



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

**“DISEÑO DEL DESPLAZADOR DE FASE ACTIVO DE UNA ANTENA
INTELIGENTE PARA REDES WI-FI EN ENTORNOS RURALES”**

AUTOR:

Aguirre Plaza George Lenin

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de
Magister en Telecomunicaciones**

TUTOR:

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

Guayaquil, a los 29 días del mes de junio del año 2018



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por George Lenin Aguirre Plaza como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

TUTOR

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

DIRECTOR DEL PROGRAMA

MSc. Manuel Romero Paz

Guayaquil, a los 29 días del mes de junio del año 2018



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, George Lenin Aguirre Plaza

DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación “**Diseño del desplazador de fase activo de una antena inteligente para redes Wi-Fi en entornos rurales**” previa a la obtención del Título de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 29 días del mes de junio del año 2018

EL AUTOR

George Lenin Aguirre Plaza



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN

Yo, George Lenin Aguirre Plaza

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación**, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Titulación, “**Diseño del desplazador de fase activo de una antena inteligente para redes Wi-Fi en entornos rurales**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 29 días del mes de junio del año 2018

EL AUTOR

George Lenin Aguirre Plaza

Dedicatoria

La concepción de este proyecto está dedicada a mis padres, pilares fundamentales en mi vida. Sin ellos, jamás hubiese podido conseguir lo que hasta ahora. Su tenacidad y lucha insaciable han hecho de ellos el gran ejemplo a seguir y destacar, no solo para mí, sino para mi hermano y familia en general. También dedico este proyecto a mi esposa, compañera inseparable de cada jornada. Ella representó gran esfuerzo y tesón en momentos de decline y cansancio. A mi hija cada situación de mi vida va dedicada por y para ella. A ellos este proyecto, que, sin ellos, no hubiese podido ser.

GEORGE LENIN AGUIRRE PLAZA

Agradecimientos

Este proyecto es el resultado del esfuerzo. Por esto agradezco a nuestro director, MSc Manuel Romero, mis compañeros, quienes a lo largo de este tiempo han puesto a prueba sus capacidades y conocimientos. A mis padres y hermano quienes a lo largo de toda mi vida han apoyado y motivado mi formación académica, creyeron en mí en todo momento y no dudaron de mis habilidades. A mi esposa e hija motivación constante en todos mis proyectos. A mis profesores a quienes les debo gran parte de mis conocimientos, gracias a su paciencia y enseñanza y finalmente un eterno agradecimiento a esta prestigiosa universidad la cual abrió y abre sus puertas a jóvenes como nosotros, preparándonos para un futuro competitivo y formándonos como personas de bien.

Reporte URKUND

Documento: [Desplazador de fase en cuadratura_final 28.05.18.docx](#) (D39580360)

Presentado: 2018-05-31 00:25 (+05:00)

Presentado por: orlandophilco_7@hotmail.com

Recibido: orlando.philco.uccag@analysis.orkund.com

Mensaje: Tesis Aguirre. [Mostrar el mensaje completo](#)

4% de estas 28 páginas, se componen de texto presente en 3 fuentes.

Categoría	Enlace/nombre de archivo	Porcentaje
	http://relac.cujae.edu.cu/index.php/riac/article/download/561/298	
	http://scielo.sld.cu/scielo.php?script=sci_arttext&id=S1815-5928201800010007	
	https://www.zonamovilidad.es/antenas-inteligentes-smart-antennas.html	
	procesamiento digital (DSP)	92%
	que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una se...	100%

SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES
TEMA: "DISEÑO DEL DESPLAZADOR DE FASE ACTIVO DE UNA ANTENNA INTELIGENTE PARA REDES WI-FI EN ENTORNOS RURALES"
AUTOR: Aguirre Plaza George Lenin
Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de Magister en Telecomunicaciones
TUTOR: MSc. Luis Córdova Rivadeneira
Guayaquil, a los XX días del mes XX año 2018
SISTEMA DE POSGRADO MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES
CERTIFICACIÓN Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por George Lenin Aguirre Plaza como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magister en Telecomunicaciones.
TUTOR

Reporte Urkund del Trabajo de Titulación en Maestría de Telecomunicaciones; Diseño Del Desplazador De Fase Activo De Una Antena Inteligente Para Redes Wi-Fi En Entornos Rurales del ing. Aguirre Plaza George Lenin al 4 % de coincidencias.



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

MSc. Luis Córdova Rivadeneira
TUTOR

f. _____

MSc. Manuel Romero Paz
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. _____

MSc. Orlando Philco Asqui
REVISOR

f. _____

MSc. Celso Bohórquez Escobar
REVISOR

RESUMEN

El presente trabajo expone el diseño de un desplazador de fase activo de tipo cuadratura para una antena inteligente a la frecuencia de 2.4GHz. Se describen los principios básicos de los arreglos de fase sobre los que se fundamenta dicho diseño, así como las características de las antenas inteligentes, los fundamentos de los desplazadores de fases y de los divisores de potencia y acopladores direccionales. Se caracterizan y diseñan los módulos del acoplador híbrido en cuadratura, las líneas de microcintas y un combinador de potencia de Wilkinson y amplificador de ganancia variable que lo conforman y cumplen con las restricciones de diseño fijadas para una frecuencia de 2.4GHz y se diseña un desplazador de fase en cuadratura. Se muestran los resultados de las simulaciones efectuadas con el programa profesional *Microwave Office* que corroboran la validez del diseño, se demuestra que el desfasaje alcanzado por este diseño es de 90.3° , valor muy próximo al de 90° esperado teóricamente.

Palabras clave: antena inteligente, arreglos de fase, desplazador de fase en cuadratura, MEMS, RF CMOS, LTCC

ABSTRACT

The present work exposes the design of a quadrature active phase shifter for an intelligent antenna at the 2.4GHz frequency. The basic principles of the phase arrangements on which this design is based are described, as well as the characteristics of the intelligent antennas, the basics of the phase shifters and the power dividers and directional couplers. The modules of the quadrature hybrid coupler, the lines of microwells and a Wilkinson power combiner and variable gain amplifier that conform it and meet the design restrictions fixed for a frequency of 2.4GHz are designed and designed and a displacer is designed of phase in quadrature. The results of the simulations carried out with the professional Microwave Office program that corroborate the validity of the design are shown, demonstrating that the phase shift reached by this design is 90.3° , a value very close to the theoretically expected 90° .

Keywords: *smart antenna, phased arrays, quadrature phase shifter, MEMS, RF CMOS, LTCC*

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS	XIII
CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.	2
1.1 Justificación del problema a investigar.	2
1.2 Antecedentes.....	3
1.3 Definición del problema.	4
1.4 Objetivos.	4
1.4.1 Objetivo General.....	4
1.4.2 Objetivos específicos.....	4
1.5 Hipótesis.....	5
1.6 Metodología de investigación.	5
CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.....	6
2.1 Generalidades de los arreglos de fase.	6
2.1.1 Aplicaciones de los arreglos de fase.....	7
2.2 Antenas inteligentes.....	8
2.2.1 Tipos de antenas inteligentes.....	10
2.2.2 Aplicaciones de las antenas inteligentes en comunicaciones móviles.	16
CAPITULO 3 . Desplazadores de fase (<i>Phase Shifters</i>).....	19
3.1 Fundamentos de los desplazadores de fase.	19
3.1.1 Relación entre la constante de propagación, desplazamiento de fase, retardo y la longitud de onda.....	20
3.1.2 Esquema en bloques de un desplazador de fase.	22
3.1.3 Reciprocidad.	23
3.2 Desplazadores de fase analógicos versus digitales.	24
3.3 Clasificación de los desplazadores de fase según su tecnología. 25	
3.4 Tecnologías recientes en desplazadores de fase.	31
3.4.1 MEMS.....	31
3.4.2 RF CMOS	32
3.4.3 LTCC	32
3.5 Divisores de potencia y acopladores direccionales.	33

3.5.1	Combinador/divisor de potencia de Wilkinson.....	33
3.5.2	Acoplador Híbrido en cuadratura.....	35
3.6	Línea de transmisión.....	37
3.6.1	Línea de Microcinta.....	39
CAPITULO 4 . Diseño de un desplazador de fase activo en cuadratura. 44		
4.1	Esquema general del desplazador de fase en cuadratura.	44
4.2	Consideraciones del diseño del prototipo.....	45
4.3	<i>Software</i> utilizado.....	46
4.4	Diseño del acoplador híbrido en cuadratura.	46
4.5	Diseño del combinador de potencia de Wilkinson.	51
4.6	Diseño del amplificador de ganancia variable (VGA)	53
4.6.1	Etapa amplificadora.....	55
4.6.2	Validación de los resultados del diseño del desplazador de fase en cuadratura propuesto.	59
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		65
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		67
GLOSARIO DE TÉRMINOS		70
ANEXOS		72

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Esquema en bloques de un arreglo de fase.	6
Figura 2.2. Sistema de RFID.	8
Figura 2.3 Componentes elementales de una antena inteligente.	9
Figura 2.4. Forma de radiación de una antena normal y una inteligente.	9
Figura 2.5. Esquema en bloques del hardware y software de una antena inteligente.	10
Figura 2.6. Sistema de haz conmutado.	12
Figura 2.7. Diagrama de flujo del programa de control de un sistema de haz conmutado.	13
Figura 2.8. Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de 7 elementos en un sistema de haz conmutado.	13
Figura 2.9. Sistema de haz de seguimiento.	15
Figura 2.10. Sistema de haz adaptativo.	16
Figura 3.1. Relación entre grados, radianes, desplazamientos de fase y longitud de onda.	21
Figura 3.2. Diagrama en bloques de un desplazador de fase general.	22
Figura 3.3. Esquema básico de un desplazador de línea conmutada.	26
Figura 3.4. Desplazador de fase pasa alto en configuración T.	26
Figura 3.5. Configuraciones π y T para las ramas pasa alto y pasa bajo.	27
Figura 3.6. Desplazador de fase de línea cargada.	28
Figura 3.7. Desplazador de fase tipo reflexión.	29
Figura 3.8. Desplazador de fase híbrido de 180 grados tipo rat-race.	29
Figura 3.9. Desplazador de fase activo en cuadratura.	30
Figura 3.10. Divisor de potencia de Wilkinson.	34
Figura 3.11. Respuesta en frecuencia de un divisor de Wilkinson.	35
Figura 3.12. Acoplador híbrido en cuadratura.	36
Figura 3.13. Parámetros S versus frecuencia en el híbrido en cuadratura.	37
Figura 3.14. Circuito equivalente de una línea de transmisión.	38
Figura 3.15. Geometría de una línea de microcinta.	39

Figura 3.16.Distribución de los campos eléctrico y magnético en una línea de microcinta.	40
Figura 4.1.Esquema del desplazador de fase tipo cuadratura.	45
Figura 4.2.Captura de la herramienta Tx Line del Microwave Office 2009 para líneas de 50Ω.	47
Figura 4.3.Captura del diseño del acoplador híbrido de 90° en la herramienta Tune.	49
Figura 4.4.Pérdidas de inserción y de retorno del acoplador híbrido diseñado.....	50
Figura 4.5.Fases de las señales de salida del acoplador híbrido.	50
Figura 4.6.Captura del combinador de potencia de Wilkinson optimizado con la herramienta Tune.	52
Figura 4.7.Pérdidas de inserción y de retorno.....	53
Figura 4.8.Atenuador variable.	54
Figura 4.9.Etapa amplificadora.	56
Figura 4.10 Amplificador de ganancia variable.	57
Figura 4.11 Ganancia del VGA para V1=0V.	58
Figura 4.12 Atenuación de VGA para V1=-1.69V.....	58
Figura 4.13 Prototipo del desplazador de fase en cuadratura diseñado...	60
Figura 4.14 Fase para V1=0V y V2=-1.69V.....	61
Figura 4.15 Fase para V1=-1.69V y V2=0V.....	61
Figura 4.16 Ajuste de la curva V1 en función de V2.	63
Figura 4.17 Ganancia del desplazador en cuadratura.	64

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1. Características del FR4.	57
Tabla 4.2. Dimensiones de las líneas de microcinta para el acoplador híbrido.....	58
Tabla 4.3. Dimensiones de las líneas de microcinta para el combinador de potencia.....	61

CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.

En el presente capítulo se justificará y delimitará el problema a investigar, se establecerán los objetivos generales y específicos, la hipótesis y la metodología de investigación.

1.1 Justificación del problema a investigar.

El auge de la tecnología en el ámbito de las redes y los dispositivos móviles, en la sociedad actual, implica un mayor consumo de servicios de telecomunicaciones por parte de la población. Dicha población no sólo habita o vacaciona en grandes ciudades sino también en áreas rurales y zonas aisladas. Esto genera la demanda, por parte de los usuarios, de una red con capacidades adaptadas para entornos accidentados y de difícil acceso.

Son variadas las opciones para llevar la conectividad a establecimientos aislados en zonas rurales, sin embargo, muchas encuentran problemas de conexión debido a la baja eficiencia espectral y el desvanecimiento por trayectorias múltiples, o requieren una gran inversión económica.

Según Arnaud Le Hung, director de Marketing de Ruckus Wireless, hay soluciones como WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) o el satélite (desde una operadora), para brindar al cliente acceso a internet, pero continúa el problema de la “última milla” para llevar la señal hacia un domicilio, oficina o negocio. Otras formas de alcanzar esto son las líneas ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) y la fibra óptica, pero éstas son más costosas de instalar que una red Wi-Fi (Rojas, 2013).

Es por esta razón, que la implementación de una red Wi-Fi con antenas inteligentes se presenta como una alternativa tecnológica que garantiza

amplio alcance y mejor eficiencia espectral a un menor costo y complejidad que las variantes antes expresadas.

Precisamente, en el presente trabajo se expone la propuesta de diseño de un desplazador de fase activo de una antena inteligente para la implementación de redes Wi-Fi en entornos rurales.

1.2 Antecedentes.

Una antena inteligente es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso adaptarse a las condiciones radioeléctricas del momento (Moreno, Franco, & Miranda, 2001). Es la combinación de un arreglo de antenas (*arrays*), es decir un conjunto de elementos distribuidos en la antena (dipolos, monopolos o elementos direccionales de la antena) organizados en cierta geometría (lineal, circular o de rejilla rectangular) donde el espaciamiento entre los elementos puede variar (Sarmiento, 2011). Las señales recogidas por cada elemento son coherentemente combinadas de forma tal que aumenta la intensidad de la señal deseada y reduce la interferencia de otras señales. Los arreglos se clasifican atendiendo a su geometría en lineales, planos y volumétricos. con una unidad de Procesamiento Digital de Señales (DSP) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una señal de interés en el entorno (Campanella, Comas, & Alba, 2003).

La teoría detrás de las antenas inteligentes no es nueva. Esta técnica fue usada durante muchos años en la guerra electrónica para contrarrestar el espionaje electrónico. En los sistemas de radares militares se usaron ya técnicas similares durante la Segunda Guerra Mundial (Enríquez, Morales, & Ortega, 2005).

Actualmente se ha retomado el tema debido a que la demanda del incremento de la capacidad de las redes inalámbricas ha motivado la

reciente búsqueda hacia el desarrollo de algoritmos y estándares que exploten el espacio de manera selectiva.

1.3 Definición del problema.

No se dispone de un desplazador de fase económico para una antena inteligente que solucione la baja eficiencia espectral en implementaciones de redes Wi-Fi en entornos rurales.

1.4 Objetivos.

A continuación, se detallan el objetivo general y los objetivos específicos:

1.4.1 Objetivo General.

Diseñar el desplazador de fase activo de tipo cuadratura como elemento de una antena inteligente para implementación de redes Wi-Fi en entornos rurales.

1.4.2 Objetivos específicos.

- ✓ Describir y caracterizar los fundamentos de los arreglos de fase y de los desplazadores de fase así como sus aplicaciones.
- ✓ Caracterizar las antenas inteligentes y las ventajas de su uso con relación a una estándar, así como los fundamentos de los divisores de potencia y acopladores direccionales.
- ✓ Caracterizar el acoplador híbrido en cuadratura.
- ✓ Caracterizar las líneas de microcintas.
- ✓ Diseñar un acoplador híbrido en cuadratura, un combinador de potencia de Wilkinson y un amplificador de ganancia variable, para una frecuencia de 2.4GHz.
- ✓ Diseñar un desplazador de fase en cuadratura.
- ✓ Validar los diseños utilizando el programa profesional Microwave Office.

1.5 Hipótesis.

Si se diseña un desplazador de fase activo de tipo cuadratura para antenas inteligentes se podrá mejorar la eficiencia espectral de redes Wi-Fi en entornos rurales a un bajo costo.

1.6 Metodología de investigación.

En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a los desplazadores de fase activos para antenas inteligentes, estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática.

A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en el diseño de un desplazador de fase activo de bajo costo para antenas inteligentes en la banda de 2.4 GHz.

La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta.

La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño en cuanto a eficiencia espectral.

CAPITULO 2 . Fundamentación teórica.

En este capítulo se exponen las generalidades de los arreglos de fase, así como sus aplicaciones en diferentes campos de las Telecomunicaciones. Se describe la teoría de las antenas inteligentes, su clasificación y las ventajas que ofrece su aplicación en las comunicaciones inalámbricas.

2.1 Generalidades de los arreglos de fase.

Se denominan arreglos de fase o de haz direccionado a los arreglos de antenas tradicionales, donde el lóbulo principal es dirigido a una dirección específica y constituyen un conjunto de antenas, cuyas fases relativas de las señales con que se alimenta cada elemento, se varían intencionadamente con el objetivo de alterar el diagrama de radiación del conjunto, logrando reforzar la radiación en la dirección determinada (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Como se puede apreciar en la figura 2.1 los arreglos de fase consisten en la unión de varios bloques funcionales que se interconectan entre sí para formar un sistema inteligente.

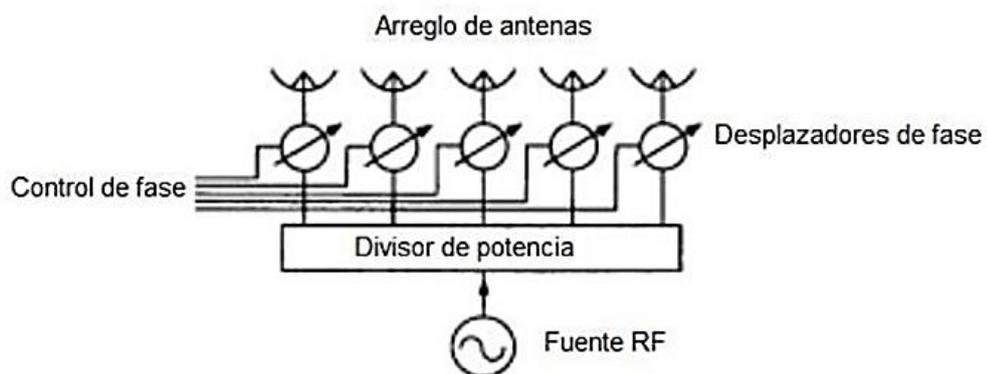


Figura 2.1. Esquema en bloques de un arreglo de fase.

Fuente: (Litva & Lo, 1996)

Un sistema de arreglos de fase se compone fundamentalmente por un conjunto de desplazadores de fase que controlan la fase de la corriente de excitación de cada uno de los elementos del arreglo de antenas. Cuando todas las señales son combinadas posteriormente, se forma el haz en la dirección deseada. Lo normal es reforzar la radiación en una dirección concreta y suprimirla en direcciones indeseadas (Litva & Lo, 1996).

