



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**ANTENAS EN ARREGLOS DE FASE  
CON ELEMENTOS VIVALDI PARA  
COMUNICACIONES MÓVILES  
OPERANDO EN LA BANDA Ka**

**TESIS**

Que para obtener el título de  
**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

**P R E S E N T A**

Marco Antonio Serrano Urrutia

**DIRECTOR DE TESIS**

Dr. Oleksandr Martynyuk



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2020

# Jurado asignado:

<i>Presidente:</i>	<b>Dr. Jorge Rodriguez Cuevas</b>
<i>Vocal:</i>	<b>Dr. Oleksandr Martynyuk</b>
<i>Secretario:</i>	<b>Ing. Margarita Bautista González</b>
<i>1<sup>er</sup> Suplente:</i>	<b>M.I. Juventino Cuéllar González</b>
<i>2<sup>do</sup> Suplente:</i>	<b>Dr. José María Matías Maruri</b>

Lugar donde se realizó la tesis: México, Cd. Mx.

**TUTOR DE TESIS:**  
**DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**

---

**Firma**

*Flectere si nequeo superos,  
acheronta movebo.  
- Virgilio -*

*Le dedico esta tesis a mis padres  
Benito y Jaqueline, y hermana  
Maite, ya que sin su ayuda  
y comprensión habría sido  
imposible cumplir este sueño.*

## Agradecimientos

Agradezco a nuestra máxima casa de estudios, la Universidad Nacional Autónoma de México, por darme la oportunidad de ser parte de esta comunidad y poder formarme no sólo en el aspecto profesional sino también como alguien persona. El ser Universitario marca la vida de aquellos que tenemos dicha oportunidad y es algo de lo siempre me sentiré orgulloso.

Agradezco de igual manera a la Facultad de Ingeniería, a sus directores y docentes, que fueron sumamente importantes en mi formación y por darme las elementos necesarios para ser competitivos y llegar a cumplir objetivos futuros.

Agradezco enormemente al Dr. Oleksandr Martynyuk por ser un excelente guía en este proceso, además de tenerme muchísima paciencia para la conclusión del presente trabajo. Sin duda, siempre será un orgullo decir que me dio la oportunidad de trabajar con él.

Agradezco al Jurado, por apoyarme en este proceso y aportar su conocimiento, sabiduría, experiencia y sugerencias para poder concluir este trabajo.

Finalmente, agradezco a la M. en I. Diana Varela y a la Ing. Brenda Bocanegra, por su amistad, apoyo en el proceso de realización y sus comentarios siempre tan útiles.

# ÍNDICE GENERAL

<b>OBJETIVO GENERAL</b>	<b>I</b>
<b>MÉTODO</b>	<b>II</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. TELEFONÍA MÓVIL . . . . .	2
1.1.1. 1G (PRIMERA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL) . . . . .	3
AMPS (Advaced Mobile Phone System) . . . . .	4
1.1.2. 2G (SEGUNDA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL) . . . . .	4
GSM (Global System for Mobile Communications) . . . . .	5
CDMA (Code Division Multiple Access) . . . . .	5
GPRS (General Packet Radio Service) . . . . .	6
EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) . . . . .	6
1.1.3. 3G (TERCERA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL) . . . . .	6
UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) . . . . .	7
WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) . . . . .	7
CDMA2000 . . . . .	7

HSPA (High Speed Packet Access) . . . . .	8
1.1.4. 4G (CUARTA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL) . . . . .	8
LTE (Longe Term Evolution) . . . . .	9
LTE Radio . . . . .	9
LTE Advanced . . . . .	9
1.1.5. 5G (QUINTA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL) . . . . .	9
1.2. NECESIDADES Y DEMANDAS PARA 5G . . . . .	11
1.3. ECUACIÓN DE FRIIS . . . . .	12
1.4. CONCLUSIONES . . . . .	15
REFERENCIAS . . . . .	17
<b>2. ANTENAS PARA 5G e IoT</b>	<b>19</b>
2.1. PARÁMETROS DE LAS ANTENAS . . . . .	20
2.1.1. ANTENAS . . . . .	20
2.1.2. REGIONES DE CAMPO . . . . .	22
2.1.3. PATRÓN DE RADIACIÓN . . . . .	23
2.1.4. LÓBULOS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN . . . . .	25
2.1.5. TEOREMA Y VECTOR DE POYNTING . . . . .	25
2.1.6. DENSIDAD DE POTENCIA DE RADIACIÓN . . . . .	28
2.1.7. INTENSIDAD DE RADIACIÓN . . . . .	29
2.1.8. EFICIENCIA . . . . .	29
2.1.9. EFICIENCIA DE RADIACIÓN . . . . .	31
2.1.10. DIRECTIVIDAD . . . . .	31
2.1.11. GANANCIA . . . . .	32
2.1.12. ANCHO DE BANDA . . . . .	32
2.1.13. IMPEDANCIA DE ENTRADA . . . . .	33

2.2.	ANTENAS DE RANURA CON TAPER . . . . .	33
2.3.	CONCLUSIÓN . . . . .	37
	REFERENCIAS . . . . .	38
<b>3.</b>	<b>ESTUDIO DE UNA ANTENA EN AISLAMIENTO Y EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO</b>	<b>39</b>
3.1.	IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE LA LÍNEA RANURADA . . . . .	40
3.2.	PROPUESTA DE TAPER LINEAL . . . . .	44
3.2.1.	RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA . . . . .	46
3.2.2.	RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO . . . . .	50
3.3.	PROPUESTA DE TAPER CON TRANSFORMADOR SUAVE EXPONENCIAL . . . . .	53
3.3.1.	TEORÍA DEL TRANSFORMADOR SUAVE EXPONENCIAL . . . . .	53
3.3.2.	FORMULACIÓN DEL POLINOMIO EN MATLAB . . . . .	56
3.3.3.	RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA . . . . .	59
3.3.4.	RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO . . . . .	62
3.4.	PROPUESTA DE TAPER EXPONENCIAL BASADO EN EL ESCALAMIENTO DE UNA ANTENA DE BAJA FRECUENCIA . . . . .	64
3.4.1.	GENERACIÓN DE TAPER A PARTIR DE FUNCIONES . . . . .	66
3.4.2.	RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA . . . . .	67
3.4.3.	RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO . . . . .	69
3.5.	CONCLUSIÓN . . . . .	72
	REFERENCIAS . . . . .	73
<b>4.</b>	<b>ANTENAS VIVALDI COMO ELEMENTOS DE UN ARREGLO DE FASE LINEAL</b>	<b>74</b>
4.1.	SISTEMA DE RADIADOR LINEAL . . . . .	75

4.2. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES Y VARIACIÓN DE FASE EN LOS ELEMENTOS DE UN ARREGLO LINEAL . . . . .	83
4.2.1. DISTRUBUCIÓN UNIFORME . . . . .	86
RESULTADOS . . . . .	87
4.2.2. DISTRIBUCIÓN BINOMIAL . . . . .	89
RESULTADOS . . . . .	89
4.2.3. DISTRIBUCIÓN COSENO SOBRE PEDESTAL . . . . .	92
RESULTADOS . . . . .	93
4.3. CONCLUSIÓN . . . . .	94
REFERENCIAS . . . . .	95
<b>5. CONCLUSIONES GENERALES</b>	<b>96</b>

## **OBJETIVO GENERAL**

Realizar un estudio de antenas en arreglos de fase con elementos VIVALDI, basado en tecnología TSA (Tapered Slot Antenna), para su implementación en la quinta generación de comunicaciones móviles y amplias aplicaciones en IoT (Internet of Things), en una porción de la banda de frecuencias extremadamente altas (EHF), que se planea sea implementado en un intervalo de 37 a 40 GHz en varias partes de mundo.

## MÉTODO

Distintos autores, como Constantine A. Balanis en *Antenna Theory* o Thomas A. Milligan en *Modern Antenna Design*, plantean un sinnúmero de formas de realizar el tipo de antenas que se pretende emplear para comunicaciones de quinta generación. Dado que las antenas TSA (Tapered Slot Antenna) tienen distintas variaciones en su forma, se pueden emplear para múltiples propósitos. Aunque estos diseños pueden verse relativamente diferentes, funcionan bajo el mismo principio de antenas de onda viajera, creando un lóbulo principal de alta directividad y ganancia. En un arreglo, puede generarse un escaneo funcional, tal como el que se necesitará en la quinta generación de telefonía móvil.

En los diseños de estas antenas se da un perfil en el Taper, el cual es la apertura de manera gradual en el cobre del substrato, comenzando en una amplia sección y finalizando de forma delgada. Este diseño se da de manera arbitraria, ya sea manipulando aleatoriamente las dimensiones o basándose en funciones matemáticas que permiten modelar la geometría del Taper en las antenas. Por otra parte, se pueden realizar este tipo de formas en el Taper de la antena tomando modelos de adaptación de impedancia al medio.

Como ya se mencionó, un método distinto se da realizando un incremento gradual en la impedancia desde la línea ranurada, la cual tiene una impedancia característica, hasta llegar a

la impedancia del medio de propagación, en este caso el aire,  $Z = 120\pi \Omega$ . De tal forma que con el incremento gradual, se genere una impedancia que vaya de un valor menor a un mayor, acoplándose al medio.

El método a seguir en esta tesis será apegado a funciones matemáticas que garantizan su funcionalidad en una banda determinada, considerándose estas como elementos de banda ultra ancha, debido a que se pueden obtener modelos de hasta 10 GHz de ancho de banda con una  $VSWR \leq 2$ . Dicho método incluye el estudio aplicando simuladores electromagnéticos del funcionamiento del arreglo de antenas, el cual se realizará en CST Studio Suite<sup>®</sup> 2018 (Computer Simulation Technology). Además de tener mejores resultados al realizar la manipulación de algunos coeficientes pertenecientes a las funciones empleadas.

## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, las antenas de los sistemas de comunicaciones móviles no tienen la necesidad de utilizar anchos de banda mayores a 50 MHz por usuario, debido a que las interfaces aéreas usadas en cada una de las generaciones de comunicaciones móviles, precedentes a la quinta generación de telefonía móvil (5G) y sus tasas de transmisión son relativamente bajas. De igual manera, no se necesita tener antenas altamente directivas que se orientaran a las estaciones base de telefonía o tasas de transmisión de datos altamente elevadas para tener un rendimiento aceptable hacia los usuarios finales.

Dado que para 5G necesita todo lo mencionado en el párrafo anterior, el uso de antenas reconfigurables deberá ser una necesidad básica. Teniendo en cuenta que estos sistemas de arreglos de antenas, en comunicaciones de 5G, no sólo pueden ser implementados en telefonía móvil, el alcance de utilidad puede darse hacia otros modelos como lo es el internet de las cosas (Internet of Things, IoT) y con esto llegar a varios cientos de dispositivos con los que se interactúa en la vida cotidiana y que dependen, en ocasiones, de una alta respuesta en el patrón de radiación para su buen funcionamiento.

En la presente investigación, se pretende hacer uso de antenas diseñadas en líneas planares, las cuales presentan características de una directividad y ganancia elevada, además de poseer un amplio ancho de banda para su funcionamiento. Como ya se menciona en el título de este

proyecto se mostrará un arreglo lineal que permite el escaneo con estos elementos y que es una de las principales características que se necesita satisfacer en la telefonía próxima a desplegarse en varias partes del mundo.

Debido a lo mencionado anteriormente, el diseño de estas antenas se pretende migrar a frecuencias más elevadas, donde aún se dispone de espectro radioeléctrico, para hacer posible el uso de esta tecnología (5G) y de otras aplicaciones dado que hacer uso de frecuencias por debajo de los 6 GHz será crítico para el despliegue de sistemas de 5G saludables. Sin embargo, hacer uso de frecuencias que soporten a 5G traerá problemas en propagación debido al alcance que se tiene en longitudes de onda milimétricas. La pérdida debido a obstáculos y la pérdida por atenuación (debidas al medio) también se verán incrementadas, por lo tanto, deben ser compensadas con una mayor ganancia en las antenas, tanto transmisoras como receptoras. Dada la potencial disponibilidad de anchos de banda más amplios tienen la promesa de máximas tasas de datos en áreas específicas donde la demanda de tráfico es muy elevada.

## **1.1. TELEFONÍA MÓVIL**

A lo largo de nuestra historia, los seres humanos se han visto en la necesidad de comunicarse con otras personas ubicadas en puntos geográficos, ya sea para enviar o recibir información de cualquier tipo. Para solucionarlo, el ser humano ha tenido que evolucionar junto con su tecnología, siendo de gran utilidad la unificación de leyes físicas (Gauss para campo eléctrico, Gauss para campo magnético, Faraday-Lenz, Ampère generalizada) propuesta por James C. Maxwell en la década de 1860, para posteriormente ser usadas en conjunto con el espectro electromagnético. Además de complementarse con la administración del espectro, a partir de cada nación que lo hace suyo como recurso natural.

Las primeras generaciones de sistemas de comunicaciones móviles sólo brindaban el servicio de comunicación por voz entre usuarios, esto fue conocido como la primera generación

de telefonía móvil (1G). Hacia 1990, se logró una evolución para este tipo de comunicación, al desarrollarse una segunda generación de telefonía móvil (2G) donde se incluía, anexo al servicio de transmisión de voz, el servicio de mensajes de texto SMS (Short Message Service). Posteriormente fue posible la transferencia de datos mediante una tecnología llamada GPRS (General Packet Radio System) con la capacidad de proveer una conexión a internet para los usuarios finales. La tercera generación de telefonía móvil (3G) aparece gracias a la implementación de diversos estándares como el HSPA (High Speed Packet Access) y UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), las funcionalidades de estos estándares fueron: el incremento de la tasa transferencia de datos y una mayor calidad en el servicio. El sistema 3G contemplaba la posible interconexión con sistemas de 2G, por lo cual, se identificó como un proyecto escalable al presentar un aumento en el número de suscriptores en las compañías. Con lo anterior, se buscó optimizar el uso de recursos que se les proporcionaba a los usuarios con el fin de lograr una mayor eficiencia en los procesos y mejorar los servicios de los usuarios. Estos objetivos eran alcanzables realizando mejoras en el estándar UMTS, dando lugar al desarrollo de nuevas tecnologías: el sistema LTE (Long Term Evolution).

A continuación, se hace una breve descripción de las generaciones de telefonía móvil <sup>1</sup>, que como ya se mencionó, cada una tiene mejoras conforme fueron avanzando, a favor de los usuarios finales.

### **1.1.1. 1G (PRIMERA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL)**

Con esta primera generación aparecen los primeros teléfonos móviles, que se caracterizaban por su gran tamaño, excesivo peso, y funcionamiento analógico en su totalidad, surgen a partir de 1973. Al ser completamente analógicos traían consigo una serie de inconvenientes. Sólo podía ser utilizada para la transmisión de voz; el uso de mensajería instantánea era algo visible

---

<sup>1</sup>Para versión detallada véase [2, 4]

sólo a futuro, pero no se contemplaba en dicha generación, su sistema de seguridad era extremadamente pobre, dado que era posible que cualquier persona externa a la llamada pudiese escucharla con un simple sintonizador de radio, incluso hacer uso de las frecuencias cargando el importe de las llamadas a otros usuarios. Uno de los estándares principalmente empleado fue el Advanced Mobile Phone System (AMPS).

### **AMPS (Advanced Mobile Phone System)**

Este estándar de comunicación celular analógica fue diseñado y desarrollado a comienzos de 1980 por los laboratorios Bell, y proporcionaba una cobertura a nivel nacional, mucho más extensa que las redes digitales. Su uso es muy común en su país de origen (Estados Unidos), en el cual sigue siendo muy utilizado tanto en su versión analógica, como en la digital, AMPS consta de 832 canales dobles de Uplink y Downlink, utilizando cada uno de ellos un ancho de banda de 30 kHz, abarcando un espectro de frecuencias que va desde los 800 MHz hasta los 900 MHz, la banda de 824 – 849 MHz empleada para Uplink y la banda de 869 – 994 MHz para Downlink. Se introduce también con AMPS el concepto de “Handover”, el cual consiste en el cambio de una celda de cobertura a otra cuando los niveles de potencia de la señal y la configuración de los equipos así lo exijan, conservando la llamada sin interrupciones.

### **1.1.2. 2G (SEGUNDA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL)**

Esta generación no es mostrada como un estándar en concreto, dado que marca el paso de la telefonía analógica a la telefonía digital que permitió, mediante la introducción de una serie de estándares, la mejora del manejo de llamadas, más enlaces simultáneos en el mismo ancho de banda y la integración de otros servicios adicionales al de la voz, entre los que destaca el SMS (Short Message Service).

Las bandas de frecuencias empleadas en México para esta generación, son la banda de 800

MHz (814-849 MHz / 859-894 MHz) y la banda PCS (1850-1910 MHz / 1930-1990 MHz) concesionando a las compañías intervalos de estas bandas, [3].

Sus estándares fueron implementados por una gran variedad de compañías, dando así origen de uno de los principales problemas de esta generación de telefonía: la incompatibilidad entre estándares. Debido a esta situación, el radio de utilización del teléfono quedaba limitado al área en el que su compañía le diera soporte, evitando así mayores problemas entre los estándares. Dentro de los estándares para segunda se tienen:

### **GSM (Global System for Mobile Communications)**

El GSM está basado en la interfaz aérea TDMA (Time Division Multiple Access) que es el estándar característico de 2G, dado que además se trata de un estándar desarrollado por y para todas las regiones del planeta; aunque predomina en Europa, se podría decir que también es el más utilizado a nivel mundial. Su funcionamiento está basado sobre una compleja base de canales lógicos que permiten tanto la transmisión de voz como la de datos. Cabe mencionar que su banda varía de acuerdo con la región en la cual se esté empleando.

### **CDMA (Code Division Multiple Access)**

Desarrollado por la empresa Qualcomm, y aceptada posteriormente como estándar por la TIA (Telecommunications Industry Association) norteamericana. Este sistema es ampliamente utilizado en comunicaciones tanto móviles como por radio en general. El sistema permite que un elevado número de comunicaciones simultáneas, ya sean de voz o de datos indistintamente, compartan el mismo medio de comunicación asignándoles códigos únicos y ortogonales entre sí dentro del mismo canal. El estándar norteamericano IS-95 (CDMA One) está basado en esta idea, y fue empleado para transmisión de voz, señalización y datos (esto último de forma muy limitada).

**GPRS (General Packet Radio Service)**

Es una evolución del estándar GSM, y es por eso que en algunos casos se denomina GSM++ (o GSM 2+). La generación 2.5 consistente en móviles que sin ser 3G, incorporan algunas de las mejoras más comunes de este último estándar. El estándar más común en este tipo de celulares fue GPRS, proporcionando datos por conmutación de paquetes principalmente a las redes GSM basadas en tecnología 2G. Era un tipo de conmutación donde el circuito queda reservado durante el tiempo total de la comunicación, se esté o no usando. Es un sistema basado en necesidad por lo que si no se está enviando ningún dato, las frecuencias quedan libres para uso por parte de otros usuarios aunque la comunicación no haya acabado.

**EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution)**

Considerado una evolución de GPRS, funciona sobre cualquier red GSM que posea GPRS. De esta manera se consigue triplicar la capacidad de la tasa de transmisión con respecto a GPRS, la posibilidad de aumentar el número de usuarios de una operadora, o añadir capacidad extra al servicio de llamadas de voz. Utiliza la misma estructura de trama TDMA, mismo canal lógico y mismo ancho de portadora que para el estándar GSM, lo que permite mantener intacto el plan celular de la red sobre la que se implementa.

**1.1.3. 3G (TERCERA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL)**

En cuanto a los más nuevo que introdujo 3G se encuentran sus capacidades multimedia, tasa de transmisión de datos más altas que en 2G, permitiendo así la comunicación audiovisual en tiempo real, que se traduce como la correcta conexión a Internet, y la transmisión de voz con calidad muy similar a la de la red fija cableada. Con estas características se hizo viable la posibilidad de ampliar más la gama de servicios ofrecidos a los usuarios, contribuyendo a generalizar aún más el uso de la red.

Las bandas de frecuencias empleadas en México para esta generación, son la banda de 800 MHz (814-849 MHz / 859-894 MHz) y la banda PCS (1850-1910 MHz / 1930-1990 MHz) concesionando a las compañías intervalos de estas bandas, [3].

El marco para el desarrollo de esta tercera generación fue establecido por la ITU (International Telecommunication Union) en la IMT-2000, que proporciona normas para el acceso inalámbrico mundial para 3G.

### **UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)**

Este estándar nació como un sistema global, que incluye tanto componentes terrestres como satélites. Las terminales son compatibles sobre sistemas 2G, lo cual dota a este estándar de una gran versatilidad. Con esto, el servicio del usuario tiene la posibilidad de alternar entre varias redes durante una comunicación sin perder, en ningún momento, la conexión. Entre las mejoras introducidas se destacan, su fácil uso y bajo costo para el usuario, al ofrecer gran variedad de formas de tarifa, tales como pago por byte o sesión. Además de nuevos servicios, gracias a que soporta IP y a su elevada tasa de transmisión de datos, dando lugar a un acceso más rápido a Internet.

### **WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)**

El estándar WCDMA, desarrollado por el foro 3GPP (3rd Generation Partnership Project), es la base del sistema UMTS. Este proporciona una mayor eficiencia espectral, lo que permite proporcionar tipos de servicios en el acceso, como lo es voz y los datos con diferentes tasas de transmisión.

### **CDMA2000**

Fue estandarizado por el foro 3GPP2 así como también lo fueron sus sucesivas mejoras, su desarrollo es producto de la evolución del estándar norteamericano IS-95 (CDMA One) de 2G.

Así los sistemas CDMA2000 utilizan la misma tecnología y espectro que CDMA One, siendo compatibles con su predecesora. Existen varias mejoras del estándar, tales como CDMA 2000 1xEV y 1xEV-DO reconocidas por la ITU.

### **HSPA (High Speed Packet Access)**

Fue considerado como la generación 3.5 de telefonía móvil debido a que mejora sustancialmente a 3G. Está compuesto por dos estándares de telefonía móvil, el HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) y HSUPA (High Speed Uplink Packet Access). Cuenta con tasas de transmisión de datos máximas de hasta 14 Megabits por segundo (Mbps) de enlace descendente y de hasta 5.7 Mbps de enlace ascendente. Mejorando así, el rendimiento de WCDMA 3.5G, UMTS y 1xEV – DV, con modulación adaptativa y codificación.

## **1.1.4. 4G (CUARTA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL)**

La necesidad de una conexión a internet más rápida no sólo se ha vuelto una exigencia de los usuarios, sino que se convirtió en un requisito de la industria que también está en constante crecimiento. En muy poco tiempo, los teléfonos inteligentes dominaron las telecomunicaciones y comenzaron a influenciar así otras industrias, que buscaron maneras de llegar a sus usuarios y viceversa. Cada vez más gente convierte a su teléfono móvil como su dispositivo predilecto para el acceso a internet, dejando atrás a las computadoras. En la Primera Encuesta Nacional de Consumo de Contenidos Audiovisuales, en 2016, del Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT) se reveló que, en México, el dispositivo por excelencia para acceder a internet es el teléfono móvil, usado por el 62 % de los encuestados [11].

Las bandas de frecuencias empleadas en México para esta generación, son la banda de 800 MHz (814-849 MHz / 859-894 MHz) y la banda PCS (1850-1910 MHz / 1930-1990 MHz) concesionando a las compañías intervalos de estas bandas, [3].

## **LTE (Longe Term Evolution)**

Está basada en la tecnología UMTS 3G con esto optimiza todo el tráfico IP. LTE ofrece ventajas para los operadores como: altas tasas de transmisión de datos, baja latencia, arquitectura plug and play, bajo costo de operación y CORE basado en IP (uso de routers y switches).

### **LTE Radio**

En Uplink usa OFDM (Orthogonal frequency Division Multiplexing) y sistemas MIMO (Multiple Input – Multiple Output). En Downlink usa SC – FDMA (Acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única). Este estándar tiene un consumo reducido de energía en los dispositivos, al dar mayor eficiencia del amplificador de potencia de RF, por lo tanto, utiliza menos energía de la batería.

### **LTE Advanced**

La denominada red 4.5G representa una evolución de 4G. Cuando 4G sólo ofrece descargas de hasta 300 Mbps, 4.5G alcanza hasta 1 Gbps bajo condiciones ideales. Utiliza un sistema de Carrier Aggregation y sistemas de antenas MIMO 4x4.

## **1.1.5. 5G (QUINTA GENERACIÓN DE TELEFONÍA MÓVIL)**

El tráfico de datos inalámbrico ha aumentado a una tasa de más del 50 % por año por suscriptor, y se espera que esta tendencia se acelere en la próxima década con el uso continuo de video y el auge de IoT. Para satisfacer esta demanda, la industria inalámbrica está cambiando a su quinta generación de telefonía móvil, que usará frecuencias cuya longitud de onda es milimétrica para ofrecer un espectro sin precedentes y tasas de transmisión de datos del orden de Gigabits por segundo (Gbps) a los dispositivos móviles [10].

El ancho de banda del canal para 5G será hasta diez veces mayor que el de los canales celulares de 20 MHz de evolución a largo plazo (LTE) 4G de hoy. En 5G las longitudes de onda se reducen en un orden de magnitud en milímetros en comparación con las frecuencias de 4G que se emplean actualmente, la difracción y la penetración del material incurrirán en una mayor atenuación, lo que aumentará la importancia de la propagación, reflexión y dispersión de la línea de visión (LOS). Los modelos de propagación precisos son vitales para el diseño de nuevos protocolos de señalización por ejemplo las interfaces aéreas.

La tecnología 5G promete una gran flexibilidad para admitir una gran cantidad de dispositivos de Protocolo de Internet (IP), arquitecturas de células pequeñas y áreas de cobertura densa.

Entre las varias aplicaciones previstas para 5G incluyen la comunicación por Internet táctil, vehículo a vehículo (V2V), comunicación vehículo a infraestructura (V2I), así como comunicación de par a par (P2P) y de máquina a máquina (M2M), todo lo que requerirá extremadamente baja latencia de la red y demanda en espera de grandes ráfagas de datos en periodos de tiempo extremadamente cortos.

Las latencias actuales de ida y vuelta de 4G LTE y WiFi son aproximadamente de 20 a 60 ms, pero 5G ofrecerá latencias de ida y vuelta en el orden de 1 ms. De igual forma se ofrecerá tener una mayor tasa de transmisión de datos comparado con generaciones anteriores a 5G y una mejora en las antenas empleadas para esta, como lo son las antenas en arreglos de fase.

La transición de la red móvil 4G actual a 5G, se anticipa que ocurrirá dentro de la próxima década. Impulsados por la demanda perpetua de una mayores tasas de transmisión y capacidad de la red. Muchas naciones han iniciado esfuerzos de investigación y desarrollo a gran escala para lanzar la tecnología de banda ancha inalámbrica 5G desde 2018.

## 1.2. NECESIDADES Y DEMANDAS PARA 5G

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha móvil de la quinta generación están estimulados por las crecientes demandas de capacidad, las mejores tasas de transmisión y casos de uso adicionales para el acceso inalámbrico donde todos los dispositivos que puedan conectarse lo harán de manera sencilla, desde el punto de vista del usuario. El Sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de las Telecomunicaciones (ITU-R), en cercana colaboración con diversas partes interesadas, entre ellas la industria móvil mundial, se ha centrado a definir el proceso, los tiempos y funciones para la próxima generación, con el fin de concretar esta visión futura de las comunicaciones por banda ancha móvil. Para llegar a una sociedad conectada, los servicios de 5G requieren acceso al espectro en una serie de bandas que den soporte a la multiplicidad de casos de uso, incluso la necesidad de mejorar la calidad de servicio ofrecida y adaptarse a canales mucho más amplios que los utilizados hoy en día.

