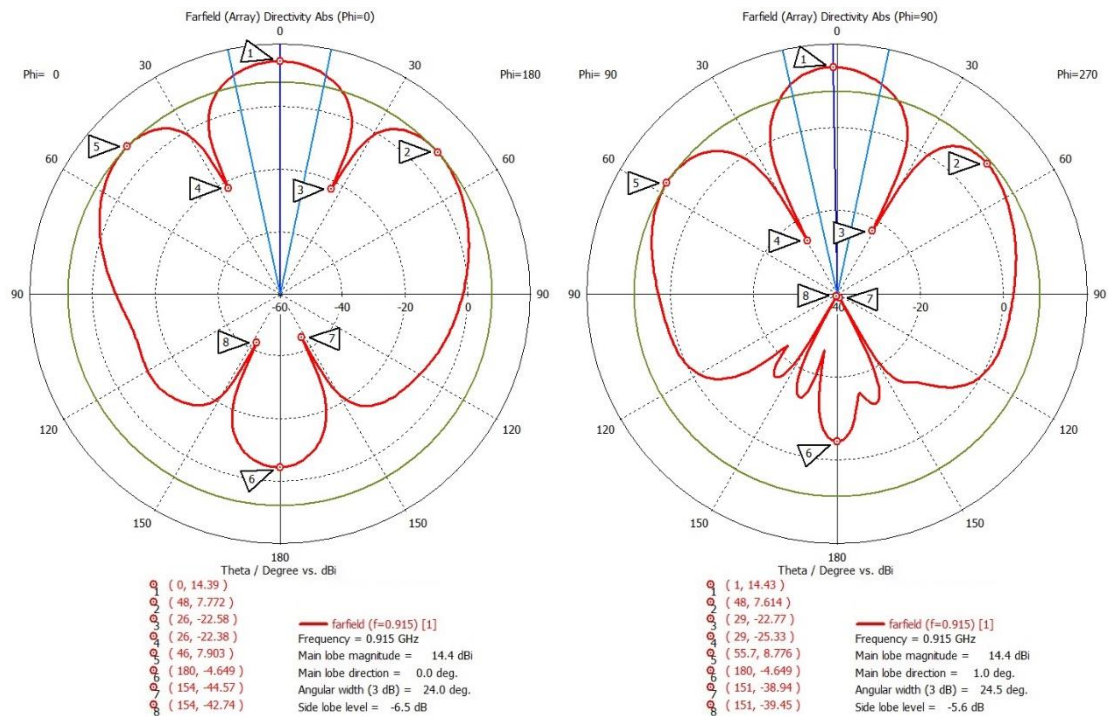


Figura 3.23 - Diagramas de radiación 1-D para directividad, en coordenadas polares. Resultados obtenidos en un arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

La Figura 3.24 muestran el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas para ganancia del arreglo de antenas 2x2 diseñado. Es otra forma gráfica de mostrar la radiación de la antena, en este caso al ser prácticamente simétrico, sólo está representada una mitad.

Se observa el lóbulo principal del diagrama de radiación en la indicación #1, en el cual está contenida la dirección de máxima radiación. Los lóbulos secundarios o menores, que corresponden a todos aquellos lóbulos cuyo nivel es menor al del lóbulo principal, como las indicaciones #5 y #6;

Los nulos, los cuales se refieren a los puntos o direcciones en las cuales el diagrama de radiación es igual o menor a cero. El ancho del haz, puede verse entre los puntos de media potencia o HPBW (Half Power Beam Width), que se define como la separación angular entre los puntos donde el lóbulo principal del diagrama de radiación de potencia es igual a la mitad de su valor máximo, es decir, 3 dB menor al valor máximo del lóbulo principal

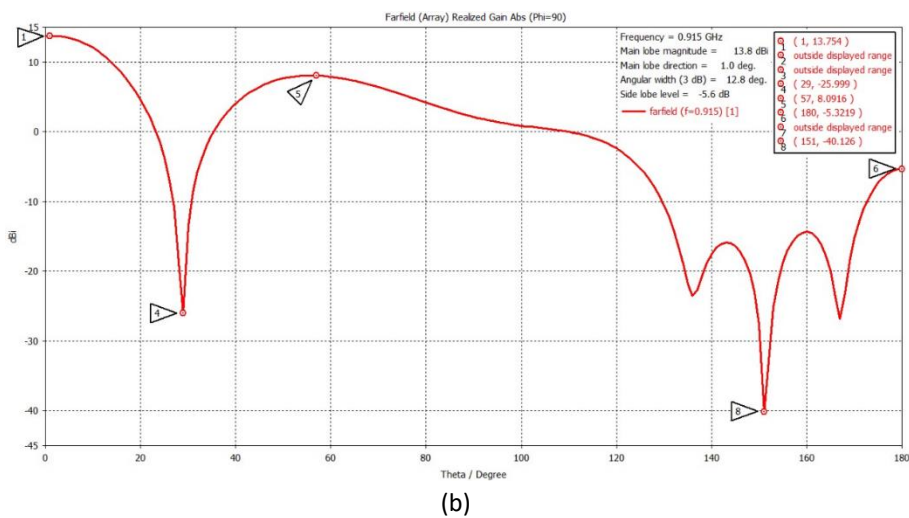
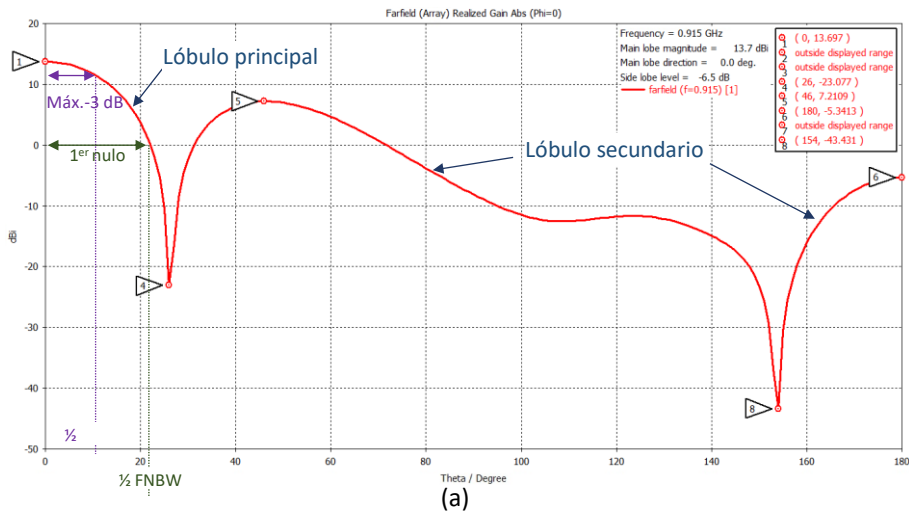


Figura 3.24 - Diagrama de radiación para ganancia en coordenadas cartesianas. (a) Planos de corte: $\Phi = 0^\circ$ y (b) $\Phi = 90^\circ$.

Y finalmente el ancho del haz entre los primeros nulos del diagrama o FNBW (First Null Beam Width), el cual se refiere a la separación angular entre los primeros dos nulos del diagrama de radiación que tienen lugar inmediatamente a ambos lados del lóbulo principal. La Figura 3.25 muestran el mismo diagrama de radiación para la directividad del arreglo.

En la Figura 3.25 se muestra el parámetro S11 del arreglo, en donde se observa en que frecuencia resuena la antena, en este caso es en $f_r = 915 \text{ MHz}$. obteniendo menos pérdidas por retorno para frecuencias aproximadas a f_r . Además, se puede apreciar que el ancho de banda obtenido es de aproximadamente 9 MHz , con lo cual se puede decir que haciendo uso del arreglo se mantuvo la capacidad de ancho de banda respecto al obtenido para una sola antena. Sin embargo, el ancho de banda sigue siendo reducido.

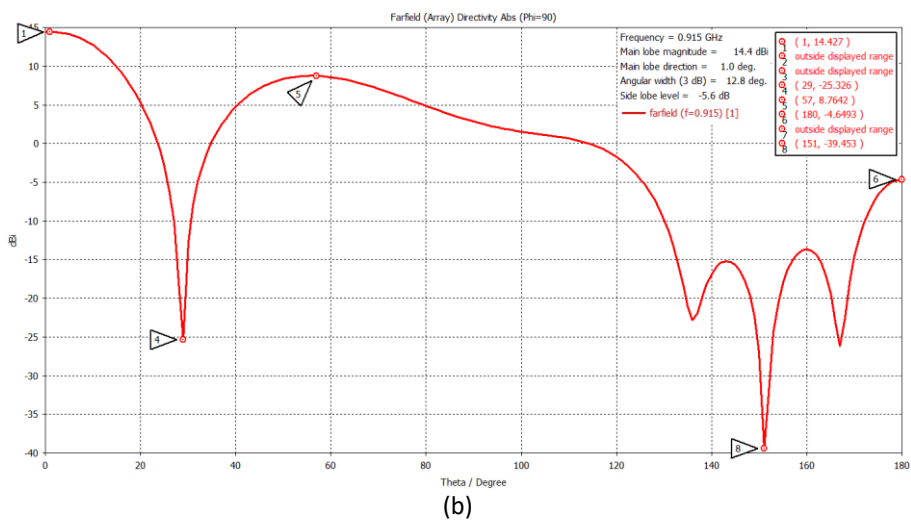
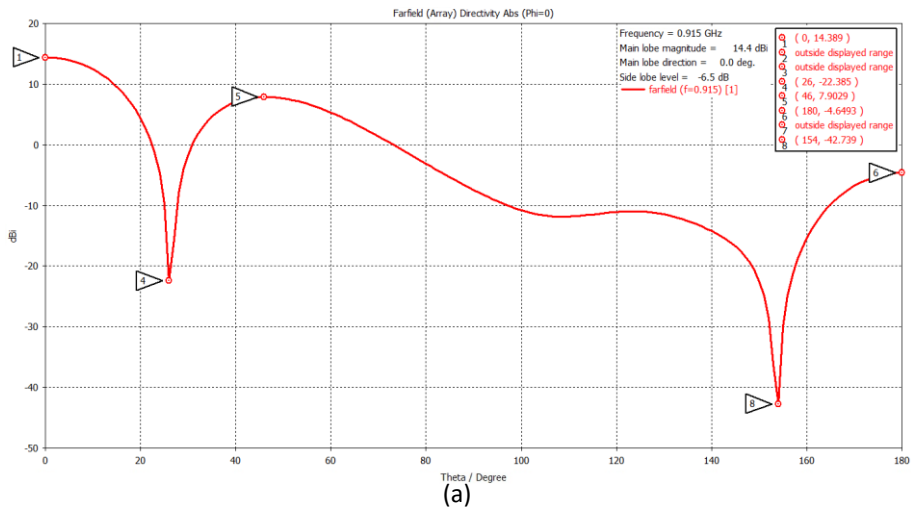


Figura 3.25 - Diagrama de radiación para directividad en coordenadas cartesianas. (a) Planos de corte: $\Phi = 0^\circ$ y (b) $\Phi = 90^\circ$.

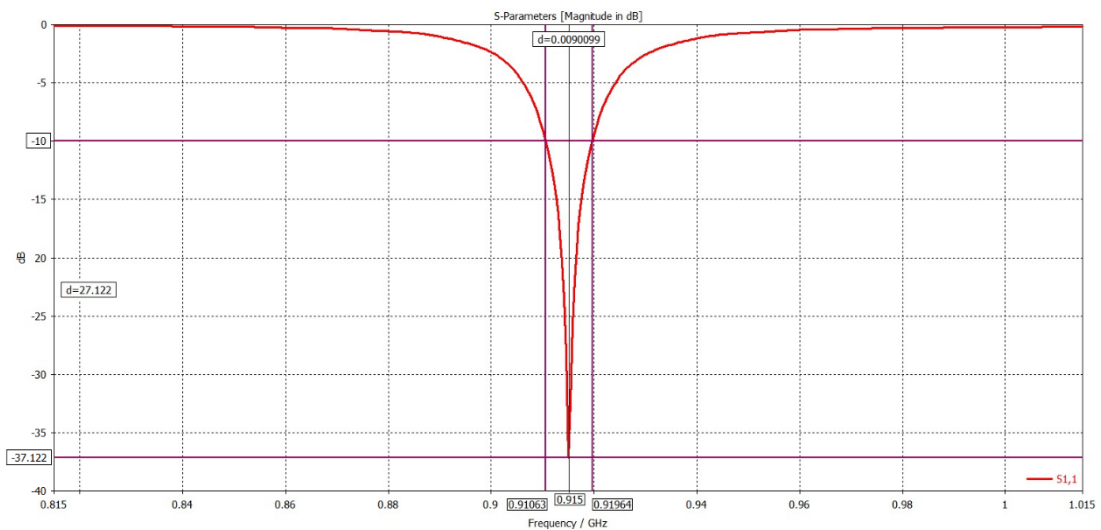


Figura 3.26 - Parámetro S_{11} , ancho de banda para el arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

También fue posible el cálculo del ROE o VSWR, que es la relación entre la potencia irradiada y la potencia entregada. Los resultados para dicho parámetro pueden verse en la Figura 3.27.

Se observa que el valor obtenido, para una frecuencia de 915 MHz, está por debajo de 1.03 lo cual, al igual que el parámetro S11, indica que las pérdidas por retorno son muy reducidas. Por lo tanto, un gran porcentaje de la potencia entregada es radiada.

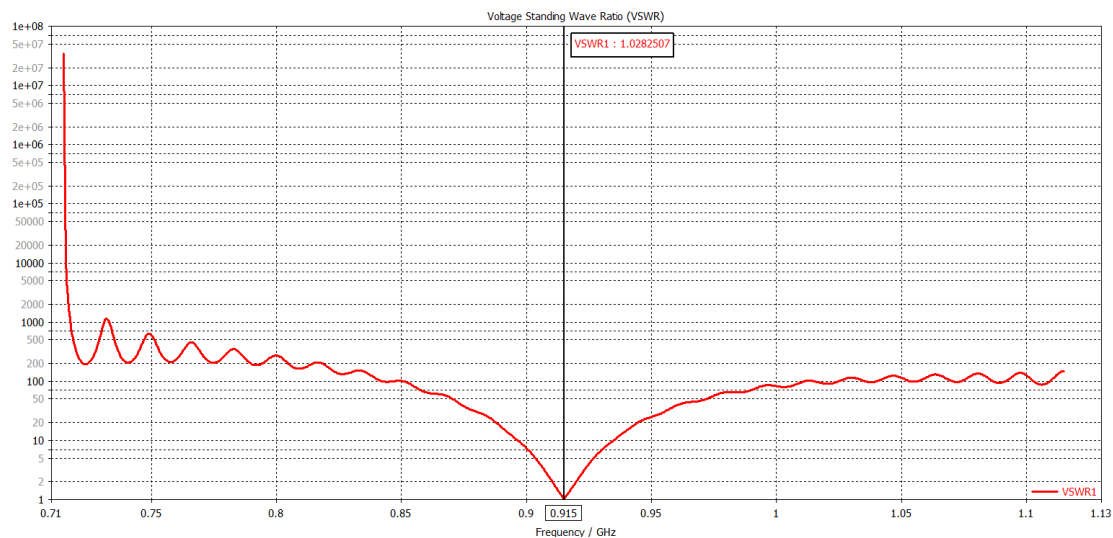


Figura 3.27 - Relación de Onda Estacionaria (ROE) en el arreglo de antenas de parche rectangular en sustrato Duroid RT5880, de espesor $h=3$ con adaptación de impedancias por medio de la técnica de transformador $\lambda/4$.

A continuación, se muestra una tabla comparativa con valores obtenidos en las simulaciones. Aunque para la configuración en el arreglo se cumple con su propósito de mejorar la ganancia de la antena, se puede observar que el ancho de banda útil de estas antenas es similar, pero que los resultados obtenidos en cuanto al ángulo del haz son notablemente menores que para una configuración individual, lo cual no permitiría al arreglo adecuarse de mejor forma a nuestro sistema de telecomunicaciones.

Tabla 3.5 – Tabla comparativa entre antena individual y arreglo de 4 antenas.

Parámetro	Antena de parche individual	Arreglo 2x2 de antenas de parche
Rango de frecuencia	910.5 – 919.6 MHz	910.6 – 919.6 MHz
Ancho de Banda	9.12 MHz	9.01 MHz
Ganancia	7.96 dBi	13.7 dBi
Directividad	8.61 dBi	14.4 dBi
Polarización	Lineal	Lineal
Ancho de haz vertical de media potencia ($\phi = 0^\circ$)	71.2°	24.0°
Ancho de haz vertical de media potencia ($\phi = 90^\circ$)	66.8°	24.5°
VSWR. (relación de onda estacionaria)	$\leq 1,006$	$\leq 1,030$
Pérdidas por retorno, S11 (a $f = 915$ MHz)	-51.27 dB	-37.12 dB
Impedancia de entrada	50 Ω	50 Ω
Dimensiones	341 x 370 x 3.2 mm	740 x 876 x 3.2 mm
Material de sustrato	Duroid RT5880, $\epsilon_r = 2.2$	Duroid RT5880, $\epsilon_r = 2.2$

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO

CONCLUSIONES

El alcance de este proyecto se dividió en tres áreas principales, de las cuales se derivan las siguientes conclusiones:

1 - Tecnologías IoT

Al comienzo del presente trabajo de fin de grado se realizó una revisión de las tecnologías IoT de largo alcance y baja potencia, lográndose un mayor entendimiento de dichas tecnologías y concluyendo que la mejor opción es la tecnología LoRa junto con su protocolo de redes LoRaWAN, debido a que entre sus características técnicas cuenta con un gran alcance y muy bajo consumo de energía, aspectos fundamentales para las aplicaciones buscadas. A esto se le suma sus buenos anchos de banda, inmunidad a interferencias, y que permite redes privadas. Otra razón fundamental para la elección es que, desde el punto de vista comercial, LoRaWAN es de uso libre y gratuito, o sea que no necesita licencias ni suscripciones, ni depende de infraestructuras de terceros para su utilización, como sucede con SigFox o RPMA. LoRaWAN sólo requiere la inversión de la red por parte del usuario, algo que está alineado con el plan de negocios planteado por la Empresa.

2 - Balance del enlace

Durante el desarrollo del presente trabajo de fin de grado, fue necesario adquirir conocimientos tanto en mecánica celeste, como en cálculos de balance del enlace directo entre un dispositivo LoRa en tierra y un satélite LEO, para luego poder definir el mejor tipo de antena y sus requerimientos para lograr dicho enlace.

En esta etapa, se contó con el invaluable apoyo del ingeniero Juan Pechiar-coordinador del proyecto Antelsat- quien nos brindó pautas para los cálculos requeridos.

Muchos factores intervienen en la planificación de comunicaciones satelitales, como la potencia del transmisor y la ganancia de antena requeridas para las estaciones

terrestres y espacial. Dado que estos problemas dependen de muchas características, como son la frecuencia, la altitud e inclinación del satélite, la modulación y los sistemas de codificación, entre otros. Afortunadamente, para considerar todos ellos se contó con una hoja de cálculo de calidad profesional para la simulación de comunicaciones satelitales, desarrollada por el cofundador y director técnico de Astro Digital Inc., Jan King, la cual puede descargarse gratuitamente por cortesía de AMSAT-UK. [71]

Se realizaron los cálculos de balance del enlace para distintos ángulos de apuntamiento y distintos ángulos de elevación, con dos configuraciones de haz en las antenas, tanto para el enlace ascendente como descendente, donde se comprobó que si bien la distancia es un factor que influye en lograr un balance satisfactorio, se concluye que el problema se debe a las pérdidas por polarización y sobre todo a las pérdidas por error de apuntamiento entre las antenas, por lo que lograr menores pérdidas de polarización y mayores ángulos de haz es crucial. Los detalles pueden verse en la Tabla A3.4 y Tabla A3.5 para enlace ascendente y en la Tabla A3.7 y Tabla A3.8 para enlace descendente del Apéndice 3.

Los resultados obtenidos con la antena diseñada, bajo ciertas condiciones, fueron de 13,3 dB para enlace ascendente 10,0 dB para enlace descendente, lo cual sería suficiente para la comunicación con nodos IoT LoRa de bajo costo.

3 - Diseño de la antena

Se realizó un estudio de las tecnologías en antenas, aprendiendo sobre la complejidad de su diseño, ya que existe gran número de factores que influyen sobre sus elementos y características, así como sus parámetros, por ejemplo, la polarización, ganancia, y pérdidas de retorno, que condicionan su rendimiento,

Se concluyó que la mejor tecnología para el diseño de la antena es el de parche o microstrip, debido en primer lugar a la limitación de tamaño y peso, también por la facilidad de su análisis y fabricación, además de sus atractivas características de radiación.

Para poder diseñar y simular todas las antenas, se estudió sobre el software CST Microwave Studio Suite, el cual fue adquirido en forma gratuita, luego de la negociación con el proveedor. Se logró comprender el manejo del mismo, concluyendo que es un programa muy completo para la simulación electromagnética en 3

dimensiones, con infinitud de aplicaciones y funciones, el cual fue fundamental para la concreción de este trabajo de grado.

Se realizó un primer diseño de una antena de parche con polarización lineal, a una frecuencia de trabajo de 915 MHz. La misma debía cumplir ciertos requerimientos, para lograr el balance de enlace satelital previamente calculado, por ejemplo, que su ganancia debía ser de al menos 8 *dBi*, y su ancho de banda del 5% o superior.

Se efectuaron numerosas simulaciones con distintos materiales, dimensiones, y técnicas de alimentación, previas al diseño final. Aunque estos ensayos llevaron un tiempo considerable, ayudaron a la elección de la mejor opción del material para el proyecto, el cual fue el sustrato Duroid 5880 con un espesor de 3 milímetros.

Si bien existen distintas técnicas de alimentación con adaptación de impedancia para las antenas de parche, se probaron las técnicas de “microcinta insertada” y “transformador de cuarto de longitud de onda”. Finalmente se eligió como mejor opción la segunda, debido a que se obtuvieron mejores resultados mediante dicha técnica.

En concreto, con el diseño implementado en sustrato Duroid 5880 de espesor 3 mm, luego de las optimizaciones mediante el software, se obtuvieron los parámetros buscados con una antena de parche cuyas dimensiones son 129.60 mm de ancho y 106.02 mm de largo, con un ancho de banda de polarización lineal máximo del 1%, algo menor al requerido. La ganancia obtenida es de 7.96 *dBi*. Además, el valor de pérdida por retorno (*S*₁₁) a la frecuencia 915 MHz obtenido es de -51,27 *dB*, lo que muestra una adaptación más que aceptable. También se obtuvieron muy buenos anchos de haz, del entorno de los 70°.

Posteriormente se diseñó un arreglo 2x2 de estas antenas parche, obteniendo similar ancho de banda de polarización lineal máximo del 1%, pero una mayor ganancia de 13.7 *dBi*. cumpliendo con los requerimientos. Sin embargo, el valor de pérdida por retorno (*S*₁₁) a la frecuencia 915 MHz obtenido bajó a -37.12 *dB* aunque sigue siendo aceptable. Por otra parte, se redujo notablemente el ancho de haz, al entorno de los 24°. Para la alimentación del arreglo se utilizó también la técnica de transformador de cuarto de longitud de onda, en forma individual en cada parche, método escogido por su sencillez de implementación en el software y facilidad de integración en un arreglo de antenas parche.

Finalmente, aunque ambas configuraciones, tanto la antena individual como el arreglo cumplen con el requisito de ganancia necesario para lograr el balance del enlace, bajo ciertas condiciones, el arreglo de antenas obtiene un mejor resultado en cuanto a la ganancia, pero sacrificando en gran medida al ancho del haz, que como ya se mencionó, es vital para el desempeño del enlace, por lo que la antena que se recomienda para el uso en el satélite es la antena individual. En concreto, tras la realización de este trabajo de fin de grado, queda claro que el principal problema de las antenas de parche es el ancho de banda. Y que la complejidad de lograr el balance del enlace entre los dispositivos en tierra y el satélite LEO es debido, en mayor medida, al error de apuntamiento entre las antenas y al error de polarización, además de las grandes pérdidas por la gran distancia.

TRABAJO FUTURO

Si bien se consiguieron la mayoría de los requerimientos, el presente proyecto tiene ciertas líneas de mejora de cara al futuro:

En primer lugar, deberían realizarse las pruebas y simulaciones con polarización circular. Para los cálculos del proyecto se consideró que una de las dos antenas tiene polarización circular y la otra lineal. Si bien es posible utilizar antenas de polarización circular en los dispositivos/sensores en tierra, la mayoría de los dispositivos IoT utiliza antenas de polarización lineal (vertical) por su fácil fabricación y bajo costo. Esto requiere que la antena instalada en un satélite LEO, que se encuentra en constante movimiento, tenga polarización circular.

Otro trabajo será simular con nuevos materiales y probar otros métodos de alimentación de la antena de parche que, aunque sea más difícil su implementación, den mejores prestaciones. También se podría optimizar las dimensiones y los parámetros del diseño del arreglo de cuatro elementos, para lograr un mejor resultado del mismo.