2.1.1 Aplicaciones de los arreglos de fase.

Los arreglos de fase, debido a la facilidad de direccionar el haz mejorando la ganancia y directividad del sistema, se usan en diversas aplicaciones en diferentes campos de las comunicaciones inalámbricas como:

- **Sistemas de radares:** Casi todos los radares militares modernos se basan en arreglos de fase, relegando los sistemas basados en antenas rotatorias a aplicaciones donde el costo es un factor determinante. Estos radares se utilizan para guiar misiles con el objetivo de destruir blancos enemigos.
- **Sistema de comunicaciones móviles:** El uso de los arreglos de fase ha jugado un papel importante en las comunicaciones móviles, debido al incremento de la demanda del servicio de telefonía celular y multimedia, ya que aumentan la capacidad de los canales de comunicación manteniendo una buena calidad en el servicio.
- **Identificaciones por radiofrecuencia:** Las antenas basadas en arreglos de fase han sido incluidas recientemente en sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID, Radio Frequency Identification). Esta es una técnica de almacenamiento y recuperación de datos remoto, que usa dispositivos denominados etiquetas, tarjetas y transpondedores. Esta tecnología ofrece la posibilidad de leer la información contenida en una etiqueta, sin necesidad de contacto físico, como se muestra en la figura 2.2.

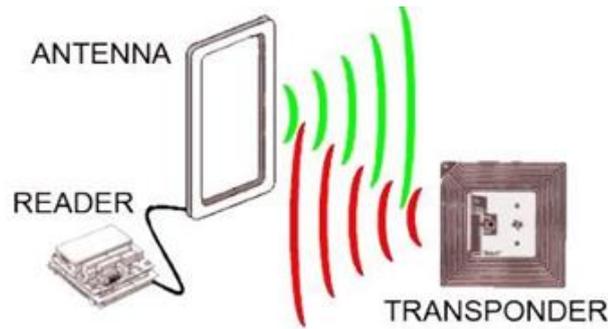


Figura 2.2. Sistema de RFID.

Fuente: (Prometec, 2017)

- Sistemas de comunicaciones estratosféricas: Las plataformas estratosféricas son redes de acceso inalámbricas, que usan grandes dirigibles en el interior de la estratósfera, a una altitud de aproximadamente 20km.

2.2 Antenas inteligentes.

Los arreglos de fase modernos, donde el patrón se configura acorde a cierto criterio óptimo, se llaman antenas inteligentes o *smart antennas*. Las antenas inteligentes alternativamente se conocen como arreglos digitales de haz direccionado o arreglos adaptables. El término *smart* trae consigo la combinación de un procesamiento digital de señales en el espacio y en el tiempo para configurar el patrón del haz según ciertas condiciones. *Smart*, en esencia, significa control computarizado del desempeño de la antena.

Entonces puede plantearse el siguiente concepto generalizador:

Una antena inteligente es la combinación de un arreglo de antenas con una unidad de Procesamiento Digital de Señales (DSP, Digital Signal Processor) (véase figura 2.3) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una señal de interés en el entorno. Es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado (véase figura 2.4), e incluso adaptarse a las

condiciones radioeléctricas en cada momento (Campanella, Comas, & Alba, 2003).

De esta manera se mejora la potencia de la señal y por lo tanto la cobertura ofrecida, reduciendo el ruido, la interferencia y la propagación por multitrayectoria (Albornoz & Mustafá, 2004). Esto provoca una mejora sustancial en los servicios de comunicaciones esencialmente de carácter móvil.

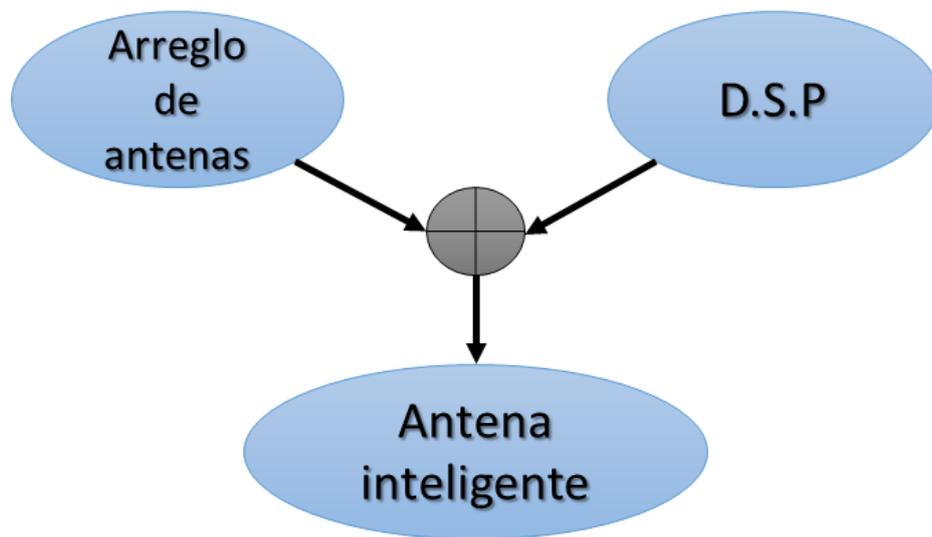


Figura 2.3 Componentes elementales de una antena inteligente.
Fuente: el autor

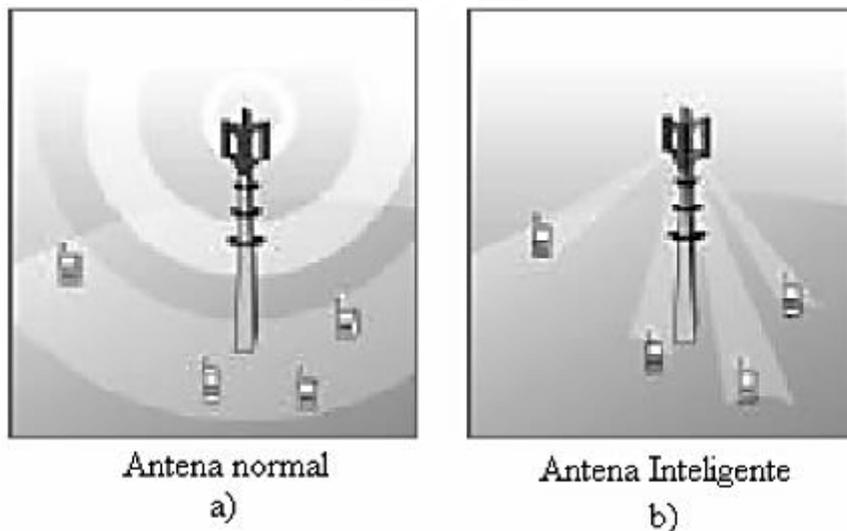


Figura 2.4. Forma de radiación de una antena normal y una inteligente.

Fuente: (Enríquez, Morales, & Ortega, 2005)

Esta tecnología constituye un área multidisciplinaria en la cual confluyen temáticas tan importantes como arreglos de antenas, antenas adaptivas, propagación, teoría de las comunicaciones, procesamiento digital de señales, entre otros.

En la figura 2.5 se aprecia un esquema en bloques donde se muestra la composición desde el punto de vista de *hardware* y *software* de las antenas inteligentes.

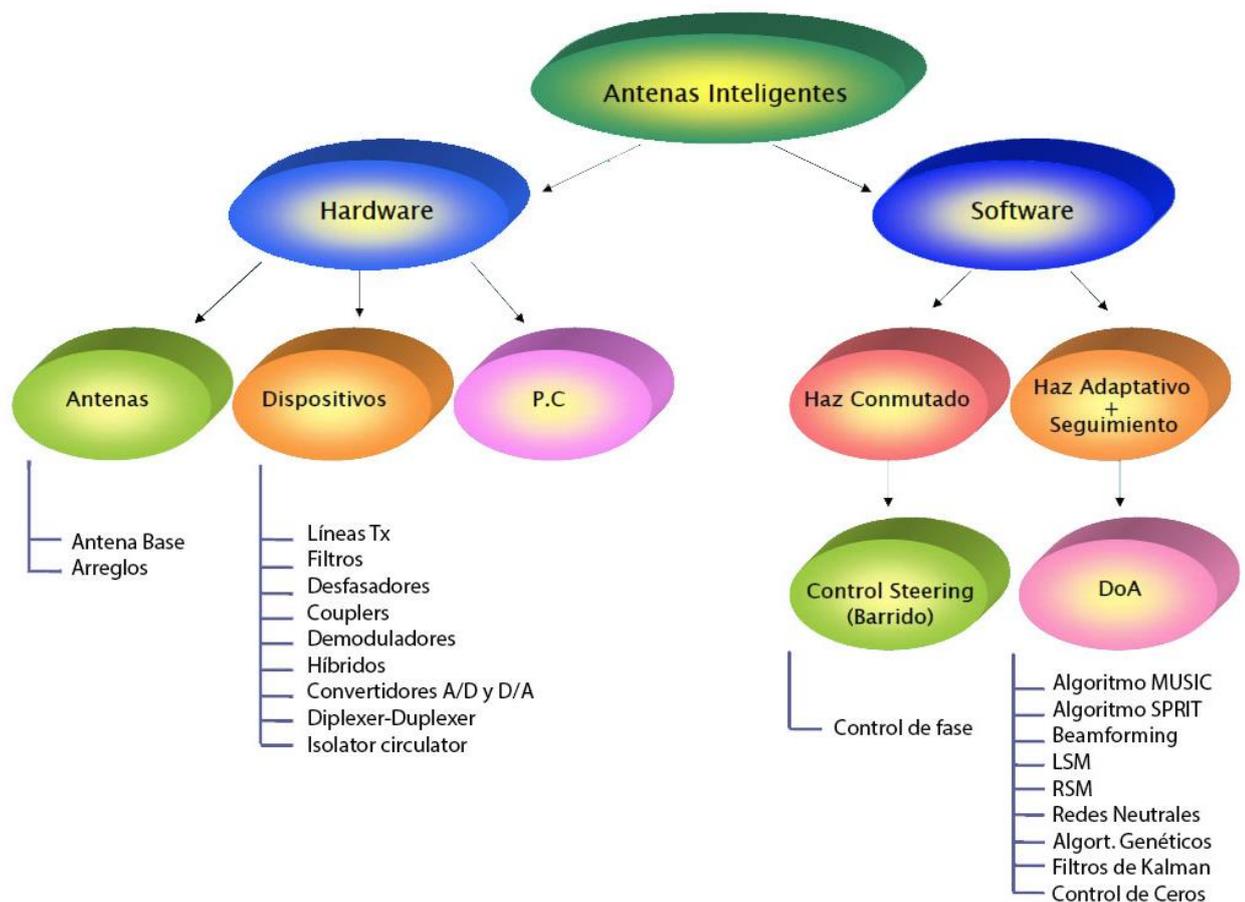


Figura 2.5. Esquema en bloques del hardware y software de una antena inteligente.

Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

2.2.1 Tipos de antenas inteligentes.

Se considera que las antenas inteligentes son la última innovación tecnológica que tiene el potencial para aumentar la funcionalidad de los

sistemas de comunicaciones inalámbricos. Dentro de los principales beneficios que se reportan son: aumento de cobertura, aumento de la calidad de la comunicación, bajo consumo de potencia, localización de los usuarios y reducción de la interferencia. Existen tres formas de implementación de antenas inteligentes:

- Haz conmutado
- Haz de seguimiento
- Haz adaptativo

2.2.1.1 Antena inteligente de haz conmutado.

El sistema genera varios haces a ángulos prefijados que van secuencialmente dando como resultado un barrido discreto de la zona de cobertura en posiciones angulares fijas. En cada posición discreta del haz se activa el sistema de recepción para detectar la posible existencia de señales. En caso de recibir señal, el sistema guarda información correspondiente a la posición del haz (ángulo + identificación del usuario) y se establece la comunicación con el usuario en un intervalo de tiempo. Después de este intervalo se conmuta al siguiente haz para detectar la existencia de otros posibles usuarios hasta llegar al límite angular de la zona de cobertura. Este proceso se repite permanentemente en el tiempo (Albornoz & Mustafá, 2004).

A esta técnica se le llama también “*Switched Lobe*” (cambio de dirección del lóbulo). Es la técnica más simple. El sistema radiante genera varios haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se cubre toda la zona deseada (un sector o una celda), la inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que mejor servicio da a cada usuario en particular, en función de algún parámetro de control como mejor SINR (Signal-to-interference-plus-noise ratio, relación señal a ruido más interferencia) o mejor SIR (Signal-to-interference ratio, relación señal a interferencia). Esta técnica no garantiza que el móvil se encuentre

en la dirección de máxima radiación del haz que le da servicio, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas (véase figura 2.6).

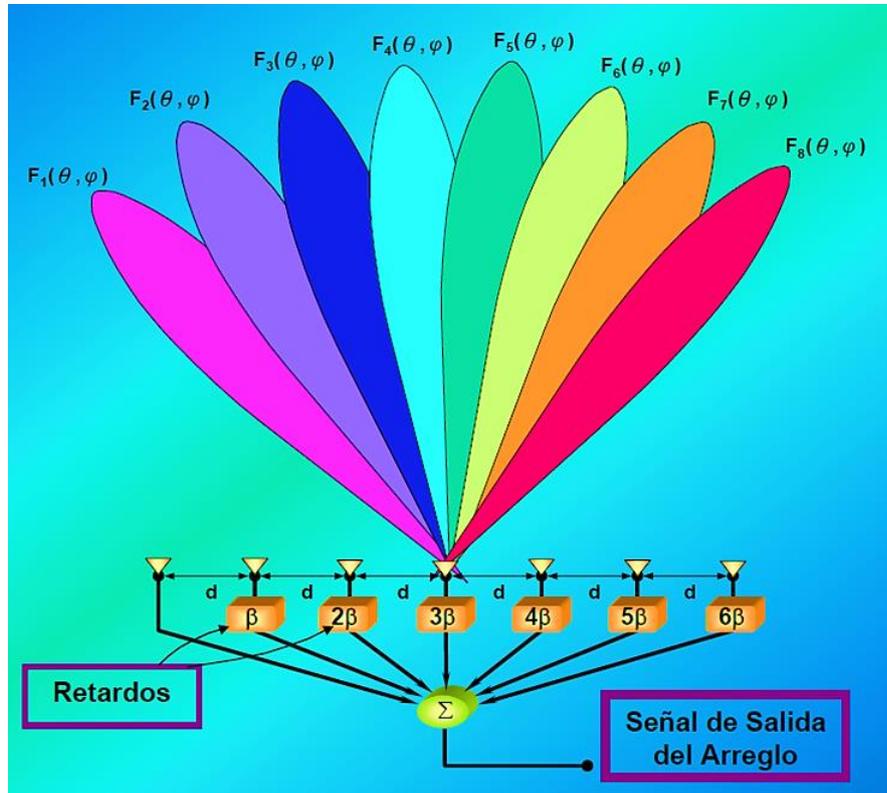


Figura 2.6. Sistema de haz conmutado.

Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

En la figura 2.7 se muestra el diagrama de flujo del programa de control de un sistema de haz conmutado.

En la figura 2.8 se observa el patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de 7 elementos en un sistema de haz conmutado.

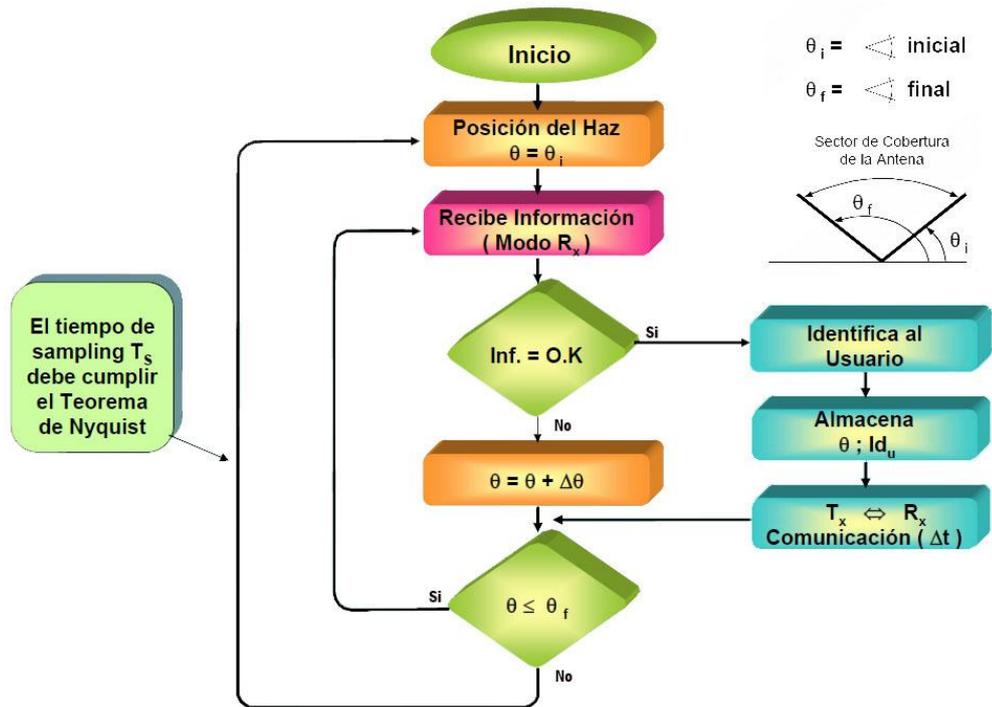


Figura 2.7. Diagrama de flujo del programa de control de un sistema de haz conmutado.

Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

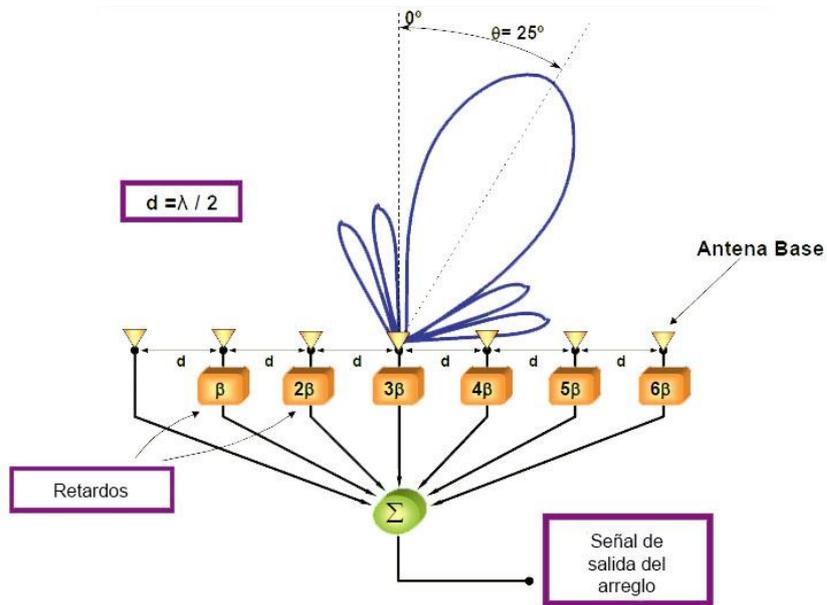


Figura 2.8. Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de 7 elementos en un sistema de haz conmutado.

Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

2.2.1.2 Antena inteligente de haz de seguimiento.

El haz de seguimiento es conocido también como “arreglo dinámico en fase” y puede verse como una generalización del concepto del haz conmutado.

Este sistema es más complejo que el sistema de haz conmutado. Está conformado por un arreglo de antenas con una red de alimentación, que permite controlar electrónicamente las fases de las corrientes de excitación que llegan a los elementos del arreglo para modificar la dirección del haz convenientemente y establecer comunicación con el usuario (véase figura 2.9).

A diferencia del sistema del haz conmutado, el sistema de haz de seguimiento ejecuta algoritmos DoA (*Direction of Arrival*) para identificar la dirección de arribo de las señales de los usuarios.

Otra diferencia es que los cambios de fase para en el sistema conmutado se realizan a ángulos fijos, es decir, corresponden a ángulos prefijados en el sistema. Sin embargo, en el sistema de haz de seguimiento el posicionamiento del haz tiene mayor resolución angular (Albornoz & Mustafá, 2004).

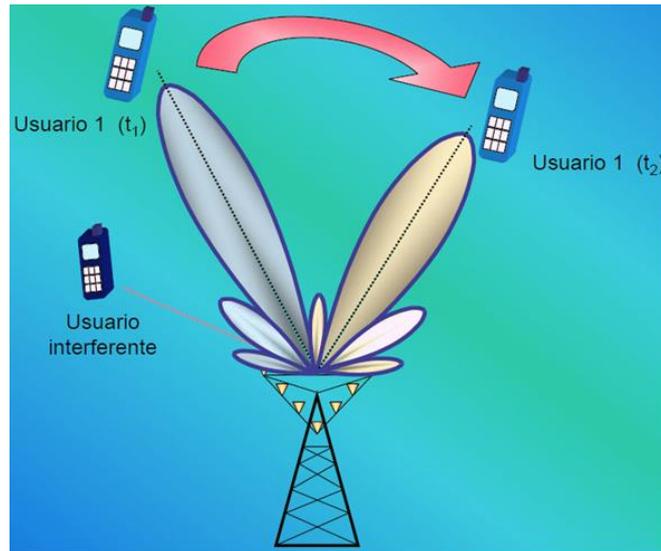


Figura 2.9. Sistema de haz de seguimiento.
Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

2.2.1.3 Antena inteligente de haz adaptativo.

La técnica de haz adaptativo constituye el máximo nivel de inteligencia que se podría dar a un sistema de antenas inteligentes. En este sistema las salidas de cada elemento del arreglo de antenas se ponderan con un factor de peso, cuyo valor se asigna dinámicamente para conformar el diagrama de radiación que presenta el haz principal hacia la posición del usuario deseado. Los haces o lóbulos secundarios se mueven hacia las direcciones de las componentes multitrayecto y mínimos o nulos de radiación, en las direcciones de las fuentes de interferencia (véase figura 2.10).

Esta técnica requiere el uso de algoritmos DoA tanto para la detección de las señales de arriba e interferentes como para la optimización de los pesos que conforman el haz.

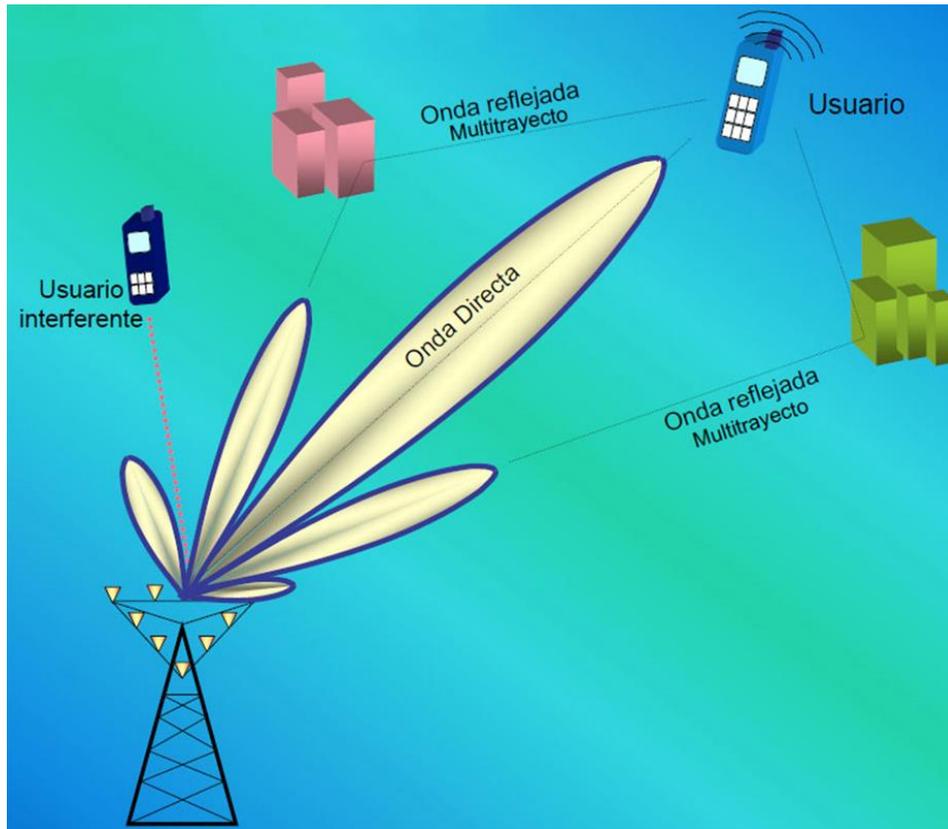


Figura 2.10. Sistema de haz adaptativo.
Fuente: (Albornoz & Mustafá, 2004)

2.2.2 Aplicaciones de las antenas inteligentes en comunicaciones móviles.

La introducción de sistemas de antenas inteligentes en los sistemas de comunicaciones móviles es una vía para mejorar la capacidad de los canales y la calidad de los servicios, como por ejemplo la telefonía celular y las redes inalámbricas. El mayor interés de los sistemas de antenas inteligentes es el aumento de la capacidad en áreas densamente pobladas, donde los sistemas móviles usualmente son limitados por interferencias.

En general las antenas inteligentes incrementan el nivel de la señal recibida y disminuyen el de la interferencia, incrementando la relación señal a interferencia (SIR). Las antenas inteligentes presentan una alta ganancia y directividad logrando, de esta forma, incrementar la potencia disponible de la señal de los usuarios.

Esta novedosa tecnología de las antenas inteligentes, es una solución para los servicios de nueva generación en las comunicaciones móviles, ya que aprovechando las características particulares de estos sistemas se consigue aumentar la posibilidad de conexión a múltiples usuarios con las siguientes ventajas:

- Incremento de la capacidad y confiabilidad.
- Reducción de potencia de transmisión.
- Reducción de propagación multitrayecto.
- Reducción del nivel de interferencia.
- Incremento del nivel de seguridad.

Uno de los bloques fundamentales en las antenas inteligentes lo constituye el arreglo de antenas, que garantiza una mayor ganancia en comparación con una antena omnidireccional o sectorizada, así que, transmitiendo a la misma potencia se puede recibir la señal a una mayor distancia (Milligan, 2005).

Para los sistemas de telefonía móvil, representa una gran ventaja ya que permite reducir el número de estaciones base para dar cobertura a una zona específica y por lo tanto se incrementa el alcance.

Por otra parte, un aumento de la ganancia en el sistema provoca que sea posible superar el nivel de sensibilidad de la estación base con valores inferiores de potencia transmitida, incidiendo directamente en el ahorro de las baterías. Además, el sistema de antenas inteligentes puede radiar una menor potencia, por lo cual se pueden reducir o simplificar las especificaciones de los amplificadores de potencia asociados al sistema de antenas inteligentes, minimizando los costos en las etapas de amplificación (Moreno, Franco, & Miranda, 2001).

En cuanto a la seguridad es muy versátil debido a que la transmisión entre la estación y el equipo móvil es direccional, esto provoca que sea difícil que otro equipo intercepte la comunicación, a menos que estén haciendo uso

fraudulento de los servicios que ofrece la red de comunicaciones móviles (Albornoz & Mustafá, 2004).

CAPITULO 3 . Desplazadores de fase (*Phase Shifters*).

Una parte fundamental de las antenas inteligentes de haz conmutado es el control de fase o barrido. El dispositivo que tiene como objetivo variar la fase de alimentación de cada elemento del arreglo de antenas y así poder controlar la dirección del haz de radiación, se conoce como desplazador de fase o *phase shifter* (en inglés). En este capítulo se tratan temas relacionados con el análisis de los desplazadores de fase, los dispositivos de microondas y las líneas de transmisión.

3.1 Fundamentos de los desplazadores de fase.

Los desplazadores de fase son dispositivos, en los cuales la fase de una onda electromagnética de una frecuencia dada, puede cambiar al propagarse a través de una línea de transmisión manteniendo una atenuación despreciable (Rosu, 2017).

Los desplazadores de fase constituyen un eslabón clave para realizar dicha operación, principalmente en aplicaciones de arreglos de fase. Los principales parámetros que definen un desplazador de fase trabajando en la banda de las microondas (300MHz y 300GHz) son:

- Rango de frecuencia.
- Ancho de banda (BW).
- Variación de fase $\Delta\phi$
- Pérdidas de inserción.
- Velocidad de conmutación.
- Potencia.
- Precisión y resolución.
- Pérdidas de retorno (RL).

- Nivel de armónicos.

3.1.1 Relación entre la constante de propagación, desplazamiento de fase, retardo y la longitud de onda.

En una línea de transmisión la constante de propagación es un número complejo en el cual:

- La parte real es la constante de atenuación (α , en neper por unidad de longitud).
- La parte imaginaria es la constante de fase (βx , en radianes por unidad de longitud).

La constante de atenuación α determina la manera en que la señal se reduce en amplitud cuando se propaga a través de la línea de transmisión mientras que la constante de fase βx muestra el desplazamiento en fase de la tensión (o corriente) en un punto ubicado a una distancia X de la línea con respecto a la tensión en el extremo emisor de la misma (Rosu, 2017).

Un desplazamiento de fase de 360° o 2π radianes equivale a una longitud de onda tal y como se precia en la figura 3.1.

La longitud de onda λ es la distancia X requerida para aumentar el ángulo de fase βx por 2π radianes.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3.1)$$

La relación entre el desplazamiento de fase y el tiempo de demora viene dada por:

$$\text{demora de tiempo} = \frac{\text{desplazamiento de fase}}{360 * \text{frecuencia}} \quad (3.2)$$

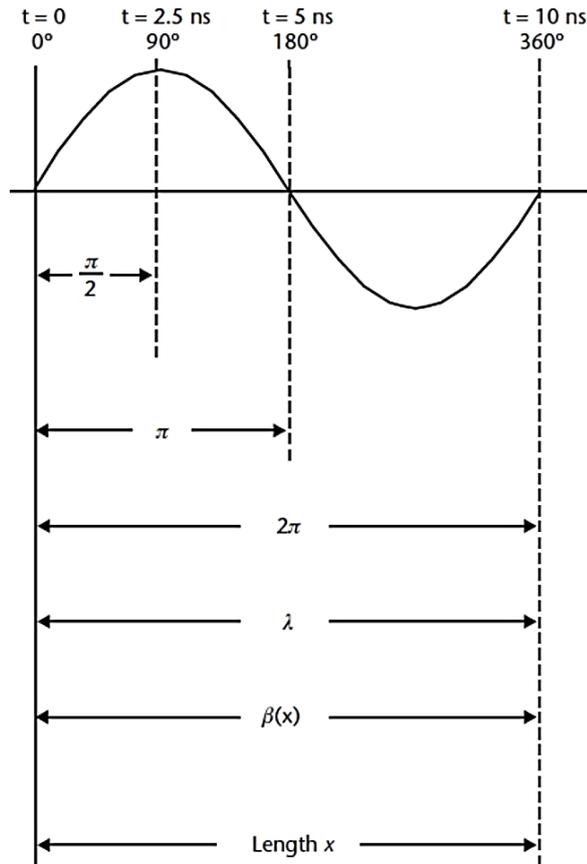


Figura 3.1. Relación entre grados, radianes, desplazamientos de fase y longitud de onda.

Fuente: (Rosu, 2017)

Donde la demora de tiempo se expresa en segundos (s), el desplazamiento de fase en grados ($^\circ$) y frecuencia en Hertz (Hz).

La demora de tiempo es proporcional al inverso de la velocidad de fase V_p , por lo tanto, la cantidad de demora que introduce una línea de transmisión para una distancia X es:

$$\begin{aligned}
 \text{demora de tiempo} &= \frac{X}{V_p} \\
 &= \frac{B_x}{\omega}
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

El retardo de grupo (expresado en segundos) es el tiempo de retardo promedio, que, en un determinado rango de frecuencias, experimenta al

pasar a través de un circuito. La demora de grupo es proporcional a la razón de desplazamiento de fase en cada frecuencia de interés.

$$\text{retardo de grupo} = \left[\frac{1}{360} \right] * \left[\frac{\Delta\phi}{\Delta f} \right] \quad (3.4)$$

Para una línea de cinta, la velocidad de propagación es la misma para todos sus tramos, pero para microcinta la velocidad depende fundamentalmente del ancho de la microcinta y la altura por encima del plano tierra, siendo esta la diferencia fundamental entre ambas líneas (Rosu, 2017).

3.1.2 Esquema en bloques de un desplazador de fase.

El diagrama en bloques general de un desplazador de fase se muestra la figura 3.2.

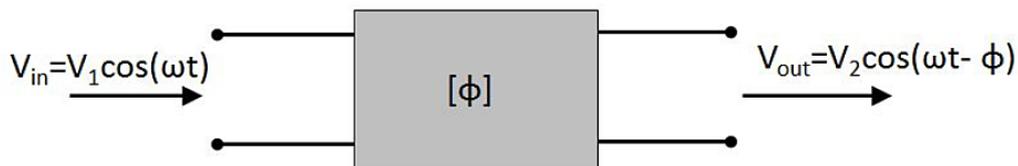


Figura 3.2. Diagrama en bloques de un desplazador de fase general.

Fuente: (Nafe, 2014)

Además de proporcionar un retardo de fase controlable, llamado fase de inserción, los dispositivos prácticos hacen que la amplitud de la señal disminuya ($V_2 \leq V_1$) debido a la pérdida interna del dispositivo. La cantidad $20 \log \left(\frac{V_1}{V_2} \right)$ se llama pérdida de inserción (IL) y se expresa en dB (Nafe, 2014).

También se puede expresar en términos de los parámetros S del dispositivo como:

$$IL(dB) = -20 \log(|s_{21}|) \quad (3.5)$$

Si para dos configuraciones diferentes del desplazador de fase, las fases de inserción son ϕ_1 y ϕ_2 entonces el desplazamiento de fase del dispositivo (DPS por *Differential Phase Shift*) está dada por:

$$DPS = \phi_2 - \phi_1 \quad (3.6)$$

3.1.3 Reciprocidad.

Un desplazador de fase recíproco ideal (RPS, Reciprocal Phase Shifter) provee la misma inserción de fase para ambas direcciones de propagación de la señal de microondas mientras que un desplazador de fase no recíproco (NRPS, Non-Reciprocal Phase Shifter) ofrece desigual inserción de fase para ondas propagándose en direcciones opuestas. Los parámetros S de los RPS y los NRPS se expresan en (3.7) y (3.8) respectivamente.

$$[S]_{RPS} = \begin{bmatrix} 0 & Ae^{-j\phi} \\ Ae^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[S]_{NRPS} = \begin{bmatrix} 0 & Ae^{-j\phi_1} \\ Ae^{-j\phi_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Tomando la matriz (3.7) como referencia se tiene que:

A es la ganancia del desplazador de fase y ϕ es el desfasaje aplicado, donde se cumple que:

- Si ϕ es constante el desplazador se clasifica como un desplazador de fase fijo.
- Si ϕ varía a través de una señal de control externa se clasifica como desplazador de fase variable.

Idealmente la ganancia de un desplazador variable debe permanecer constante cuando varía la fase, no obstante, esto depende de la aplicación. En ciertas condiciones es posible tolerar pequeñas variaciones de la ganancia (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

La matriz 3.7, puede ser modificada para expresar los parámetros de la matriz de dispersión en función de la frecuencia:

$$[S]_{RPS} = \begin{bmatrix} 0 & A(\omega)e^{-j\phi(\omega)} \\ A(\omega)e^{-j\phi(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Basándose en la variación de frecuencia del desplazador de fase se encuentran dos categorías de desplazadores:

- De fase constante: Estos desplazadores aplican un desplazamiento de fase constante sobre la frecuencia de la señal de entrada.
- De demora de tiempo constante: Estos desplazadores aplican una demora de tiempo constante a la señal de entrada. La fase varía linealmente respecto a la frecuencia.

En ambas categorías de desplazadores de fase se quiere que la ganancia se mantenga constante sobre la frecuencia.

3.2 Desplazadores de fase analógicos versus digitales.

Los desplazadores de fases pueden ser analógicos y digitales.

Los analógicos proporcionan una variación continua de la fase, generalmente controlada por voltaje. Pueden ser realizados empleando diodos varactores, donde cambia la capacitancia con el voltaje, o utilizando dieléctricos no lineales tales como los materiales ferro-eléctricos.

Con el avance de la tecnología ha surgido una gran variedad de desplazadores de fases digitales, donde uno de sus propósitos fundamentales es tener mayor inmunidad al ruido.

En los desplazadores analógicos existe una simple entrada analógica para el control de voltaje con una alta resolución (en teoría infinita), mientras que en los desplazadores digitales hay varias señales de entrada que ofrecen una resolución limitada. Ambos desplazadores presentan sus ventajas y desventajas dependiendo de la aplicación (Tucker, 2010).

Los desplazadores de fases digitales necesitan de conmutadores para poder manejar las señales de microondas, estos conmutadores pueden ser realizados empleando tecnologías de estado sólido como los diodos PIN o FET. Generalmente los sistemas de arreglos de fase (*phased array*) son controlados a través de computadoras, o sea es un proceso automatizado, por lo que es una ventaja que sus señales de control de salida sean digitales. Si fueran desplazadores analógicos habría que utilizar además conversores Digital-Analógico (D/A), aumentando el costo del proyecto (Upmaka, 2017).

3.3 Clasificación de los desplazadores de fase según su tecnología.

A continuación, se exponen ejemplos de desplazadores de fase con distinta tecnología.

Desplazador de fase de línea conmutada.

El circuito básico de un desplazador de fase de línea conmutada se muestra en la figura 3.3. El desplazamiento de fase se halla de la diferencia de las longitudes eléctricas entre el brazo de referencia y el de retardo (Romanofsky, y otros, 2000).

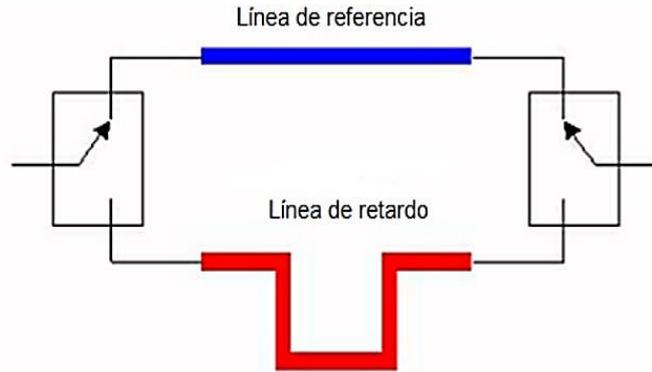


Figura 3.3. Esquema básico de un desplazador de línea conmutada.

Fuente: (Upmaka, 2017)

Es importante seleccionar una tecnología apropiada en los conmutadores para la banda de frecuencia en la que se trabaja. La desventaja fundamental de los desplazadores de fase de línea conmutada consiste en que el error de fase se degrada rápidamente con un aumento de la frecuencia. Es un desplazador de fase relativamente simple.

Desplazador de fase pasa alto-pasa bajo.

El desplazador de fase pasa alto-pasa bajo se puede utilizar si se desea una variación constante de la fase en un rango amplio de frecuencias. Esto se manifiesta por el hecho de que provee un desplazamiento de fase cercano a una octava o más. Una variante de este desplazador de fase se muestra en la figura 3.4. (T. Xinyi)

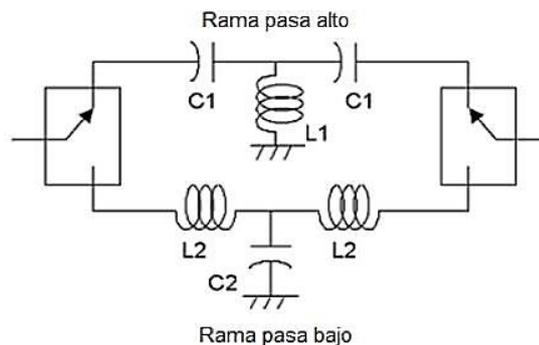


Figura 3.4. Desplazador de fase pasa alto en configuración T.

Fuente: (Upmaka, 2017)

La frecuencia de corte para las ramas pasa alta y pasa bajo en este caso, deben estar fuera del rango de la banda de frecuencia del desplazamiento de fase.

