



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“DISEÑO DEL PROTOTIPO DE UN DISPOSITIVO PARA
RASTREO Y BÚSQUEDA DE PERSONAS SOBREVIVIENTES
BASADO EN TRANSPONEDORES PASIVOS Y SEGUIMIENTO
ARMÓNICO”**

INFORME DE MATERIA INTEGRADORA

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

DARWIN SAÚL YUPA PILCO

ANGEL FERNANDO MUÑOZ VALAREZO

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2016

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darnos el coraje y la perseverancia para culminar este trabajo. A nuestros profesores por sus enseñanzas, a familiares y amigos por su constante apoyo y afecto a lo largo de la carrera.

DEDICATORIA

Dedico este Proyecto de Graduación a mis padres, Angel y Rosa, por haberme dado su apoyo incondicional, cada día me inspiran a seguir adelante con su ejemplar manera de vivir.

Angel

El presente proyecto lo dedico, a mis padres, Celso y Prisila, por su constante apoyo y motivación, por su ejemplo de trabajo que les caracteriza y han inculcado siempre. Pero más que nada, por su amor.

A mis hermanos, que siempre me han mostrado su cariño y han ayudado en cada etapa de mi vida.

Darwin

TRIBUNAL DE EVALUACIÓN

Ing. Washington Medina

PROFESOR EVALUADOR

Ing. César Yépez

PROFESOR EVALUADOR

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, nos corresponde exclusivamente; y damos nuestro consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual"

Darwin Saúl Yupa Pilco

Angel Fernando Muñoz Valarezo

RESUMEN

Los riesgos a los cuales se ve expuesta una población ante un evento de desastre natural son un tema muy importante. Y es que siempre las autoridades competentes procuran idear planes de contingencia para una eventual situación de alerta ante un desastre. Las consecuencias que se generan por un suceso como un sismo, puede ser el desmoronamiento de estructuras que pueden dejar atrapadas a personas a la espera de ayuda o en peores casos pérdidas humanas. Cuando una persona esa atrapada entre escombros es de gran importancia que sea rescatada a tiempo ya que pudiera estar herida necesitando ayuda urgente. Y para aprovechar el tiempo es importante conocer la ubicación de la persona. Este proyecto pretende dar una alternativa de solución al requerimiento de conocer la ubicación de una persona que está atrapada en escombros.

El proyecto a ser desarrollado consiste en el diseño de un dispositivo que va ser usado por las personas y les permitirá ser localizadas en caso de un eventual desastre natural. Se basa en un transpondedor pasivo, con lo cual se tiene la ventaja de no necesitar una fuente de energía constante y que deba ser recargada, entra en funcionamiento cuando en el incide un haz de ondas electromagnéticas de una determinada frecuencia emitidas por el equipo rastreador, respondiendo con una señal de frecuencia de segunda armónica, haciendo así más preciso el rastreo empleando el seguimiento armónico. Se considera un análisis de los niveles de potencia requeridos por el equipo rastreador para el escenario de búsqueda.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS.....	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA.....	v
RESUMEN.....	vi
ÍNDICE GENERAL.....	vii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE TABLAS	xiii
CAPÍTULO 1.....	1
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Descripción del problema.....	1
1.2 Justificación del proyecto.	5
1.3 Objetivos.	5
1.3.1 Objetivo general.....	5
1.3.2 Objetivos específicos.	6
1.4 Metodología del diseño.	6
1.5 Estado del arte.....	6
1.6 Alcance.	11
CAPÍTULO 2.....	12
2. MARCO TEÓRICO.....	12
2.1 Radar.	12

2.1.1	Ecuación del Radar.....	13
2.1.2	Rango del radar.	13
2.1.3	Radar armónico.....	14
2.2	Antenas.	14
2.2.1	Parámetros de las antenas.	15
2.2.2	Ecuación de transmisión	23
2.2.3	Tipos de antenas.....	24
2.3	Transpondedores.	27
2.4	Circuitos generadores de frecuencias armónicas.	28
2.5	Equipos de laboratorio.	32
CAPÍTULO 3.....		34
3. ANÁLISIS Y DISEÑO		34
3.1	Análisis del escenario.....	35
3.2	Modelo de propagación aproximado en las frecuencias de operación. 36	
3.3	Características de diseño del transpondedor.	39
3.4	Modelado de respuesta del transpondedor.	41
3.5	Análisis en frecuencia del diodo schottky.	42
3.6	Ensayos de laboratorio con el diodo schottky.	44
3.7	Perdidas de conversión en el diodo schottky BAT43.	45
3.8	Diseño del transpondedor.	53
3.9	Pruebas del transpondedor	64
3.10	La potencia transferida por el transpondedor.....	65

3.11 Potencia requerida para el equipo de búsqueda.....	67
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	70
BIBLIOGRAFÍA.....	72
ANEXOS.....	75

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1:	Sonda espacial Juno.....	7
Figura 1.2:	Transpondedor Sevenstar S.701.....	8
Figura 1.3:	Transpondedor Recco.....	9
Figura 1.4:	Insecto con una etiqueta de radar armónico.....	10
Figura 2.1:	Principio del radar pulsado.....	12
Figura 2.2:	Detección de frecuencias armónicas.....	14
Figura 2.3:	Antena de un router.....	14
Figura 2.4:	Ganancia y directividad en los terminales de una antena.....	15
Figura 2.5:	Patrón de radiación dipolo de media onda.....	16
Figura 2.6:	Impedancia de entrada de una antena.....	16
Figura 2.7:	Ancho de banda.....	17
Figura 2.8:	Ancho de haz de una antena.....	17
Figura 2.9:	La tensión y el campo incidente en la antena.....	18
Figura 2.10:	Potencia de ruido de una resistencia.....	19
Figura 2.11:	Potencia de ruido generada por la antena.....	20
Figura 2.12:	Línea de transmisión.....	20
Figura 2.13:	Clasificación de la polarización.....	22
Figura 2.14:	Regiones de campo de una antena.....	22
Figura 2.15:	Parámetros en la ecuación de transmisión.....	23
Figura 2.16:	Antena yagi.....	24
Figura 2.17:	a) Antena de bocina b) Antena parabólica.....	25

Figura 2.18: Estructura de la antena microstrip.....	26
Figura 2.19: Patrón de radiación típico de una antena microstrip.....	27
Figura 2.20: Estructura interna de un transpondedor.....	27
Figura 2.21: Frecuencia fundamental f_0 y su segundo armónico $2f_0$	28
Figura 2.22: Curvas de las características reactivas y resistivas de un diodo.....	29
Figura 2.23: Simbología del diodo schottky.....	30
Figura 2.24: Comparación de curvas de diodo schottky y diodo de silicio...	31
Figura 3.1: Desarrollo del proyecto.....	34
Figura 3.2: Escenario de funcionamiento.....	35
Figura 3.3: Escombros, modelo A.....	37
Figura 3.4: Escombros, modelo B.....	37
Figura 3.5: Atenuación en modelo A y B.....	38
Figura 3.6: Ubicación del transpondedor.....	40
Figura 3.7: Vista en perspectiva del accesorio para el transpondedor.....	41
Figura 3.8: Relación no lineal del voltaje y corriente en el diodo BAT43...	42
Figura 3.9: Señales de voltaje y corriente a través de un diodo schottky...	43
Figura 3.10: Frecuencias fundamental y armónica.....	43
Figura 3.11: Ensayo de laboratorio, diodo schottky.....	44
Figura 3.12: Ensayo de pérdidas en el diodo.....	45
Figura 3.13: Pérdidas de conversión 500-10000 MHz.....	46
Figura 3.14: Pérdidas de conversión 550-1100 MHz.....	47
Figura 3.15: Pérdidas de conversión 600-1200 MHz.....	48

Figura 3.16: Pérdidas de conversión 650-1300 MHz.....	49
Figura 3.17: Pérdidas de conversión 700-1400 MHz.....	50
Figura 3.18: Pérdidas de conversión 750-1500 MHz.....	51
Figura 3.19: Pérdidas de conversión 800-1200 MHz.....	52
Figura 3.20: Curva de atenuación en el diodo.....	53
Figura 3.21: Geometría de la antena, 4NEC2.....	55
Figura 3.22: Patrón de radiación de una antena resonante, 1500 MHz.....	56
Figura 3.23: Impedancia de dipolo $\lambda/2=10$ cm entre 700-800 MHz.....	57
Figura 3.24: Equivalente Thévenin dipolo-diodo.....	58
Figura 3.25: Potencia entregada del dipolo a la carga.....	59
Figura 3.26: Dipolo a 750 MHz.....	60
Figura 3.27: Potencia entregada del dipolo a la carga con inductancia sintonizadora.....	62
Figura 3.28: Modelo dipolo-diodo a frecuencia armónica.....	62
Figura 3.29: Corriente a través del dipolo.....	63
Figura 3.30: Espectro de corrientes transmitidas, diodo-dipolo.....	63
Figura 3.31: Bosquejo de la antena del transpondedor.....	64
Figura 3.32: Antena del transpondedor implementada.....	64
Figura 3.33: Frecuencias transmitidas hacia el transpondedor.....	65
Figura 3.34: Frecuencias retransmitidas por el transpondedor en el ensayo.....	65
Figura 3.35: Pérdidas de transmisión en el escenario.....	68
Figura 3.36: Nivel de potencias en el enlace.....	68

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1:	Rangos de frecuencia del radar.....	13
Tabla 2:	Pérdidas de conversión 500-1000 MHz.....	45
Tabla 3:	Pérdidas de conversión 550-1100 MHz.....	46
Tabla 4:	Pérdidas de conversión 600-1200 MHz.....	47
Tabla 5:	Pérdidas de conversión 650-1300 MHz.....	48
Tabla 6:	Pérdidas de conversión 700-1400 MHz.....	49
Tabla 7:	Pérdidas de conversión 750-1500 MHz.....	50
Tabla 8:	Pérdidas de conversión 800-1600 MHz.....	51
Tabla 9:	Pérdidas en los terminales del diodo BAT43.....	52
Tabla 10:	Impedancia del dipolo eléctricamente pequeño.....	59

CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se hace una descripción del problema para el cual se quiere implementar una solución, la justificación por la cual el proyecto debe hacerse es de índice social y esto motiva al desarrollo del mismo; también se declara un objetivo general y objetivos específicos que guiaran hacia el éxito del proyecto; la metodología, será los pasos a seguir para el desarrollo ordenado del mismo; el estado del arte, contiene las implementaciones ya desarrolladas que tienen una orientación similar a la propuesta planteada en este documento o aplicaciones de la tecnología; y termina con el alcance, lo que se pretende lograr, hasta donde llegará a ser desarrollado el proyecto.

1.1 Descripción del problema.

El Ecuador se encuentra en la zona conocida como el cinturón de fuego del pacífico y por lo tanto es vulnerable a padecer desastres naturales tales como terremotos, erupciones volcánicas o tsunamis. El terremoto ocurrido el 16 de abril del 2016 demuestra que nuestro país no es inmune a estos eventos y que los resultados pueden ser catastróficos.

La población de estar preparada para estos eventos que pueden suceder en cualquier momento, para esto los medios de comunicación y organismos públicos han enseñado varias técnicas y recomendaciones que se deben tener en cuenta. Para estar preparado es necesario hacer simulacros para que en caso de que suceda un terremoto, todos puedan actuar calmadamente sin hacer daño a otras personas, la preparación para estos riesgos debe empezar en nuestra casa. Es recomendable inspeccionar la casa y observar qué lugar es seguro para que en caso de una catástrofe poder protegerse, también se debe tener un botiquín para primeros auxilios y por lo menos una linterna, en caso de no poder salir de la estructura es necesario colocarse en forma fetal a lado de un objeto sólido y fuerte que no se rompa, así se producirá un espacio entre el objeto y el suelo, este espacio se lo denomina triángulo de la vida. Estas

recomendaciones ayudan a que no se pierdan vidas en estas situaciones catastróficas.

La principal consecuencia del terremoto del 16 de abril del 2016 fue el desmoronamiento de algunas estructuras, según una investigación de la BBC Mundo, el sector de construcción tuvo una consecuencia directa en los más de 600 muertos porque no cuentan con la Norma Ecuatoriana de Construcción (NEC). [1]

Generalmente cuando ocurre algún evento sísmico que provoca el desmoronamiento de una estructura habitada por personas y tal suceso les toma por sorpresa, puede traerles consecuencias fatales o dejarlas inconscientes y atrapadas en su interior. Inmediatamente empiezan las tareas de búsqueda y rescate de personas que se mantienen con vida y en algunos casos lamentables de los cuerpos de las víctimas que ha dejado tal percance. Durante estas tareas de rescate es de gran importancia encontrar a las personas que aún se mantienen con vida para aprovechar el tiempo y realizar de manera oportuna el rescate de la misma, al saber la ubicación de donde se encuentren.

Cuando existen estructuras colapsadas es necesario que intervenga un equipo especializado, ya que existen muchas amenazas como por ejemplo réplicas de terremotos, estructura inestable, aire contaminado, espacios reducidos, escenarios de trabajo desconocido, polvo y fuego. El líder o responsable de seguridad de la operación de rescate debe tener siempre en cuenta el peligro que tienen los rescatistas y a los que intentan rescatar por esa razón no se pueden violar las medidas de seguridad ya que las consecuencias pueden ser muy serias.

Al momento de rescate existen condiciones y acciones inseguras que los rescatistas deben asumir y enfrentar. Las condiciones inseguras tales como: estructuras que están por colapsar, las condiciones ambientales tal como la lluvia, vientos fuertes y relámpagos, ya que causan que el suelo esté inestable y dificulta la operación de equipos y llevar a cabo el rescate. Las acciones inseguras son tareas que realiza el rescatista rompiendo las medidas de

seguridad, por ejemplo: entrar al área de trabajo sin su equipo de protección, ingresar al área de trabajo sin la autorización del líder o responsable de seguridad, ingresar a trabajar solo al área de trabajo.

El responsable de seguridad debe comprender estos conceptos porque así mantendrá un entorno seguro para los rescatistas, debe monitorear las acciones y condiciones del área de trabajo, en caso de haber condiciones peligrosas para los rescatistas, éste debe de dar solución antes de continuar la operación de rescate.

El responsable de seguridad debe aceptar la realidad de que en el desastre no hay condiciones seguras y también debe ser consciente de las acciones inseguras que cometan los rescatistas. Él debe de asegurarse de que los rescatistas siguen los procedimientos de seguridad tales como: usar los equipos de protección personal, trabajar en grupos, usar correctamente las herramientas, tener descansos apropiados, mantenerse hidratados, conocer la ubicación de las áreas seguras.

Los rescatistas deben tener mucha fuerza física y mental, también deben ser personas capacitadas en muchos temas por ejemplo en el reconocimiento de daños en edificaciones, aquí aprenden lo básico sobre estructuras y tipos de materiales de construcción; estrategias para la búsqueda, localización y marcaje; condiciones de seguridad; herramientas, equipos y accesorios; atención prehospitalaria, sinónimo de primeros auxilios; técnicas de rescate en superficie.

En una catástrofe natural, la zona de desastre va a ser de una proporción similar a la de la magnitud del evento, esto provocaría que haya muchos grupos de rescate intentando buscar sobrevivientes, lo primordial es crear un área de búsqueda para cada grupo y varios responsables de seguridad monitoreando el área.

Debido a los recientes y anteriores desastres naturales sufridos en la región costera del Ecuador y otras cercanas del continente latinoamericano en donde estos eventos han dejado víctimas mortales, la búsqueda y rápido rescate de personas que han logrado sobrevivir a la catástrofe se vuelve crucial y el tiempo

debe ser priorizado en los rescates de estas personas que yacen en los escombros.

Lo más difícil en un rescate es no saber cuántas personas hay en la estructura, peor aún cuántas están con vida y con pocas probabilidades de conocer su ubicación, esto implica que los rescatistas ocupen mucho tiempo buscando sin saber si van a encontrar algo, en caso de que no encuentren nada, eso representaría tiempo perdido, y en esos momentos de tragedia el tiempo es fundamental, porque habrán muchos sobrevivientes heridos, alterados, asustados o en estado de shock que necesitarán de ayuda inmediata.

Una de las formas de búsqueda que usan los rescatistas es usar perros, ya que estos cuentan con unos sentidos únicos como el olfato y la audición. Aunque los perros pueden ser de gran ayuda en ocasiones pueden ser un riesgo, ya que pueden ocasionar el colapso de alguna estructura y poner en peligro al rescatista y a la persona a rescatar. Estos en algunos casos también pasan a ser víctimas sufriendo pérdida de vitalidad que pueden terminar en enfermedades y en algunos casos la muerte.

En muchos desastres naturales anteriores un problema grave ha sido el tiempo que se toman los rescatistas para encontrar a los afectados atrapados en las estructuras, en la actualidad algunos grupos de rescate no cuentan con instrumentos tecnológicos de búsqueda, es decir que a los supervivientes se los empieza a buscar por el método de prueba y error, recorriendo cada una de las estructuras desmoronadas en el área, esto causa que las personas mueran.

La problemática de esta situación es que cuando la magnitud del desastre cubre un área grande, el rescate dura demasiado tiempo buscando supervivientes y quitando escombros, lo que causa el debilitamiento de las personas supervivientes que no pueden ser ubicadas pronto y aumente su riesgo de muerte por la situación a la cual se encuentra sometida. Una posible solución a este inconveniente se presenta en el presente estudio.

1.2 Justificación del proyecto.

Una de las políticas del gobierno es garantizar la protección de la ciudadanía a través de planes de contingencia ante un eventual suceso que pudiera afectar la situación y seguridad de la población. Es así que cuenta para este fin principalmente con la secretaría de gestión de riesgos que tiene como objetivo: Fortalecer en la ciudadanía y en las entidades públicas y privadas capacidades para identificar los riesgos.

Además, no es solo compromiso del estado velar por el bienestar de su gente y ofrecer alternativas para solucionar los problemas que se presentan; las instituciones de educación superior en sus estatutos están incluidos artículos que pretenden formar profesionales capaces de solucionar problemas de la sociedad. Un ejemplo es la Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), que en su estatuto cuenta en algunos puntos del artículo 53 del capítulo IX que trata de las comisiones de aseguramiento de la calidad, vinculación con la colectividad y del comité consultivo de graduados, tales como: Fomentar el proceso permanente de vinculación de la ESPOL con la sociedad, fomentar la ejecución de tareas que vayan en beneficio directo del desarrollo de la comunidad. Además de que en parte de su misión institucional está el hacer extensión de calidad para servir a la sociedad. [2]

Este proyecto, además de ser parte del proceso final de graduación en la modalidad materia integradora en la ESPOL, tiene como finalidad darle a la sociedad en un escenario post evento sísmico una alternativa que complemente los planes contingentes de búsqueda de supervivientes que tienen establecidos las instituciones encargadas de planificar y llevar cabo los mismos.

1.3 Objetivos.

1.3.1 Objetivo general.

Diseñar el prototipo de un dispositivo que sirva para rastreo y búsqueda de personas sobrevivientes basado en transpondedores pasivos y seguimiento por frecuencias armónicas.

1.3.2 Objetivos específicos.

- Realizar un análisis del escenario.
- Diseñar la etapa generadora de frecuencias armónicas.
- Diseñar la antena del transpondedor.
- Emular un sistema de radar armónico con un generador de frecuencias y un analizador de espectros y realizar pruebas.

1.4 Metodología del diseño.

Para el desarrollo de este proyecto se ha planteado la idea basada en un funcionamiento similar al sistema recco, con reflectores pasivos.

Es importante realizar un análisis previo del escenario y su funcionamiento, la detección del reflector a través del radar, para así encontrar los factores y características de diseño del prototipo. Para conocer las frecuencias en las cuales se va a diseñar el radar es importante conocer las características del transpondedor que se va a diseñar y el entorno en el cual va a operar.

Modelar y diseñar el sistema de reflector pasivo. El transpondedor pasivo de tipo antena que ante la excitación de una onda electromagnética que incide sobre sí. Para conseguir el efecto armónico se deberá implementar una etapa no lineal con dispositivos semiconductores que permiten conseguir este efecto sobre las ondas electromagnéticas incidentes al ser reflejadas. Para eso el modelado del transpondedor se hará usando el software Matlab para analizar los datos obtenidos y el software 4NEC2 que permite modelar antenas a partir de su modelo geométrico. Con el transpondedor y el sistema radar implementado con los equipos de laboratorio pueden hacerse pruebas de funcionalidad y evaluar los resultados iniciales.