La limitación de tamaño y peso podría suponer un problema considerable para la implementación de un arreglo de antenas parche, dependiendo de la ganancia que se busque alcanzar con el diseño, debido a que el tamaño de las antenas individuales junto con su separación hacía prácticamente inviable la implementación de un arreglo con más de 4 elementos. Afortunadamente el valor de ganancia requerido no es demasiado elevado, por lo que con un arreglo de cuatro elementos se cumple satisfactoriamente

los requerimientos en ganancia. En cuanto al grosor del sustrato de antena, este resulta importante a la hora de determinar el ancho de banda de la antena, ya que a grosor más alto mejora considerablemente el ancho de banda de la antena, pero el desafío sería encontrar una solución de compromiso.

Resta por implementar el diseño de una red de alimentación y acoplamiento para un arreglo de antenas parche. Si bien se abordó para el diseño de la antena individual, es un trabajo que no se debe tomar a la ligera, ya que requiere de muchas simulaciones y ajustes precisos, ya que afecta en gran medida el rendimiento general de la antena. Es por ello que queda abierta una vía de desarrollo por la que mejorar este aspecto.

Una vez terminado el diseño, el próximo paso importante sería su fabricación y medición para poder observar si los resultados obtenidos con las simulaciones realizadas con el software CTS Studio Suite coinciden con la realidad. El proceso de fabricación será clave para un funcionamiento óptimo de nuestra antena, ya que como se ha comentado en el Capítulo 2, una agrupación de antenas parche requiere que ninguno de sus elementos tenga defectos de fabricación debido a que esto afectaría a la agrupación en general, más aún si se realiza un arreglo en serie.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Compañía de comunicación satelital Iridium. [En línea]. URL: <https://www.iridium.com/> [Último acceso: 15/10/2021].
2. Compañía de comunicación satelital dedicada a M2M Orbcomm. [En línea]. URL: <https://www.orbcomm.com/> [Último acceso: 15/10/2021].
3. Compañía de comunicación y seguimiento satelital Globalstar. [En línea]. URL: <https://www.globalstar.com/es-la/> [Último acceso: 15/10/2021].
4. Módulos para comunicación de datos satelital. [En línea]. URL: <https://www.iridium.com/iot-products/> [Último acceso: 18/10/2021].
5. I.Lysogor, L. Voskov, A.Rolich, S. Efremov, "Study of Data Transfer in a Heterogeneous LoRa-Satellite Network for the Internet of Remote Things", Sensors, (2019).
6. Compañía de comunicaciones satelitales Addvalue. [En línea]. URL: <https://www.addvaluetech.com/satcom-iot-via-lora-wan/>. [Último acceso: 18/10/2021].
7. <https://www.telecomtv.com/content/iot-services-and-apps/ambitious-lora-based-satellite-network-is-on-the-launching-pad-37067/>
8. Historia del servicio de comunicaciones Iridium. [En línea]. URL: https://hmong.es/wiki/Iridium_Communications. [Último acceso: 18/09/2021].
9. Compañía de IoT Satelital Lacuna Space. [En línea]. URL: <https://lacuna.space/>
10. Compañía de IoT Satelital Fleet. [En línea]. URL: <https://fleetspace.com/>
11. Compañía de IoT Satelital Kinéis. [En línea]. URL: <https://www.kineis.com/en/>
12. Compañía de IoT Satelital Kepler. [En línea]. URL: <https://kepler.space/>
13. Compañía de IoT Satelital Astrocast. [En línea]. URL: <https://www.astrocast.com/>
14. DASSAULT SYSTÈMES, THE 3DEXPERIENCE COMPANY, [Último acceso: 09/10/2021], URL: <https://www.3ds.com/es/>
15. CST Computer Simulation Technology, ELECTROMAGNETIC SIMULATION SOLVERS. [Último acceso: 09/04/2021], URL: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/solvers/>
16. Digi International: Dispositivos y servicios de IoT industrial. "12 datos curiosos sobre el IoT - 2021". [En línea]. URL: <https://es.digi.com/blog/post/12-fun-facts-about-iot-2021#:~:text=4.,millones%20para%20el%20a%C3%B1o%202030>.
17. Portal de estadística Statista. "Number of Internet of Things (IoT) connected devices worldwide from 2019 to 2030, by communications technology". [En línea]. URL: <https://www.statista.com/statistics/1194688/iot-connected-devices-communications-technology/>
18. Sagar, Ritika "A Future Of IoT That Is Battery-Less", (mayo, 2021). URL: <https://analyticsindiamag.com/a-future-of-iot-that-is-battery-less/>
19. Proveedor de plataformas de comunicaciones EMnify, "What Is LTE-M? Long Term Evolution for Machines Explained". URL: <https://www.emnify.com/blog/lte-m>
20. Dawaliby S., Bradai A., y Pousset Y, "In Depth Performance Evaluation of LTE-M for M2M Communications," HAL Open science. Id: hal-01451229, (febrero, 2017)
21. Compañía multinacional sueca de telecomunicaciones Tele2 dedicada a Internet of Things. (diciembre, 2020), "LTE-M & NB-IoT An Overview", URL: https://tele2iot.com/wp/uploads/2020/12/LTE-M-NB-IoT_OK.pdf
22. Proveedor de plataformas de comunicaciones EMnify, "Narrowband IoT (NB-IoT) Explained". URL: <https://www.emnify.com/iot-glossary/narrowband-iot>
23. Comunicación inalámbrica en el sector de IoT, Fibocom, "An Overview of Narrowband Internet of Things (NB-IoT)". URL: <https://www.fibocom.com/en/blog/an-overview-of-narrowband-internet-of-things.html> (diciembre 2020).

24. Compañía de telefonía Telcel, "LTE-M una red para las máquinas". URL: <https://www.telcel.com/empresas/tendencias/notas/Item-red-de-maquinas>
25. Chen X., Li Z., Chen Y., and Wang X., "Performance Analysis and Uplink Scheduling for QoS-Aware NB-IoT Networks in Mobile Computing," IEEE Access, vol. 7, pp. 44404–44415, 2019.
26. Operador de red IoT utilizando la tecnología Sigfox LPWAN. URL: <https://www.linkedin.com/company/0g-uruguay/>
27. Operador de tecnología Sigfox LPWAN, WND Group. URL: <https://www.wndgroup.io/uruguay-2/>
28. Empresa de investigación de mercado India, TMR (Transparency Market Research), "LoRa Chipsets Market - Global Industry Analysis, Size, Share, Growth, Trends and Forecast 2019 - 2027". URL: <https://www.transparencymarketresearch.com/lora-chipsets-market.html#:~:text=Key%20players%20operating%20in%20the,Intel%2C%20ZTE%2C%20and%20others.>
29. Tecnologías para aplicaciones y dispositivos de Internet de las cosas, Link Labs. URL: <https://www.link-labs.com/symphony>
30. "5G internet by 2020," European Commission, Parliament/Council deal. (2017)
31. LoRa Alliance Homepage. (2021). "Coverage & Operator Maps". [Último acceso: 11/08/2021], website: <https://lora-alliance.org/#>
32. Empresa de noticias e información, CNX Software Limited. URL: <https://www.cnx-software.com/2021/02/03/lora-2-4ghz-is-now-supported-by-the-things-network/>
33. SigFox Technology, «SIGFOX TECHNOLOGY,». [En línea]. URL: <https://www.sigfox.com/en/what-sigfox/technology> [Último acceso: 18/05/2021].
34. LoRa Alliance, «LoRa Alliance,». [En línea]. URL: <https://lora-alliance.org/> [Último acceso: 18/04/2021].
35. Empresa que brinda conectividad IoT M2M, Ingenu. URL: <https://www.ingenu.com/company/>
36. Tsiatsis V., Karnouskos S., Holler J., Boyle D., Mulligan C. "Internet of Things: Technologies and Applications for a New Age of Intelligence,". 2ªed. Londres, Reino Unido: Academic Press. (2019).
37. Corporación de iluminación multinacional holandesa, Signify. URL: <https://www.signify.com/es-cl>
38. Proveedor de tecnologías de modelado y análisis de IoT industrial, Telensa. URL: <https://www.telensa.com/>
39. Empresa fabricante de soluciones IoT para dispositivos inteligentes, Qowisio. URL: <https://www.qowisio.com/en/qowisio-english/>
40. Empresa fabricante de soluciones IoT para estacionamiento inteligente, Nwave, URL: <https://www.nwave.io/>
41. NWave Technologies, Ultra narrow-band IoT telemetry platform (April 11, 2022). URL: <https://tracxn.com/d/companies/nwave.io>
42. 3GPP, «3GPP». [En línea]. URL: <https://www.3gpp.org/release-13> (3GPP Release 13 - LTE-M). [14/05/2021].
43. LoRa Alliance. «LoRaWAN - What is it? A technical overview of LoRa and LoRaWAN». En: Noviembre (2015), págs. 1-20. [En línea]. URL: <https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/what-is-lorawan.pdf>
44. FCC ISM Regulations, Part 15 Radio Frequency Devices, « "15.247 Operation within the bands 902-928 MHz, 2400-2483.5 MHz, and 5725-5850 MHz. "». CFR 15.247(a)(1)(i) [En línea]. URL: <https://www.ecfr.gov/current/title-47/chapter-I/subchapter-A/part-15>

45. Digi-Key Electronics, "Develop with LoRa for Low-Rate, Long-Range IoT Applications". URL: <https://www.digikey.com/en/articles/develop-lora-for-low-rate-long-range-iot-applications#:~:text=LoRa%20allows%20for%20six%20spreading,factors%20of%207%20to%2010>
46. Portal para desarrolladores LoRa, "What are LoRa and LoRaWAN?". URL: <https://lora-developers.semtech.com/documentation/tech-papers-and-guides/lora-and-lorawan/>
47. Record mundial de distancia LoRaWAN. « "LoRa World Record Broken: 832km/517mi using 25mW"». [En línea]. URL: <https://www.thethingsnetwork.org/article/lorawan-world-record-broken-twice-in-single-experiment-1>
48. Último record mundial de distancia LoRaWAN. « " New world record for LoRa comms "». [En línea]. URL: <https://critcommsnetwork.com/posts/new-world-record-for-lora-comms>
49. Reimondo G., "Geolocalización en LoRaWAN", (marzo 2019) [En Línea], URL: <https://humanizationoftechnology.com/geolocalizacion-en-lorawan/revista/2019/volumen-2-2019/03/2019/#:~:text=La%20infraestructura%20LoRaWAN%20%E2%84%A2%20proporciona,alimentados%20por%20medio%20de%20bater%C3%ADas>.
50. I. Ordoñez Monfort, «*Estudio de la arquitectura y el nivel de desarrollo de la red LoRaWAN y de los dispositivos LoRa.*», [En línea]. URL: <http://openaccess.uoc.edu/webapps/o2/bitstream/10609/64365/6/iordonezTFM0617mem%C3%B2ria.pdf> [Último acceso: 19/04/2021].
51. LoRa Alliance, «*LoRaWAN 1.1 especificación*», 2017. [En línea]. URL: https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/lorawantm_specification_v1.1.pdf [Último acceso: 19/04/2021].
52. EVENTO IoT LoRA Satelital: abr. 2021. [En línea]. URL: <https://event.on24.com/wcc/r/3010566/64365E44BF69A9DD32B451F0FBE3DC0D> [Último acceso: 20/04/2021].
53. Wikipedia, «Wikipedia: Chirp spread spectrum», 2018. [En línea]. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Chirp_spread_spectrum [Último acceso: 20/04/2021].
54. Semtech Corporation, «LoRa Spread Spectrum, AN1200.22 LoRaTM Modulation Basics», (mayo 2015); p.13. [En línea]. URL: <https://semtech.my.salesforce.com/sfc/p/#E0000000JelG/a/2R0000001OJu/xvKUc5w9yjG1q5Pb2IIkpolW54YYqGb.frOZ7HQBCrC> .[Último acceso: 20/04/2021].
55. Semtech Corporation, «SX1276/77/78/79 DATASHEET - 137 MHz to 1020 MHz Low Power Long Range Transceiver», (Rev.7 - May 2020). [En línea]. URL: https://semtech.my.salesforce.com/sfc/p/#E0000000JelG/a/2R0000001Rbr/6EfVZUorrpoKffvaF_Fkpgp5kzjiNyiAbqcpqh9qSjE [Último acceso: 21/04/2021].
56. Semtech, «LoRa Modem Calculator Tool»,. [En línea]. URL: <https://www.semtech.com/search/results?keywords=Calculator%2A> [Último acceso: 21/04/2021].
57. Número de dispositivos conectados a Internet de las cosas (IoT) en todo el mundo de 2019 a 2030, por tecnología de comunicaciones (en millones) *En Statista - El portal de estadísticas*. Recuperado el 10 de febrero de 2021 de <https://www.statista.com/statistics/1194688/iot-connected-devices-communications-technology/>
58. Carretero Guerrero, J. (2018). *Caminar con éxito hacia la industria 4.0*. Obtenido de <https://ticnegocios.camaravalencia.com/wp-content/uploads/2018/12/Guia-Industria-40.pdf>

59. Fraire, J., Céspedes, S. y Accettura, N. (1–3 de octubre de 2019). *Direct-To-Satellite IoT - A Survey of the State of the Art and Future*. 18va Conferencia Internacional sobre Redes Ad Hoc e Inalámbricas, Luxemburgo, Luxemburgo, octubre de 2019. Springer
60. <https://dle.rae.es/antena?m=form> - definición de Antena en Diccionario de la Real Academia Española.
61. "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas," IEEE Std 145™ - (2013)
62. Alibaba, Comercio electrónico, Tipos de Antenas actuales de comunicación, Alibaba.com. Recuperado el 10/10/2021 de URL: https://spanish.alibaba.com/trade/search?fsb=y&IndexArea=product_en&CatId=&SearchText=antena&selectedTab=product_en [Último acceso: 05/08/2021].
63. Frenzel, Louis E. Jr. "Principles of Electronic Communication Systems,". 4ªed. Estados Unidos: McGraw-Hill, (2016).
64. <https://www.gub.uy/ministerio-industria-energia-mineria/politicas-y-gestion/telecomunicaciones> - Ministerio de Industria, Energía y Minería. Políticas y Gestión, Telecomunicaciones
65. Reglamento de Radiocomunicaciones, Artículos. Edición de 2020
66. RECOMENDACIÓN UIT-R V.431-8 - "Nomenclatura de las bandas de frecuencias y de las longitudes de onda empleadas en telecomunicaciones" (08/2015).
67. Balanis, C. «Microstrip and Mobile Communications Antennas». "Antenna Theory. Analysis and Design,". 4ªed. Pag.783-861 Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc. (2016).
68. Balanis, C. "Antenna Theory. Analysis and Design,". 4ªed. Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc. (2016).
69. Fitzpatrick R., (2013), "An Introduction to Celestial Mechanics," 1ª ed. New York, USA, Cambridge University Press.
70. Union of Concerned Scientist, "Satellite Database," (Actualización enero 2022) [Archivo Excel]. In-depth details on the 4,852 satellites currently orbiting Earth, including their country of origin, purpose, and other operational details, [En línea]. URL: <https://www.ucsusa.org/media/11492>
71. Jan A. King, AMSAT/IARU, "Annotated Link Model System," (Version: 2.5.3, marzo 2008) [Archivo Excel]. Tools for Spacecraft and Communication Design, AMSAT Radio Amateur Satellite Corporation, [En línea]. URL: <https://www.amsat.org/tools-for-calculating-spacecraft-communications-link-budgets-and-other-design-issues/#>
72. Delock, EAN: 4043619125425 [Online]; LoRa Antenna 863 - 928 MHz SMA plug 0.5 dBi omnidirectional; Taiwan, Republic of China. May, 2021. [En línea]. URL: <https://www.delock.de/produkt/12542/pdf.html?sprache=en>
73. Semtech Corporation. Principles of LoRa Design, "SX1272/3/6/7/8: LoRa Modem Designer's Guide" AN1200.13,20013; p.3.
74. Semtech Corporation. LoRa Spread Spectrum, AN1200.22 "LoRa™ Modulation Basics", 2015; p.13.
75. Fang D.G. "Antenna theory and microcinta antenas," 1ª ed. Estados Unidos: Taylor & Francis Group. (2010)
76. Recomendación UIT-R P.676-6 << Rec. UIT-R P.676-6 1 >> "Atenuación debida a los gases atmosféricos" (Cuestión UIT-R 201/3). (Rev. 09/2013)

APENDICE 1: Programas usados en cálculos

Programa para Cálculos de parámetros de la antena:

```
% *****
%      Modelo De Línea De Transmisión Para Parche Rectangular
% *****
%
%      PARÁMETROS FIJOS DE ENTRADA
% fr = FRECUENCIA RESONANTE (GHz)
% Er = CONSTANTE DIELECTRICA DEL SUSTRATO
% h = ALTURA DEL SUSTRATO (mm)
% t = ESPESOR DE METAL CONDUCTOR (mm)
%
% CON ESTE PROGRAMA PUEDEN CALCULARSE:
%      1) DIMENSIONES PARCHE RECTANGULAR
%      2) DIMENSIONES LÍNEA DE MICROCINTA
%      3) ADAPTACIÓN POR TRANSFORMADOR CUARTO DE ONDA
%      4) ADAPTACIÓN POR MICROCINTA INSERTADA
%
% *** LOS RESULTADOS SE DESPLIEGAN EN PANTALLA O GUARDAN EN ARCHIVO TXT ***
%
% **** LISTADO DE PARÁMETROS DE SALIDA: ****
% 1)
%   lamb_0 = Longitud De Onda En Espacio Libre (mm)
%   lamb   = Longitud De Onda En Sustrato (mm)
%   W      = Ancho Real Del Parche (mm)
%   Ereff  = Permitividad Efectiva Del Sustrato
%   deltaL = Diferencia De Distancia (mm)
%   Leff   = Longitud Efectiva Del Parche (mm)
%   L      = Largo Real del Parche (mm)
%   Leff   = Largo Efectivo Del Parche (mm)
%   RinAprox = Impedancia De Entrada Del Parche (Ohms)
%   RinIMP  = Impedancia De Entrada Teniendo En Cuenta Efectos Mutuos
%             (Antisimétrica) (Ohms)
%   RinPAR  = Impedancia De Entrada Teniendo En Cuenta Efectos Mutuos (Simétrico)
%             (Ohms)
%
%
% 2)
%   Zc = Impedancia De Línea Microcinta De Ancho w0 (Ohms)
%
%
% 3)
%   Ztr = Impedancia De Transformador Lambda/4 (Ohms)
%
```



```

% 4)
%   y0= Distancia Al Borde Radiante Anterior En Microcinta Insertada y0 (mm)
%   w0= Ancho de Microcinta Insertada (mm)
%
%

function []=Calculos;
clear all;
close all;
clc
fr=[]; Er=[]; h=[]; t=[];
prompt = 'INGRESE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA BUSCADA (GHz)= ';
fr = input(prompt);
prompt = 'INGRESE LA PERMITIVIDAD RELATIVA DEL SUSTRATO = ';
Er = input(prompt);
prompt = 'INGRESE EL ESPESOR DEL SUSTRATO (mm)= ';
h = input(prompt);
prompt = 'INGRESE EL ESPESOR DEL METAL EN PARCHE RADIANTE Y PLANO DE TIERRA
(mm)= ';
t = input(prompt);
% % fr=0.915
% % Er = 2.2
% % h= 3
% % t= 0.1

lamb_0= 3*10^11/(fr*10^9);           % Longitud de Onda en Espacio Libre
lamb = 3*10^11/(fr*10^9*sqrt(Er));  % Longitud de Onda en Sustrato
k0 = 2*pi/lamb_0;                   % constante de fase
%Emax=sinc(h*k0/2/pi);
clc

tipo=[];
while isempty(tipo) | ((tipo~=1)&(tipo~=2)&(tipo~=3)&(tipo~=4)),
    tipo=input(['OPCIÓN DE ELEMENTO A
CALCULAR\n', '-----\n', ...
    ' OPCIÓN (1) : DIMENSIONES PARCHE RECTANGULAR\n', ' OPCIÓN (2) :
DIMENSIONES LÍNEA DE MICROCINTA\n',...
    ' OPCIÓN (3) : ADAPTACIÓN POR TRANSFORMADOR CUARTO DE ONDA\n', '
OPCIÓN (4) : ADAPTACIÓN POR MICROCINTA INSERTADA\n\n', ...
    '-----\n',...
    'ELIJA UNA OPCIÓN: ']);
end;

opcion=[];

```

```

while isempty(opcion) | (opcion~=1&opcion~=2),
    opcion=input(['\n ¿ CÓMO PREFIERE LOS RESULTADOS ?
\n', '-----\n', ...
    'OPCIÓN (1): VERLOS EN PANTALLA\n', 'OPCIÓN (2): EN ARCHIVO TXT\n', ...
    '-----\n', 'ELIJA UNA OPCIÓN: ']);
end;

if opcion==2,
    Archivo=[];
    while isempty(Archivo),
        Archivo=input(' INGRESE EL NOMBRE DEL ARCHIVO: ','s');
        fprintf(' NOMBRE: '); disp(Archivo);
        fprintf('\n ----- \n');
        Archivo='Archivo con RESULTADOS';
        disp(Archivo);
        addpath(pwd);
        if exist(Archivo,'file')&isa(Archivo,'char'),
            delete(Archivo);
        end;
        rmpath(pwd);
        if (tipo==1), % Cálculos de Parche Rectangular
            fprintf(' TIPO 1 OP2\n ***** \n');
            Parche(opcion, Archivo);
        elseif (tipo==2), % Cálculo de Línea de Transmisión Microcinta
            fprintf(' TIPO 2 OP2\n ***** \n');
            Microcinta(opcion, Archivo);
        elseif (tipo==3), % Cálculo de Línea de Transformador Cuarto de Onda
            fprintf(' TIPO 3 OP2\n ***** \n');
            Transfo(opcion, Archivo);
        else % Cálculo de Microcinta Incertada
            fprintf(' TIPO 4 OP2\n ***** \n');
            Insert(opcion, Archivo);
        end;
    end;
else
    if (tipo==1), % Cálculos de Parche Rectangular
        fprintf(' TIPO 1 OP1\n ***** \n');
        Parche(opcion, 1);
    elseif (tipo==2), % Cálculo de Línea de Transmisión Microcinta
        fprintf(' TIPO 2 OP1\n ***** \n');

```

```

        Microcinta(opcion, 1);
elseif (tipo==3), % Cálculo de Línea de Transformador Cuarto de Onda
    fprintf(' TIPO 3 OPl\n ***** \n');
    Transfo(opcion, 1);
else % Cálculo de Microcinta Incertada
    fprintf(' TIPO 4 OPl\n ***** \n');
    Insert(opcion, 1);
end;
end;

function Parche=Parche(opcion, Archivo);
clc
% Parámetros de entrada (fr, Er, h, t)
% Calculos De Las Dimensiones del Parche Radiante:
W = 3*10^11/(2*fr*10^9)*sqrt(2/(Er+1));
Ereff = (Er+1)/2 + (Er-1)/2*(1+12*h/W)^-0.5;
deltaL = h*0.412*((Ereff+0.3)*(W/h+0.264))/((Ereff-0.258)*(W/h+0.8));
L = 3*10^11/(2*fr*10^9*sqrt(Ereff)) - 2*deltaL;
Leff = L + 2*deltaL;
RinAprox= 90*(Er)^2/(Er-1)*(L/W); % Impedancia Característica Aproximada
del parche

% Calculos de la Conductancia G1
Vect_grad=0:1:180; Vect_rads=Vect_grad.*pi/180;
IntG1=sum((sin(cos(Vect_rads).*(k0*W/2))./cos(Vect_rads)).^2.*(sin(Vect_rads)
).^3).*(pi/180)); % Sumo arreglo de elemntos. No se pudo integrar
G1=IntG1./(120*pi^2);
% Calculos de la Conductancia Mutua G12
IntG12=sum((sin(cos(Vect_rads).*(k0*W/2))./cos(Vect_rads)).^2.*besselj(0,sin
(Vect_rads).*(k0*L)).*(sin(Vect_rads).^3).*(pi/180)); % Sumo arreglo de
elemntos. No se pudo integrar
G12=IntG12./(120*pi^2);

% Resistencia De Entrada Resonante Teniendo En Cuenta Efectos Mutuos
% En Modos Con Distribución De Voltaje Resonante IMPAR (Antisimétrica)
RinIMP=(2.*(G1+G12))^-1;
% En Modos Con Distribución De Voltaje Resonante PAR (Simétrico)
RinPAR=(2.*(G1-G12))^-1;

% ***** RESULTADOS *****
ColumnA= ["lamb_0 (mm)" "lamb (mm)" "W (mm)" "Ereff (adim)" "deltaL (mm)" "L
(mm)" "Leff (mm)" "RinAprox (ohms)" "RinIMP (Ohms)" "RinPAR (Ohms)"];

```

```

ColumnB= [lamb_0, lamb, W, Ereff, deltaL, L, Leff, RinAprox, RinIMP, RinPAR];
nombre='resParche.txt';
ArchivoRes(ColumnA,ColumnB,nombre);
end