Existen dos tipos de configuraciones para las ramas pasa alto y pasa bajo: la configuración pi y la configuración T, esta última antes mostrada en la figura 3.4.

La elección entre una y otra configuración depende de las características del diseño que se requiera (diseño compacto, cantidad de capacitores que permita el diseño, etcétera).

En la figura 3.5 se muestran las configuraciones para las ramas pasa alto y pasa bajo.

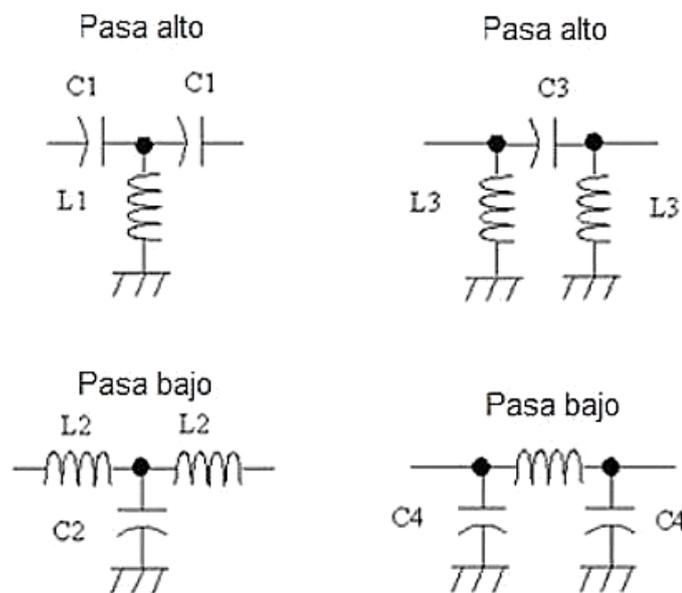


Figura 3.5. Configuraciones π y T para las ramas pasa alto y pasa bajo.

Fuente: (Rayer, 1977)

En la práctica no se distingue entre los desplazadores de fase de línea conmutada y los pasa alto-pasa bajo.

Desplazador de fase de línea cargada.

El desplazador de fase de línea cargada es a menudo usado para un desplazamiento de fase de 45° o menor. El esquema de este desplazador de fase se muestra en la figura 3.6.

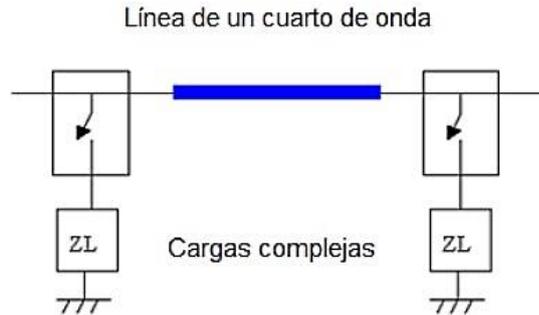


Figura 3.6. Desplazador de fase de línea cargada.

Fuente: (Upmaka, 2017)

Las cargas Z_L son sintetizadas para crear una perturbación en la fase de la señal cuando conmutan en el circuito, a su vez tiene un mínimo efecto en la fase de la señal. Las cargas deben tener un coeficiente de reflexión elevado para minimizar las pérdidas del desplazador de fase, por tanto, se utilizan elementos puramente reactivos. La respuesta de fase contra frecuencia de un desplazador de fase de línea cargada es más plana que la del desplazador de fase de línea conmutada, pero no tanto como la del desplazador paso alto-paso bajo (Martínez, 2010).

Desplazadores de fase tipo reflexión.

Los desplazadores de fase tipo reflexión pueden ser digitales (estados discretos) o analógicos (variables infinitas). Para implementar la red de reflexión se utilizan principalmente acopladores híbridos. Estos desplazadores de fase típicamente se utilizan con variaciones de fase de 90° y 180° grados.

El desplazador de fase de tipo reflexión se muestra en la figura 3.7. El acoplador en cuadratura divide la señal de entrada en dos señales desfasadas. Estas señales reflejadas del par de cargas conmutadas se

combinan en fase a la salida del desplazador, con un ángulo y magnitud que dependen de las cargas.

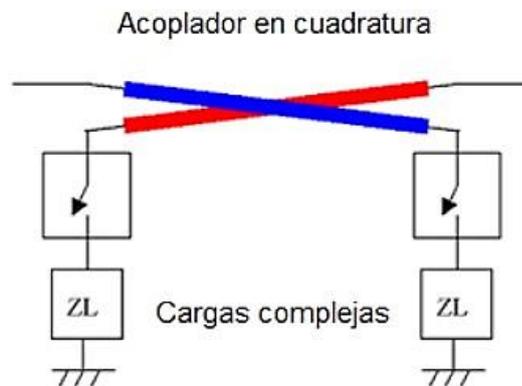


Figura 3.7. Desplazador de fase tipo reflexión.

Fuente: (Upmaka, 2017)

Las cargas son puramente reactivas, pero pueden variar en un rango que va desde el cortocircuito hasta el circuito abierto o cualquier otra combinación entre ellas para el control de la fase. El acoplador híbrido puede construirse con líneas planas o microcinta (Upmaka, 2017).

Una configuración típica para implementar un desplazador de fase tipo reflexión, se logra utilizando un acoplador híbrido conocido comúnmente como *rat-race* o T-mágica híbrida (D. M. Pozar), como se muestra en la figura 3.8.

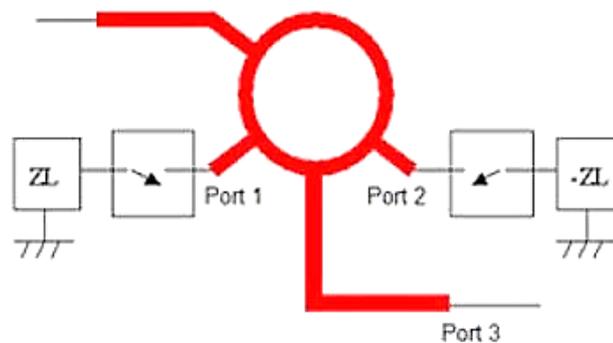


Figura 3.8. Desplazador de fase híbrido de 180 grados tipo rat-race.

Fuente: (Upmaka, 2017)

Desplazador de fase activo de tipo cuadratura.

El desplazador de fase de tipo cuadratura está basado en la suma compleja de dos vectores ortogonales variables con los que se consigue una diferencia de fase de 0-90° (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Un desplazamiento de fase variable se alcanza realizando ajustes de las amplitudes relativas de los dos vectores. Los FET de doble puerta son con frecuencia empleados como elementos de ganancia variable en estos desplazadores activos analógicos, principalmente por su rapidez de conmutación (Kumar, Menna, & Huang, 1981), (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Los FET de una única puerta son una atractiva alternativa cuando se consideran características de disponibilidad, costo, rango de potencia, ganancia y características de ruido (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

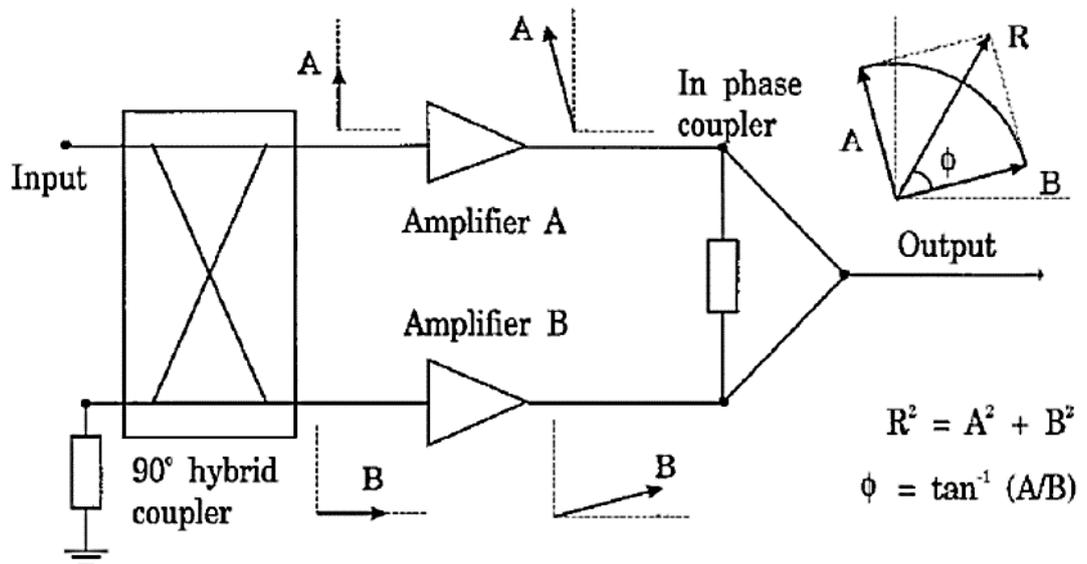


Figura 3.9. Desplazador de fase activo en cuadratura.

Fuente: (Kumar, Menna, & Huang, 1981)

El diagrama de un desplazador activo en cuadratura se muestra en la figura 3.9. La señal de entrada se divide en dos trayectorias con un desfase de 90° , representada por los vectores A y B. La amplitud de cada vector se controla por un amplificador de ganancia variable. Las señales amplificadas se suman por medio de un combinador en fase para producir la salida resultante, el vector R. La amplitud y la fase del vector R pueden ser controladas mediante el ajuste de forma individual de los componentes A y B, obteniéndose un continuo desplazamiento, que en teoría puede alcanzarse si se realiza una apropiada selección de la ganancia de los amplificadores A y B (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

En circuitos prácticos que utilizan FET, la ganancia de los amplificadores se varía mediante el ajuste de la tensión de puerta. Sin embargo, esto genera variaciones en las características de transmisión del transistor. Este es un factor limitante inherente en cada tipo de desplazador, provocando una reducción del rango de desplazamiento de fase que puede ser alcanzado en la práctica (Mondal, Milnes, Oakes, & Wang, 1984).

3.4 Tecnologías recientes en desplazadores de fase.

La evolución y desarrollo creciente de la tecnología ha posibilitado mejoras los sistemas desplazadores de fase. Aunque la tecnología de semiconductores MMIC GaAs ha introducido mejoras en los circuitos integrados, todavía constituye una opción costosa en los circuitos de microondas.

3.4.1 MEMS

La tecnología MEMS (Microelectromechanical Systems, Sistemas Microelectromecánicos) utiliza técnicas avanzadas en la elaboración de la cinta fina (*thin-film*) para realizar sistemas mecánicos miniaturizados. Tanto los *switches* como los varactores pueden ser realizados utilizando múltiples capas de metal controlando cuidadosamente su grabado. Las ventajas de esta tecnología para los desplazadores son sus bajas pérdidas parásitas.

El diseño de estos dispositivos de forma cuidadosa logra que trabajen hasta frecuencias de 100GHz compitiendo con las mejores tecnologías de semiconductores. Uno de los inconvenientes de esta tecnología es el largo número de pasos de elaboración; un *switch* MEMS puede exceder quince capas de máscara aumentando los costos de elaboración. Otro de los inconvenientes son los altos voltajes de control requeridos, típicamente para un buen funcionamiento se requieren rangos de entre 80 y 100 volts.

3.4.2 RF CMOS

El continuo escalamiento de los transistores CMOS logrando pequeñas dimensiones y altas frecuencias ha hecho viable a la tecnología CMOS para circuitos de microondas. Un número de variantes de CMOS incluyen Bi CMOS y utiliza *silicon-germanium* en la tecnología del aislador, logrando aumentar las capacidades de potencia y frecuencia. Con las altas inversiones que se realizan en tecnologías e infraestructura de circuitos integrados digitales, CMOS puede ser una propuesta atractiva para circuitos de microondas de alto volumen y circuitos integrados de señal mezclada. No obstante, el desarrollo de estos circuitos es de alto costo.

3.4.3 LTCC

La tecnología LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramic*) utiliza múltiples capas de aislamiento cerámico junto con pastas metálicas para la realización de circuitos de microondas. Permite una integración de tres dimensiones lo cual no es factible con tecnologías de múltiples capas *thin-film*. Las pastas metálicas poseen una alta conductividad para la realización de líneas de transmisión, inductores y platos de capacitores o baja conductividad para resistores integrados.

Componentes variables para aplicaciones en microondas como los desplazadores de fase pueden ser creados directamente con estructuras LTCC. La tecnología LTCC también es flexible para la integración de tipos arbitrarios de transistores y diodos, en conjunto contribuye a reducir costos en los procesos de integración.

3.5 Divisores de potencia y acopladores direccionales.

Los acopladores direccionales son una importante categoría de los circuitos pasivos de microondas. Son utilizados para dividir señales de un canal simple en múltiples canales (Edwards, 2001).

Los divisores de potencia realizan una operación semejante a los acopladores direccionales, pero sin diferencia de fase en las señales de salida. En los siguientes epígrafes se tratarán en especial el híbrido de 90° y el combinador/divisor de Wilkinson.

3.5.1 Combinador/divisor de potencia de Wilkinson.

El combinador/divisor de potencia de Wilkinson es un divisor o combinador con razón de 3dB de potencia (*power division ratio*) en las señales de salida. Cabe resaltar que puede fabricarse para divisiones de potencia arbitrarias, pero en este trabajo se analizará solo la variante de 3dB.

A partir de ahora se utilizará sólo el término “divisor”, aunque el término “combinador” se refiere a la naturaleza recíproca de todos los divisores de potencia, ya que, si se utiliza en reversa, la salida es la suma de dos señales de entrada (Edwards, 2001), (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

En los divisores de Wilkinson las señales de salida se encuentran en fase, o sea que hay 0 grados de desplazamiento entre las mismas. De manera general es una red de tres puertos (o tipo T) donde todos sus puertos

pueden estar acoplados y los puertos de salida se encuentran aislados (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Este divisor a menudo se realiza físicamente en líneas microcintas.

En la figura 3.10 se muestra este divisor de potencia.

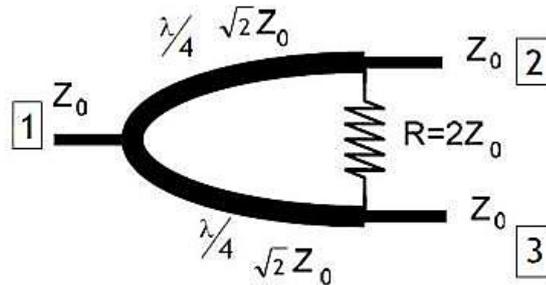


Figura 3.10.Divisor de potencia de Wilkinson.

Fuente: (Ruiz & Masa, 2008)

La señal de entrada por el puerto 1 se divide entre los puertos 2 y 3 de manera equitativa, con pérdidas de inserción de -3dB. La fase de estas señales de salida por dichos puertos se mantiene constante, además del aislamiento entre los puertos de salida. Los parámetros de dispersión ilustran este comportamiento, quedando la matriz S como (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018):

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La ecuación anterior expresa el aislamiento existente entre los puertos 2 y 3, así como la simetría existente entre ellos (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Los conductores principales deben tener una longitud eléctrica de $\frac{\lambda}{4}$. La impedancia característica de las líneas de alimentación de los puertos será de Z_0 , mientras que la de los conductores principales será de $\sqrt{2}Z_0$. La resistencia del aislamiento entre los conductores tendrá un valor de $2Z_0$. Para estos valores de diseño y para la frecuencia de trabajo f_0 , la respuesta se muestra en la figura 3.11.

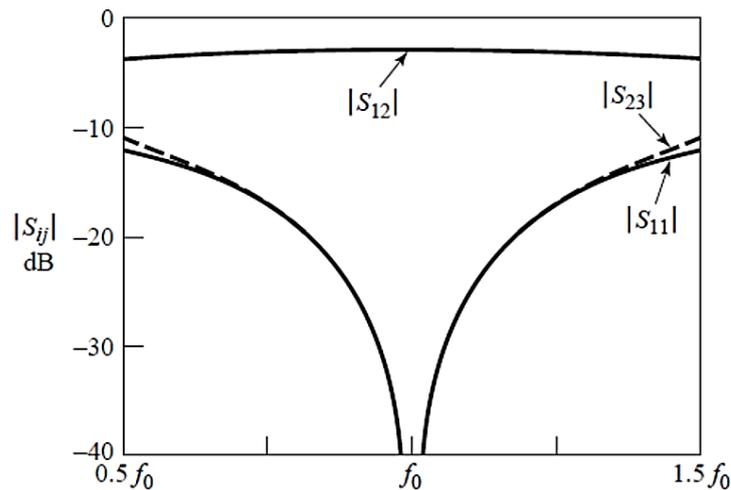


Figura 3.11. Respuesta en frecuencia de un divisor de Wilkinson.

Fuente: (Poazar, 2012)

La imagen anterior muestra la respuesta en frecuencia de un divisor Wilkinson en el cual el puerto 1 es de entrada y los puertos 2 y 3 son de salida. Esta gráfica se obtiene para un sistema de 50Ω de impedancia a la frecuencia f_0 . En ella se muestra el comportamiento de la pérdida de retorno (S_{11}), la pérdida de inserción ($S_{21}=S_{31}$) y el aislamiento de los puertos ($S_{23}=S_{32}$) con respecto a la variación de la frecuencia en un rango desde $0.5f_0$ hasta $1.5f_0$. Como se puede observar, las pérdidas van disminuyendo conforme la frecuencia se acerca a la frecuencia de trabajo.

3.5.2 Acoplador Híbrido en cuadratura.

Los híbridos en cuadratura son acopladores direccionales con pérdidas de inserción igual a -3dB y una diferencia de fase de 90° en las señales de salida. Estos híbridos son a menudo construidos sobre microcinta (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

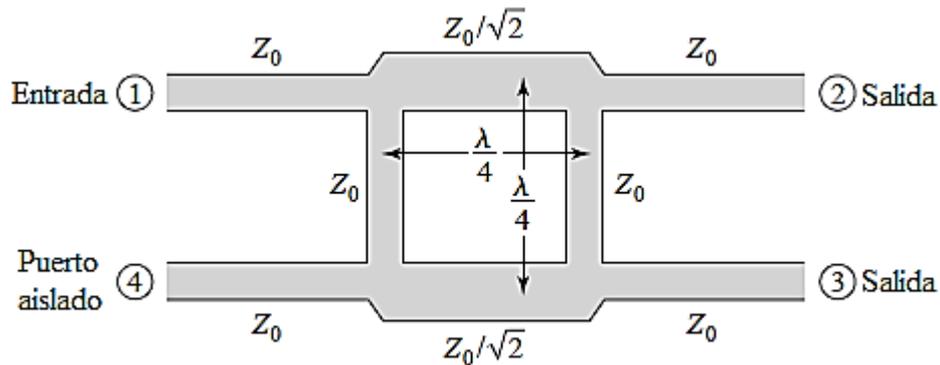


Figura 3.12. Acoplador híbrido en cuadratura.

Fuente: (Pozar, 2012)

Tomando como referencia la figura 3.12, la operación básica del híbrido en cuadratura, con todos los puertos acoplados consiste en dividir equitativamente la potencia de entrada del puerto 1 entre los puertos 2 y 3 con un desplazamiento de fase de 90° entre estas salidas. En el puerto 4 no va a haber potencia acoplada, este será el puerto de aislamiento. La matriz de dispersión tiene la siguiente forma (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018):

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

La matriz de dispersión de este dispositivo tiene un alto grado de simetría, ya que cada fila se puede obtener por una transposición de la primera (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

La figura 3.12 también destaca los valores para el diseño óptimo de este acoplador. Todos los conductores deben tener un valor de impedancia característica Z_0 , exceptuando los conductores intermedios, cuyo valor de impedancia es de $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$. La longitud eléctrica de los conductores que conectan ambos brazos acoplados es de $\frac{\lambda}{4}$, al igual que la de los conductores intermedios. Con estos valores, el diseño debe tener pérdidas de inserción de -3dB, así como pérdidas de retorno menores de -40dB para la frecuencia de diseño.