Las demandas de espectro para 5G surgen principalmente de la combinación de aumentos previstos en las demandas de capacidad de tráfico y el soporte para nuevos casos de uso que quedarán habilitados por el ecosistema de 5G. Los requisitos técnicos de 5G para dar soporte a los casos podrían lograrse en una variedad de frecuencias del operador. Estos casos de uso de 5G incluyen banda ancha móvil optimizada para entregar aplicaciones tales como video de alta definición, soportadas tanto en muy altas densidades como con cobertura al mismo tiempo.

El espectro actual de comunicaciones móviles en bandas inferiores a 3 GHz está experimentando una considerable escasez y no puede mantenerse al día con el rápido aumento en la velocidad de comunicación que exigen los usuarios a futuro. La necesidad de utilizar bandas de ondas milimétricas para mejorar la calidad de la comunicación es una solución necesaria para la comunicación inalámbrica 5G. Para superar las altas pérdidas debido a la propagación, que producen las bandas de onda milimétricas, resulta deseable utilizar antenas con banda ultra ancha, características de radiación estables y alta ganancia. La antena VIVALDI podría ser

un candidato adecuado para la comunicación de longitud de ondas milimétricas por su amplio ancho de banda, fácil fabricación y características ligeras, [12]. Dado que, en comparación con generaciones de telefonía anteriores, donde las antenas de los móviles radiaban de manera omnidireccional esta nueva generación necesitará antenas altamente directivas que se dirijan hacia las estaciones base (Figura 1-1) para poder ofrecer menores tasas de pérdida de datos y optimizar al máximo su operabilidad, [7].

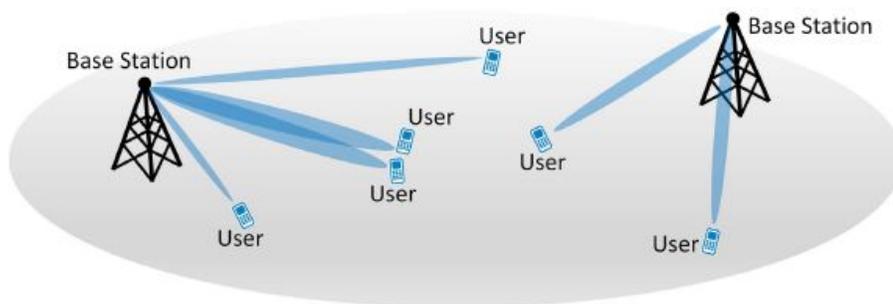


Figura 1-1: Seguimiento a estaciones base. Tomado de [6], Fig. 2, © 2017 IEEE.

Al utilizar antenas con bandas de frecuencia de operación superiores a los 30 GHz se asegura tener longitudes de onda menores a 1 cm, y con ello el uso de arreglos es útil en los dispositivos, los cuales cada vez cuentan con dimensiones más pequeñas, pudiendo insertar hasta 15 elementos como mínimo para generar un seguimiento aceptable a la estación base.

### 1.3. ECUACIÓN DE FRIIS

Dentro de las necesidades ya mencionadas para la 5G se encuentra la alta tasa de transmisión de datos, por ende la necesidad de frecuencias elevadas las cuales traen con síglo altas atenuaciones en potencia a mayores distancias. Dichos problemas pueden exponerse con la ecuación de Friis que fue demostrada por 1946 por Harald T. Friis en los laboratorios Bell [5, 8] la cual fue

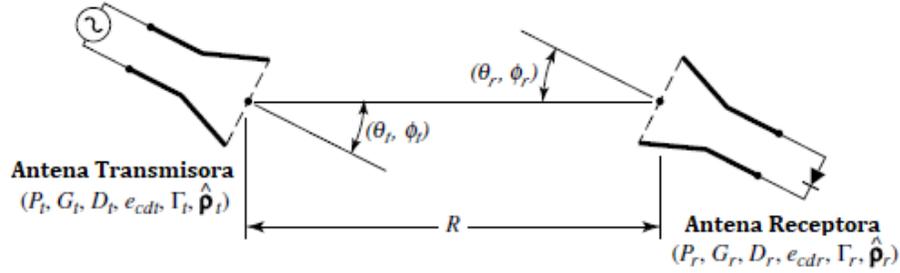


Figura 1-2: Orientación geométrica de las antenas de transmisión y recepción para la ecuación de transmisión de Friis. Tomado de [1], Fig. 2.31, © 2005.

desarrollada con una antena isotrópica.

$$W_0 = e_t \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (1-1)$$

Donde:

$W_0$  = Densidad de potencia isotrópica.

$e_t$  = Eficiencia de radiación de la antena transmisora.

$P_t$  = Potencia de transmisor.

$R$  = Distancia entre las antenas.

La ecuación de transmisión de Friis relaciona la potencia recibida con la potencia transmitida entre dos antenas separadas por una distancia  $R > 2D^2/\lambda$ , donde  $D$  es la dimensión más grande de cualquiera de las antenas. Con referencia a la Figura 1-2, supongamos que la antena transmisora es inicialmente isotrópica. Si la potencia de entrada en los terminales de la antena transmisora es  $P_t$ , entonces su densidad de potencia isotrópica  $W_0$  a la distancia  $R$  de la antena es donde  $e_t$  es la eficiencia de radiación de la antena transmisora. Para una antena transmisora no isotrópica, la densidad de potencia de la ecuación 1-1 en la dirección  $\theta_t, \phi_t$  se puede escribir como:

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = e_t \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \quad (1-2)$$

donde  $G_t(\theta_t, \phi_t)$  es la ganancia y  $D_t(\theta_t, \phi_t)$  es la directividad de la antena transmisora en la dirección  $\theta_t, \phi_t$ . Dado que el área efectiva  $A_r$  de la antena receptora está relacionada con su eficiencia y directividad  $D_r$  por:

$$A_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad (1-3)$$

la cantidad de potencia  $P_r$  recolectada por la antena receptora se puede escribir, utilizando las ecuaciones 1-1 y 1-2, como:

$$P_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \frac{\lambda^2}{4\pi} W_t = e_t e_r \frac{\lambda^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r) P_t}{(4\pi R)^2} |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (1-4)$$

o la relación de la potencia recibida y la potencia de entrada como:

$$\frac{P_r}{P_t} = e_t e_r \frac{\lambda^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{(4\pi R)^2} \quad (1-5)$$

La potencia recibida basada en la ecuación 1-5 asume que las antenas transmisora y receptora se adaptan a sus respectivas líneas de transmisión o cargas (las eficiencias de reflexión son la unidad) y la polarización de la antena receptora se adapta a la polarización de la onda (factor de pérdida de polarización y la eficiencia de la polarización son la unidad). Si estos dos factores también se incluyen, entonces la relación entre la potencia recibida y la potencia de entrada de la ecuación 1-5 se representa por:

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r) |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (1-6)$$

Para antenas de reflexión y polarización alineadas para máxima radiación direccional y recepción, la ecuación 1-6 se reduce a:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_{0t} G_{0r} \quad (1-7)$$

Las ecuaciones 1-5, 1-6 ó 1-7 se conocen como la ecuación de transmisión de Friis y relacionan la potencia  $P_r$  (entregada a la entrada del receptor) con la potencia de entrada de la antena transmisora  $P_t$ . El término  $\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2$  se denomina factor de pérdida en el espacio libre, y tiene en cuenta las pérdidas debidas a la dispersión esférica de la energía por la antena.

En nuestro caso de estudio, para la ecuación 1-3, el área efectiva será un valor determinado y  $e_r D_r = G_r$ , entonces:

$$G_r = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2}\right) A_r \quad (1-8)$$

Según lo observado en la ecuación 1-7, el aumento de la frecuencia 10 veces conlleva a la disminución de la potencia en la entrada del receptor 100 veces (asumiendo la misma directividad de las antenas en bandas L y Ka). Podemos salvar la situación utilizando antenas con una alta directividad; sustituyendo la ecuación 1-8 en la ecuación 1-7 y tomando en cuenta que antena transmisora también es de alta directividad, obtenemos:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_t A_r}{\lambda^2 R^2} \quad (1-9)$$

Podemos observar que, independientemente del área física de las antenas, al tener frecuencias más altas más pequeña será la longitud de onda y por ende una mayor potencia en una determinada dirección del espacio. Cabe mencionar que las antenas de alta directividad tienen lóbulos principales bastante estrechos, por lo tanto son necesarias las antenas con escaneo electrónico, realizado con antenas reconfigurables.

## 1.4. CONCLUSIONES

La llegada de esta nueva generación (5G) trae consigo varios cambios, principalmente en las antenas, debido a que no sólo se tendrían que utilizar frecuencias superiores a 30 GHz, es decir,

de longitudes de onda milimétricas; sino que también al emplear dichas frecuencias las pérdidas serán mayores y por ende es necesario usar antenas altamente directivas que nos ayuden a que las atenuaciones no afecten el rendimiento de los sistemas de comunicaciones. Además de que, en generaciones anteriores la radiación era casi omnidireccional en el plano H ahora se tendrá que hacer un seguimiento a las estaciones base para poder aprovechar la directividad y con ello tener una mayor potencia de entrada en el receptor. Cabe mencionar que este parámetro (directividad) es realizable debido a arreglos lineales de antenas, que se explicarán a detalle en el siguiente capítulo.

I La 5G está pensada para tener al país mejor conectado con el resto del mundo, Dando paso a la interconexión de todos los dispositivos que tengan acceso a internet; proporcionando menor latencia, mayor velocidad y alta tasa de transmisión de datos.

II 5G usará antenas que tienen banda ultra ancha. con dimensiones milimétricas que permiten realizar arreglos de apenas unos centímetros de ancho, dando un total de hasta 20 elementos aproximadamente.

III De acuerdo con documentos del IFT (Instituto federal de Telecomunicaciones) se realizó una tabla comparativa con los servicios ofrecidos por cada generación teniendo así:

<b>Generación</b>	<b>Estándar</b>	<b>Soporte</b>	<b>Velocidad</b>
<b>1</b>	Analógico	Sólo Voz	2.4 kbps
<b>2</b>	Digital	Voz y SMS	64 kbps
<b>3</b>	Multimedia	Voz y Datos	384 kbps
<b>4</b>	VoLTE	Datos	100 Mbps
<b>5</b>	IoT	Datos	1 Gbps

Tabla 1-1: Generaciones de telefonía celular.

IV Los beneficios obtenidos con 5G serán mayores si se utilizan bandas de frecuencias por arriba de los 30 GHz, siendo ideal la banda Ka. En México, a la fecha de este proyecto, el

IFT ha concesionado la banda de 3.4 GHz para pruebas experimentales, haciendo pobre el desempeño de la nueva generación, [9], al no contar con el suficiente ancho de banda.

V Es evidente la necesidad de antenas reconfigurables en 5G, cuyo objetivo será tener un seguimiento de las estaciones base para poder ofrecer un mejor servicio, evitando así pérdidas por atenuación debido al medio y pérdidas debido a obstáculos, principalmente, dado que el patrón de radiación es altamente directivo.

## REFERENCIAS

- [1] Constantine A. Balanis. *Antenna theory*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 3. ed. edition, 2005. Literaturangaben.
- [2] Luis Enrique Colín García. Modelado de voz en redes celulares 4G y 5G: LTE. Trabajos escritos para obtener grado académico de licenciatura en ingeniería. *Tesis defendido en la, Universidad Nacional Autónoma de México*, 2016.
- [3] Instituto Federal de Telecomunicaciones. Sabías qué la Telefonía Móvil..., 2017. <http://www.ift.org.mx/usuarios-telefonía-movil/sabias-que-la-telefonía-movil>.
- [4] Antonio Del Valle Díaz. Diseño, integración y optimización de estaciones base de segunda generación. *Proyecto de Fin de Carrera defendido en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla*, 2011.
- [5] H. T. Friis. A Note on a Simple Transmission Formula. *Proceedings of the IRE*, 34(5):254–256, May 1946.
- [6] W. Hong, K. Baek, and S. Ko. Millimeter-Wave 5G Antennas for Smartphones: Overview and Experimental Demonstration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12):6250–6261, 2017.

- [7] W. Hong, Z. H. Jiang, C. Yu, J. Zhou, P. Chen, Z. Yu, H. Zhang, B. Yang, X. Pang, M. Jiang, Y. Cheng, M. K. T. Al-Nuaimi, Y. Zhang, J. Chen, and S. He. Multibeam Antenna Technologies for 5G Wireless Communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12):6231–6249, December 2017.
- [8] John Daniel Kraus and Ronald J. Marhefka. *Antennas for all applications*. McGraw-Hill, Boston, Mass. [u.a.], 3. ed., internat. ed., [nachdr.] edition, 2008. Literaturverz.S. 896 - 908.
- [9] Nicolás Lucas. IFT entrega a AT&T una concesión para lanzar la primera red 5G de experimentación en México. *El Economista*, 2019.
- [10] T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, A. F. Molisch, E. Mellios, and J. Zhang. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12):6213–6230, 2017.
- [11] Ruy Alonso Rebolledo. ¿Cuál es la diferencia entre el 4G y el 4G LTE? *El Economista*, September 2016.
- [12] S. Zhu, H. Liu, Z. Chen, and P. Wen. A Compact Gain-Enhanced Vivaldi Antenna Array With Suppressed Mutual Coupling for 5G mmWave Application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(5):776–779, May 2018.

## ANTENAS PARA 5G e IoT

Como ya se mencionó en el capítulo anterior, la industria de la telefonía móvil y de las comunicaciones, en general, cada vez tiene mayores exigencias en cuanto a la demanda en las tasas de transmisión y la velocidad de respuesta de los dispositivos que se usan para dicho fin. Esto conlleva tener la necesidad de usar bandas de frecuencias más altas dentro del espectro radioeléctrico, dado que en ellas podremos llegar a tener anchos de banda mayores que satisfacen las exigencias de los usuarios finales. Al usar frecuencias con longitudes de onda ( $\lambda$ ) milimétricas (banda de extremadamente alta frecuencia), las dimensiones de los elementos utilizados también se ven afectadas a beneficio de los dispositivos, ya que serán mucho menores conforme se aumente la frecuencia.

Dicho beneficio trae consigo una serie de inconvenientes que pueden ser tratados de distintas maneras. Al utilizar frecuencias elevadas, como ya se mencionó, habrá pérdidas a grandes distancias, por tal motivo las áreas de cobertura se verán más limitadas, pero al ser menores se podrá aumentar el número de usuarios por sector, tal limitación se vuelve otro beneficio porque se amplifica la cantidad de dispositivos a conectar. Por otro lado, las tasas de transmisión se verán elevadas debido a que el ancho de banda será mayor, pero para aprovechar esas tasas las antenas en los dispositivos tienen que ser altamente directivas, como se propone en la ecuación 1-9, una de las formas de tener esa directividad podrá ser realizada con arreglos de antenas con

patrón de radiación reconfigurable.

El haz del arreglo tendrá por objetivo apuntar a las estaciones base en cualquier ángulo que se localicen. Cabe mencionar que en la presente investigación se analizará un arreglo lineal con elementos VIVALDI basados en guía de onda de línea ranurada. La línea ranurada (o Slotline) es uno de los muchos tipos posibles de líneas de transmisión planas. Consiste en una ranura delgada en el plano de tierra en una cara de un substrato dieléctrico. Por lo tanto, los dos conductores de la línea de ranura llevan a un tipo de modo casi TEM (Transversal Electromagnética). El ancho de la ranura controla la impedancia característica de la línea.

En este capítulo se dará un breve resumen de los elementos básicos que fueron de utilidad en el desarrollo de este proyecto. Así mismo, se proporciona una noción general de los sistemas planares que podrían ayudar a desarrollar de manera eficaz dicha investigación.

## **2.1. PARÁMETROS DE LAS ANTENAS**

Las antenas se caracterizan por tener un gran número de parámetros, que permiten estimar el funcionamiento de las mismas y compararlas entre sí. En primera instancia se revisará la definición de antena, dado que es el elemento primordial para esta investigación, así como otros parámetros de igual relevancia, dejando a algunos fuera, dado que no son relevantes en el transcurso de esta tesis.

### **2.1.1. ANTENAS**

Las antenas son estructuras que están diseñadas para radiar y recibir ondas electromagnéticas de manera eficaz. Cada una de ellas tiene una impedancia de entrada y puede considerarse como un transductor para adaptar la línea de transmisión, o la guía de onda, a la impedancia intrínseca del medio en el que se emplee. Si no se tuviera una antena eficiente, la energía electromagnética estaría estancada y no sería posible la transmisión inalámbrica de información

a grandes distancias.

Dependiendo de su empleo, las antenas pueden abarcar con su potencia radiada cierta área, es decir, no directivas, tal como las emisoras de televisión o las estaciones base de telefonía móvil actuales, y en otras ocasiones deberán ser directivas para concentrar la potencia en una determinada dirección y no interferir a otros servicios. Además de alcanzar mayores distancias.

Las dimensiones de las antenas están relacionadas con la longitud de onda de la señal transmitida o recibida, debido a esto se diseñan en un múltiplo o submúltiplo exacto de esta longitud de onda, y es por eso que, a medida que se van utilizando frecuencias mayores, las antenas disminuyen su tamaño. Si las medidas de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda puede no funcionar de manera óptima a la frecuencia solicitada y si son muchos más grandes pueden ocasionar mayor cantidad de lóbulos del patrón de radiación.

La Figura 2-1 muestra algunas de las antenas con más comúnmente usadas en telecomunicaciones.

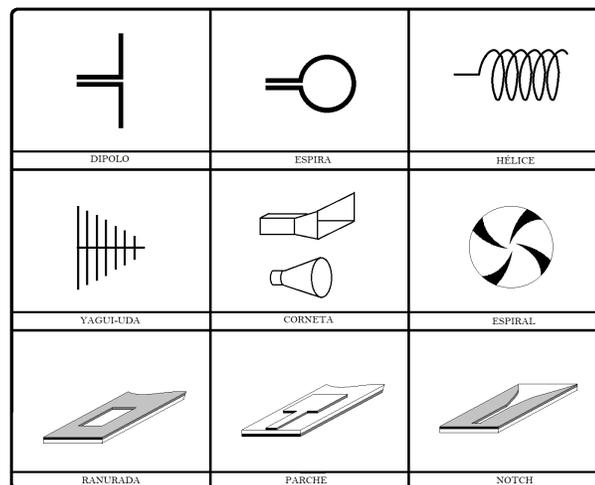


Figura 2-1: Antenas de telecomunicaciones. Realizado por el autor.

### 2.1.2. REGIONES DE CAMPO

El espacio que rodea una antena generalmente se subdivide en tres regiones, como se muestra en la Figura 2-2. Estas regiones están designadas para identificar la estructura de campo en cada una. Aunque no se observan cambios bruscos en las configuraciones de campo, a medida que se cruzan los límites existen diferencias distintivas entre ellos. Los límites que separan estas regiones no son únicos, aunque se han establecido varios criterios y se utilizan comúnmente para identificar las regiones.

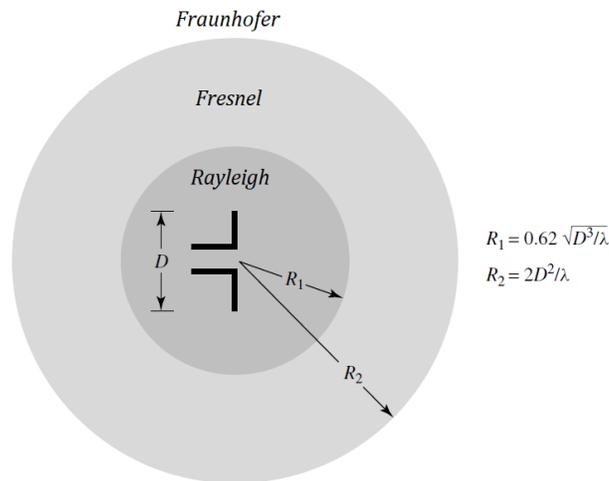


Figura 2-2: Regiones de campo de una antena. Tomado de [1], Fig. 2.7, © 2005.

**Región de Campo Cercano Reactivo (Rayleigh):** Se define como la porción cercana que rodea inmediatamente a la antena en la que predomina el campo reactivo. Para la mayoría de las antenas, el límite exterior de esta región comúnmente se considera que existe a una distancia  $R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  desde la superficie de la antena, donde  $\lambda$  es la longitud de onda y  $D$  es la dimensión más grande de la antena.

**Región de Campo Cercano Radiante (Fresnel):** Se define como la región del campo de una antena entre la región de campo cercano reactiva y la región del campo lejano en la que predominan los campos de radiación y donde la distribución del campo angular depende de la distancia desde la antena. Si la antena tiene una dimensión máxima que no es grande en

comparación con la longitud de onda, es posible que esta región no exista. Se tiene frente de onda esférico. Para la mayoría de las antenas, el límite exterior de esta región comúnmente se considera que existe a una distancia  $R = \frac{D^2}{\lambda}$  desde la superficie de la antenna, donde  $\lambda$  es la longitud de onda y  $D$  es la dimensión más grande de la antenna.

**Región de Campo Lejano (Fraunhofer):** Se define como esa región del campo de una antenna, donde la distribución del campo angular es esencialmente independiente de la distancia desde la antenna. El campo eléctrico y magnético se encuentran en fase. La potencia que predomina es real, propagándose así la energía.

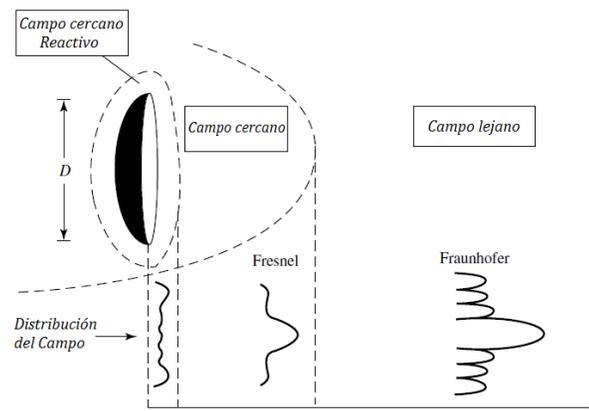


Figura 2-3: Típicos cambios de la amplitud del Patrón de Radiación de la antenna desde el Campo Cercano Reactivo hacia el campo lejano. Tomado de [1], Fig. 2.8, © 2005.

### 2.1.3. PATRÓN DE RADIACIÓN

Ninguna antenna radia de manera uniforme en todas las direcciones del espacio. La gráfica que describe la intensidad de campo lejano en función de la dirección a una distancia fija de una antenna se denomina diagrama de radiación de la antenna o patrón de radiación. Por lo general, el patrón de radiación de la antenna es tridimensional y varía con  $\theta$  y  $\phi$  en un sistema de coordenadas esféricas. El diagrama de radiación cobra relevancia en la zona de campo lejano, es decir, en la zona donde la forma del diagrama es invariante en función de la distancia.

Como el campo magnético se deriva directamente del campo eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. En campo lejano, la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, algo que hace que la representación gráfica de un diagrama de potencia contenga la misma información que un diagrama de radiación de campo. En antenas linealmente polarizadas se definen los planos  $E$  y  $H$ :

- **Plano  $E$ :** Formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo eléctrico en esta dirección.
- **Plano  $H$ :** Formado por la dirección de máxima radiación y el vector de campo magnético en esta dirección.

Ambos planos son ortogonales (en campo lejano, el campo eléctrico y el magnético se comportan como una onda plana, son perpendiculares) y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. El diagrama de radiación de una antena suele representarse mediante cortes extraídos del diagrama tridimensional para una constante  $\theta$  y/o una  $\phi$  constante (planos principales). Estos cortes se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas.

Las Propiedades de Radiación incluyen la Densidad de Flujo de Potencia, Intensidad de Radiación, la Fuerza del Campo, la Directividad, Fase o Polarización. Este se puede determinar de diferentes formas:

**Patrón de campo (en escala lineal):** Representa típicamente una gráfica de la magnitud del campo eléctrico o magnético como una función del espacio angular.

**Patrón de potencia (en escala lineal):** Representa típicamente una gráfica del cuadrado de la magnitud del campo eléctrico o magnético como una función del espacio angular.

**Patrón de potencia (en dB):** Representa la magnitud del campo eléctrico o campo magnético, en decibeles, como una función del espacio angular.

### 2.1.4. LÓBULOS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN

Un lóbulo de radiación es una parte del patrón de radiación limitado por regiones de intensidad de radiación relativamente débil. La Figura 2-4 muestra un patrón polar tridimensional simétrico con varios lóbulos de radiación. Algunos son de mayor intensidad de radiación que otros, pero todos se clasifican como lóbulos.

**Lóbulo principal:** Se define como aquel lóbulo que contiene la dirección de radiación máxima.

**Lóbulos laterales o secundarios:** Se define como todos aquellos lóbulos que son diferentes al lóbulo principal.

**Lóbulo de rejilla:** Se definen como los lóbulos laterales que tienen una amplitud considerable con respecto al lóbulo principal, es decir, casi la misma que la amplitud del lóbulo principal.

**Lóbulo posterior:** Se define como aquel lóbulo que se encuentra en la dirección opuesta al lóbulo principal.

Cabe mencionar que los lóbulos secundarios deben mantenerse lo más bajo posible para que la mayor parte de la potencia radiada se concentre en la dirección del lóbulo principal. Una forma de reducir el nivel de los lóbulos laterales en el diagrama de radiación de un sistema lineal es disminuir progresivamente la distribución de corriente en los elementos del sistema.

**Ancho del Haz:** Se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en lados opuestos del patrón máximo, usualmente se determina al nivel de la mitad de la potencia (es decir, 0.7071 por campo eléctrico, o bien -3 dB por potencia) con respecto al máximo principal de radiación, dependiendo del caso a analizar.

### 2.1.5. TEOREMA Y VECTOR DE POYNTING

El teorema de Poynting establece que la potencia total que fluye hacia dentro de una superficie cerrada en un instante cualquiera será igual a la suma de las razones de incremento de la energías eléctrica y magnética almacenadas y de la potencia óhmica disipada dentro del volu-

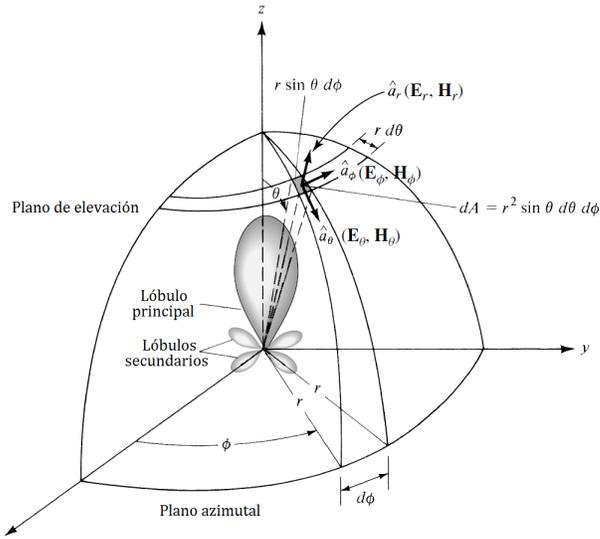


Figura 2-4: Elementos de un Patrón de Radiación. Tomado de [1], Fig. 2.1, © 2005.

men limitado por una superficie. El vector de Poynting se puede hallar de la siguiente forma:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad \text{Ley de Faraday} \quad (2-1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J} \quad \text{Ley de Ampère con corrección de Maxwell} \quad (2-2)$$

$$\vec{H}^* \cdot \vec{\nabla} \times \vec{E} = -\vec{H}^* \cdot \vec{H} j\omega\mu = -|\vec{H}|^2 j\omega\mu \quad (2-3)$$

$$\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \times \vec{H}^* = \vec{E} \cdot (j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J})^* \quad (2-4)$$

Si recordamos que la Densidad de Corriente ( $\vec{J}$ ) es igual a la Densidad de Corriente Eléctrica Impresionada ( $\vec{J}_i$ ) más la Densidad de Corriente Eléctrica de Conducción ( $\vec{J}_c = \sigma\vec{E}$ ), es decir:

$$\vec{J} = \vec{J}_i + \sigma\vec{E} \quad (2-5)$$

Sustituyendo 2-5 en 2-4 obtenemos:

$$\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \times \vec{H}^* = -j\omega\varepsilon |\vec{E}|^2 + \sigma |\vec{E}|^2 + \vec{E} \cdot \vec{J}_i^* \quad (2-6)$$

Usando la identidad del vector:

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{A} \times \vec{B}) = \vec{B} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{A}) - \vec{A} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{B}) \quad (2-7)$$

Entonces tenemos:

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) = \vec{H}^* \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}) - \vec{E} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}^*) \quad (2-8)$$

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) = -\left|\vec{H}\right|^2 j\omega\mu + j\omega\varepsilon \left|\vec{E}\right|^2 - \sigma \left|\vec{E}\right|^2 - \vec{E} \cdot \vec{J}_i \quad (2-9)$$

Esta es la Forma Diferencial de la Conservación de Energía que es aplicada a los campos electromagnéticos.