```

```

function Microcinta=Microcinta(opcion,Archivo);
% Parámetros de entrada (Er, h, t, Zmenor, Zmayor, w0)
% Calculos de: Zc (Ohms) y w0 (mm)
clc
Zmenor=[]; Z0=[]; w0=[];
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DE LA LÍNEA DE TRANSMISION QUE SE DIVIDE
(Ohms)= ';
Zmenor = input(prompt);
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DE LA LÍNEA DE TRANSMISION PRINCIPAL(Ohms)= ';
Zmayor = input(prompt);
prompt = 'INGRESE EL ANCHO DE LA LÍNEA MICROCINTA (mm)= ';
w0 = input(prompt);

% Impedancia De Línea Microcinta
Zc=(87/(sqrt(Er+1.41)))*log((5.98*h)/((0.8*w0)+t)); % Impedancia de línea de
transmisión de microcinta de ancho w0. (Si h < 0.8*w0)

% Ancho de la microcinta Incetada a y0=0
A=(Zmayor/60)*sqrt((Er+1)/2) + ((Er-1)/(Er+1))*(0.23+0.11/Er);
B=377*pi/(2*Zmayor*sqrt(Er));
w01=h*(8*exp(A))/(exp(2*A)-2); %
para w0/h <2
w02=h*(2/pi)*(B-1-log(2*B-1)+((Er-1)/(2*Er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/Er))); %
para w0/h >2
if (w01>0)&&(w01<2)
    w0=w01;
elseif (w02>0)&&(w02>2)
    w0=w02;
else
    disp('***** Revisar resultados !!! *****')
end

% ***** RESULTADOS *****
ColumnA = ["Zc (Ohms)" "w0 (mm)"];
ColumnB = [Zc, w0];
nombre='resMicrocinta.txt';
ArchivoRes(ColumnA,ColumnB,nombre);

```

```
end
```

```
function Transfo=Transfo(opcion,Archivo);
clc
% Parámetros de entrada (Zparche, Z0)
% Calculos de: Ztr(Ohms)
Zparche=[]; Z0=[];
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DEL PARCHE RADIANTE (Ohms)= ';
Zparche = input(prompt);
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DE LA LÍNEA DE TRANSMISION PARA ACOPLAR(Ohms)=
';
Z0 = input(prompt);

% Impedancia de la microcinta transformador cuarto de onda
Ztr=sqrt(Zparche*Z0);

% ***** RESULTADOS *****
ColumnA = ["Ztr (Ohms)"];
ColumnB = [Ztr];
nombre='resTransfo.txt';
ArchivoRes(ColumnA,ColumnB,nombre);
end
```

```
function Insert=Insert(opcion,Archivo);
clc
% Parámetros de entrada (Er, L, Zparche, Z0)
% Calculos de: y0 (mm) y w0 (mm)
prompt = 'INGRESE EL LARGO DEL PARCHE RADIANTE (mm)= ';
L = input(prompt);
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DEL PARCHE RADIANTE (Ohms)= ';
Zparche = input(prompt);
prompt = 'INGRESE LA IMPEDANCIA DE LA LÍNEA DE TRANSMISION A ACOPLAR(Ohms)= ';
Z0 = input(prompt);

% Distancia Al Borde Radiante Anterior En Microcinta Insertada y0 (mm)
y0=(L/pi)*acos(sqrt(Z0/Zparche));

% Ancho de la microcinta Incetada a y0
A=(Z0/60)*sqrt((Er+1)/2) + ((Er-1)/(Er+1))*(0.23+0.11/Er);
B=377*pi/(2*Z0*sqrt(Er));
w01=h*(8*exp(A))/(exp(2*A)-2); %
para w0/h <2
```

```

w02=h*(2/pi)*(B-1-log(2*B-1)+((Er-1)/(2*Er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/Er))); %
para w0/h >2
if (w01>0)&&(w01<2)
    w0=w01;
elseif (w02>0)&&(w02>2)
    w0=w02;
else
    disp('***** Revisar resultados !!! *****')
end

% ***** RESULTADOS *****
ColumnA = ["y0 (mm)" "w0 (mm)"];
ColumnB = [y0, w0];
nombre='resInsert.txt';
ArchivoRes(ColumnA,ColumnB,nombre);
end

function ArchivoRes=ArchivoRes(CA,CB,nombre);
% ***** RESULTADOS EN ARCHIVO TXT *****
RES = [CA; CB];
fileID = fopen(nombre,'w');
fprintf(fileID,'%16s %10s\n','Parámetro','Valor');
fprintf(fileID,'%+16s %11.5f\n',RES);
fclose(fileID);
if opcion==1
    b = strcat(nombre);
    type (nombre);
else
    a = nombre;
    s1 = [Archivo];
    s2 = '.txt';
    b = strcat(s1,s2);
    n=1;
    while exist(b,'file')&isa(b,'char'),
        n=n+1;
        nchar= num2str(n);
        b = strcat(s1,nchar,s2);
    end;
    dos(['rename "' a ' "' [b] ""']);
end
end
end

```

Programa para Cálculos de balance del enlace Satelital:

```
% *****
%                                     Modelo De Enlace Satelital
% *****

function []=enlaceFIN;
clear all;
close all;
clc
% f=[]; Pt=[]; Bw=[]; Pt=[];
% prompt = 'INGRESE LA FRECUENCIA DE TRABAJO (GHz)= ';
% f = input(prompt);
% prompt = 'INGRESE EL ANCHO DE BANDA (MHz)= ';
% Bw = input(prompt);
% prompt = 'INGRESE LA POTENCIA TRANSMITIDA (dB) = ';
% Pt = input(prompt);

% Constantes Universales
f = 0.915;                               % Frecuencia de trabajo 0.915 (GHz)
Kman = 1.38*10^-23;                       % Constante de Boltzman (J/Hz)
K = 10*log10(Kman);                       % Constante de Boltzman (dB)
c = 3*10^8;                               % Velocidad de la luz (m/s)
T = 290;                                  % Temperatura ambiente promedio. (°K) 17 °C =
290 °K

tipo=[];
while isempty(tipo) | ((tipo~=1) & (tipo~=2) & (tipo~=3) & (tipo~=4)),
    tipo=input(['TIPO DE ENLACE A
CALCULAR\n', '-----\n', ...
' OPCIÓN (1) : ENLACE DE SUBIDA\n', ' OPCIÓN (2) : ENLACE DE
BAJADA\n', ...
'-----\n', ...
'ELIJA UNA OPCIÓN: ']);
end;

opcion=[];
while isempty(opcion) | (opcion~=1 & opcion~=2),
    opcion=input(['\n ¿ CÓMO PREFIERE LOS RESULTADOS ?
\n', '-----\n', ...
' OPCIÓN (1): VERLOS EN PANTALLA\n', ' OPCIÓN (2): EN ARCHIVO TXT\n', ...
'-----\n', 'ELIJA UNA OPCIÓN: ']);
end;

if opcion==2,
    Archivo=[];
    while isempty(Archivo),
        Archivo=input(' INGRESE EL NOMBRE DEL ARCHIVO: ','s');
        fprintf(' NOMBRE: '); disp(Archivo);
        fprintf('\n ----- \n');
        Archivo='Archivo con RESULTADOS';
        disp(Archivo);
        addpath(pwd);
        if exist(Archivo,'file') & isa(Archivo,'char'),
            delete(Archivo);
        end;
        rmpath(pwd);
        if (tipo==1), % Cálculos del enlace dispositivo en tierra al
Satelite.
            fprintf(' TIPO 1 OP2\n ***** \n');
            subida(opcion, Archivo);
        elseif (tipo==2), % Cálculos del enlace satélite a dispositivo
en tierra.
            fprintf(' TIPO 2 OP2\n ***** \n');
            bajada(opcion, Archivo);
        else % Otras opciones a futuro.
            fprintf(' OTRAS \n ***** \n');
        end;
end;
```

```

end;
else
    if (tipo==1),           % Cálculos de Parche Rectangular
        fprintf(' TIPO 1 OPl\n ***** \n');
        subida(opcion, 1);
    elseif (tipo==2),     % Cálculo de Línea de Transmisión Microcinta
        fprintf(' TIPO 2 OPl\n ***** \n');
        bajada(opcion, 1);
    else
        % Otras opciones a futuro.
        fprintf(' OTRAS \n ***** \n');
    end;
end;

function subida=subida(opcion, Archivo);
clc
% ENLACE DE SUBIDA
% % D1 = 2.4;                % Diámetro de antena Tx (m)
% % n1 = 0.8;                % Eficiencia de la antena Tx (subida)
% % D2 = 0.175;              % Diámetro de antena Rx (m)
% % n2 = 0.55;              % Eficiencia de la antena Rx (bajada)

Bw = 125;                   % Ancho de Banda. (KHz)
Pt = 33;                   % Potencia transmitida. (dB)
Lbo = 1;                   % Pérdida por respaldo del dispositivo en
tierra. (dBW)
Lbf = 2;                   % Pérdidas por ramificaciones y alimentadores de
la estación terrena. (dB)
Gtx = 20;                  % Ganancia en transmisión en la antena del
dispositivo en tierra. (dB)
GSrx = 30;                 % Ganancia en recepción de la antena en el
satélite. (dB)
D = 500;                   % Distancia entre antenas. (Km)
Lg = 0.4;                  % Pérdidas por gases. (dB)
Lr = 0;                    % Pérdidas por lluvia. (dB)
Lu = Lg + Lr;              % Pérdidas atmosféricas de subida. (dB)
Nf = 6;                    % Factor de ruido térmico. (dB)
T = 290;                   % Temperatura ambiente promedio. (°K) 17 °C =
290 °K
Te = T*(Nf-1);            % Temperatura equivalente de ruido. (°K)
fb = 0.98;                 % frecuencia por bit (Kbps). 980 bps
Tb = 1/fb;                 % Timpo por bit. (s)

Calculos(opcion, Archivo, Bw, Pt, D, Lg, Lr, Lu, Gtx, GSrx, Lbo, Lbf, Nf,
Te, T, fb, Tb)
end

function bajada=bajada(opcion, Archivo);
clc
% *****
% ENLACE DE BAJADA
Bw = 500;                   % Ancho de Banda. (KHz)
Pt = 10;                    % Potencia transmitida. (dB)
Lbo = 0.1;                  % Pérdida por respaldo del satélite. (dBW)
Lbf = 0.4;                  % Pérdidas por ramificaciones y alimentadores
del satélite. (dB)
GStx = 31.5;                % Ganancia en transmisión en la antena en el
satélite. (dB)
Grx = 25;                   % Ganancia en recepción de la antena en el
dispositivo en tierra. (dB)
D = 500;                    % Distancia entre antenas. (Km)
Lg = 0.5;                   % Pérdidas por gases. (dB)
Lr = 0;                     % Pérdidas por lluvia. (dB)
Ld = Lg + Lr;               % Pérdidas atmosféricas de bajada. (dB)
Nf = 6;                     % Factor de ruido térmico. (dB)

```



```

T = 290; % Temperatura ambiente promedio. (°K) 17 °C =
290 °K
Te = T*(Nf-1); % Temperatura equivalente de ruido. (°K)
fb = 3.9; % frecuencia por bit (Kbps). 3900 bps
Tb = 1/fb; % Tiempo por bit. (s)

Calculos(opcion, Archivo, Bw, Pt, D, Lg, Lr, Ld, GStx, Grx, Lbo, Lbf, Nf,
Te, T, fb, Tb)
end

function Calculos=Calculos(opcion, Archivo, Bw, Pt, D, Lg, Lr, Lu, Gtx, Grx,
Lbo, Lbf, Nf, Te, T, fb, Tb);
clc
% % Ganancia de Antenas Para Antenas Reflectoras de Diametro Dx
% Gtx=10*log10(n1*(pi*D1*(f*10^9)/c)^2);
% Grx=10*log10(n2*(pi*D2*(f*10^9)/c)^2);

% Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (EIRP)
Prad=Pt-Lbo-Lbf; % Potencia Total Radiada (Prad)
GtxW=10^(Gtx/10);
PradW=10^(Prad/10);
EIRP1= 10*log10(PradW*GtxW);
EIRP= Prad + Gtx;

% Pérdidas Por Trayectoria Lp
Lp=10*log10((4*pi*(D*10^3)*(f*10^9)/c)^2);

% Temperatura equivalente de ruido (Te)
Te= T*(Nf-1);

% Relación Ganancia a Temperatura Equivalente G/Te (dB)
GrxW=10^(Grx/10);
GTe= 10*log10(GrxW/Te);

% Densidad de potencia de la portadora en la antena del satélite:
C = EIRP -Lp -Lu;

% Relación Portadora a Densidad de Ruido (C/No)
CNo= EIRP - Lp + GTe - Lg - K;

% Relación de energía de bit a densidad de ruido (Eb?No)
EbNo= CNo -10*log10(fb*10^3);
EbNoJ= 10^(EbNo/10);

% Relación Portadora a Ruido (C/N)
CN= CNo - 10*log10(Bw*10^3);
CN2= EbNo - 10*log10(Bw*10^3/(fb*10^3));
% ***** RESULTADOS ENLACE *****
ColumnA = ["EIRP (dBW)" "Lp (dB)" "Te (°K)" "G/Te (dB/K)" "C' (dBW)" "C/No
(dB)" "Eb/No (dB)" "C/N (dB)"];
ColumnB = [EIRP, Lp, Te, GTe, C, CNo, EbNo, CN];
nombre='resENLACE.txt';
disp ' '
disp ' ** PARAMETROS DEL ENLACE **'
ArchivoRes(ColumnA,ColumnB,nombre);
end

function ArchivoRes=ArchivoRes(CA,CB,nombre);
% ***** RESULTADOS EN ARCHIVO TXT *****
opcion=1;
RES = [CA; CB];
fileID = fopen(nombre,'w');
fprintf(fileID,'%16s %10s\n','Parámetro','Valor');
fprintf(fileID,'%+16s %11.5f\n',RES);

```

```

fclose(fileID);
if opcion==1
    b = strcat(nombre);
    type (nombre);
else
    a = nombre;
    s1 = [Archivo];
    s2 = '.txt';
    b = strcat(s1,s2);
    n=1;
    while exist(b,'file')&isa(b,'char'),
        n=n+1;
        nchar= num2str(n);
        b = strcat(s1,nchar,s2);
    end;
    dos(['rename "' a ' "' [b] ""']);
end
end

end

```

APENDICE 2: Protocolo LoRaWAN

Estudio y análisis de la tecnología LoRa y LoRaWAN

LoRa

Como vimos LoRa (Long Range) refiere a la capa física, es decir, la técnica de modulación, el ancho de banda, la frecuencia, etc., que es utilizada en la transmisión y recepción.

Por otra parte, en la capa 2 (control de acceso al medio), la alternativa que actualmente tiene más impulso y apoyo por parte de los distintos fabricantes es el protocolo de red LoRaWAN (*Long Range Wide Area Network*), estándar abierto, de capa 2 definido por la LoRa Alliance para soportar LoRa en Internet que incluye las funcionalidades de red y capa superior.

Parámetros

Hay tres parámetros principales que pueden ser modificados en la modulación LoRa: ancho de banda BW (*Bandwidth*), factor de dispersión SF (*Spreading Factor*) y tasa de codificación CR (*Code Rate*). Es posible optimizar la modulación LoRa para una aplicación determinada, variando estos tres parámetros. Estos parámetros determinan la tasa de bits, inmunidad a la interferencia y el tiempo que se ocupa el canal en cada transmisión.

Ancho de banda

Es el ancho de banda que se ocupa en el espectro radioeléctrico durante la transmisión, y en LoRa se refiere al ancho de doble banda lateral (o ancho de banda total del canal). Un aumento en el ancho de banda de la señal permite el uso de una velocidad de datos efectiva más alta, reduciendo así el tiempo de transmisión a expensas de una reducción de la sensibilidad. Mientras que un aumento de uno en el Spreading Factor divide la velocidad de símbolo en 2. Dado que hay 2^{SF} “chips” en un símbolo, un símbolo puede codificar SF bits de información.

A partir de los parámetros clave que puede controlar el usuario, se define la velocidad de símbolo de LoRa como:

$$R_s = \frac{BW}{2^{SF}} \quad (\text{A2. 1})$$

donde BW es el ancho de banda programado y SF es el factor de dispersión. La señal transmitida es una señal de envolvente constante. De manera equivalente, se envía un chip/segundo por cada Hz de ancho de banda.

El rango de anchos de banda relevante para la mayoría de situaciones se da en la siguiente tabla de especificaciones de un módem LoRa:

Tabla A2.1 - Opciones de ancho de banda de LoRa. [55, p.28]

Ancho de Banda (kHz)	Factor de Dispersión (Chips/symbol)	Tasa de Codificación	Rb Nominal (bps)
20.8	12	4/5	49
62.5	12	4/5	146
125	12	4/5	293
250	12	4/5	586
500	12	4/5	1172

Los anchos de banda más utilizados son los de 125, 250 y 500 kHz. Es posible utilizar anchos de bandas menores, pero en ese caso el fabricante recomienda utilizar un reloj TXCO (*Temperature controlled crystal oscillator*) externo.

Factor de dispersión

La modulación LoRa de espectro ensanchado denominada CSS (*Chirp Spread Spectrum*), se realiza representando cada bit de información de la carga útil mediante múltiples “chips” de información.

La velocidad a la que se envía la información de dispersión se denomina velocidad de símbolo (R_S), la relación entre la velocidad de símbolo nominal y la velocidad de chip es el factor de dispersión (SF), y representa el número de símbolos enviados por bit de información y se calcula como el logaritmo en base 2 de la cantidad de “chirps” por símbolo. El rango de valores accesibles con un módem LoRa se muestra en la siguiente tabla:

Tabla A2.2 - Rango de factores de dispersión. [55, p.27]

Factor de Dispersión (SF)	Factor de Dispersión (Chips/symbol)	SNR Demodulador LoRa
6	64	-5 dB
7	128	-7.5 dB
8	256	-10 dB
9	512	-12.5 dB
10	1024	-15 dB
11	2048	-17.5 dB
12	4096	-20 dB

Los valores posibles varían de 6 a 12, este factor incide en la tasa de bits efectiva y la inmunidad a la interferencia por ruido en la detección, la relación señal/ruido resultante (SNR) requerida en la entrada del receptor. Un aumento del SF repercute positivamente en la sensibilidad del receptor, es decir, mejorando el rango y el balance del enlace, del receptor LoRa. Pero aumenta el tiempo del símbolo (en consecuencia, se ocupa más tiempo el canal).

El factor de dispersión debe ser el mismo tanto en el lado de transmisión como en el de recepción del enlace ya que los diferentes factores de dispersión son ortogonales entre sí. Por lo tanto, es posible reutilizar el mismo canal para distintos nodos de manera simultánea variando el SF .

Tasa de codificación

Para mejorar aún más la robustez del enlace, LoRa emplea codificación de errores cíclicos para realizar la detección y corrección de errores hacia adelante FEC (*Forward Error Correction*), denominado tasa de codificación CR (*Code Rate*). La corrección de errores hacia adelante es mecanismo que permite la corrección en el receptor sin retransmisión de la información original y es particularmente eficaz para mejorar la fiabilidad del enlace en presencia de interferencia, pero esta resulta en una sobrecarga de datos adicional en la transmisión. Dicha sobrecarga se muestra en la tabla a continuación:

Tabla A2.3 - Sobrecarga de codificación cíclica. [55, p.27]

Tasa de Codificación # (RegTxCfg1)	Tasa de Codificación CR 4/(#+4)	Proporción de Sobrecarga
1	4/5	1.25
2	4/6	1.5
3	4/7	1.75
4	4/8	2

La tasa de codificación puede tomar los siguientes valores: 4/5, 4/6, 4/7 y 4/8. El primer valor indica cuántos bits son de información (payload) y el segundo los bits enviados.

Para que la tasa de codificación (y por tanto la resistencia a la interferencia) pueda cambiarse en respuesta a las condiciones del canal, la tasa de codificación puede incluirse opcionalmente en el encabezado del paquete para que la utilice el receptor.

Dado que la velocidad de símbolo de LoRa es $R_S = \frac{BW}{2^{SF}}$, y que el factor de dispersión SF es la cantidad de símbolos enviados por bit. Puede obtenerse la tasa de bits enviados (bitrate) de la modulación a partir de los parámetros clave que puede controlar el usuario como:

$$R_b = SF \cdot R_S \cdot CR = SF \cdot \left(\frac{BW}{2^{SF}} \right) \cdot CR \quad [bps] \quad (A2. 2)$$

Sensibilidad

La sensibilidad del receptor determina el nivel de señal más débil que el receptor es capaz de recibir con una reproducción aceptable de la señal modulante original. La sensibilidad de un receptor de radio a temperatura ambiente viene dada por:

$$S = -174 + 10 \cdot \log_{10}(BW) + NF + SNR \quad (A2. 3)$$

donde el primer término se debe al ruido térmico en 1 Hz de ancho de banda y solo se puede influir cambiando la temperatura del receptor. El segundo término, BW, es el ancho de banda del receptor. NF es la figura de ruido del receptor y se fija para una implementación de hardware determinada. Finalmente, SNR representa la relación señal/ruido requerido por el esquema de modulación implícito.

La ecuación nos muestra que optando por utilizar un ancho de banda (BW) estrecho, maximiza la sensibilidad, pero aumenta el tiempo en el aire, por otro lado, aumentar el ancho de banda logra una transmisión más rápida, pero se reduce la sensibilidad del receptor.

SNR Es la relación mínima entre la potencia de la señal deseada y el ruido que se puede demodular. El rendimiento de la modulación LoRa en sí, las técnicas de corrección de errores de transmisión (FEC) y la ganancia de procesamiento de espectro ensanchado se combinan para permitir mejoras significativas de SNR. Puede verse que disminuyendo la *tasa de codificación* se reduce tasa de paquetes con error en presencia de pequeñas ráfagas de interferencia, pero la tasa de bits efectiva disminuye.

Aumentando el *factor de dispersión* la sensibilidad del receptor aumenta. Pero uno de los principales compromisos de diseño de la selección del factor de dispersión es el tiempo en el aire (duración del paquete) frente al ancho de banda ocupado. La representación de un solo bit por muchos chips implica que los chips deben enviarse más rápido que la tasa de bits original, aumentando el ancho de banda ocupado de la

señal, o en de mantener el mismo ancho de banda, aumentando el tiempo necesario para transmitir la información.

Por lo tanto, la modificación de los tres parámetros vistos influye en la sensibilidad del receptor, así como en el tiempo de transmisión que se utiliza para enviar la información. Estos pueden verse como variables para un diseño básico que permite una evaluación rápida de la idoneidad de LoRa para una aplicación determinada.

La influencia del factor de dispersión y del ancho de banda tanto en la sensibilidad como en el tiempo en el aire se muestran a continuación en la siguiente tabla. Estos de calcularon para el factor de dispersión máximo y mínimo en anchos de banda de 125, 250 y 500 KHz, con un paquete de carga útil de 10 Bytes y una tasa de codificación de 4/5 fijos.

Tabla A2.4 - Sensibilidad y Tasa de datos con CR=4/5. [55, p.20; p.28]

Ancho de Banda (kHz)	Factor de Dispersión (Chips/symbol)	Tiempo en el aire [ms]	Tasa de bits (nominal)	Sensibilidad (dBm)
125	6	20,6	9375	-118
125	12	991,2	293	-137
250	6	10,3	18750	-115
250	12	495,6	586	-134
500	6	5,2	37500	-112
500	12	247,8	1172	-131

Estructura del paquete LoRa

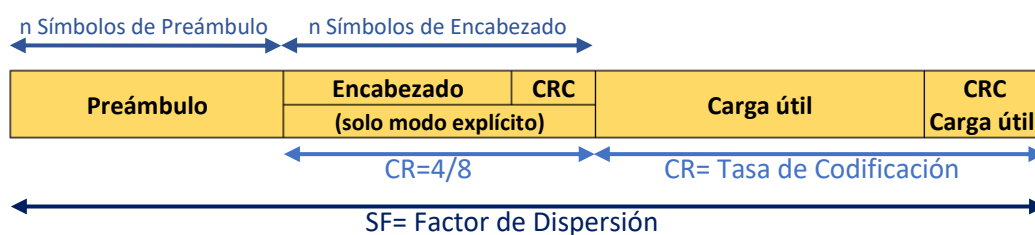


Figura A2.1 - Estructura de paquete LoRa. [55, p.29]

El **preámbulo** es una serie de unos y ceros que preceden a los datos que llegan con la finalidad de sincronizar al receptor con el transmisor. Por defecto, el paquete está configurado con una secuencia de 12 símbolos. Los datos viajan por las redes en segmentos. la longitud del preámbulo puede cambiarse con valores desde 6 a 65535, lo que produce longitudes totales de preámbulo de 10 a 65539 símbolos (considerando la sobrecarga fija de 4 símbolos). El receptor realiza un proceso de detección de

preámbulo que se reinicia periódicamente. Por esta razón, la longitud del preámbulo debe configurarse de manera idéntica a la longitud del preámbulo del transmisor. En caso de que no se conozca o varíe la longitud del preámbulo, la longitud máxima del preámbulo (65535) debe programarse en el lado del receptor.

El **encabezado** consta de campos que contienen información importante sobre el paquete. Hay dos tipos de encabezado disponibles, dependiendo del modo de operación elegido en el bit que se encuentra dentro del registro RegModemConfig1.

- Modo *explícito*: Este es el modo de funcionamiento predeterminado. Aquí, el encabezado proporciona información sobre la carga útil. La longitud de la carga útil en bytes, la tasa de código de corrección de errores hacia adelante FEC (*Forward Error Correction*) y la presencia de una Verificación de redundancia cíclica CRC (*Cyclic Redundancy Check*) opcional de 16 bits para la carga útil.
- Modo *implícito*: En este modo, el encabezado se elimina del paquete para reducir el tiempo de transmisión. En casos donde son fijas o conocidas la longitud de la carga útil, la tasa de codificación CR (*Code Rate*) y la presencia de CRC. Estas deben configurarse manualmente en ambos lados del enlace de radio.