1.5 Estado del arte.

Los transpondedores aparecieron en la segunda guerra mundial porque era necesario diferenciar los aviones amigos de los enemigos, entonces se desarrolló el IFF (Identification Friend or Foe), éste se trataba de que la aeronave amiga tenía incorporado un aparato que emitía señales codificadas,

las cuales en la tierra la estación base se encargaba de identificar si era el avión amigo o enemigo. [3]

El 5 de agosto del 2011 se lanzó la sonda espacial Juno, su misión durará 6 años y su objetivo será Júpiter. Su tarea consiste en ayudar a comprender más los sistemas planetarios gigantes por esta razón investigará si Júpiter tiene un núcleo sólido, la cantidad de amoníaco y agua, observar las auroras y un mapa del campo magnético. Juno consta con un transpondedor que trabaja en la banda X, en la tierra se envía señales desde la NASA que son recibidas por el transpondedor, el cual responde con otra señal, y con los pequeños cambios de frecuencia se conoce la distancia que se ha desplazado la sonda espacial. La figura 1.1 muestra la sonda Juno que contaba con un transpondedor. [4]



Figura 1.1: Sonda espacial Juno. [4]

SEVIMAR, el convenio internacional para la seguridad de la vida humana en el mar, indica que cada buque por lo menos debe tener 2 transpondedores ubicados a los costados de la nave y que exista fácil acceso a ellos. Se usaron los transpondedores sevenstar, los cuales se muestran en la figura 1.2. Los transpondedores también pueden estar ubicados en los botes de caída libre y en el cuarto de mando. [5]



Figura 1.2: Transpondedor Sevenstar S.701 [5]

El radar, detección y medición de distancias por radio, tuvo su primera aparición por el siglo 20. Nadie tiene acreditada la invención del radar.

El radar a lo largo del tiempo se le ha dado varias aplicaciones como, por ejemplo: geología, agricultura, determinación de la humedad del suelo; cartografía, levantamiento planimétrico y altimétrico; bosques, identificación de áreas en deforestación; hielo y nieve, monitoreo del deshielo; hidrología, gerencia y planificación de recursos hídricos; oceanografía, mapeo de la topografía submarina. [6]

Los sistemas de radar son sistemas cuya complejidad aumenta en relación a la situación en la cual se va a implementar, así hay sistemas que son más precisos porque así se requiere, que tengan más exactitud en cuanto a los objetos que son detectados y las dimensiones de los mismos; hay otros sistemas que basta con detectar la presencia de algún objeto extraño.

Una combinación de la aplicación de un radar y un reflector pasivo es la implementación del sistema Recco. Un sistema de rescate de personas

atrapadas en avalanchas implementado en el norte de Europa, siendo 1980 el año en el cual nace el primer prototipo. Este sistema consta de 2 partes, el radar detector y el reflector pasivo que se muestra en la figura 1.3. El reflector pasivo no emite señal, por lo tanto, no requiere de una fuente de energía. El sistema consiste de un traje que en cuyo interior se encuentran alojados reflectores pasivos, estos no emiten constantemente una señal, sino que solamente actúan como espejo, reflejando la señal que les llega. Así en un accidente de avalancha en el cual una persona ha quedado atrapada, los rescatistas pasan por la zona de avalancha con el detector de los reflectores, el sistema de radar. El equipo de rescate emite una señal por los lugares en donde pudiera encontrarse la persona, cuando se está cerca de la persona los reflectores incorporados en la indumentaria actúan reflejando la señal hacia el dispositivo de radar, dando un aviso al rescatista de que la persona se encuentra en ese lugar. [7]



Figura 1.3: Transpondedor Recco. [7]

Otro sistema de ayuda en la localización de personas que han sufrido este tipo de accidentes en los cuales quedan atrapados es el denominado proyecto ARVA, que consiste en un dispositivo de un tamaño aproximado al de un teléfono móvil que es portado por la persona que realiza alguna actividad en la cual el riesgo a sufrir un accidente que le pudiera dejar atrapado. Una vez que se ha suscitado el evento y la persona necesita ayuda, activa el dispositivo y éste último empieza a generar ondas con una frecuencia de 457 MHz, así al momento de las actividades de rescate el personal encargado busca esas

señales a través de otro dispositivo que rastrea la frecuencia que emite el dispositivo que posee la persona a ser rescatada. [8]

También otro uso similar es monitorear a pequeños animales o insectos para tener una imagen detallada de su comportamiento, esto es útil ya que se puede conocer su enigmática ecología y ciclo de vida. Para que esto sea posible se le coloca un dispositivo de seguimiento y éste debe de estar entre el 5% y 10% de la masa corporal de la especie en cuestión. La figura 1.4 muestra a un insecto con un dispositivo de seguimiento adherido a su cuerpo. Estos dispositivos de seguimiento pueden ser de dos tipos: etiqueta de transpondedor pasivo y etiqueta de radar armónico. La diferencia es que el transpondedor pasivo no necesita batería, pero esto causa que tenga una señal débil, lo que limita su alcance para un seguimiento; y la etiqueta de radar armónico es una antena conectada con un diodo Schottky, este diodo reduce la tensión en la corriente eléctrica y tiene una acción de conmutación rápida, por eso es sensible a las ondas de radio. [9]

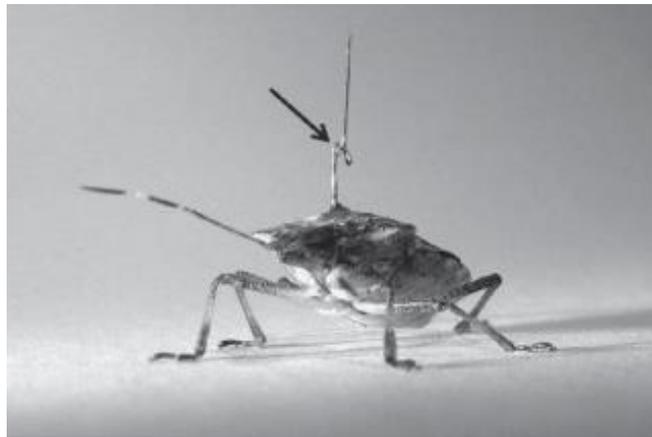


Figura 1.4: Insecto con una etiqueta de radar armónico. [10]

En la Universidad Libre de Berlín, los científicos usan el radar armónico para observar los neonicotinoides, y así comprender como estos insecticidas afectan el sistema nervioso central de los insectos, comprometiendo la navegación de una abeja. El neurobiólogo de insectos Randolph Menzel dirige la investigación y señala que las abejas tienen una increíble habilidad para navegar, ante lo cual tomo dos abejas y les colocó transmisores de radio, a una la expuso al

neonicotinoide. Cuando ambas fueron liberadas a una cierta distancia de su colmena, solo la abeja expuesta al insecticida no logró encontrar su camino de regreso. Con esta investigación se demostró que el neonicotinoide si afecta la navegación de la abeja. [9]

Otro caso es el ácaro varroa, es un pequeño parásito que propaga un virus muy contagioso que ha sido distribuido en el planeta, matando a una gran cantidad de abejas. Para eso, los científicos de Rothamsted están utilizando la misma tecnología para estudiar el trayecto de vuelo de las abejas infectadas. [9]

1.6 Alcance.

El presente proyecto comprenderá el diseño del prototipo de un dispositivo para rastreo y búsqueda de personas sobrevivientes, basado en transpondedores pasivos y seguimiento armónico.

El dispositivo está basado en un transpondedor pasivo, esto es, no requiere una fuente de energía que alimente constantemente el dispositivo para activar su funcionamiento, ya que la energía que recepta de las ondas electromagnéticas incidentes en él, le es suficiente y necesaria para activar el funcionamiento de sus componentes.

Para que el dispositivo pueda localizarse y diferenciarse de otros objetos que producen la reflexión de las ondas electromagnéticas, se emplea el principio de seguimiento armónico, el transpondedor debe ser capaz de generar una frecuencia armónica a partir de la frecuencia fundamental incidente y retransmitirla

El proyecto cumplirá con el diseño del prototipo de rastreo, después de analizar las respuestas encontradas al realizar simulaciones con el generador de funciones E4433B y el analizador de espectro E5071B.

El dispositivo está diseñado para que sea fácil de usar y mientras se encuentre cerca del corazón, la persona que esté usándolo será encontrada después de cualquier eventual catástrofe natural.

CAPÍTULO 2

2. MARCO TEÓRICO.

En este capítulo se investiga sobre los equipos y elementos que son necesarios para llevar a cabo el proyecto. Se describen los conceptos sobre el radar, las antenas, los transpondedores, los circuitos generadores de frecuencias armónicas y los equipos de laboratorio. Los conceptos de todos los temas reunidos en este capítulo 2 ayudan a entender el desarrollo del proyecto que se expone en el siguiente capítulo.

2.1 Radar.

El Radar es un sistema que emplea circuitos moduladores de onda y antenas para radiar energía electromagnética con la finalidad de localizar objetivos por medio de la reflexión de la energía electromagnética en la superficie de estos. En la figura 2.1 se muestra el principio de funcionamiento del radar. El radar emite una onda electromagnética a través de su antena y en la superficie del objeto se refleja una parte de esta energía radiada y así permite calcular la distancia del objeto, en función del tiempo que le toma en viajar a la onda reflejada. [11]

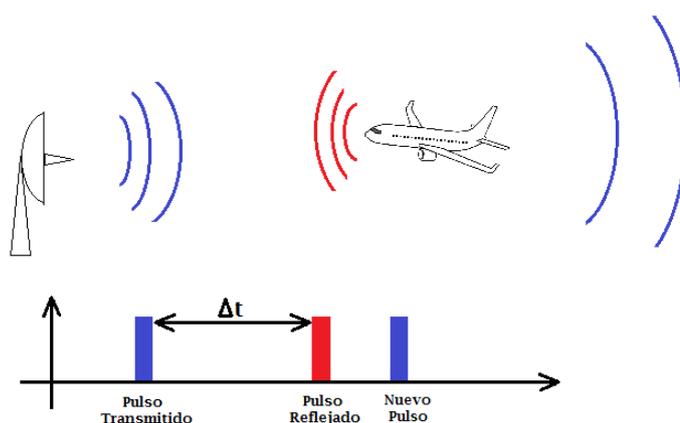


Figura 2.1: Principio del radar pulsado.

2.1.1 Ecuación del Radar.

Con la ecuación del radar se puede comprender cómo funciona éste, ya que relaciona el rango del radar con las propiedades del transmisor, el receptor, la antena, el objeto y el ambiente.

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma F^4}{(4\pi)^2 R_t^2 R_r^2} \quad (2.1)$$

Donde:

P_t = potencia transmitida.

G_t = ganancia de la antena de transmisión.

A_r = área de la antena de recepción.

Σ = sección transversal del radar.

F = factor de propagación del patrón.

R_t = distancia del transmisor al objeto.

R_r = distancia del objeto al receptor.

2.1.2 Rango del radar.

El espectro de las ondas electromagnéticas está dividido en grupos de rangos y frecuencias utilizadas por el radar. En la tabla 1 se muestra el rango de frecuencias de en las cuales operan las tecnologías de radar.

Denominación	Frecuencia	Nueva designación
Banda HF	0.003 - 0.03	A
Banda VHF	0.03 - 0.3	A<0.25 ; B>0.25
Banda UHF	0.3 - 1.0	B<0.5;C>0.5
Banda L	1.0 - 2.0	D
Banda S	2.0 - 4.0	E<3.0;F>3.0
Banda C	4.0 - 8.0	G<6.0;H>6.0
Banda X	8.0 -12.5	I<10.0;J>10.0
Banda Ku	12.5 - 18.0	J
Banda K	18.0 - 26.5	J<20.0;K>20.0
Banda Ka	26,5-40,0	K

Tabla 1: Rangos de frecuencia del radar. [11]

2.1.3 Radar armónico.

Un radar armónico es un radar el cual detecta señales con frecuencias armónicas de la frecuencia fundamental con la que fue radiada la energía electromagnética en busca del objetivo. En la figura 2.2 se muestra el principio de seguimiento armónico, una fuente emite una señal de una frecuencia f a la que se denomina frecuencia fundamental y el dispositivo reflector o dispositivo transpondedor genera una señal frecuencia armónica $2f$ a partir de la señal con frecuencia f que incide sobre el mismo, esta señal se retransmite y puede ser detectada por la etapa receptora del radar.

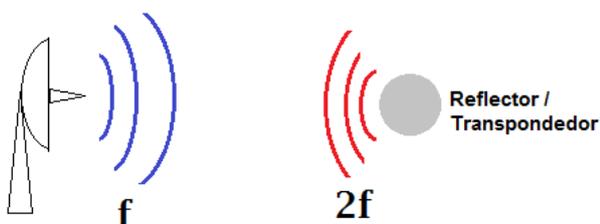


Figura 2.2: Detección de frecuencias armónicas.

2.2 Antenas.

Una antena es un transductor que convierte la energía eléctrica o energía magnética en energía electromagnética que se propaga a través de un medio de manera inalámbrica [12]. En la figura 2.3 se muestra la antena WiFi usada por un router para radiar las ondas de radio que permiten conectarse a una red de manera inalámbrica.



Figura 2.3: Antena de un router.

2.2.1 Parámetros de las antenas.

Los parámetros que le dan las características a cada tipo de antenas son:

- **Ganancia.**

En la antena, la ganancia es muy importante, ya que sería la potencia de amplificación de la señal. La ganancia es la relación entre la potencia a la entrada de una antena de referencia y la potencia suministrada a la antena en cuestión para que las dos antenas produzcan en una dirección dada la misma densidad de flujo de potencia, la misma intensidad de campo a la misma distancia, está dada por la ecuación 2.2. La ganancia está relacionada directamente con la directividad, las dos dependen de coordenadas esféricas. Ver figura 2.4.

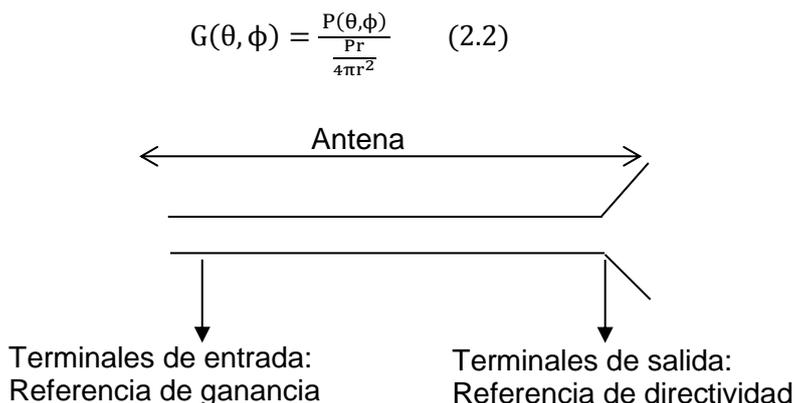


Figura 2.4: Ganancia y directividad en los terminales de una antena.

- **Directividad y eficiencia.**

Cuando se dice que una antena tiene alta directividad significa que la antena concentra en una sola dirección su valor máximo de radiación. Por ejemplo, si la antena irradia para todas las direcciones, su directividad es de cero.

$$\eta = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (2.3)$$

La ecuación 2.3 correspondiente a la eficiencia, define la relación entre directividad y ganancia. Ver figura 2.4.

- **Patrón de radiación.**

El diagrama de radiación muestra las características correspondientes a la forma en que la energía electromagnética es radiada desde la antena.

La figura 2.5 muestra un ejemplo de patrón de radiación correspondiente a un dipolo de media onda.

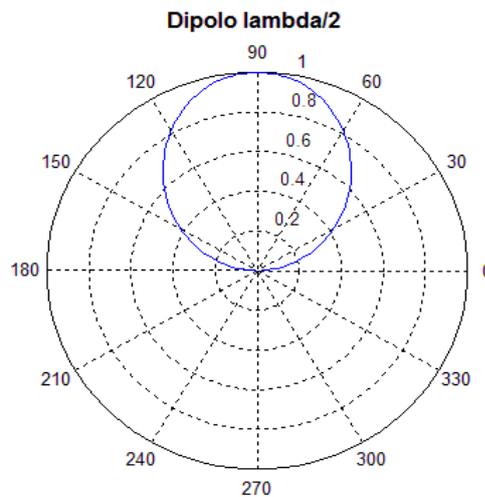


Figura 2.5: Patrón de radiación dipolo de media onda.

- **Impedancia de entrada.**

Es la relación que se produce en los terminales de entrada entre la tensión y la corriente, como se muestra en la figura 2.6, por lo general la impedancia es compleja. La parte real es la resistencia de la antena y la parte imaginaria es la reactancia de la misma.

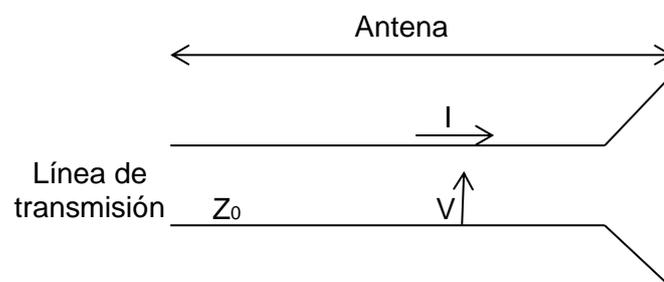


Figura 2.6: Impedancia de entrada de una antena.

- **Ancho de Banda.**

Es la diferencia entre la máxima y la mínima frecuencia de una señal, es donde se encuentra la mayor potencia de la señal.

Dependiendo al parámetro al que se haga referencia, existen algunas definiciones. El ancho de banda puede ser de impedancia o de diagrama. En el caso de impedancia, su ancho de banda es el margen frecuencial al que la antena está adaptada con relación a una menor relación de onda estacionaria. En cambio, con el ancho de banda de diagrama es la que se emplea habitualmente en el campo de los amplificadores, es el ancho de banda a -3dB como se muestra en la figura 2.7. [12]

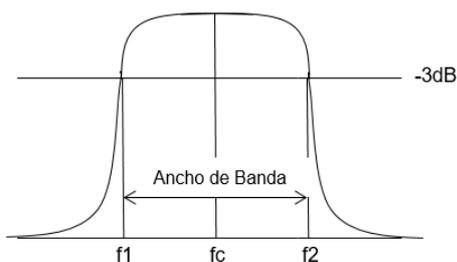


Figura 2.7: Ancho de banda.

- **Ancho de Haz.**

Es el ángulo de separación donde la densidad de potencia radiada llega a ser la mitad de la potencia máxima, es decir a -3dB del máximo. Ver figura 2.8.

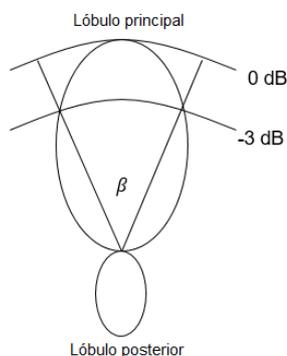


Figura 2.8: Ancho de haz de una antena.

- **Área efectiva.**

El área efectiva es la relación entre la potencia entregada y la densidad de potencia de la onda incidente. Ésta área se produce porque se extrae potencia del frente de onda incidente.

$$A_{\text{ef}}(\theta, \phi) = \frac{P_L}{\varphi_i(\theta, \phi)} \quad (2.4)$$

El área efectiva drena toda la potencia hacia la carga desde la porción del frente de su antena. Es similar a la directividad porque depende de la dirección angular que inciden las ondas.

$$A_{\text{ef}} = \frac{P_L}{\varphi_i} \quad [\text{m}^2] \quad (2.5)$$

$$A_{\text{ef}}(\theta, \phi) = A_{\text{ef}} \cdot t(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

No es necesario que el área efectiva sea igual a su área física.

Con el teorema de reciprocidad se tiene:

$$\frac{A_{\text{ef}}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.7)$$

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{ef}} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (2.8)$$

El área efectiva es inversamente proporcional al ángulo sólido. Es decir que, si el área efectiva aumenta por el tamaño de la antena, el ángulo sólido va a disminuir, esto quiere decir que la potencia se concentra en una menor región angular, por lo tanto, la antena se hace más directiva.

- **Longitud efectiva.**

Es la longitud de un conductor lineal recto paralelo a la polarización de la antena y orientado perpendicularmente a una dirección dada como se muestra en la figura 2.9, este conductor tiene una corriente uniforme así misma como los terminales de la antena.