Usando el Teorema de la Divergencia 2-10 obtenemos 2-11:

$$\int_V (\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) dV = \oiint_S \vec{A} \cdot d\vec{a} \quad (2-10)$$

$$\int_V (\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*)) dV = \oiint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} \quad (2-11)$$

Dado que el vector Poynting es una densidad de potencia, la potencia total que cruza una superficie cerrada puede obtenerse integrando el componente normal del vector Poynting en toda la superficie. En forma de ecuación:

$$P = \oiint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} = \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot \hat{n} da \quad (2-12)$$

Donde:

$P$  = Potencia instantanea total (W)

$\hat{n}$  = Vector unitario normal a la superficie

$da$  = Área infinitesimal de la superficie cerrada ( $m^2$ )

El Vector de Poynting ( $\vec{W}$ ) especifica tanto la dirección como la magnitud del Flujo de Energía:

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (2-13)$$

La cantidad usada para describir la potencia asociada con una onda electromagnética es el Vector de Poynting. Se ve que la energía fluye en la dirección en que viaja la onda.

### 2.1.6. DENSIDAD DE POTENCIA DE RADIACIÓN

La Densidad de Potencia de Radiación  $\vec{W}_0$ , da una medida de la Potencia de Radiación Promedio para una antena en una dirección particular y es obtenida por el Vector de Poynting de Tiempo Promedio. Basados en la definición del Vector de Poynting de Tiempo Promedio, la Potencia de Radiación Promedio para una antena puede ser escrita como:

$$P_{rad} = P_{av} = \oiint_S \vec{W}_{rad} \cdot d\vec{s} = \oiint_S \vec{W}_{av} \cdot \hat{n} da = \frac{1}{2} \oiint_S \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} \quad (2-14)$$

Se considera  $\text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*)$  debido a que la Densidad de Potencia asociada con el campo electromagnético de una antena, ubicada en campo lejano, es predominantemente real y puede ser referida como Densidad de Radiación.

Si consideramos una antena isotrópica, lo cual implica que en coordenadas esféricas no depende de  $\theta$  y  $\phi$ . En adición esta puede solo tener una componente radial. Entonces la Potencia Radiada Total para esta antena es dada por:

$$P_{rad} = P_{av} = \oiint_S \vec{W}_0 \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{a}_r W_0(r)] \cdot [\hat{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (2-15)$$

Y la Densidad de Potencia:

$$\vec{W}_0 = \hat{a}_r W_0 = \hat{a}_r \left( \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (2-16)$$

Que está uniformemente distribuida sobre la superficie de una esfera de radio  $r$ .

### 2.1.7. INTENSIDAD DE RADIACIÓN

La intensidad de radiación se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido. Es un parámetro de campo lejano, y puede obtenerse simplemente multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. En forma matemática se expresa como:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2-17)$$

Donde:

$$U = \text{intensidad de radiación} \left( \frac{W}{\text{Unidad de ángulo sólido}} \right)$$

$$W_{rad} = \text{Densidad de radiación} \left( \frac{W}{m^2} \right)$$

### 2.1.8. EFICIENCIA

La eficiencia total de la antena ( $e_0$ ) se utiliza para tomar en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Tales pérdidas pueden deberse, refiriéndose a la Figura 2-5, a:

1. Pérdidas disipativas, debido al desajuste entre la línea de transmisión y la antena.
2. Pérdidas  $I^2R$  (conducción y dieléctrico).

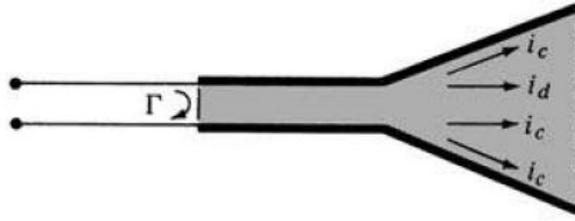


Figura 2-5: Pérdidas por Reflexión, conducción y dieléctrico. Tomado de [1], Fig. 2.22(b), © 2005.

En general, la eficiencia total se escribe como:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2-18)$$

Donde:

$e_0$  = Eficiencia total (adimensional)

$e_r$  = Eficiencia de reflexión =  $(1 - |\Gamma|)^2$  (adimensional)

$e_c$  = Eficiencia del conductor (adimensional)

$e_d$  = Eficiencia del dieléctrico (adimensional)

$\Gamma$  = Coeficiente de reflexión en las terminales de entrada de la antena

$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$ , donde  $Z_{in}$  = Impedancia de entrada de la antena.

$Z_0$  = Impedancia característica de la línea de la transmisión.]

$VSWR$  = Relación de onda estacionaria =  $\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$

Por lo general,  $e_c$  y  $e_d$  son muy difíciles de calcular, pero pueden determinarse experimentalmente. Incluso por mediciones no se pueden separar, y generalmente es más conveniente escribirse como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-19)$$

donde  $e_{cd} = e_c e_d$  = eficiencia de radiación de la antena, que se utiliza para relacionar la ganancia y la directividad.

La eficiencia suele expresarse de manera porcentual.

### 2.1.9. EFICIENCIA DE RADIACIÓN

La eficiencia de radiación de la antena que tiene en cuenta la reflexión, la conducción y las pérdidas dieléctricas. Las pérdidas de conducción y dieléctricas de una antena son muy difíciles de calcular y en la mayoría de los casos se miden. Incluso con las mediciones, son difíciles de separar y, por lo general, se agrupan para formar la eficiencia  $e_{cd}$ . La resistencia  $R_L$  se utiliza para representar las pérdidas dieléctricas y de conducción.

La eficiencia de conducción-dieléctrico  $e_{cd}$  se define como la relación de la potencia entregada a la resistencia de radiación  $R_r$  a la potencia entregada a  $R_r$  y  $R_L$ . Y se expresa:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r} \quad (2-20)$$

### 2.1.10. DIRECTIVIDAD

La directividad en una antena es la relación de la intensidad de radiación en la dirección de máxima radiación desde la antena a la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total irradiada por la antena dividida por  $4\pi$ .

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2-21)$$

Si no se especifica la dirección, se implica la dirección de intensidad máxima de radiación. Dicho de manera más simple, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación de su intensidad de radiación en una dirección dada sobre la de una fuente isotrópica. En forma matemática, utilizando la ecuación 2-21, puede escribirse como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2-22)$$

### 2.1.11. GANANCIA

Otra medida útil que describe el rendimiento de una antena es la ganancia. Aunque la ganancia de la antena está estrechamente relacionada con la directividad, es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena, así como sus capacidades direccionales. La ganancia de la antena se relaciona con la directividad como sigue:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd}D(\theta, \phi) \quad (2-23)$$

### 2.1.12. ANCHO DE BANDA

El ancho de banda de una antena 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”. El ancho de banda se puede considerar como el rango de frecuencias, a cada lado de una frecuencia central (usualmente la frecuencia de resonancia para un dipolo), donde las características de la antena (como la impedancia de entrada, patrón, ancho de haz, polarización, nivel del lóbulo lateral, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable de aquellos en la frecuencia central. Para las antenas de banda ancha, el ancho de banda generalmente se expresa como la relación de las frecuencias superiores a inferiores de operación aceptable. Por ejemplo, un ancho de banda de 10:1 indica que la frecuencia superior es 10 veces mayor que la inferior. Para las antenas de banda estrecha, el ancho de banda se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencia (superior menos inferior) sobre la frecuencia central del ancho de banda. Por ejemplo, un ancho de banda del 5 % indica que la diferencia de frecuencia de operación aceptable es el 5 % de la frecuencia central del ancho de banda.

Debido a que las características (impedancia de entrada, patrón, ganancia, polarización, etc.) de una antena no varían necesariamente de la misma manera o incluso están afectadas

críticamente por la frecuencia, no hay una caracterización única del ancho de banda. Las especificaciones se establecen en cada caso para satisfacer las necesidades de la aplicación en particular.

### **2.1.13. IMPEDANCIA DE ENTRADA**

La impedancia de entrada se define de 3 maneras:

1. Como la impedancia presentada por una antena en sus terminales
2. La relación del voltaje a la corriente en un par de terminales
3. La relación de los componentes apropiados de los campos eléctricos a los campos magnéticos en un punto.

La relación entre la tensión y la corriente en estos terminales, sin carga, define la impedancia de la antena como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2-24)$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

## **2.2. ANTENAS DE RANURA CON TAPER**

Un Taper es la tendencia de un elemento a volverse progresivamente más pequeño hacia un extremo de la superficie en la cual se encuentra. Una antena de ranura con Taper utiliza una línea

ranurada que decrece a los extremos y está grabada en un substrato dieléctrico para producir un patrón de radiación Endfire a partir de una onda de superficie [3]. Un solo elemento radia este tipo patrón con un amplio ancho de banda. Cuando se combinan varios de estos elementos en un arreglo, su interacción mutua mejora la coincidencia de impedancia cuando son espaciados de cerca. Esta propiedad única permite la construcción de arreglos de ancho de banda amplio con buenas propiedades de impedancia de entrada y la supresión de lóbulos de rejilla.

La Figura 2-6 muestra cuatro variaciones de antenas de ranura con Taper. La entrada en la parte inferior de las antenas consiste en una transición coaxial a línea ranurada o una línea stub a una guía de onda que se alimenta en la línea ranurada. En la región de la línea ranurada, el pequeño espacio une la potencia a la línea de transmisión y, a medida que la ranura de la línea de transmisión se ensancha, se radia.

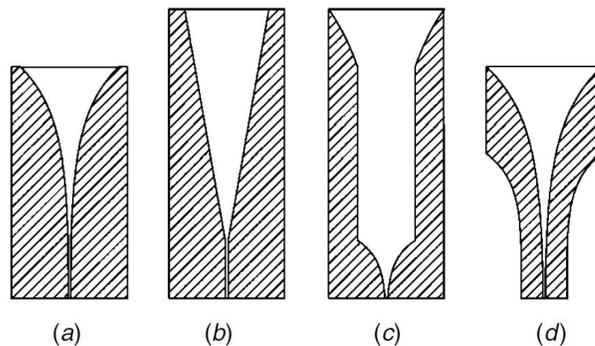


Figura 2-6: Antenas de ranura con Taper: (a) Exponencial (ETSA) o Vivaldi ; (b) Lineal (LT-SA); (c) Ancho continuo (CWSA); (d) Exponencial doble (DE TSA). Tomado de [3], Fig. 10-27, © 2005.

Una antena de ranura con Taper exponencial (ETSA), también llamada antena VIVALDI, radia lóbulo con anchos de haz del plano  $E$  y  $H$  casi iguales que cambian solo ligeramente a medida que aumenta la frecuencia. El acoplamiento de impedancia de entrada es bueno y la antena radia cuando el ancho final de la ranura es  $\geq \frac{\lambda}{2}$ , esto para una antena que radia como un elemento único. En un arreglo con estos elementos se tendrán problemas si se excede la abertura de  $\frac{\lambda}{2}$  y habrá generación de lóbulos de rejilla.

La longitud efectiva de la región de radiación, combinada con la ralentización debido al dieléctrico del substrato, determina el ancho de haz del plano  $H$  de esta estructura de onda lenta. La parte de la antena, donde la ranura es ancha, radia toda la potencia antes del final, si no son diseñados de manera óptima.

Este tipo de antenas genera lóbulos laterales altos en el plano  $E$  en el orden de -5 dB. Dado que la antena crea una onda superficial en el dieléctrico debido a que tiene una alta polarización cruzada que contiene del 20 al 30 % de la potencia radiada, con su pico de polarización cruzada en el plano diagonal. Esto se puede mejorar eliminando el dieléctrico en la región de la ranura, pero el ancho del haz se amplía porque el dieléctrico ya no ralentiza la onda.

Una antena de ranura con Taper lineal (LTSA) asegura una ganancia más alta que el de una ETSA debido a que se basa en la longitud para reducir su ancho de haz. Los ángulos de apertura de estas antenas varían de  $5^\circ$  a  $12^\circ$ . El substrato dieléctrico ralentiza la onda en la ranura y aumenta la ganancia. Calculamos un espesor dieléctrico efectivo a partir de la ecuación mostrada en [2]:

$$\frac{t_{eff}}{\lambda} = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \frac{t}{\lambda} \quad (2-25)$$

Donde:

$\frac{t_{eff}}{\lambda}$  = Espesor dieléctrico efectivo

$\epsilon_r$  = Permitividad relativa del material dieléctrico

$t$  = Espesor del dieléctrico

$\lambda$  = Longitud de onda

Los valores óptimos para  $\frac{t_{eff}}{\lambda}$  oscilan entre 0.005 y 0.03. Los substratos más delgados producen una ralentización insuficiente y los substratos más gruesos producen una ralentización excesiva, lo que desconfigura el haz principal. La Figura 2-7 representa el patrón de un LTSA con y sin el dieléctrico en la región con Taper. El patrón de radiación de la antena que contiene

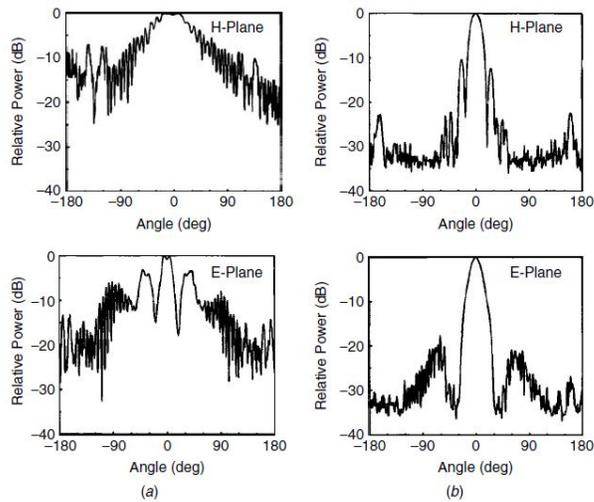


Figura 2-7: Patrones LTSA: (a) con  $\epsilon_r = 10$  substrato en la ranura; (b) sin dieléctrico en la ranura. Tomado de [3], Fig. 10-28, © 2005.

el dieléctrico se ha roto y tiene lóbulos laterales altos. Eliminar el dieléctrico aumenta el ancho del haz mientras disminuye los lóbulos laterales.

Una antena de ranura con Taper de ancho continuo (CWSA) es similar a una antena de varilla dieléctrica. Está formada por una reducción corta inicial que abre la ranura a una región de ancho uniforme donde se produce la mayor parte de la radiación. En ocasiones, la región uniforme se abre a una región más ancha que termina la línea ranurada. Esta antena tiene el ancho de haz más estrecho y la mayor ganancia de las antenas de ranura con Taper para una longitud determinada.

La configuración final en la Figura 2-6 usa una ranura con Taper exponencial doble (DETSA) para mejorar el acoplamiento de impedancia. Esta antena utiliza una línea ranurada equilibrada para reducir la polarización cruzada. Una línea ranurada equilibrada tiene la misma geometría grabada en ambos lados del substrato.

Finalmente una antena de exponencial doble (DETSA) tiene el mismo patrón grabado en ambos lados del substrato. La región de alimentación consiste en una transición de línea cinta (o stripline), que cruza ambas placas y termina en un stub ubicado en el centro para generar

un cortocircuito. La configuración balanceada evita la generación de una onda superficial en el dieléctrico de substrato. El plano de tierra de la línea ranurada de ancho reducido mejora el acoplamiento de impedancia. A la vez que el plano de tierra aumenta y la ranura se ensancha en la región de radiación. El tamaño y el patrón de esta antena son similares a los de la VIVALDI.

## 2.3. CONCLUSIÓN

Como ya se hizo mención en el capítulo anterior, la llegada de 5G trae consigo varios cambios, principalmente en las antenas, y esto sólo puede ser realizable si se cuenta con la tecnología necesaria y bandas de frecuencia superiores a los 30 GHz debido a que el tamaño se verá reducido significativamente y por lo tanto será perfecto para los dispositivos. Lo más destacable de este capítulo se presenta a continuación:

- I Los parámetros de las antenas serán de mucha ayuda debido a que nos permiten hacer una mejor descripción en el estudio de antenas reconfigurables.
- II Las antenas VIVALDI son las que nos podrían brindar un ancho de banda mayor y un patrón de radiación altamente directivo es por ello que deben ser utilizados.
- III El diseño de las ranuras en las antenas VIVALDI generará diferentes características en las antenas.
- IV Se necesita que los lóbulos de rejilla en el arreglo no tengan alto impacto en el patrón de radiación. En caso contrario, habrá un bajo desempeño en el arreglo de antenas que se pretenda utilizar.
- V La supresión de los lóbulos de rejilla se puede dar con una distribución de corrientes desigual, es decir, con diferentes magnitudes en cada uno de los elementos.

## REFERENCIAS

- [1] Constantine A. Balanis. *Antenna theory*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 3. ed. edition, 2005. Literaturangaben.
- [2] R. Mailloux. Phased array architecture for millimeter wave active arrays. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 28(1):4–7, February 1986.
- [3] Thomas A. Milligan. *Modern antenna design*. John Wiley & Sons, 2005.

## ESTUDIO DE UNA ANTENA EN AISLAMIENTO Y EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO

CST Studio Suite<sup>®</sup> es un software con una paquetería de herramientas de simulación electromagnética y será utilizado para el modelado de las antenas en el presente estudio, por lo tanto, es conveniente mencionar que esto se hará dos maneras, las cuales se mencionan en el título de este capítulo. Se entenderá que el estudio de las antenas en un *ambiente aislado*) es la manipulación de la antena como un elemento único que será procesado como tal, dado que no existe interacción con otros elementos que puedan afectar su funcionamiento. Por otro lado, el estudio en *ambiente periódico infinito* está dado por un arreglo lineal, que repite de manera sucesiva a la misma antena, siendo puestas una al lado de la otra de manera periódica. Cabe mencionar que en este capítulo sólo el elemento central estará siendo excitado por un puerto discreto, en la mayoría de los casos, con una fuente de impedancia interna  $88 \Omega$  (el motivo de esta impedancia se describe a lo largo del presente capítulo), mientras que el resto sólo se mantienen presentes para tomar en cuenta la interacción mutua con el elemento central.

En el presente capítulo se expondrán algunas de las antenas vistas en la sección 2.2 y cómo funcionan de manera *aislada* (como elemento único), así como también en *arreglo lineal infinito* (en interacción mutua con otras antenas no excitadas). Debido a que existen variaciones de cada uno de los parámetros simulados como lo es la VSWR, los parámetros S y el patrón de

radiación, que serán los parámetros en los cuales nos concentraremos, dado que su funcionamiento es fundamental para tener un buen despliegue de la 5G. Obteniendo de esta manera la que mejor se adecua a los requerimientos de la última generación de comunicaciones móviles.

### **3.1. IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DE LA LÍNEA RANURADA**

El uso de una línea ranurada es eficiente en este estudio debido a las características que proporciona dicha guía de onda, como lo es la impedancia característica, que es un parámetro propio de la línea entera, así como también, la facilidad con que radia dicha guía. La naturaleza de una línea ranurada es tal que el campo eléctrico se extiende a través de la ranura mientras que el campo magnético está en un plano ortogonal a la ranura y forma bucles cerrados a intervalos de media onda. La línea ranurada, usada como guía de onda, utiliza un substrato dieléctrico con una permitividad suficientemente alta, de modo que los campos están estrechamente confinados a la región de la ranura con una pérdida de radiación insignificante. Debido a su naturaleza NO-TEM del modo de línea ranurada, los parámetros asociados, como la impedancia característica y la velocidad de fase, no son constantes, sino que varían con la frecuencia a una velocidad bastante lenta. La línea ranurada difiere con otras guías de onda dado que no tiene una frecuencia de corte sino que la propagación se produce en todas las frecuencias [3].

Como ya se mencionó [2, 4], la línea ranurada consiste en una ranura, o separación, en un recubrimiento conductor sobre un substrato dieléctrico, como se muestra en la Figura 3-1. Tanto las ranuras resonantes como las ranuras de propagación en láminas metálicas han sido utilizadas como antenas. Para que la línea ranurada sea práctica como una línea de transmisión, la radiación debe minimizarse. Lo anterior se consigue teniendo un substrato dieléctrico con una permitividad suficientemente alta, en nuestro caso la para obtener una radiación de nuestra

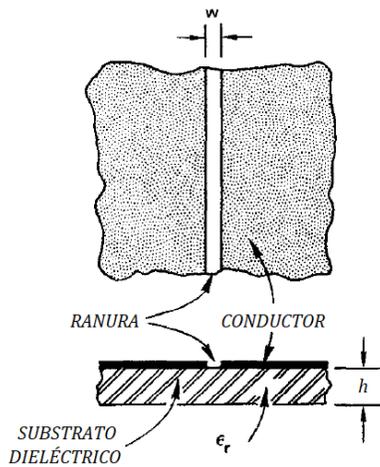


Figura 3-1: Línea ranurada sobre un sustrato dieléctrico. Tomado de [3], Fig. 1, © 1969 IEEE.

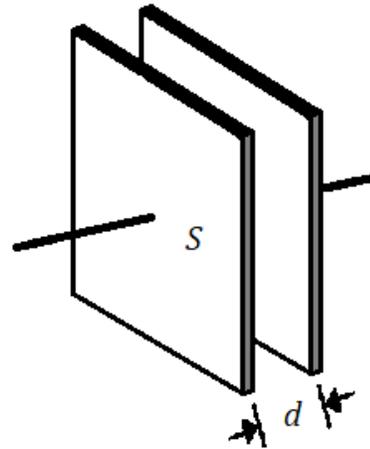


Figura 3-2: Capacitor de placas paralelas.

antena se necesitará una permitividad eléctrica  $\epsilon = 2.2 \frac{F}{m}$  que es lo suficientemente pequeña para tener una buena radiación.

La capacitancia generada entre las placas del sustrato puede ser descrita por su comportamiento muy similar a un capacitor de placas paralelas. La Figura 3-2 representa dicho capacitor, el cual tiene una separación  $d$  entre las placas y un área  $S$  en cada una de ellas. Con dichos datos podemos obtener la capacitancia generada entre las placas con la ecuación 3-1.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \quad (3-1)$$

Donde:

$C$  = Capacitancia (F)

$\epsilon_0$  = Permitividad eléctrica del vacío  $\left(8.854 \frac{C^2}{N \cdot m^2}\right)$

$\epsilon_r$  = Permitividad relativa del material dieléctrico  $\left(\frac{C^2}{N \cdot m^2}\right)$

$S$  = Superficie de la placa (m)

$d$  = Separación entre las placas (m)

Sabiendo que, la impedancia característica en una línea de transmisión está representada

por la ecuación 3-2, podemos asumir que existe la posibilidad de variar la impedancia característica si manipulamos los parámetros de la línea ranurada, como puede ser la variación de separación entre las placas, el grosor  $h$  del substrato o el área de las placas. Se puede verificar que la impedancia característica es inversamente proporcional a la velocidad de fase multiplicada por la capacitancia así que, entre mayor sea nuestra capacitancia menor será impedancia característica. Lo ya mencionado es fácil se obtener auxiliándonos de la ecuación 3-1. [5]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C} \quad (3-2)$$

Teniendo comprendido lo ya mencionado, procedimos a realizar la variación en la separación  $w$  de las placas de una línea ranurada para así tener una mejor apreciación de lo sucedido con la impedancia característica en ella. De este ejercicio se obtuvo la Tabla 3-1 que nos muestra tales resultados. Debido a que la frecuencia central de operación,  $f_c = 38.5$  GHz, de este proyecto está incluida en el límite superior de la banda  $Ka$ , tenemos una longitud de onda de  $\lambda \approx 7.79$  mm. En la sección 2.2 se define una las principales características para que una línea ranurada funcione como antena y comience a radiar, esto bajo la condición de que el ancho final de la ranura sea  $\geq \frac{\lambda}{2}$ , por lo tanto, el ancho de la línea ranura es considerado con un mínimo de 3.89 mm, mientras que la toma de lectura se realizó cada  $50 \mu\text{m}$ , obteniendo la impedancia característica para cada una las separaciones.

A partir de los datos mostrado en la Tabla 3-1 se optó por dejar como base inicial del Taper la separación mínima calculada, para todas las propuestas, teniendo así una impedancia de entrada fijada en  $88 \Omega$  y una separación de  $100 \mu\text{m}$ .

w [mm]	Impedancia [Ohm]	w [mm]	Impedancia [Ohm]
0.10	88.059	2.10	233.733
0.15	98.016	2.15	236.855
0.20	105.715	2.20	238.356
0.25	112.184	2.25	243.216
0.30	117.877	2.30	246.483
0.35	122.987	2.35	249.818
0.40	127.717	2.40	253.185
0.45	132.100	2.45	256.654
0.50	136.690	2.50	260.202
0.55	140.131	2.55	263.792
0.60	143.857	2.60	265.493
0.65	147.460	2.65	271.088
0.70	150.932	2.70	275.208
0.75	154.306	2.75	279.163
0.80	157.583	2.80	283.307
0.85	160.708	2.85	287.583
0.90	163.845	2.90	291.963
0.95	166.892	2.95	296.525
1	169.937	3	301.297
1.05	172.925	3.05	306.165
1.10	175.834	3.10	311.420
1.15	178.772	3.15	315.901
1.20	181.668	3.20	322.349
1.25	184.522	3.25	328.286
1.30	187.392	3.30	334.579
1.35	190.279	3.35	340.105
1.40	192.664	3.40	348.292
1.45	195.837	3.45	355.907
1.50	198.669	3.50	364.095
1.55	201.506	3.55	371.346
1.60	204.298	3.60	382.658
1.65	207.150	3.65	393.539
1.70	210.039	3.70	405.820
1.75	212.890	3.75	419.869
1.80	215.829	3.8	436.113
1.85	218.741	3.85	451.008
1.90	221.661	3.90	483.292
1.95	224.637	3.95	523.603
2	227.642	3.98	568.933
2.05	230.628		

Tabla 3-1: Impedancia característica de la línea ranurada como función de separación entre los conductores, en una placa con espesor de 0.17 mm y una permitividad en el sustrato de  $\epsilon = 2.2 \frac{F}{m}$ .