La **carga útil** del paquete es un campo de longitud variable que contiene los datos reales que se transfieren codificados con la tasa de error, ya sea como se especifica en el encabezado en modo explícito o en la configuración del registro en modo implícito. Puede adjuntarse un CRC opcional.

El **Tiempo en el aire** es para una combinación de los parámetros de factor de expansión (SF), tasa de codificación (CR) y ancho de banda de la señal (BW), es posible calcular el tiempo total que lleva la transmisión de un paquete LoRa o “tiempo en el aire” a partir de la tasa de símbolos.

El fabricante Semtech brinda una herramienta de software denominada “*LoRa Modem Calculator Tool*”, que permite a partir de los parámetros de la transmisión calcular el tiempo en el aire de cada paquete, así como la energía que consume el circuito integrado entre otros diversos parámetros. Dicha herramienta se encuentra disponible de manera gratuita en el sitio web del fabricante Semtech.

LoRaWAN

Como vimos, LoRa es una tecnología propietaria del fabricante Semtech⁴ que define la conectividad a nivel de capa física (capa 1 del modelo OSI). LoRa es una tecnología inalámbrica diseñada para permitir la interconexión de dispositivos de recursos muy reducidos (energía, memoria y procesador) y comunicarse a velocidades muy bajas (hasta 50 Kbps).

Por otro lado, LoRaWAN es un protocolo de control de acceso al medio (capa 2 del modelo OSI), promovido por LoRa Alliance [34], una asociación sin fines de lucro comprometida con permitir el despliegue a gran escala de redes LPWAN IoT a través del desarrollo y promoción del estándar abierto LoRaWAN. Actualmente la asociación está compuesta por más de 500 empresas que desarrollan activamente soluciones y equipamiento relacionado.

LoRaWAN define, tanto el protocolo de comunicación, como la arquitectura del sistema para la red, mientras que la capa física LoRa habilita el enlace de comunicación de largo alcance.

El protocolo y la arquitectura de la red tienen la mayor influencia en la determinación de la vida útil de la batería de un nodo, la capacidad de la red, la calidad del servicio, la seguridad y la variedad de aplicaciones que atiende la red¹.

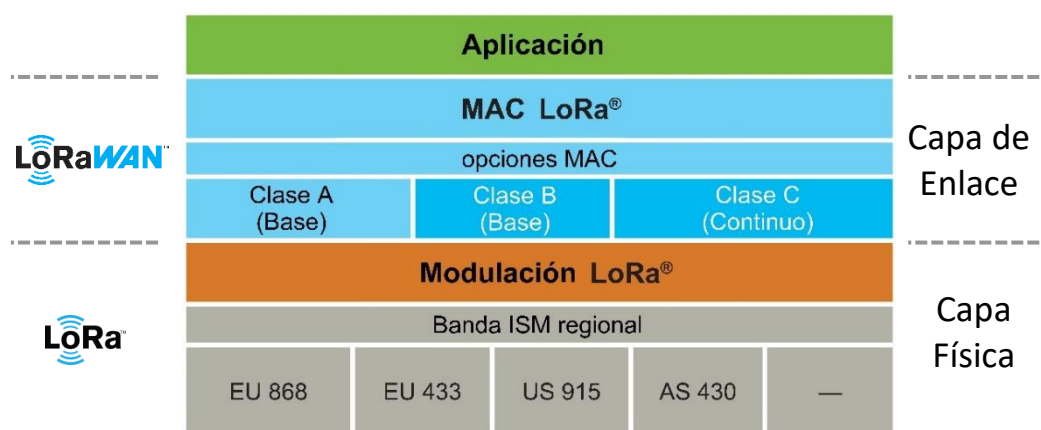


Figura A2.2 - LoRaWAN Stack. [43, p.7]

⁴ <https://www.semtech.com/lora/what-is-lora>

Arquitectura de la Red

Muchas redes desplegadas existentes utilizan una arquitectura de red en malla. En una red de malla, los nodos finales individuales envían la información de otros nodos para aumentar el rango de comunicación y el tamaño de celda de la red. Si bien esto aumenta el rango, también agrega complejidad, reduce la capacidad de la red y reduce la vida útil de la batería, ya que los nodos reciben y envían información de otros nodos que probablemente sea irrelevante para ellos. La arquitectura en estrella de largo alcance tiene más sentido para preservar la vida útil de la batería cuando se puede lograr una conectividad de largo alcance⁵.

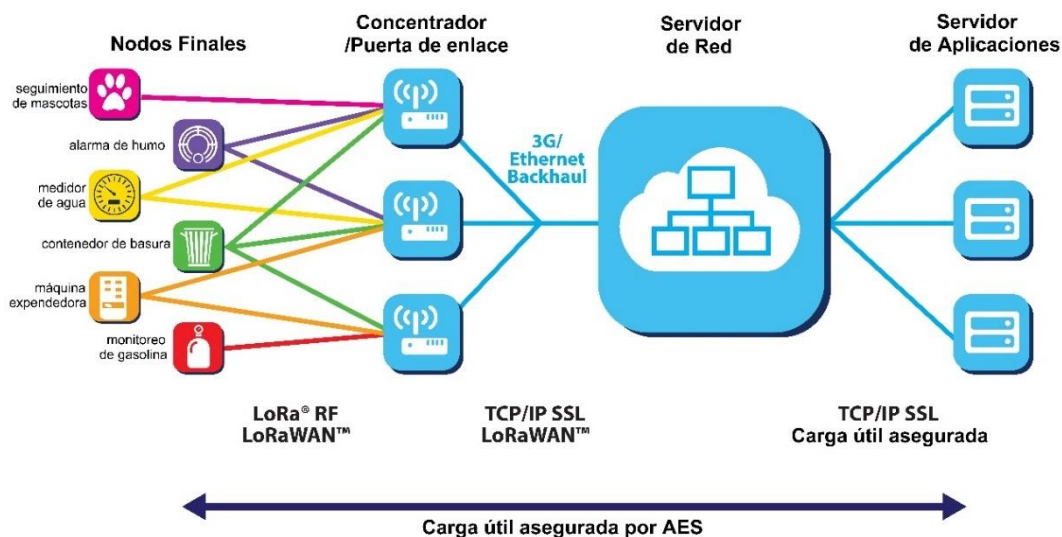


Figura A2.3 - Arquitectura de Red LoRa. [6, p.8]

En una red LoRaWAN, los nodos no están asociados con una puerta de enlace específica. En cambio, los datos transmitidos por un nodo generalmente son recibidos por múltiples pasarelas. Cada puerta de enlace reenviará el paquete recibido desde el nodo final al servidor de red basado en la nube a través de algún backhaul⁶ (ya sea celular, Ethernet, satelital o Wi-Fi).

La inteligencia y la complejidad se envían al servidor de red, que administra la red y filtrará los paquetes recibidos redundantes, realizará verificaciones de seguridad,

⁵ <https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/what-is-lorawan.pdf>

⁶ En Telecomunicaciones, una red de retorno (*backhaul*) es la porción de una red jerárquica que comprende los enlaces intermedios entre el núcleo (o backbone), y las subredes en sus bordes.

programará reconocimientos a través de la puerta de enlace óptima y realizará una velocidad de datos adaptativa, etc. no se necesita traspaso de puerta de enlace a puerta de enlace, que es una característica fundamental para permitir aplicaciones de seguimiento de activos, una de las principales aplicaciones de destino vertical para IoT.

Vida útil de la batería

Los nodos en una red LoRaWAN son asíncronos y se comunican cuando tienen datos listos para enviar, ya sea por eventos o programados. Este tipo de protocolo generalmente se conoce como el método Aloha. En una red de malla o con una red síncrona, como la red celular, los nodos con frecuencia tienen que "despertarse" para sincronizarse con la red y buscar mensajes. Esta sincronización consume una cantidad significativa de energía y es el factor número uno en la reducción de la vida útil de la batería. En un estudio y una comparación recientes realizados por GSMA de las diversas tecnologías que abordan el espacio LPWAN, LoRaWAN mostró una ventaja de 3 a 5 veces en comparación con todas las demás opciones tecnológicas.

Capacidad de la red

Para hacer viable una red en estrella de largo alcance, la puerta de enlace debe tener una capacidad o capacidad muy alta para recibir mensajes de un volumen muy alto de nodos. La alta capacidad de red en una red LoRaWAN se logra utilizando una velocidad de datos adaptativa y un transceptor multimódem multicanal en la puerta de enlace para que se puedan recibir mensajes simultáneos en varios canales. Los factores críticos que afectan la capacidad son el número de canales concurrentes, la velocidad de datos (tiempo en el aire), la longitud de la carga útil y la frecuencia con la que transmiten los nodos. Dado que LoRa es una modulación basada en espectro expandido, las señales son prácticamente ortogonales entre sí cuando se utilizan diferentes factores de propagación. A medida que cambia el factor de dispersión, también cambia la velocidad de datos efectiva. La puerta de enlace aprovecha esta propiedad al poder recibir múltiples velocidades de datos diferentes en el mismo canal al mismo tiempo. Si un nodo tiene un buen enlace y está cerca de una puerta de enlace, no hay razón para que utilice siempre la velocidad de datos más baja y llene el espectro disponible más tiempo del necesario. Al aumentar la velocidad de datos, el tiempo en el aire se acorta, lo que abre más espacio potencial para que otros nodos transmitan. La velocidad de datos adaptable también optimiza la vida útil de la batería de un nodo. Para que la velocidad

de datos adaptable funcione, se requiere un enlace ascendente y descendente simétricos con suficiente capacidad de enlace descendente. Estas características permiten que una red LoRaWAN tenga una capacidad muy alta y haga que la red sea escalable. Se puede implementar una red con una cantidad mínima de infraestructura y, a medida que se necesita capacidad, se pueden agregar más puertas de enlace, lo que aumenta las velocidades de datos, reduce la cantidad de escucha a otras puertas de enlace y aumenta la capacidad de 6 a 8 veces. Otras alternativas LPWAN no tienen la escalabilidad de LoRaWAN debido a compensaciones tecnológicas, que limitan la capacidad del enlace descendente o hacen que el rango del enlace descendente sea asimétrico al rango del enlace ascendente.

Clases de dispositivos:

Según el funcionamiento de la capa LoRa MAC, hay tres clases de dispositivos finales en la red LoRa. Las clases se definen como *Clase A*, *Clase B* y *Clase C*, que se resumen en la Figura A2.7 y Tabla A2.5.

No todos los nodos son iguales, los dispositivos finales de las tres clases están diseñados para abordar diferentes necesidades para una amplia gama de aplicaciones y tienen diferentes requisitos. Para optimizar dicha variedad de perfiles de aplicaciones finales, LoRaWAN utiliza diferentes clases de dispositivos que compensan la latencia de la comunicación del enlace descendente de la red con la vida útil de la batería. En una aplicación de control o de tipo actuador, la latencia de la comunicación del enlace descendente es un factor muy importante.

(Clase A): Los dispositivos finales de clase A permiten comunicaciones bidireccionales, son sensores alimentados por baterías, por lo que se busca que sean los más eficientes respecto al consumo de energía, La Clase A es el sistema de dispositivo final de menor potencia para aplicaciones que solo requieren comunicación de enlace descendente. En estos dispositivos la comunicación siempre es iniciada por el dispositivo final, en cualquier momento, y es completamente asíncrona, ya que los mensajes de descarga (Downlink) solo pueden recibirse por el servidor poco después de que el dispositivo final haya enviado una transmisión de enlace ascendente (Uplink). Luego de cada transmisión se abren 2 ventanas cortas en tiempo para recepción de mensajes en enlace descendente, como se muestra en la Figura A2.4. El intervalo de transmisión programado por el dispositivo final se basa en sus propias necesidades de

comunicación con una pequeña variación basada en un tiempo aleatorio (tipo de protocolo ALOHA). Las comunicaciones de enlace descendente desde el servidor en cualquier otro momento tendrán que esperar hasta el próximo enlace ascendente programado.

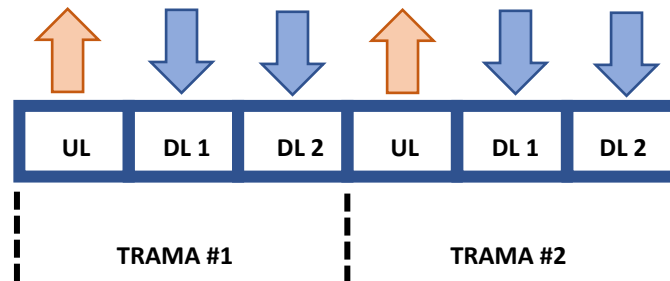


Figura A2.4 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase A.

Las posibles aplicaciones de dispositivos de Clase A son todo tipo de sensores alimentados por batería, como por ejemplo detección de fuego y detección temprana de terremotos.

(Clase B) los dispositivos de clase B también son dispositivos finales bidireccionales con espacios de recepción programados, además de las ventanas de recepción aleatoria de Clase A, los dispositivos de Clase B abren ventanas de recepción adicionales en horarios programados, como se muestra en la Figura A2.5. Para que el dispositivo final abra su ventana de recepción a la hora programada, recibe una baliza sincronizada en el tiempo del gateway. Esto permite que el servidor sepa cuándo está el dispositivo final escuchando.

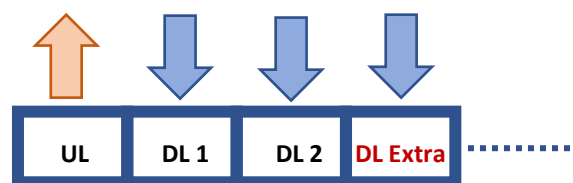


Figura A2.5 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase B

Las posibles aplicaciones de dispositivos de Clase B son todo tipo de actuadores alimentados batería donde se busca eficiencia de energía con un control de latencia en los enlaces de bajada, como por ejemplo detección de fuego y detección temprana de terremotos.

(Clase C): Los dispositivos finales también son bidireccionales, pero sus espacios de recepción son máximos, esto es que tienen ventanas de recepción casi continuamente

abiertas, escuchando todo el tiempo, excepto cuando necesita transmitir algo, como se muestra en la Figura A2.6. Los dispositivos de clase C necesitan más energía en comparación con los de clase A y B, y tienen la menor latencia para la transmisión de datos entre el servidor y los dispositivos finales.

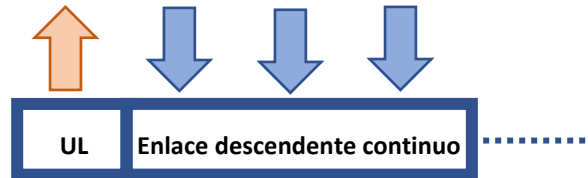


Figura A2.6 - Tipo de transmisión del dispositivo Clase C.

Las posibles aplicaciones de dispositivos de Clase C son todo tipo de actuadores conectados continuamente a la corriente, como por ejemplo en gestión de flotas y gestión de tráfico en tiempo real.



Figura A2.7 - Clases de LoRaWAN. [6, p.10]

Tabla A2.5 - Comparación de clases de dispositivos LoRa.

Clase A	Clase B	Clase C
Alimentación p/batería	Baja Latencia	Sin Latencia
Bidireccional. 1 UL + 2 DL	Bidireccional. DL programadas	Bidireccional. Modo escucha
Mensajes unicast	Mensajes unicast y multicast	Mensajes unicast y multicast
<ul style="list-style-type: none"> Pequeñas cargas útiles Intervalos largos 	<ul style="list-style-type: none"> Pequeñas cargas útiles intervalos largos Baliza periódica desde la puerta de enlace 	<ul style="list-style-type: none"> Pequeñas cargas útiles
Nodos inician comunicación (uplink)	Ventana de recepción extra	Servidor puede iniciar transmisión en cualquier momento
El servidor se comunica con el dispositivo final (downlink) durante las ventanas de respuesta predeterminadas	El servidor puede iniciar la transmisión a intervalos fijos	El dispositivo final recibe constantemente

Seguridad

Es extremadamente importante que cualquier LPWAN incorpore seguridad. LoRaWAN utiliza dos capas de seguridad: una para la red y otra para la aplicación. La seguridad de la red garantiza la autenticidad del nodo en la red, mientras que la capa de seguridad de la aplicación garantiza que el operador de la red no tenga acceso a los datos de la aplicación del usuario final. El cifrado AES se utiliza con el intercambio de claves utilizando un identificador IEEE EUI64.

Hay compensaciones en cada elección de tecnología, pero las características de LoRaWAN en arquitectura de red, clases de dispositivos, seguridad, escalabilidad para la capacidad y optimización para la movilidad abordan la más amplia variedad de aplicaciones potenciales de IoT.

La especificación LoRaWAN varía ligeramente de una región a otra según las diferentes asignaciones regionales de espectro y los requisitos reglamentarios. La especificación LoRaWAN para Europa y América del Norte está definida, pero el comité técnico aún está definiendo otras regiones. Unirse a LoRa Alliance como miembro contribuyente y participar en el comité técnico puede tener ventajas significativas para las empresas que buscan soluciones para el mercado asiático.

Tabla A2.6 - Especificaciones de LoRaWAN según región en el mundo. [43, p.12]

	Europa	América del Norte	China	Corea	Japón	India
Banda de Frecuencia	867-869 MHz	902-928 MHz	470-510 MHz	920-925 MHz	920-925 MHz	865-867 MHz
Canales	10	64 +8 +8	En definición por Comité Técnico	En definición por Comité Técnico	En definición por Comité Técnico	En definición por Comité Técnico
ANCHO DE BANDA de Canal en subida	125/250 KHz	125/500 KHz				
ANCHO DE BANDA de Canal en bajada	125 KHz	500 KHz				
Potencia TX subida	+14 dBm	+20 dBm típica. (+30 dBm permitida)				
Potencia TX bajada	+14 dBm	+27 dBm				
SF subida	7-12	7-10				
velocidad de datos	250 bps - 50 Kbps	980 bps - 21.9 Kbps				
Balance de enlace subida	155 dB	154 dB				
Balance de enlace bajada	155 dB	157 dB				

LoRaWAN para Europa

LoRaWAN define diez canales, ocho de los cuales tienen múltiples velocidades de datos de 250bps a 5.5 kbps, un solo canal LoRa de alta velocidad de datos a 11 kbps y un solo canal FSK a 50 kbps. La potencia de salida máxima permitida por ETSI en Europa es +14 dBm, con la excepción de la banda G3 que permite +27 dBm. Existen restricciones de ciclo de trabajo según ETSI, pero no hay limitaciones de tiempo de permanencia de canal o transmisión máxima.

LoRaWAN para Norteamérica

La banda ISM para América del Norte es de 902 – 928 MHz. LoRaWAN define 64 canales de enlace ascendente de 125 kHz de 902,3 a 914,9 MHz en incrementos de 200 kHz. Hay ocho canales de enlace ascendente de 500 KHz adicionales en incrementos de 1,6 MHz de 903 MHz a 914,9 MHz. Los ocho canales de enlace descendente tienen un ancho de 500 kHz, desde 923,3 MHz hasta 927,5 MHz. La potencia de salida máxima en la banda de 902 – 928 MHz de Norteamérica es + 30 dBm pero para la mayoría de los dispositivos + 20 dBm es suficiente. Según la FCC, no hay limitaciones de ciclo de trabajo, pero hay un tiempo máximo de permanencia de 400 ms por canal.

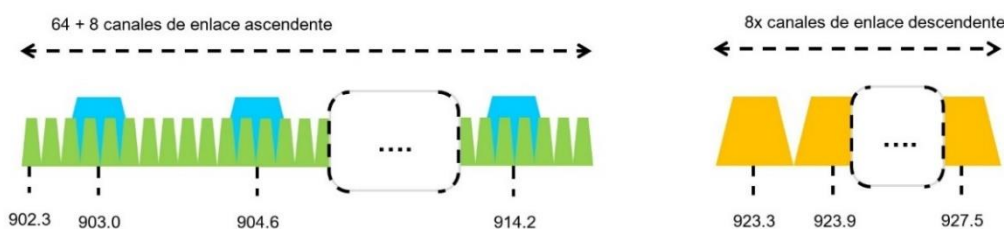


Tabla A2.7 - Canales en Banda ISM para América del Norte. [6, p.13]

Modo híbrido LoRaWAN para América del Norte

La mayoría de las personas están familiarizadas con los requisitos de salto de frecuencia para FCC, que requieren que se utilicen más de 50 canales por igual en la banda ISM. LoRaWAN se define con más de 50 canales para aprovechar el espectro disponible y permitir la máxima potencia de salida. La modulación LoRa califica como una técnica de modulación digital, por lo que está exenta de tener que cumplir con todos los requisitos de salto de frecuencia especificados por la FCC en un modo de operación híbrido. En el modo híbrido, la potencia de salida máxima está limitada a +21 dBm y solo se utiliza un subconjunto de ocho canales de los 64 canales de enlace ascendente en el modo híbrido.

APENDICE 3: Modelo del enlace satelital

Introducción

El cálculo en el enlace de comunicaciones satelitales es necesario para determinar el balance de pérdidas y ganancias en potencia de la señal radiada. El diseño correcto de un enlace de radio asegura la recepción de una señal de buena calidad, evitando así el desperdicio de recursos. Es por esto que se necesitan conocer todos los aspectos que afectan a las señales de radio, desde que se transmiten hasta que se reciben.

También es ineludible comprender como se ubican los satélites en órbita alrededor de la Tierra, debido a que la distancia entre el dispositivo terrestre y el satélite es un factor fundamental en el enlace. Esto es posible de forma totalmente unívoca mediante los elementos orbitales.

Elementos Orbitales

Los elementos orbitales o "Keplerianos" (por Johannes Kepler [1571-1630]), son parámetros que permiten calcular las órbitas de los satélites. Son necesarios 6 números para definir la órbita de un satélite. Este conjunto de números define una elipse, su orientan con respecto a la Tierra, y ubican al satélite en la elipse a un cierto tiempo determinado. Estos elementos son [69]:

- *Excentricidad (e):* En el modelo de órbita Kepleriana, la órbita de un satélite es una elipse y la excentricidad nos indica su "forma", describe cuánto se alarga en comparación con un círculo. Cuando el valor de $e = 0$ la elipse es un círculo. Si ese valor se acerca a 1 tendremos una elipse larga y angosta.
- *Semieje Mayor (a):* la suma de las distancias del perigeo y el apogeo dividida por dos. Para las órbitas clásicas de dos cuerpos, el semieje mayor es la distancia entre los centros de los cuerpos (no necesariamente sus centros de masa).
- *Inclinación (i):* La elipse de una órbita descansa en un plano conocido como plano orbital, que siempre pasa por el centro de la tierra y que puede estar inclinado en cualquier ángulo respecto al ecuador. La 'Inclinación Orbital' es el ángulo entre el plano orbital y el plano de referencia.
- *Longitud del nodo ascendente (Ω):* Es el ángulo que orienta horizontalmente el nodo ascendente de la elipse (donde la órbita pasa hacia arriba a través del plano de

- referencia, simbolizado por Ω). Comienza en una dirección de referencia especificada, denominada origen de longitud (simbolizado por γ), hasta la dirección del nodo ascendente, medido en un plano de referencia especificado y se muestra como el ángulo verde Ω en el diagrama.
- *El argumento de perigeo (ω):* define la orientación de la elipse en el plano orbital como un ángulo medido desde el nodo ascendente hasta el perigeo (el punto más cercano que el objeto del satélite llega al objeto principal alrededor del cual orbita, el ángulo violeta ω en la Figura A3.1).
 - *La anomalía verdadera (θ):* Define la posición del cuerpo en órbita a lo largo de la elipse en un momento específico (la "época"). Representa el ángulo geométrico real en el plano de la elipse, entre el perigeo (aproximación más cercana al cuerpo central) y la posición del objeto en órbita en un momento dado. En la Figura A3.1 se muestra como el ángulo rojo θ , y es simplemente un ángulo que, durante una rotación y en forma uniforme en el tiempo, cambia de 0 a 360 grados. Por definición es de 0 grados en el perigeo y, por lo tanto, de 180 grados en el apogeo.

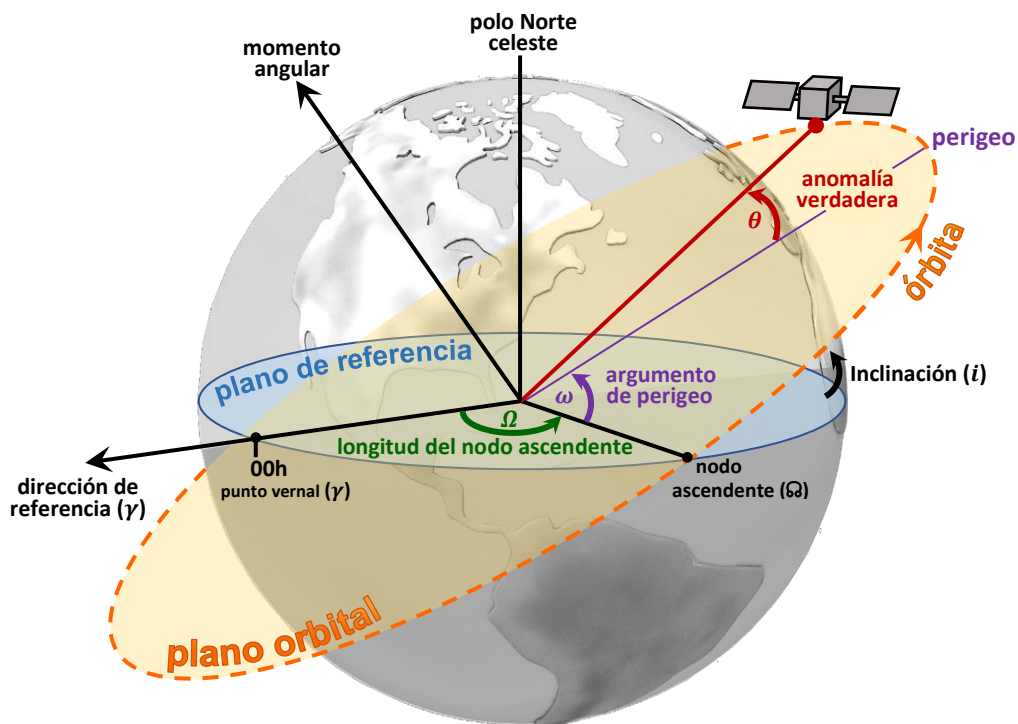


Figura A3.1 - Esquema de órbita de un satélite con sus elementos Keplerianos.