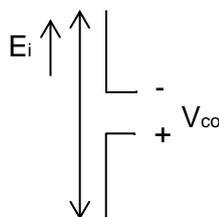


Figura 2.9: La tensión y el campo incidente en la antena.

$$l_{ef} = \frac{|V_{co}|}{|E_i|} [m] \quad (2.9)$$

La longitud de la antena no tiene que ser igual a la longitud efectiva, porque ésta solo depende de la dirección angular. Es decir que la tensión en la antena y el campo incidente definen la longitud efectiva.

$$l_{ef}(\theta, \varphi) = l_{ef} \cdot \sqrt{t(\theta, \varphi)} \quad (2.10)$$

- **Ruido de antena.**

Ruido externo.

Esto se produce por la agitación térmica de las moléculas lo que causa una potencia eléctrica de ruido en los terminales de una carga, ver figura 2.10.

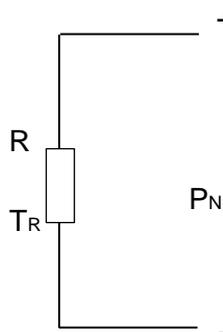


Figura 2.10: Potencia de ruido de una resistencia.

$$P_N = K T_R B \quad (2.11)$$

K = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)

T_R = temperatura de la resistencia.

B = ancho de banda [Hz]

Ruido generado por la antena.

Cuando la antena receptora tiene pérdidas, la resistencia de pérdidas (R_{Ω}) añade a la carga una potencia de ruido térmico y también se añade al ruido externo, para así lograr una temperatura ambiente (T_{AMB}), en serie con los parámetros respectivos de la antena como se muestra en la figura 2.11. [12]

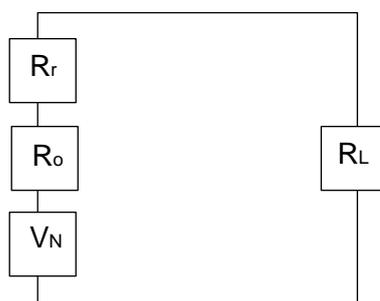


Figura 2.11: Potencia de ruido generada por la antena.

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R_L} \quad (2.12)$$

La potencia de ruido que genera (R_Ω) y liberada en el receptor:

$$P_N = KT_{AMB}B(1 - \eta_r) \quad (2.13)$$

El ruido que llega al receptor se suma con el ruido externo que capta la antena y con el ruido generado por sí mismo.

$$P_N = KT_A B \eta_r + KT_{AMB} B (1 - \eta_r) \quad (2.14)$$

Ruido generado por la línea de transmisión.

La línea de transmisión sirve para conectar la antena con su receptor. Ésta es un elemento que tiene pérdidas, porque una parte de la potencia que entra es disipada en forma de calor, el ruido se genera en todo el trayecto que corresponde a la línea de transmisión entre la antena y el transmisor o receptor como se muestra en la figura 2.12.

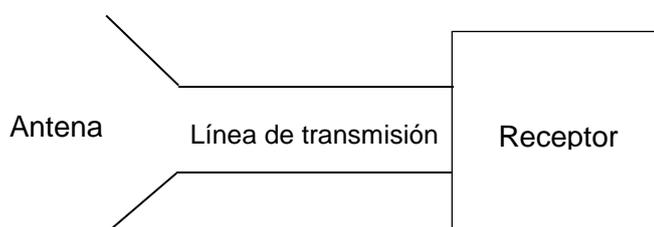


Figura 2.12: Línea de transmisión.

$$\eta_{LTX} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{1}{L} \quad (2.15)$$

La atenuación es equivalente a su eficiencia, es decir, un efecto resistivo produce la atenuación, por lo tanto, este evento es similar con una antena de eficiencia. La línea genera un ruido que se entrega al receptor.

$$P_N = KT_{AMB}B \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (2.16)$$

La suma del ruido de la línea de transmisión y el ruido en la entrada atenuada se suman para producir la potencia de ruido en la salida de la línea de transmisión.

$$P_{Nout} = P_{Nin} \frac{1}{L} + KT_{AMB}B \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (2.17)$$

Alcance máximo de una señal.

Este alcance está determinado por la sensibilidad del receptor, lo que significa que es la mínima potencia que necesita el receptor para reproducir los datos. Con las ecuaciones de transmisión y ruido, se encuentra el alcance máximo, de tal manera que la relación señal a ruido estará por encima del umbral.

$$\frac{S}{N} = \frac{P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_T G_R}{KT_{AB}} \geq \frac{S}{N_{min}} \quad (2.18)$$

$$r_{MAX} \leq \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{KT_{AB} S}} \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right) \quad (2.19)$$

- **Polarización**

La polarización de una antena corresponde a la orientación del campo electromagnético que la antena irradia. La polarización de una onda electromagnética puede representarse como la figura geométrica que está dada por el vector que corresponde al campo eléctrico de la onda en una posición dada. La polarización puede ser lineal, circular o elíptica. Ver figura 2.13.

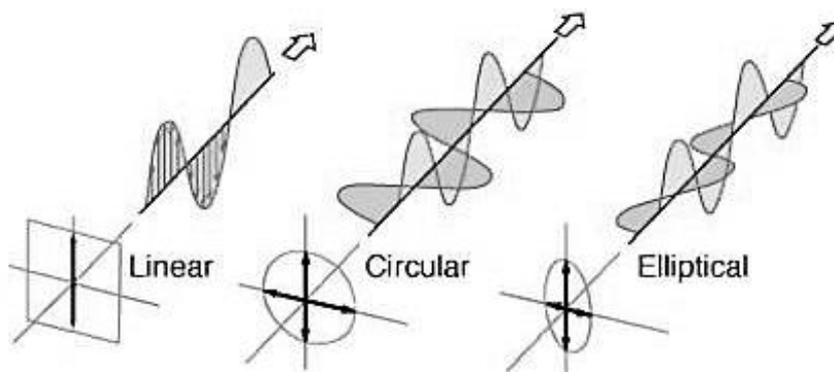


Figura 2.13: Clasificación de la polarización. [13]

- **Regiones de campo.**

Los campos que rodean la antena se dividen en tres zonas. La región de campo cercano reactivo, el campo que está inmediatamente de la antena, los campos eléctricos y magnéticos están fuera de fase de 90 grados entre sí. Región de campo radiado cercano, esta región está entre el campo cercano y el campo lejano, aquí predomina el campo de radiación. En el campo lejano con la distancia no cambia el patrón de radiación, aquí dominan los campos electromagnéticos. Estas regiones de los campos que se generan en los alrededores de una antena se muestra gráficamente en la figura 2.14. La ecuación 2.20 define el rango de estas regiones de campo.

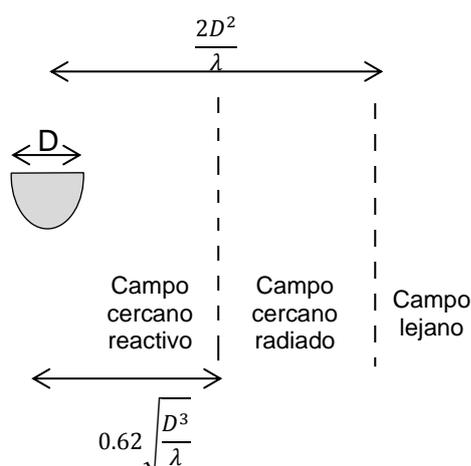


Figura 2.14: Regiones de campo de una antena.

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.20)$$

2.2.2 Ecuación de transmisión

Esta ecuación sirve para hacer un balance de potencias entre dos antenas separadas a una determinada distancia, una transmisora y otra receptora como lo muestra la figura 2.15. La ecuación relaciona la directividad con el área efectiva, porque aparte de permitir hacer un balance de potencia, es sencillo calcular el área efectiva de la antena que la directividad. [12]

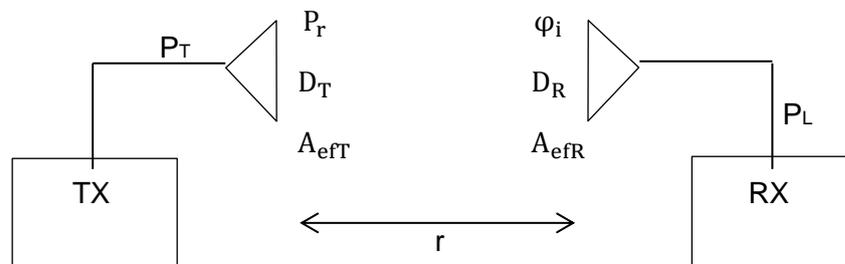


Figura 2.15: Parámetros en la ecuación de transmisión.

Densidad de potencia radiada que recibe la antena:

$$\varphi_i = \frac{P_R}{4\pi r^2} D_T = \frac{P_T}{4\pi r^2} G_T \quad (2.21)$$

Potencia entregada, suponiendo que la antena receptora no tenga pérdidas:

$$P_L = \varphi_i (A_{\text{efR}}) = \frac{P_T G_T}{4\pi r^2} A_{\text{efR}} \quad (2.22)$$

El teorema de reciprocidad relaciona los parámetros, entonces:

$$P_L = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 P_T G_T D_R \quad (2.23)$$

Potencia liberada, suponiendo la antena con pérdidas:

$$P_L = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 P_T G_T G_R \quad (2.24)$$

La ecuación 2.24 se la conoce como ecuación de transmisión de Friis.

2.2.3 Tipos de antenas.

- **Antenas de hilo.**

Las antenas de este tipo están conformadas por elementos radiantes que son hilos conductores. Dentro de este grupo de antenas se encuentran:

- **Dipolo:** Estas antenas son las más simples empleadas en aplicaciones de radiofrecuencia. Por lo general son dos elementos conductores en forma rectilínea.
- **Antena de espira:** Se parece al dipolo, pero sus elementos conductores forman una espira. Son muy direccionales.
- **Antena helicoidal:** Su conductor forma una hélice. Se usa en VHF y UHF. Tiene una impedancia baja.

Las muy conocidas antenas yagi, como se muestra en la figura 2.16, forman parte de este grupo de antenas de hilo, ya que es una extensión del dipolo. Son empleadas comúnmente en televisión.



Figura 2.16: Antena yagi. [12]

- **Antenas de apertura.**

Las antenas de apertura emplean las superficies de su forma geométrica en forma de abertura para dar dirección al haz que se

propagará en un medio. Se caracterizan por su gran directividad. La ganancia de las antenas de apertura está asociada al tamaño de la superficie de la antena donde se reflejan las ondas para su propagación y es proporcional al cuadrado de la frecuencia; es así que se usan generalmente en la banda de frecuencias de UHF.

En este grupo se encuentran las bocinas que por su forma geométrica se le atribuye el nombre, tienen un ancho de gran banda, se muestra en la figura 2.17a. Los reflectores son antenas de tipo apertura que están conformadas por una antena de alimentación y una superficie metálica que actúa de reflector tal como se observa en la figura 2.17b, tal como un espejo, reflejando las ondas provenientes de la antena en la dirección de propagación.

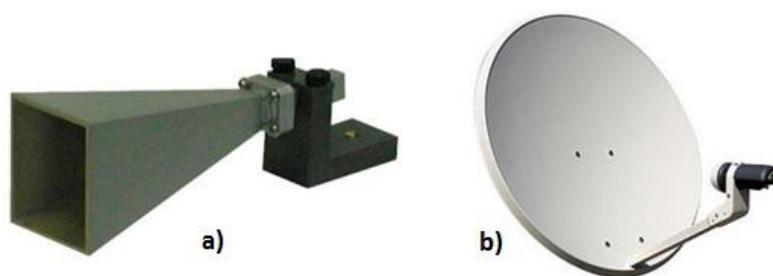


Figura 2.17: a) Antena de bocina b) Antena parabólica.

La directividad de la antena de apertura está dada por la ecuación 2.25.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \quad (2.25)$$

Donde S es el área de la superficie.

- **Antena microstrip.**

Las antenas microstrip o también llamas antenas tipo parche permiten implementar sistemas diminutos por su facilidad de adaptarse a superficies planas y no planas, en espacios reducidos donde otro tipo de antena sería difícil de encajar. Aunque su baja potencia de radiación

es una desventaja, esto se puede compensar con la ganancia de la antena del receptor. Las aplicaciones más comunes están entre antenas de telefonía móvil, telemetría, redes WLAN. Con unas frecuencias típicas de operación entre los 400 MHz y 40GHz.

El funcionamiento básico de una antena microstrip consiste en que el parche forma una cavidad resonante en el dieléctrico siendo la dirección principal de radiación la perpendicular al eje del parche (para los modos TM₁₀ y TM₀₁) y contraria al plano de masa.

La estructura de las antenas microstrip está conformada por una tira conductora de longitud L , anchura W que se sitúa a una distancia h de un material referenciado a tierra, tal como se muestra en la figura 2.18.

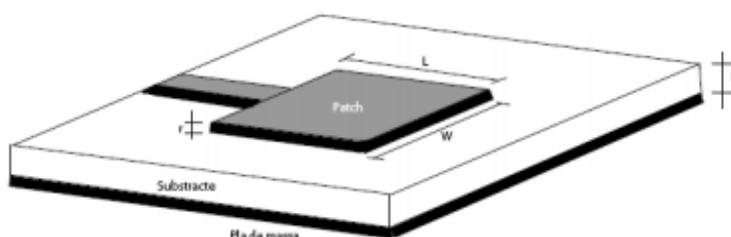


Figura 2.18: Estructura de la antena microstrip. [12]

Con la frecuencia de trabajo y características del sustrato tal como la permitividad, se pueden definir las características físicas de la antena a través de las ecuaciones 2.26, 2.27 y 2.28.

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r} + 1} \quad (2.26)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.27)$$

$$\Delta L = \frac{0.412h(\epsilon_{ef} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ef} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.28)$$

El valor de la longitud L generalmente se encuentra entre:

$$\frac{\lambda_0}{3} < L < \frac{\lambda_0}{2} .$$

La figura 2.19 muestra el patrón de radiación típico de una antena microstrip, separando en dos gráficos los campos eléctrico y magnético.

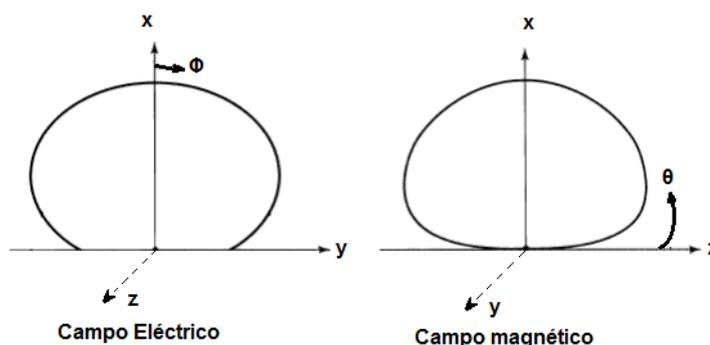


Figura 2.19: Patrón de radiación típico de una antena microstrip. [14]

2.3 Transpondedores.

Un transpondedor es un dispositivo que implementa las funciones de un transmisor y receptor de manera integrada. Generalmente reciben, procesan y retransmiten una señal. En la figura 2.20 se muestra gráficamente las etapas que conforman un transpondedor.

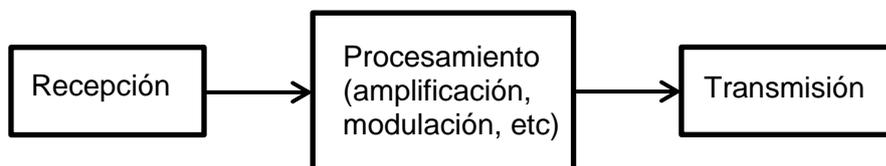


Figura 2.20: Estructura interna de un transpondedor.

Hay dos tipos de transpondedores, pasivos y activos.

- **Transpondedores pasivos:** Estos transpondedores no poseen fuente de energía para cumplir sus funciones, utilizan la energía de la señal recibida para procesar la señal. Ejemplos de los transpondedores pasivos son las etiquetas usadas para identificar a los competidores de una carrera.
- **Transpondedores activos:** A diferencia de los transpondedores pasivos los transpondedores activos sí poseen una fuente de energía que les permite

realizar funciones tales como amplificación de la señal recibida y aumento de potencia de retransmisión.

2.4 Circuitos generadores de frecuencias armónicas.

Estos son circuitos no lineales que a partir de una frecuencia fundamental se generan frecuencias armónicas de la misma.

- **Frecuencia fundamental.**

Es la mínima frecuencia del espectro de frecuencias de una señal, tal que las frecuencias dominantes pueden expresarse como múltiplos de esta frecuencia fundamental.

- **Frecuencias armónicas.**

Una frecuencia armónica es una componente senoidal cuyo valor es múltiplo del valor de la frecuencia fundamental. de una frecuencia primitiva llamada frecuencia fundamental. En la figura 2.21 se muestra a una señal de frecuencia fundamental f_0 y su frecuencia armónica de $2f_0$ que corresponde a la señal de menor periodo que se muestra en la imagen.

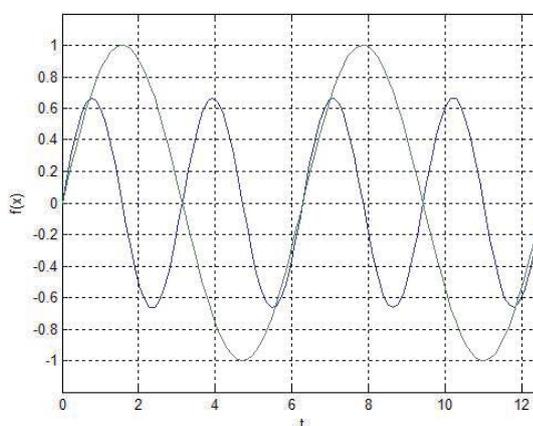


Figura 2.21: Frecuencia fundamental f_0 y su segundo armónico $2f_0$.

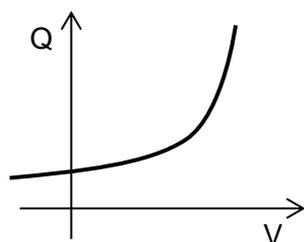
- **Circuitos no lineales.**

Los circuitos lineales son aquellos cuya relación entre las variables de tensión y corriente es una ecuación o sistema que no cumple los principios

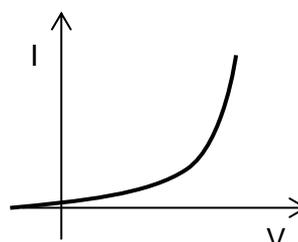
de linealidad. El diodo y el transistor son ejemplos de dispositivos no lineales ya que sus ecuaciones no corresponden a una ecuación lineal.

- **Multiplicadores pasivos con diodos.**

Los multiplicadores pasivos pueden ser clasificados como resistivos o capacitivos. Para los multiplicadores resistivos el principio de multiplicación de frecuencia es la fuerte no linealidad de la corriente de conducción en el diodo. En el segundo caso, el mecanismo de multiplicación de frecuencia es la naturaleza no lineal de la reactancia del diodo, típicamente la unión capacitiva. En este último caso, la capacitancia de agotamiento en polarización inversa se utiliza como reactancia no lineal con el fin de evitar la conducción de corriente se dé cuando la difusión capacitancia no es despreciable. Sin embargo, especialmente en alta frecuencia, ambos mecanismos se encuentran para contribuir a la multiplicación de frecuencia. La figura 2.22 muestra las curvas que describen la relación entre carga y voltaje en el diodo y la relación entre corriente y voltaje; características reactiva y resistiva respectivamente.



Relación entre carga y voltaje en el diodo



Conducción de corriente en el diodo

Figura 2.22: Curvas de las características reactivas y resistivas de un diodo.

Los multiplicadores resistivos en principio, tienen un ancho de banda infinito, dada la naturaleza no dependiente de la frecuencia de las no linealidades resistivas. Sin embargo, la reactancia asociada a la juntura y los elementos parásitos reactivos del diodo implican un comportamiento dependiente de la frecuencia del elemento. Por otra parte, redes de adaptación limitarán aún más el ancho de banda. Sin embargo, un ancho de banda significativo se

puede lograr en la práctica. Por otra parte, disipación de potencia siempre está presente en el elemento no lineal, que impone un límite más bajo a las pérdidas de conversión de frecuencia.