## 3.2. PROPUESTA DE TAPER LINEAL

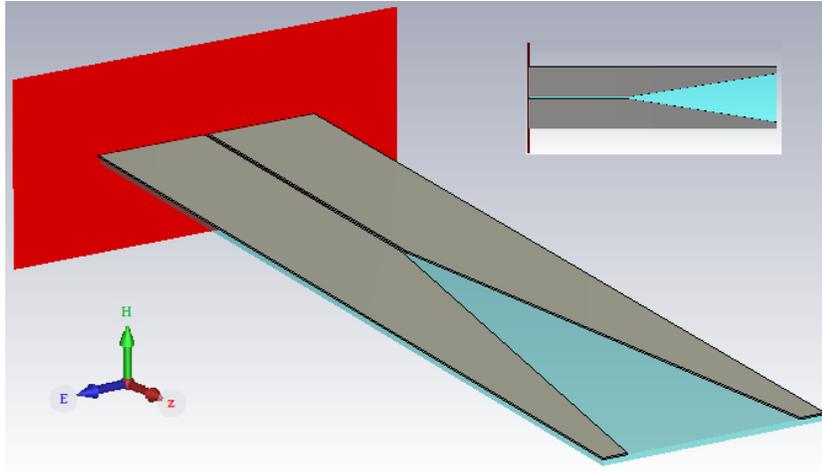


Figura 3-3: Propuesta de Taper Lineal en CST Studio.

La propuesta inicial en el estudio de antenas con tecnología TSA es una antena con abertura lineal en el Taper, Figura 3-3, esto debido a la facilidad de implementación en el software CST Studio y las ventajas del diseño que promete el autor en [4]. Este diseño del Taper consta de una de las ecuaciones más elementales en Geometría Analítica que es la ecuación de la recta en el plano:

$$w(z) = mz + b \quad (3-3)$$

Donde:

$z$  es una variable independiente que permite conocer la longitud máxima que tendrá el Taper.

$w(z)$  es una variable dependiente que permite conocer el ancho máxima que tendrá el Taper en una de las placas metálicas conductoras.

$b$  muestra la ordenada al origen, que es la separación que determina una impedancia de entrada de  $88 \Omega$  en la base de la línea ranurada

$m = \frac{w_2 - w_1}{z_2 - z_1}$  es la pendiente generada entre el punto mínimo  $P_1(z_1, w_1)$  y el máximo  $P_2(z_2, w_2)$  de la longitud del Taper.

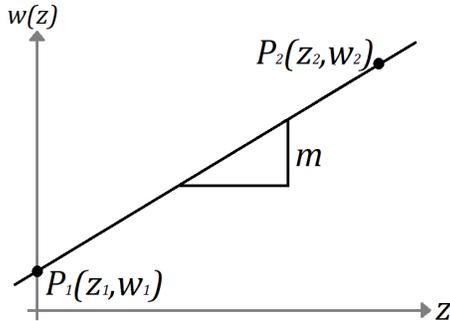


Figura 3-4: Pendiente en una ecuación lineal.

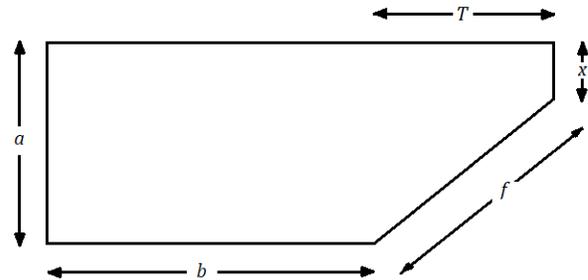


Figura 3-5: Variables usadas en las placas del Taper Lineal.

La pendiente  $m$  en la Ecuación 3-3 se ve representada en la Figura 3-4. El desarrollo del Taper en la Figura 3-5 muestra las distintas variables empleadas en el diseño del Taper lineal:

$a$  es la mitad de ancho total que tendrá la antena, despreciando la separación  $w$  entre las placas.

$b$  es la sección de línea ranurada donde se genera la impedancia de entrada previa al Taper.

$f$  es la sección del Taper presentada por la función en la Figura 3-4.

$z$  representa la parte final del Taper en su sección vertical, puede o no estar presente en el diseño.

$T$  es la longitud del total del Taper.

Las dimensiones de lo ya mencionado se muestran en la Tabla 3-2.

Variable	Valor [mm]
a	5
b	8
x	0.525
T	12

Tabla 3-2: Valores de Taper lineal.

Otros valores que pueden ser útiles son considerados en la Tabla 3-3:

	Valor [mm]
Grosor del substrato	0.127
Grosor de las placas	0.035
Separación entre las placas	0.100

Tabla 3-3: Datos de la línea ranurada.

### 3.2.1. RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA

La Figura 3-6 muestra los resultados obtenidos para el parámetro  $S_{11}$  en un rango de frecuencias de 34 a 43 GHz. Podemos observar que su frecuencia central de operación  $f_c = 41.1$  GHz es un poco superior a la banda que usaremos y su coeficiente de reflexión, en su punto más bajo es  $\Gamma_1 = -13.62$  dB es deficiente para la tecnología de 5G, donde los valores para el coeficiente de reflexión son  $\Gamma_1 < 0.03$  que es equivalente a  $-15$  dB aproximadamente.

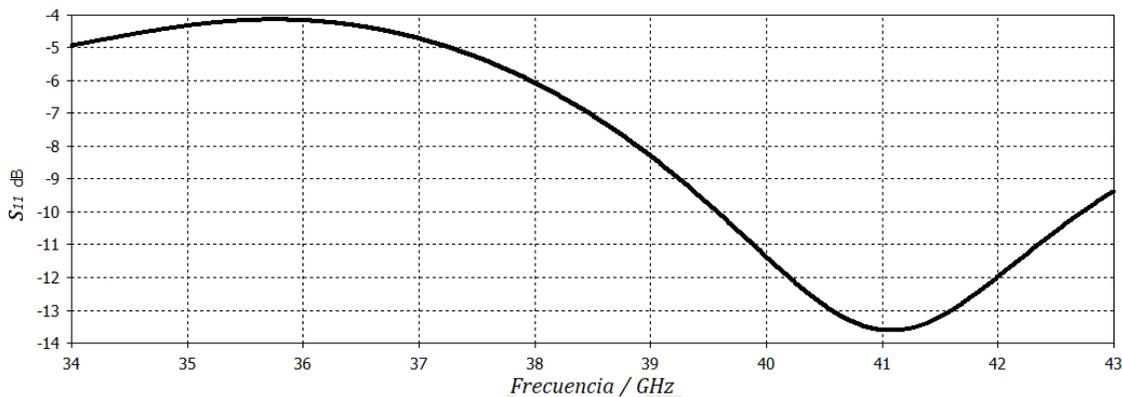


Figura 3-6: Gráfica del parámetro  $S_{11}$  para un Taper lineal como *antena aislada*.

La relación de onda estacionaria (VSWR) en la Figura 3-7 muestra valores menores a 2 en una banda de 39.4 a 42.9 GHz. Esta gráfica presenta una banda de operación con un ancho de banda de 3.5 GHz. Aunque la gráfica tiene una VSWR aceptable, no es útil en la banda de operación deseada debido a que su coeficiente de reflexión es mucho mayor a  $-15$  dB y el VSWR es superior a 2.

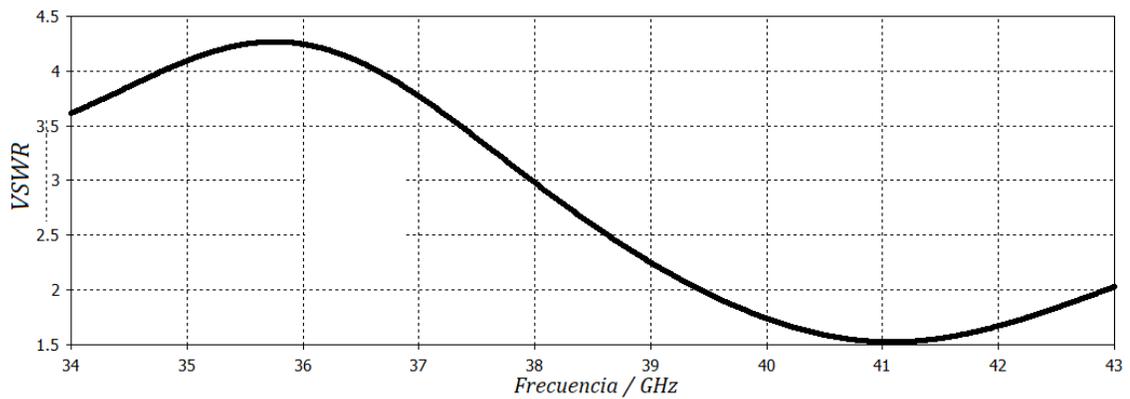


Figura 3-7: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper lineal como *antena aislada*.

Como se puede observar, en ambos gráficos el patrón de radiación se bifurca en  $f_c = 38.5$  GHz por lo cual no es óptimo. El patrón de radiación correspondiente al plano  $E$  se muestra en la Figura 3.8, 3-8 muestra un gráfico del plano  $E$ , mientras que en la Figura 3-9 se tiene al plano  $H$ .

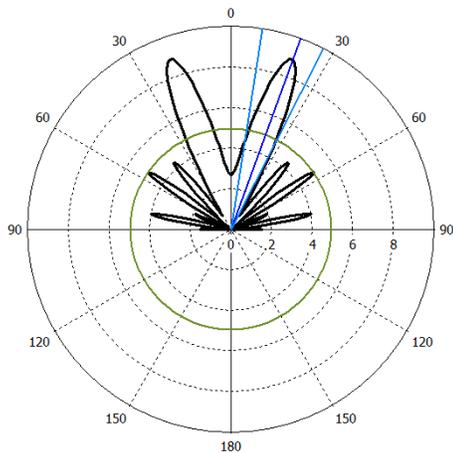


Figura 3-8: Patrón de Radiación en Plano  $E$ .

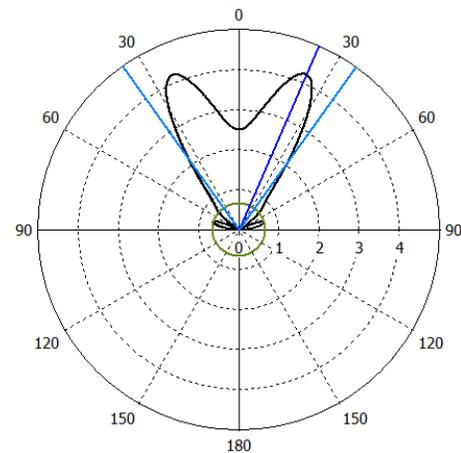


Figura 3-9: Patrón de Radiación en Plano  $H$ .

Las características de radiación para cada uno de los planos se dan en la Tabla 3-4. Como ya se mencionó son parámetros de la antena que hacen que el rendimiento de la antena no sea aceptable; por lo que se procedió a realizar mejoras en la longitud del Taper, donde inicialmente

se consideró una longitud de 12 mm, y que al ser más largo mejoraría considerablemente el patrón de radiación, unificando el lóbulo principal y por ende la ganancia de la antenna sería mayor.

Lóbulo Principal	Plano <i>E</i>	Plano <i>H</i>
Directividad [1]	8.27	4.2
Dirección [°]	19.7	23.3
Ancho del Haz a 3 dB [°]	18.2	70.8
Lóbulos Laterales [dB]	-2.5	-8.1

Tabla 3-4: Características de radiación del Taper lineal como *antena aislada*.

En la Figura 3-10 y 3-11 se muestra el plano *E* y *H*, respectivamente, teniendo ahora una longitud de 22.8 mm. En comparación con las Figuras 3-8 y 3-9 se confirma que el patrón de radiación sí mejora demasiado, en la mayoría de los casos, como se muestra en la Tabla 3-5.

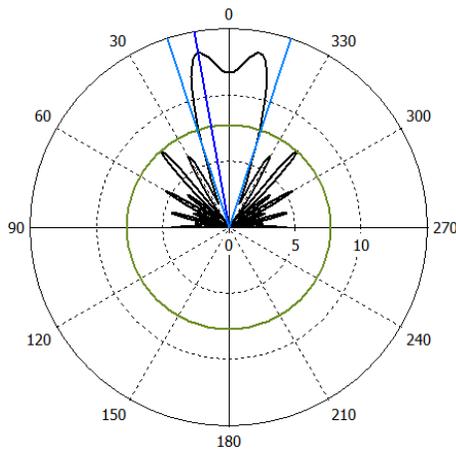


Figura 3-10: Patrón de Radiación en Plano *E* mejorado.

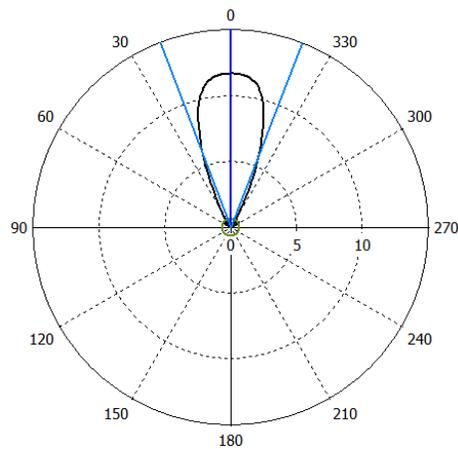


Figura 3-11: Patrón de Radiación en Plano *H* mejorado.

Lóbulo Principal	Plano <i>E</i>	Plano <i>H</i>
Directividad [1]	13.3	11.6
Dirección [°]	9.8	-0.3
Ancho del Haz a 3 dB [°]	36.1	41.9
Lóbulos Laterales [dB]	-2.3	-12.1

Tabla 3-5: Características de radiación mejoradas del Taper lineal como *antena aislada*.

Al mejorar el patrón de radiación se trató de mejorar también el acoplamiento con el generador a través de un Stub en paralelo (Figura 3-12) pero al introducirlo y variarlo a lo largo de la línea ranurada, los resultados de los parámetros  $S_{11}$  se ven alterados en la frecuencia de operación de  $f_c = 38.5$  GHz, haciendo deficiente su uso para las comunicaciones móviles de 5G pero útiles para bandas de frecuencia inferiores, aunque su principal desventaja es que el ancho de banda se estrecha, como se aprecia en la Figura 3-13,.

donde  $z$  es la variación del Stub a lo largo de la línea ranurada

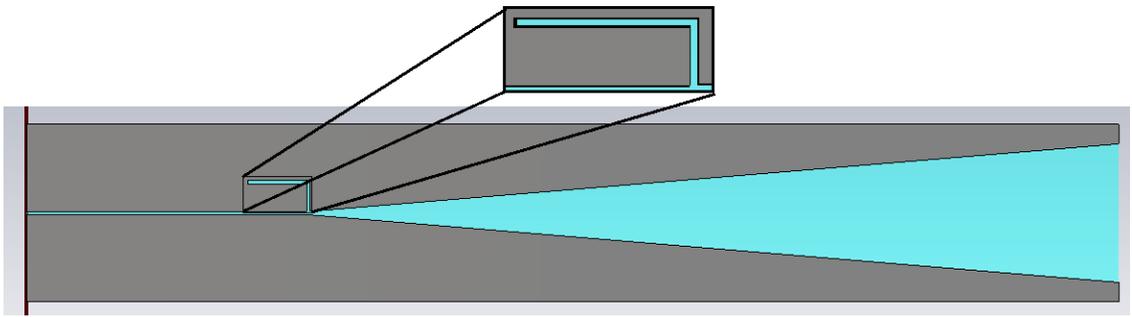


Figura 3-12: Taper lineal con Stub en paralelo.

Las dimensiones del Stub en paralelo son de  $\frac{1}{4}\lambda_g$  y  $\frac{1}{8}\lambda_g$ , donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda del generador. En base a la ecuación 3-4,  $\beta$  es el número de onda (dato obtenido de la simulación,  $896.66 \frac{1}{m}$ ) que nos dará la el valor asociado a  $\lambda_g$ , asociado a la frecuencia de  $f = 42.8$  GHz, como se observa en la ecuación 3-5.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3-4)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = 7mm \quad (3-5)$$

$$\frac{1}{4}\lambda_g = 1.75mm; \quad \frac{1}{8}\lambda_g = 875\mu m \quad (3-6)$$

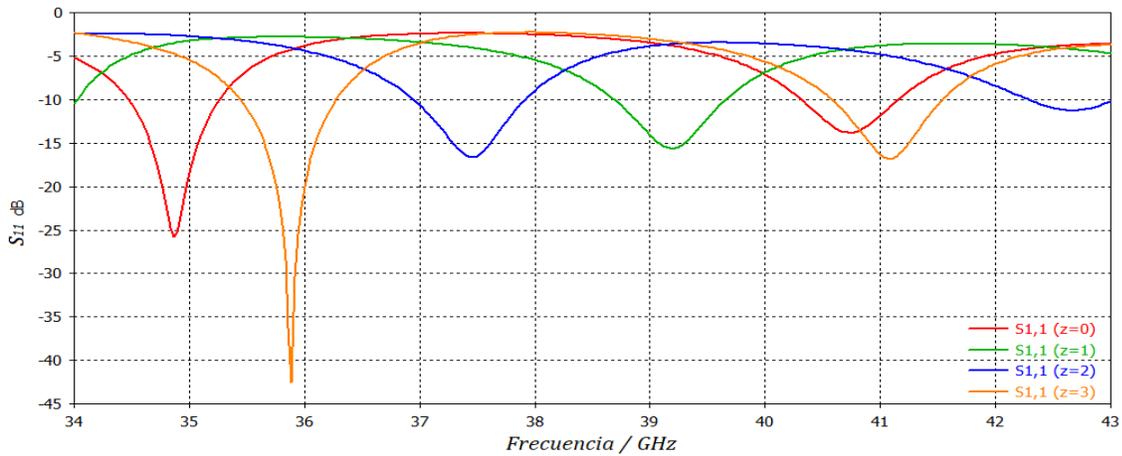


Figura 3-13: Parámetros  $S_{11}$  con Taper lineal y Stub, como *antena aislada*, donde  $z$  es la variación del Stub a lo largo de la línea ranurada.

### 3.2.2. RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO

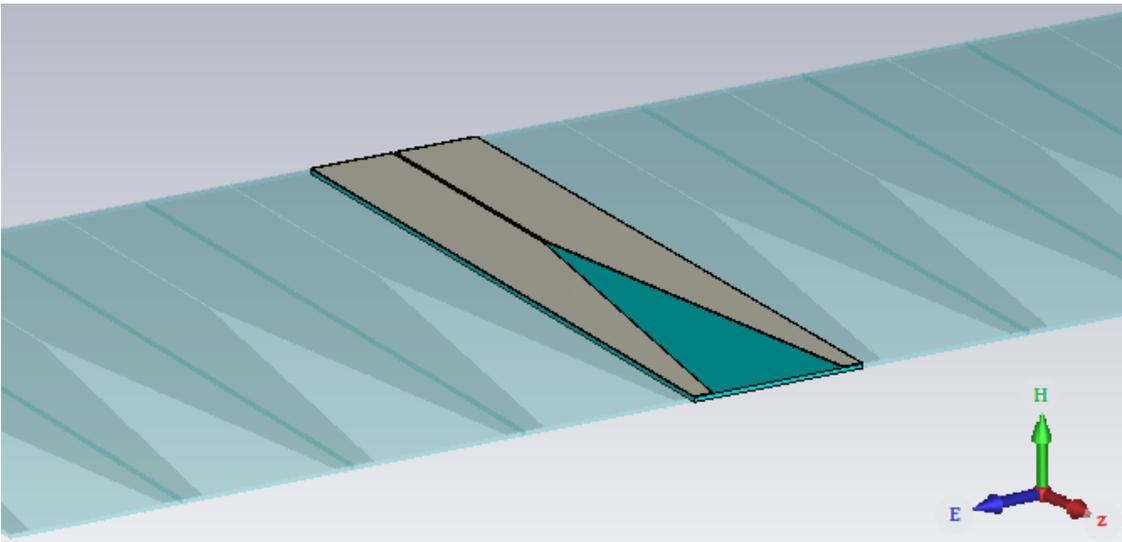


Figura 3-14: Arreglo periódico infinito de Taper lineal con elemento central radiante.

Los resultados en *ambiente periódico infinito* muestran un despliegue muy similar a los vistos en la *antena aislada*, considerando que ambos parten del mismo modelo en el diseño del Taper, con la diferencia de que ahora son considerados como un arreglo lineal donde el único elemento radiante es el central, como el mostrado en la Figura 3-14. Cabe mencionar que

los efectos de las antenas adyacentes sobre el elemento central mejoran considerablemente el funcionamiento, comenzando por el parámetro  $S_{11}$  como se aprecia en la Figura 3-15.

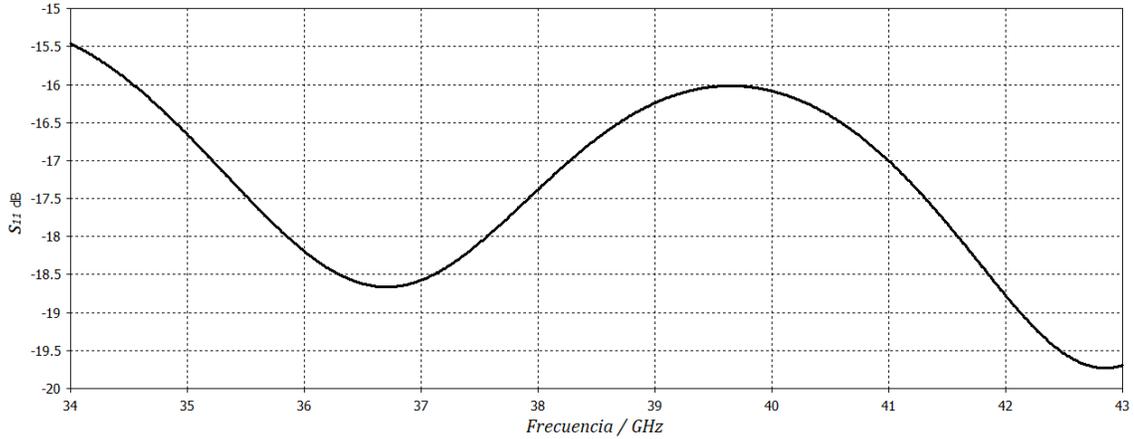


Figura 3-15: Gráfica del parámetro  $S_{11}$  para un Taper lineal en *ambiente periódico infinito*.

En comparación con la Figura 3-6 se aprecia una mejora considerable en el parámetro  $S_{11}$ , de igual manera podemos ver que la frecuencia donde su funcionamiento mejora es a  $f_c = 42.9$  GHz aunque también es aceptables para frecuencias inferiores a  $f_c$ .

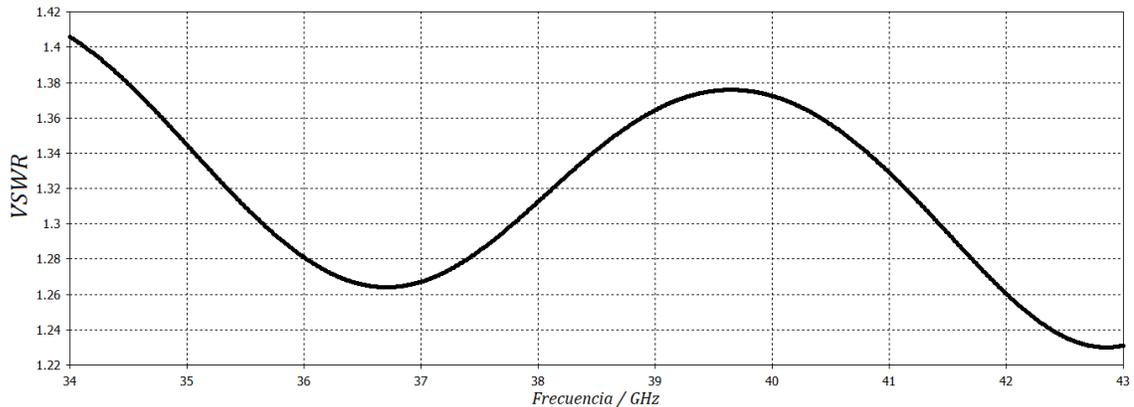


Figura 3-16: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper lineal en *ambiente periódico infinito*.

Como se puede ver en la Figura 3-16, el uso de un *ambiente periódico* es beneficioso también para relación de onda estacionaria dado que permite que esta esté por debajo de 1.4 en el rango de frecuencias mostrado, lo cual se interpreta como un acoplamiento aceptable.

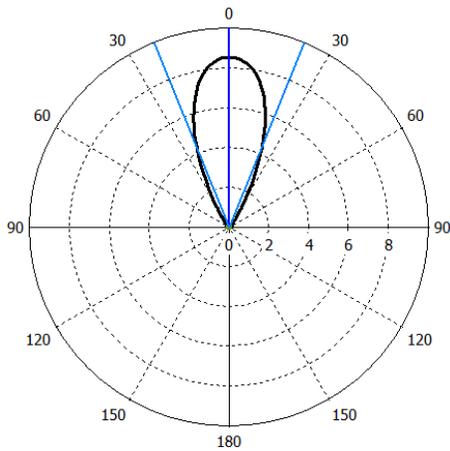


Figura 3-17: Patrón de Radiación de arreglo periódico en Plano  $E$ .

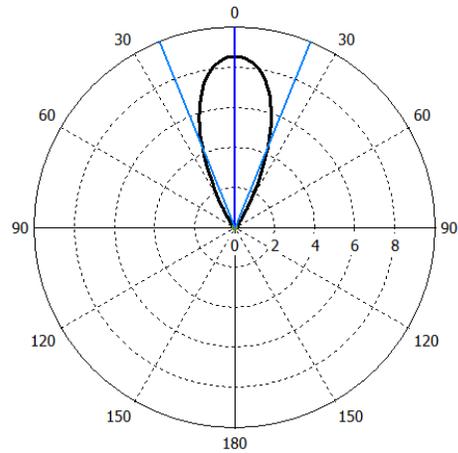


Figura 3-18: Patrón de Radiación de arreglo periódico en Plano  $H$ .

Lóbulo Principal	Plano $E$	Plano $H$
Directividad [1]	8.53	8.53
Dirección [°]	0.0	0.0
Ancho del Haz a 3 dB [°]	49.7	44.2
Lóbulos Laterales [dB]	-17.9	-17.5

Tabla 3-6: Características de radiación del Taper lineal periódico.

En cuanto a los patrones de radiación de una antena en *espacio abierto* y una en *ambiente periódico* se observa que existen mejoras considerables en cuanto a Dirección y nivel de los Lóbulos laterales, mientras que en la Directividad y del Ancho de haz tenemos “desventajas” en para ambos casos, aunque si bien, pareciera que empeoran en la Tabla 3-6 con respecto a la Tabla 3-5 podemos ver en los patrones de radiación que es todo lo contrario, dado que el Haz principal se unifica y los Lóbulos laterales disminuyen considerablemente.

### 3.3. PROPUESTA DE TAPER CON TRANSFORMADOR SUAVE EXPONENCIAL

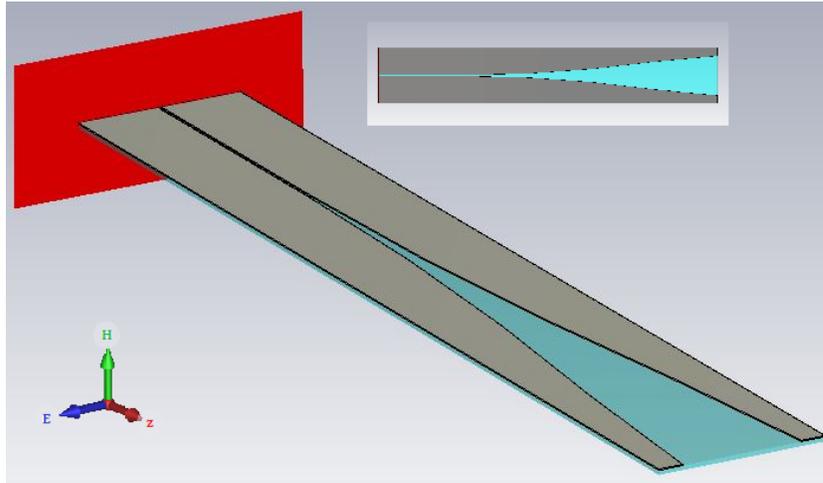


Figura 3-19: Propuesta de Taper con Transformador suave exponencial en CST Studio.