La Figura A3.1 muestra el plano orbital (naranja) que cruza con un plano de referencia (azul). Para los satélites en órbita terrestre, el plano de referencia suele ser

el plano ecuatorial de la Tierra y la intersección se llama línea de nodos, ya que conecta el centro de masa con los nodos ascendentes y descendentes. El plano de referencia, junto con el punto vernal (γ), establece un marco de referencia.

Enlace satelital

Para poder analizar un enlace satelital se separó en dos situaciones, *enlace ascendente* (uplink) y *enlace descendente* (downlink). A su vez, cada uno de estos casos se dividió en tres zonas bien diferenciadas del enlace. La primera en los dispositivos en la Tierra, la segunda en el Trayecto y la tercera etapa ubicada en el Satélite LEO, con los aportes de potencia que hace cada una a la señal transmitida. En la Figura A3.2 se muestra un modelo básico de un sistema satelital.

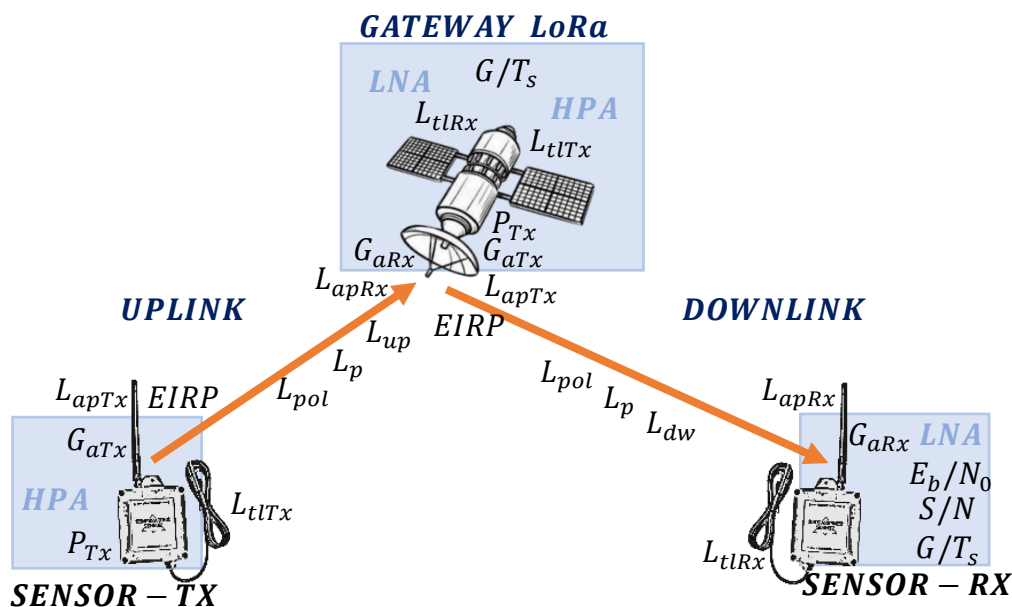


Figura A3.2 - Diagrama de bloques simplificado de un sistema satelital digital.

donde:

P_{Tx} = Potencia que produce el TX del dispositivo.

$EIRP$ = Potencia isotrópica radiada efectiva.

L_{tl} = Pérdida en línea de transmisión.

L_{ap} = Pérdida por puntería en antena.

$P_{rad} = P_{Tx} - L_{tITx}$ Potencia radiada.

G_a = Ganancia de antena.

L_p = Pérdida por trayectoria (FSPL).

$L_{up} = L_g + L_i$ Pérdidas atmosféricas de subida.

$L_{dw} = L_g + L_i$ Pérdidas atmosféricas de bajada

Enlace de subida.

En el enlace de subida se generan tanto ganancias, como pérdidas de una señal de radio que se denominan parámetros del enlace, estos parámetros ayudaran a definir la calidad

de la señal que llega, en este caso desde el dispositivo en tierra transmitiendo hacia el satélite receptor. La relación portadora a densidad de ruido en el enlace de subida:

$$\frac{S}{N_o} = \left(\left(\frac{G_{aTx} P_{rad}}{L_p L_{up}} \right) G \right) / k T_s = \left(\left(\frac{G_{aTx} P_{rad}}{L_p L_{up}} \right) / k \right) G / T_s \quad (A3.1)$$

en decibelios:

$$\left(\frac{S}{N_o} \right)_{dB} = EIRP (dBm) - L_p (dB) + \frac{G}{T_s} (dBK^{-1}) - L_{up} (dB) - k (dBWK) \quad (A3.2)$$

Enlace de bajada:

Para el enlace de bajada se realizan los mismos pasos que para el enlace de subida, solamente que los parámetros que se utilizan son los que se encuentran en el modelo del enlace de bajada. De ahí se obtienen las siguientes ecuaciones:

la relación portadora a densidad de ruido en el enlace de bajada:

$$\frac{S}{N_o} = \left(\left(\frac{G_{aTx} P_{rad}}{L_p L_{dw}} \right) G \right) / k T_s = \left(\left(\frac{G_{aTx} P_{rad}}{L_p L_{dw}} \right) / k \right) G / T_s \quad (A3.3)$$

en decibelios:

$$\left(\frac{S}{N_o} \right)_{dB} = EIRP (dBm) - L_p (dB) + \frac{G}{T_s} (dBK^{-1}) - L_{dw} (dB) - k (dBWK) \quad (A3.4)$$

Transmisor (TX):

Los parámetros utilizados para el cálculo se detallan a continuación:

- **Potencia de Salida del TX (P_{Tx}):** Es la cantidad real de potencia (en vatios) de frecuencia de radio (RF) que el transmisor produce en su salida (TPO).
- **Pérdidas Totales en línea de transmisión del TX (L_{tTx}):** Son las pérdidas en los cables/guías de onda, conectores y otros dispositivos en la línea de transmisión del dispositivo TX. Se consideró para los cálculos pérdidas de conexión de 1 dB.
- **Ganancia de Antena del TX (G_{aTx}):** Es la relación entre la densidad de potencia que radiaría la antena en una sola dirección y la potencia radiada por una antena isotrópica, a mismas distancia y cantidad de potencia (dBi). Las antenas son dispositivos pasivos que crean el efecto de amplificación gracias a su forma física, es el valor que esta aumenta la potencia de la señal del dispositivo.

Las antenas tienen las mismas características en el modo de transmisión o de recepción. Algunos valores típicos aproximados son: en antenas parabólicas una

ganancia entre 19 – 24 *dBi*, omnidireccionales entre 5 – 12 *dBi*; y sectoriales de 12 – 15 *dBi* de ganancia [71].

El resultado de los tres parámetros anteriores se denomina **Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (EIRP)**. Es una medida que indica la fuerza con que una señal es transmitida, en este caso, hacia un satélite. Es la combinación de la potencia irradiada por el transmisor junto con la ganancia de su antena *G_{tx}*.

$$EIRP = P_{rad} \cdot G_{aTx} = P_{rad} \cdot P_{Tx} / L_{tTx} \quad (A3.5)$$

donde *G_{aTx}* es la ganancia de antena transmisora y *P_{rad}* la potencia total irradiada por la antena, en decibelios:

$$EIRP = 10 \log(P_{rad} \cdot G_{aTx}) = 10 \log(P_{rad} \cdot P_{Tx} / L_{tTx}) \quad (A3.6)$$

con
$$P_{rad} = P_{Tx}(dBm) - L_{tTx}(dB) \quad (A3.7)$$

$$EIRP(dBW) = P_{Tx}(dBW) - L_{tTx}(dB) + G_{aTx}(dBi) \quad (A3.8)$$

- **Pérdida de Apuntamiento del TX (*L_{apTx}*):** La pérdida apuntamiento se debe a una diferencia angular entre las direcciones llamadas *ejes de simetría* o *puntería* que divide en dos partes iguales del ancho del haz de las antenas, como muestra la Figura A3.3, en general es la dirección de ganancia máxima de la antena. Las antenas siempre se operan cerca del eje de puntería y la caída de ganancia comienza lentamente, pero luego aumenta rápidamente.

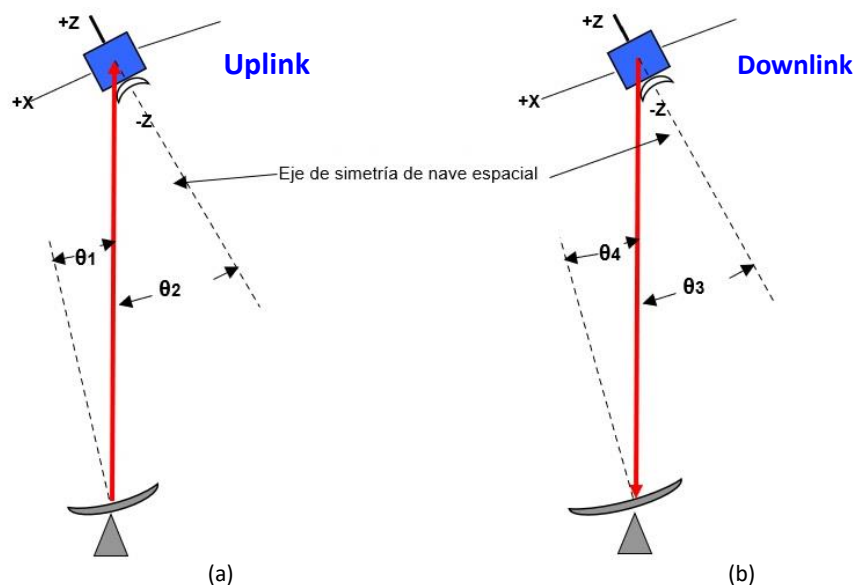


Figura A3.3 - Esquema de Apuntamiento entre Antena de la Estación Terrestre y Satélite. (a) Enlace ascendente, (b) Enlace descendente. [71]

La Tabla A3.1 muestra cómo cambia rápidamente la directividad (o ganancia) de una antena a medida que nos alejamos de la dirección de ganancia máxima de la antena. Para los cálculos se consideraron una antena dipolo en tierra y una antena de parche en el satélite, con anchos de haz de 150° y 80° respectivamente [71].

Tabla A3.1 - Pérdidas por Apuntamiento según desviación en cada antena.

Error de puntería Sensor θ_1 (Grados)	Error de puntería Satélite θ_2 (Grados)	Pérdida por Apuntamiento L_{ap} (dB)
10	10	0.1
20	20	0.8
30	30	1.8
40	40	3.1
50	50	5.1
60	60	7.6
70	70	10.9
80	80	15.5
90	90	22.5

Trayecto:

- **Pérdida de Polarización (L_{pol}):** En general, la polarización de la antena receptora no será la misma que la polarización de la onda entrante (o incidente), esto se establece comúnmente como “*desacoplo de polarización*”.
- **Pérdida por propagación o trayectoria FSPL (L_p):** Las pérdidas de propagación en el espacio libre L_p se refieren a que la energía se reparte mientras la señal se propaga alejándose de la fuente, por lo que se produce una menor densidad de potencia a mayor distancia. Debido a que la distancia entre el sensor en tierra y el satélite es muy grande y varía considerablemente se describe a continuación:

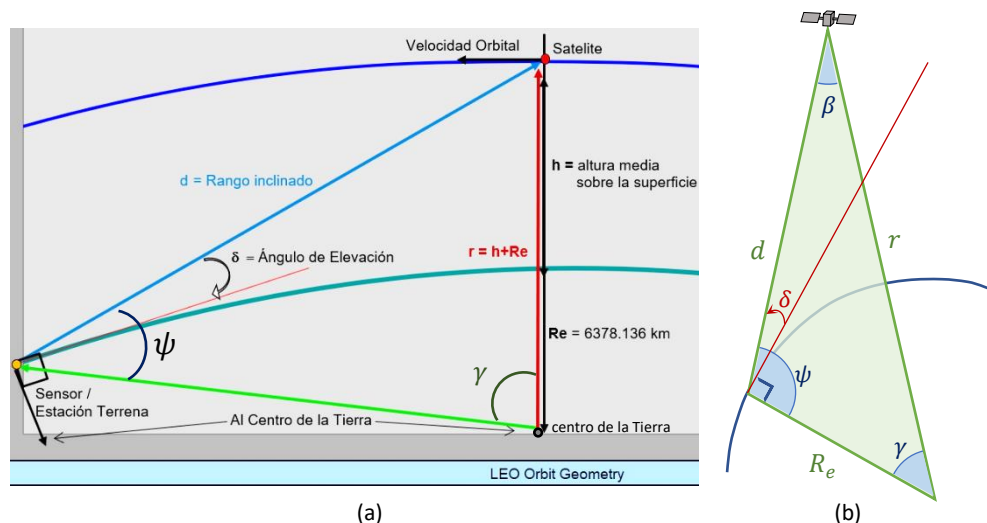


Figura A3.4 - Geometría entre sensor en tierra y satélite. (a) Diagrama de distancia de planilla AMSAT/IARU utilizada en cálculos [71]. (b) Geometría que muestra el triángulo utilizado en cálculos.

En la Figura A3.4(a), vemos un triángulo, con lados, que consisten en distancias desde el sensor/estación terrestre al satélite LEO, d (rango inclinado), desde el centro de la tierra al satélite, r (radio de la Tierra más la altitud orbital media), y el radio de la tierra, R_e (unos 6378 km). Los ángulos están etiquetados como: ψ el ángulo en el sensor desde la dirección al satélite hasta el radio de la tierra ($\geq 90^\circ$), que incluye el ángulo de elevación, $\delta = \psi - 90^\circ$. El ángulo subtendido por el arco de superficie entre la estación terrena y la dirección desde el centro de la tierra que cruza por la ubicación al satélite γ , y el tercer ángulo del triángulo β en el satélite.

El ángulo de elevación (δ) y el rango inclinado (d) desde el sensor de tierra al satélite se calcularon a partir de principios geométricos básicos como leyes del coseno y del seno, y fórmulas para los lados o ángulos de un triángulo, representado en la Figura A3.4 (b). Ya que en dicho triángulo son conocidos los dos lados r y R_e y el ángulo ψ ($\psi = 90^\circ + \delta$). A partir del teorema del seno se calcula el ángulo β :

Por el teorema del seno se cumple que:

$$\frac{r}{\sin(\psi)} = \frac{R_e}{\sin(\beta)} = \frac{d}{\sin(\gamma)} \quad (\text{A3.9})$$

Por lo tanto:

$$\sin(\beta) = \frac{R_e \cdot \sin(\psi)}{r} \rightarrow \beta = \sin^{-1}\left(\frac{R_e \cdot \sin(\psi)}{r}\right) \quad (\text{A3.10})$$

El ángulo γ se calcula a partir de los ángulos ψ y β . La suma de los ángulos de un triángulo es de 180° , por lo que γ es:

$$\gamma = 180^\circ - \psi - \beta \quad (\text{A3.11})$$

Finalmente, una vez conocidos los ángulos γ y β , el rango inclinado d desde el sensor al satélite puede calcularse tanto por el teorema del seno como por el teorema del coseno:

$$d = \frac{R_e \cdot \sin(\gamma)}{\sin(\beta)} \quad \text{o} \quad d = \sqrt{R_e^2 + r^2 - 2R_e r \cdot \cos(\gamma)} \quad (\text{A3.12})$$

Considerando el mejor de los casos, cuando el ángulo de elevación δ es 90° y el peor cuando es 10° , los respectivos rangos inclinado al satélite son $d_{90^\circ} = 530 \text{ km}$ y $d_{10^\circ} = 1767 \text{ km}$. Finalmente, las *pérdidas de trayectoria en el espacio libre* (L_p) que se experimentan en el canal en las comunicaciones Tierra-Espacio (en dB) pueden calcularse

en función del rango inclinado (d) entre la terminal terrestre y el satélite en metros y de la frecuencia (f) en Hertz, como se muestra en (A3.13) [71]:

$$L_p \text{ (dB)} = 20 \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right) = 22 + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (\text{A3.13})$$

En la Tabla A3.2 se muestran rangos inclinados y valores FSPL calculados para distintos ángulos de elevación, $\delta \{90^\circ, 80^\circ, \dots, 0^\circ\}$ utilizando la frecuencia del canal 64 para enlace ascendente definido por LoRaWAN (914,9 MHz).

Tabla A3.2 - Relación de pérdida por trayectoria en espacio libre, distancia entre dispositivo LoRa terrestre y satélite para distintos ángulos de elevación.

Ángulo de elevación δ (grados)	Rango inclinado d (km)	Pérdida de trayectoria FSPL (dB)
90	530.0	146.2
80	537.0	146.3
70	560.6	146.7
60	603.8	147.3
50	673.5	148.3
40	783.1	149.6
30	958.8	151.3
20	1252.7	153.6
10	1766.7	156.6
Cercano a 0	2652.3	160.2

- **Pérdidas Atmosféricas:** La Tierra no es el espacio, tenemos la suerte de que existe una atmósfera que no está vacía. Multitud de materiales, que se descomponen en moléculas y a su vez en átomos, que se mueven con libertad. Cuando una onda electromagnética viaja por el aire, atraviesa toda esta capa de elementos produciéndose una pérdida de energía por transferencia, que denominamos *absorción*. Para un diseño más exacto es necesario conocer no solo los efectos básicos de propagación de las ondas de radio, sino también la ubicación en la Tierra desde donde se efectuará el enlace, para así poder definir cómo influyen los aspectos climáticos sobre el cálculo del presupuesto de enlace. La atenuación de ondas de radio en la atmósfera se debe principalmente a dos efectos:

- *Absorción de la atmósfera (L_g)*
- *Atenuación por hidrometeoros (L_r)*

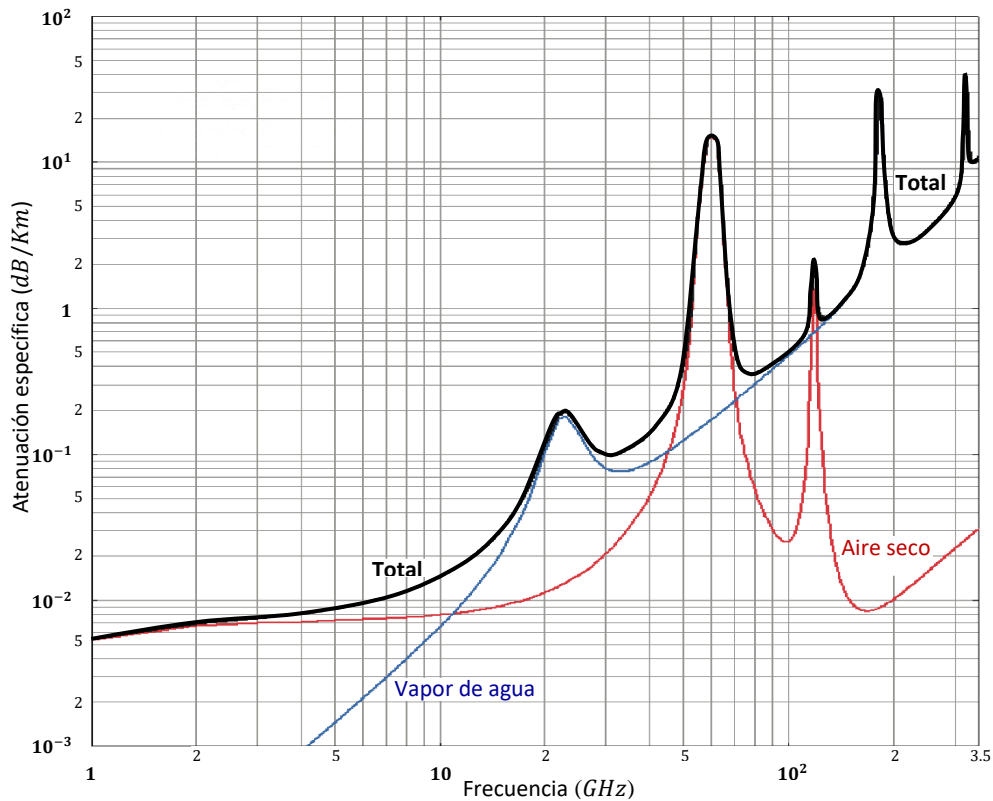


Figura A3.5 - Atenuación específica debida a los gases. [76]

Pérdida por Absorción de la atmósfera. (L_g): La atenuación por gases atmosféricos L_g se obtiene de calcular el índice de atenuación específica (Atm) de la curva que se muestra en la Figura A3.5, la cual indica el índice en (dB/Km) contra la frecuencia de transmisión (GHz). Nótese que a frecuencias aproximadas a los 22.3 GHz , 53.5 GHz y 65.2 GHz se genera una gran cantidad de pérdidas por lo que no se toman en cuenta para comunicaciones satelitales.

El índice de atenuación (Atm) se multiplica por la distancia de la trayectoria atmosférica da , que se muestra en la Figura A3.6, la cual depende del ángulo de elevación de la antena, así como de la altura de la atmósfera (10 Km a nivel del mar).

$$da = \frac{10 \text{ Km}}{\sin(\text{ángulo de elevación } \delta)} \quad (A3.14)$$

La atenuación atmosférica por cielo claro (sin lluvia) se debe principalmente a efectos de absorción de energía de la onda de radio por efectos de resonancia en las moléculas de vapor de agua H_2O y de oxígeno O_2 . La atenuación por cielo libre depende del ángulo de elevación δ de la antena, donde a ángulos bajos se generan mayores pérdidas y a ángulos altos menores pérdidas. Finalmente, las pérdidas por gases atmosféricos (L_g) se calcula como el producto del índice específico de atenuación por la trayectoria atmosférica.

$$L_g = (Atm) \cdot da \quad (A3.15)$$

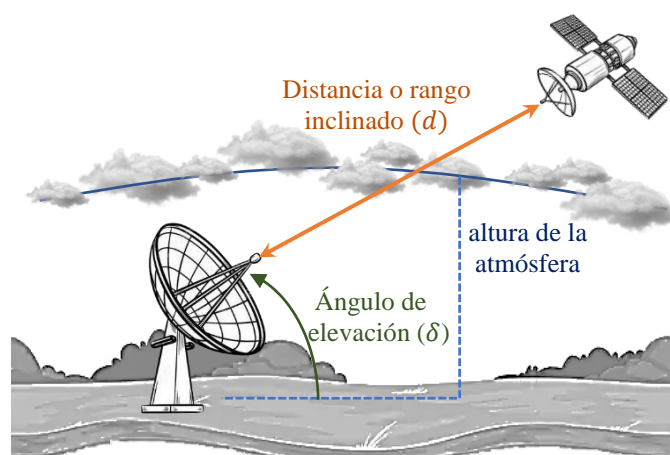


Figura A3.6 - Altura de la atmósfera a nivel del mar.

Pérdida por Lluvia (L_r): La atenuación por hidrometeoros o lluvia puede llegar a disminuir una señal de radio considerablemente. Se le conoce como hidrometeoros a cualquier meteoro compuesto de agua, ya sea lluvia, granizo o nieve. La lluvia empieza a causar disminución de potencia, debido a efectos de refracción y dispersión, a partir de frecuencias mayores de 3GHz.

- **Pérdida Ionosférica (L_i):** Las ondas de radio que atraviesan la ionosfera en las frecuencias VHF, UHF y Microondas están mucho menos influenciadas por esta capa de partículas ionizadas que en las frecuencias de las porciones HF, MF y LF del espectro de radio. Los cambios por la variabilidad del ángulo de elevación son despreciables. Sin embargo, en frecuencias por debajo de los 100 MHz, hay momentos en que la atenuación puede aumentar hasta decenas de dB, especialmente en ángulos de elevación bajos.

La potencia de señal que llega al Receptor, en este caso el satélite, es el **Nivel de Señal Isotrópica (P_{isoRx})**. Es una medida que indica la fuerza con que una señal es recibida, en este caso, por un satélite. Se calcula como la Potencia EIRP irradiada por el transmisor menos las todas pérdidas del trayecto.

$$P_{isoRx}(dBW) = EIRP - L_{apTx} - L_{polTx} - L_p - L_g - L_i - L_r \quad (A3.16)$$

donde:

L_{apTx} , L_{polTx} , L_p , L_g , L_i , L_r son las pérdidas por apuntamiento, polarización, propagación, absorción, lluvia y ionósfera respectivamente.