Los multiplicadores resistivos se utilizan de manera eficiente dentro de las configuraciones equilibradas. Individualmente acuerdos equilibrados o doblemente equilibrados tienen intrínseca fundamental frecuencia y rechazo de armónico impar, por lo tanto, menor necesidad de redes de filtrado. Por lo tanto, el ancho de banda de más de una octava se puede lograr, aunque la pérdida de conversión es bastante alta (en el orden de 10 dB o más).

Los multiplicadores reactivos, en principio, pueden tener pérdidas de conversión nulas. Esto requiere la carga reactiva adecuada en todas las frecuencias de otro tipo que la entrada (fundamental).

La frecuencia de entrada y la frecuencia de salida (multiplicada); una consecuencia obvia es que el multiplicador tiene una banda estrecha, dada la fuerte dependencia de la frecuencia de las impedancias reactivas.

Por otra parte, cuando se opera a frecuencias altas, es difícil controlar exactamente los valores de las reactancias debido a la alta influencia de parásitos. Por tanto, es difícil de sintonizar exactamente un multiplicador reactivo. Los diodos Schottky son muy usados en la multiplicación de frecuencias. [15]

- **Diodos schokkty**

Un diodo Schottky, cuya simbología se muestra en la figura 2.23, es un dispositivo semiconductor pasivo que permite implementar conmutaciones en frecuencias altas en donde un diodo normal podría verse afectado. Este diodo reemplaza la juntura pn por una unión metal-semiconductor.

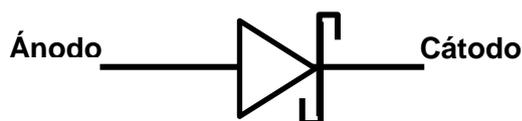


Figura 2.23: Simbología del diodo schottky.

Una característica principal de un diodo Schottky es capacitancia de juntura. Esto se produce debido a que el contacto entre el metal y el semiconductor permite el flujo de electrones. El semiconductor que se encuentra inmediatamente debajo del ánodo pierde sus electrones y solo contendrá iones positivos (esta región se llama zona de agotamiento). Debido a la presencia de estos iones se genera un campo eléctrico entre el ánodo y el semiconductor, el cual se opone al movimiento de futuros electrones, permitiendo que se llegue a un estado de equilibrio. Este campo eléctrico produce una diferencia de potencial entre el ánodo y el semiconductor, llamado potencial de barrera. La diferencia de potencial de polarización directa a partir de la cual el diodo Schottky empieza a operar es más bajo respecto al diodo rectificador como se observa en la curva comparativa que se muestra en la figura 2.24.

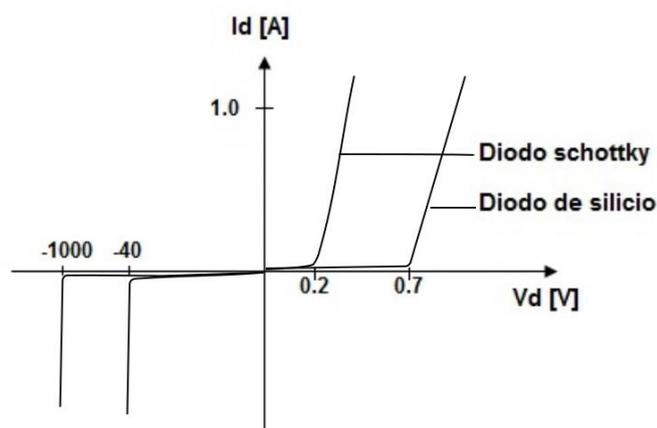


Figura 2.24: Comparación de curvas de diodo Schottky y diodo de silicio.

- **Principio del multiplicador de frecuencias con diodos.**

Haciendo uso de expansiones polinomiales para las curvas que describen las relaciones reactiva y resistiva del diodo mostradas en la figura 2.22, se obtiene la expansión polinomial para la característica reactiva Q/V de un diodo con estas características, la expansión polinomial se muestra en la ecuación 2.29. [16]

$$Q(V_{DC} + \Delta V) = b_0 + b_1 \Delta V + b_2 \Delta V^2 + b_3 \Delta V^3 + \dots \quad (2.29)$$

Con un voltaje de entrada expresado por la ecuación 2.30.

$$\Delta V(t) = V \cos(\omega t) \quad (2.30)$$

Combinando las ecuaciones 2.29 y 2.30 se obtiene la forma de onda de la carga para un diodo tipo capacitivo dado por la ecuación 2.31.

$$Q(t) = Q_0 + Q_1 \cos(\omega t) + Q_2 \cos(2\omega t) + Q_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (2.31)$$

Así mismo la ecuación 2.32 representa la expansión polinomial para la característica resistiva I/V de un diodo con estas características.

$$I(V_{DC} + \Delta V) = a_0 + a_1 \Delta V + a_2 \Delta V^2 + a_3 \Delta V^3 + \dots \quad (2.32)$$

Combinando las ecuaciones 2.32 y 2.30 se obtiene la forma de onda de la carga para un diodo tipo capacitivo dado por la ecuación 2.33.

$$I(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (2.33)$$

Las ecuaciones resultantes 2.31 y 2.33 indican las armónicas que se pueden generar y que, si se desea una armónica n, con ella se generan las armónicas de orden inferior a n.

2.5 Equipos de laboratorio.

Los equipos que permiten obtener un amplio rango de frecuencias y así mismo analizar las señales recibidas por una antena o de un circuito, son el generador de funciones y el analizador de espectros. El laboratorio de telecomunicaciones de Espol cuenta con estos equipos.

- **Generador de funciones E4433B.**

El modelo Agilent E4433B RF Signal Generator tiene una gama amplia de modulación digital que es conveniente a la hora de desarrollar o investigar. Cuenta con un conjunto completo de características tales como: una versátil modulación analógica, formatos de modulación estándar, filtros y formas. [17]

Características principales y especificaciones.

- Opcional DUAL GENERADOR de onda arbitraria y/o en tiempo real I/Q banda BASE GENERADOR.
- 40 MHz frecuencia de muestreo y 14-Bit I/Q Resolución.

- 1 Msample (4 MB) de memoria para reproducción de forma de onda y 1 Msample (4 MB) de memoria para almacenamiento de forma de onda.
 - Modulación digital personalizado (>15 variaciones de FSK, MSK, PSK, y QAM), AM, FM, modulación de fase, modulación de pulso, y el paso/lista de barrido (frecuencia y potencia).
 - E443xB señal software de estudio personalidades (Bluetooth, 1xEV-DO).
 - E443xB firmware personalidades (3GPP W-CDMA, CDMA2000, IS-95-A, GSM/EDGE).
 - GPIB y conectividad RS-232.
- **Analizador de espectros E5071B.**

El analizador de espectros E5071B ofrece mediciones precisas y rápidas para los componentes de radiofrecuencia. La avanzada arquitectura reduce el número de barridos al mínimo para completar una medición multipuerto y mejora mucho más el rendimiento de pruebas. [18]

Características principales y especificaciones.

- 125 dB de rango dinámico en el puerto de prueba (típica).
- 9.6 es / punto de velocidad de barrido.
- 0,001 dB rms del ruido de traza.
- Integrada de 2, 3 y 4 puertos con medidas equilibradas.
- Incrustación accesoria / de-incrustación y el puerto característico de conversión de impedancia.
- El modo de frecuencia de desplazamiento de los dispositivos de frecuencia traducida.
- Incorporado en Visual Basic para Aplicaciones (VBA).
- Medición Asistente de software (MWA).

CAPÍTULO 3

3. ANÁLISIS Y DISEÑO

En este capítulo se expone en detalle el desarrollo del proyecto y los resultados conseguidos siguiendo la evolución de la metodología de diseño que se definió en el capítulo 1. La figura 3.1 muestra un diagrama de flujo para llevar a cabo el desarrollo del proyecto.

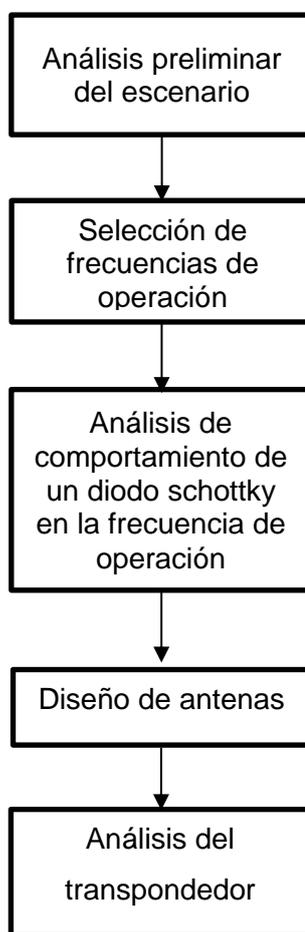


Figura 3.1: Desarrollo del proyecto.

3.1 Análisis del escenario.

El objetivo es desarrollar un transpondedor pasivo; etiqueta transpondedor. La detección del transpondedor a diseñar está basada en el principio de seguimiento del radar armónico. Por lo tanto, para que el dispositivo pueda ser rastreado debe generar una señal de frecuencia armónica a partir de una frecuencia fundamental incidente. En la figura 3.2 se muestra el escenario de funcionamiento del prototipo. Para el rastreo se usa un radar armónico, en este caso se emulará el sistema de radar armónico de baja potencia con los equipos de laboratorio de telecomunicaciones, estos son: el generador de funciones como transmisor de la señal a la frecuencia fundamental y el analizador de espectros como receptor de la señal con frecuencia armónica.

El proceso de rastreo es el siguiente: El transpondedor usado por la persona debe recibir la señal transmitida por el radar; esto lo realiza a través de su antena. La señal recibida la procesa la etapa de conversión de frecuencias constituido por componentes electrónicos no lineales, para obtener una frecuencia armónica de la frecuencia recibida, frecuencia fundamental. La señal de frecuencia armónica se retransmite desde el transpondedor a través de su antena para que el radar armónico que realice la búsqueda pueda detectar tal frecuencia. El movimiento del cuerpo producido por los signos vitales de la persona, permite obtener una ligera modulación a la señal de frecuencia armónica retransmitida.

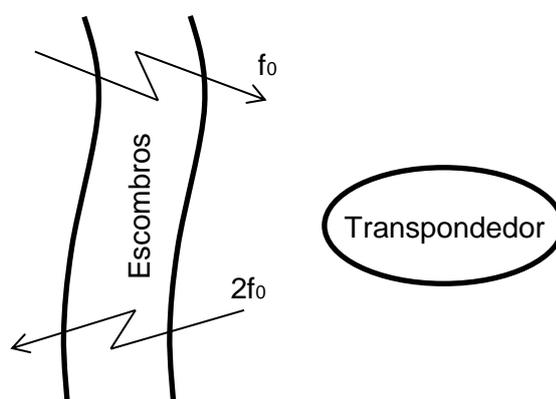


Figura 3.2: Escenario de funcionamiento.

Durante el proceso de rastreo, cuando el equipo de búsqueda localiza una frecuencia armónica significa que ha localizado un transpondedor y en el caso de que en esa señal este implícita una modulación producida por el movimiento de los signos vitales, una persona con vida. Las consideraciones de operación del transpondedor tales como frecuencia y características de la antena se definen respecto al entorno de operación. La demodulación es realizada por el equipo rastreador.

3.2 Modelo de propagación aproximado en las frecuencias de operación.

Como el dispositivo debe ser localizado bajo los escombros, la frecuencia a la cual debe operar el transpondedor con su sistema de búsqueda, debe ser tal, que pueda penetrar a través de los escombros de una estructura que ha colapsado. Estas construcciones colapsadas se componen de concreto, polvo y varillas de hierro que conforman la estructura de la edificación.

Algunos estudios en los cuales se emplean las microondas para el rastreo de signos vitales a través de los escombros, muestran que las frecuencias correspondientes a la banda L e inferiores tienen una mayor capacidad de penetración en este medio constituido por escombros causados por el desmoronamiento de estructuras civiles. [19]

La obtención de un modelo de propagación de las ondas electromagnéticas en un medio constituido de escombros es compleja, esto es debido a que los escombros no están conformados de materiales homogéneos ni distribuidos de manera uniforme. No obstante, se puede establecer un modelo aproximado para el análisis de las pérdidas de potencia haciendo ciertas suposiciones en cuanto a la constitución y distribución de los escombros. Una investigación para estimar las pérdidas de transmisión que se generan por la propagación de ondas electromagnéticas en este tipo de entornos, plantea dos hipotéticos escenarios; un modelo A, en el que los escombros están formados por capas paralelas, unas de loza y otras de aire; el otro, modelo B, es el de capas no paralelas. En la figura 3.3 y la figura 3.4 se muestran los escenarios A y B respectivamente, empleados en la experimentación.

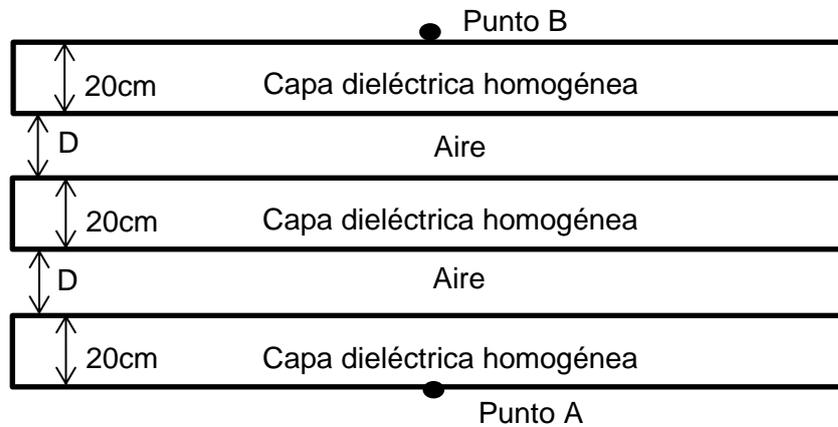


Figura 3.3: Escombros, modelo A.

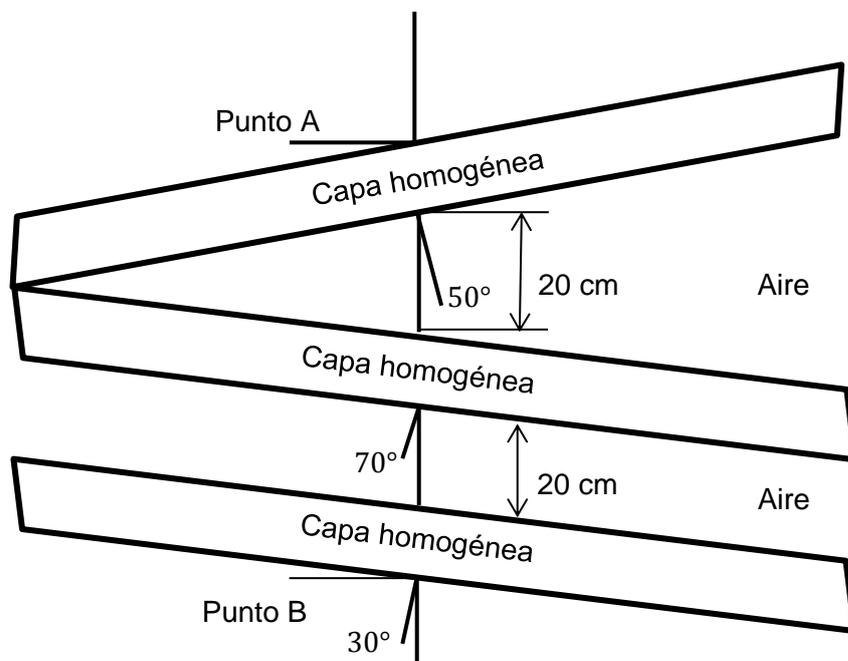


Figura 3.4: Escombros, modelo B.

Los modelos A y B mostrados en las figuras anteriores corresponden a los escenarios en los cuales se obtuvieron datos experimentales para conocer las pérdidas de propagación en ambos casos.

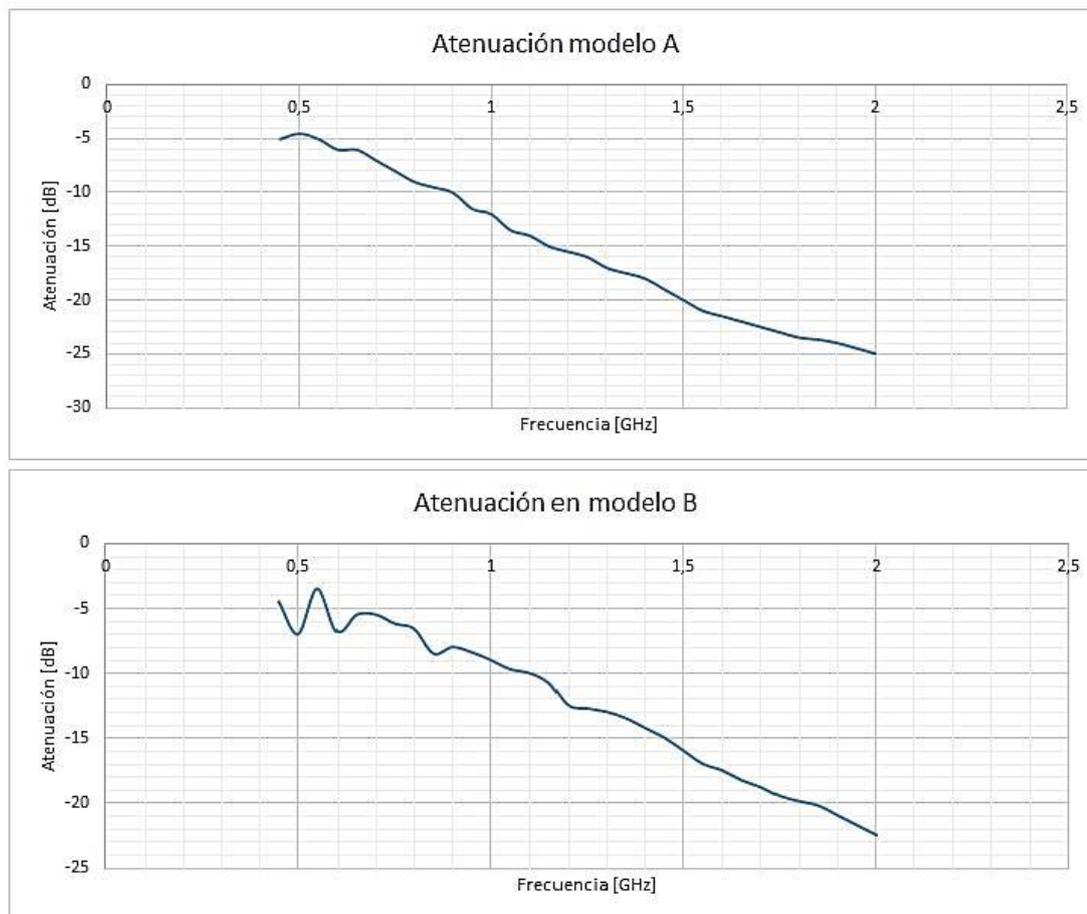


Figura 3.5: Atenuación en modelo A y B.

En la figura 3.5 se muestra los resultados gráficos de ambos escenarios de escombros, estos resultados muestran que las pérdidas de transmisión son más dependientes del espesor de los escombros que de la forma en como están distribuidos los materiales, es decir su homogeneidad [20].

El modelo B es el tipo de escenario más aproximado al desmoronamiento de una estructura, ese modelo es el usado para simular las pérdidas de propagación de las ondas electromagnéticas que llegan y se retransmiten del transpondedor.

De las curvas se observa que en ambos gráficos menor pérdida corresponde a frecuencias bajas, en este rango se debe seleccionar la frecuencia fundamental de la señal transmitida que incidirá en el transpondedor, y el doble, la frecuencia de segunda armónica que corresponde a la señal retransmitida por el

transpondedor. El par de frecuencias f_0 y $2f_0$ que menor pérdidas muestren son elegidos para la operación del transpondedor. Si se eligiera como frecuencia fundamental una frecuencia ubicada entre 425 - 500 MHz, las frecuencias de segunda armónica estarían en 850 – 1000 MHz, un rango que provee pérdidas bajas. En Ecuador se emplea la banda de 850 y 1900 MHz para GSM, lo que generaría cierta interferencia en el equipo rastreador, pudiendo crear una falsa detección. Las siguientes frecuencias mostradas en el modelo B ofrecen una baja pérdida, pero esta aumenta a medida que aumenta la frecuencia. Usando los datos del modelo B, las frecuencias de operación del transpondedor estarían en el rango de [500 – 800] MHz para la frecuencia fundamental.