Como se pudo ver en la sección anterior, la propuesta de un Taper lineal nos ofrece una respuesta aceptable en la mayoría de sus parámetros aunque su principal desventaja está en que funciona en banda estrecha, por lo tanto, no puede soportar las necesidades exigidas para 5G. El auxiliarnos de otros modelos de antenas TSA nos lleva a las antenas VIVALDI, en las cuales el Taper empleado tiene un crecimiento exponencial hacia el extremo de la abertura final, como se muestra en la Figura 3-19. Aunque esta propuesta no utiliza precisamente un crecimiento exponencial, cumple con las características necesarias para formar un patrón de radiación direccivo, con ganancia y directividad aceptable para los requerimientos de 5G.

#### 3.3.1. TEORÍA DEL TRANSFORMADOR SUAVE EXPONENCIAL

De acuerdo con Pozar [5] una impedancia de carga real arbitraria puede ser acoplada con una línea sobre un ancho de banda deseado mediante el uso de transformadores de acoplamiento multiseccionales. A medida que aumenta el número  $N$  de secciones discretas del transforma-

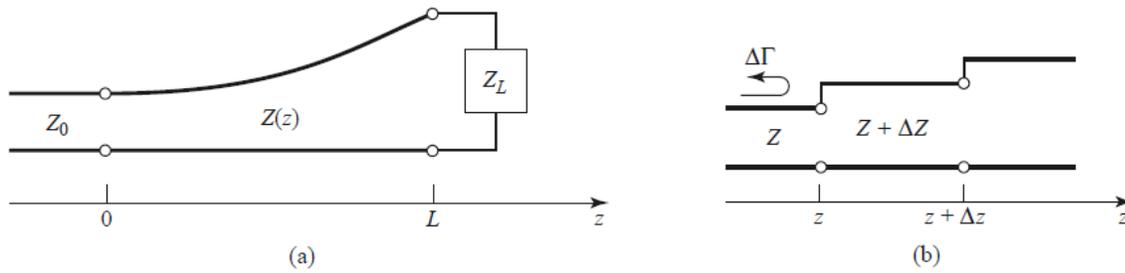


Figura 3-20: (a) Acoplamiento de línea de transmisión a la carga a través de Taper. (b) Modelo para un cambio de paso incremental en la impedancia del Taper. Tomado de [5], Fig. 5.18, © 2012.

dor, la variación impedancia característica entre las secciones cambia de manera gradual, y la geometría del transformador se aproxima a una línea continua. En la práctica, un transformador multiseccional debe tener una longitud finita, a menudo no más de unas pocas secciones. Esto sugiere que, en lugar de secciones discretas, el transformador puede estrecharse continuamente, como se muestra en la Figura 3-20(a). Se pueden obtener diferentes características de banda de paso utilizando diferentes tipos de Tapers.

Utilizando una teoría aproximada, basada en la teoría de pequeñas reflexiones, para predecir la respuesta del coeficiente de reflexión en función de la impedancia característica del Taper contra la posición,  $Z(z)$ . Considerando la continuidad de línea del Taper de la Figura 3-20(a) que está compuesta por un número de secciones incrementales de longitud  $\Delta z$ , con un cambio de impedancia  $\Delta Z(z)$  de una sección a la siguiente, como se muestra en la Figura 3-20(b). El coeficiente de reflexión incremental del paso de impedancia en  $z$  está dado por:

$$\Delta\Gamma = \frac{(Z + \Delta Z) - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \approx \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (3-7)$$

Aplicando el límite  $\Delta z \rightarrow 0$  tenemos un diferencial exacto:

$$d\Gamma = \frac{dZ}{2Z} = \frac{1}{2} \frac{d\left(\frac{\ln Z}{Z_0}\right)}{dz} dz \quad (3-8)$$

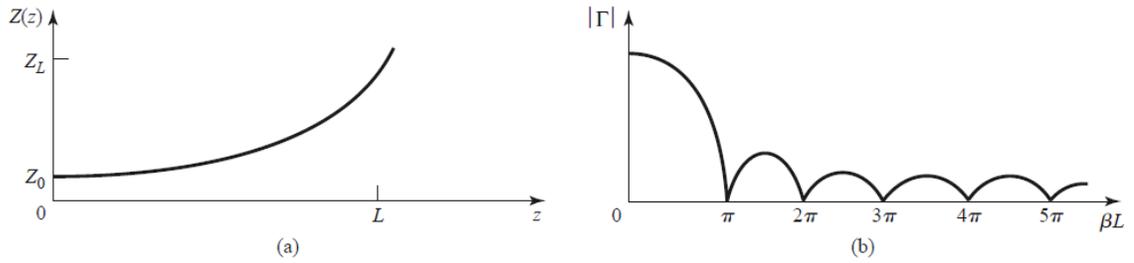


Figura 3-21: (a) Variación de la impedancia. (b) Coeficiente de reflexión resultante respuesta en magnitud.

Donde:

$$\frac{d(\ln f(z))}{dz} = \frac{1}{f} \frac{df(z)}{dz} \quad (3-9)$$

Usando la teoría de reflexiones pequeñas, podemos encontrar el coeficiente de reflexión total en  $z = 0$  sumando todas las reflexiones parciales con sus cambios de fase apropiados.

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_{z=0}^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} \ln \left( \frac{Z}{Z_0} \right) dz \quad (3-10)$$

Donde  $\theta = 2\beta l$ . Si  $Z(z)$  es conocido,  $\Gamma(\theta)$  se puede encontrar como función de la frecuencia.

Considerando la propuesta de un Taper exponencial, donde:

$$Z(z) = Z_0 e^{\alpha z} \text{ para } 0 < z < L \quad (3-11)$$

como se indica en la Figura 3-21(a). En  $z = 0$ ,  $Z(0) = Z_0$ . En  $z = L$  deseamos tener  $Z(L) = Z_L = Z_0 e^{\alpha L}$ , que determina la constante  $\alpha$  como:

$$\alpha = \frac{1}{L} \ln \left( \frac{Z_L}{Z_0} \right) \quad (3-12)$$

Para encontrar  $\Gamma(\theta)$  usando las ecuaciones 3-11 y 3-12 en 3-10, tenemos:

$$\begin{aligned}
\Gamma(\theta) &= \frac{1}{2} \int_0^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} (\ln e^{\alpha z}) dz \\
&= \frac{\ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)}{2L} \int_0^L e^{-j\beta z} dz \\
&= \frac{\ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)}{2} e^{-j\beta L} \frac{\text{sen } \beta L}{\beta L}
\end{aligned} \tag{3-13}$$

En esta derivación asume que  $\beta$ , la constante de propagación del Taper, no es una función de  $z$ , una suposición generalmente válida solo para las líneas TEM.

La magnitud del coeficiente de reflexión en la ecuación 3-13 se muestra en la Figura 3-21(b); teniendo en cuenta que los picos en  $|\Gamma|$  disminuyen con el aumento de la longitud, como se podría esperar, y que la longitud debería ser mayor que  $\frac{\lambda}{2}$ , con  $\beta L > \pi$ , para minimizar la falta de acoplamiento en bajas frecuencias.

### 3.3.2. FORMULACIÓN DEL POLINOMIO EN MATLAB

El estudio de la antena en esta propuesta nos lleva a la generación de un polinomio para el Taper con una abertura suave hacia su exterior que cumpla la característica de reflexiones mínimas en su transición al medio de propagación. Para el desarrollo de este Taper se tomaron los valores de referencia de la Tabla 3-1, generados a partir de la variación de la separación en las placas que componen la línea ranurada y con ello realizar la adaptación de la impedancia de entrada de  $88 \Omega$  con la impedancia intrínseca del vacío de  $120\pi \Omega$ .

En base a la Ecuación 3-12 se obtuvo un valor constante  $\alpha$  que relaciona la impedancia de entrada de  $Z_0 = 88 \Omega$ , con la impedancia intrínseca del vacío, que como ya se mencionó es de  $Z_L = 120\pi \Omega$ , y la longitud que tendrá el Taper, la cual será considerada de  $L = 22.8 \text{ mm}$ . Teniendo un valor para la constante  $\alpha$  y sustituyendo en la Ecuación 3-11 se obtiene la gráfica de la Figura 3-22 donde podemos asociar un valor de impedancia a cada posición en la longitud

del Taper.

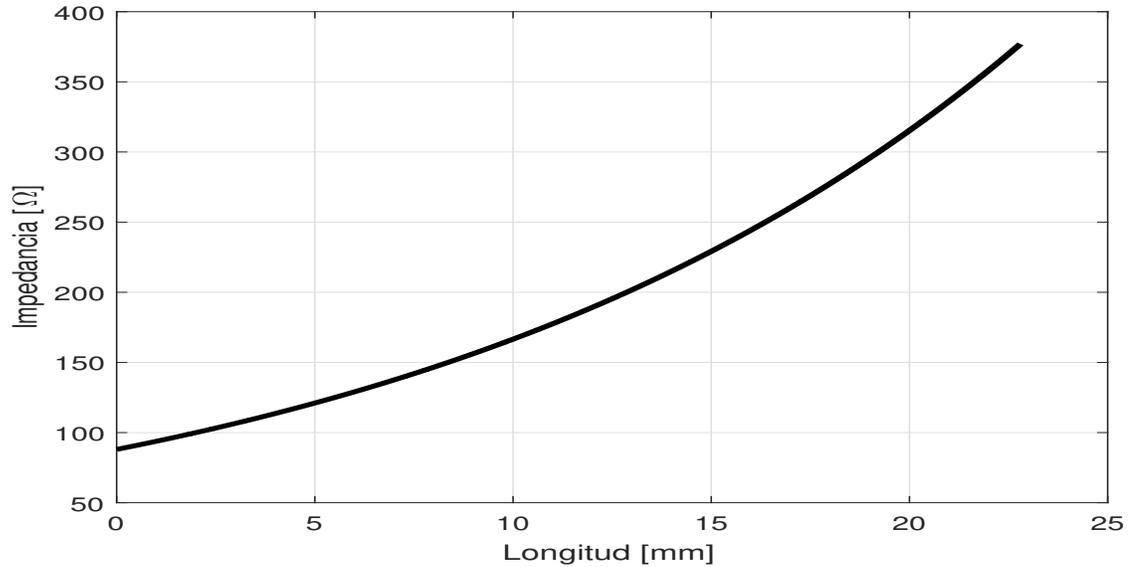


Figura 3-22: Gráfica de la relación entre la Longitud e Impedancia del Taper.

Apoyándonos de los datos obtenidos de la variación de la separación entre las placas de la Tabla 3-1 se puede obtener la gráfica mostrada en la Figura 3-23, en la cual se nos muestra la relación entre la altura del Taper ( $a$ ) y la impedancia generada debido a la separación entre las placas que conforman al Taper. Puesto que los puntos en la gráfica son limitados fue necesario hacer uso de la interpolación de los mismos, generando un polinomio de grado 9, Ecuación 3-14, que permitiera la manipulación de los datos de la impedancia en cualquier punto del ancho del Taper.

$$z(a) = 876a^9 - 7566a^8 + 27520a^7 - 54861a^6 + 65379a^5 - 47745a^4 + 21169a^3 - 5526a^2 + 931a + 52 \quad (3-14)$$

Si hacemos uso de la Ecuación 3-14 podemos obtener la impedancia del ancho del Taper en un rango de  $[0, 2]$  mm. De la Ecuación 3-11, tenemos a la impedancia en función de la longitud

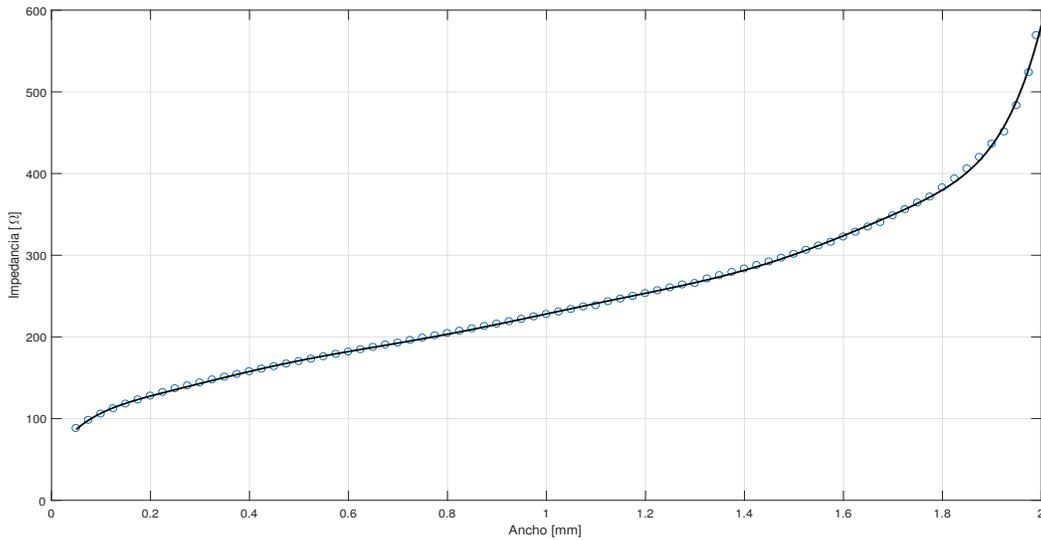


Figura 3-23: Gráfica de la relación entre el Ancho del Taper y la Impedancia del mismo.

del Taper, donde al despejar a  $z$  podemos obtener la longitud en función de la impedancia del Taper, Ecuación 3-15, que serán los datos obtenidos previamente del a Ecuación 3-14, sabiendo que los datos de impedancia debe coincidir tanto para el largo como para el ancho del Taper estas variables deberán se las mismas, por lo tanto,  $z(a) = Z(z)$ . Resumiendo todo lo anterior en la gráfica de la Figura 3-24.

$$z = \frac{1}{\alpha} \ln\left(\frac{z(a)}{Z_0}\right) \quad (3-15)$$

Haciendo uso de un polinomio de grado 7 de la gráfica de la Figura 3-24 obtenemos la Ecuación 3-16 que será usado para el diseño en CST Studio Suite<sup>®</sup> 2018.

$$a(L) = -2.1 \times 10^{-9} L^7 + 2.3 \times 10^{-7} L^6 - 9 \times 10^{-6} L^5 + 0.00016 L^4 - 0.0012 L^3 + 0.007 L^2 + 0.0021 L + 0.05 \quad (3-16)$$

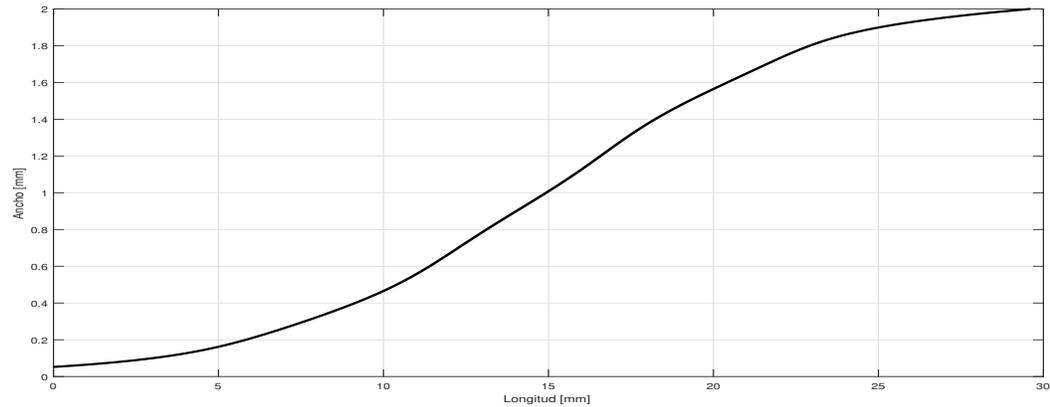


Figura 3-24: Gráfica de la relación entre la Longitud Ancho del Taper.

Donde:

$L$  es una variable dependiente que representa a la longitud.

$a$  es una variable que representa el ancho del Taper.

### 3.3.3. RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA

La Figura 3-25 muestra los resultados obtenidos para el parámetro  $S_{11}$  en un rango de frecuencias de 34 a 43 GHz. Podemos observar que no existe una frecuencia central de operación óptima por debajo de los  $-10dB$  y, por lo tanto, es deficiente para la tecnología de 5G.

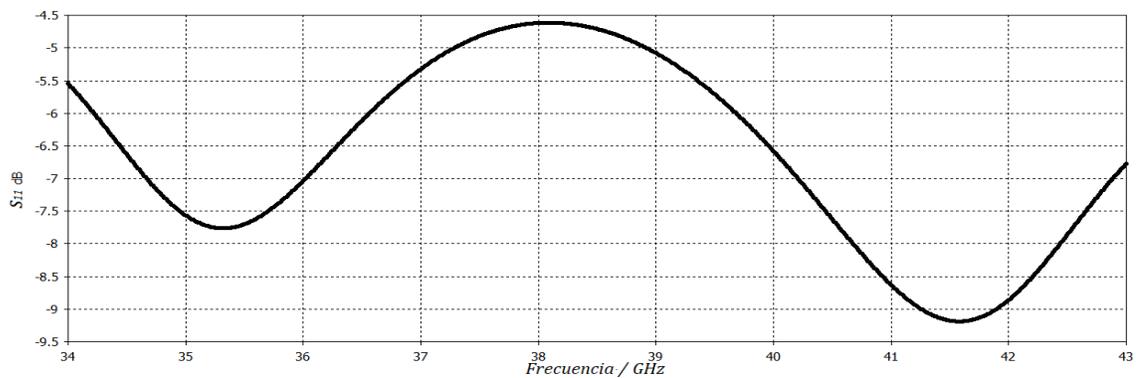


Figura 3-25: Gráfica del parámetro  $S_{11}$  para un Taper con Transformador suave exponencial como *antena aislada*.

La VSWR mostrada en la Figura 3-26 nos enseña un panorama muy similar al visto en el parámetro  $S_{11}$  de la Figura 3-25, dado que la relación de onda estacionaria está por encima de los valores aceptables, reflejando más de lo que se transmite, siendo ineficiente para una buena transmisión de información.

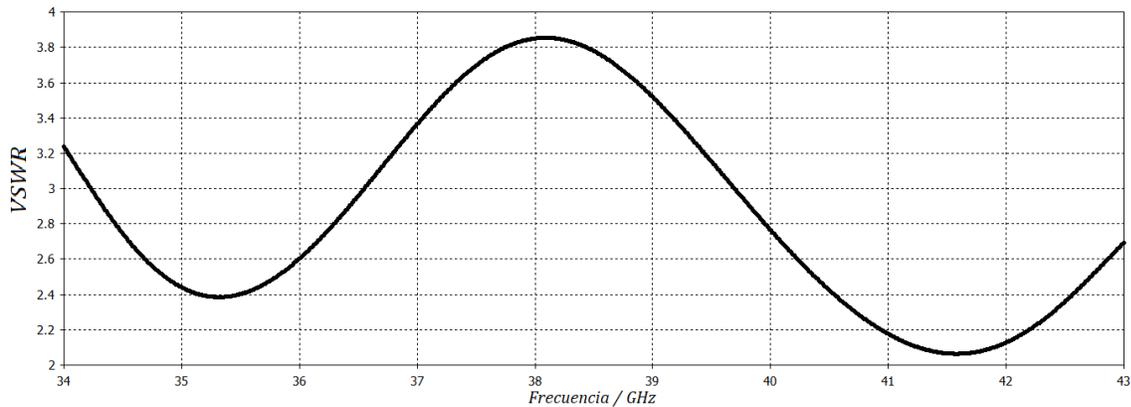


Figura 3-26: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper con Transformador suave exponencial como *antena aislada*.

Al igual que en la propuesta anterior, el patrón de radiación presentado en la Figura 3-27 muestra un gráfico del plano  $E$ , mientras que en la Figura 3-28 se tiene al plano  $H$ . Como se puede observar, en el gráfico del patrón de radiación en el plano  $E$  se bifurca ligeramente mientras que en el plano  $H$  es casi imperceptible.

Las características de los patrones de radiación para cada uno de los planos se dan en la Tabla 3-7. Aunque si bien, los patrones de radiación mejoran en comparación con los de la propuesta de Taper lineal, no son eficientes en lo relacionado con la transmisión dado que no existe siquiera un ancho de banda en el cual pueda operar de manera exitosa. Comparando los datos de la Tabla 3-5 y la Tabla 3-7 podemos observar que son muy similares y con una mayor directividad, sin la necesidad del uso de Stubs en la sección ranurada.

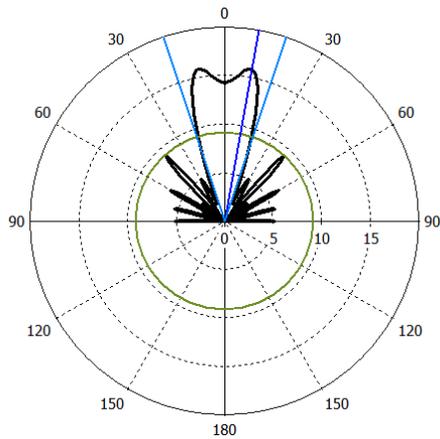


Figura 3-27: Patrón de Radiación en Plano  $E$ .

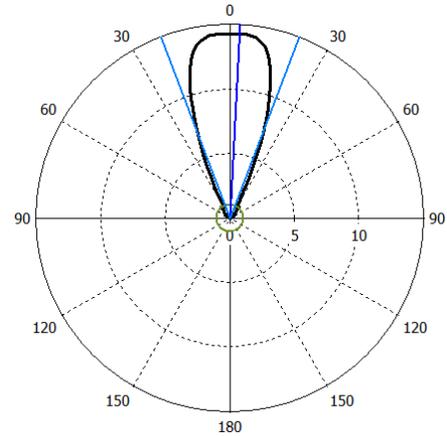


Figura 3-28: Patrón de Radiación en Plano  $H$ .

Tabla 3-7: Características de radiación del Taper con transformador suave exponencial como *antena aislada*.

Lóbulo Principal	Plano $E$	Plano $H$
Directividad [1]	15.9	14.3
Dirección [°]	10.0	3.0
Ancho del Haz a 3 dB [°]	36.4	41.8
Lóbulos Laterales [dB]	-2.4	-11.1

### 3.3.4. RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO

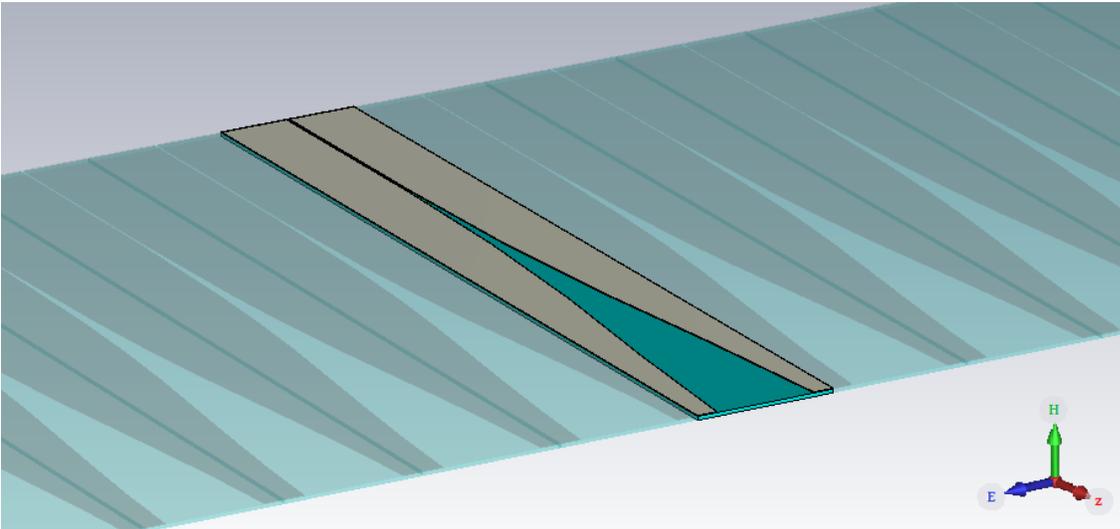


Figura 3-29: Arreglo periódico infinito para un Taper con Transformador suave exponencial con elemento central radiante.

El uso de un *ambiente periódico infinito*, como ya se pudo observar en la propuesta anterior, mejora considerablemente los resultados en todos los parámetros mostrados en esta tesis. En la figura 3-30, la gráfica del parámetro  $S_{11}$  tiene una repuesta completamente invertida en el rango de frecuencias mostrado, comparado con la Figura 3-25, además de que la curva está por debajo de los  $-14dB$ .

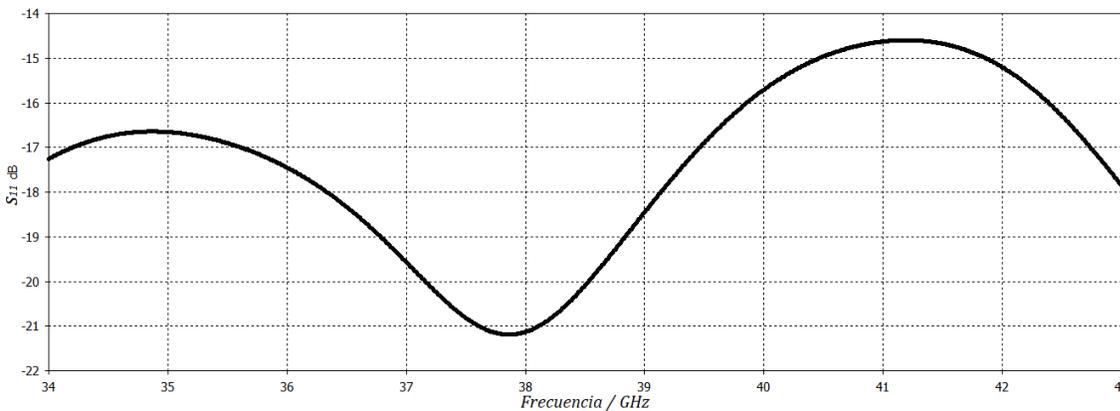


Figura 3-30: Gráfica de parámetros  $S_{11}$  para un Taper con Transformador suave exponencial en *ambiente periódico infinito*.

Al tener un *ambiente periódico infinito* las afectaciones son beneficiosas para la banda en la que queremos operar. Además de tener una respuesta favorable en el parámetro  $S_{11}$ , como ya se vio, también la hay en la VSWR que es inferior a la 1.5, dando un transmisión muy aceptable en toda la banda mostrada en la gráfica de la Figura 3-31

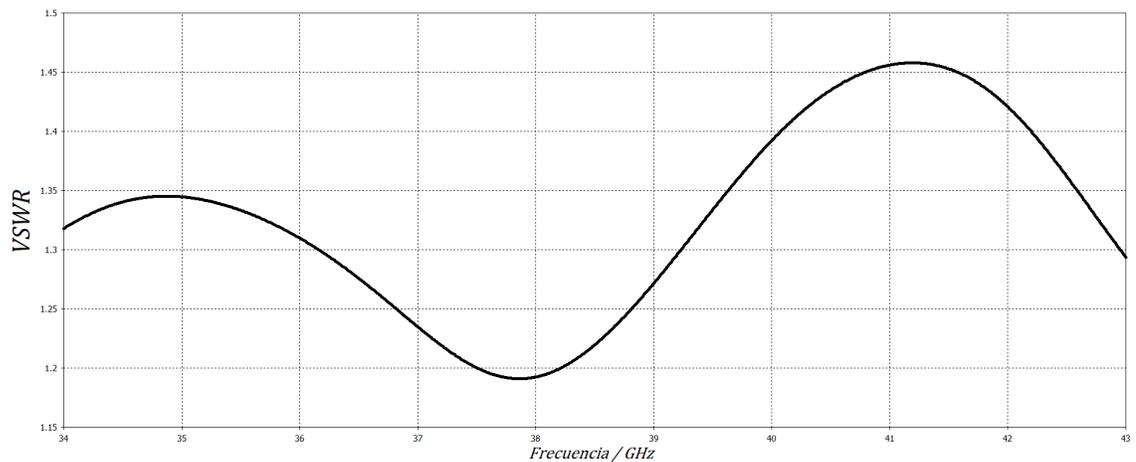


Figura 3-31: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper con Transformador suave exponencial en *ambiente periódico infinito*.