Receptor RX:

- **Pérdida de Apuntamiento del RX (L_{apRx}):** La pérdida apuntamiento en el satélite también se debe a una diferencia angular, en los satélites ya no se suele pensar en la orientación de la nave espacial en relación con el observador remoto como un "error" de puntería para los sistemas LEO. Más bien, podemos pensar que el observador de la estación terrestre está en alguna orientación vectorial con respecto al sistema de coordenadas de la nave espacial.
- **Ganancia de Antena del RX (G_{aRx}):** Valor en que la antena aumenta la potencia de la señal que llega al satélite.
- **Pérdidas Totales en línea de transmisión del RX (L_{tLRx}):** Son las pérdidas en los cables/guías de onda, conectores y otros dispositivos en la línea de transmisión del satélite. Se consideró para los cálculos pérdidas de conexión de 2 dB.
- **Temperatura de Ruido del sistema (T_s):** Para calcular la potencia de ruido térmico, primero se debe definir la temperatura de ruido total del sistema receptor (T_s). Las pérdidas individuales de todas las líneas y componentes en línea deben conocerse, determinarse o estimarse. La temperatura de ruido del sistema es diferente para el enlace ascendente, dispositivo terrestre a satélite, y el enlace descendente, satélite a dispositivo terrestre.

$$T_s = (\alpha)T_a + (1 - \alpha)T_o + T_{LNA} + T_{2ndSt}/G_{LNA} \quad (A3.17)$$

donde:

T_a = Temperatura de la Antena o Temperatura del Cielo ($^{\circ}K$)

T_o = Temperatura de referencia del sistema

T_{LNA} = Temperatura de Ruido del Amplificador de Bajo Ruido ($^{\circ}K$)

T_{2ndSt} = Temperatura de Ruido del Amplificador o Mezclador de Siguiente Etapa ($^{\circ}K$)

G_{LNA} = Ganancia del LNA en unidades lineales (no dB)

α = Coeficiente de Línea de Alimentación = $10^{-((L_A/10)+(L_B/10)+(L_C/10)+(L_{BPF}/10)+(L_{other}/10))}$

donde:

L_A, L_B, L_C = Todas las Pérdidas en Cable o Guía de Ondas (en dB)

L_{BPF} = Pérdida por Inserción de Cualquier Filtro Pasabanda Utilizado antes del LNA (en dB)

L_{other} = Pérdida por Inserción de Cualquier Otro Dispositivo en Línea antes del LNA (en dB)

Teniendo en cuenta las temperaturas de ruido, la **potencia de ruido térmico** es un parámetro producido por todos los objetos cuya temperatura esté por encima del cero absoluto. Es útil para saber cuánto se deteriora la relación señal a ruido generada cuando una señal pasa a través de un circuito electrónico.

$$N_t = kT_s Bw \quad (A3.18)$$

en decibelios:

$$N_t (dBK^{-1}) = 10 \log(k) + 10 \log(T_s) + 10 \log(Bw) \quad (A3.19)$$

donde:

$k = 1,380649 \times 10^{-23} \text{ (JK}^{-1}\text{)}$, constante de Boltzmann

Bw = Ancho de banda de la señal (Hz)

Relación de ganancia a temperatura equivalente de ruido (G/T_s), es una cifra de mérito que se toma como medida del rendimiento del Receptor, se calcula como:

$$G/T_s = G_{aRx}/L_{tlRx} \cdot T_s \quad (\text{A3.20})$$

en decibelios:

$$G/T_s \text{ (dBK}^{-1}\text{)} = 10 \log(G_{aRx}) - 10 \log(L_{tlRx}) - 10 \log(T_s) \quad (\text{A3.21})$$

Densidad de potencia de señal a ruido. (S/N_o)

Para poder calcular la cantidad de potencia que se transmite en una comunicación satelital, se utiliza la relación de la portadora a la señal de ruido S/N . Esta relación se encarga de reunir todos los tipos de pérdidas y ganancias mostrando la eficiencia de un enlace.

$$\frac{S}{N_o} = P_{isoRx} - L_{apRx} - 10 \log_{10}(k) + G/T_s \quad (\text{A3.22})$$

Relación entre energía por bit y densidad de ruido (E_b/N_o)

Sirve para comparar sistemas digitales que utilizan distintas frecuencias de transmisión, así como esquemas de modulación o técnicas de codificación.

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{N_o} - 10 \log_{10}(R) \quad (\text{A3.23})$$

Se dice que la relación E_b/N_o es independiente de la técnica de codificación, del esquema de modulación y del ancho de banda, esto siempre y cuando no sea modificada la potencia total por portadora S y la velocidad, en *bps*, para no alterar la energía por bit E_b , al igual que se espera que la temperatura permanezca constante para que la densidad de ruido tampoco sea alterada.

El E_b/N_o *límite* es el E_b/N_o requerido por el método de Modulación/Codificación (en dB), junto con la estimación de pérdida de su implementación.

Margen de Enlace del Sistema: Este valor debe ser $> 0,0$ dB para que el enlace funcione, pero debe superar un cierto nivel mínimo para que la comunicación sea confiable.

$$\text{Margen} = E_b/N_o - E_b/N_{o\text{lim}} \quad (\text{A3.24})$$

donde $E_b/N_{o\text{lim}}$ es la pérdida por método de modulación/demodulación

Sensibilidad del receptor LoRa (S_{Rx}):

La sensibilidad del receptor, S_{Rx} , es el nivel de señal mínimo requerido en el receptor para lograr un rendimiento objetivo, según el ancho de banda. Se calcula a partir de [73]:

$$S_{Rx} = -174 + 10 \log_{10}(Bw) + NF + SNR \quad (A3.25)$$

Donde el primer término se debe al ruido térmico en 1 Hz de ancho de banda, el segundo término, Bw es el ancho de banda (Hz) del receptor. NF es el factor de ruido del receptor y SNR es la relación señal/ruido límite (dB) (que disminuye cuando se comunica con un factor de dispersión más alto).

Ejemplo de cálculos de balance de potencia:

Los parámetros del sistema se usan para construir un balance de enlace del sistema, estos también se usan para determinar las relaciones S/N y E_b/N_o de los receptores el satélite y dispositivos terrestres para un esquema de modulación específico.

En los dispositivos LoRa, se usarán para los cálculos transceptores SX1276 que tiene una figura de ruido (NF) de 6dB, [54], y cómo potencia de Salida en TX (P_{Tx}) se utilizarán 20 dBm (-10 dBW), máximo valor (20 dBm) que indica la ficha técnica de los módulos elegidos [55]. El factor de dispersión (SF) elegido es 10 por lo que la mínima relación entre la señal deseada y ruido que el receptor podrá demodular es $SNR = -15$ dB [55].

Para realizar los cálculos del balance se consideraron los siguientes parámetros [71]:

- Pérdidas totales en la línea de transmisión (L_{tTx}) 1.1 dB por pérdidas de conexión.
- Ganancia de la antena en el sensor terrestre (G_{aRx}) de 0.5 dBi. Considerando una antena dipolo omnidireccional [72].
- Pérdida de apuntamiento de la antena en el sensor terrestre (L_{apTx}) de 7.6 dB con error de puntería de 45°. Se restringió el haz de la antena dipolo en 60°.
- Pérdida de polarización en antena del sensor terrestre. (L_{polTx}) 3 dB. Que es la pérdida máxima para un enlace entre una antena polarizada lineal y una circular.
- Pérdida por propagación FSPL(L_p) de 156.6 dB. Al considerar un peor caso de ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$, y rango inclinado $d = 1767$ km.

- Las pérdidas por absorción de la atmósfera (L_g) y ionosféricas (L_i) son de 1.1 dB y 0.4 dB respectivamente [71], mientras que las pérdidas por lluvia se desprecian por utilizar frecuencias menores a 3 GHz [76].
- Pérdida de apuntamiento de la antena del receptor en el satélite (L_{apRx}) de 3.0 dB con error de puntería de 45°. Se restringió el haz de la antena de parche en 60°.
- Ganancia de la antena del receptor en el Satélite (G_{aRx}) de 8 dBi.
- Pérdidas totales en la línea de transmisión del receptor (L_{tlRx}) 2 dB por pérdidas de en líneas y conexiones.
- Temperatura de ruido del sistema (T_s) en enlace ascendente es de 266°K y 519°K en enlace descendente.

Enlace de Subida

Para realizar los cálculos del balance en el enlace de subida se consideran los parámetros generados en [71], listados en la Tabla A3.3.

Tabla A3.3 - Parámetros considerados para los cálculos del balance del enlace de subida.

Potencia de Salida del dispositivo terrestre 100 mW (-10 dBW). (P_{Tx})	20 dBm
Pérdidas totales en línea de transmisión del dispositivo terrestre. (L_{tlTx})	1.1 dB
Ganancia de la antena del dispositivo terrestre. (G_{aTx})	0.5 dBi
Pérdida de apuntamiento de la antena del dispositivo terrestre. (L_{apTx})	7.6 dB
Pérdida de polarización en antena del dispositivo terrestre. (L_{pol})	3 dB
Pérdida por propagación FSPL. con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$. (L_p)	156.6 dB
Pérdidas por absorción de la atmósfera. (L_g)	1.1 dB
Pérdidas ionosféricas. (L_i)	0.4 dB
Pérdidas por lluvia. (L_r)	0 dB
Pérdida de apuntamiento de la antena del satélite. (L_{apRx})	3 dB
Ganancia de la antena del satélite. (G_{aRx})	8 dBi
Pérdidas totales en la línea de transmisión del satélite. (L_{tlRx})	2 dB
Temperatura de ruido del sistema en enlace ascendente. (T_{sUp})	266 °K
Tasa de bits. (R)	980 bps
Ancho de banda del canal ascendente. (BW)	125 KHz
Frecuencia del Canal 63 en enlace ascendente.	914.9 MHz
Método de modulación/demodulación.	FSK Coherente

Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (EIRP):

$$EIRP(dBW) = P_{Tx}(dBW) - L_{tlTx}(dB) + G_{aTx}(dBi) \quad (A3.26)$$

$$EIRP(dBW) = -10 dBW - 1.1 dB + 0.5 dBi = -10.6 dBW \quad (A3.27)$$

Pérdidas por propagación o trayectoria. (L_p):

$$L_p (dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 = 22 + \log \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (A3.28)$$

donde:

$$f = 0.915 \text{ Ghz}$$

$$c = 3 \times 10^8 \text{ m/s (velocidad de la luz)}$$

$$S = 1767 \text{ Km}$$

$$L_p = 20 \log \left(\frac{4\pi \cdot 1767 \times 10^3 \cdot 0.915 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right) = 156.6 \text{ dB} \quad (A3.29)$$

Nivel de Señal Isotrópica (P_{isoRx}):

$$P_{isoRx} (dBW) = EIRP - L_{apTx} - L_{pol} - L_p - L_g - L_i - L_r \quad (A3.30)$$

$$P_{isoRx} (dBW) = 15.4 - 7.6 - 3 - 156.6 - 1.1 - 0.4 - 0 = -179.3 \text{ dBW} \quad (A3.31)$$

Relación de ganancia a temperatura de ruido del sistema (G/T_s):

$$G/T_s (dBK^{-1}) = 10 \log(G_{aRx}) - 10 \log(L_{tLRx}) - 10 \log(T_s) \quad (A3.32)$$

$$G/T_s (dBK^{-1}) = 8 \text{ dBi} - 2 \text{ dB} - 10 \log(266 \text{ °K}) = -18.2 \text{ dBK}^{-1} \quad (A3.33)$$

Densidad de potencia de señal a ruido. (S/N_o):

$$\frac{S}{N_o} = P_{isoRx} - L_{apRx} - 10 \log_{10}(k) + G/T_s \quad (A3.34)$$

$$\frac{S}{N_o} = -179.3 \text{ dBW} - 3 \text{ dB} + 228.6 \frac{\text{dBW}}{\text{KHz}} - 18.2 \text{ dBK}^{-1} = 28.1 \text{ dBHz} \quad (A3.35)$$

donde k es la constante de Boltzmann. $1.380 \times 10^{-23} (J/K)$

Relación entre energía por bit y densidad de ruido (E_b/N_o)

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{N_o} - 10 \log_{10}(R) \quad (A3.36)$$

$$\frac{E_b}{N_o} = 28.1 \text{ dBHz} - 10 \log_{10}(980 \text{ bps}) = -1.8 \text{ dB} \quad (A3.37)$$

Margen de Enlace del Sistema:

$$\text{Margen} = E_b/N_o - E_b/N_{o\text{lim}} \quad (A3.38)$$

donde:

$$E_b/N_{o\text{limite}} = \text{Pérdida por método de modulación/demodulación}$$

$$\text{Margen} = -1.8 \text{ dB} - 11.5 \text{ dB} = -13.3 \text{ dB} \quad (A3.39)$$

Sensibilidad del receptor LoRa (S_{Rx}):

$$S_{Rx} = -174 + 10 \log_{10}(Bw) + NF + SNR \quad (A3.40)$$

$$S_{Rx} = -174 \text{ dB} + 10 \log_{10}(125 \text{ KHz}) + 6 \text{ dB} - 15 \text{ dB} = -132 \text{ dB} \quad (A3.41)$$

La sensibilidad del receptor, S_{Rx} , es el nivel de señal mínimo requerido en el receptor del satélite para lograr un rendimiento objetivo, según el ancho de banda.

Transmitiendo en enlace ascendente por el canal 63 (914.9 MHz y $Bw = 125 \text{ KHz}$) desde el dispositivo terrestre hacia satélite LEO en el ángulo de elevación de $\delta = 10^\circ$ (rango $d = 1767 \text{ km}$), con una potencia de transmisión de 20 dBm, ganancias de antenas de 0.5 dBi (haz de 60°) y 8 dBi (haz de 60°) y pérdidas de 3.1 dB en líneas, 10.6 dB por error de 90° en apuntamiento, 3 dB por polarización (máxima pérdida para un enlace entre una antena polarizada lineal y una circular [71]) y 1.5 dB por factores ambientales. No se alcanza el balance de potencia por un margen de -13.3 dB [71], como se muestra en la Figura A3.7.

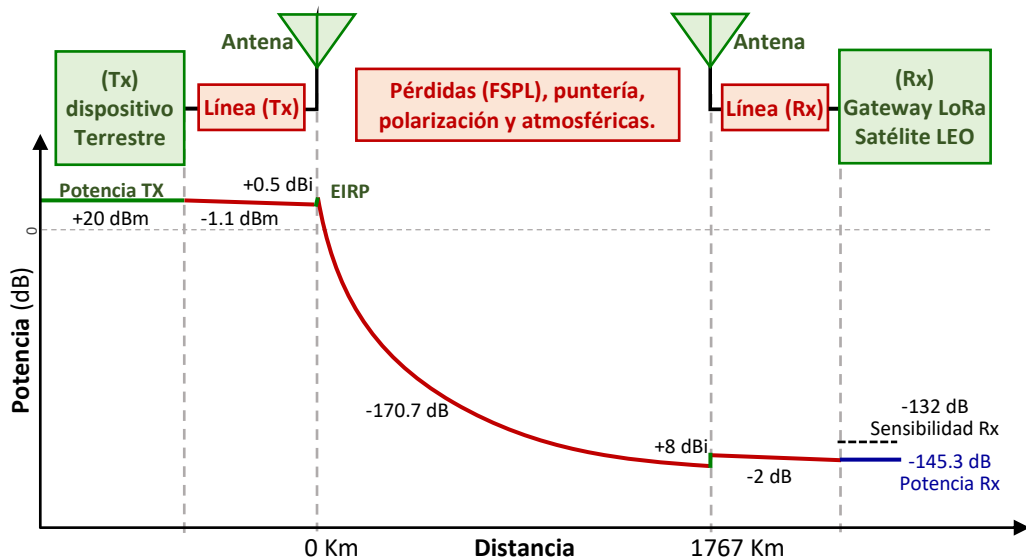


Figura A3.7 - Modelo del presupuesto de enlace ascendente en la 1er configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$ y rango inclinado $d = 1767 \text{ Km}$.

En la Tabla A3.4 se muestran los resultados obtenidos en el margen de potencia con la configuración anterior, efectuando distintos errores de puntería entre las antenas del dispositivo terrestre y la del satélite. Puede verse que se logra cumplir con el balance de potencia desde un ángulo mínimo de elevación $\delta = 40^\circ$ con error de puntería entre las antenas de 60° y desde el ángulo mínimo de elevación $\delta = 30^\circ$ con error de puntería entre las antenas de 30° [71].

Tabla A3.4 - Margen del enlace, 1er configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]

δ (°)	S (km)	FSPL (dB)	L_{atm} (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)
				con 30° error de puntería	con 60° error de puntería	con 90° error de puntería	con 120° error de puntería
90	530.0	146.2	0.4	7.8	4.5	-1.8	-14.9
80	537.0	146.3	0.7	7.4	4.1	-2.2	-15.3
70	560.6	146.7	0.7	7.0	3.7	-2.6	-15.7
60	603.8	147.3	0.7	6.4	3.1	-3.2	-16.4
50	673.5	148.3	0.7	5.4	2.1	-4.2	-17.3
40	783.1	149.6	0.8	4.0	0.7	-5.6	-18.7
30	958.8	151.3	0.8	2.2	-1.0	-7.4	-20.5
20	1252.7	153.6	1.5	-0.8	-4.1	-10.4	-23.5
10	1766.7	156.6	1.5	-3.8	-7.0	-13.3	-26.5

Efectuando algunos cambios en el sistema anterior, como utilizar antenas con ganancias de 3.0 dBi (haz de 150°) y 8 dBi (haz de 80°), en la Figura A3.8 se muestran los resultados, lográndose cumplir con el balance de potencia desde un ángulo mínimo de elevación $\delta = 30^\circ$, rango $d = 959$ km (margen de enlace 1.7 dB) [71].

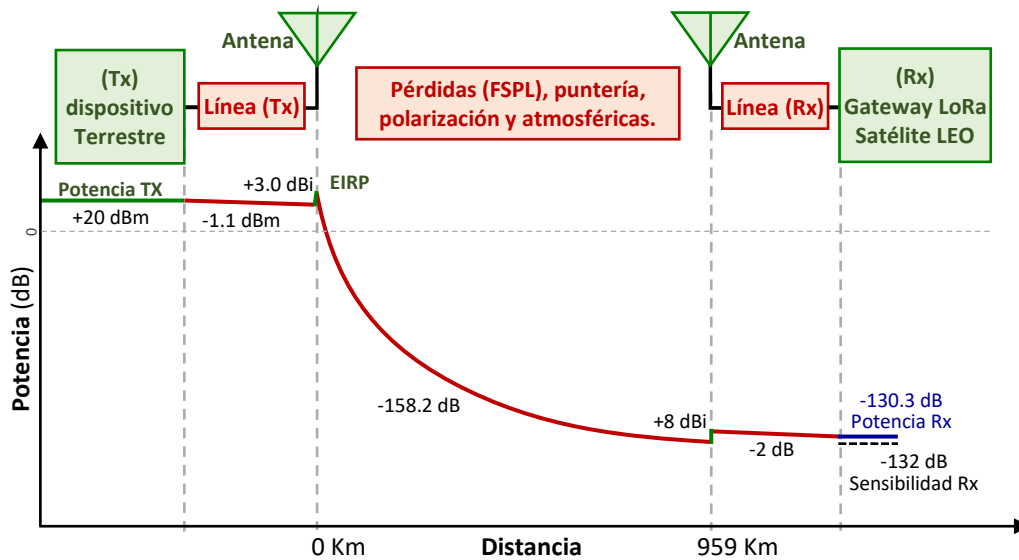


Figura A3.8 - Modelo del presupuesto de enlace ascendente en la 2da configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 30^\circ$ y rango inclinado $d = 959$ Km.

En la Tabla A3.5 se muestran más resultados obtenidos en el margen de potencia con la nueva configuración efectuando distintos errores de puntería entre las antenas del dispositivo terrestre y la del satélite.

Tabla A3.5 - Margen del enlace, 2da configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]

δ (°)	d (km)	FSPL (dB)	L_{atm} (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)
				con 30° error de puntería	con 60° error de puntería	con 90° error de puntería	con 120° error de puntería
90	530.0	146.2	0.4	10.9	9.6	7.3	3.7
80	537.0	146.3	0.7	10.5	9.2	6.8	3.3
70	560.6	146.7	0.7	10.1	8.8	6.5	2.9
60	603.8	147.3	0.7	9.5	8.1	5.8	2.3
50	673.5	148.3	0.7	8.5	7.2	4.9	1.3
40	783.1	149.6	0.8	7.1	5.8	3.5	-0.1
30	958.8	151.3	0.8	5.3	4.0	1.7	-1.8
20	1252.7	153.6	1.5	2.3	1.0	-1.3	-4.9
10	1766.7	156.6	1.5	-0.7	-2.0	-4.3	-7.9

Enlace de Bajada

Para realizar los cálculos del balance en el enlace de bajada se consideran los parámetros generados en [71], listados en la Tabla A3.6.

Tabla A3.6 - Parámetros considerados para los cálculos del balance del enlace de subida.

Potencia de Salida del satélite 2 W (3 dBW). (P_{Tx})	33 dBm
Pérdidas totales en línea de transmisión del satélite. (L_{tITx})	2.2 dB
Ganancia de la antena del satélite. (G_{aTx})	8 dBi
Pérdida de apuntamiento de la antena del satélite. (L_{apTx})	3 dB
Pérdida de polarización en antena del satélite. (L_{pol})	3 dB
Pérdida por propagación FSPL. con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$. (L_p)	156.6 dB
Pérdidas por absorción de la atmósfera. (L_g)	1.1 dB
Pérdidas ionosféricas. (L_i)	0.8 dB
Pérdidas por lluvia. (L_r)	0 dB
Pérdida de apuntamiento de la antena del dispositivo terrestre. (L_{apRx})	7.6 dB
Ganancia de la antena del dispositivo terrestre. (G_{aRx})	0.5 dBi
Pérdidas totales en la línea de transmisión del dispositivo terrestre. (L_{tIRx})	1.7 dB
Temperatura de ruido del sistema en enlace descendente. (T_{SDW})	519 °K
Tasa de bits. (R)	3900 bps
Ancho de banda del canal descendente. (Bw)	500 KHz
Frecuencia del Canal 0 en enlace descendente.	923.3 MHz
Método de modulación/demodulación.	FSK Coherente

Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (EIRP):

$$EIRP(dBW) = P_{Tx}(dBW) - L_{tITx}(dB) + G_{aTx}(dBi) \quad (A3.42)$$

$$EIRP(dBW) = 3 dBW - 2.2 dB + 8 dBi = 8.8 dBW \quad (A3.43)$$

Pérdidas por propagación o trayectoria. (L_p):

$$L_p (dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)^2 = 22 + \log \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (A3.44)$$

donde:

$$f = 0.915 \text{ Ghz}$$

$$c = 3 \times 10^8 \text{ m/s (velocidad de la luz)}$$

$$S = 1767 \text{ Km}$$

$$L_p = 20 \log \left(\frac{4\pi \cdot 1767 \times 10^3 \cdot 0.915 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right) = 156.6 \text{ dB} \quad (\text{A3.45})$$

Nivel de Señal Isotrópica (P_{isoRx}):

$$P_{isoRx}(\text{dBW}) = EIRP - L_{apTx} - L_{pol} - L_p - L_g - L_i - L_r \quad (\text{A3.46})$$

$$P_{isoRx}(\text{dBW}) = 8.8 - 3 - 3 - 156.6 - 1.1 - 0.8 - 0 = -155.7 \text{ dBW} \quad (\text{A3.47})$$

Relación de ganancia a temperatura de ruido del sistema (G/T_s):

$$G/T_s (\text{dBK}^{-1}) = 10 \log(G_{aRx}) - 10 \log(L_{tlRx}) - 10 \log(T_s) \quad (\text{A3.48})$$

$$G/T_s (\text{dBK}^{-1}) = 0.5 \text{ dBi} - 1.7 \text{ dB} - 10 \log(519 \text{ °K}) = -28.4 \text{ dBK}^{-1} \quad (\text{A3.49})$$

Densidad de potencia de señal a ruido. (S/N_o):

$$\frac{S}{N_o} = P_{isoRx} - L_{apRx} - 10 \log_{10}(k) + G/T_s \quad (\text{A3.50})$$

$$\frac{S}{N_o} = -155.7 \text{ dBW} - 7.6 \text{ dB} + 228.6 \frac{\text{dBW}}{\text{KHz}} - 28.4 \text{ dBK}^{-1} = 36.9 \text{ dBHz} \quad (\text{A3.51})$$

donde:

k = Constante de Boltzmann. $1.380 \times 10^{-23} (\text{J/K})$

Relación entre energía por bit y densidad de ruido (E_b/N_o)

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{N_o} - 10 \log_{10}(R) \quad (\text{A3.52})$$

$$\frac{E_b}{N_o} = 36.9 \text{ dBHz} - 10 \log_{10}(3900 \text{ bps}) = 1.0 \text{ dB} \quad (\text{A3.53})$$

Margen de Enlace del Sistema:

$$\text{Margen} = E_b/N_o - E_b/N_{o\text{lim}} \quad (\text{A3.54})$$

donde:

$E_b/N_{o\text{limite}}$ = Pérdida por método de modulación/demodulación

$$\text{Margen} = 1.0 \text{ dB} - 11.5 \text{ dB} = -10.5 \text{ dB} \quad (\text{A3.55})$$

Sensibilidad del receptor LoRa (S_{Rx}):

$$S_{Rx} = -174 + 10 \log_{10}(Bw) + NF + SNR \quad (\text{A3.56})$$

$$S_{Rx} = -174 \text{ dB} + 10 \log_{10}(500 \text{ KHz}) + 6 \text{ dB} - 15 \text{ dB} = -126 \text{ dB} \quad (\text{A3.57})$$

La sensibilidad del receptor, S_{Rx} , es el nivel de señal mínimo requerido en el receptor del dispositivo terrestre para lograr un rendimiento objetivo, según el ancho de banda.