3.3 Características de diseño del transpondedor.

Como se ha visto en el análisis del escenario el transpondedor debe ser usado por la persona como un accesorio que pueda ser susceptible a los movimientos corporales causados por los signos vitales, para que permita la modulación de la frecuencia retransmitida. Así también, el dispositivo debe ser portable y lo suficientemente compacto como para que no incomode las tareas comunes que realiza la persona, esto implica un espesor pequeño. Los signos vitales que causan mayor movimiento en las partes del cuerpo son las contracciones musculares en la región del corazón y las zonas medias del tórax causadas por los latidos del corazón y la respiración respectivamente. El accesorio debe permitirle al transpondedor estar lo más cerca de las regiones del cuerpo en donde se registran esos movimientos corporales.

En la figura 3.6 se muestra la ubicación en la cual debe colocarse el transpondedor para la localización de la persona. La circunferencia roja muestra la zona del tórax cercana al corazón en donde el transpondedor debe localizarse.



Figura 3.6: Ubicación del transpondedor.

En cuanto a la magnitud del peso del transpondedor, no hay tanto inconveniente ya que el uso de un accesorio en la zona del pecho no requiere de gran esfuerzo para mantener la movilidad normal del cuerpo, pero por cuestiones de comodidad y portabilidad un límite de 25 gramos puede pasar desapercibido durante su uso. El peso del transpondedor no es lo único referente a la cantidad de materia empleada en su elaboración, el volumen es una variable mucho más considerable que el peso, esto es porque al estar ubicado en una zona visible y en donde generalmente se produce contacto cuando hay acercamiento a otras personas, no le debe incomodar ninguna acción, ni volverla vulnerable a algún entorpecimiento en su movimiento durante su actividad. El volumen del accesorio sí es un limitante puesto que debe ajustarse a un valor máximo para no causar incomodidad como se describió anteriormente. En la figura 3.7 se muestra la vista del accesorio en donde sus dimensiones máximas corresponden a 8 cm de ancho, 6 cm de alto y 10 cm en su diagonal y 2 mm de espesor para que sea lo menos incómodo para la persona. Las dimensiones del transpondedor están limitadas por el accesorio, es así que el transpondedor debe estar contenido en el accesorio.

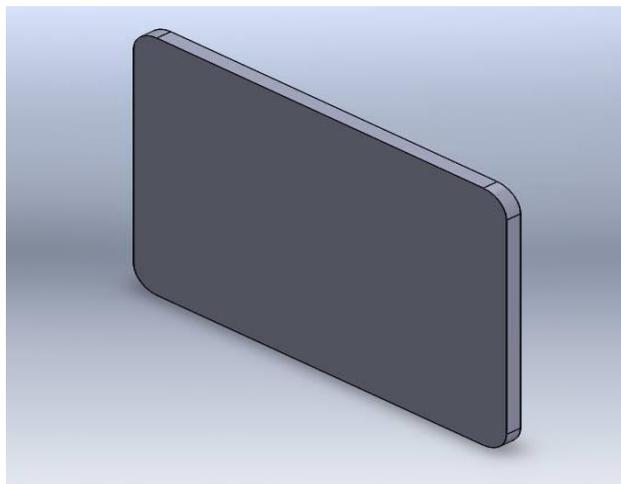


Figura 3.7: Vista en perspectiva del accesorio para el transpondedor.

Con lo definido anteriormente en cuanto a las dimensiones del accesorio, se procede a definir las características para el transpondedor, en cuanto a su antena y la etapa generadora de frecuencias armónicas.

3.4 Modelado de respuesta del transpondedor.

En el capítulo dos se expuso que las frecuencias armónicas son generadas por circuitos constituidos por dispositivos no lineales como los diodos o los transistores. Para el caso del transpondedor a diseñar, por los requerimientos en cuanto a las dimensiones, y como dispositivo elegido para conformar la etapa generadora de frecuencias armónicas, se ratifica al diodo.

Es así que se requiere que el diodo que permita la generación de frecuencias armónicas tenga características tales como:

- Conmutación muy rápida, debido a la frecuencia en la que se opera.
- Un voltaje delantero bajo y buena capacidad de corriente, además de una relación no lineal entre esos parámetros, corriente y voltaje.
- Baja pérdida de energía.

Los diodos que tienen la característica de conmutación muy rápida, para las altas frecuencias, son los diodos schottky. Así mismo, el diodo schottky por sus características no lineales a niveles bajos de señal entre la tensión entre los terminales del semiconductor y la corriente que circula a través de él, es el tipo de diodo que se elige para el desarrollo de esta etapa. El uso de un diodo

schottky de bajo costo y muy disponible en el mercado es el idóneo para la implementación, entre este tipo de diodos el diodo que cumple las características técnicas y comerciales es el diodo schottky BAT43. En la figura 3.8 se muestra la característica no lineal entre la tensión y la corriente a través del diodo schottky BAT43.

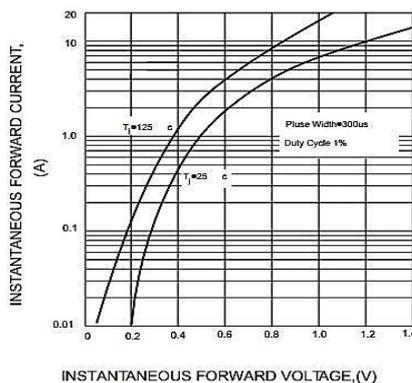


Figura 3.8: Relación no lineal del voltaje y corriente en el diodo BAT43. [21]

3.5 Análisis en frecuencia del diodo schottky.

La relación entre voltaje y corriente en el diodo schottky esté definida por la ecuación 3.1.

$$I(t) = I_s(e^{\alpha v(t)} - 1) \quad (3.1)$$

Siendo $v(t)$ el voltaje en el diodo, representado por la ecuación 3.2.

$$v(t) = A \sin(2\pi ft) \quad (3.2)$$

donde el valor de las constantes típicas para diodos schottky: α es aproximadamente $38V^{-1}$ y la corriente de saturación $I_s = 2.9 \times 10^{-9}$. [22]

Con el software Matlab se realiza una simulación del comportamiento del diodo schottky en una frecuencia de 500 MHz para analizar el comportamiento del diodo en una alta frecuencia, frecuencia perteneciente al rango posible que se definió en la descripción del modelo de propagación.

Con una señal de voltaje aplicado al diodo de amplitud 50 mV y frecuencia 500 MHz. En la figura 3.9 se muestra el voltaje y la corriente a través del diodo.

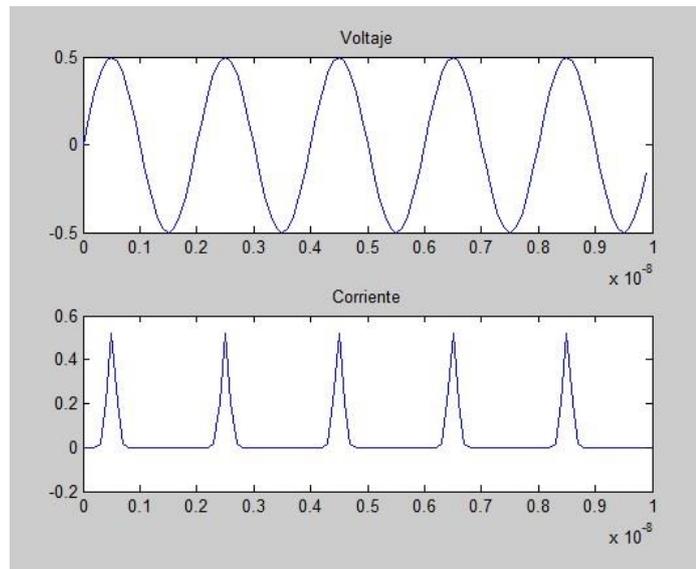


Figura 3.9: Señales de voltaje y corriente a través de un diodo schottky.

Así mismo usando la transformada de Fourier para analizar el espectro de frecuencias de las señales de voltaje y corriente se obtiene la gráfica de la figura 3.10, donde muestran los espectros de frecuencias. En la parte superior se muestra es espectro de frecuencias del voltaje incidente en el diodo y en la gráfica inferior se muestra el espectro de frecuencias de las componentes de corriente a través del diodo, respuesta a la excitación de voltaje.

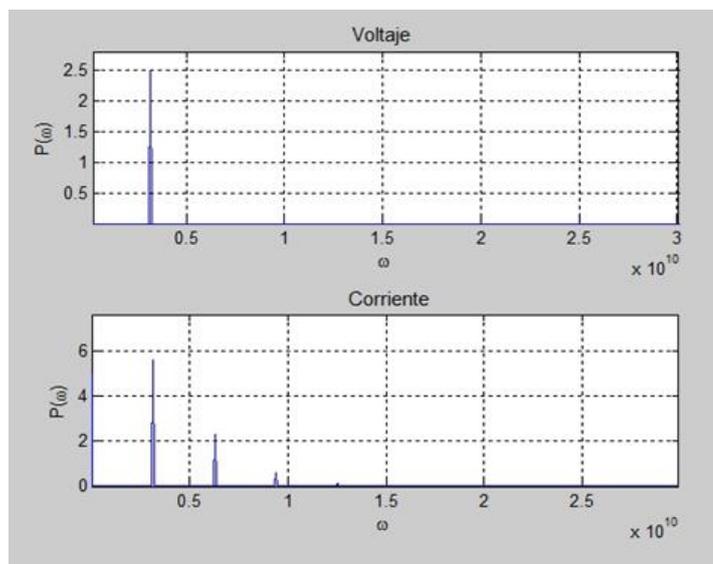


Figura 3.10: frecuencias fundamental y armónica.

Las simulaciones muestran un espectro de frecuencias estimado en el cual la segunda armónica de la frecuencia fundamental aparece con un nivel de potencia bueno para que el transpondedor pueda retransmitir la señal generada por el diodo.

3.6 Ensayos de laboratorio con el diodo schottky.

Para conocer el comportamiento real del diodo schottky seleccionado en las altas frecuencias y así obtener las pérdidas producidas por la generación de la frecuencia armónica se usa el banco de pruebas que se muestra en la figura 3.11 y en la figura 3.12, en el cual se usa el generador de funciones E4433B y el analizador de espectros E5071B.

Los datos fueron tomados a través de la interfaz entre el analizador de espectros y el software Matlab.

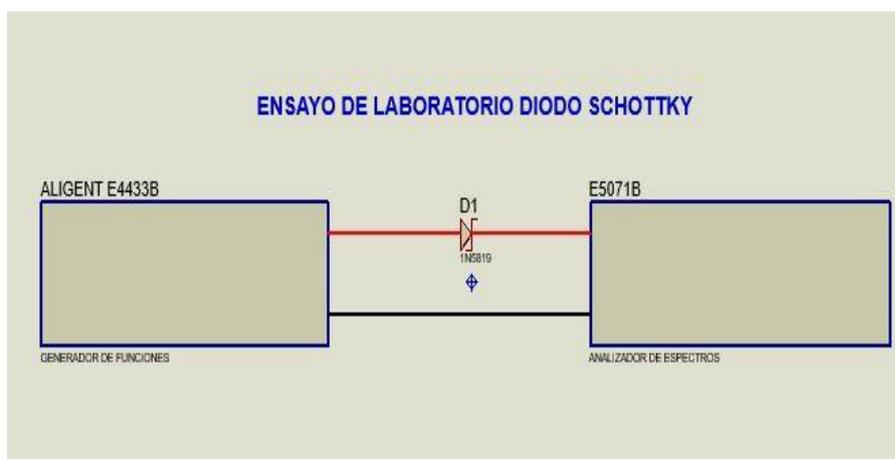


Figura 3.11: Ensayo de laboratorio, diodo schottky.

Los ensayos fueron realizados alimentando al diodo con una señal a diferentes frecuencias y potencias. Se generaron frecuencias de 500, 550, 600, 650, 700, 750 y 800 MHz. Para cada una de las frecuencias se realizan cuatro pruebas, a cuatro potencias distintas, a 0 dBm, 5 dBm, 10 dBm y 15 dBm.

Con los datos obtenidos se realizan graficas de dispersión para analizar las pérdidas de conversión, estas gráficas se consiguen usando Excel, que permite darle formatos y etiquetas de manera sencilla.



Figura 3.12: Ensayo de pérdidas en el diodo.

3.7 Pérdidas de conversión en el diodo schottky BAT43.

Los resultados obtenidos se muestran para cada frecuencia fundamental y su segunda armónica, las denominadas pérdidas de conversión, causadas en el diodo, producto de la generación de sus frecuencias armónicas en las altas frecuencias. Para cada ensayo se muestra una tabla con los niveles de potencia obtenidos en los espectros. Y para cada uno se obtiene un promedio de las pérdidas para trazar una gráfica de atenuación del diodo a través de la frecuencia.

La tabla 2 corresponde al ensayo con el diodo schottky a la frecuencia de 500 MHz. El diodo genera las frecuencias armónicas, pero la que interesa es la segunda.

Potencia [dBm]	500 MHz	1000 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-8,0410004	-18,9520035	10,9110
5 dBm	-3,9659996	-13,0640030	9,0980
10 dBm	1,8330002	-9,7939987	11,6270
15 dBm	5,7099991	-4,7210007	10,4310

Tabla 2: Pérdidas de conversión 500-1000 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 10,51 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.13 permite visualizar la pendiente de las rectas que definen las diferencias de potencias entre las frecuencias de 500 y 1000 MHz, es decir las pérdidas.

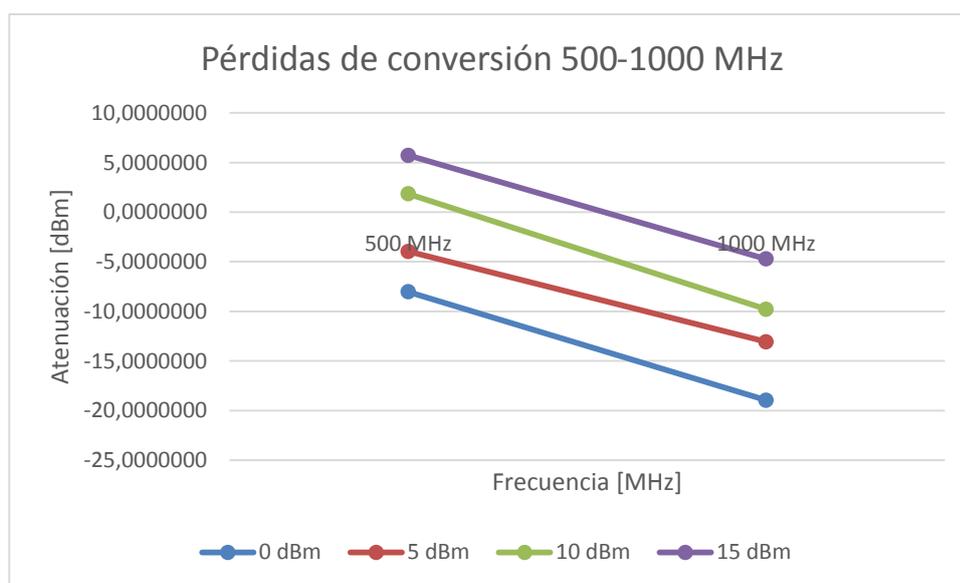


Figura 3.13: Pérdidas de conversión 500-1000 MHz.

La tabla 3 corresponde al ensayo a la frecuencia de 550 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	550 MHz	1100 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-13,32300	-22,97400	9,65100
5 dBm	-7,74100	-16,54200	8,80100
10 dBm	-2,32000	-11,96000	9,64000
15 dBm	2,05600	-7,07000	9,12600

Tabla 3: Pérdidas de conversión 550-1100 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 9.30 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.14 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 550 MHz, el promedio de atenuación es menor que para 500 MHz.

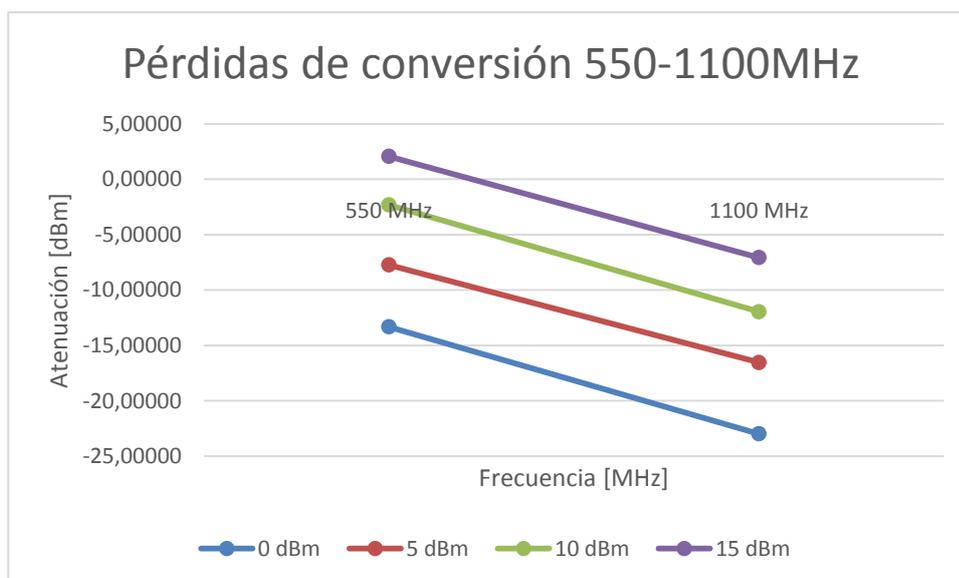


Figura 3.14: Pérdidas de conversión 550-1100 MHz.

La tabla 4 corresponde al ensayo a la frecuencia de 600 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica (1200 MHz) en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	600 MHz	1200 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-16,9089966	-25,9939987	9,085002136
5 dBm	-11,7249985	-20,5439987	8,819000244
10 dBm	-6,9109993	-15,9800034	9,069004059
15 dBm	-4,125	-13,7689972	9,643997192

Tabla 4: Pérdidas de conversión 600-1200 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 9,15 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.15 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 600 MHz, el promedio de atenuación es menor que para 550 MHz.

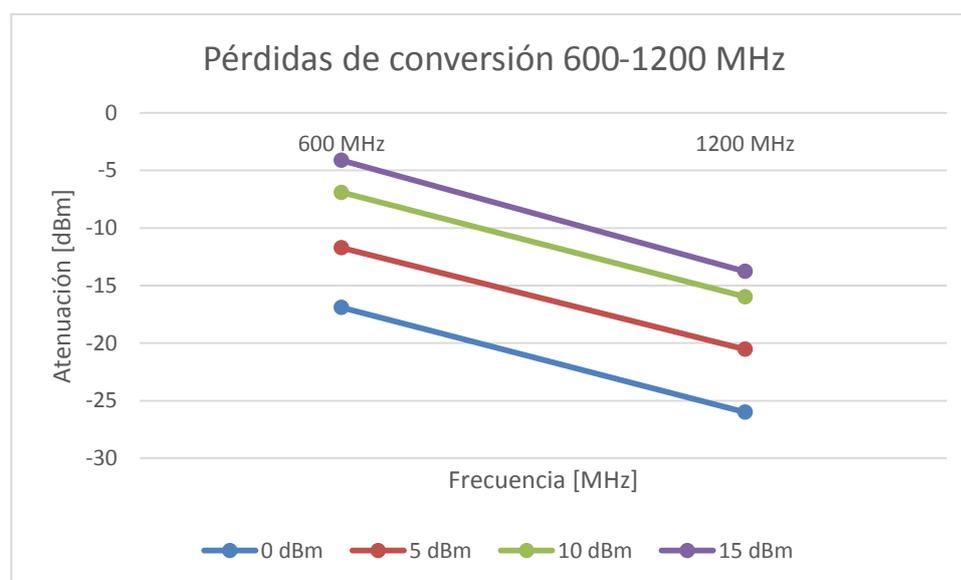


Figura 3.15: Pérdidas de conversión 600-1200 MHz.

La siguiente, la tabla 5 corresponde al ensayo a la frecuencia de 650 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica (1300 MHz) en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	650 MHz	1300 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-2,1429977	-9,2269974	7,0839996
5 dBm	3,3089981	-5,9500031	9,2590012
10 dBm	7,5320015	-0,9560013	8,4880028
15 dBm	11,6640015	3,7600021	7,9039993

Tabla 5: Pérdidas de conversión 650-1300 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 8,18 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.16 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 650 MHz, el promedio de atenuación es menor que para 600 MHz.

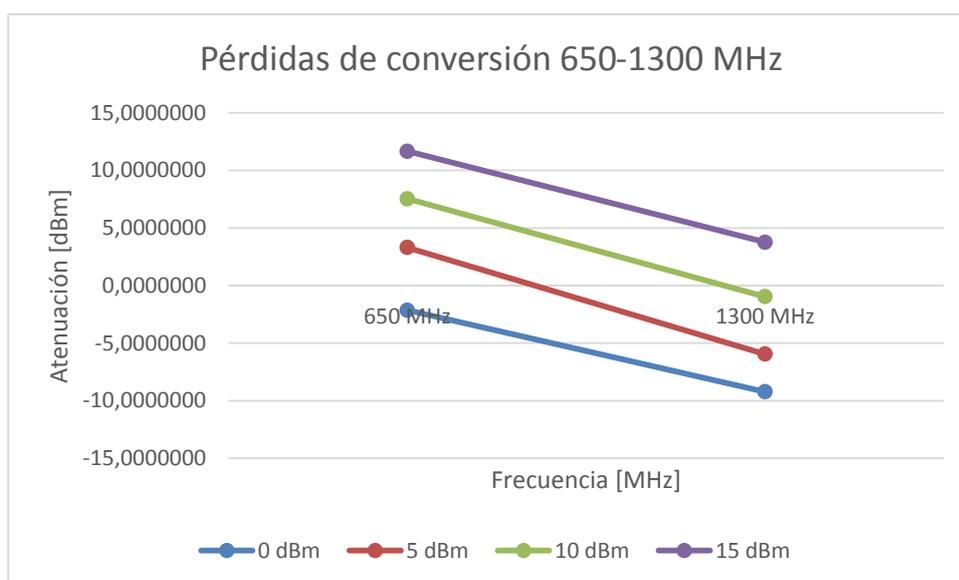


Figura 3.16: Pérdidas de conversión 650-1300 MHz.

La tabla 6 corresponde al ensayo a la frecuencia de 700 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica (1400 MHz) en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	700 MHz	1400 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-7,40332	-14,64878	7,24546
5 dBm	-2,19531	-10,00000	7,80469
10 dBm	3,01367	-4,23800	7,25167
15 dBm	7,22070	0,49263	6,72807

Tabla 6: Pérdidas de conversión 700-1400 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 7,26 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.17 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 700 MHz, el promedio de atenuación es menor que para 650 MHz.

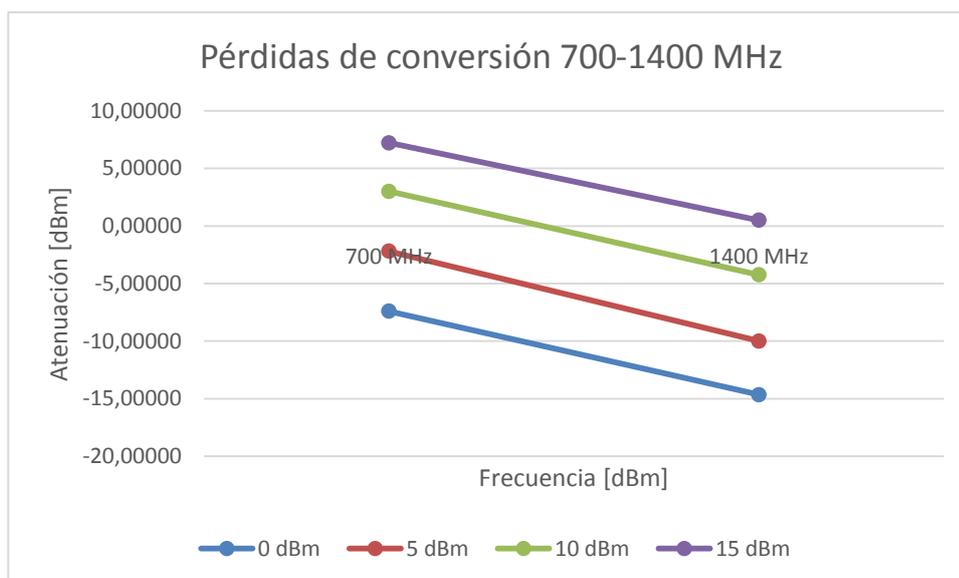


Figura 3.17: Pérdidas de conversión 700-1400 MHz.

La tabla 7 corresponde al ensayo a la frecuencia de 750 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica (1500 MHz) en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	750 MHz	1500 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-4,76600	-12,10600	7,340
5 dBm	0,80200	-7,39000	8,192
10 dBm	6,50200	-1,16800	7,670
15 dBm	10,47000	3,13100	7,339

Tabla 7: Pérdidas de conversión 750-1500 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 7,63[\text{dBm}]$$

La figura 3.18 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 750 MHz, el promedio de atenuación es menor que para 700 MHz.

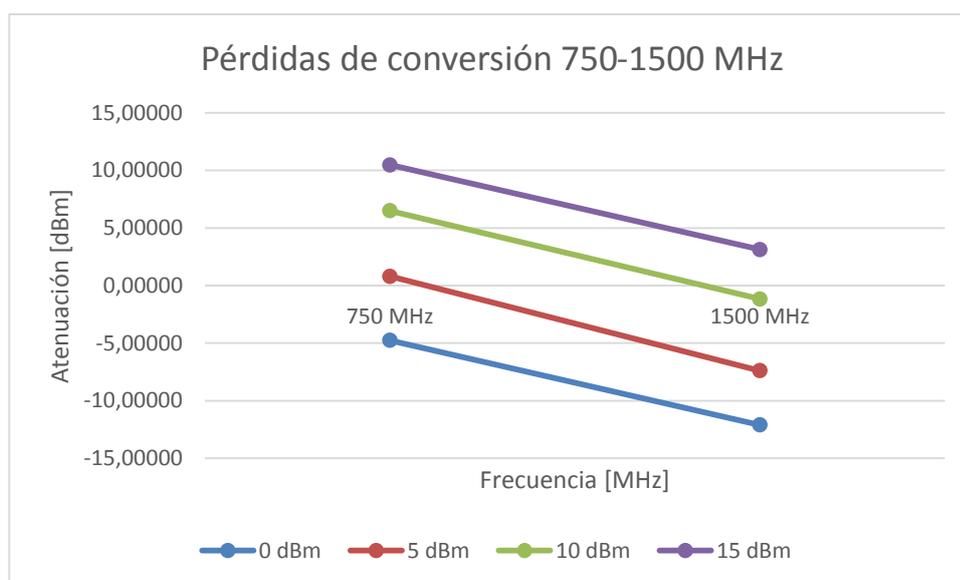


Figura 3.18: Pérdidas de conversión 750-1500 MHz.

La tabla 8 corresponde al ensayo a la frecuencia de 800 MHz. Muestra los valores de las potencias obtenidas en la frecuencia fundamental y segunda armónica (1600 MHz) en los terminales del diodo.

Potencia [dBm]	800 MHz	1600 MHz	Diferencia de potencias [dBm]
0 dBm	-6,67099762	-14,9019974	8,230999756
5 dBm	-1,21099854	-9,24500275	8,034004211
10 dBm	6,19599915	-2,26599884	8,461997986
15 dBm	9,97799683	1,21399689	8,763999939

Tabla 8: Pérdidas de conversión 800-1600 MHz.

Se obtiene el promedio de la diferencia de potencias de los cuatro ensayos:

$$\text{Promedio} = \frac{\sum \Delta \text{Potencias}}{4} = 8,37 \text{ [dBm]}$$

La figura 3.19 muestra gráficamente la caída de la potencia entre f_0 y $2f_0$, en el ensayo realizado a 800 MHz, el promedio de atenuación es ligeramente mayor que para 1600 MHz.

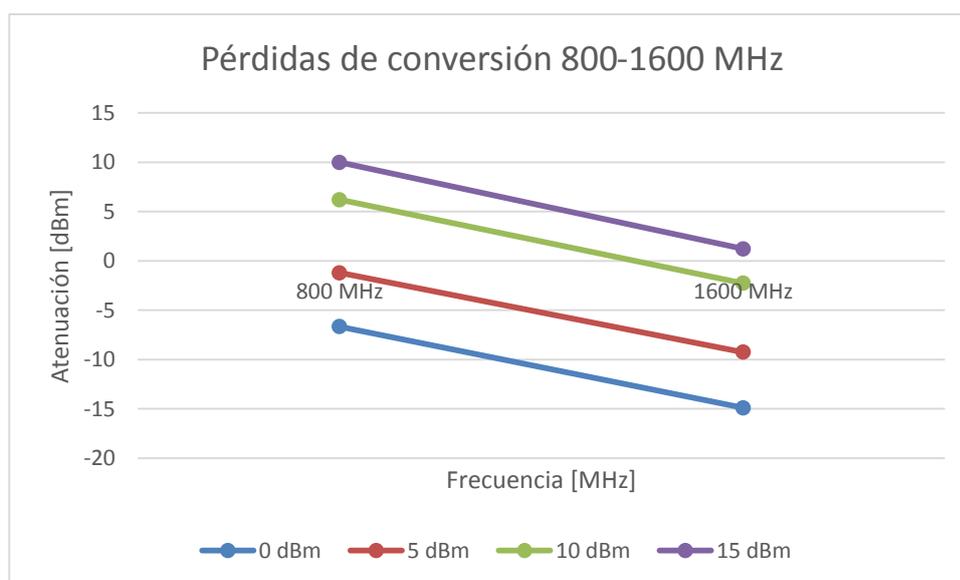


Figura 3.19: Pérdidas de conversión 800-1200 MHz.

Con los promedios de las atenuaciones para en cada ensayo, se obtiene la tabla 9, que corresponde al promedio de las pérdidas en los terminales del diodo para cada ensayo.

Frecuencia [MHz]	Pérdidas [dBm]
500	10,51675129
550	9,30449944
600	9,15425090
650	8,18375072
700	7,25747329
750	7,63525101
800	8,37275047

Tabla 9: Pérdidas en los terminales del diodo BAT43.

Con los valores de la tabla anterior se realiza un gráfico de dispersión que describe las pérdidas en el diodo causadas por la generación de la frecuencia armónica que se muestra en la figura 3.20. La atenuación en el diodo parece mostrar un decrecimiento hasta llegar a 700 MHz y luego aumenta ligeramente en 750 MHz. Es así que la menor atenuación se muestra en las zonas cercanas a la frecuencia de 700 MHz, correspondiendo a esta última frecuencia el valor de menor atenuación.

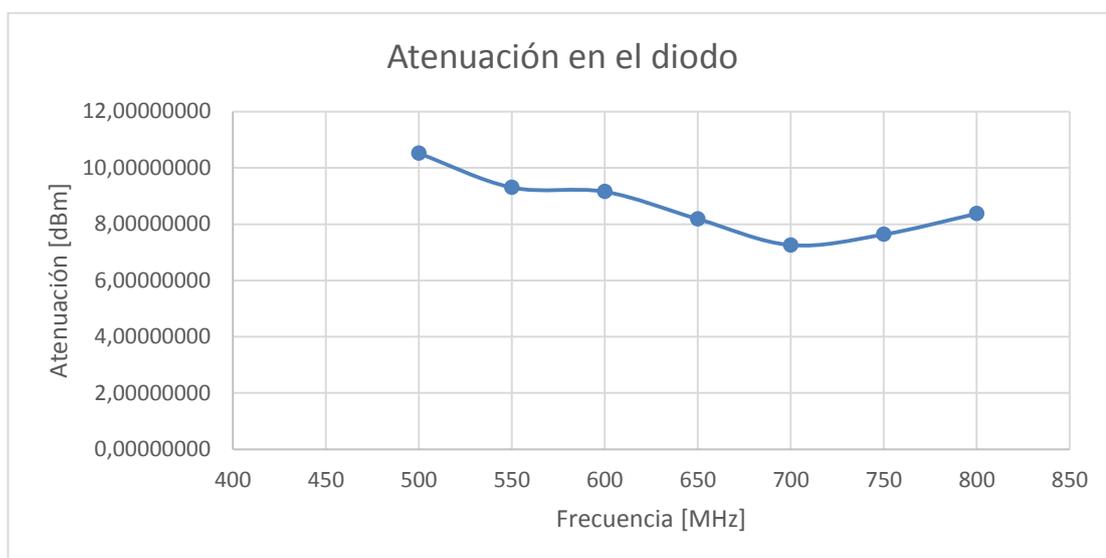


Figura 3.20: Curva de atenuación en el diodo.

3.8 Diseño del transpondedor.

La antena que se use en el transpondedor debe cumplir los requerimientos de dimensiones expuestos previamente. Sus dimensiones no deben ser más grandes que el área descrita en los requerimientos del transpondedor. Y debe ser lo menos directiva posible ya que debe retransmitir la señal a casi todo el entorno. Las antenas de parche permiten obtener pequeñas dimensiones, pero estas son muy directivas. Las antenas dipolo tienen una directividad baja, y es más baja a medida que su longitud de onda decrece. [23]

Teniendo en cuenta que la longitud de la antena está ligada a la longitud de onda de la antena, y la longitud de onda se obtiene usando la ecuación 3.3, en donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia de operación.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.3)$$

Así, para la frecuencia que presenta menor pérdidas de conversión, 700 MHz, se tendría una longitud de onda:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{700 \times 10^6} = 0.4285 \text{ m}$$

$$\frac{\lambda}{2} = 0.2142 \text{ m}$$

Para la frecuencia de segunda armónica, 1400 MHz, se tendría:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1400 \times 10^6} = 0.2142 \text{ m}$$

$$\frac{\lambda}{2} = 0.1074 \text{ m}$$

La antena dipolo de media onda debería ser de 21.42 cm de longitud en términos de la longitud de onda de la frecuencia fundamental y de 10.74 cm en la frecuencia armónica, dimensión que sobrepasa los requerimientos máximos de 10 cm.

Haciendo un análisis previo con los requerimientos de dimensiones para la antena del transpondedor, hacen que sea una antena eléctricamente pequeña para una frecuencia, ya que tendría una longitud menor a la que corresponde para un dipolo de media onda.

Un análisis primitivo de una antena con las características que se describen a continuación:

Dipolo de media onda forzando a la longitud máxima de 10 cm, para la frecuencia fundamental de 700 MHz.

$$f_1 = 700 \text{ MHz}$$

Forzando:

$$\frac{\lambda}{2} = 10 \text{ cm}$$

Este análisis se realiza con el software 4nec2, que permite caracterizar antenas a través del método de los momentos y modelarla geoméricamente, en la figura 3.21 se muestra la caracterización geometría del dipolo en el software 4NEC2.

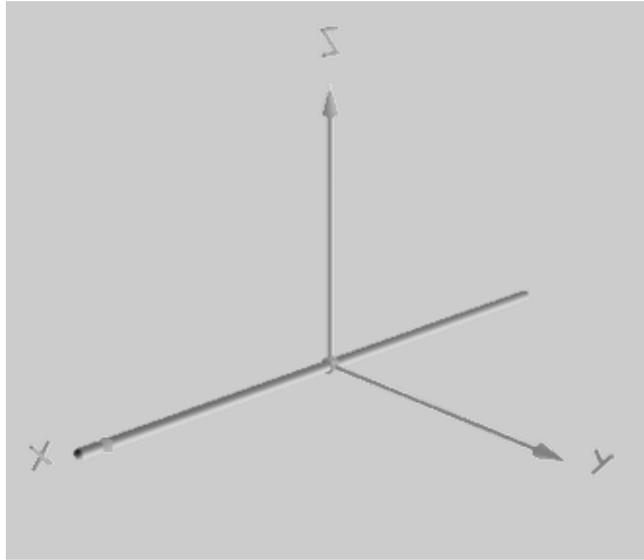


Figura 3.21: Geometría de la antena, 4NEC2.

A través de esta caracterización se obtiene la impedancia de la antena para un dipolo de media onda eléctricamente pequeño a 700 MHz.

$$Z_1 = 28.4 - 884j \Omega$$

La antena eléctricamente pequeña tiene una impedancia con una componente que tiende a ser más capacitiva a medida que se reduce la longitud de la antena, así lo muestra el resultado de la simulación. Para la frecuencia segunda armónica se tiene los siguientes resultados.

La impedancia de la antena para un dipolo eléctricamente pequeño de longitud 10 cm a 1400 MHz, esta impedancia corresponde a

$$Z_2 = 107 - j59.2 \Omega$$

Así mismo si se analiza la impedancia, se nota que su componente reactiva es negativa.

Para determinar la frecuencia a la cual la antena sería resonante empleando la ecuación 3.2, se tiene:

$$\frac{\lambda}{2} = (10 \text{ cm})$$

$$\lambda = (20 \text{ cm})$$

$$f = 1500\text{MHz}$$

La frecuencia a la cual la antena, con la longitud expuesta, es resonante resulta ser de 1500 MHz, con esos datos se realiza la caracterización de la antena y se compara con las antenas eléctricamente pequeñas. En la figura 3.22 se muestra el patrón de radiación de esa antena a esta frecuencia, obtenido a través de la caracterización de la antena con el software 4NEC2.

Así, la antena resonante a esa frecuencia estaría dada por las siguientes características.

$$Z_1 = 97.5 + j0.51 \Omega$$

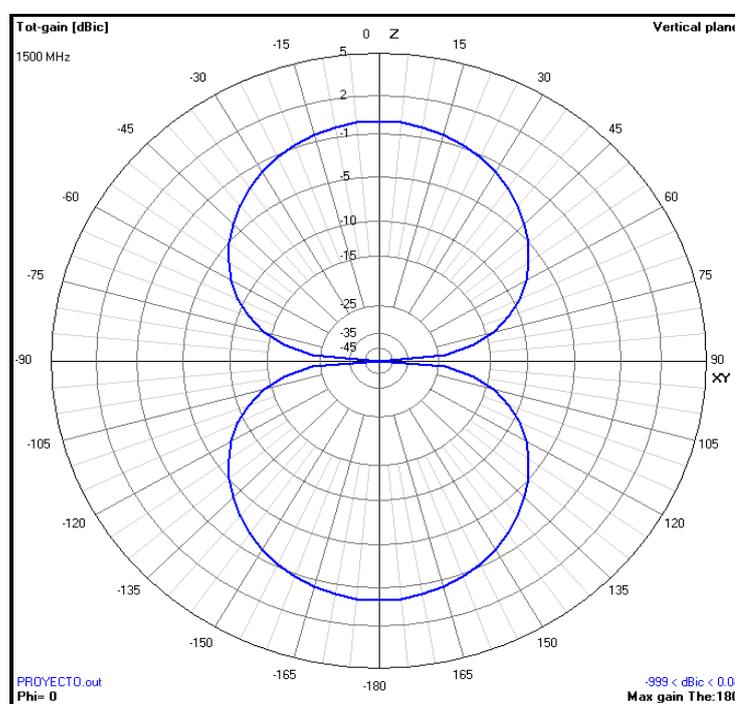


Figura 3.22: Patrón de radiación de una antena resonante, 1500 MHz.

Para esta frecuencia la impedancia de la antena es lo más próxima a la resonancia, es decir, a ser una impedancia predominantemente resistiva.

Si se desea seleccionar esta frecuencia como una de las dos frecuencias de operación y que correspondería a la frecuencia armónica, para reducir las pérdidas de propagación si se aumentara la frecuencia con su frecuencia armónica. Entonces la otra frecuencia de operación sería 750 MHz. Realizando

el mismo análisis para esta frecuencia de 750 MHz, usando el software 4nec2 se tiene que la impedancia a esta frecuencia es:

$$Z_2 = 13.4 - j330 \Omega$$

Como era de esperarse, la reactancia es capacitiva, ya que la longitud de onda a 750 MHz es más grande respecto de la longitud del dipolo, en la figura 3.23 se muestra el comportamiento de la resistencia y la reactancia a medida que aumenta la frecuencia, en el intervalo de 700-800 MHz para el dipolo de media onda de 10 cm. La grafica mencionada muestra que a medida que se aumenta la frecuencia haciendo que la longitud del dipolo de media onda requerido se reduzca, la componente reactiva se reduce.

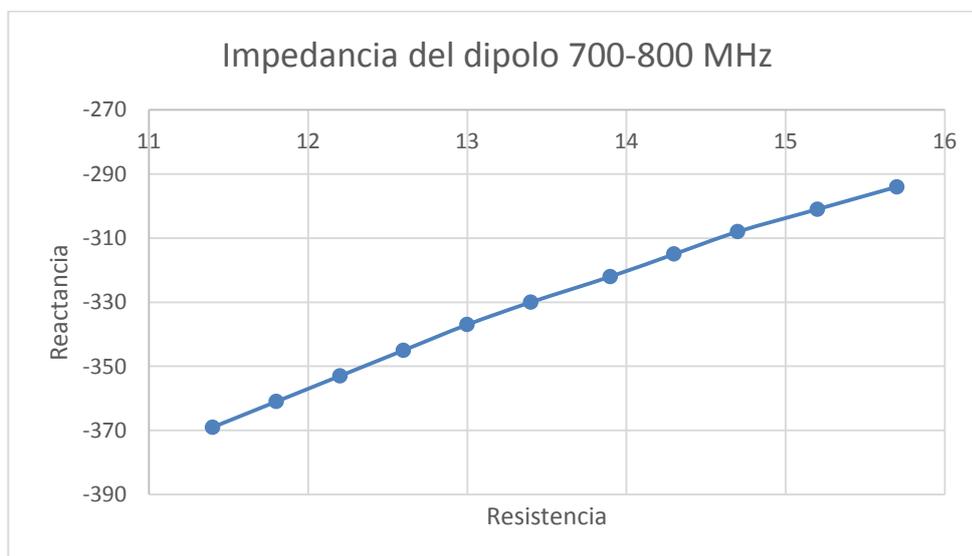


Figura 3.23: Impedancia de dipolo $\frac{\lambda}{2} = 10$ cm entre 700-800 MHz.

El objetivo es hacer que la antena sea lo más resonante posible para la frecuencia armónica y la fundamental y que exista una buena adaptación con la carga, el diodo, y se transmita la suficiente potencia.

Empleando el modelo del dipolo eléctricamente pequeño y el modelo del diodo schottky que se muestran en la figura 3.24, se analiza como tiende a transferirse la potencia entre el dipolo y la carga que es el diodo, la figura 3.25 muestra la potencia entregada en relación con la frecuencia, en el intervalo de 700-800 MHz. Considerando un punto estacionario de la relación voltaje-

corriente en el diodo, para analizar la entrega de potencia desde la antena hacia la carga.

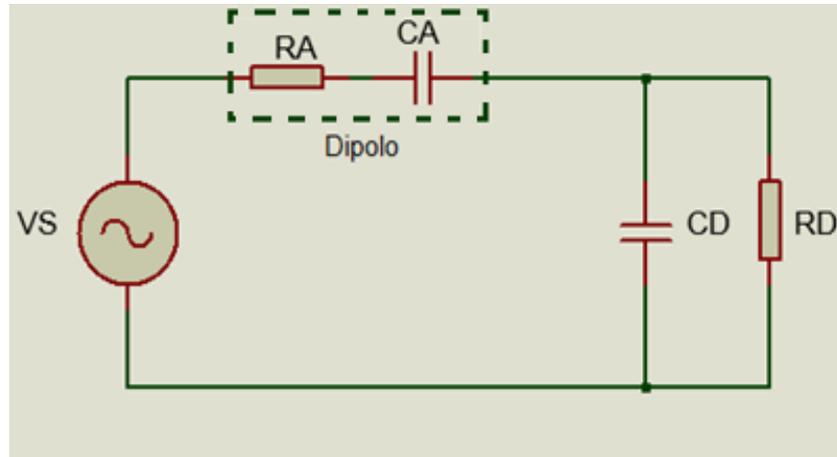


Figura 3.24: Equivalente Thévenin dipolo-diodo.

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (3.4)$$

$$X_d = \frac{1}{2\pi f C_d} \quad (3.5)$$

$$Z_d = \frac{R_d(jX_d)}{R_d + jX_d} \quad (3.6)$$

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}}{Z_a + Z_d} \quad (3.7)$$

$$\bar{V}_d = \bar{I}(Z_d) = \bar{V} \frac{Z_d}{Z_a + Z_d} \quad (3.8)$$

$$P_d = |\bar{V}_d|^2 R_d \quad (3.9)$$

Donde R_A Y C_A toman los valores que corresponden a las resistencias y reactancias que conforman las impedancias del dipolo a diferentes frecuencias obtenidas con el software de caracterización de antenas. En la tabla 10 se muestran estos valores mencionados. R_D y C_D , a la resistencia y capacitancia del diodo como carga. C_d la capacitancia del diodo BAT43, 7 pF. Se trata analizar la potencia entregada a la parte resistiva del diodo.

Frecuencia	Ra	jXa
700 MHz	11,4	-369
710 MHz	11,8	-361
720 MHz	12,2	-353
730 MHz	12,6	-345
740 MHz	13	-337
750 MHz	13,4	-330
760 MHz	13,9	-322
770 MHz	14,3	-315
780 MHz	14,7	-308
790 MHz	15,2	-301
800 MHz	15,7	-294

Tabla 10: Impedancia del dipolo eléctricamente pequeño.

Así, con el análisis previo se tiene que la potencia entregada está dada en la figura 3.25, donde se muestra que la potencia entregada por la antena a la carga se reduce conforme aumenta la frecuencia, para el caso de la longitud predeterminada de dipolo.

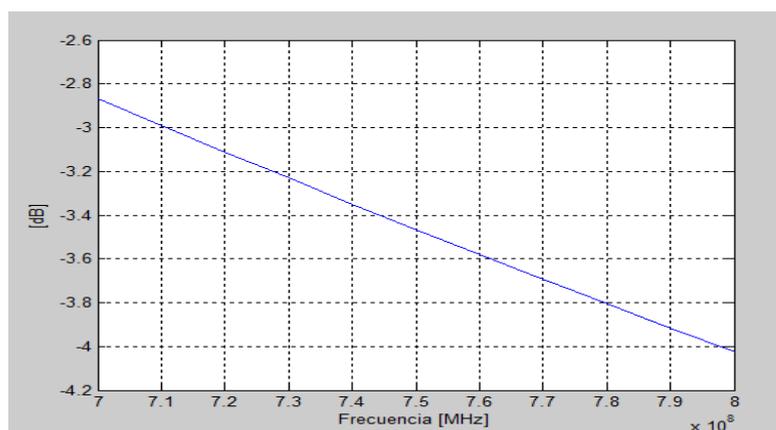


Figura 3.25: Potencia entregada del dipolo a la carga.

Una de las opciones usadas para reducir la componente reactiva de la antena, en las antenas eléctricamente pequeñas es usar añadir una componente inductiva o capacitiva dependiendo del valor en el que se halle la reactancia. En el caso de las antenas eléctricamente pequeñas donde la reactancia es negativa es decir tiene predominancia capacitiva, para este caso se considera añadir una componente inductiva para reducir los efectos de la reactancia capacitiva, tal como se muestra en la figura 3.26, esto se realiza usando la definición de reactancia inductiva dada por la ecuación 3.10, la reactancia capacitiva propia del dipolo corto es de naturaleza negativa mientras que la reactancia de la bobina añadida es positiva, esto hacer que se sumen algebraicamente, logrando la resonancia. [23]

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.10)$$

El dipolo tiende a ser resonante en 750 MHz, en cuanto a la frecuencia de 1500 MHz se asumía que al tener una longitud de 10 cm igual a media longitud de onda el dipolo ya es resonante a 1500 MHz.

En la figura 3.26 se muestra el comportamiento del dipolo en la frecuencia de 750 MHz la inductancia para obtener la resonancia se forma junto a la capacitancia del diodo una impedancia en un punto fijo de la relación de voltaje y corriente del diodo. [22]

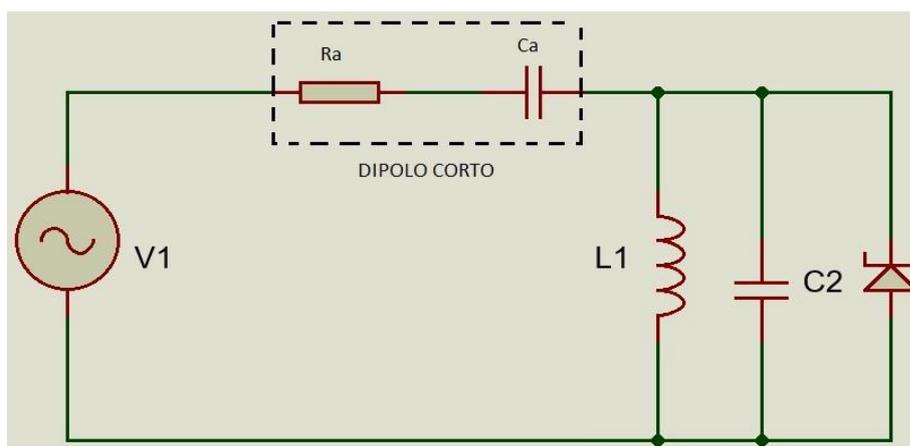


Figura 3.26: Dipolo a 750 MHz.

Así se tiene:

$$X_d = \frac{1}{2\pi f C_d}$$

$$X_d = \frac{1}{2\pi(750\text{MHz})(7\text{pF})} = 30.31 \Omega$$

$$X_L = 2\pi f L$$

$$X_L = 2\pi(750\text{MHz})L$$

Resulta:

$$Z_d = \frac{j^2 X_d X_L}{(X_d + X_L)j} \parallel R_d$$

$$Z_d = \frac{X_L^2 X_c^2 R_d + R_d^2 X_L X_c (X_L + X_c)j}{X_L X_c^2 + R_d^2 (X_L + X_c)^2}$$

$$X_{\text{diodo-inductor}} = \frac{R_d^2 X_L X_c (X_L + X_c)j}{X_L X_c^2 + R_d^2 (X_L + X_c)^2}$$

$$0 = -X_a + X_{\text{diodo-inductor}}$$

$$0 = -X_a + \frac{R_d^2 X_L X_c (X_L + X_c)j}{X_L X_c^2 + R_d^2 (X_L + X_c)^2}$$

$$X_a (X_L X_c^2 + R_d^2 (X_L + X_c)^2) = R_d^2 X_L X_c (X_L + X_c)j$$

$$0 = X_L^2 (X_a X_c^2 + X_a R_d^2 - X_c R_d^2) + X_L (2X_c X_a R_d^2 - X_c^2 R_d^2) + X_a R_d^2 X_c^2$$

Resolviendo la ecuación:

$$L = 9.80 \text{ nH}$$

La antena de acopla con el inductor en su punto de alimentación, así la bobina que corresponde debe ser de 9.80 nH. Como la antena debe ser sintonizada por sus terminales de alimentación, se coincide con la ubicación de la bobina y el diodo schottky, se usa el mismo conductor para las espiras y el acople del diodo. Ahora con este valor conocido de la inductancia de sintonización, la potencia entregada por la antena la carga que es el diodo se muestra en la figura 3.27. La potencia entregada del dipolo a la carga se da en relación de -0.35 [dB].

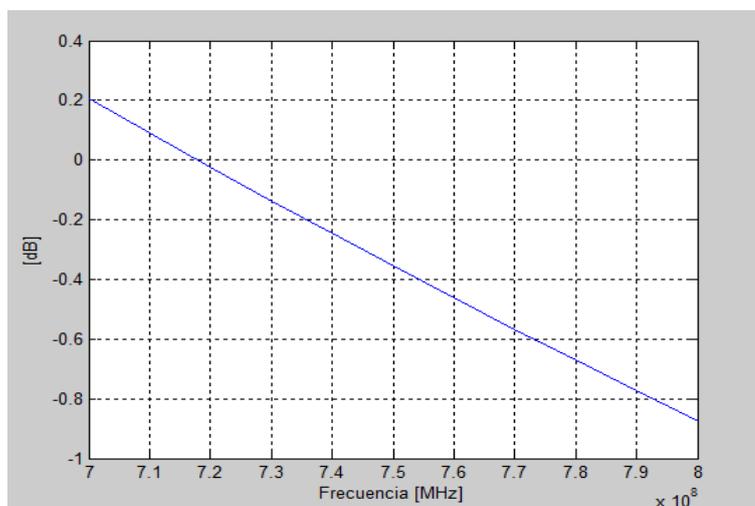


Figura 3.27: Potencia entregada del dipolo a la carga con inductancia sintonizadora.

En la frecuencia armónica el transpondedor debe transmitir la señal de tal frecuencia hacia el rastreador. El diodo, que responde con una corriente a un nivel de voltaje aplicado, a la frecuencia armónica se comporta como una fuente de corriente. El modelo del transpondedor a la frecuencia armónica se muestra en la figura 3.28, en donde R_a y X_a son, la resistencia y la reactancia de la antena a la frecuencia 1500 MHz.

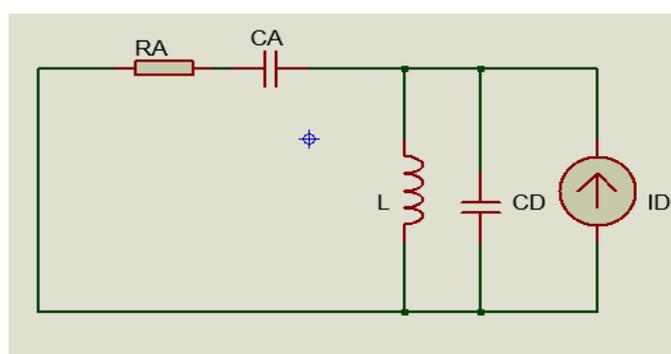


Figura 3.28: Modelo dipolo-diodo a frecuencia armónica.

$$Z_1 = -\frac{X_c X_l}{(X_l - X_c)j} \quad (3.11)$$

Haciendo una conversión de equivalente Thévenin y Norton se tiene una fuente de voltaje:

$$V_x = IZ_1 \quad (3.12)$$

$$I_r = \frac{V_x}{R_a + jX_a + Z_1} \quad (3.13)$$

La corriente que pasa por la resistencia es la misma que todo el circuito equivalente. En la figura 3.29 se muestra la representación de la magnitud de la corriente obtenida en matlab, al analizar la ecuación 3.13.

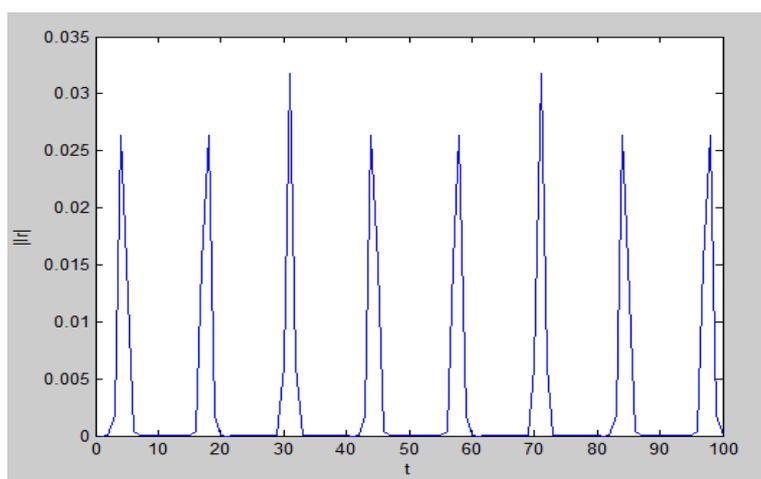


Figura 3.29: Corriente a través del dipolo.

El espectro de frecuencias que corresponde a las corrientes, a través de la antena, producidas por la excitación del diodo se muestra en la figura 3.30.

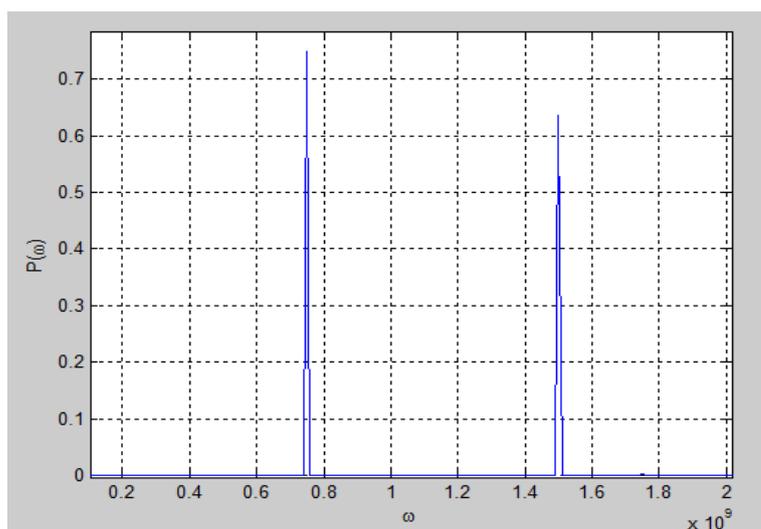


Figura 3.30: Espectro de corrientes transmitidas, diodo-dipolo.

Para pruebas de laboratorio se procede a implementar un prototipo sencillo, con ayuda de un inductómetro de manera heurística se llegó a que tres espiras de alambre No. 23 alrededor del diodo con un diámetro de 2 mm, corresponden a una inductancia muy cercana a la requerida. Así en la figura 3.31 se muestra un bosquejo de la antena final. En la que aparece el dipolo corto y las espiras que dan la inductancia requerida.

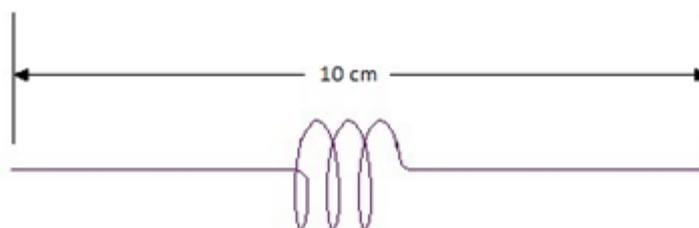


Figura 3.31: Bosquejo de la antena del transpondedor.

En la figura 3.32 se muestra la antena implementada y usada en las pruebas de generación de frecuencias armónicas.



Figura 3.32: Antena del transpondedor implementada.

3.9 Pruebas del transpondedor

En un ensayo para comprobar la acción del transpondedor se realizó un banco de pruebas en donde se situó al transpondedor a una distancia de 30 cm del generador de funciones así mismo del analizador de espectros y la otra distancia que corresponde a 40 cm de los equipos del laboratorio. De estas pruebas con el transpondedor se obtuvieron los siguientes resultados que se muestran en la figura 3.33 donde se observa el espectro de frecuencia de la

señal transmitida hacia el transpondedor y en la figura 3.34 se obtuvo con el analizador de espectros como receptor, donde se detecta la frecuencia fundamental y la armónica. Las potencias recibidas y transmitidas por el transpondedor se obtienen de hacer el siguiente análisis:

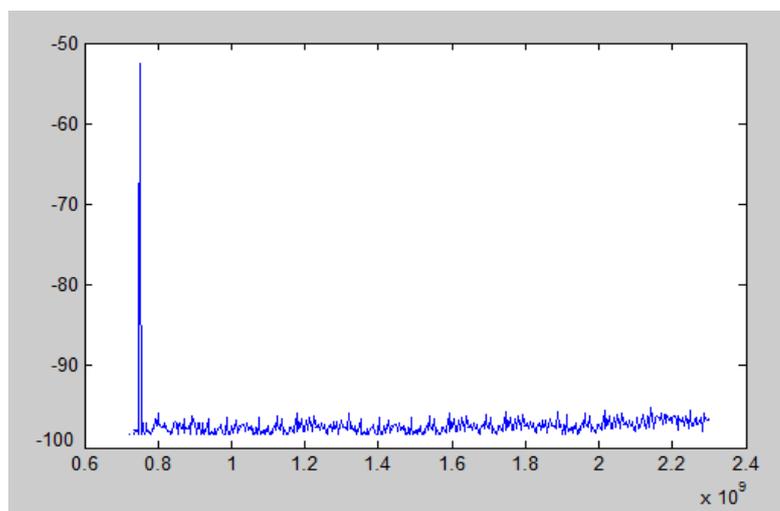


Figura 3.33: Frecuencias transmitidas hacia el transpondedor.

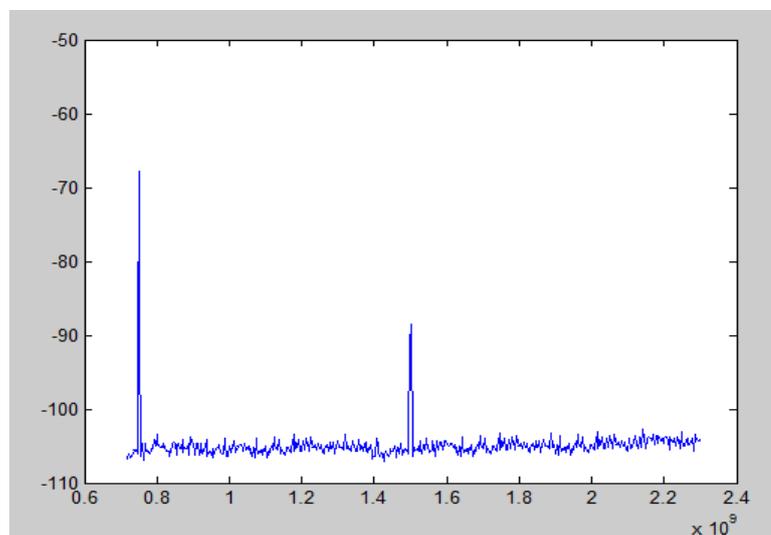


Figura 3.34: Frecuencias retransmitidas por el transpondedor en el ensayo.

3.10 La potencia transferida por el transpondedor.

La potencia transferida por el dispositivo transpondedor está dada por la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. La potencia

incidente en el transpondedor se da por la siguiente suma de potencias que se muestra en la ecuación 3.14

$$P_{\text{incidente}} = P_{\text{TX}} + G_{\text{TXpruebas}} - P_{\text{cable } f_0} - F_{\text{spl}f_0} \quad (3.14)$$

Donde

P_{TX} : Potencia del equipo transmisor

$G_{\text{TXpruebas}}$: Ganancia de las antenas del equipo transmisor

$P_{\text{cable } f_0}$: Potencia del cable a la frecuencia fundamental

$F_{\text{spl}f_0}$: Pérdidas en el espacio libre a la frecuencia fundamental

Las pérdidas en el espacio libre se obtienen a través de la ecuación 3.15 en donde d es la distancia entre transmisor y receptor.

$$F_{\text{spl}} = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.15)$$

Se emplea la fórmula de pérdidas en el espacio libre debido a que las pruebas se realizan un laboratorio, con el escenario descrito en el subtítulo anterior. Así, las pérdidas en el espacio libre para la frecuencia de 750 MHz resultan:

$$F_{\text{spl}f_0} = -10 \log \left(\frac{0.4}{4\pi(0.3)} \right)^2 = -19.48 \text{ [dB]}$$

Potencia transmitida= 15 dBm

Pérdidas en los conductores = 0.2 dB

Ganancia TX = 4 dB

$$P_{\text{incidente}} = 15 + G_{\text{TXpruebas}} - 0.2 \text{ dB} - 19.48$$

$$P_{\text{incidente}} = -4.68 \text{ dB} + G_{\text{TXpruebas}}$$

$$P_{\text{incidente}} = -4.68 \text{ dB} + 4\text{dB} = -0.68 \text{ dB}$$

Para obtener la potencia transmitida en el experimento, por el transpondedor, en la frecuencia armónica se emplea la ecuación 3.4 mostrada a continuación.

$$P_{\text{transmitida}} = P_{\text{RX}} - G_{\text{RXpruebas}} + P_{\text{cable } 2f_0} + F_{\text{spl}2f_0} \quad (3.16)$$

Donde

P_{RX} : Potencia recibida en el equipo transmisor (Analizador de espectros)

$G_{TX\text{pruebas}}$: Ganancia de las antenas del equipo receptor

$P_{\text{cable } f_0}$: Pérdidas en el cable a la frecuencia $2f_0$

$F_{\text{sp}f_0}$: Pérdidas en el espacio libre a la frecuencia $2f_0$

Empleando la ecuación 3.3, las pérdidas en el espacio libre a 1500 MHz resultan:

$$F_{\text{sp}f_0} = -10 \log \left(\frac{0.2}{4\pi(0.3)} \right)^2 = -25.50 \text{ [dB]}$$

Pérdidas en los conductores=0.28 dB

Ganancia de la antena receptora= 4 dB

$$P_{\text{transmitida}} = -67.65 \text{ dBm} - G_{RX\text{pruebas}} + 0.28 \text{ dB} + 25.5 \text{ dB}$$

$$P_{\text{transmitida}} = -67.65 \text{ dBm} - 4\text{dB} + 0.28 \text{ dB} + 25.5 \text{ dB}$$

$$P_{\text{transmitida}} = -45.87 \text{ dBm}$$

3.11 Potencia requerida para el equipo de búsqueda.

Para conocer los niveles de potencia que se necesitan en el equipo rastreador es necesario realizar un análisis de pérdidas de potencia que se tendría en un escenario de funcionamiento, un presupuesto de potencias de enlaces. La figura 3.35 muestra un esquema para el análisis de pérdidas de potencias.

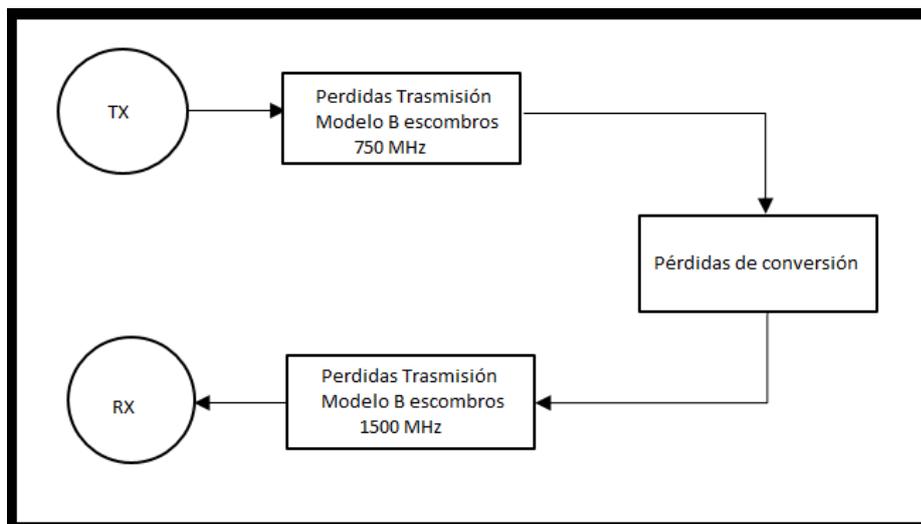


Figura 3.35: Pérdidas de transmisión en el escenario.

Según el escenario del modelo B, el entorno para el cual se realiza este análisis es para una capa de escombros de aproximadamente 1 m de espesor, en estas condiciones las pérdidas de propagación a las frecuencias de 750 MHz y 1500 MHz son 6,8 dB y 16 dB respectivamente. En la figura 3.36 se muestra una representación gráfica del modelo aproximado de los niveles de potencias durante la operación de rastreo del transpondedor. Se involucran las pérdidas de propagación a las frecuencias de operación, las ganancias de la antena y las pérdidas de conversión por la generación de la frecuencia armónica.

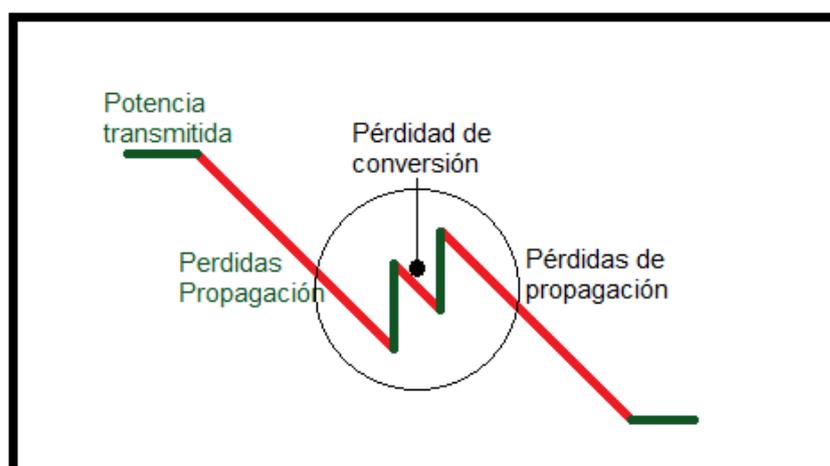


Figura 3.36: Nivel de potencias en el enlace.

El análisis del presupuesto de enlace se maneja la ecuación 3.17 que se muestra a continuación en la cual el margen de enlace queda expresado en términos de las potencias, ganancias y pérdidas de los componentes del escenario.

$$M = \text{Potencia}_{\text{TX}} + G_{\text{TX}} - \text{Perdidas}_{\text{propag}} + G_{\text{RX}} - \text{Loss}_{\text{cable}} - \text{Sens} \quad (3.17)$$

Se considera que para que se pueda recuperar la información en el receptor un buen nivel en el margen de enlace debe de ser de 10 dBm.

Siguiendo el esquema de propagación mostrado en la figura 3.32, se tiene:

$$M - \text{Sens} = P_{\text{TX}} + G_{\text{TX}} - \text{Path}L_{f_0} + G_{\text{tf}_0} - \text{Loss}_{\text{conver}} + G_{\text{t2f}_0} - \text{Path}L_{2f_0} + G_{\text{RX}}$$

Ajustando una sensibilidad de -20 dB en el receptor, con las pérdidas del trayecto dadas anteriormente y las pérdidas de conversión.

$$10\text{dB} - (-20\text{dBm}) = P_{\text{TX}} + G_{\text{TX}} - 6.8\text{dB} + G_{\text{tf}_0} - 7.63\text{dBm} + G_{\text{t2f}_0} - 16\text{dB} + G_{\text{RX}}$$

$$30\text{dBm} = -30.51 + P_{\text{TX}} + G_{\text{TX}} + G_{\text{tf}_0} + G_{\text{t2f}_0} + G_{\text{RX}}$$

Asumiendo que se empleen antenas de iguales ganancias para el quipo transmisor y receptor y sea de 10 dBi.

$$30\text{dBm} = -30.51 + P_{\text{TX}} + 2G_{\text{TX}} + 1.86 + 2.21$$

El nivel de potencia necesario para un equipo rastreador corresponde a:

$$P_{\text{tx}} = 36.44 \text{ dBm}$$

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El transpondedor generó la frecuencia armónica, la función para la que estuvo diseñado. Sin embargo, las pérdidas por desacople en las uniones existentes entre el diodo y el dipolo bajaron su rendimiento.

Los dispositivos no lineales como el diodo, son capaces de generar frecuencias armónicas a partir de una frecuencia fundamental. Las pérdidas de conversión en los diodos de tipo resistivos son mayores, esta es una desventaja que se asume por la simplicidad de realizar de un multiplicador de frecuencias de este tipo.

Durante los ensayos de pérdidas del diodo, éste presentó pérdidas de conversión significativas, sin embargo, para cierto nivel de potencia entre los terminales del diodo, 20 dBm, el diodo la frecuencia armónica de mayor potencia corresponde a la tercera armónica.

Las frecuencias armónicas de orden mayor a tres en las pruebas del transpondedor, no influyen de manera considerable en la retransmisión de la señal del transpondedor, debido a su bajo nivel de potencia.

Para reducir el tamaño del transpondedor es muy buena opción aumentar la frecuencia de operación, aunque eso incluya mayores pérdidas de propagación se puede compensar en el aumento de potencia con los equipos complementarios de búsqueda.

Se debe considerar el estudio de la propagación de las ondas electromagnéticas en un entorno de escombros para distancias mayores a un metro, para así de esta forma mejorar el desarrollo de sistemas de búsqueda en escombros.

Para emular el sistema de pruebas, es recomendable usar unas antenas direccionales de una ganancia superior a 4 dBi para el generador de funciones y el analizador de espectros.

El uso de un dispositivo que posea un nivel de voltaje más bajo para la activación y una capacitancia más baja es importante, así la reactancia producida por este

parámetro se reduce aprovechando la potencia recibida y transmitida. Así mismo el tamaño del dispositivo no lineal ayuda a reducir el espesor del transpondedor.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Zibell. (2016, abril 23). BBC: *El secreto de los edificios que no se cayeron durante el terremoto de Ecuador* [Online]. Disponible en: http://www.bbc.com/mundo/noticias/2016/04/160422_ecuador_terremoto_problemas_construcciones_arquitectura_ab
- [2] Espol, “De la comisión de vinculación con la sociedad” en *Estatuto de la Escuela Superior Politécnica del Litoral*. Guayaquil, 2013, pp. 21
- [3] J. M. Rebés. (2013, noviembre 24). *Transponder y Radares* [Online]. Disponible en: <http://www.aire.org/monograficos/2013/11/24/transponder-y-radares/>
- [4] J. Nelson. (2011). *Jupiter Orbit Insertion* [Online]. Disponible en: http://www.jpl.nasa.gov/news/press_kits/juno/science/
- [5] Azimut Marine, (2015). *Transpondedores de radar* [Online]. Disponible en: <http://www.azimutmarine.es/nautica/uso-transpondedor-radar>
- [6] C. Sepúlveda, (2015, septiembre 14). *El Radar* [Online]. Disponible en: <https://prezi.com/wdizmfz0coj8/el-radar/>
- [7] D. Atkins, *White Book*, 1ra Ed. Suecia: Recco, 2015.
- [8] Arva, (2016). *Arva: About* [Online]. Disponible en: <http://www.arva-equipment.com/en/about/>
- [9] D. Winterman, (2013, agosto 18). BBC: ¿Cómo se le pone una antena a una abeja? [Online]. Disponible en: http://www.bbc.com/mundo/noticias/2013/08/130806_como_ponerle_radar_abeja_finde
- [10] Florida Entomologist Society, (2014, septiembre). *Detectability of Halyomorpha halys (Hemiptera: Pentatomidae) by Portable Harmonic Radar in Agricultural Landscapes* [Online]. Disponible en: <http://www.bioone.org/doi/full/10.1653/024.097.0320>

- [11] Mahafza, Bassem R. *Matlab simulation for radar systems design*, 2nd ed., USA: Chapman & Hall, 2003.
- [12] J. Anguera, A. Pérez, *Teoría de antenas*, 1st ed., España: Universidad Ramón Llull, 2008.
- [13] M. Olmo, R. Nave, (2000). *Clasificación de la polarización* [Online]. Disponible en: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>
- [14] R. Hernández, "Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz," Tesis de licenciatura en Ingeniería. EDEI, UDLAP, Puebla, Mexico, 2008.
- [15] F. Giannini, G. Leuzzi, *Nonlinear Microwave Circuit Design*, 1st ed., Italy: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [16] D. A. Monasterio, "Diseño de un triplicador de frecuencia de 35 a 105 GHz basado en diodos schottky", Tesis de Ingeniería, Dept. Ing. Elec., Univ. De Chile, Santiago, 2012.
- [17] Agilent technologies, (2007, enero 11). *Datasheet E4433B* [Online]. Disponible en: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-4074EN.pdf?id=751061>
- [18] Agilent technologies, (2008, septiembre 25). *Datasheet E5071B*. [Online]. Disponible en: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E5070-90430.pdf>
- [19] K. Chen, Y. Huang, J. Zhang, A. Norman, "Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier". *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, Vol. 27, No. 1, Enero 2000.
- [20] Mutzig, Jecko, Feix, Floch, Bertrand, Vergnault, "An Ultra-Wideband Radar Concept for the detection of buried victims beneath building rubble," in *2009 International Radar Conference "Surveillance for a Safer World"*, Bordeaux, 2009.
- [21] Vishay Semiconductors, (2016, Junio 13). *Small Signal Schottky Diode BAT 43* [Online]. Disponible en: <http://www.vishay.com/docs/85660/bat42.pdf>

[22] J. M. Ladbury, D.G. Camell, Senior Member, "Electrically Short Dipoles with a Nonlinear Load, a Revisited Analysis". *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 44, No. 1, Febrero 2002.

[23] F. L. Setian, "Practical communications antennas with wireless applications", 1st ed., USA: Prentice Hall, 1998.

ANEXOS

ABREVIATURAS

NEC	Norma Ecuatoriana de Construcción
ESPOL	Escuela Superior Politécnica del Litoral
RF	Radio Frecuencia
IFF	Identification Friend or Foe
NASA	National Aeronautics and Space Administration
SEVIMAR	Seguridad de la Vida en el Mar
RADAR	Radio Detection and Ranging
ARVA	Appareil de Recherche de Victimes d'Avalanches
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
HF	High Frequency
VHF	Very High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
MMW	Millimeter Wave
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	wireless local area network
FSK	Frequency Shift Keying
MSK	Medvédev-Sponheuer-Kárník
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
AM	amplitud modulada
FM	frecuencia modulada
3GPP	3rd Generation Partnership Project

WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
GSM	Global System for Mobile communications
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
GPB	Hewlett-Packard Instrument Bus
VBA	Visual Basic para Aplicaciones
MWA	Medición Asistente de software

CÓDIGOS EMPLEADOS EN LAS SIMULACIONES DE MATLAB

Generación de gráficos de espectros de frecuencia

```

%Voltaje en el diodo
n=1000;
dt=1e-10;
f= 750e6; %frecuencia de la señal;
A=0.2; %amplitud de la señal;
t=(0:n-1)*dt; %vector de tiempos
vd=A*sin(2*pi*f*t); %voltaje en el dido
%Corriente en el diodo
Is=2.9e-9; %corriente fuga
a=38; %constante
I=Is*(exp(a*vd)-1);
n=length(vd);
g=fft(vd);
power=(abs(g).^2)/1000;
dw=2*pi/(n*dt);
w=(0:n-1)*dw;
subplot(2,1,1)
plot(w,power)
xlabel('\omega')
ylabel('P(\omega)')
grid
n=length(I);
g=fft(I);

```

```

power=(abs(g).^2)/1000;
dw=2*pi/(n*dt);
w=(0:n-1)*dw;
subplot(2,1,2)
plot(w,power)
xlabel('\omega')
ylabel('P(\omega)')
grid

```

Potencia entregada del dipolo al diodo

```

freq=[700e6,710e6,720e6,730e6,740e6,750e6,760e6,770e6,780e6,790e6,800e
6];
Xa=[-369,-361,-353,-345,-337,-330,-322,-315,-308,-301,-294];
Ra=[11.4,11.8,12.2,12.6,13,13.4,13.9,14.3,14.7,15.2,15.7];
Za=Ra+i*Xa;
V=1;
Rd=1000;
Cd=7e-12; %%Capacitancia del diodo
w=2*pi*freq;
for n=1:11
Xd(n)=-1/(w(n)*Cd); %Reactancia inductiva
end
for n=1:11
Zd(n)=(Rd*i*Xd(n))/(Rd+i*Xd(n)); %impedancia diodo
%Zd(n)=Xd(n);

```

```

%Zd(n)=Rd;
end
Vd=V*((Zd)/Za+Zd);
magVd=abs(Vd);
Pd=(magVd.^2)/Rd;
PdB=10*log10(Pd);
plot(freq,PdB)
xlabel('Frecuencia [MHz]');
ylabel('[dB]');
grid

```

Dipolo a 1500 MHz

```

%Voltaje en el diodo
n=1000;
dt=1e-10;
f= 50e6; %frecuencia de la señal;
A=0.5; %amplitud de la señal; %1/10
t=(0:n-1)*dt; %vector de tiempos
vd=A*sin(2*pi*f*t); %voltaje en el dido
%Corriente en el diodo
Is=2.9e-9; %corriente fuga
a=38; %constante
I=Is*(exp(a*vd)-1);
%impedancias
Za=97.5+j*0.51; %impedancia de la antena a 1500 MHz
Cd=7e-12;

```

```

w=2*pi*f; %frecuencia angular
L=9.94e-9; %inductancia acoplada
Xd=-1/(w*Cd);
Xl=(w*L);
Z1=-(Xd)*(Xl)/(Xl+Xd)*j;
Vx=l.*Z1;
Ir=Vx/(Za+Z1);
maglr=abs(Ir);
Pa=(maglr2).^2*Ra;
%espectros de corrientes
n=length(Ir); %l es el vector al cual se le plica la FFT
g=fft(Ir);
power=(abs(g).^2)/1000;
dw=2*pi/(n*dt);
w=(0:n-1)*dw; %vector de frecuencias angulares
freq=w./(2*pi);
plot(freq,power)% ,freq,power2)% ,freq,power3)
xlabel('\omega')
ylabel('P(\omega)')
grid

```