En cuanto a los patrones de radiación mostrados en la figura 3-32 y 3-33 observamos que tienen una dirección de radiación máxima situada en  $0^\circ$  y ventajas en cuanto a los Lóbulos laterales de cada uno de los planos ya que son menores, comparados con las Figuras anteriores, pudiendo concentrar más la potencia en el lóbulo principal y evitando interferencia durante el barrido del haz a lo largo del arreglo lineal que se pretende hacer. Aunque existen cambios en cuanto a directividad y el Ancho del haz dado que también bajan.

Lóbulo Principal	Plano $E$	Plano $H$
Directividad [1]	8.92	8.92
Dirección [ $^\circ$ ]	0.0	0.0
Ancho del Haz a 3 dB [ $^\circ$ ]	49.0	46.6
Lóbulos Laterales [dB]	-17.2	-20.9

Tabla 3-8: Características de radiación del Taper con Transformador suave exponencial en *ambiente periódico infinito*.

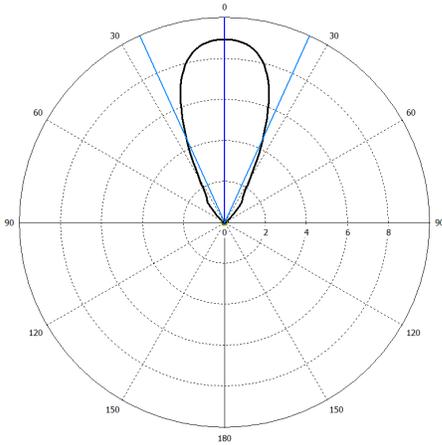


Figura 3-32: Patrón de Radiación en Plano  $E$ .

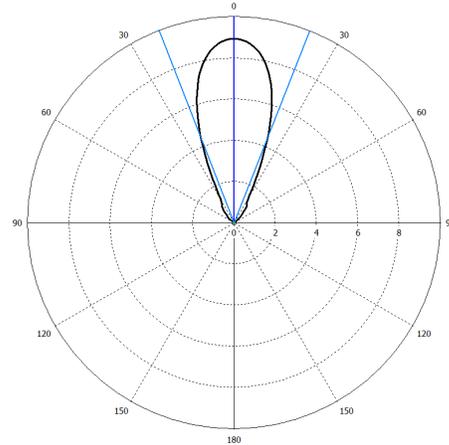


Figura 3-33: Patrón de Radiación en Plano  $H$ .

### 3.4. PROPUESTA DE TAPER EXPONENCIAL BASADO EN EL ESCALAMIENTO DE UNA ANTENA DE BAJA FRECUENCIA

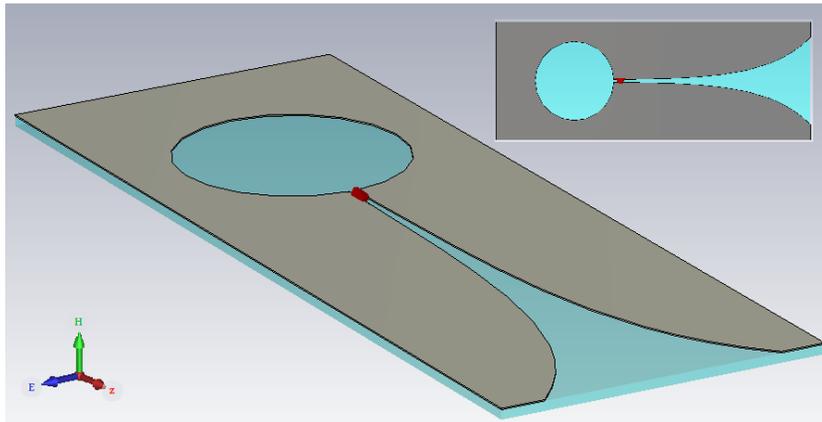


Figura 3-34: Propuesta de Taper Exponencial en CST Studio.

En la propuesta hecha en "Parameter Study and Design of Wide-Band Widescan Dual-Polarized Tapered Slot Antenna Arrays"[1] se nos deja en claro que, el rendimiento general de un arreglo puede optimizarse seleccionando juiciosamente una combinación de parámetros dentro del

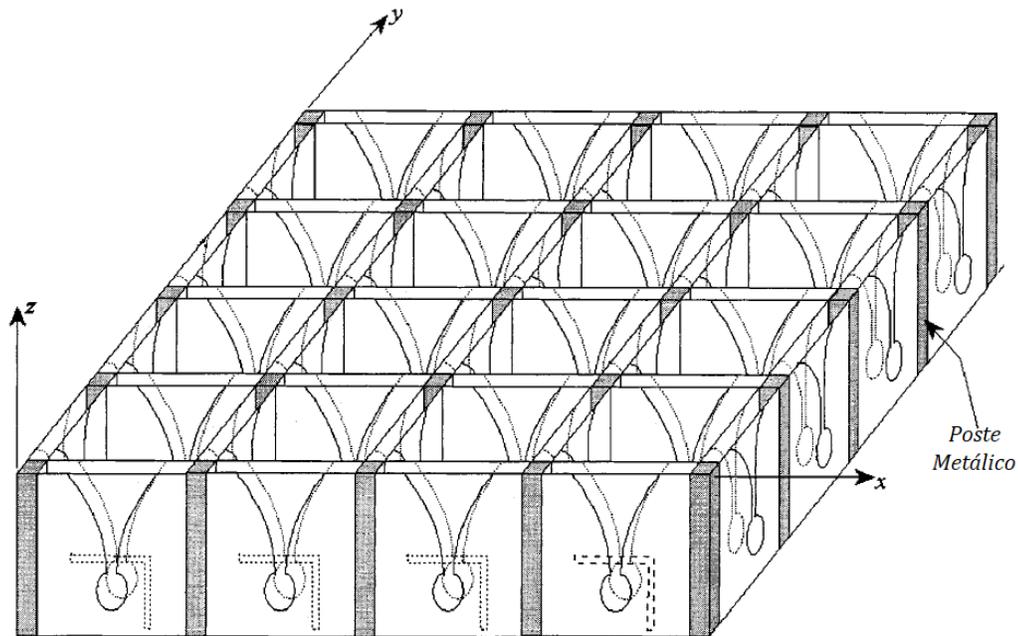


Figura 3-35: Taper Exponencial de polarización dual. Tomado de [1], Fig. 1, © 2000 IEEE.

mismo sistema. Si bien, en este capítulo estamos haciendo análisis de un elemento único podemos valernos del mismo juicio y obtener resultados favorables de esta antena. El arreglo de antenas mostrado en el documento está basado en elementos Vivaldi, que no como ya se mencionó tienen características de radiación y ancho de banda excelentes para aplicaciones en 5G e IoT.

En este documento se nos presentan arreglos de doble polarización, los cuales tienen la ventaja de la diversidad de polarización. Esto es especialmente importante en aplicaciones de radar y detección remota, que son un caso similar a lo que pretende realizar 5G en la telefonía móvil. Aunque se destaca que, un diseño que tenga un buen rendimiento en ambas polarizaciones para todos los ángulos de exploración de interés también puede ser más difícil de lograr.

Diseñar un arreglo de escaneo de banda ancha también resulta difícil. Típicamente, el espaciado entre elementos debe ser menos de la mitad de la longitud de onda de espacio libre de la frecuencia más alta para evitar los lóbulos de rejilla. la interacción mutua entre los elementos

radiantes puede ser bastante grande y esto puede causar escaneo-ciego y/o anomalías dentro del ancho de banda y volumen de exploración deseados.

Como ya se mencionó, el documento en el cual está basada esta propuesta es el de un análisis de un arreglo bidimensional de polarización dual, como el mostrado en la Figura 3-35, el cual tiene separaciones entre cada elemento mediante postes metálicos y cavidades formadas por planos de tierra. Cabe mencionar que la banda de frecuencias de operación está entre 1 a 6 GHz aproximadamente, por lo que las dimensiones de cada antenas son de orden centimétrico.

Para nuestro caso en particular, es necesario que las antenas sean lo suficientemente pequeñas para poder realizar una arreglo lineal, el cual haga una exploración de lo largo del eje del arreglo y pueda así, ser útil en la quinta generación.

### 3.4.1. GENERACIÓN DE TAPER A PARTIR DE FUNCIONES

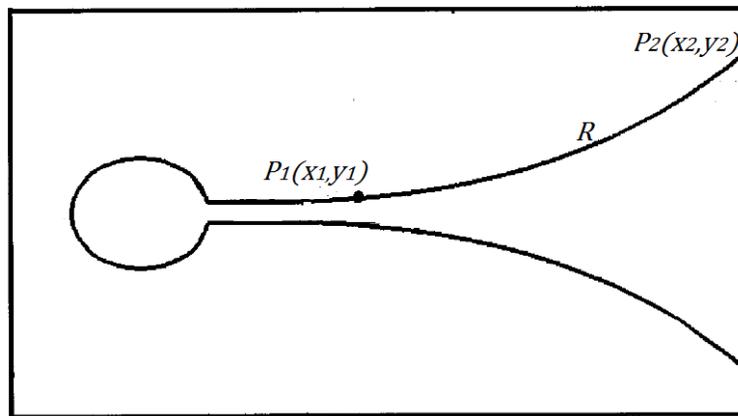


Figura 3-36: Antena de Taper Exponencial.

El estudio de este arreglo nos genera varias modificaciones al sistema, debido a que el rango de frecuencias es inferior al que necesitamos por la presente investigación. Sí bien, es útil en la banda que se presenta, para nosotros fue necesario hacer una reducción de 10 veces en todas las dimensiones de los elementos. Pasando así también de longitudes centimétricas a milimétricas, que son más fáciles de manipular en todos los aspectos. Además de ello, también

surgieron modificaciones en el diseño, comparado con la Figura 3-35, dado que sólo se cuenta con el grabado de la placa en una sola cara del substrato y sin la línea cinta que alimenta a la antena.

Otra diferencia en esta propuesta es la generación del Taper, debido a que se hace uso funciones matemáticas, vistas también en otros documentos del IEEE. Así, el Taper está regido por la Ecuación 3-17.

$$x = C_1 e^{Rz} + C_2 \quad (3-17)$$

Donde

$$C_1 = \frac{x_2 - x_1}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}} \quad (3-18)$$

$$C_2 = \frac{x_1 e^{Rz_2} - x_2 e^{Rz_1}}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}} \quad (3-19)$$

$R$  representa la tasa de apertura de Taper,  $P_1(x_1, y_1)$  y  $P_2(x_2, y_2)$  son dos puntos mostrados en la Figura 3-36. Donde se deja muy evidente la variación que nos dará los resultados expuestos en los apartados siguientes.

### 3.4.2. RESULTADOS PARA UNA ANTENA AISLADA

El parámetro  $S_{11}$  mostrado en la Figura 3-37 nos muestra un ancho de banda bastante amplio y con óptimas condiciones para nuestro elementos en la banda de operación que se plantea. Esto resulta favorable debido a que la radia de buena manera en todo el rango de frecuencias mostrado y está por debajo de los  $-12 \text{ dB}$  haciendo que este elemento sea muy sostenible en 5G.

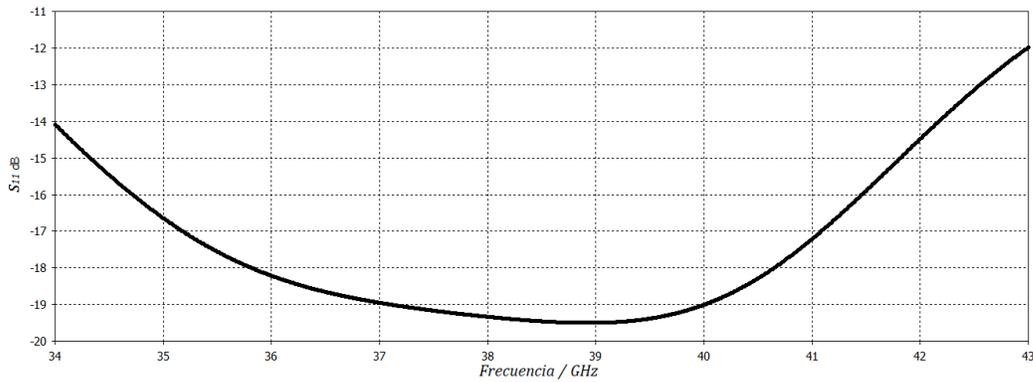


Figura 3-37: Gráfica del parámetro  $S_{11}$  para un Taper Exponencial como *antena aislada*.

Ya se hizo mención en la Figura 3-37 que el rendimiento es bueno en toda la banda mostrada y esto se reafirma en la Figura 3-38 dado que como ya se ha mencionado antes la VSWR es menor a 2, interpretando esto como una transmisión de datos en toda las frecuencias mostradas y mucho mejor en el rango de 37 a 40 GHz que es la que más nos interesa.

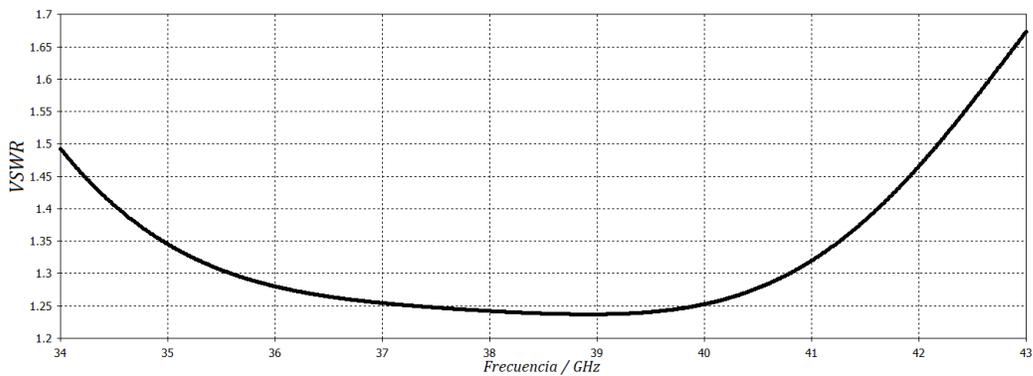


Figura 3-38: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper Exponencial como *antena aislada*.

Lóbulo Principal	Plano $E$	Plano $H$
Directividad [1]	13.2	11.8
Dirección [°]	13.0	0.0
Ancho del Haz a 3 dB [°]	52.2	60.0
Lóbulos Laterales [dB]	-12.2	-5.7

Tabla 3-9: Características de radiación del Taper Exponencial como *antena aislada*.

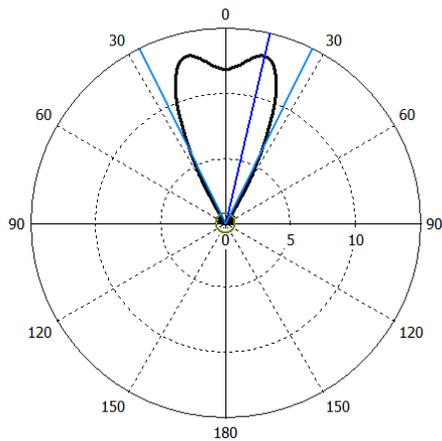


Figura 3-39: Patrón de Radiación en Plano  $E$ .

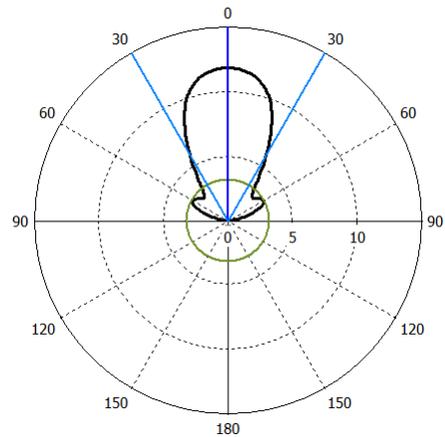


Figura 3-40: Patrón de Radiación en Plano  $H$ .

Los patrones de radiación mostrados en las Figuras 3-39 y 3-40 nos dan más características de los dos planos mostrados, dando una directividad menos en comparación con las propuestas anteriores pero sobresaliendo en la banda de operación con el VSWR y los parámetros  $S_{11}$ .

La Tabla 3-9 nos muestra que, aunque la directividad no es realmente alta, está presente en el patrón de radiación y tiene lóbulos laterales relativamente bajos.

### 3.4.3. RESULTADOS EN AMBIENTE PERIÓDICO INFINITO

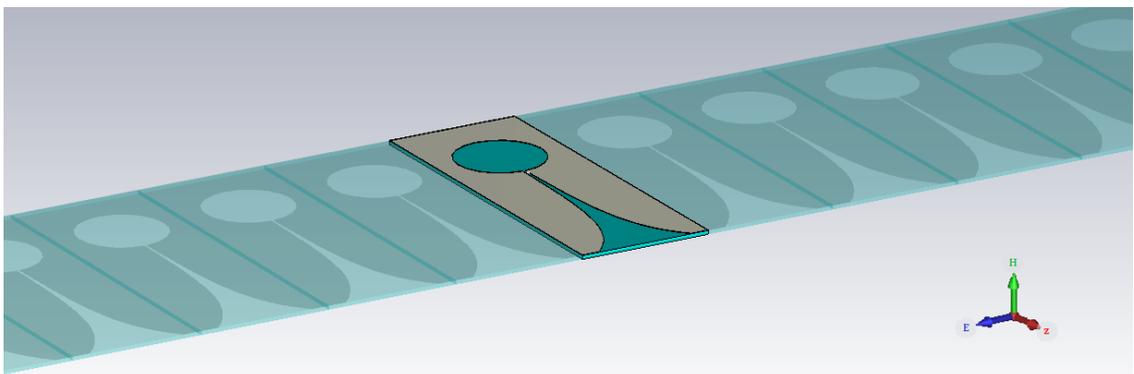


Figura 3-41: Arreglo periódico infinito para un Taper Exponencial con elemento central radiante.

Los parámetros mostrados en la Figura 3-42 nos da un panorama funcional para 5G, aunque no es tan agradable a la vista como el de la Figura 3-37 sigue cumpliendo con estar por debajo de los  $-12dB$ , en este caso por debajo de los  $-15dB$ , generando así una mejores condiciones en le ancho de banda deberá soportarse.

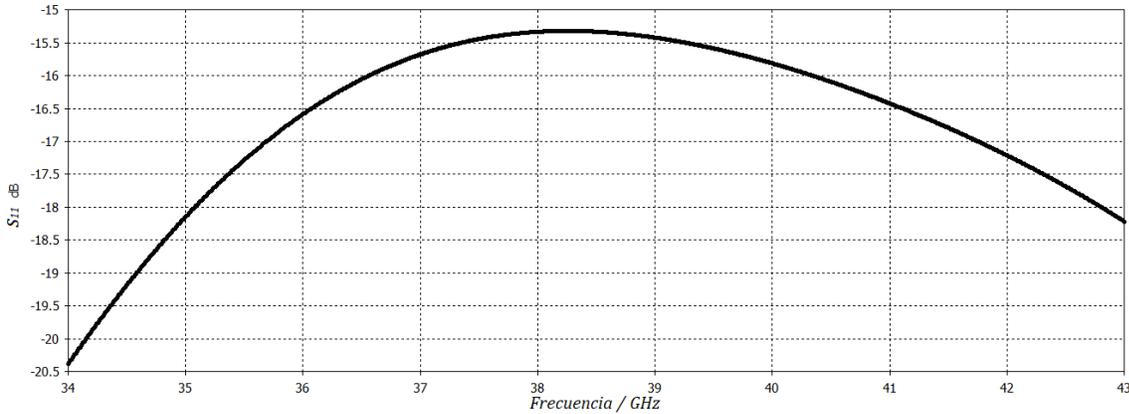


Figura 3-42: Gráfica de parámetros  $S_{11}$  para un Taper Exponencial en *ambiente periódico infinito*.

De igual forma que en la gráfica de los parámetros  $S_{11}$ , la Figura 3-43 muestra condiciones muy buenas que están por debajo 1.40 de la VSWR, haciéndolo destacar frente a las otras propuestas vistas en esta investigación.

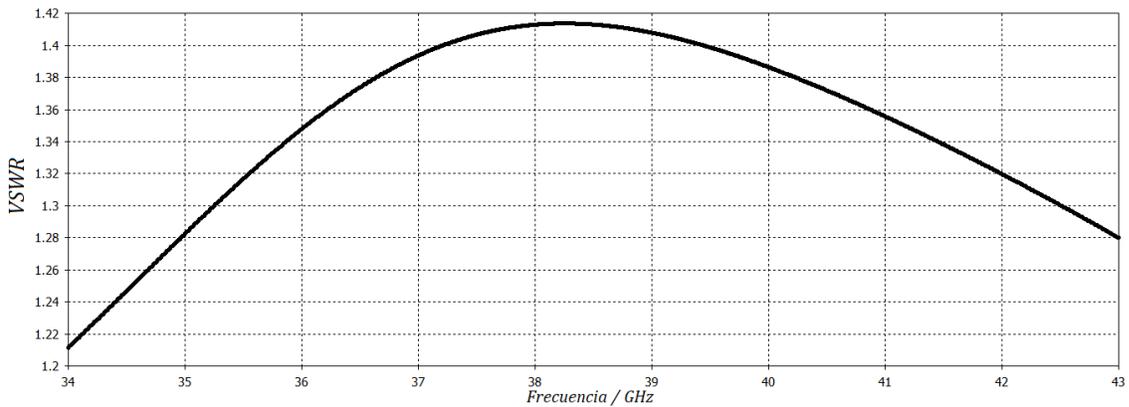


Figura 3-43: Gráfica de la relación de onda estacionaria para un Taper Exponencial en *ambiente periódico infinito*.

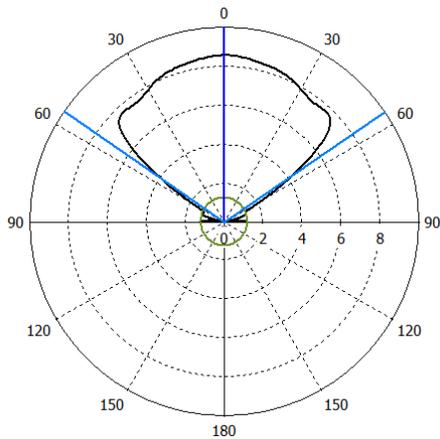


Figura 3-44: Patrón de Radiación en Plano  $E$ .

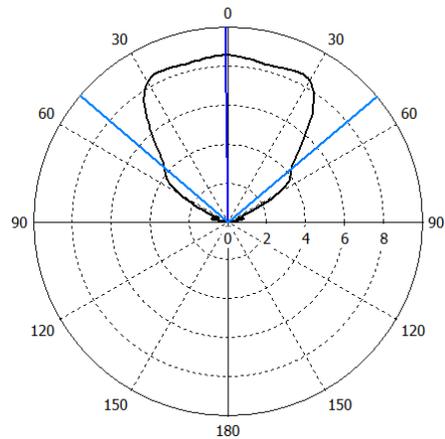


Figura 3-45: Patrón de Radiación en Plano  $H$ .

Dentro de las características de los patrones de radiación en ambos planos,  $E$  y  $H$ , nos muestran el ensanchamiento del lóbulo principal haciendo con esto que la directividad sea menor pero su ventaja al ensancharse será beneficiosa en el escaneo a lo largo del eje. Cabe recordar que los elementos adyacentes al central no están excitados y sólo están interactuando de manera mutua para modificar nuestro patrón de radiación en todos los planos. La Tabla 3-10 muestra que el Ancho del Haz a  $3dB$  es de casi el doble en comparación con la propuestas anteriores.

Lóbulo Principal	Plano $E$	Plano $H$
Directividad [1]	8.54	8.55
Dirección [°]	0.0	1.0
Ancho del Haz a 3 dB [°]	110.8	99.4
Lóbulos Laterales [dB]	-8.4	0.0

Tabla 3-10: Características de radiación del Taper Exponencial en *ambiente periódico infinito*.

### 3.5. CONCLUSIÓN

El uso de frecuencias mayores trae consigo la necesidad de antenas cada vez más pequeñas y al hacer esto nuestro panorama mejora debido a los anchos de banda que pueden ser usados para las nuevas generaciones de telefonía móvil, y no sólo para ella sino también para todo aquellos que necesiten una porción del espectro electromagnético para poder comunicarse con el resto del mundo, como lo es el IoT. Lo más destacable del este capítulo se presenta a continuación:

- I El uso de software de simulación electromagnética, como CST Studio Suite<sup>®</sup>, ahorra considerablemente costos y tiempo de proceso de diseño como lo son estas antenas y los otros procesos en que nos puede ayudar.
- II La capacitancia generada entre placas paralelas nos puede ayudar a obtener la impedancia característica  $Z_0$  de una línea ranurada.
- III Las diferentes propuestas de Taper siempre tienen como base el principio de antenas de onda viajera, teniendo un lóbulo principal que puede, o no, ser altamente directivo dependiendo de su aplicación.
- IV No sólo el Taper puede tener un lóbulo principal altamente directivo sino que también de tener valores  $VSWR < 2$ . Aunque para nuestra investigación la alta directividad puede repercutir en el sector de escaneo.
- V Dependiendo de las aplicaciones que se les pretenda dar a los elementos se deberá favorecer cada una de las características que se tienen, como en nuestro caso en más ancho sea el lóbulo principal mejores serán las posibilidades de escaneo.
- VI El uso de una *antena aislada* o un *ambiente periódico infinito* favorece en la mejora de cada uno de los parámetros se tendrán de nuestro arreglo, en cada uno de los parámetros

---

mostrados, como lo es el parámetro  $S_{11}$ , la VSWR y el patrón de radiación.

## REFERENCIAS

- [1] Tan-Huat Chio and D. H. Schaubert. Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(6):879–886, June 2000.
- [2] S. B. Cohn. Slot Line on a Dielectric Substrate. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(10):768–778, October 1969.
- [3] E. A. Mariani, C. P. Heinzman, J. P. Agrios, and S. B. Cohn. Slot Line Characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(12):1091–1096, December 1969.
- [4] Thomas A. Milligan. *Modern antenna design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [5] D. M. Pozar. Microwave engineering education: From field theory to circuit theory. In *Proc. IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pages 1–3, June 2012.

## ANTENAS VIVALDI COMO ELEMENTOS DE UN ARREGLO DE FASE LINEAL

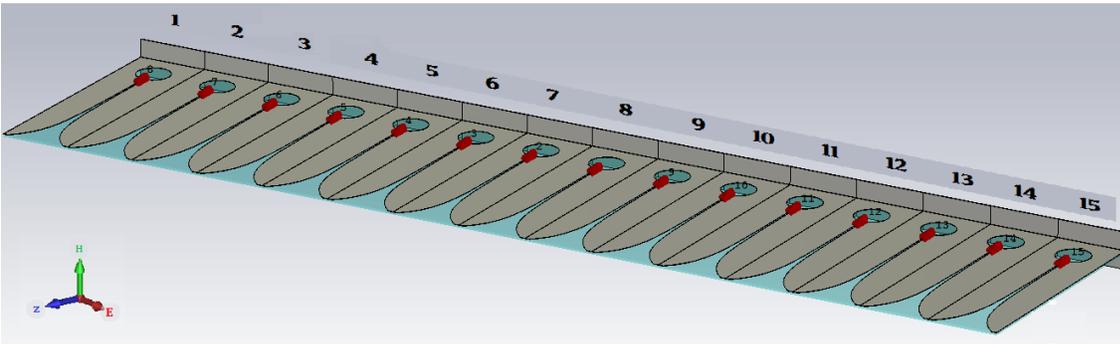


Figura 4-1: Arreglo de 15 elementos excitados de manera independiente.

Hasta el momento hemos conocido las diferentes ventajas que trae consigo el uso de nuevas tecnologías, dado que al estar la banda de frecuencias en el rango de las microondas sus elementos pueden ser reducidos significativamente en cuanto a tamaño, aumento mejorado en ancho de banda y velocidad de transmisión, principalmente. En este capítulo dejaremos eso ya establecido y nos centraremos de lleno al uso final que se les pretende dar a las antenas, dado que no sólo se manejarán como elementos aislados, es decir, uno a uno, ni como arreglo infinito de antenas que están dispuestas en forma periódica con excitación única para el elemento central. Se definirá un arreglo finito de 15 elementos como el mostrado en la Figura 4-1, cada uno excitado de manera independiente.

El uso de antenas dispuestas en arreglos, ya sea lineales o planares, es necesario para las tecnologías que están por llegar a los mercados de varios países en todo el mundo, dado que estos elementos, aunque son independientes, se comportan como uno solo, llegando a mejorar considerablemente el patrón de radiación para propósitos específicos. Cabe mencionar que esto beneficia a varios sectores debido a que no sólo pueden ser usados en telefonía e IoT, sino también son utilizadas en el seguimiento de objetos móviles, ya sean aviones o en el caso militar, misiles.

En este último capítulo se dará una descripción de lo que son los arreglos lineales y su manipulación en cuanto a distribución de corrientes para los elementos del sistema, así como también la variación en la fase y patrón de radiación de las antenas que conforman el arreglo de 15 elementos.

## 4.1. SISTEMA DE RADIADOR LINEAL

La teoría de Sistemas radiadores lineales, expuesta en Markov [1], nos dice que, un sistema radiador lineal es la distribución continua o discreta de fuentes idénticas de un campo electromagnético, que son llamados elementos del sistema, a lo largo de una dirección dada en el espacio. La dimensión longitudinal de un sistema de radiador lineal puede ser arbitraria, mientras que las dimensiones transversales son de ordinario pequeñas comparando con la longitud de onda. Suponiendo conocida la curva característica de radiación compleja vectorial de un elemento del sistema  $\vec{F}_1(\theta, \phi)$  en su sistema de coordenadas esféricas locales, cuyo eje coincide con el eje del sistema de radiador lineal, y el centro se encuentra en un punto arbitrario dentro del elemento. El propio sistema radiador lineal se determina completamente por la ley de disposición de los centros de los elementos a lo largo del eje y la ley de distribución de amplitudes complejas de excitación por los elementos individuales (la llamada distribución de amplitud-fase por longitud del sistema). De acuerdo con el teorema de la multiplicación el

campo electromagnético de la zona lejana para un sistema radiador lineal se puede representar en forma de producto:

$$\vec{E}(R, \theta, \phi) = A \vec{F}_1(\theta, \phi) f_\Sigma(\theta, \phi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (4-1)$$

Donde  $A$  es un factor de amplitud dependiente de la potencia suministrada a la antena,  $F_1(\theta, \phi)$  es la característica compleja vectorial del elemento que determina la polarización de radiación, y  $F_\Sigma(\theta, \phi)$  es un factor complejo escalar de direccionalidad del sistema de radiadores isótropos, situados en los puntos de disposición de los centros de los elementos a lo largo del eje del sistema. Para un sistema discreto de radiadores ubicados en  $N$  puntos dados sobre el eje  $z_n$ , es decir, para la red de antenas lineal (Figura 4-2 (a)), el factor de direccionalidad puede ser escrito en la forma:

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jkz_n \cos \theta} \quad (4-2)$$

Donde  $I_n = |I_n|e^{j\phi_n}$  es la amplitud compleja de excitación del radiador con número  $n$ ;  $z_n \cos \theta$  la diferencia de recorridos de los rayos al punto de observación  $P$ , trazados desde el origen del sistema de coordenadas común y desde el punto de ubicación del radiador número  $n$ . El sistema radiador lineal continuo o, simplemente, el radiador lineal (Figura 4-2 (b)) puede considerarse como un caso límite de la red de antenas lineal con un número de elementos, en el intervalo desde  $-\frac{L}{2}$  hasta  $\frac{L}{2}$ , tendiente al infinito. En tal caso la suma anterior se sustituye por la integración y el factor de direccionalidad del radiador lineal adquiere la forma:

$$f(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z) e^{jkz \cos \theta} dz \quad (4-3)$$

Donde  $I(z) = |I(z)|e^{j\phi(z)}$  es la función de distribución de excitación por la longitud del radiador (distribución amplitud-fase), y  $z \cos \theta$ , la diferencia de recorridos de los rayos.

Los factores de direccionalidad de los sistemas radiadores discreto y continuo no dependen de la coordenada  $\phi$ , y, por eso, los diagramas direccionales definidos por ellos tienen simetría de rotación alrededor del eje  $z$ .

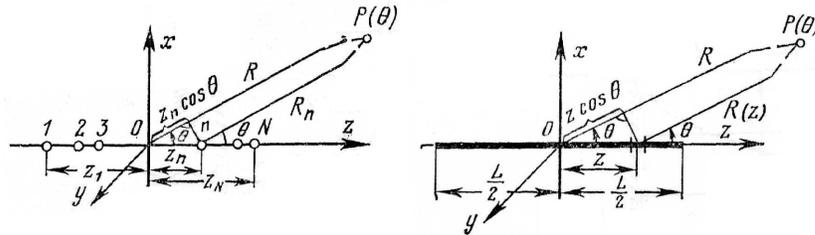


Figura 4-2: Esquema para calcular el factor de direccionalidad: (a) y (b). Tomado de [1], Fig. 6-1a), b), © 1978.

La distribución de amplitud-fase elemental de excitación de un radiador lineal, que frecuentemente se encuentra en muchos tipos de antenas reales, tiene la forma:

$$I(z) = \begin{cases} I_0 e^{-j\xi kz} & \text{para } -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2} \\ 0 & \text{para } |z| > \frac{L}{2} \end{cases} \quad (4-4)$$

De acuerdo con la ley anterior la magnitud de excitación en los límites de la longitud del radiador no depende de la coordenada  $z$  y es igual a la magnitud constante como se ve en la Figura 4-3 (a):

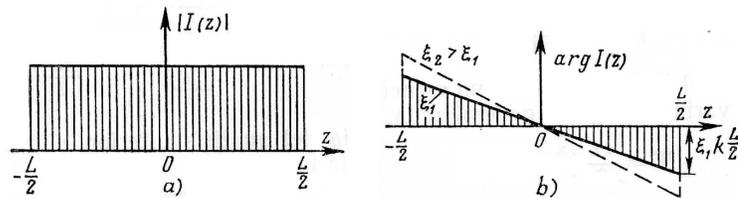


Figura 4-3: Distribuciones uniformes de amplitud (a) y de fase lineal (b) de excitación lineal ideal. Tomado de [1], Fig. 6-2a), b), © 1978.

La fase de excitación varía a lo largo del radiador por una ley lineal (Figura 4-3 (b)), carac-

terística para la onda progresiva (móvil), que se propaga en dirección de los valores positivos de la coordenada  $z$ .

La magnitud adimensional  $\xi = \frac{c}{v_p}$  en la ecuación anterior (4.1) caracteriza la velocidad de fase de la onda de excitación y puede ser llamada coeficiente de desaceleración. En donde  $v_p$  es la velocidad de fase,  $c$  es la velocidad de la luz y  $\xi$  es el coeficiente de desaceleración.

Cuando  $\xi = 0$ , la fase de excitación es constante a lo largo de la antena, lo que corresponde a la velocidad de propagación infinita de la excitación, y tendremos el caso del llamado radiador cofásico ideal. Para  $|\xi| < 1$  la velocidad de fase de excitación supera la velocidad de la luz en el espacio que rodea la antena. Si  $|\xi| = 1$  la velocidad de fase de excitación es exactamente igual a la velocidad de fase de la luz, y, por último, cuando  $|\xi| > 1$  tiene lugar el caso de excitación de la fuente lineal ideal por la onda progresiva desacelerada.

El radiador lineal con distribución de la excitación por la ley anterior puede ser llamado radiador lineal ideal. Calculemos el factor de direccionalidad del radiador lineal ideal, tenemos:

$$f(\theta) = I_0 \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{jkz(\cos\theta - \xi)} dz = I_0 L \frac{\text{sen} \frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi)}{\frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi)} \quad (4-5)$$

Por conveniencia del análisis, el resultado obtenido se representa en la forma:

$$f(\theta) = \frac{\text{sen} \psi}{\psi} \quad (4-6)$$

Donde se ha introducido una nueva variable angular generalizada:

$$\psi = \frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi) \quad (4-7)$$

Pasemos al análisis de la curva característica de amplitud del radiador lineal ideal. Para ello vemos la Figura 4-4, en cuya mitad superior se ha trazado la gráfica del módulo de la función  $\frac{\text{sen} \psi}{\psi}$  en relación con la variable angular generalizada  $\psi$ .

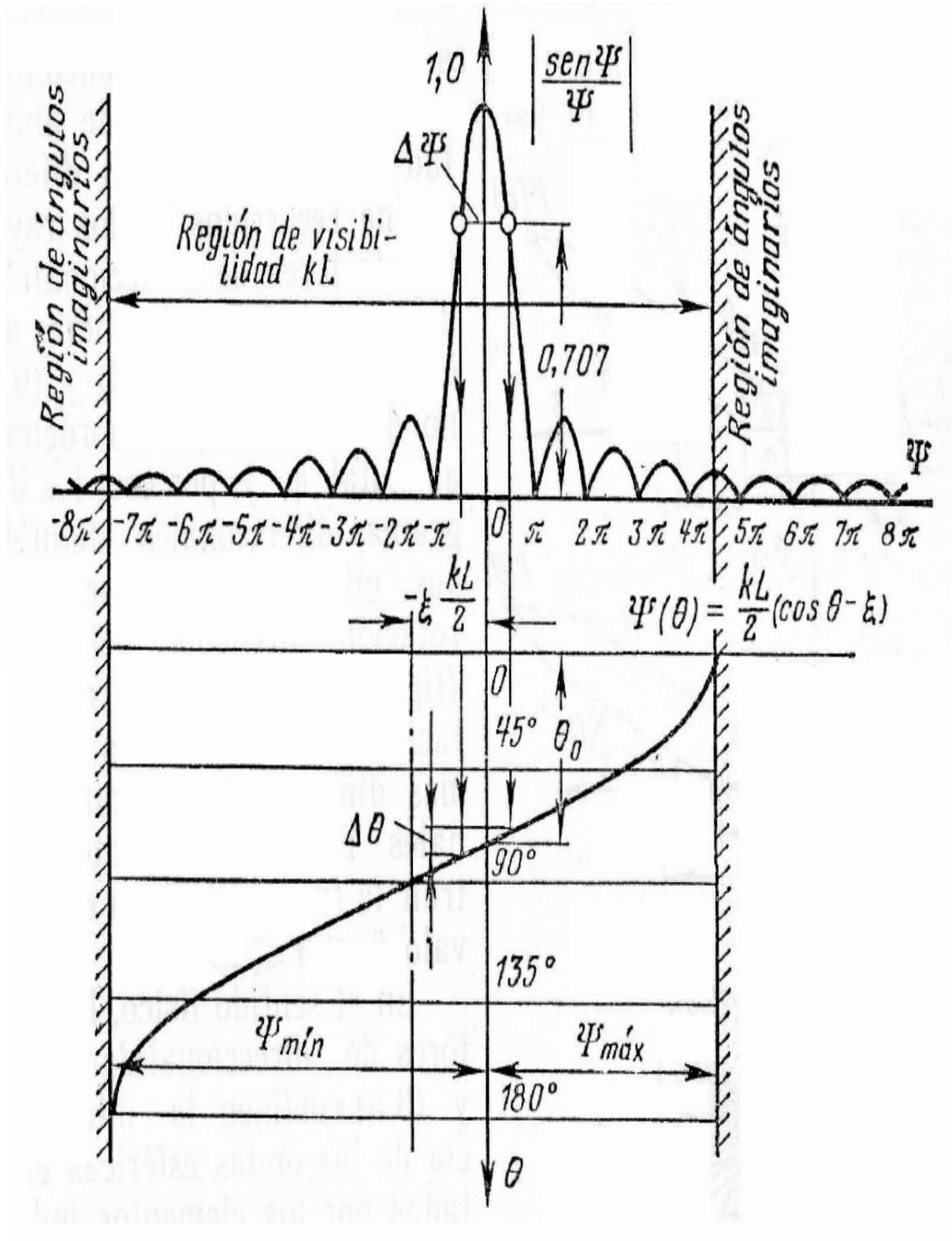


Figura 4-4: Esquema para el análisis del factor de direccionalidad. Tomado de [1], Fig. 6-3, © 1978.

Esta función tiene un lóbulo principal de magnitud unitaria  $\psi = 0$  y una serie de lóbulos laterales (secundarios), dispuestos simétricamente a ambos lados del lóbulo principal. En esta escala de la variable el lóbulo principal ocupa la anchura por los ceros de  $2\pi$ , y cada lóbulo lateral tiene una anchura dos veces menor por los ceros, es decir  $\pi$ . Los ceros de radiación se disponen por el eje  $\psi$ , exactamente en los puntos y las posiciones de los máximos laterales corresponden aproximadamente a los centros de segmentos entre dos ceros contiguos  $\psi_{nmax} \approx n\pi + \frac{\pi}{2}, n = 1, \pm 2, \dots$ . El nivel del primer lóbulo lateral más grande es aproximadamente igual a 0.21. Veamos ahora como se pasa de la variable generalizada al ángulo físico de observación. Para ello en la mitad inferior de la Figura 4-4 sea construido la curva de la magnitud  $\psi(\theta) = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)$  en función del ángulo  $\theta$ , siendo fijados los valores de la longitud de la fuente  $L$  y del coeficiente de desaceleración  $\xi$ . Los valores máximo y mínimo de la función  $\psi(\theta)$ , iguales respectivamente a  $\psi_{max} = \frac{kL}{2}(1 - \xi)$  y  $\psi_{min} = -\frac{kL}{2}(1 + \xi)$  limitan la porción de trabajo de la función  $|\frac{\text{sen } \psi}{\psi}|$ , que influye en la formación del factor de direccionalidad. La extensión total de esta porción es igual a  $\psi_{max} - \psi_{min} = kL$  y se determina solo por la longitud eléctrica de la antena. Cuanto más larga es la antena con respecto a la longitud de onda de las oscilaciones, tanto más lóbulos de la función  $|\frac{\text{sen } \psi}{\psi}|$  caen dentro de la porción de trabajo. La porción de trabajo del factor de direccionalidad sobre el eje de la variable se suele llamar región de ángulos de observación reales. Esta denominación se debe a que a los valores de fuera de la porción de trabajo deben corresponder los valores de  $|\cos \theta > 1|$ , que se pueden interpretar como cosenos de ángulos “imaginarios”.

La posición angular del máximo principal de radiación se determina de la condición evidente:

$$\psi_0 = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi) = 0 \quad (4-8)$$

Que llevan a las formas de cálculo:

$$\cos \theta_0 = \xi \text{ ó } \theta_0 = \cos^{-1} \xi, |\xi| \leq 1 \quad (4-9)$$

Cuando  $\xi = 0$ , es decir, para la excitación cofásica, la posición angular del máximo principal  $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$  perpendicular al eje de la antena y tiene lugar el régimen de radiación transversal. Para  $0 < \xi < 1$ , el lóbulo principal del factor de direccionalidad se desvía de la normal al eje de la antena hacia el lado del movimiento de la onda de excitación. Este es el llamado régimen de radiación inclinada. El cambio de posición del lóbulo principal en el espacio se llama *exploración*. Por consiguiente, al variar el coeficiente de desaceleración en los límites del intervalo  $[-1, 1]$  el lóbulo principal del factor de direccionalidad del radiador lineal explora en los límites de  $180^\circ > \theta_0 > 0^\circ$ . Cuando la magnitud  $|\xi|$  se aproxima a la unidad, el lóbulo principal comienza a “salir” del límite de la región de visibilidad y para  $|\xi| = 1$  el máximo principal resulta orientando exactamente en dirección del eje de la antena. Este es el régimen de “radiación axial”, observado para la velocidad de fase de excitación igual a la velocidad de la luz. Si  $|\xi| > 1$ , el máximo principal resulta ya fuera de los límites de la región de ángulos reales. Aquí para valores de  $|\xi|$  próximos a la unidad, al principio se conserva el régimen de radiación axial con velocidad de fase desacelerada, mientras la parte del lóbulo principal que queda en la región de visibilidad supera en magnitud el nivel del primer lóbulo lateral. Con el aumento ulterior de  $|\xi|$  en la región de ángulos reales quedan solo los lóbulos laterales.

Puesto que el ángulo de observación meridional está vinculado con la variable angular generalizada por una dependencia no lineal  $\psi = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)$ , la anchura del haz  $\delta\theta$  por la semipotencia resulta variable durante la exploración y se modifica bruscamente al pasar al régimen de radiación axial. Para estimar la anchura del haz en los regímenes de radiación transversal e inclinada volvamos nuevamente a la Figura 4-4.

En la gráfica superior la anchura del lóbulo principal de la función  $\frac{\text{sen } \psi}{\psi}$  al nivel 0.7071, en escala de la variable  $\psi$ , es igual a  $\Delta\psi = 2.78$ . Al pasar a la variable angular  $\theta$  hay que tener en

cuenta la pendiente de la función  $\psi(\theta)$ :

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\psi}{\left|\frac{\partial\psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_0}} \approx \frac{2.78}{\frac{kL}{2} \text{sen } \theta_0} = 0.886 \frac{\lambda}{L \text{sen } \theta_0} [\text{rad}] = \frac{51^\circ \lambda}{L \text{sen } \theta_0} \quad (4-10)$$

Por consiguiente, el lóbulo resulta tanto más estrecho, cuanto mayor es la longitud de la antena  $\frac{L}{\lambda}$  y cuanto más próximo es el sentido de radiación a la posición ecuatorial. La anchura mínima del haz  $(\Delta\theta_0)_{min} = \frac{51^\circ \lambda}{L}$  tiene lugar en régimen de radiación transversal. Al explorar en un ángulo de  $\pm 60^\circ$  de la normal a la antena la anchura del haz aumenta al doble.

De un modo análogo se puede apreciar la anchura de los lóbulos por ceros. Para el lóbulo principal:

$$\Delta\theta_0 = \frac{2\pi}{\left|\frac{\partial\psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_0}} = \frac{2\lambda}{L \text{sen } \theta_0} [\text{rad}] \approx \frac{114^\circ}{L \text{sen } \theta_0} \quad (4-11)$$

Y para los lóbulos laterales

$$\Delta\theta_{0n} = \frac{\pi}{\left|\frac{\partial\psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_{nmax}}} = \frac{\lambda}{L \text{sen } \theta_{nmax}} [\text{rad}] \approx \frac{57^\circ}{L \text{sen } \theta_{nmax}} \quad (4-12)$$

Donde  $\theta_{0n}$  es la posición angular del máximo del lóbulo lateral de número  $n$ . Las tres fórmulas anteriores son aproximadas y se realiza con mejor precisión para grandes valores de  $\frac{L}{\lambda}$  y para los sentidos de radiación no muy próximos al eje de la antena.

La anchura del haz de la antena lineal para la radiación axial es igual a:

$$|\Delta\theta|_{|\xi|=1} \approx 107^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}} \quad (4-13)$$

Es decir, bastante más ancha, que para la radiación transversal. En la radiación axial el lóbulo principal se puede estrechar sensiblemente, si se pasa al régimen de deceleración con  $|\xi| > 1$ . En este caso la ganancia de antena dirigida al principio se aumenta debido a estre-

chamiento del lóbulo principal y después se disminuye debido al crecimiento de los lóbulos laterales.

## 4.2. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES Y VARIACIÓN DE FASE EN LOS ELEMENTOS DE UN ARREGLO LINEAL

La distribución uniforme de amplitud en los arreglos lineales tiene un nivel suficientemente alto en los lóbulos laterales de alrededor de  $-13.2 \text{ dB}$  que, a menudo, no es aceptable en la práctica. La reducción del nivel de radiación lateral se puede conseguir utilizando una distribución de amplitud irregular, la cual decae hacia los extremos del arreglo. Para fundamentar, examinemos la antena lineal de longitud  $L$ , cuya fase de excitación es considerada constante y la amplitud es variable a lo largo de la antena por:

$$I(z) = 1 + \Delta \cos \frac{2\pi z}{L}; |z| \leq \frac{L}{2} \quad (4-14)$$

donde el parámetro  $\Delta$  determina la magnitud de disminución relativa de la excitación en el extremo de la antena con respecto al centro por la Ecuación  $\frac{1-\Delta}{1+\Delta}$ . La distribución 4-14 es conocida como “Coseno sobre pedestal”. Descomponiendo el coseno en una suma de dos exponentes se puede representar la suma de tres distribuciones de amplitud uniformes con distribuciones de fase variable linealmente.

$$I(z) = 1 + \frac{\Delta}{2} e^{-j\xi kz} + \frac{\Delta}{2} e^{j\xi kz} \quad (4-15)$$

donde la magnitud de la desaceleración resulta igual a  $\xi = \frac{\Delta}{L}$ .

Basándose en 4-5 el factor de direccionalidad, correspondiente a la distribución 4-15, tiene

la forma de una suma;

$$f(\theta) = \frac{\text{sen}\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right)}{\frac{kL}{2} \cos \theta} + \frac{\Delta \text{sen}\left[\frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)\right]}{2 \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)} + \frac{\Delta \text{sen}\left[\frac{kL}{2}(\cos \theta + \xi)\right]}{2 \frac{kL}{2}(\cos \theta + \xi)} = \sum_{n=-1}^1 a_n \frac{\text{sen}(\psi_0 - n\pi)}{\psi_0 - n\pi} \tag{4-16}$$

donde los coeficientes  $a_n$  son iguales a  $a_0 = 1$ ,  $a_1 = a_{-1} = \frac{\Delta}{2}$  y la variable angular generalizada se escribe en la forma  $\psi_0 = \frac{kL}{2} \cos \theta$ .

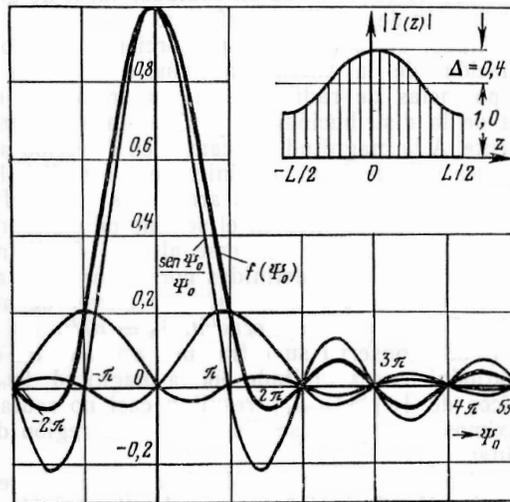


Figura 4-5: Disminución del NLL para una distribución decreciente. Tomado de [1], Fig. 6-8, © 1978.

La suma de las tres funciones, que entran en la Ecuación 4-16 se muestra en la Figura 4-5 para el caso  $\Delta = 0.4$ . De la Figura se aprecia que la adición al diagrama direccional principal  $\text{sen}\left(\frac{\psi_0}{\psi_0}\right)$  de dos diagramas de corrección de amplitud  $\frac{\Delta}{2}$  desplazados en  $\pm\pi$ , da lugar a una brusca disminución en la magnitud de los lóbulos laterales, acompañada por el ensanchamiento del lóbulo principal. El análisis detallado demuestra que para la distribución de amplitud de tipo coseno sobre pedestal, el nivel del lóbulo lateral ( $NLL$ ) mayor, al variar la magnitud  $\Delta$ , obedece a la correlación aproximada

$$NLL \approx -[13 + 13\Delta + 22\Delta^2]dB. \tag{4-17}$$

En la ley de coseno sobre pedestal dada por la Ecuación 4-18; mientras menor es el pedestal



Lo anterior representa el Triángulo de Pascal. Si los valores de  $m$  se utilizan para representar el número de elementos del arreglo lineal, entonces los coeficientes de la expansión representan las amplitudes relativas de los elementos. Dado que los coeficientes se determinan a partir de una expansión de serie binomial, el arreglo se conoce como arreglo binomial.

Estos tres tipos de distribuciones mencionados son los empleados para la realización de los arreglos lineales que serán analizados en los siguientes apartados.

### 4.2.1. DISTRUBUCIÓN UNIFORME

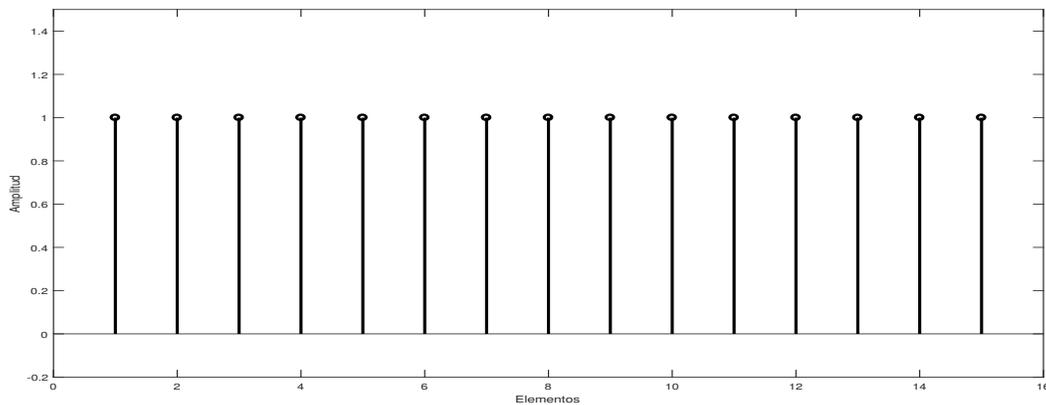


Figura 4-6: Gráfica de Distribución de amplitudes uniforme en los elementos del arreglo.

Como ya se mencionó al comienzo de la sección, este tipo de distribución de amplitudes en los elementos del arreglo son uniformes, esto quiere decir que todas las antenas tendrán la misma amplitud desde el primer hasta el último elemento como se muestra en la Figura 4-6. Dado que no existe cambio alguno en las antenas el patrón de radiación se ve afectado en el lóbulo principal, esto debido a que los lóbulos secundarios presentan una mayor interferencia destructiva para lo que se pretende en la exploración.

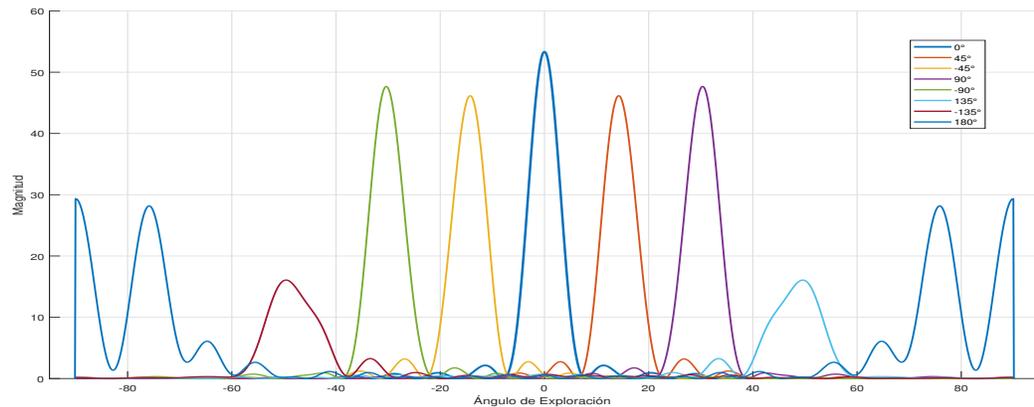


Figura 4-7: Ángulos de exploración para la distribución de amplitudes uniforme.

## RESULTADOS

En la Figura 4-7 se puede observar la exploración realizada por el arreglo de 15 elementos con una distribución uniforme de corrientes en las antenas. Donde el eje horizontal representa los ángulos obtenidos de la exploración del lóbulo principal, el eje vertical representa la magnitud en escala lineal del patrón de radiación y la leyenda nos muestra la diferencia de fase en la excitación aplicada a los elementos adyacentes para hacer posible la exploración. Si bien el lóbulo principal, en un ángulo de exploración de  $0^\circ$ , tiene una magnitud considerable de 53.3, existe la presencia de lóbulos secundarios que interfieren con la exploración y que para la práctica afectan el rendimiento del arreglo. También podemos observar que la exploración del arreglo es funcional en un ángulo de  $-35^\circ < \theta < 35^\circ$  aproximadamente, conservando una buena directividad previo a su colapso hacia ángulos inferiores y superiores al rango ya mencionado. Si bien, existen estos lóbulos secundarios que nos afectan en la exploración también podemos ver que los lóbulos principales, por cada ángulo, no están del todo alterados en la exploración dado que en éstos se tiene un ligero ensanchamiento pero se conserva una alta directividad.

Lo mostrado en la Figura 4-8 son los parámetros  $S_{11}$  para cada uno de los patrones de radiación mostrados en la Figura 4-7. Cabe aclarar que sólo se tomó en cuenta la exploración en

desplazamientos de fase positivos debido que al tener dichos datos la información relacionada era exactamente igual para los desplazamientos de fase negativos.

Se tomaron tres elementos del arreglo de la Figura 4-1, para cada uno de los desplazamientos de fase, los cuales fueron: el lateral izquierdo (marcado con el número 1 en la Figura, representado por una línea punteada  $\cdots\cdots\cdots$ ), el elemento central (marcado con el número 8 en la Figura, representado por una línea continua  $\text{—}$ ) y el lateral derecho (marcado con el número 15 en la Figura, representado por una línea discontinua  $\text{- - -}$ ). Podemos observar que las fases  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  y  $90^\circ$ , que son los defasamientos generados en el arreglo, tienen un coeficiente de reflexión relativamente menor en comparación con las fases de  $135^\circ$  y  $180^\circ$ , donde como se puede ver en la Figura 4-7 son ángulos donde la exploración está completamente destruida. Lo anterior demuestra que el coeficiente de reflexión sí se puede ver afectado por la presencia de lóbulos de rejilla vistos previamente.

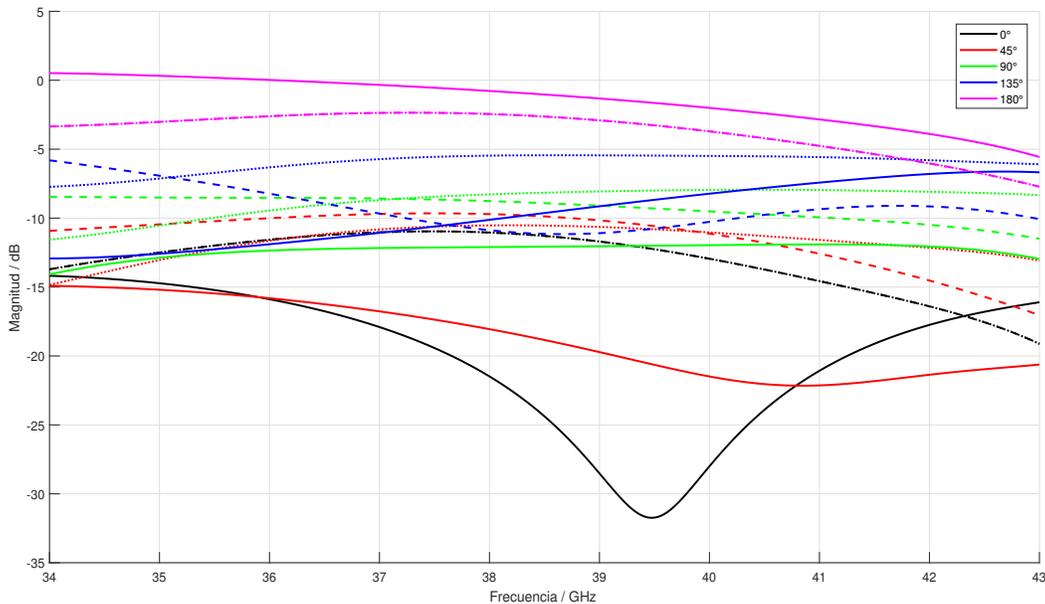


Figura 4-8: Parámetros  $S_{11}$  para la distribución de amplitudes uniforme. De la Figura 4-1 son: lateral izquierdo  $\cdots\cdots\cdots$ , central  $\text{—}$  y lateral derecho  $\text{- - -}$

### 4.2.2. DISTRIBUCIÓN BINOMIAL

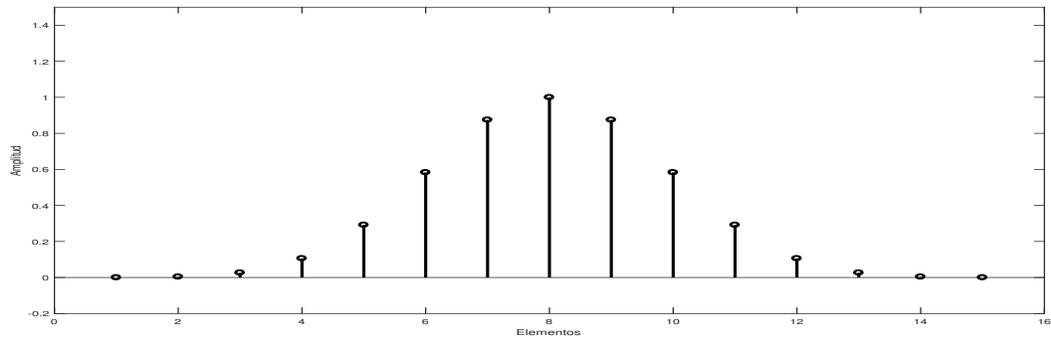


Figura 4-9: Gráfica de Distribución de amplitudes binomial en los elementos del arreglo.

En la Figura 4-9 podemos ver que la distribución de corrientes ha cambiado por completo con respecto a la distribución anterior, pasando de ser uniforme a una distribución basada de los coeficientes del Triángulo de Pascal. En la Tabla 4-1 se aprecian los coeficientes para  $m = 10$ , en este caso será para  $m = 15$  dando los valores de: 1, 14, 91, 364, 1001, 2002, 3003, 3432, 3003, 2002, 1001, 364, 91, 14, 1 para cada uno de los elementos en la distribución. En la gráfica de la Figura 4-9 por cuestiones prácticas se decidió hacer una normalización de las amplitudes, por tal motivo se muestra un valor máximo de 1 en el elemento central del arreglo.

## RESULTADOS

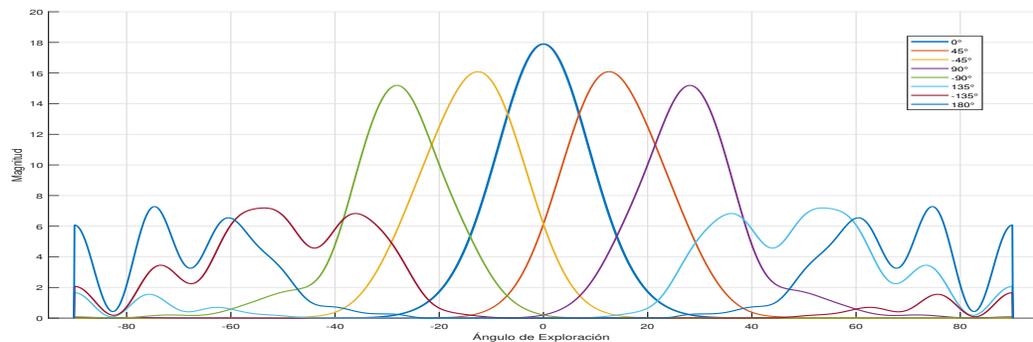


Figura 4-10: Ángulos de exploración para la distribución de amplitudes binomial.

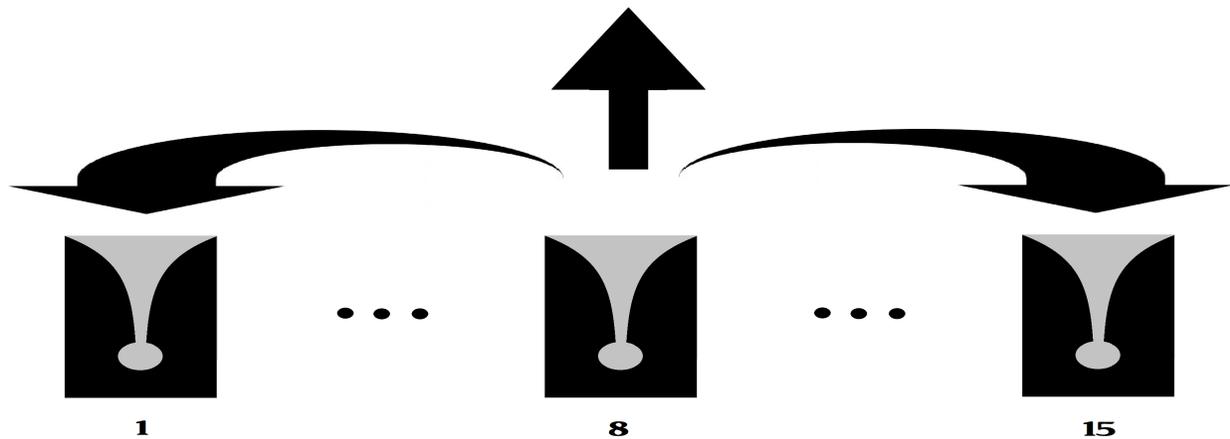


Figura 4-11: Interacción mutua entre el elemento central y laterales extremos.

La Figura 4-10 muestra la exploración obtenida para la distribución binomial expuesta al comienzo de esta sección. De igual manera, el eje horizontal representa los ángulos obtenidos de la exploración del lóbulo principal, el eje vertical representa la magnitud en escala lineal del patrón de radiación y la leyenda nos muestra la diferencia de fase en la excitación aplicada a los elementos adyacentes para hacer posible la exploración. Como ya se vio, la distribución de corrientes se concentra en el elemento central y decae rápidamente en los elementos adyacentes al mismo. Lo anterior conlleva a consecuencias mostradas en la Figura. Podemos ver que la supresión de lóbulos secundarios es efectuada por completo, dejando así sólo al lóbulo principal que nos es de interés. Aunque se obtuvo una respuesta muy agradable en cuanto a la supresión de lóbulos no fue del todo buena dado que el ensanchamiento en el lóbulo principal fue lo suficientemente grande que se tuvo una pérdida considerable tanto en la directividad como en la ganancia, pasando de 53.3, en el ángulo de  $0^\circ$  para la distribución uniforme, a sólo 18 en el mismo ángulo. Por otra parte, aunque pobre, se sigue conservando la exploración del arreglo en el rango de  $-35^\circ < \theta < 35^\circ$  aproximadamente.

Al igual que en la primera distribución, se tomaron tres elementos del arreglo de la Figura 4-1, para cada uno de los desplazamientos de fase, los cuales fueron: el lateral izquierdo (marcado con el número 1 en la Figura, representado por una línea punteada  $\dots\dots$ ), el elemento central

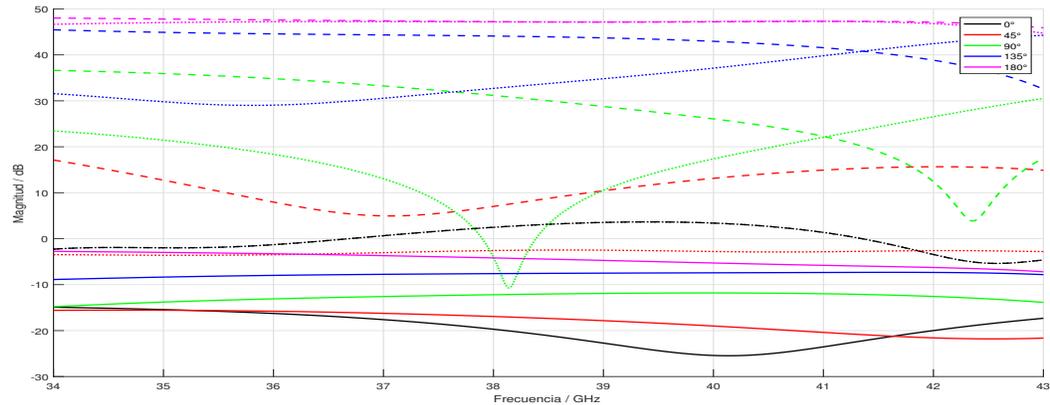


Figura 4-12: Parámetros  $S_{11}$  para la distribución de amplitudes binomial. De la Figura 4-1 son: lateral izquierdo  $\cdots\cdots$ , central  $\text{---}$  y lateral derecho  $\text{- - -}$ .

(marcado con el número 8 en la Figura, representado por una línea continua  $\text{---}$ ) y el lateral derecho (marcado con el número 15 en la Figura, representado por una línea discontinua  $\text{- - -}$ ). Los parámetros  $S_{11}$  de la Figura 4-12 confirman la ineficiencia de este tipo de distribución para nuestro objetivo, debido a que sólo para algunos elementos se tiene una magnitud por debajo de los  $-10 \text{ dB}$  tal es el caso de las fases de  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  y  $90^\circ$ , que son los defasamientos generados en el arreglo.

Para explicar el efecto anterior, tomemos como ejemplo la Figura 4-11, donde el elemento central (8) radia una potencia de  $1 \text{ W}$  mientras que los elementos extremos (1 y 15) radian una potencia de  $0.001 \text{ W}$ . Debido a la interacción mutua de los elementos, las antenas laterales extremas percibirían, del elemento central, una potencia mucho mayor a la que ellas transmiten, por ejemplo  $0.1 \text{ W}$ . El coeficiente de reflexión está descrito por la Ecuación 4-21, por lo tanto este coeficiente sería de 100 en los elementos laterales extremos. Con esto se demuestra el por qué de los valores de mayores a  $0 \text{ dB}$ .

$$\Gamma = \frac{P_{\text{entrada}}}{P_{\text{transmitida}}} \quad (4-21)$$

### 4.2.3. DISTRIBUCIÓN COSENO SOBRE PEDESTAL

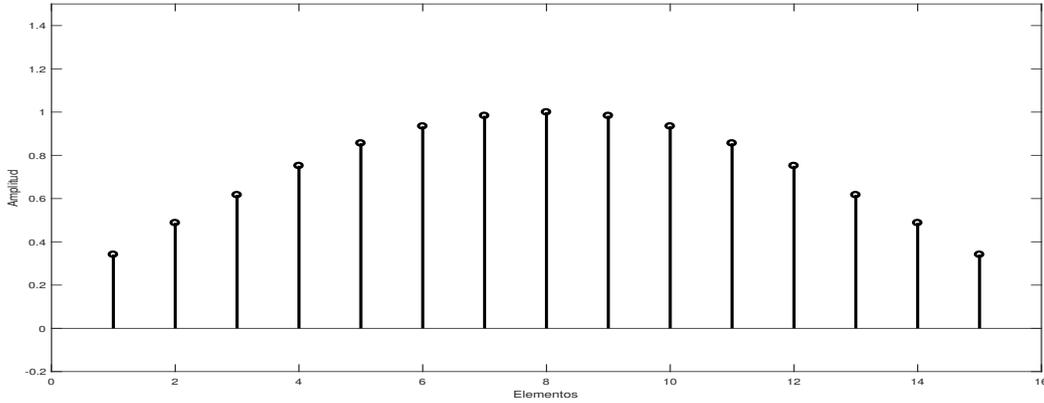


Figura 4-13: Gráfica de Distribución de amplitudes Coseno sobre Pedestal en los elementos del arreglo.

En caso contrario a los otros tipos de distribuciones vistos, el mostrado en la Figura 4-13 tiene la característica de proporcionar valores por debajo de  $NLL = -23dB$ ; además de que las magnitudes en los elementos decaen de manera suave. En la ley de coseno sobre pedestal dada por la Ecuación 4-22 que se propone; nos dice que mientras menores el pedestal  $\Delta$ , menor es el NLL aunque al precio de obtener un mayor ángulo de exploración.

$$A_i = \Delta + (1 - \Delta) \cos^p \left( \frac{2i - N - 1}{N - 1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (4-22)$$

donde  $\Delta$ , puede tomar valores en el intervalo de  $0 \leq \Delta \leq 1$ ,  $p$  es un entero que puede tomar valores de 0, 1 ó 2; el valor 0 es el caso particular de amplitud uniforme.

En nuestro caso de estudio se tienen valores de  $\Delta = 0.4$  y  $p = 1$ . El valor de  $\Delta$  se escoge debido al NLL que se quiere alcanzar. Según esta expresión, mientras menor sea  $\Delta$ , menor es la ley de amplitud en los extremos, lo cual redundaría en un menor NLL y un ensanchamiento del haz principal. Los valores para cada uno de los elementos del arreglo son 0.4, 0.5335, 0.6603, 0.774, 0.869, 0.94, 0.9849, 1, 0.9849, 0.94, 0.869, 0.774, 0.6603, 0.5335, 0.4.

## RESULTADOS

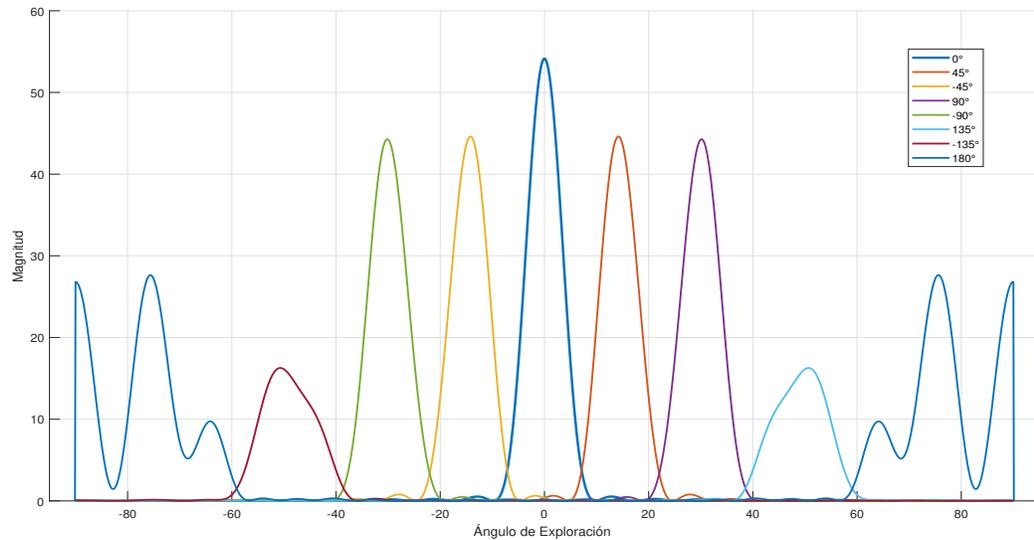


Figura 4-14: Ángulos de exploración para la distribución de amplitudes coseno sobre pedestal.

La exploración obtenida por la distribución coseno sobre pedestal en el ángulo de  $0^\circ$  para el lóbulo principal es de 54.15 dejando lóbulos secundarios más sutiles en comparación con la distribución uniforme, además de conservar una directividad y ganancia similar, incluso superior, a la distribución mencionada. El ángulo de exploración se muestra nuevamente en un rango de  $-35^\circ < \theta < 35^\circ$  aproximadamente.

Nuevamente, se tomaron tres elementos del arreglo de la Figura 4-1, para cada uno de los desplazamientos de fase, los cuales fueron: el lateral izquierdo (marcado con el número 1 en la Figura, representado por una línea punteada  $\cdots$ ), el elemento central (marcado con el número 8 en la Figura, representado por una línea continua  $\text{—}$ ) y el lateral derecho (marcado con el número 15 en la Figura, representado por una línea discontinua  $\text{- - -}$ ). Para la Figura 4-15 los parámetros  $S_{11}$  tenemos más elementos con reflexión por debajo de los  $-10 \text{ dB}$  en los ángulos de  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $135^\circ$  teniendo una notable mejoría en comparado con las otras distribuciones, haciendo de éstas la idónea para la presente investigación.

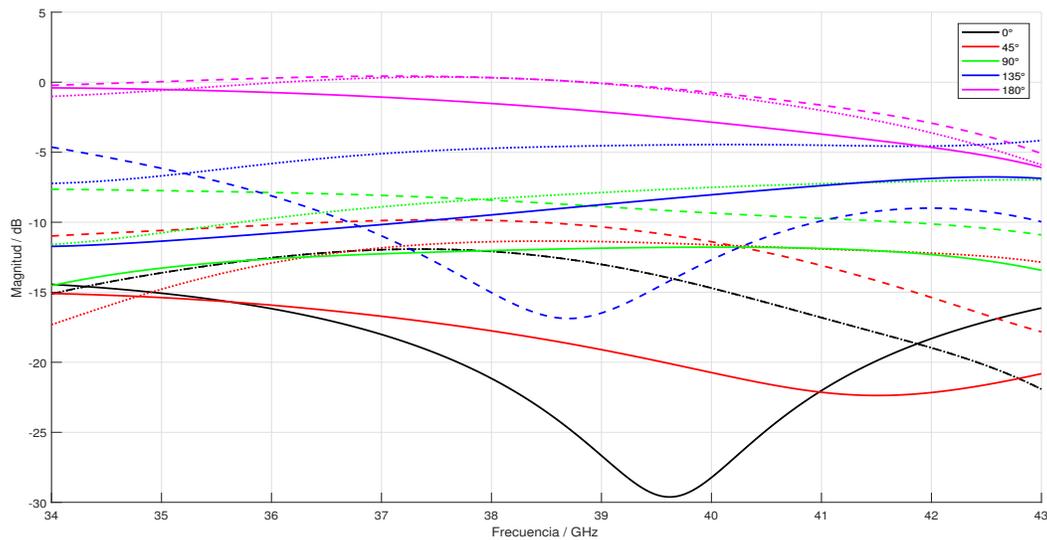


Figura 4-15: Parámetros  $S_{11}$  para la distribución de amplitudes coseno sobre pedestal. De la Figura 4-1 son: lateral izquierdo  $\cdots\cdots$ , central  $\text{—}$  y lateral derecho  $\text{---}$ .

### 4.3. CONCLUSIÓN

La demanda de nuevas tecnologías, como ya se ha visto a lo largo de esta tesis, sugiere mejor y mayor conectividad entre los dispositivos, haciendo su principal herramienta la movilidad inalámbrica, la cual sólo es posible si se tienen los elementos suficientes para poder realizarlo. Estos elementos son principalmente los arreglos de antenas para las nuevas generaciones, ya que sin ellos las comunicaciones son prácticamente imposible de realizar. Lo más destacable del este capítulo se presenta a continuación:

- I La variación de fases en los elementos de un arreglo genera la exploración del patrón de radiación.
- II Los arreglos de antenas servirán para detectar las estaciones base a las que se pretende llegar y que serán utilizadas en las nuevas tecnologías.

- 
- III La cantidad de antenas en el arreglo hará más eficiente el funcionamiento del lóbulo principal.
- IV Se necesita que los lóbulos laterales en el arreglo no tengan alto impacto en el patrón de radiación. En caso contrario, habrá un bajo desempeño en el arreglo de antenas que se pretenda utilizar.
- V La supresión de los lóbulos laterales se puede dar con una distribución de corrientes desiguales.
- VI Las principales maneras de suprimir lóbulos laterales son la Distribución de corrientes Binomial y la Distribución de corrientes Coseno sobre Pedestal.

## REFERENCIAS

- [1] G.T. Markov, D.M. Sazónov, and A. Grdian. *Antenas*. Mir, 1978.

## CONCLUSIONES GENERALES

El primer paso para realizar el estudio de arreglos de antenas consistió en consultar los documentos del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) y estudiar las distintas implementaciones realizadas de los mismos arreglos. Se encontró una propuesta de un arreglo planar, realizada con elementos VIVALDI, con una respuesta muy favorable en cuanto ancho de banda de operación y exploración del plano. Además, se buscaron las frecuencias en las cuales se pretende implementar 5G para diversos países para poder realizar el estudio en dicha banda.

Posteriormente, se realizaron diversas simulaciones, en CST Studio Suite<sup>®</sup> 2018, del Taper de las antenas VIVALDI para utilizar la que tuviera mejores respuestas para el estudio, así como también la verificación del grosor del sustrato. Además, se tomó la impedancia característica de la línea ranurada en función de la separación de las placas que conforman a la antena. El estudio fue realizado en antenas como elementos aislados y como elementos periódicos excitando solo al elemento central.

En la última parte del proceso, se realizó el estudio de un arreglo lineal de 15 elementos excitados de manera simultánea, el cual consistió en obtener la respuesta de distintos tipos de distribución de corrientes en los elementos, para disminuir los niveles de los lóbulos secundarios a fin de tener una mejora en los resultados de la exploración realizada con la variación en

---

las fases de los elementos.

De lo expuesto a lo largo de esta investigación se pueden dar la siguientes conclusiones:

- I Uno de los principales cambios para 5G e IoT son en las antenas, debido a que no sólo se tendrían que utilizar frecuencias superiores a 30 GHz, las frecuencias de la banda EHF conllevan las pérdidas mayores y por ende es necesario usar antenas altamente directivas que nos ayuden a que las atenuaciones no afecten el rendimiento de los sistemas de comunicaciones.
- II Las generaciones anteriores de comunicaciones móviles contaban con radiación casi omnidireccional en el plano H, ahora se tendrá que hacer un seguimiento a las estaciones base para poder aprovechar la ya mencionada directividad y con ello tener una mayor potencia de entrada en el receptor.
- III 5G está pensada para tener al país mejor conectado con el resto del mundo, dando paso a la interconexión de todos los dispositivos que tengan acceso a internet; proporcionando menor latencia, mayor velocidad y alta tasa de transmisión de datos.
- IV Los beneficios obtenidos con 5G serán mayores si se utilizan bandas de frecuencia por arriba de los 30 GHz, siendo ideal la banda Ka. En México, a la fecha de este proyecto, el IFT ha concesionado la banda de 3.4 GHz para pruebas experimentales, haciendo pobre el desempeño de la nueva generación.
- V Los arreglos de antenas son primordiales para las nuevas generaciones de comunicaciones, ya que sin ellos es prácticamente imposible de realizar la transmisión de información.
- VI La supresión de los lóbulos laterales se puede dar con una distribución de corrientes desiguales. Siendo los principales métodos para suprimir lóbulos laterales la Distribución de corrientes Binomial y la Distribución de corrientes Coseno sobre Pedestal.

VII El uso de un arreglo lineal con elementos VIVALDI y distribución de corrientes Coseno sobre pedestal ofrece mejores resultados para la necesidades de de las nuevas tecnologías, a costa de pérdidas de ganancia.