Transmitiendo en enlace descendente por el canal 0 (923.3 MHz y $Bw = 500 \text{ KHz}$) desde el satélite LEO hacia dispositivo terrestre en el ángulo de elevación de $\delta = 10^\circ$ (rango $d = 1767 \text{ km}$), con una potencia de transmisión de 33 dBm, ganancias de

antenas de 8 dBi (haz de 60°) y 0.5 dBi (haz de 60°) y pérdidas de 3.9 dB en líneas, 10.6 dB por error de 90° en apuntamiento, 3 dB por polarización (máxima pérdida para un enlace entre una antena polarizada lineal y una circular [71]) y 1.9 dB por factores ambientales. No se alcanza el balance de potencia por un margen de -10.5 dB [71], como se muestra en la Figura A3.9.

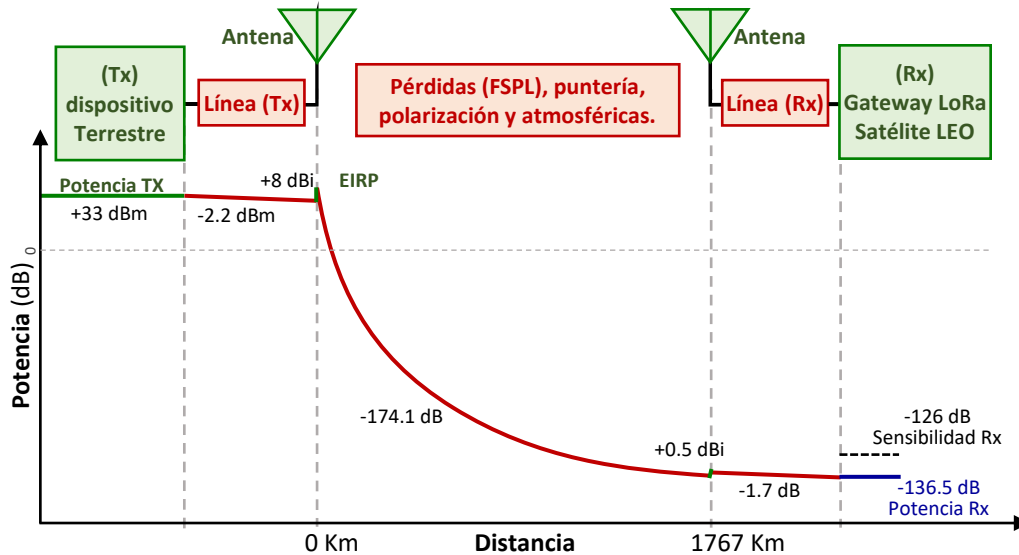


Figura A3.9 - Modelo del presupuesto de enlace descendente en la 1er configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 10^\circ$ y rango inclinado $d = 1767$ Km.

En la Tabla A3.7 se muestran los resultados obtenidos en el margen de potencia con la configuración anterior efectuando distintos errores de puntería entre las antenas del dispositivo terrestre y la del satélite. Puede verse que se logra cumplir con el balance de potencia desde un ángulo mínimo de elevación $\delta = 70^\circ$ con error de puntería entre las antenas de 90° , desde el ángulo mínimo de elevación $\delta = 30^\circ$ con error de puntería entre las antenas de 60° y desde el ángulo mínimo de elevación $\delta = 20^\circ$ con error de puntería entre las antenas de 30° [71].

Tabla A3.7 - Margen del enlace, 1er configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]

δ (°)	d (km)	FSPL (dB)	L_{atm} (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)	Margen (dB)
				con 30° error de puntería	con 60° error de puntería	con 90° error de puntería	con 120° error de puntería
90	530.0	146.2	0.4	10.6	7.3	1.0	-12.2
80	537.0	146.3	0.7	10.1	6.9	0.5	-12.6
70	560.6	146.7	0.7	9.8	6.5	0.2	-13.0
60	603.8	147.3	0.7	9.1	5.9	-0.5	-13.6
50	673.5	148.3	0.7	8.2	4.9	-1.4	-14.5
40	783.1	149.6	0.8	6.8	3.5	-2.8	-16.0
30	958.8	151.3	0.8	5.0	1.7	-4.6	-17.7
20	1252.7	153.6	1.5	2.0	-1.3	-7.6	-20.7
10	1766.7	156.6	1.5	-1.0	-4.3	-10.5	-23.7

Efectuando algunos cambios en el sistema anterior, como utilizar antenas con ganancias de 3.0 dBi (haz de 150°) y 8 dBi (haz de 80°), en la Figura A3.10 se muestran los resultados, lográndose cumplir con el balance de potencia desde un ángulo mínimo de elevación $\delta = 20^\circ$, rango $d = 1253 \text{ km}$ (margen de enlace 1.5 dB) [71].

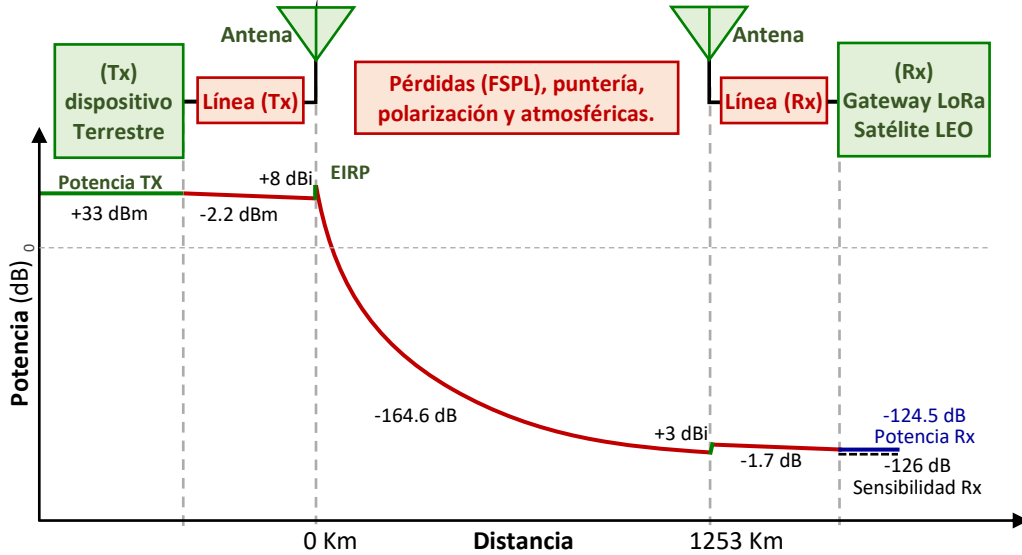


Figura A3.10 - Modelo del presupuesto de enlace descendente en la 2da configuración considerada, con ángulo de elevación $\delta = 20^\circ$ y rango inclinado $d = 1253 \text{ Km}$.

En la Tabla A3.8 se muestran los resultados obtenidos en el margen de potencia con la nueva configuración efectuando distintos errores de puntería entre las antenas del dispositivo terrestre y la del satélite.

Tabla A3.8 - Margen del enlace, 2da configuración, según ángulo de elevación (δ) y distintos errores de puntería. [71]

δ (°)	d (km)	FSPL (dB)	L_{atm} (dB)	Margen (dB)			
				con 30° error de puntería	con 60° error de puntería	con 90° error de puntería	con 120° error de puntería
90	530.0	146.2	0.4	13.7	12.4	10.0	6.5
80	537.0	146.3	0.7	13.2	11.9	9.6	6.1
70	560.6	146.7	0.7	12.9	11.6	9.2	5.7
60	603.8	147.3	0.7	12.2	10.9	8.6	5.0
50	673.5	148.3	0.7	11.3	10.0	7.7	4.1
40	783.1	149.6	0.8	9.9	8.6	6.2	2.7
30	958.8	151.3	0.8	8.1	6.8	4.5	0.9
20	1252.7	153.6	1.5	5.1	3.8	1.5	-2.1
10	1766.7	156.6	1.5	2.1	0.8	-1.5	-5.1

APENDICE 4: TEORÍA de DISEÑO de ANTENA

Esta sección describe una breve introducción del tipo de antena elegida, seguido de los criterios para el diseño y cálculos de sus parámetros o figuras de méritos. Diseño de parche único con distintos tipos de redes de alimentación para luego aumentar a un arreglo de antenas.

Introducción

Como ya se mencionó anteriormente, el objetivo de este proyecto fin de carrera, es diseñar y estudiar una antena para la banda libre que trabaja LoRaWAN en la frecuencia de 915 MHz.

El principal requisito que se busca a la hora de diseñar esta antena, es que a la salida de la antena se obtenga una señal que alcance una ganancia final de 8 dBi centrada en la frecuencia de resonancia 915 MHz con un ancho de banda de 7 MHz.

Elección de antena.

No cabe ninguna duda que las antenas de microcinta o como se les dice comúnmente antenas de parche, son las indicadas para aplicaciones en satélites, así como también en aeronaves y naves espaciales, debido a sus características de pequeño tamaño, bajo peso, ínfimo perfil aerodinámico, alto rendimiento, facilidad de instalación y a un bajo costo. [67]

Estas antenas son adaptables a superficies planas y no planas, simples y económicas de fabricar utilizando tecnología moderna de circuito impreso, son mecánicamente robustas cuando se montan en superficies rígidas y muy versátiles en términos de frecuencia resonante, polarización, patrón e impedancia.

Las principales desventajas operativas de las antenas de parche son su baja eficiencia, baja potencia, y un ancho de banda de frecuencia muy estrecho.

Existen muchos sustratos comerciales disponibles para su uso en el diseño y fabricación de antenas de tipo microcinta. Algunos de los sustratos más comunes se enumeran en la Tabla A4.1, junto con los parámetros más pertinentes (nombre de la empresa fabricante, nombre del sustrato, espesor, rango de frecuencia, constante dieléctrica y tangente de pérdida).

Generalmente sus constantes dieléctricas están en el rango de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Los más deseables para un buen desempeño de la antena son sustratos gruesos cuya constante dieléctrica está en el extremo inferior del rango porque proporcionan una mejor eficiencia, mayor ancho de banda, pero a expensas de un tamaño de elemento mayor tamaño.

Tabla A4.1 - Sustratos típicos y sus parámetros. [68]

Empresa	Sustrato	Espesor (mm)	Frecuencia (GHz)	ϵ_r	$\tan\delta$
Rogers Corporation	Duroid® 5880	0.127	0 – 40	2.20	0.0009
	RO 3003	1.575	0 – 40	3.00	0.0010
	RO 3010	3.175	0 – 10	10.2	0.0022
	RO 4350	0.168	0 – 10	3.48	0.0037
		0.508			
—		1.524			
—	FR4	0.05 – 100	0.001	4.70	—
DuPont	HK 04J	0.025	0.001	3.50	0.005
Isola	IS 410	0.05 – 3.2	0.1	5.40	0.035
Arlon	DiClad 870	0.091	0 – 10	2.33	0.0013
Polyflon	Polyguide	0.102	0 – 10	2.32	0.0005
Neltec	NH 9320	3.175	0 – 10	3.20	0.0024
Taconic	RF-60A	0.102	0 – 10	6.15	0.0038

Características básicas

Las antenas de microcinta consisten en una capa metálica (parche) de espesor muy delgado ($t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda del espacio libre) colocada sobre una lámina dieléctrica (denominada sustrato) y a una separación ($h \ll \lambda_0$, usualmente $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$) de un plano de tierra. Para un parche rectangular, la longitud L del elemento suele ser $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$. Como se muestra en la Figura A4.1(a,b).

Existen numerosos sustratos que se pueden utilizar para el diseño de antenas de microcinta, y sus constantes dieléctricas generalmente están en el rango de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Los más deseables para un buen desempeño de la antena son sustratos gruesos cuya constante dieléctrica está en el extremo inferior del rango porque proporcionan una mejor eficiencia, mayor ancho de banda, campos vagamente delimitados para la radiación en el espacio, pero a expensas de un tamaño de elemento mayor. Los sustratos delgados con constantes dieléctricas más altas son deseables para circuitos de microondas porque requieren campos estrechamente ligados para minimizar la radiación y el acoplamiento no deseados, y conducen a tamaños de elementos más pequeños; sin embargo, debido a sus mayores pérdidas, son menos eficientes y tienen anchos de banda relativamente más pequeños. Dado que las antenas de microcinta a menudo se integran con otros circuitos

de microondas, se debe llegar a un compromiso entre el buen rendimiento de la antena y el diseño del circuito.

El parche de microcinta está diseñado para que su patrón máximo sea normal al parche, es decir, la potencia radiada será hacia la parte superior de la antena debido a que el plano de tierra (idealmente infinito) de la parte inferior bloquea la gran mayoría de la radiación debajo del parche, parte de la radiación se dirige hacia la parte inferior de la antena debido a que el plano de tierra es de dimensiones finitas, sin embargo, será mucho menor que el patrón máximo. Tanto el patrón máximo como la radiación End-fire se consiguen eligiendo correctamente el modo (configuración de campo) de excitación debajo del parche.

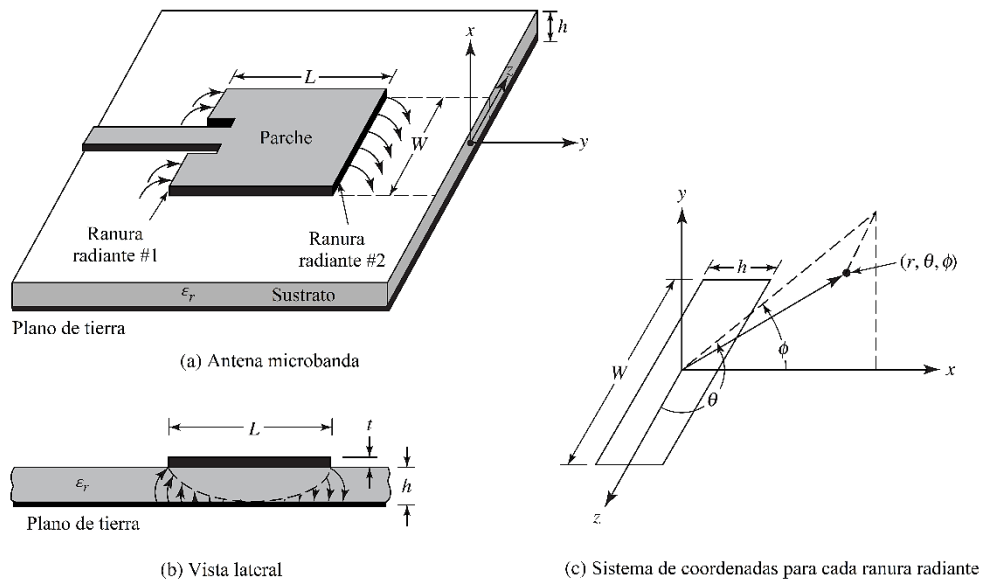


Figura A4.1 - Antena microcinta y sistema de coordenadas. [68]

A menudo, las antenas de microcinta también se denominan antenas de parche. Los elementos radiantes y las líneas de alimentación se suelen fabricar sobre el sustrato dieléctrico. El parche radiante puede ser cuadrado, rectangular, de tira fina (dipolo), circular, elíptico, triangular o de cualquier otra configuración.

Las polarizaciones lineales y circulares se pueden lograr con elementos individuales o conjuntos de antenas de microcinta. También se pueden utilizar arreglos de elementos de microcinta, con alimentaciones únicas o múltiples, para introducir capacidades de escaneo y lograr mayores directividades.

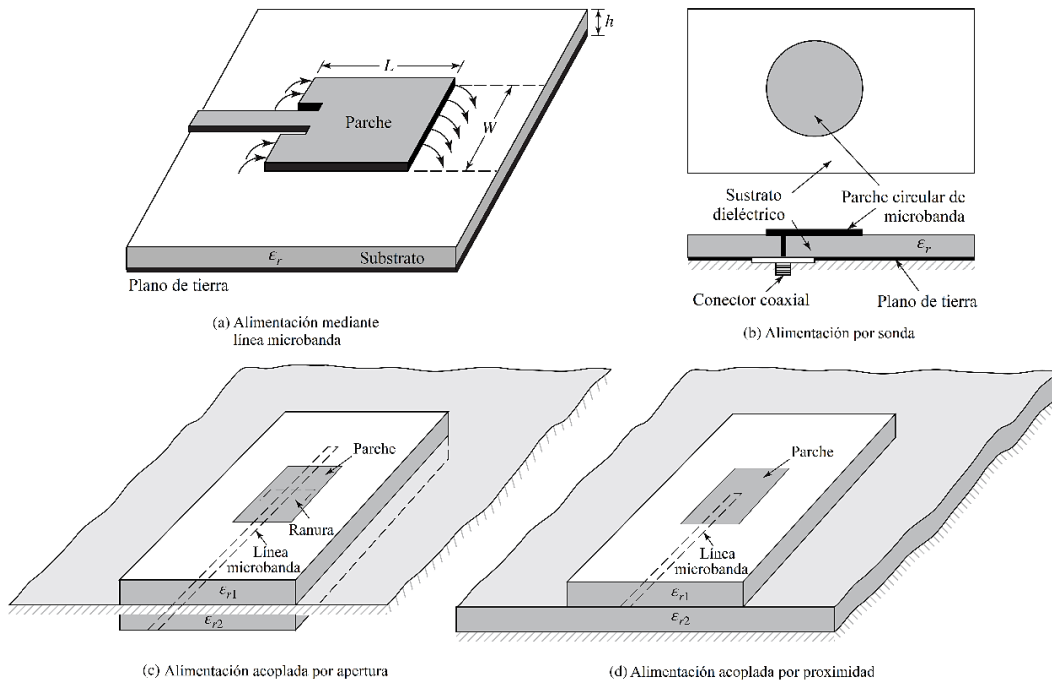


Figura A4.2 - Alimentaciones típicas para antenas de microcinta. [68]

Métodos de alimentación

Hay muchas configuraciones que pueden utilizarse para alimentar antenas microcinta. Los cuatro más populares son *línea de microcinta*, *sonda coaxial*, *acoplamiento de apertura* y *acoplamiento de proximidad*. Estos se muestran en la Figura A4.2.

En la Figura A4.3 se muestra un conjunto de circuitos equivalentes para cada una de las ellas configuraciones anteriores. La línea de alimentación de microcinta también es una tira conductora, generalmente de mucho menor ancho en comparación con el parche. La alimentación de la línea de microcinta es fácil de fabricar, simple de adaptar controlando la posición de inserción y bastante simple de ajustar. Sin embargo, a medida que aumenta el grosor del sustrato, aumentan las ondas superficiales y la radiación espúrea, lo que para diseños prácticos limita el ancho de banda (típicamente 2 - 5%). [68]

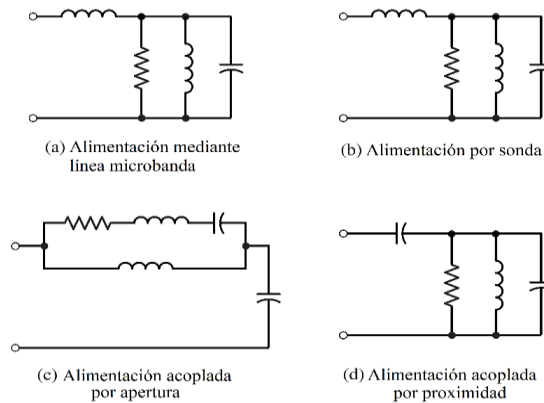


Figura A4.3 - Circuitos equivalentes para alimentaciones típicas de la Figura 3.2. [68]

Las alimentaciones de línea coaxial, donde el conductor interno del cable coaxial está unido al parche de radiación mientras que el conductor externo está conectado al plano de tierra, también se utilizan ampliamente. La alimentación de la sonda coaxial también es fácil de fabricar y adaptar, y tiene poca radiación espúrea. Sin embargo, también tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de ajustar, especialmente para sustratos gruesos ($h > 0.02\lambda_0$).

Tanto la línea de alimentación de microcinta como la sonda poseen asimetrías inherentes que generan modos de orden superior que producen radiación de polarización cruzada. Para superar algunos de estos problemas, pueden utilizarse alimentaciones de acoplamiento de apertura sin contacto, como se muestra en la Figura A4.2(c,d).

El acoplamiento de apertura de la Figura A4.2(c) es el más difícil de fabricar de los cuatro y también tiene un ancho de banda estrecho. Sin embargo, es algo más fácil de modelar y tiene una radiación espúrea moderada. El acoplamiento de apertura consta de dos sustratos separados por un plano de tierra. En el lado inferior del sustrato inferior hay una línea de alimentación de microcintas cuya energía se acopla al parche a través de una ranura en el plano del suelo que separa los dos sustratos.

De las cuatro alimentaciones, el acoplamiento de proximidad de la Figura A4.2(d) tiene el mayor ancho de banda (hasta el 13%), es algo fácil de modelar y tiene baja radiación espúrea. Sin embargo, su fabricación es algo más difícil. La longitud del talón de alimentación y la relación entre el ancho y la línea del parche se pueden utilizar para controlar el emparejamiento.

Métodos de análisis

Existen muchos métodos de análisis para antenas de microcinta. Los modelos más populares son el de *línea de transmisión*, el de *cavidad* y el de *onda completa*.

En el proyecto se utilizará el modelo de línea de transmisión. Es el más fácil, ofrece una buena percepción física, pero es menos preciso y es más difícil modelar el acoplamiento.

Modelo de línea de transmisión para parche rectangular

El parche rectangular es, por mucho, la configuración más utilizada. Es muy fácil de analizar utilizando los modelos de línea de transmisión, que son más precisos para sustratos delgados.

El modelo de línea de transmisión produce los resultados menos precisos, sin embargo, arroja algo de conocimiento físico. Este modelo representa la antena de microcinta por dos franjas, separadas por una línea de transmisión Z_0 de baja impedancia de longitud L .

Efectos de Borde (Fringing)

Debido a que las dimensiones del parche son finitas, los campos en el perímetro del parche sufren de efectos de borde (*Fringing*). Para la franja principal es una función de la relación entre la longitud del parche L y la altura h del sustrato (L/h) y la constante dieléctrica del sustrato ϵ_r . Dado que para las antenas de microcinta $L/h \gg 1$, este efecto no deseado se reduce; sin embargo, debe tenerse en cuenta porque influye en la frecuencia de resonancia de la antena. Lo mismo se aplica al ancho.

Para una línea de microcinta de la Figura A4.4(a) sus líneas de campo eléctrico típicas se muestran en la Figura A4.4 (b), no son homogéneas debido a que estas atraviesan dos dieléctricos; típicamente el aire y el sustrato. Como $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas del campo eléctrico se concentran principalmente en el sustrato, este efecto hace que la línea de la microcinta se vea más ancha eléctricamente en comparación con sus dimensiones físicas.

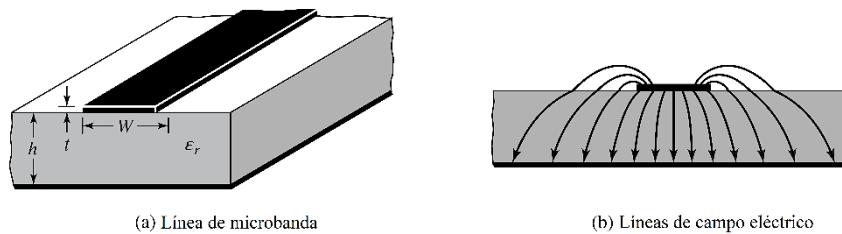


Figura A4.4 - Línea de microcinta y sus líneas de campo eléctrico. [68]

Se introduce una constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} que considera el efecto anterior de dos dieléctricos y tiene valores en el rango de $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$. En general la constante dieléctrica del sustrato es mucho mayor que la unidad ($\epsilon_r \gg 1$), el valor de ϵ_{reff} estará más cerca del valor de la constante dieléctrica real ϵ_r del sustrato.

La constante dieléctrica efectiva también depende de la frecuencia de operación. A medida que esta aumenta, el campo eléctrico se concentra en el sustrato. Por lo tanto, la línea de microcinta se comporta más como una línea homogénea de un dieléctrico (solo sustrato), y $\epsilon_{reff} \approx \epsilon_r$. La Figura A4.5 muestra variaciones típicas, en función de la frecuencia, con tres sustratos diferentes.

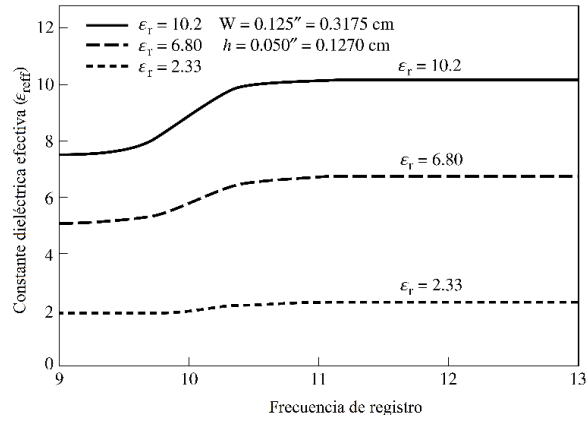


Figura A4.5 - Constante dieléctrica efectiva versus frecuencia para tres sustratos típicos. [68]

Los valores iniciales (a bajas frecuencias) de la constante dieléctrica efectiva se denominan valores estáticos y vienen dados por:

$$W/h > 1 \quad \epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (A4.1)$$

Frecuencia de resonancia, longitud y ancho efectivos.