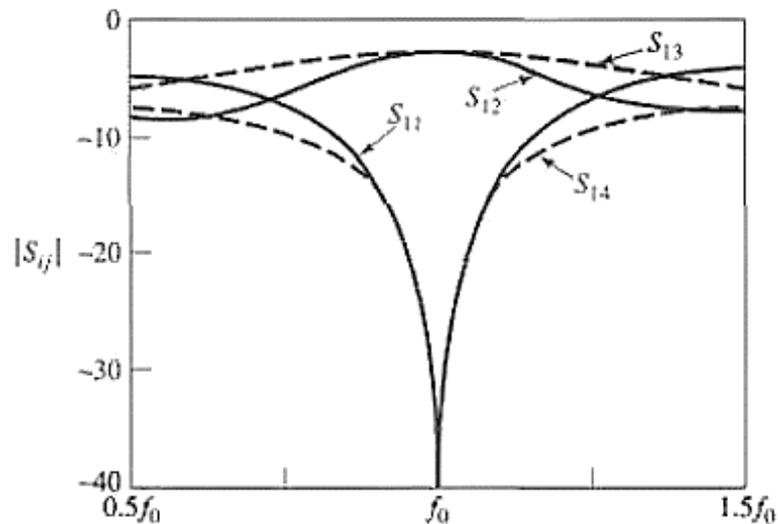


Figura 3.13. Parámetros S versus frecuencia en el híbrido en cuadratura.

Fuente: (Pozar, 2012)

En la figura 3.13 se observa una división de potencia de 3dB en los puertos 2 y 3, un aislamiento y pérdidas de retorno perfectos en los puertos 4 y 1 respectivamente, a la frecuencia de diseño f_0 . Sin embargo, todos estos valores se degradan rápidamente mientras la frecuencia se aleja de f_0 .

3.6 Línea de transmisión.

Las líneas de transmisión son redes de parámetros distribuidos, en donde los voltajes y las corrientes pueden variar a lo largo de estas. La diferencia

clave entre la teoría de circuitos y la teoría de líneas de transmisión es el tamaño eléctrico. El análisis de circuitos asume que las dimensiones físicas de la red son mucho más pequeñas que la longitud de onda eléctrica, mientras que las líneas de transmisión pueden ser una fracción considerable de una longitud de onda, o muchas longitudes de onda, en tamaño (Pozar, 2012).

Una línea de transmisión de una longitud infinitesimal Δz puede modelarse esquemáticamente como muestra la figura 3.14.

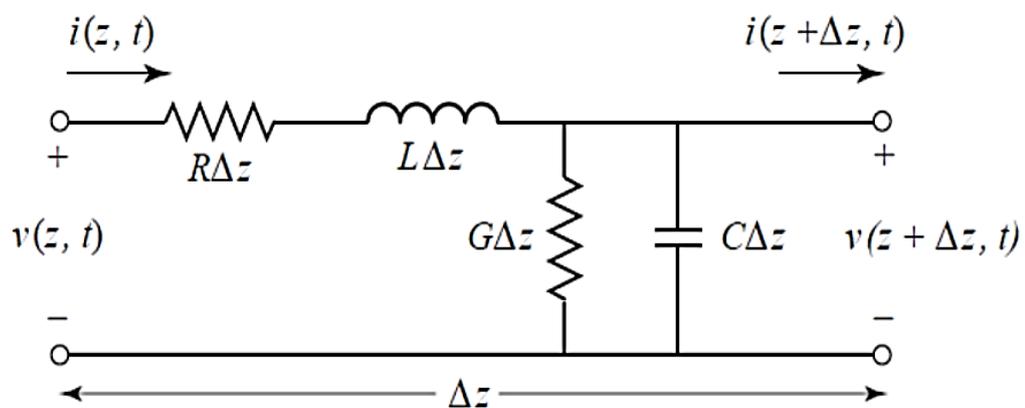


Figura 3.14. Circuito equivalente de una línea de transmisión.

Fuente: (Pozar, 2012)

R, L, G y C son cantidades por unidad de longitud definidas de la siguiente manera:

R: resistencia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en Ω/m .

L: inductancia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en H/m.

G: conductancia en derivación (*shunt*) por unidad de longitud, en S/m.

C: capacitancia en derivación (*shunt*) por unidad de longitud, en F/m.

La inductancia en serie L representa la autoinductancia total de los dos conductores, y la capacitancia en derivación (*shunt*) C se debe a la proximidad de los dos conductores.

La resistencia en serie R representa la resistencia debida a la conductividad finita de los conductores individuales, y la conductancia en derivación (*shunt*) G se debe a la pérdida dieléctrica en el material entre los conductores. R y G , por lo tanto, representan pérdidas.

3.6.1 Línea de Microcinta.

La línea de microcinta es una de las líneas de transmisión más populares, fundamentalmente porque se fabrica por procesos fotolitográfico y se puede integrar fácilmente con otros dispositivos pasivos y activos de microondas. La figura 3.15 muestra la geometría de una línea de microcinta. Un conductor de ancho W se imprime en un substrato dieléctrico (delgado y conectado a tierra) de densidad d y permitividad relativa ϵ_r (Pozar, 2012).

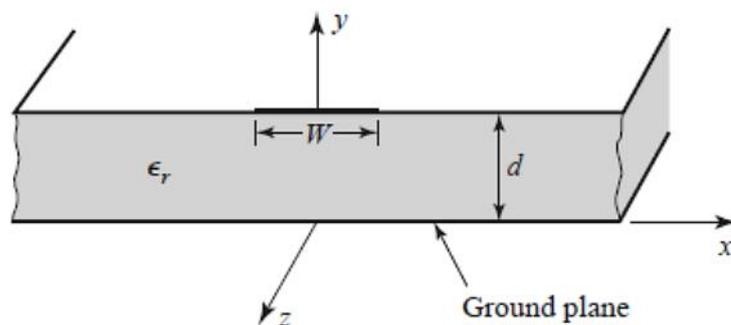


Figura 3.15. Geometría de una línea de microcinta.

Fuente: (Pozar, 2012)

La presencia del dieléctrico, particularmente el hecho de que el dieléctrico no llena la región por encima de la franja ($y > d$), complica el comportamiento y el análisis de la línea microcinta.

La microcinta tiene algunas (generalmente la mayoría) de sus líneas de campo en la región dieléctrica entre la banda conductora y el plano de tierra y alguna fracción en la región de aire sobre el sustrato. Por esta razón, la microcinta no puede soportar una onda TEM (transverso electromagnética) pura ya que la velocidad de fase de los campos TEM en la región dieléctrica serían $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ mientras que la velocidad de fase de los campos TEM en la región de aire sería c (velocidad de la luz), por lo que la condición de acoplamiento en la interfaz dieléctrico-aire es imposible de cumplir.

En realidad, los campos de una línea microcinta constituyen una onda TEM híbrida sin embargo en la mayoría de las aplicaciones prácticas el sustrato dieléctrico es eléctricamente muy delgado ($d \ll \lambda$), y entonces los campos son considerados cuasi-TEM significando que las ondas electromagnéticas se propagan por dos medios con diferente permitividad relativa: el dieléctrico y el aire. La figura 3.16 muestra la distribución de líneas de los campos eléctrico y magnético en la línea de microcinta.

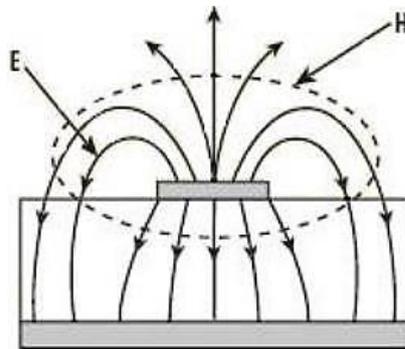


Figura 3.16. Distribución de los campos eléctrico y magnético en una línea de microcinta.

Fuente: (Pozar, 2012)

Analizado lo anterior, la velocidad de fase y la constante de propagación para una línea microcinta pueden ser expresadas como:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.12)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (3.13)$$

Donde k_0 es el número de onda, c la velocidad de la luz, ϵ_r la permitividad relativa del dieléctrico y ϵ_e es la constante dieléctrica efectiva que satisface la relación:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (3.14)$$

3.6.1.1 Ecuaciones de diseño para una línea de microcinta.

Las ecuaciones para el diseño de una microcinta relacionan fundamentalmente la permitividad dieléctrica efectiva, la impedancia característica y la atenuación por las pérdidas en el dieléctrico.

Primeramente, se definirá la permitividad dieléctrica efectiva dada aproximadamente por la expresión:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (3.15)$$

La permitividad dieléctrica efectiva surge de la presencia de las líneas de campo en el aire, ya que no todas están concentradas en el dieléctrico como se planteó en el apartado anterior, por lo que puede ser interpretada como la permitividad dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza las zonas de aire y de dieléctrico en la microcinta.

La impedancia característica Z_0 de una línea de microcinta se calcula a partir de las dimensiones de ésta. Las expresiones son:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln (W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1. \end{cases} \quad (3.16)$$

La razón W/d puede hallarse mediante la siguiente expresión:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } W/d > 2, \end{cases} \quad (3.17)$$

Dónde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}.$$

La atenuación debido a las pérdidas en el dieléctrico en la microcinta se obtiene por:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad (3.18)$$

Donde δ representa las pérdidas tangenciales del dieléctrico.

Por otra parte, la atenuación producto de las pérdidas en el conductor están dadas por:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (3.19)$$

Donde R_s es la conductividad superficial del conductor y viene dada por la siguiente ecuación:

$$R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma} \quad (3.20)$$

Para la mayor parte de los substratos de las microcintas las pérdidas en el conductor son mucho más significativas que las pérdidas en el dieléctrico; la excepción puede ocurrir con algunos substratos semiconductores.

CAPITULO 4 . Diseño de un desplazador de fase activo en cuadratura.

En este capítulo se presenta el diseño de un desplazador de fase activo en cuadratura a la frecuencia de 2.4GHz, basado en los fundamentos teóricos analizados en el epígrafe 3.3. Se muestran los resultados de las simulaciones del diseño realizadas con el programa profesional *Microwave Office*.

El propósito principal del diseño que se propone es desplazar en fase la señal de radiofrecuencia destinada a la alimentación de cada uno de los elementos del arreglo de antenas que conforman la antena inteligente.

La elección del desplazador de fase activo de tipo cuadratura como solución a la problemática se justifica por las facilidades en cuanto al logro de los desfasajes y ajustes de ganancia requeridos. A continuación, se describen las distintas partes del diseño.

4.1 Esquema general del desplazador de fase en cuadratura.

El diseño del desplazador de fase en cuadratura se fundamenta en la teoría abordada en el epígrafe 3.3. Su operación se basa en la suma compleja de dos vectores ortogonales, dando como resultado una variación de fase de 0 a 90° que se obtiene realizando ajustes en las amplitudes relativas de los dos vectores a través de amplificadores de ganancia variable, como se muestra en la figura 4.1 (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

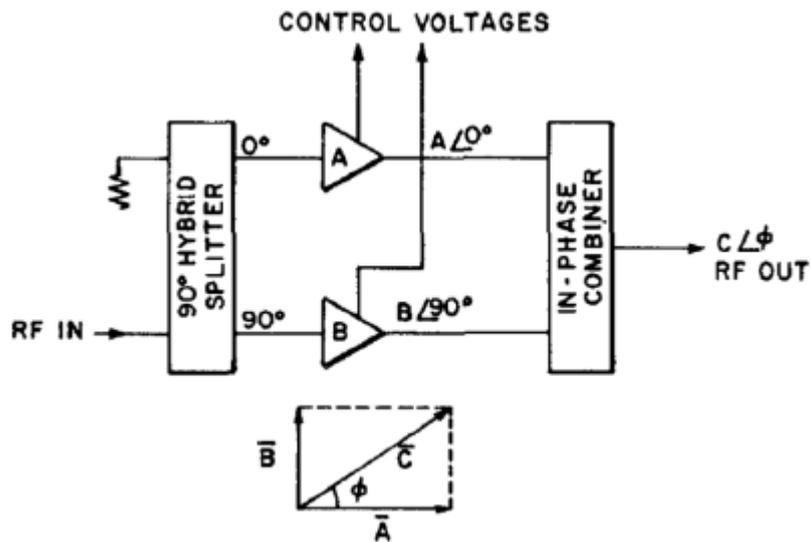


Figura 4.1. Esquema del desplazador de fase tipo cuadratura.

Fuente: (Kumar, Menna, & Huang, 1981)

Como el arreglo de antenas para el que se desea diseñar es de distribución de amplitud uniforme es necesario mantener la amplitud de la señal de salida constante, independiente de la selección de fase a la salida; para esto se debe cumplir que la magnitud del vector resultante sea invariante al mover el fasor. Esto se logra variando simultáneamente las amplitudes de las señales A y B, a través de los voltajes de polarización que controlan los amplificadores, cumpliéndose que (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018):

$$\sqrt{A^2 + B^2} = \text{constante} \quad (4.1)$$

Donde la fase es:

$$\phi = \tan^{-1} A/B \quad (4.2)$$

4.2 Consideraciones del diseño del prototipo.

La frecuencia de trabajo escogida es de 2.4GHz ya que se desea que el dispositivo opere en una red Wi-Fi. La impedancia de los puertos se establece de 50Ω para emplear los conectores SMA disponibles. El sustrato que se va a emplear en el prototipo es el FR4 debido a su bajo costo.

Dicho sustrato posee las siguientes características:

Tabla 4.1. Características del FR4.

Substrato	Constante dieléctrica (ϵ_r)	Altura del dieléctrico (h) [mm]	Espesor del conductor (t) [mm]	Tangente de pérdida
FR4	4.4	1.5	0.035	0.02

Fuente: (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018) modificada por el autor

4.3 Software utilizado

En la realización y simulación de los diseños se utilizó el programa profesional *Microwave Office*. Con ayuda de este se obtuvieron gráficas de los parámetros S, que permitieron caracterizar al desplazador de fase diseñado en cuanto a desfasaje, pérdidas de retorno, pérdidas de inserción y ganancia.

Los cálculos de los parámetros de las microcintas utilizadas como: constante dieléctrica efectiva, ancho (w) y largo (l) para determinada frecuencia e impedancia se realizaron a través de la herramienta *Tx Line del Microwave Office*, de igual forma para la optimización de los diseños se utilizó además la herramienta *Tune* de dicho programa.

4.4 Diseño del acoplador híbrido en cuadratura.

La función del acoplador híbrido en cuadratura es dividir una señal de entrada en dos señales de salida con la misma amplitud, pero desfasadas 90° . Las características del comportamiento de este acoplador se explicaron en el epígrafe 3.5.2.

El acoplador híbrido en cuadratura para la banda de frecuencia de trabajo se diseñó sobre líneas de microcinta, cuyas dimensiones se determinaron con la ayuda de la herramienta *Tx Line* (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018). En la figura 4.2 se muestra una captura de pantalla de los resultados obtenidos del uso de esta herramienta para el caso de líneas de impedancia de 50Ω .

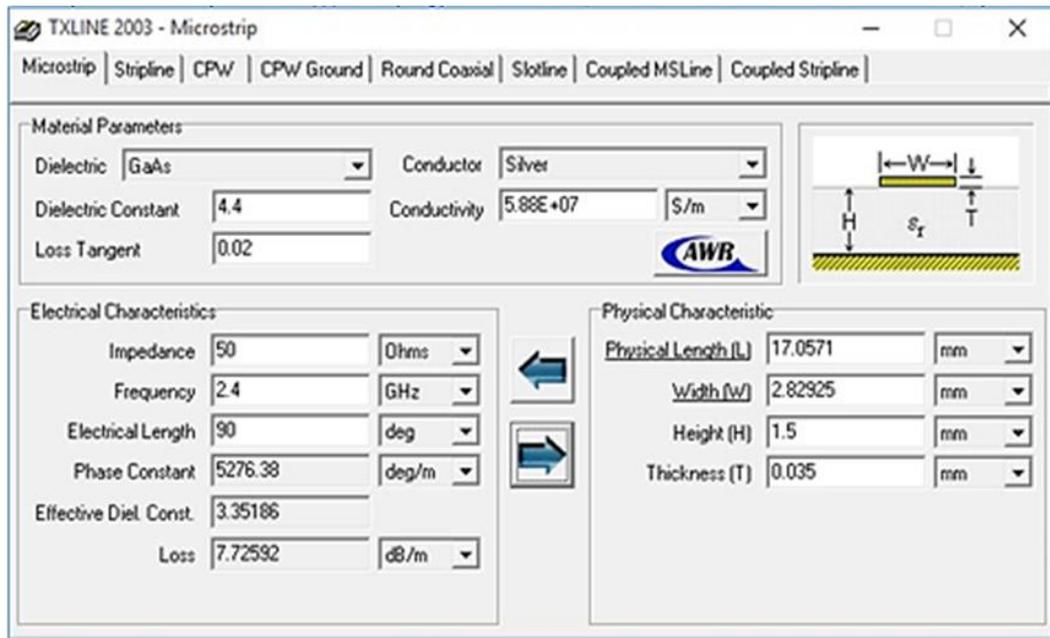


Figura 4.2. Captura de la herramienta Tx Line del Microwave Office 2009 para líneas de 50Ω .

Fuente: el autor

En la tabla 4.2 se resumen las dimensiones de las líneas de microcintas de 50Ω y 35.4Ω para el acoplador híbrido.

Tabla 4.2. Dimensiones de las líneas de microcinta para el acoplador híbrido.

Impedancias	Ancho [mm]	Largo [mm]
Z	2.829 25	17.05 71
Z ₀	4.850 19	16.60 16

Fuente: el autor

Con el uso de la herramienta *Tune* se ajustaron las dimensiones de las líneas de las microcintas lográndose el diseño optimizado del acoplador híbrido que se muestra en la figura 4.3.

Se ha dimensionado el circuito para que las líneas de transmisión que lo forman presenten los valores de impedancia y longitud eléctrica definidos en la figura 4.3, es decir, las líneas a sintetizar tienen una impedancia de 35.4Ω (líneas horizontales) y 50Ω (líneas verticales) y en todos los casos su longitud eléctrica es de 90° .

El comportamiento del diseño propuesto se analizó a partir de la obtención de sus parámetros S en la banda de frecuencia requerida. En la figura 4.4 se muestran las pérdidas de retorno y de inserción (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Como se observa en la figura 4.4 las pérdidas de inserción muestran un valor cercano a los -3dB, correspondiéndose con el valor esperado según los fundamentos teóricos explicados en el epígrafe 3.5.2. Las pérdidas de retorno y el aislamiento entre los puertos de entrada alcanzan valores que se encuentran por debajo de los -10dB, lo que se considera aceptable en la práctica (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

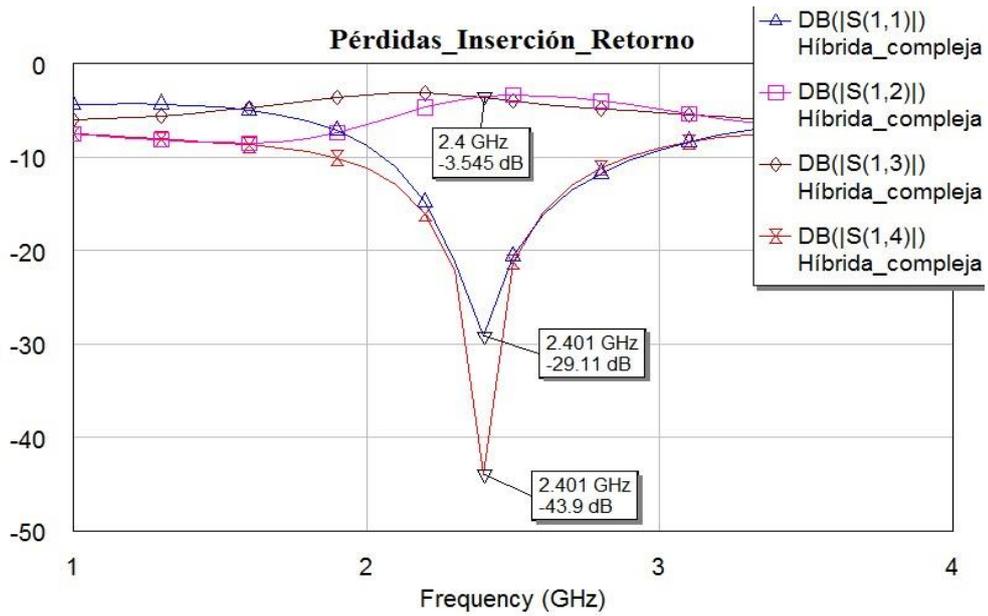


Figura 4.4. Pérdidas de inserción y de retorno del acoplador híbrido diseñado.

Fuente: (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018) modificada por el autor

Las gráficas de las fases de las señales de salida se muestran en la figura 4.5, observándose una diferencia de fase de 89.03° , valor que se aproxima considerablemente al criterio teórico de este tipo de desplazador (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

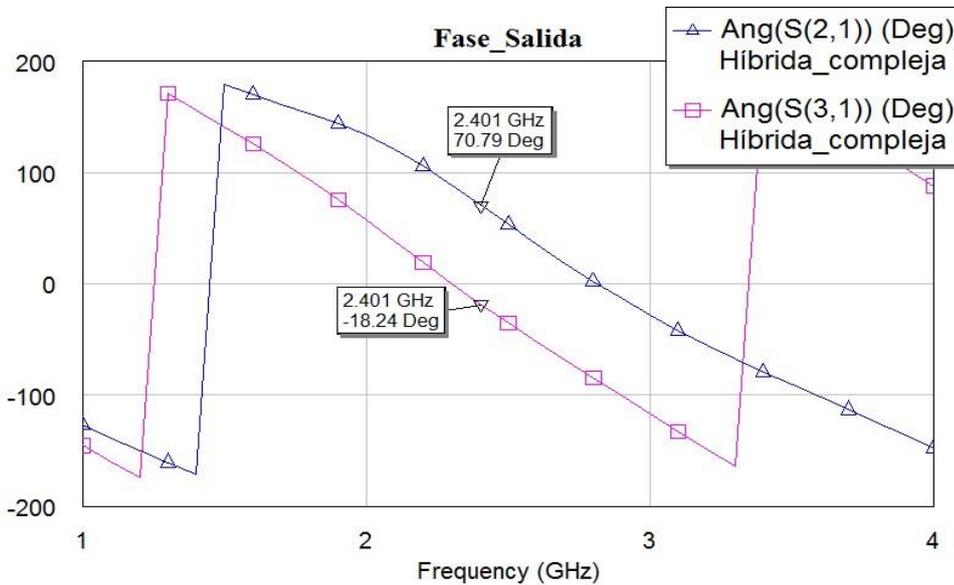


Figura 4.5. Fases de las señales de salida del acoplador híbrido.

Fuente: el autor

4.5 Diseño del combinador de potencia de Wilkinson.

Como se analizó anteriormente en el epígrafe 3.5.1 el divisor/combinador de potencia de Wilkinson es un dispositivo que tiene dos modos de funcionamiento. En este diseño se utilizó el modo combinador donde se suma vectorialmente dos señales de entrada, obteniéndose a la salida un vector resultante con magnitud y fase dado por las expresiones 4.1 y 4.2 respectivamente. Realizando los cálculos necesarios de las líneas de microcinta con la herramienta *Tx Line* se obtuvieron las dimensiones que se aprecian en la tabla 4.3 (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Tabla 4.3. Dimensiones de las líneas de microcinta para el combinador de potencia.

Impedancias	Ancho [mm]	Largo [mm]
$Z_0 = 50$	2.82925	1 7
$Z_0 = 70.71$	1.47168	1 7

Fuente: el autor

Las dimensiones de las microcintas después de optimizar el diseño con la herramienta *Tune* se muestra en la figura 4.6.

El análisis de las pérdidas de inserción y de retorno a partir de los parámetros *S* se muestra en la figura 4.7 (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

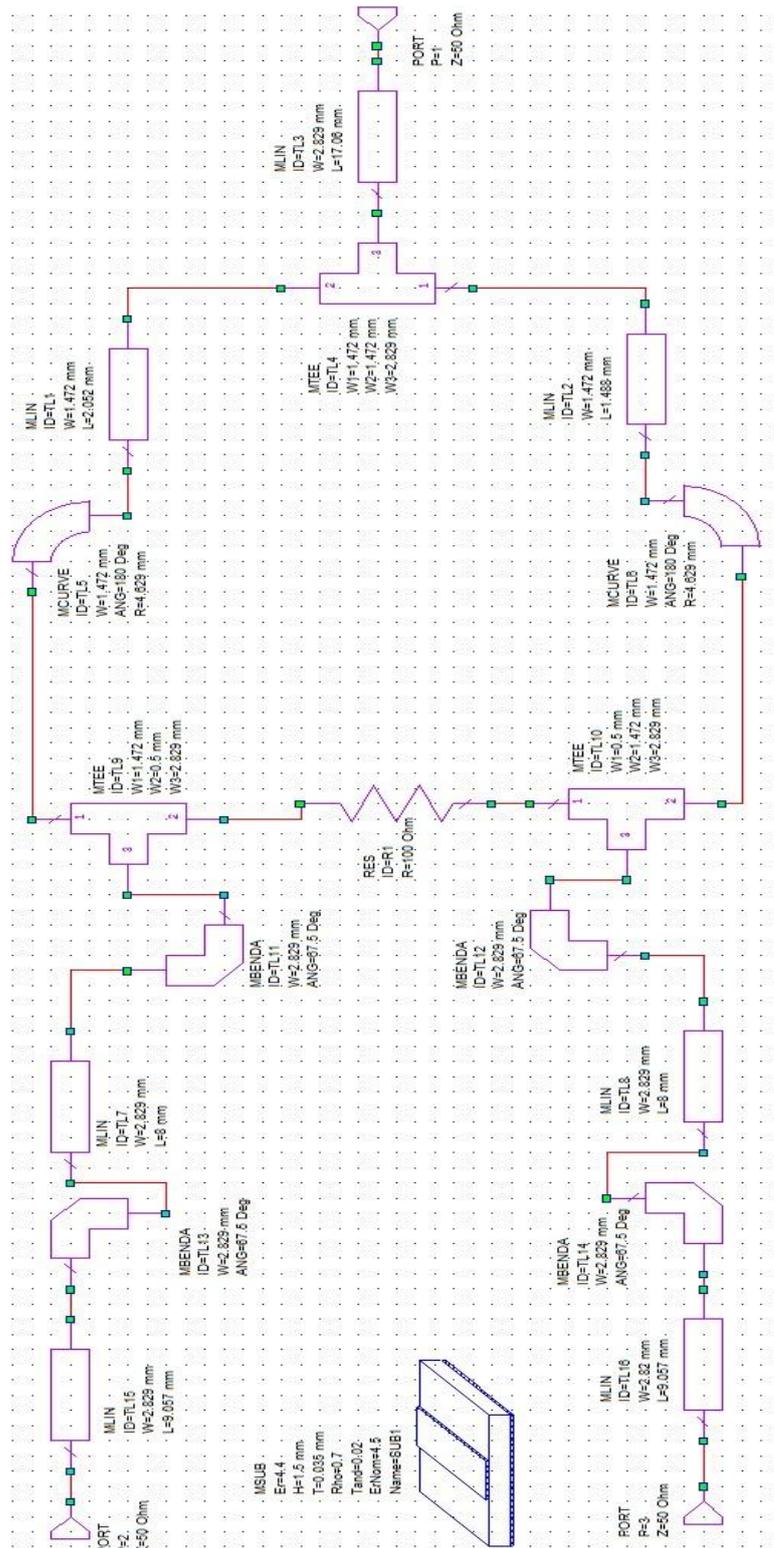


Figura 4.6. Captura del combinador de potencia de Wilkinson optimizado con la herramienta Tune.
 Fuente: el autor

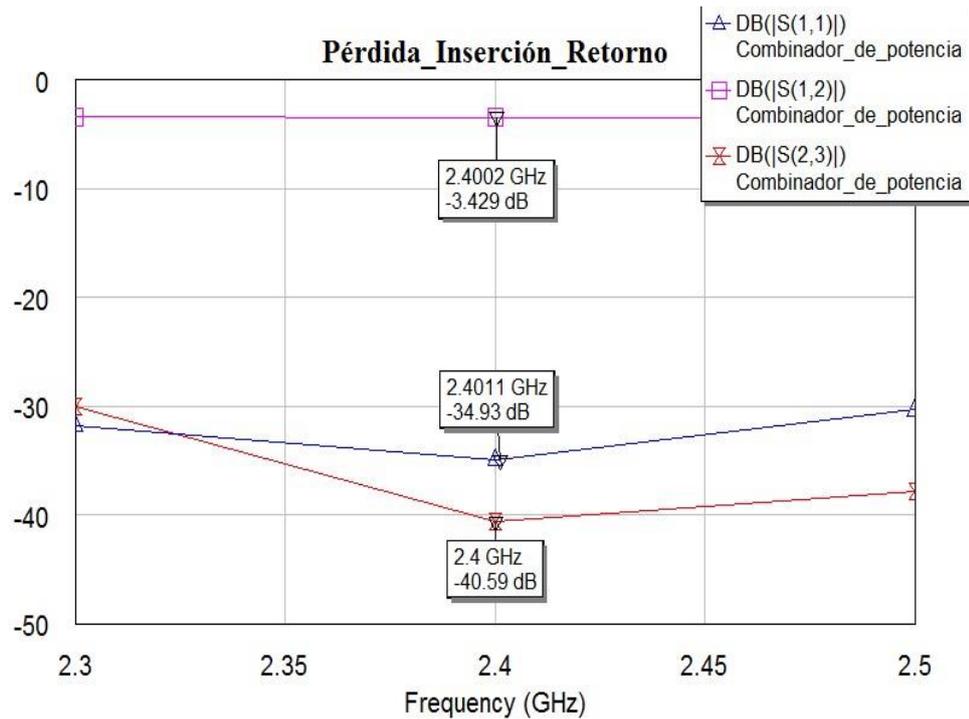


Figura 4.7. Pérdidas de inserción y de retorno.

Fuente: (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018) modificada por el autor

Las pérdidas de inserción correspondientes al combinador son de -3.5dB, mientras que las pérdidas de retorno y de aislamiento están por debajo de los -10dB, por lo que se consideran valores adecuados según la teoría analizada en el epígrafe 3.5.1 (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

4.6 Diseño del amplificador de ganancia variable (VGA)

El amplificador de ganancia variable se desarrolló empleando un circuito atenuador lineal controlado por voltaje seguido de una etapa de amplificación. Para la realización de este diseño se emplearon dos transistores JFET NE3210S01 para cuya selección se consideraron características de disponibilidad, coste, rango de potencia, ganancia y ruido. Sus datos técnicos se muestran en el Anexo I (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

EL esquema del atenuador variable se presenta en la figura 4.8. Se diseñó para que el JFET trabaje en la región resistiva (voltajes de drenador - fuente

pequeñas) comportándose como una resistencia controlada por voltaje (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

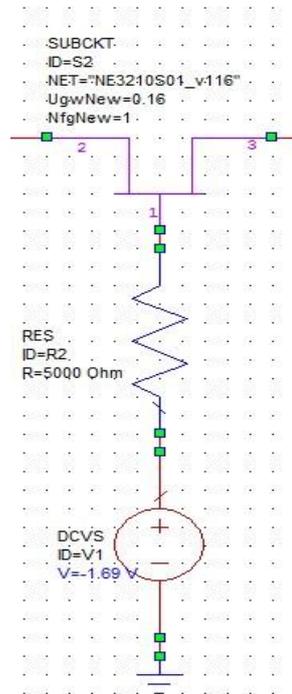


Figura 4.8. Atenuador variable.

Fuente: el autor

De acuerdo al trabajo en esta zona si el voltaje V_{GS} es cero, el JFET se comporta como un circuito cerrado. En este caso la señal de salida es prácticamente igual a la entrada en amplitud y fase (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018). A medida que el valor del voltaje de la compuerta se hace más negativo, la pendiente de la curva transferencial disminuye aumentando linealmente la resistencia drenador-fuente del JFET hasta convertirse prácticamente en un circuito abierto y por tanto los niveles de señal a la salida disminuyen correspondientemente.

Como criterio de diseño para estos circuitos se recomienda escoger la resistencia R_2 en un rango de valores entre $1k\Omega$ y $10k\Omega$, por lo cual se escogió de $5k\Omega$. Se comprobó a través de simulación que escoger otros

valores dentro de dicho rango no provoca cambios significativos en el comportamiento del circuito.

4.6.1 Etapa amplificadora

La etapa amplificadora del amplificador de ganancia variable (VGA) se diseñó a partir de un JFET trabajando en la zona de saturación, empleando una configuración fuente común. La figura 4.9 muestra la etapa diseñada.

Los valores del punto de operación del transistor NE3210S0 empleado: V_{DS} , I_{DS} , además de V_p e I_{DSS} se obtuvieron de la ficha técnica que se muestra en el Anexo I.

A partir de dichos valores y fijando la tensión de alimentación $V_{DD}=10V$ resultó una tensión $V_{GS} = -0.35V$.

Con estos valores se determinó el valor de las resistencias R_S y R_D , obteniéndose los siguientes resultados:

$$R_S = 35\Omega$$

$$R_D = 765\Omega$$

Entre la fuente de alimentación y la resistencia de drenador se conecta una bobina de choque (L1), para evitar interferencias de en la tensión de DC debidas a la señal de RF, C1 y C2 son los capacitores de desacople, encargados de bloquear la componente de directa de la fuente de voltaje (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

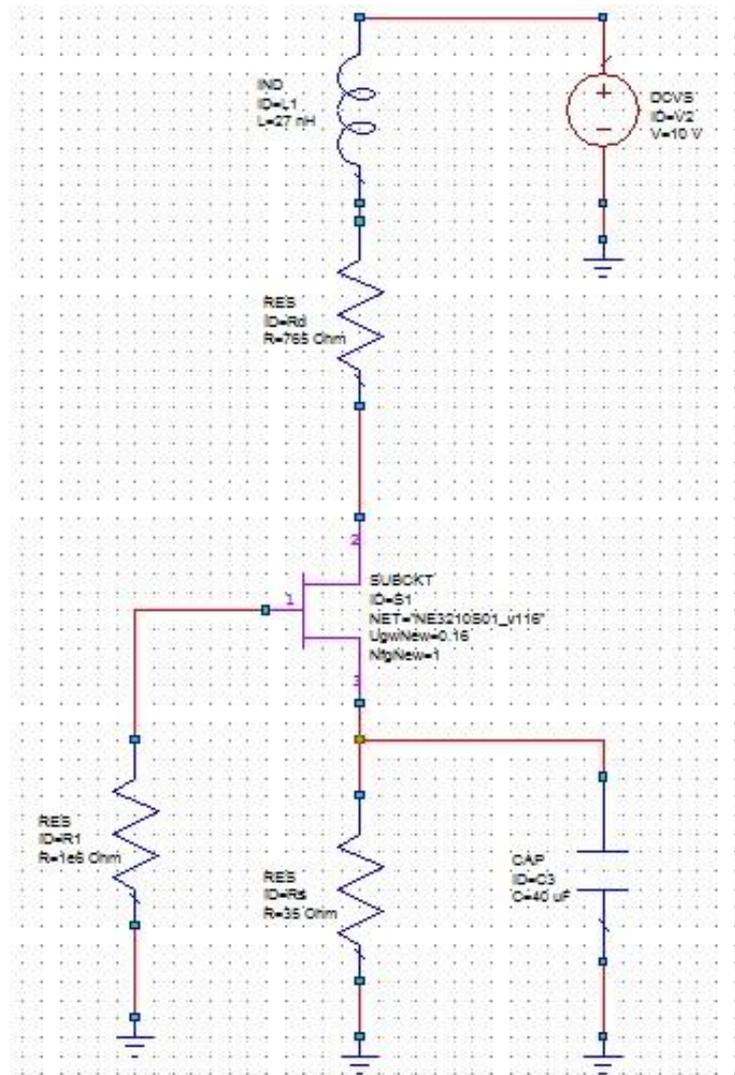


Figura 4.9.Etapa amplificadora.

Fuente: el autor

El esquema completo del amplificador de ganancia variable diseñado se muestra en la figura 4.10.

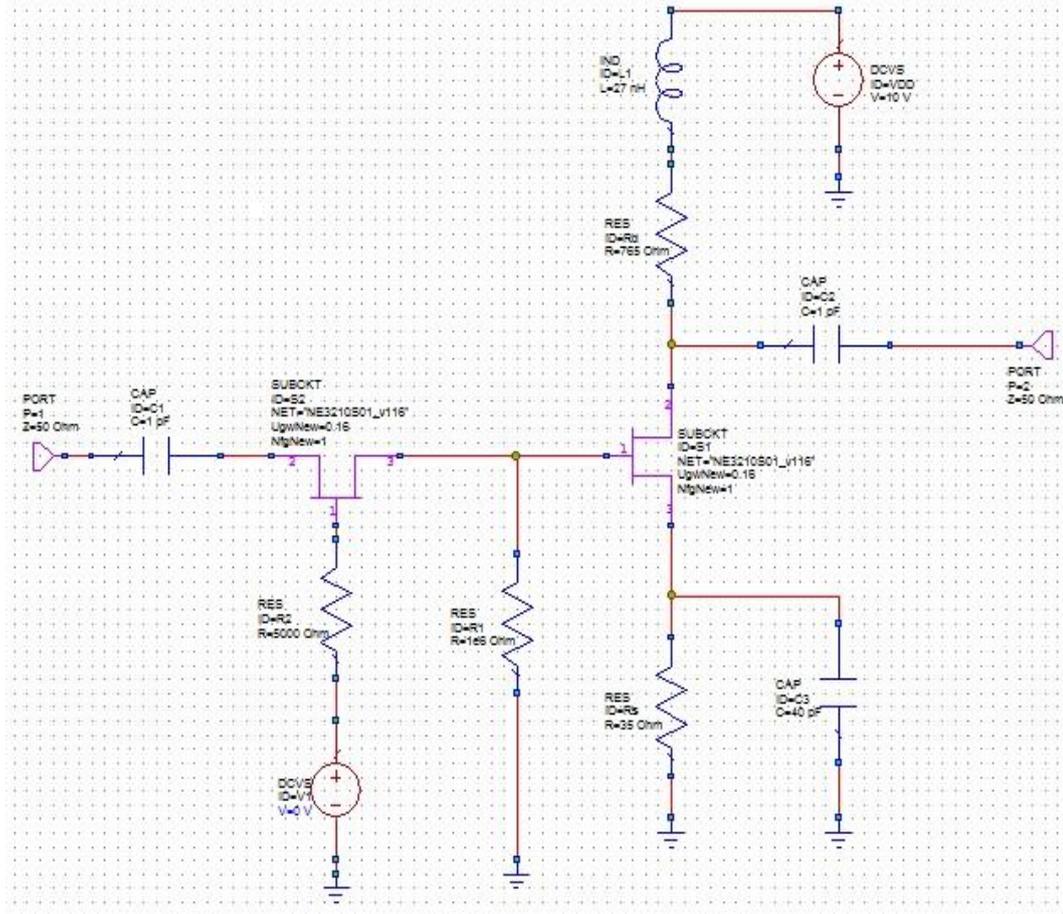


Figura 4.10 Amplificador de ganancia variable.

Fuente: el autor

Para la validación del correcto funcionamiento del amplificador de ganancia variable se simuló su comportamiento con el Microwave Office. Se realizaron variaciones del voltaje de la compuerta del transistor JFET del atenuador variable para determinar el rango de voltaje necesario para obtener la máxima atenuación y amplificación, para el cual el dispositivo no observa inversiones de fase, pérdida de linealidad en la ganancia y/o tendencia a oscilar a la frecuencia de 2.4Ghz (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018). A partir de estas consideraciones el valor de voltaje mínimo resulta de un valor de -1.69V, resultando en una atenuación de la señal de -23.71dB y el voltaje máximo es de 0V resultando una ganancia de 10dB. En las figuras 4.11 y 4.12 se muestran estos resultados.

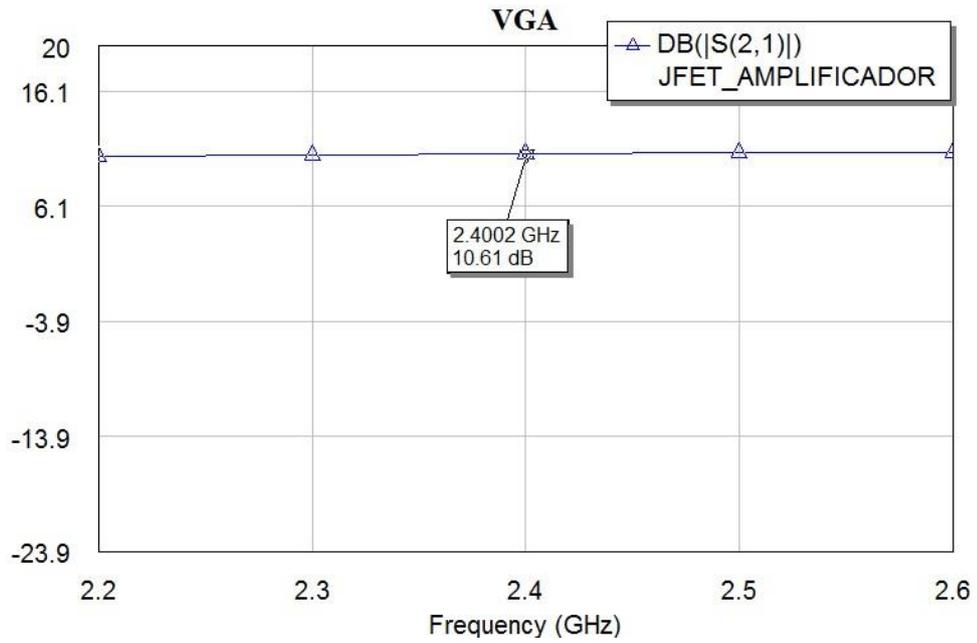


Figura 4.11 Ganancia del VGA para V1=0V.
Fuente: el autor

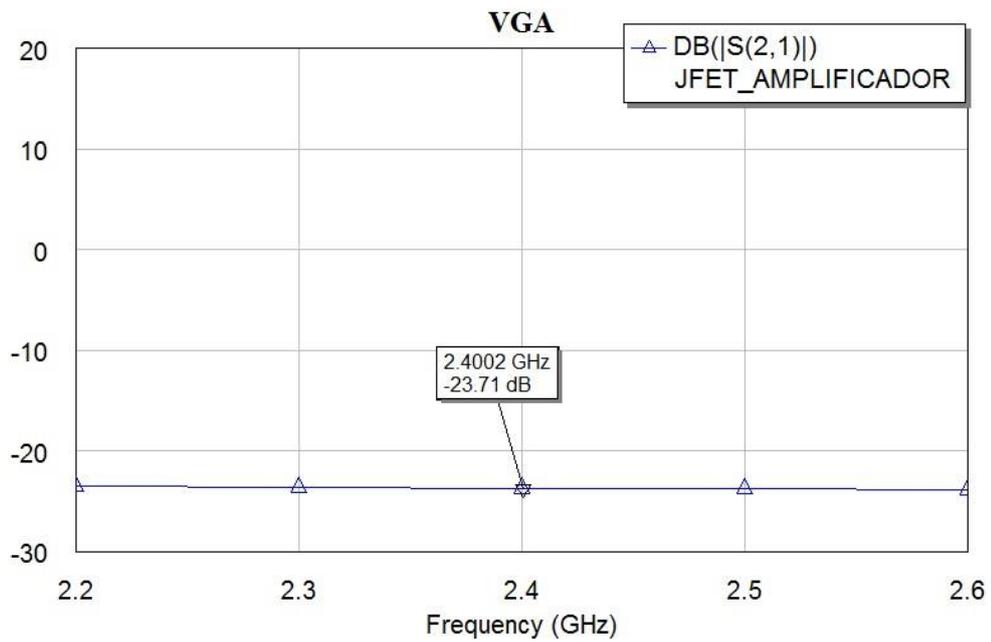


Figura 4.12 Atenuación de VGA para V1=-1.69V.
Fuente: el autor

4.6.2 Validación de los resultados del diseño del desplazador de fase en cuadratura propuesto.

En la figura 4.13 se muestra el esquema general del desplazador de fase en cuadratura diseñado. Como se observa se integran cada uno de los módulos anteriormente diseñados y caracterizados.

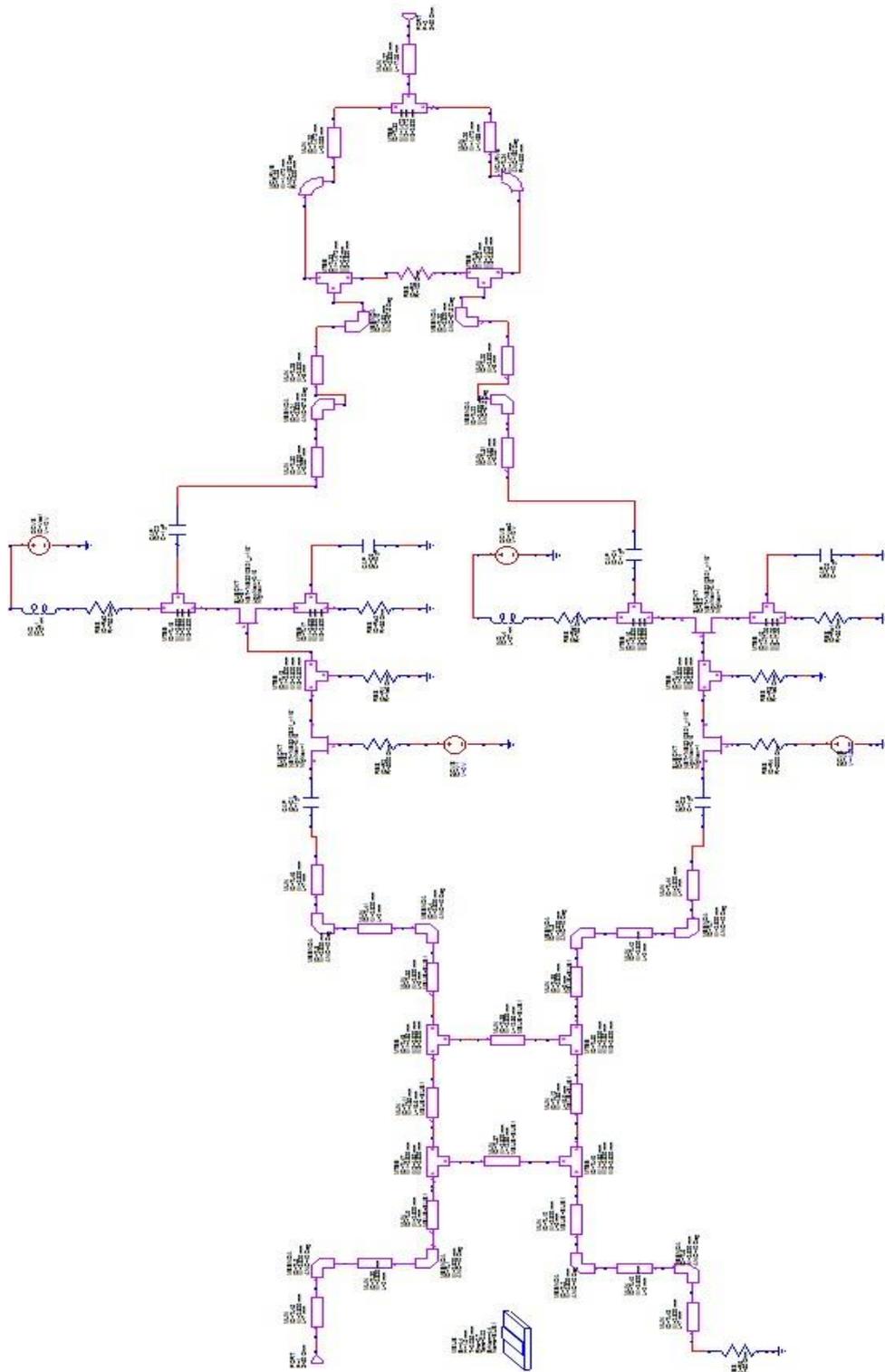


Figura 4.13 Prototipo del desplazador de fase en cuadratura diseñado.

Fuente: el autor

Para la determinación del desplazamiento de fase, se partió fijar la condición $V1=0V$ y $V2= -1.69V$ obteniéndose una fase inicial de -67.9°

como se muestra en la figura 4.14.

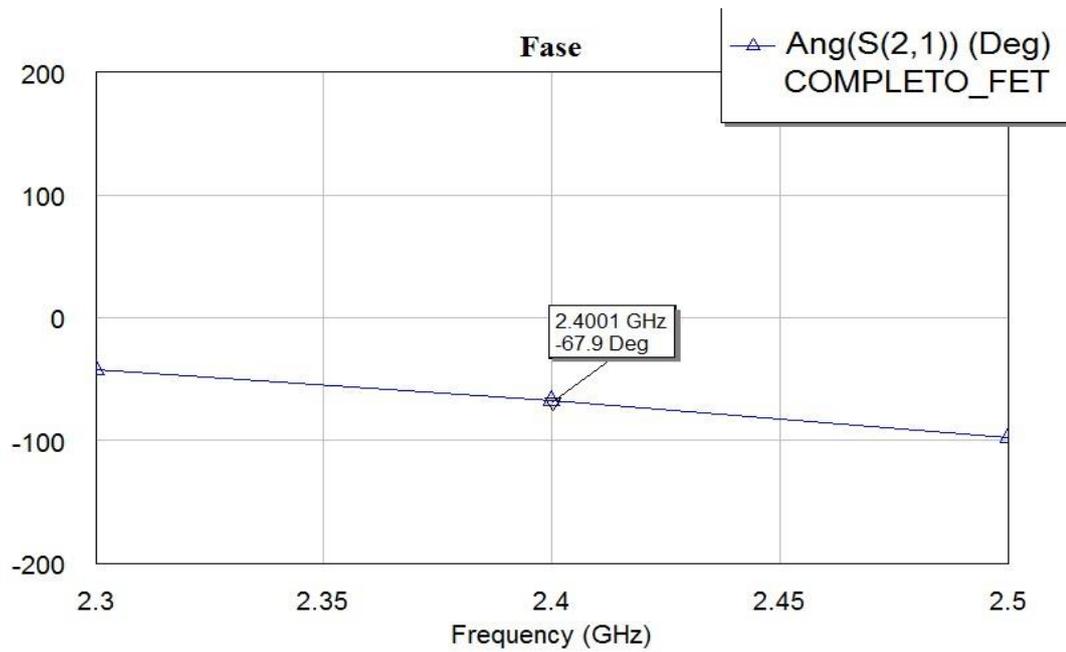


Figura 4.14 Fase para $V1=0V$ y $V2=-1.69V$.
Fuente: el autor

Luego de variar los valores de $V1$ y $V2$ hasta llegar al límite del intervalo donde $V1=-1.69V$ y $V2=0V$ se puede observar en la figura que la fase final es 158.2° (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

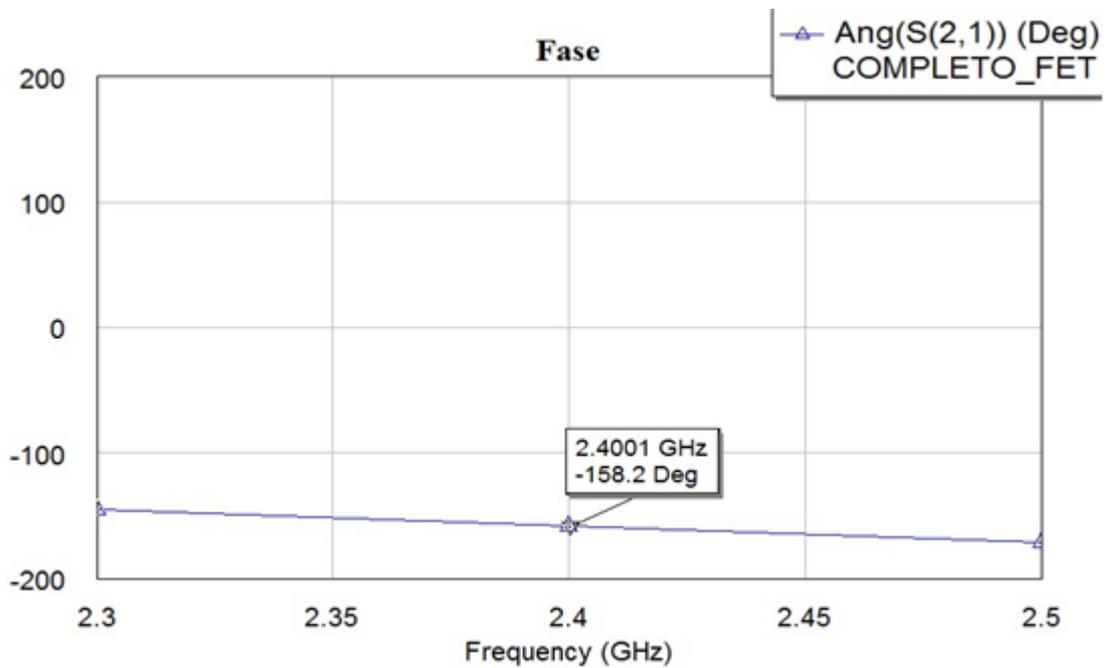


Figura 4.15 Fase para $V1=-1.69V$ y $V2=0V$.

Fuente: el autor

El desfasaje se puede determinar mediante:

$$\phi_{final} - \phi_{inicial} = 90.3^\circ$$

De este análisis se puede afirmar que el diseño cumple con las especificaciones al lograr un desfasaje de 90.3° , valor muy próximo al esperado teóricamente (90°). Una vez definido el rango de voltaje en el que se va a trabajar, se analiza el comportamiento de la variación de V_2 con respecto a V_1 , para mantener la misma amplitud de la señal a la salida, obteniéndose una serie de puntos de la curva que rige dicho comportamiento (ver Anexo II). A partir de estos resultados se utilizó el *software* MATLAB para graficar la función matemática que describe dicha curva (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

Empleando el algoritmo en MATLAB que se aprecia en el Anexo III se realizó un ajuste de curva que dio como resultado un polinomio de orden 12. La figura 4.16 muestra la curva del ajuste realizado. Los resultados evidencian un alto grado de aproximación a la curva original donde el error cuadrático medio que se comete al aproximar con este polinomio es de $1.717311039176071e-04$ (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

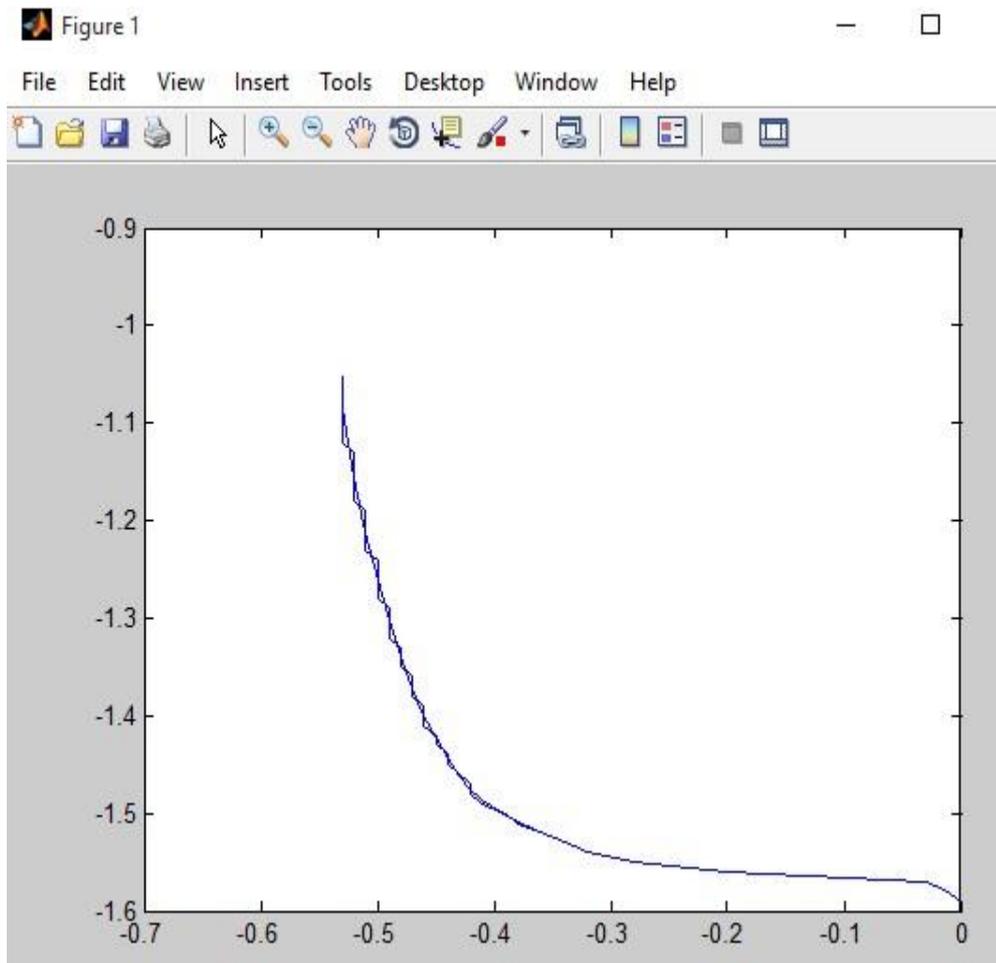


Figura 4.16 Ajuste de la curva V_1 en función de V_2 .

Fuente: el autor

El polinomio que se calcula establece una dependencia de V_2 en función de V_1 , variando simultáneamente los voltajes de polarización por la compuerta de los atenuadores. La ganancia durante el desplazamiento de fase se mantiene aproximadamente constante y tiene un valor promedio 2.15dB como se muestra en la figura 4.17 (Estévez, Medinas, Landa, & Rizo, 2018).

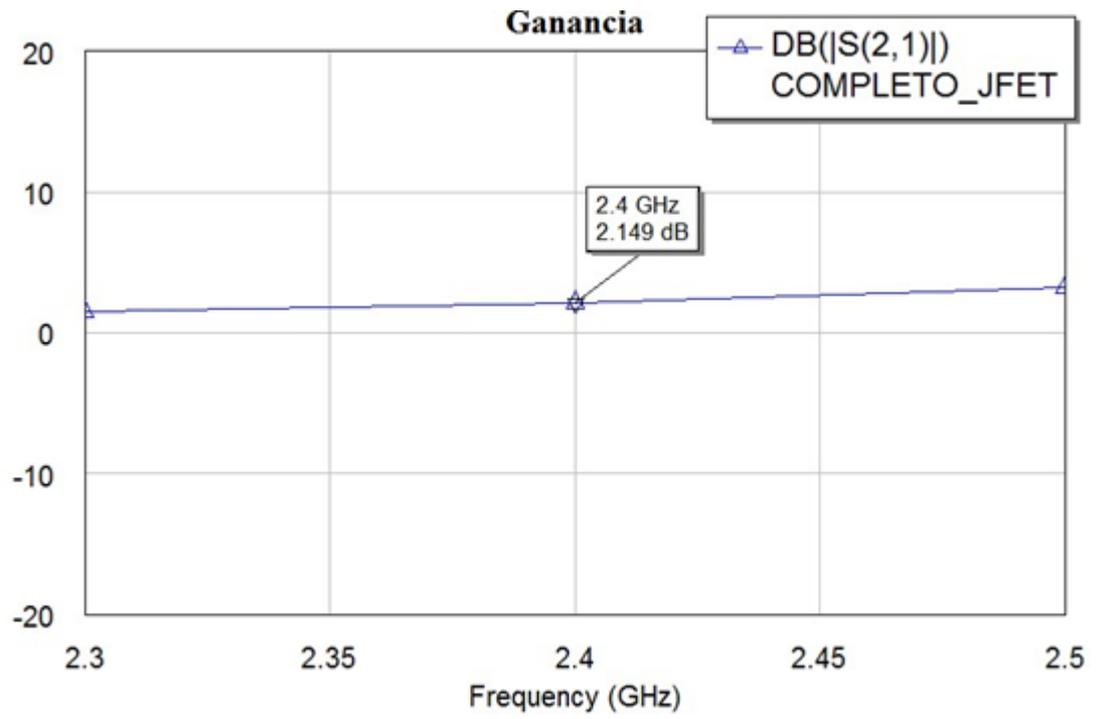


Figura 4.17 Ganancia del desplazador en cuadratura.

Fuente: el autor

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Se puede concluir que el trabajo realizado cumplió satisfactoriamente los objetivos previstos.

El prototipo del acoplador híbrido en cuadratura cumplió con las especificaciones de diseño de estos dispositivos al lograrse un desfase a la salida de $89,03^\circ$ a la frecuencia de 2.4GHz.

Se logró el diseño de un combinador de potencia de Wilkinson a la frecuencia de 2.4 GHz.

Se logró el diseño de un amplificador de ganancia variable con una máxima ganancia de 10.6dB y una máxima atenuación de -23.71dB a la frecuencia de 2.4GHz resultados que satisfacen los requerimientos fijados.

El desplazador de fase en cuadratura diseñado cumplió las especificaciones para estos dispositivos al lograr una amplitud de la señal de salida de 2.15dB y un desfase de 90.3° .

Los resultados de las simulaciones realizadas con el programa profesional Microwave Office corroboran la validez de los diseños.

Se puede concluir que el diseño propuesto como parte fundamental de una antena inteligente contribuye a la mejora de la eficiencia espectral de redes Wi-Fi al permitir direccionar convenientemente el haz de radiación en la dirección deseada gracias a la variación de fase que introduce en cada uno de los elementos del arreglo

Recomendaciones

Realizar una evaluación del prototipo diseñado pero esta vez introduciendo otro tipo de sustrato menos económico pero que presente mejores características en cuanto a pérdidas dieléctricas.

Proponer el diseño de desplazador de fase en cuadratura en la construcción de arreglos antenas inteligentes y evaluar su impacto en la mejora del acceso en zonas rurales.

Realizar estudios de los diseños propuestos para otros rangos de frecuencias de operación.

Proponer otros diseños para el prototipo del acoplador híbrido en cuadratura, el combinador de potencia de Wilkinson, el amplificador de ganancia variable y el desplazador de fase en cuadratura, para el desarrollo de antenas inteligentes.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Albornoz, R., & Mustafá, S. (2004). *Antenas Inteligentes*. Obtenido de V Encuentro Nacional de Ramas IEEE : <https://es.scribd.com/document/357948557/ANTENAS-INTELIGENTES-8a-SEC-pdf>
- Campanella, H., Comas, A., & Alba, Y. (2003). <https://iie.fing.edu.uy>. Obtenido de <https://iie.fing.edu.uy/eventos/cita2003/articulosvf/17.pdf>
- Castañeda, J., & Susca, C. (2004). *Feeding System For a Phased Array*. Obtenido de <https://revistas.udistrital.edu.co/ojs/index.php/reving/article/view/1876/0>
- Edwards, M. (2001). *Microwave & Rf Circuits: Analysis, Design, Fabrication, & Measurement*.
- Enríquez, O., Morales, J., & Ortega, P. (2005). Estudio de antenas inteligentes y principales aplicaciones en los sistemas de telefonía móvil. *XIX Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica* (págs. 294-305). Quito: Escuela Politécnica Nacional.
- González, A. (2010). *Antenas inteligentes en los sistemas de comunicaciones*. Bucaramanga: Universidad Pontificia Bolivariana.
- Guitál, C., Muñoz, E., & Fierro, N. (2007). Antenas inteligentes y su desempeño en redes wireless. *C. Guitál Síntesis Tecnológica*. V.3 N° , 97-109. Obtenido de <http://copernico.escolaiing.edu.co/hpaz/images/PDF/Art%C3%ADculo%20Antenas%20Inteligentes.pdf>
- Gutierrez, P., & Olarra, R. (2011). *Análisis del desempeño del algoritmo LMS en sistemas*. México D.F.: Instituto Politécnico Nacional.

- Huidobro, J. (2014). *Antenas inteligentes*. Obtenido de <https://www.zonamovilidad.es/antenas-inteligentes-smart-antennas.html>
- Kumar, M., Menna, R., & Huang, H.-C. (1981). Broad-Band Active Phase Shifters Using Dual Gate MESFET. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Volume 29, Issue 10, 1098-1102.
- Litva, J., & Lo, T. K. (1996). *Digital Beamforming in Wireless Communication*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc. Norwood, MA, USA.
- Milligan, T. (2005). *Modern Antenna Design* (Second ed.). Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- Mondal, J., Milnes, A., Oakes, J., & Wang, S.-K. (1984). Phase Shifts in Single and Dual Gate GaAs MESFET's for 2,4GHz Quadrature Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Volume 32, Issue 10, 1280-1288.
- Moreno, O., Franco, I., & Miranda, J. (2001). *Introducción a la tecnología de antenas inteligentes. Aplicación a UMTS*. Obtenido de <http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/introduccion-tecnologia-antenas-inteligentes.pdf>
- Nafe, A. (2014). *Substrate Integrated Waveguide Based Phase Shifter and Phased Array in a Ferrite Low Temperature Co-fired Ceramic Package*. Thuwal, Kingdom of Saudi Arabia: King Abdullah University of Science and Technology.
- Pozar, D. (2012). *Microwave Engineering* (4th ed.). John Wiley & Sons Inc.
- Prometec. (2017). *Los RFID. Leyendo codigos RFID con Arduino*. Obtenido de www.prometec.net: <https://www.prometec.net/los-rfid/>
- Rayer, F. (1977). *50 (FET) Field effect Transistor Projects*. Londres: Babani Press.
- Rojas, E. (2013). *Wi-Fi con antenas inteligentes: el mejor aliado de los destinos rurales en vacaciones*. Obtenido de <https://www.muycomputerpro.com/2013/03/27/wi-fi-antenas-inteligentes-aliado-destinos-rurales-vacaciones>

- Romanofsky, R., Bernhard, J., Keuls, F. v., F.Miranda, Washington, G., & Canedy, C. (2000). K-band phased array antennas based on Ba/sub 0.60/Sr/sub 0.40/TiO/sub 3/ thin-film phase shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Volume 48, Issue 12*, 2504-2510.
- Rosu, I. (2017). *Phase Shifters*. Obtenido de RF Technical Articles: http://www.qsl.net/va3iul/Phase_Shifters/Phase_Shifters.pdf
- Ruiz, J., & Masa, J. (2008). *Antenas y circuitos de Alta Frecuencia (ACAF)*. Obtenido de http://arantxa.ii.uam.es/~acaf/Documentacion/Tema_I_Procesado_RF.pdf
- Sampieri, R. H., Collado, C. F., & Lucio, P. B. (2006). *Metodología de la Investigación*. Istadalapa: Mc Graw Hill.
- Sarmiento, Y. (2011). *Evolución de las antenas utilizadas en Telefonía Móvil*. Santa Clara: Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas.
- Tucker, N. (2010). *Electro-Mechanical Phase Shifter* . Obtenido de www.activefrance.com
- Upmaka, M. (2017). *How to design Phased Array Systems*. Obtenido de [www.microwaves101.com: https://www.microwaves101.com/encyclopedias/phased-array-antennas#tip](https://www.microwaves101.com/encyclopedias/phased-array-antennas#tip)

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Términos	Significado
AC	<i>Alternating Current</i> (corriente alterna).
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i> (Línea de abonado digital asimétrica).
BW	<i>Bandwith</i> (ancho de banda).
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i> (semiconductor complementario de óxido metálico).
DC	<i>Direct Current</i> (corriente continua).
DoA	<i>Direction of Arrival</i> (dirección del arribo).
DPS	<i>Differential Phase Shift</i> (desplazamiento de fase del dispositivo).
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (procesamiento digital de señales).
FET	<i>Field-Effect Transistor</i> (transistor de efecto campo).
IL	<i>Insertion loss</i> (pérdidas de inserción).
JFET	<i>Junction Field-Effect Transistor</i> (transistor de efecto campo).
LTCC	<i>Low-Temperature Cofired Ceramic</i> (cerámica cocida a baja temperatura)
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i> (sistemas microelectromecánicos).
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i> (circuitos integrados monolíticos de microondas).

NRPS	<i>Non-reciprocal phase shifter</i> (desplazador de fase no recíproco).
RF	Radiofrecuencia.
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i> (identificación por radiofrecuencia).
RL	<i>Return loss</i> (pérdidas de retorno).
RPS	<i>Reciprocal phase shifter</i> (desplazador de fase recíproco).
SINR	<i>Signal Interference Noise Rate</i> (relación señal a ruido más interferencia).
SIR	<i>Signal Interference Rate</i> (relación señal a interferencia).
SMA	SubMiniature version A.
TEM	Transverso electromagnética.
VDS	Voltaje <i>Drain-Source</i> .
VGA	<i>Variable gain amplifier</i> (amplificador de ganancia variable).
VGS	Voltaje <i>Gain-Source</i> .
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> (interoperabilidad mundial para acceso por microondas).

ANEXOS

Anexo I. Características técnicas del transistor NE3210S01

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C)

Parameter	Symbol	Ratings	Unit
Drain to Source Voltage	V _{DS}	4.0	V
Gate to Source Voltage	V _{GS}	-3.0	V
Drain Current	I _D	IDSS	mA
Gate Current	I _G	100	μA
Total Power Dissipation	P _{TOT}	165	mW
Channel Temperature	T _{ch}	125	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-65 to +125	°C

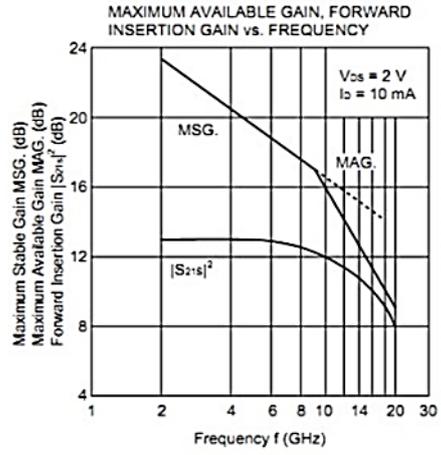
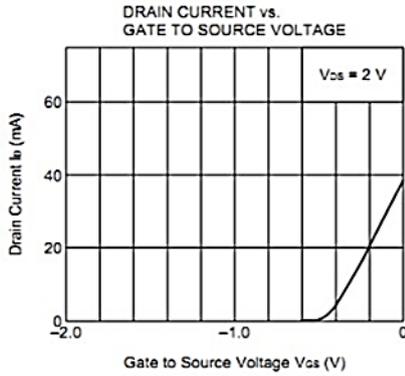
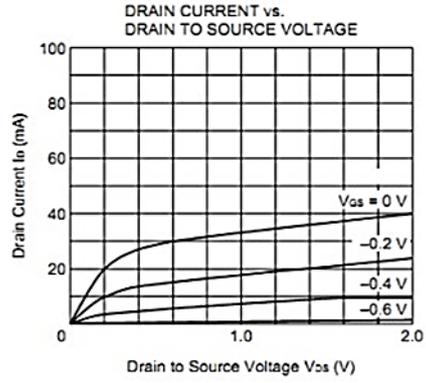
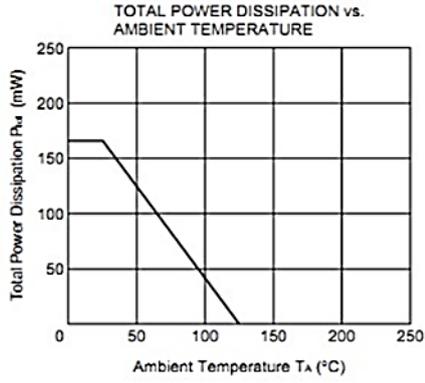
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (T_A = +25°C)

Characteristics	Symbol	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Drain to Source Voltage	V _{DS}	1	2	3	V
Drain Current	I _D	5	10	15	mA
Input Power	P _{in}	-	-	0	dBm

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = +25 °C)

Characteristics	Symbol	Test Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Gate to Source Leak Current	I _{SS0}	V _{GS} = -3 V	-	0.5	10	μA
Saturated Drain Current	I _{SSS}	V _{DS} = 2 V, V _{GS} = 0 V	15	40	70	mA
Gate to Source Cut off Voltage	V _{GS(off)}	V _{DS} = 2 V, I _{DS} = 100 μA	-0.2	-0.7	-2.0	V
Transconductance	g _m	V _{DS} = 2 V, I _{DS} = 10 mA	40	55	-	mS
Noise Figure	NF	V _{DS} = 2 V, I _{DS} = 10 mA	-	0.35	0.45	dB
Associated Gain	G _s	f = 12 GHz	12.0	13.5	-	dB

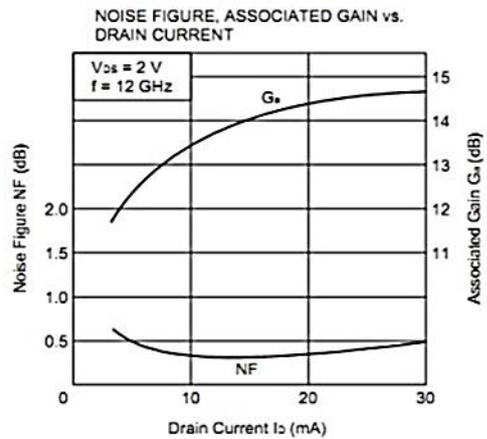
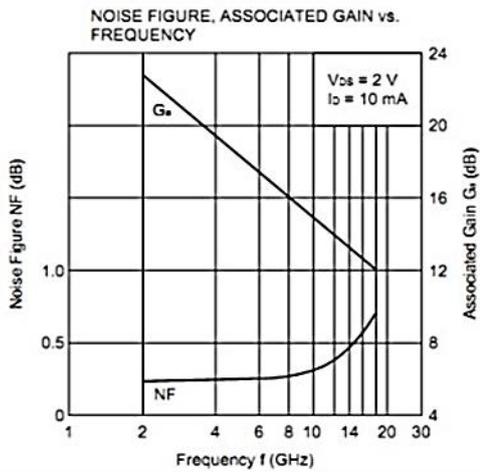
TYPICAL CHARACTERISTICS (T_A = +25 °C)



Gain Calculations

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}$$

$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k \pm \sqrt{k^2 - 1}) \quad \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}$$



Anexo II. DATOS PARA AJUSTE DE CURVA (Excel)

V2	V1
-1,59	0
-1,57	-0,03
-1,56	-0,2
-1,55	-0,28
-1,54	-0,32
-1,53	-0,34
-1,52	-0,36
-1,51	-0,38
-1,5	-0,39
-1,49	-0,41
-1,48	-0,42
-1,47	-0,42
-1,46	-0,43
-1,45	-0,44
-1,44	-0,44
-1,43	-0,45
-1,42	-0,45
-1,41	-0,46
-1,4	-0,46
-1,39	-0,46
-1,38	-0,47
-1,37	-0,47
-1,36	-0,47
-1,35	-0,48
-1,34	-0,48
-1,33	-0,48
-1,32	-0,49
-1,31	-0,49
-1,3	-0,49
-1,29	-0,49
-1,28	-0,5
-1,27	-0,5
-1,26	-0,5
-1,25	-0,5
-1,24	-0,5
-1,23	-0,51
-1,22	-0,51

-1,21	-0,51
-1,2	-0,51
-1,19	-0,51
-1,18	-0,52
-1,17	-0,52
-1,16	-0,52
-1,15	-0,52
-1,14	-0,52
-1,13	-0,52
-1,12	-0,53
-1,11	-0,53
-1,1	-0,53
-1,09	-0,53
-1,08	-0,53
-1,07	-0,53
-1,06	-0,53
-1,05	-0,53

Anexo III. ALGORITMO DE MATLAB PARA EL AJUSTE DE LA CURVA

```
clear all; clc; load('mat.mat') close all; clc;
figure; plot(V1,V2) format long p = polyfit(V1,V2,12) %
aproxima la curva a un polinomio de grado 12 f =
polyval(p,V1); hold on; plot(V1,f);
[b,se_b,mse] = lscov(f,V2) % mse (mean square error) error
cuadrático medio que se comete al aproximar con este
polinomio.
% es un estimado de la varianza en
los datos.
```

Anexo IV. RESULTADOS DEL AJUSTE DE LA CURVA EN MATLAB

p = 1.0e+04 *

Columns 1 through 4 %Coeficientes del polinomio (de X¹² a X⁹)

0.029805404109941 0.309143269026536 1.412125518247039
3.729397390619556

Columns 5 through 8 %Coeficientes del polinomio (de X⁸ a X⁵)

6.281976378304593 7.017195954012736 5.229150847736102
2.542375765315400

Columns 9 through 12 %Coeficientes del polinomio (de X⁴ a X)

0.760035838996533 0.122090509116869 0.006678449873049 -
0.000541441027007

Column 13 % Término independiente

-

0.000164951

462527 mse

=

1.885843651979430e-04



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Aguirre Plaza George Lenin**, con C.C: # **1205943754** autor/a del trabajo de titulación: **Diseño del desplazador de fase activo de una antena inteligente para redes WI-FI en entornos rurales**, previo a la obtención del título de **Magíster en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 29 de junio de 2018

f. _____

Nombre: **Aguirre Plaza George Lenin**

C.C: **1205943754**



**Presidencia
de la República
del Ecuador**



**Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes**



SENESCYT

Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGIA			
FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN			
TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Diseño del desplazador de fase activo de una antena inteligente para redes WI-FI en entornos rurales		
AUTOR(ES)	Aguirre Plaza George Lenin		
REVISOR(ES)/TUTOR	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Celso Bohórquez Escobar / MSc. Luis Córdova Rivadeneira		
INSTITUCION:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Sistema de Posgrado		
PROGRAMA:	Maestría en Telecomunicaciones		
TITULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	Guayaquil, 29 de Junio de 2018	No. DE PÁGINAS:	92
ÁREAS TEMÁTICAS:	MEMS, RF CMOS, LTCC		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	antena inteligente, arreglos de fase, desplazador de fase en cuadratura		
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>El presente trabajo expone el diseño de un desplazador de fase activo de tipo cuadratura para una antena inteligente a la frecuencia de 2.4GHz. Se describen los principios básicos de los arreglos de fase sobre los que se fundamenta dicho diseño, así como las características de las antenas inteligentes, los fundamentos de los desplazadores de fases y de los divisores de potencia y acopladores direccionales. Se caracterizan y diseñan los módulos del acoplador híbrido en cuadratura, las líneas de microcintas y un combinador de potencia de Wilkinson y amplificador de ganancia variable que lo conforman y cumplen con las restricciones de diseño fijadas para una frecuencia de 2.4GHz y se diseña un desplazador de fase en cuadratura. Se muestran los resultados de las simulaciones efectuadas con el programa profesional Microwave Office que corroboran la validez del diseño, se demuestra que el desfase alcanzado por este diseño es de 90.3°, valor muy próximo al de 90° esperado teóricamente.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-993798712	E-mail: lenin_2101@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::	Nombre: Romero Paz Manuel de Jesús		
	Teléfono: +593-994606932		
	E-mail: manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec		
SECCION PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCION URL (tesis en la web):			