Como ya se mencionó, debido a los efectos de borde, eléctricamente el parche de la antena de microcinta parece más grande que sus dimensiones físicas. Esto se demuestra en la Figura A4.6, donde la longitud parche se ha extendido en cada extremo una distancia ΔL .

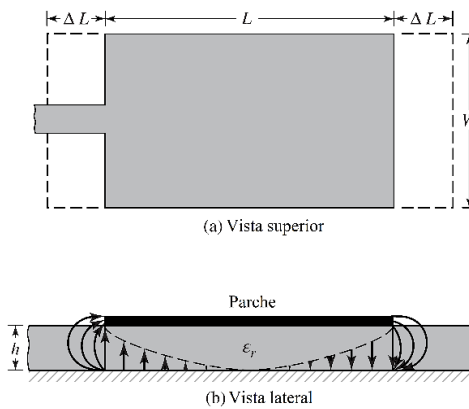


Figura A4.6 - Longitudes físicas y efectivas de parche de microcinta rectangular. [68]

ΔL es una función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y la relación ancho-alto (W/h). De manera que [68]:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (A4.2)$$

y la longitud efectiva del parche ahora es:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (A4.3)$$

con $L = \lambda/2$ para el modo dominante TM_{010} sin efecto borde.

Para el modo dominante TM_{010} , la frecuencia de resonancia de la antena de microcinta es función de su longitud, debe modificarse con L_{eff} y ϵ_{reff} en vez de L y ϵ_r para incluir efectos de borde:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (A4.4)$$

donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre y el factor $q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}$ conoce como *factor de fringe* (factor de reducción de longitud).

A medida que aumenta la altura del sustrato, las líneas de campo también aumentan y las frecuencias de resonancia diseñadas bajan. La disminución de la frecuencia de resonancia debido a la formación de líneas de campo suele ser del 2 al 6%.

Diseño

A continuación, se describe un procedimiento de diseño para antenas de microcinta rectangulares, el cual se utilizará para el diseño de la antena en el capítulo 4.

Este procedimiento supone que ya se cuenta con cierta información, que incluye la frecuencia de operación o resonancia de la antena f_r (en Hz), la constante dieléctrica del sustrato ϵ_r , y la altura o espesor del sustrato h (m). A partir de esos valores es posible determinar las dimensiones del radiador de parche W y L . [68]

1. Para un radiador eficiente, un ancho práctico que conduce a una buena eficiencia de radiación es:

$$W = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (A4.5)$$

donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre ($3 \times 10^8 \text{ m/s} = 3 \times 10^{10} \text{ cm/s}$).

2. Se determina la constante dieléctrica efectiva de la antena de microcinta ϵ_{reff}

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (A4.6)$$

3. Con la W encontrado en el primer paso, se determina la extensión de la longitud ΔL .

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (A4.7)$$

4. La longitud real del parche ahora se puede determinar despejando L , en la ecuación de $(f_{rc})_{010}$:

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L = \frac{v_0}{2(f_{rc})_{010}\sqrt{\varepsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (A4.8)$$

la longitud efectiva es:

$$L_e = L + 2\Delta L = \frac{\lambda}{2} \quad (A4.9)$$

las longitudes típicas de los parches de microcinta varían entre:

$$L \approx (0.47 - 0.49) \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = (0.47 - 0.49)\lambda_d \quad (A4.10)$$

donde λ_d es la longitud de onda en el dieléctrico.

De las ecuaciones (A4.3) y (A4.4), vemos que cuanto menor es la constante dieléctrica del sustrato, mayor es el efecto de borde ΔL (*fringing*); por tanto, será menor la longitud (L) del parche. Por el contrario, cuanto mayor es su constante dieléctrica (ε_r), más concentrados se mantienen los campos dentro del sustrato; por lo tanto, el efecto de borde es más pequeño y la longitud es más larga y más cercana a la mitad de la longitud de onda en el dieléctrico. [68]

Luego calcular las dimensiones del parche L y W para un determinado sustrato dieléctrico y a una determinada frecuencia de operación, el siguiente paso será determinar el tipo y punto de alimentación, logrando un buen acoplamiento de impedancias entre la impedancia del generador o fuente y la impedancia de entrada del parche.

Existen muchos tipos de alimentación, de entre los que mencionamos (*línea de microcinta, sonda coaxial, acoplamiento de apertura y acoplamiento de proximidad*) y antes de ver distintas técnicas de acoplamiento se verá una breve explicación de cómo se compone la impedancia de entrada del parche.

Impedancia de entrada.

Cada borde radiante puede representarse por una admitancia equivalente (Y) (paralelo de conductancia (G) y susceptancia (B)) [68]. Como se muestra en la Figura A4.7.

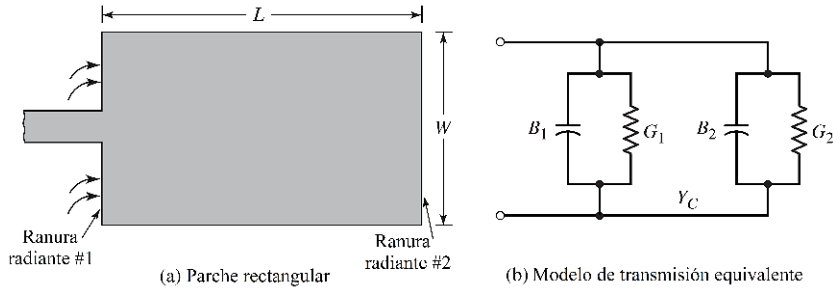


Figura A4.7 - Parche de microcinta rectangular y su modelo de línea de transmisión de circuito equivalente. [68]

Los bordes están etiquetados como #1 y #2. La admitancia equivalente del borde #1, basada en un borde uniforme e infinitamente ancho.

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (\text{A4.11})$$

done la conductancia se puede expresar como:

$$G_1 = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (\text{A4.12})$$

$$\approx \frac{1}{120\pi^2} \left(-2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \right) \quad \text{con } X = k_0 W$$

dado que la admitancia de entrada total es real, la impedancia de entrada resonante también es real, o

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (\text{A4.13})$$

La resistencia de entrada resonante, dada por la ecuación anterior, no tiene en cuenta los efectos mutuos entre los bordes. Esto se puede lograr modificando dicha ecuación a:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (\text{A4.14})$$

donde el signo más (+) se usa para modos con distribución de voltaje resonante impar (antisimétrica) debajo del parche y entre los bordes, mientras que el signo menos (-) se usa para modos con distribución de voltaje resonante par (simétrico). La conductancia mutua G_{12} se puede calcular usando:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (\text{A4.15})$$

donde J_0 es la función de *Bessel* del primer tipo de orden cero. Para las antenas de microcinta típicas, la conductancia mutua obtenida, usando la ecuación anterior, es pequeña en comparación con la autoconductancia G_1 calculada antes por (3.24) o (3.16).

Una expresión aproximada alternativa para la impedancia de entrada, R_{in} , para un parche resonante es:

$$R_{in} = 90 \frac{(\epsilon_r)^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (\text{A4.16})$$

Esta expresión es válida para sustratos delgados ($h \ll \lambda_0$). Las ecuaciones anteriores de (R_{in}) dan resultados razonables para la resistencia de entrada R_{in} , aunque no son idénticos.

Como se muestra en ambas ecuaciones, la resistencia de entrada R_{in} no depende en gran medida de la altura h del sustrato. De hecho, para valores muy pequeños de h , tales que $k_0 h \ll 1$, la resistencia de entrada no depende de h .

Es evidente a partir de ambas las ecuaciones vistas que la resistencia de entrada resonante puede disminuirse aumentando el ancho W del parche. Esto es aceptable siempre que la relación W/L del parche no exceda de 2 ya que la eficiencia de apertura disminuye partir de ese valor.

Técnicas de acoplamiento

La impedancia característica de la antena (Z_A), con $Z_A = R_{in}$, para sustratos delgados ($h \ll \lambda_0$), debe ser acoplada a una línea de transmisión, en otro caso una parte de la señal recibida se reflejará hacia la línea de transmisión, esto impide que parte de la potencia se transmita, de esa forma, la impedancia de entrada determinará si la transferencia de potencia es máxima entre el emisor y el receptor.

La línea de transmisión tiene una impedancia característica de Z_0 , para poder acoplar dichas impedancias se tiene la siguiente ecuación.

$$Z_c = \sqrt{R_{in} Z_0} \quad (\text{A4.17})$$

dónde: R_{in} , Z_0 , Z_c son las impedancias (Ω) de la antena de parche, de la línea de transmisión y de la microcinta entre las dos anteriores respectivamente.

La resistencia de entrada resonante, calculada por (R_{in}), hace referencia al borde radiante anterior del parche de la antena. Sin embargo, se ha demostrado que la resistencia de entrada resonante se puede cambiar usando una alimentación insertada, empotrada a una distancia y_0 del al borde radiante anterior, como se muestra en la Figura A4.8(a).

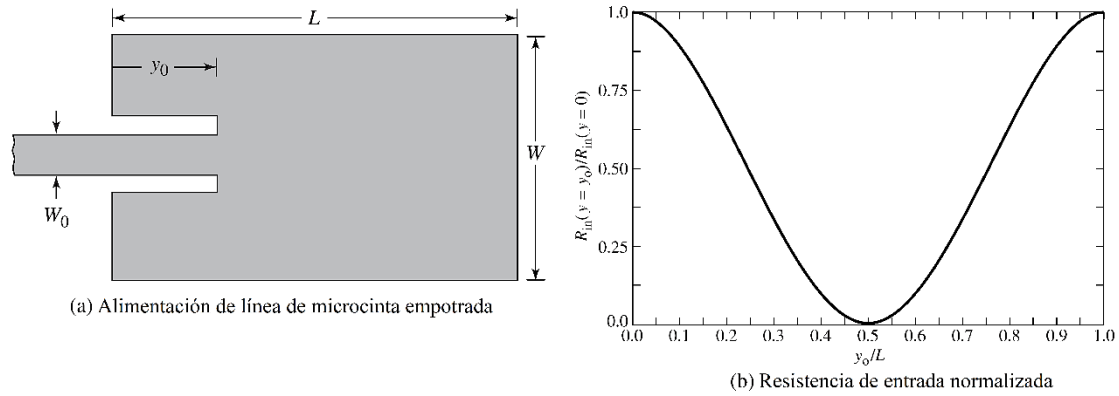


Figura A4.8 - Alimentación de línea de microcinta insertada y variación de la resistencia de entrada normalizada. [68]

El ancho de la línea de transmisión depende de la impedancia característica de la línea de microcinta (Z_0) que se desea, la relación entre el ancho de la microcinta y el espesor del sustrato puede calcularse mediante las siguientes ecuaciones:

$$\frac{W_0}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } \frac{W_0}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{para } \frac{W_0}{h} > 2 \end{cases} \quad (\text{A4.18})$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{A4.19})$$

$$y \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{A4.20})$$

donde W_0 es el ancho de la línea de microcinta, como se muestra en la Figura A4.8. Ya que consideramos que la línea de transmisión tiene una impedancia $Z_0 = 50 \text{ ohms}$ y el espesor del sustrato (h) es un dato conocido antes del diseño. El ancho W_0 de la microcinta insertada puede calcularse a partir de estos valores.

La resistencia de entrada para la alimentación insertada viene dada aproximadamente por:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (\text{A4.21})$$

En la Figura A4.8(b) se muestra una gráfica del valor normalizado de ecuación anterior.

Los valores obtenidos usando la ecuación sin reducir, concuerdan bastante bien con los datos experimentales. Sin embargo, la alimentación insertada introduce una muesca física, que a su vez introduce una capacitancia de unión. La muesca física y su capacitancia de unión correspondiente influyen ligeramente en la frecuencia de resonancia, que normalmente puede variar en aproximadamente un 1%. Es evidente a partir de la última ecuación y la Figura A4.8(b) que el valor máximo se produce en el borde radiante anterior ($y_0 = 0$) donde el voltaje es máximo y la corriente es mínima; los valores típicos están entre 150 y 300 *ohmios*. El valor mínimo (cero) ocurre en el centro del parche ($y_0 = L/2$) donde el voltaje es cero y la corriente es máxima. A medida que el punto de alimentación insertado se mueve desde el borde hacia el centro del parche, la impedancia de entrada resonante disminuye monótonamente y llega a cero en el centro. Cuando el valor del punto de alimentación de inserción se acerca al centro del parche ($y_0 = L/2$), la función $\cos^2(\pi y_0/L)$ varía muy rápidamente; por lo tanto, la resistencia de entrada también cambia rápidamente con la posición del punto de alimentación. Para mantener valores muy precisos, debe conservarse una tolerancia estricta.

Otras técnicas de emparejamiento, además de la microcinta empotrada o insertada de la Figura A4.8, son la microcinta empotrada acoplada y el transformador de impedancia $\lambda/4$ de la Figura A4.9(a,b). La R_{in} de la Figura A4.9(b) es la resistencia de entrada en el borde delantero del parche resonante; debe ser real.

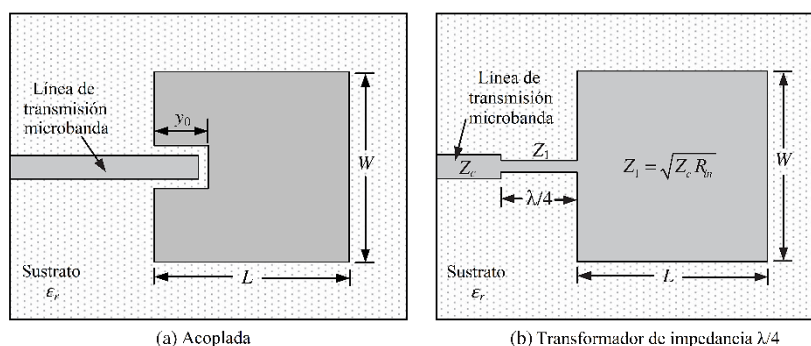


Figura A4.9 - Técnicas de alimentación alternativas de antena de microcinta para adaptación de impedancia. [68]

Arreglos de antenas.

En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con características muy directivas (ganancias muy altas), por ejemplo, en comunicación a larga distancia. Esto solo se puede lograr aumentando el tamaño eléctrico de la antena.

La ampliación de las dimensiones de los elementos individuales a menudo conduce a características más directivas. Otra forma es con un conjunto de elementos radiantes en una configuración eléctrica y geométrica. Esta nueva antena, formada por varios elementos, se denomina *arreglo*. En general es conveniente, más simple y más práctico que sea de elementos idénticos, pero no es necesario.

El campo total del arreglo está determinado por la suma de los campos irradiados individualmente y esto depende de la separación entre los elementos. Para proporcionar patrones muy directivos, es necesario que los campos interfieran constructivamente (sumen) en las direcciones deseadas e interfieran destructivamente (se cancelen entre sí) en el espacio restante.

En un arreglo de elementos idénticos, hay al menos cinco controles que se pueden usar para dar forma al patrón general de la antena. Estos son:

1. la configuración geométrica del arreglo (lineal, circular, rectangular, esférica, etc.)
2. el desplazamiento relativo entre los elementos.
3. la amplitud de excitación de los elementos individuales.
4. la fase de excitación de los elementos individuales.
5. el patrón relativo de los elementos individuales.

A continuación, se verá la influencia que cada uno de los anteriores tiene sobre las características generales de radiación.

Arreglo lineal de 2 elementos

El arreglo más simple y uno de los más prácticos se forma colocando los elementos a lo largo de una línea. Para simplificar primero se considerará un arreglo de dos elementos.

El campo total del arreglo es igual al campo de un solo elemento posicionado en el origen multiplicado por un factor que se conoce como *factor de arreglo*. Por lo tanto, para el arreglo de dos elementos de amplitud constante, el factor de arreglo viene dado por:

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (A4.22)$$

donde β es la constante de fase tal que:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_e} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (A4.23)$$

normalizando la ecuación del factor de arreglo puede escribirse como:

$$(AF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (A4.24)$$

El factor de arreglo es una función de la geometría del arreglo y la fase de excitación. Variando la separación d y/o la fase β entre los elementos, se pueden controlar las características del factor de arreglo y por ende del campo total del arreglo.

El campo de la zona lejana de un arreglo uniforme de dos elementos de elementos idénticos es igual al producto del campo de un solo elemento, en un punto de referencia seleccionado (generalmente el origen), y el factor de arreglo de esa formación. Es decir,

$$E(\text{total}) = [E(\text{eleme. único en pto. de referencia})] \times [\text{factor de arreglo}] \quad (A4.25)$$

Esto se conoce como *multiplicación de patrones* para arreglos de elementos. También es válido para arreglos con cualquier número de elementos idénticos que no tienen necesariamente magnitudes, fases y/o espaciamentos idénticos entre ellos.

Cada arreglo tiene su propio factor de arreglo. El factor de arreglo, en general, es una función del número de elementos, su disposición geométrica, sus magnitudes relativas, sus fases relativas y sus espaciamentos.

Arreglo lineal de N elementos

Redes de alimentación en arreglos

Los elementos pueden ser alimentados por una sola línea, denominada *red de alimentación en serie*, como se muestra en la Figura A4.10(a), o por múltiples líneas en una disposición de red de alimentación en paralelo, denominada *red de alimentación corporativa*, como se muestra en la Figura A4.10(b).

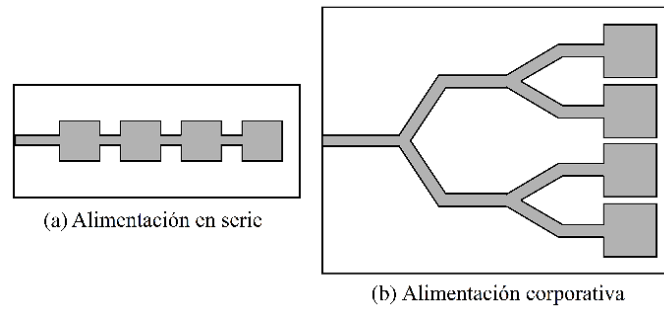


Figura A4.10 - Disposiciones de alimentación para arreglos de parches de microcinta. [68]

Un arreglo alimentado por una red de alimentación en serie, consiste básicamente en la interconexión de los elementos de antena por una sección de línea de transmisión microcinta como se muestra la Figura A4.1, la señal de entrada o alimentación, generalmente es conectada en un extremo y se acopla en serie a los elementos de antena, pudiendo modificar la longitud de secciones para obtener la distribución de fase deseada. Cada elemento radia una porción de energía y el resto es transmitido al siguiente elemento.

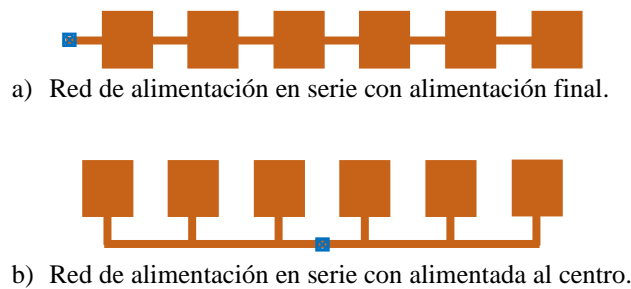


Figura A4.11 - Arreglo de antenas con alimentación en serie. a) en línea con alimentación al final. b) fuera de línea con alimentación al centro.

Una de sus principales ventajas es ser una red compacta, que la hacen más atractiva que las alimentadas en paralelo. Además, el tamaño pequeño da como resultado menores pérdidas asociadas con la línea de transmisión entre los elementos y en general, son más eficientes que los arreglos alimentados por una red de alimentación corporativa. También será relativamente fácil conseguir la inclinación deseada variando la impedancia de las líneas microcinta o de los elementos radiantes.

Entre sus principales desventajas, tienen un ancho de banda de radiación estrecho y una diferencia de fase causada por las diferencias en las longitudes de las líneas de alimentación. Finalmente, en los arreglos alimentados en serie cualquier cambio en uno

de los elementos o líneas de alimentación provoca una variación drástica de la impedancia y la dirección de haz de la antena afectando el rendimiento de los demás.

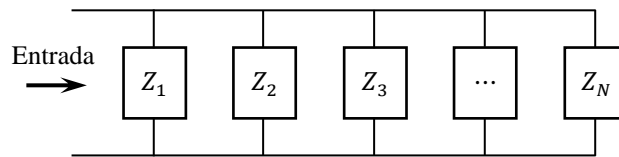


Figura A4.12 - Circuito equivalente de arreglo con N antenas en serie.

En una red de alimentación corporativa, cada línea de alimentación se divide en dos, con la misma distancia desde el punto de división, hasta llegar a los elementos radiantes del arreglo. Debido a esta condición, el número de elementos radiantes totales del arreglo suelen ser una potencia en base dos (es decir 2^n , $n = 2, 4, 8, 16, 32$, etc.). Esto se logra usando líneas cónicas, como se muestra en la Figura A4.13(a), para hacer coincidir los elementos de parche de $100\ \Omega$ con una entrada de $50\ \Omega$ o usando transformadores de impedancia de cuarto de onda, como se muestra en la Figura A4.13(b).

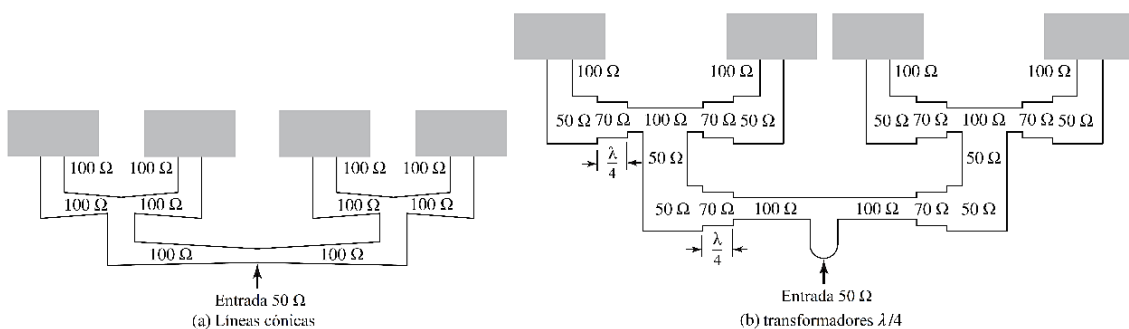


Figura A4.13 - Líneas de transformador de impedancia cónicas y $\lambda/4$ para combinar parches de $100\ \Omega$ con una línea de $50\ \Omega$. [68]

Las ventajas de este tipo de alimentación son un diseño simple y de fácil integración con otros elementos, como acoplamientos o cambiadores de fase, y tienen una distribución de apertura bien controlada. Sin embargo, tiene la desventaja de que, para arreglos de muchos elementos, la red de alimentación necesaria para cubrirlos a todos sería muy grande resultando en pérdidas por inserción, acoplamiento mutuo o polarización cruzada.

Con el método de alimentación corporativa, el diseñador tiene más control de la alimentación de cada elemento (amplitud y fase) y es ideal para arreglos de escaneo en

fase, arreglos multihaz o arreglos de haz conformado. En la Figura A4.14 se muestra un arreglo en fase dirigida electrónicamente (*ATDRSS*) de 10×10 elementos de microcinta rectangulares, que funcionan en el rango de frecuencia de 2–2,3 GHz y se utilizan para comunicaciones espacio-espacio.

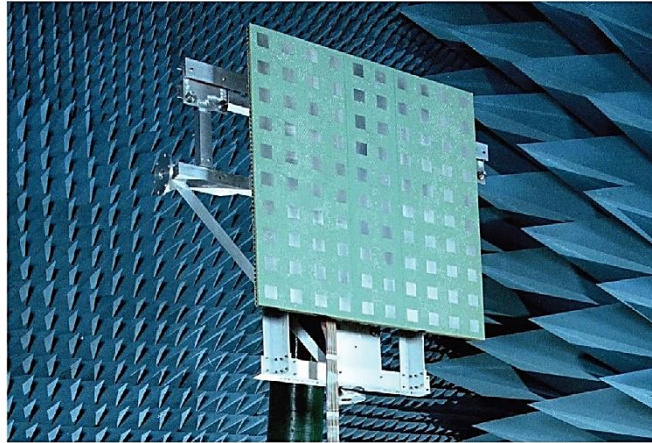


Figura A4.14 - Arreglo 10×10 de antenas de parches rectangulares, para comunicaciones en 2-2,3GHz. [68]

La red de alimentación desarrolla un papel muy importante en la caracterización en los arreglos de antenas, debido a que la distribución de energía a través de los elementos radiantes es controlada por medio de redes divisoras de potencia, como es el caso de los arreglos de antenas de parche rectangulares con redes de alimentación corporativa.

Sin embargo, las redes de alimentación ocasionan muchos problemas en los arreglos de antenas, ya que éstas ocupan un espacio significativo en el arreglo, producen señales espurias de radiación, ya sea utilizando una red de alimentación en serie o corporativa, que limita la polarización cruzada y el nivel de los lóbulos laterales de los arreglos. Tanto la polarización cruzada como los niveles de lóbulos laterales pueden mejorarse aislando la red de alimentación de la cara radiante del arreglo. Esto se puede lograr utilizando alimentadores de sonda o acoplamiento de apertura.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco