

Universidad Autónoma de Baja California

Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño, Ensenada



Maestría y Doctorado en Ciencias e Ingeniería

“DISEÑO Y SIMULACION DE UN OSCILADOR CAÓTICO COLPITTS”

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el
grado de

MAESTRO EN INGENIERÍA

Presenta

Omar Fernando Ramos López

Universidad Autónoma De Baja California

Facultad de Ingeniería, Arquitectura y Diseño, Ensenada

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN OSCILADOR CAÓTICO COLPITTS

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

MAESTRO EN INGENIERÍA

Presenta

Omar Fernando Ramos López.

Aprobada por:

Dra. Rosa Martha López Gutiérrez
Co-Director de tesis

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez
Co-Director de tesis

Dr. César Cruz Hernández
Miembro del comité

Dr. Enrique Efrén García Guerrero
Miembro del comité

Ensenada Baja California, Agosto 2012

DEDICATORIA

A mi padre, Catedrático **FERNANDO RAMOS GARCÍA †**, por todo su apoyo, enseñanza, consejos y por su invaluable tiempo. Por inculcarme la superación personal ante todo.

A mi madre, **ALICIA LÓPEZ DÍAZ BARRIGA**, por su valiosa educación ya que sin su cariño, apoyo y confianza no hubiera llegado a este logro, a mi hermana **Jazmín** por su cariño y admiración.

A mí amada novia **MARINA SIERRA** por toda su paciencia, comprensión y amor, por impulsarme cada día en mi desarrollo personal.

AGRADECIMIENTOS

A la **Dra. Rosa Martha López Gutiérrez** ya que fue pieza fundamental para que iniciara con este posgrado, gracias por el apoyo, ayuda y AMISTAD durante este tiempo.

Al **Dr. Ricardo Chávez Pérez** por su valioso apoyo en la facilitación de equipo, instalaciones y conocimientos a lo largo de estos 2 años.

Del mismo modo agradezco al **Dr. César Cruz Hernández** y al **Dr. Efren García Guerrero**, por haber contribuido en mi formación profesional.

A la **Universidad Autónoma de Baja California**, por abrir sus puertas y permitirme estudiar este posgrado en sus instalaciones.

Al **CONACYT** por el apoyo económico recibido como becario y a través del Proyecto de Grupos de Investigación en Ciencia Básica, Ref. 166654, convocatoria 2010-2.

ÍNDICE GENERAL

LISTA DE FIGURAS	iii
LISTA DE TABLAS	iv
CAPÍTULO 1.- Introducción	1
1.1.-Motivación	1
1.2.-Planteamiento del problema de estudio	2
1.3.-Objetivos	3
1.4.-Metodología empleada.....	4
1.5.-Organización de la tesis	4
CAPÍTULO 2.- Radares.....	6
2.1.- Introducción	6
2.2.- Radar: Principio de funcionamiento	8
2.3.- Arquitectura básica de un sistema de radar.	11
2.4.- Tipos de radar.	12
2.5.- Oscilador.	16
2.6.- Tipos de Osciladores RF.	19
CAPÍTULO 3.- Oscilador caótico.....	21
3.1.-Introducción.....	21
3.2.- Sistemas caóticos.	23
3.3.- Circuito Colpitts (oscilador).....	27

3.4.- Transistor BJT.	33
3.5.- Transistor BJT BFG425W.	39
CAPÍTULO 4.- Simulación.	43
4.1.-Introducción.	43
4.2.- Advanced Design System 2009.	44
4.3.-Transistor Philips BFG425W.	50
4.4.- Circuito Colpitts.	64
CAPÍTULO 5.- Resultados.	72
5.1.-Observaciones.	72
5.2.- Conclusiones.	73
5.3.- Trabajos futuros.	73
REFERENCIAS.	74
APENDICE A	78
Hoja de datos del transistor BFG425W.	78

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Principio físico de un sistema de radar.....	8
Figura 2. Arquitectura básica del sistema de radar.....	12
Figura 3. Oscilador de Microondas marca Frequency-West.....	18
Figura 4. Atractor de Lorenz.....	25
Figura 5. Oscilador Colpitts patente canadiense.....	28
Figura 6. Configuración del oscilador de Colpitts.....	29
Figura 7. Simbología del Transistor BJT NPN.....	35
Figura 8. Simbología del Transistor BJT PNP.....	36
Figura 9. Regiones de operación de un transistor BJT.....	38
Figura 10. Coeficiente de reflexión a la entrada S_{11}	40
Figura 11. Coeficiente de transmisión directa S_{21}	40
Figura 12. Coeficiente de transmisión inversa S_{12}	41
Figura 13. Coeficiente de reflexión a la salida S_{22}	41
Figura 14. Ventana de inicio de ADVANCED DESIGN SYSTEM.....	44
Figura 15. Ventanas para diseño y ventana de Ficheros del simulador ADS.....	45
Figura 16. Grafica típica en ADS.....	46
Figura 17. Comando para la simulación en DC.....	47
Figura 18. Comandos de Parámetros S y de Opciones.....	48
Figura 19. Comando para el análisis transitorio.....	48
Figura 20. Ventana de ajuste TUNE PARAMETERS.....	49
Figura 21. Ventana esquemática.....	50
Figura 22. Circuito equivalente del transistor BFG425W.....	51
Figura 23. Ventana para diseño de parámetros.....	52
Figura 24. Icono creado para el transistor BFG425W.....	53
Figura 25. Librería de componentes.....	54
Figura 26. Circuito de la simulación para los parámetros S.....	55

Figura 27. Ventana de resultados.....	56
Figura 28. Graficas de parámetros S.....	57
Figura 29. Coeficiente de reflexión a la entrada $S_{[1,1]}$, hoja de datos – ADS.	58
Figura 30. Coeficiente de transmisión directo $S_{[2,1]}$, hoja de datos – ADS.	58
Figura 31. Coeficiente de transmisión inverso $S_{[1,2]}$, hoja de datos – ADS.	59
Figura 32. Coeficiente de reflexión a la salida $S_{[2,2]}$, hoja de datos – ADS.....	59
Figura 33. Circuito de la simulación para los parámetros S del artículo.	60
Figura 34. Graficas de parámetros S del artículo.	61
Figura 35. Coeficiente de reflexión a la entrada $S_{[1,1]}$, articulo – ADS.	62
Figura 36. Coeficiente de transmisión directo $S_{[2,1]}$, articulo – ADS.	62
Figura 37. Coeficiente de transmisión inverso $S_{[1,2]}$, articulo – ADS.....	63
Figura 38. Coeficiente de reflexión a la salida $S_{[2,2]}$, articulo – ADS.	63
Figura 39. Librería de componentes.....	64
Figura 40. Transistor BFG425W.	65
Figura 41. Oscilador Colpitts.....	66
Figura 42. Ventana de resultados.....	67
Figura 43. Ventana de ajuste Tune Parameters.	68
Figura 44. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor punto.	69
Figura 45. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor periódico.....	70
Figura 46. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor pseudo-periódico.	70
Figura 47. Gráficas: Señal caótica V_{C1} , señal caótica V_{C2} y atractor caótico.	71

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Clasificación de un sistema radar según su frecuencia de trabajo.....	14
Tabla 2. Subdivisión de la banda milimétrica.	15

CAPÍTULO 1.- Introducción

1.1.-Motivación

Desde principios de los años 90's los investigadores se han interesado en la aplicación de los sistemas caóticos en las comunicaciones. A pesar de este hecho, ha habido pocas investigaciones publicadas sobre la aplicación de los sistemas caóticos al radar (alta frecuencia) [G. M. Maggio, 1997]. La clave en los sistemas de radar es que sean capaces de detectar la presencia de un objeto mediante la transmisión de una señal la cual es reflejada por este, para determinar con exactitud el tiempo de ida y vuelta de dicha señal. Esto es difícil cuando existen múltiples reflexiones dentro de los canales.

Las señales son de fundamental importancia en los radares, ya que el sistema de radar utiliza las señales transmitida (onda incidente) y la reflejada (onda reflejada) para decidir la presencia de objetos, así como también el tipo de objeto, orientación y velocidad. La cuestión de la elección adecuada de la señal es compleja y depende de la aplicación. Por esta razón hay muchos tipos de señales, se incluye la modulación de frecuencia lineal, tren de pulso a una frecuencia, ondas continuas, códigos pseudo aleatorios y ruido aleatorio.

Las señales caóticas pueden ser muy útiles en los radares por varias razones, estas se pueden generar desde un mapa determinístico, pero su apariencia asemeja como ruido. Esto sería útil desde el punto de vista de la protección electrónica (seguridad). También estas señales se pueden generar desde un único sistema dinámico, con diferentes parámetros de control y diferentes condiciones iniciales, esto reduce la necesidad de una amplia gama de señales en un sistema de radar (multiusuario). Los sistemas de comunicaciones de microondas caóticas

ofrecen la posibilidad de adoptar las técnicas de espectro expandido en frecuencias de microondas con mayor inmunidad al ruido.

1.2.-Planteamiento del problema de estudio

En el proceso de simulación de sistemas caóticos en sistemas radar, se parte de que la señal del radar sea caótica más que puramente aleatoria. De ahí que la teoría del caos puede ser utilizada en las señales de radar convencional.

La señal caótica tiene semejanza al ruido, esta puede ser generada por medio de circuitos no lineales sencillos, y tienen amplias propiedades de ancho de banda. Estas características han llamado la atención considerablemente a la comunidad de radar [Sobhy, 2000]. La implementación del radar con señal caótica se puede realizar con la utilización de circuitos Colpitts de forma de ondas caóticas para codificar o modular la información desde el radar, se puede utilizar con el propósito de desarrollar códigos flexibles y dar la apariencia de aleatoriedad. Y así tener la seguridad de que el radar no será detectado, así como las propiedades de multiusuario y ancho de banda. Todo esto ya que el circuito Colpitts con los parámetros adecuados produce una señal caótica [M. P. Kennedy, 1994].

En este proyecto se diseña y simula un oscilador Colpitts el cual presenta dinámicas caóticas y puede ser utilizado en un sistema radar. Donde con la relación de los parámetros del estimador del blanco (velocidad e intervalo del blanco) y los parámetros del sistema generador de caos proporcionan una forma de desarrollar radares de alta resolución de la señal a ruido.

El problema por abordar consiste en obtener mediante la simulación una señal caótica en altas frecuencias (GHz.) proveniente de un oscilador Colpitts, la cual pueda ser usada como señal en un sistema de radar.

1.3.-Objetivos

Con la realización de la presente tesis de maestría, se pretende alcanzar el objetivo general:

- Diseñar un oscilador Colpitts que genere señales caóticas utilizando el paquete informático comercial Advanced Design System (ADS) para aplicación a radares.

Y alcanzar los objetivos particulares:

- Aprender a utilizar el programa Advanced Design System (ADS).
- Análisis del transistor bipolar BFG425W.
- Diseño del oscilador Colpitts con el uso del transistor BFG425W en ADS.
- Análisis y pruebas (obtener atractores).

1.4.-Metodología empleada

Como primer paso para la realización de tesis de Maestría en Ingeniería se estudiaron los conceptos y bases matemáticas necesarias así como: los conceptos de sistemas caóticos, los fundamentos de Líneas de Transmisión (microondas), el transistor a utilizar, el circuito Colpitts y una gran cantidad de artículos relacionados con el tema con su respectiva recopilación, para el mejor entendimiento del problema a resolver.

Ya con los conceptos necesarios, se procede al aprendizaje para la utilización y funcionamiento del software ADS (Advanced Design System) de Agilent Technologies. Una vez obtenido dicho aprendizaje se diseña el modelo del transistor que se utiliza en el Oscilador, sacando de la simulación los parámetros de dispersión de este elemento para compararlos con los del fabricante y así tener la seguridad de que el elemento se modelo de forma correcta.

Al tener la simulación se procede al estudio del oscilador Colpitts, lo que involucra conocimiento de microondas para de igual manera hacer el diseño y simulación del dispositivo y obtener los Atractores caóticos que nos indica que este oscilador presenta dinámicas caóticas.

Una vez totalmente probada la simulación, se prosigue al análisis del Oscilador caótico y sus propiedades. Cubiertos estos pasos se obtienen conclusiones y resultados.

1.5.-Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado como sigue:

En el capítulo 1 se muestra una breve reseña acerca de la motivación para la realización de este trabajo de tesis, así como el planteamiento del problema de estudio, también se muestran los

objetivos planteados para la realización de la tesis y la metodología empleada para llevarla a cabo, así como una breve descripción sobre la organización de dicha tesis.

En el capítulo 2 se da una introducción a los sistemas de radar, su principio de funcionamiento, tipos de radar, elementos que componen un sistema, así como una descripción del oscilador, tipos de osciladores.

En el capítulo 3 presenta una introducción a los sistemas caóticos, sus características, una descripción del circuito Colpitts, elementos que lo componen, así como se explican las características del transistor BJT utilizado.

En el capítulo 4 se describe el simulador ADS mostrando algunos de sus comandos que son de particular interés en este trabajo de tesis, se muestran las simulaciones del transistor BFG425W y el oscilador Colpitts.

En el capítulo 5 se presentan los resultados obtenidos de la simulación del oscilador Colpitts: observaciones, conclusiones y se proponen algunos trabajos futuros.

CAPÍTULO 2.- Radares

2.1.- Introducción

La palabra radar corresponde a las iniciales de "radio detection and ranging", y fue utilizado por las fuerzas aliadas durante la II Guerra Mundial para designar diversos equipos de detección y para fijar posiciones. No sólo indicaban la presencia y distancia de un objeto remoto, denominado objetivo, sino que fijaban su posición en el espacio, su tamaño y su forma, así como su velocidad y la dirección de desplazamiento.

Aunque en sus orígenes fue un instrumento bélico, hoy se utiliza ampliamente para fines pacíficos, como la navegación, el control del tráfico aéreo, control policial de la velocidad en el tráfico rodado, la detección de fenómenos meteorológicos y el seguimiento de aeronaves, etc. En los orígenes del radar no puede hablarse de una fecha precisa, se sitúan a mediados de la década de los 30's. Aunque existen algunos precursores anteriores. El propio Hertz en sus experimentos (1888) ya constató la perturbación que objetos de diversa naturaleza causaban en las ondas de radio. En 1904, el alemán C. Hülsmyer patentó un sistema destinado a la detección radioeléctrica de barcos. No obstante, en aquella época el interés político e industrial en estos sistemas es escaso y no se va más allá de algunas experiencias aisladas [J. M. Sánchez, 2007].

La tensión internacional existente en los albores de la segunda guerra mundial, hizo que las administraciones de todos los países con tecnología propia en radio impulsaran el desarrollo de los primeros radares. Estos sistemas radiaban señales de onda continua o pulsadas en HF, VHF, UHF siendo capaces algunos de ellos de detectar y situar aviones a distancias del orden del centenar de kilómetros.

A principios de los 40's, dos investigadores ingleses de la Universidad de Birmingham inventan el magnetrón de cavidad, capaz de generar potencias de kilovatios a frecuencias de microondas [J. L. Eaves, 1987]. La posibilidad de lograr directividades elevadas con antenas pequeñas impulsó fuertemente el desarrollo tecnológico en esta banda hasta el punto de que gran parte de los dispositivos pasivos de potencia de microondas tal como los conocemos en nuestros días se desarrollaron en esta década. El entonces código secreto de denominación de las bandas de microondas: L (1-2 GHz), S (2-4 GHz), C (4-8 GHz), X (8-12.5 GHz), etc. se ha consolidado como el estándar actual.

En los años 50's se profundizó en las bases teóricas del radar, consiguiéndose determinar los límites alcanzables en la detectabilidad, determinación de posición, velocidad, etc. En esta década empiezan a consolidarse algunas aplicaciones civiles del radar como ayuda a la navegación aérea y marítima, radares meteorológicos proporcionando información en tiempo real sobre precipitaciones, vientos, etc. y los radares de apertura sintética (SAR) ideados para formar imágenes de alta resolución de la superficie terrestre [J. L. Eaves, 1987].

A partir de los años 60's hasta la actualidad, el radar ha impulsado y se ha beneficiado del gran progreso tecnológico en materia de estado sólido, circuitos y procesadores digitales, amplificadores de potencia y bajo ruido, agrupaciones de antenas de fase controlada, etc. Estos avances han permitido construir sistemas altamente complejos como los radares tridimensionales capaces de situar y seguir centenares de blancos en distancia, ángulo de azimut y elevación, o los radares transhorizonte que al trabajar en HF poseen alcances del orden de 2000 km. También se han desarrollado nuevos sistemas concebidos para el sondeo geológico subterráneo o radares laser (lidares) para la medida de aerosoles y contaminantes en la atmósfera [N. Levanon, 1988].

2.2.- Radar: Principio de funcionamiento

El sistema RADAR cuyas siglas vienen de “**R**adio **D**etection **A**nd **R**anging”, y que se define como "Sistema de Radio-determinación basado en la comparación entre señales de ondas electromagnéticas reflejadas o retransmitidas desde la posición a determinar", por lo tanto, el principio de funcionamiento de un Radar es la transmisión de una determinada señal de Radiofrecuencia que incide en un objeto llamado "blanco", el cual refleja la señal en varias direcciones, una porción de esta señal "eco" es captada por un receptor, que puede ser la misma antena de transmisión, que se encarga de filtrar la señal de un cierto ruido "clutter", amplificarla y procesarla para obtener información del "blanco" [Sergey A., 2001]. Al medir el tiempo entre la señal transmitida y la recibida así como por la posición de la antena, en elevación y azimut, se puede determinar la posición exacta del "blanco". El nivel de señal recibida proporciona la intensidad de reflectividad y por tanto el tipo del "blanco". El uso de ondas electromagnéticas permite detectar objetos más allá del rango de otro tipo de emisiones (luz visible, sonido, etc.). En la Figura 1 se muestra el principio físico del sistema radar.

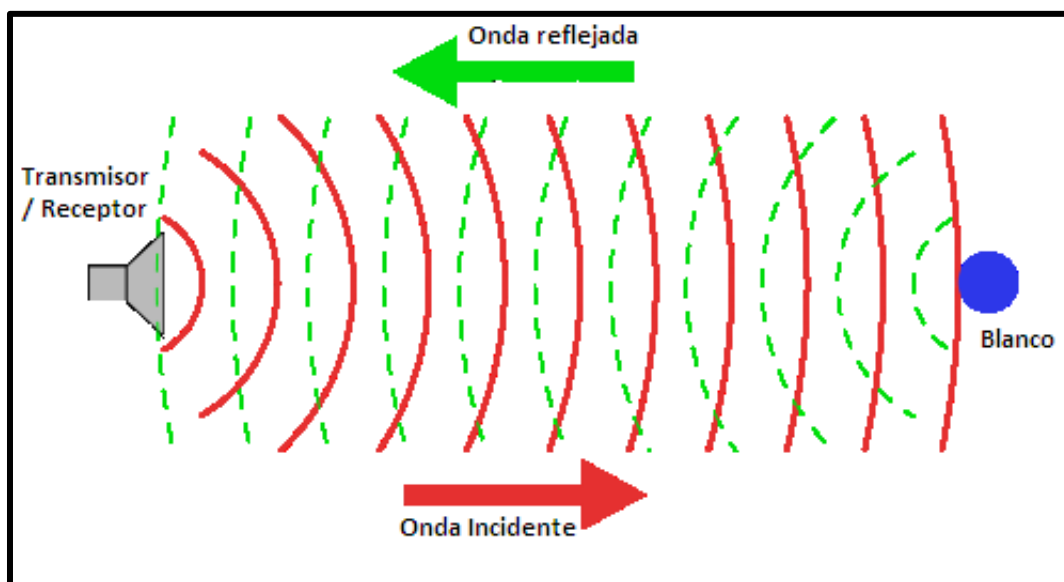


Figura 1. Principio físico de un sistema de radar.

Las ondas electromagnéticas se dispersan cuando hay cambios significativos en las constantes dieléctricas o diamagnéticas. Esto significa que un objeto sólido en el aire o en el vacío (es decir, un cambio en la densidad atómica entre el objeto y su entorno) producirá dispersión de las ondas de radio, como las del radar.

Los sistemas de radar deben hacer frente a la presencia de diferentes tipos de señales indeseadas y conseguir centrarse en el blanco que realmente interesa. Dichas señales espurias pueden tener su origen en fuentes tanto internas como externas y pueden ser de naturaleza pasiva o activa. La capacidad del sistema radar de sobreponerse a la presencia de estas señales define su relación señal/ruido (SNR). Cuanto mayor sea la SNR del sistema, tanto mejor podrá aislar los objetivos reales de las señales de ruido del entorno.

El término “*clutter*” hace referencia a todos aquellos ecos (señales de RF) recibidos por el radar que son, por definición, no deseados. Pueden estar causados por objetos del entorno, el mar, precipitaciones (lluvia, nieve o granizo), tormentas de arena, animales (especialmente pájaros), turbulencias atmosféricas y otros efectos atmosféricos. Se puede dar la circunstancia de que una determinada fuente de clutter sea indeseable para una aplicación radar (ej: nubarrones en un radar de defensa aérea) pero positiva para otra (meteorológica). El clutter es considerado una fuente pasiva de interferencias, ya que sólo aparece como respuesta a los pulsos enviados por el radar [N. Levanon, 1988].

La transmisión de las ondas electromagnéticas por un medio es directamente proporcional a la longitud de onda, de esta forma cuanto menor es la frecuencia del radar mayor será su penetración. Esta facilidad permite la obtención de imágenes donde los sistemas que operan en la región del visible y del infrarrojo se muestran ineficientes.

Tiempo de tránsito: Una forma de medir la distancia entre el radar y un objeto es transmitir un pequeño pulso electromagnético y medir el tiempo que tarda el eco en volver. La distancia será la mitad del tiempo de tránsito multiplicado por la velocidad del pulso (300.000 km/s) [Byron E., 1993]:

$$r = \frac{ct}{2}, \quad (1)$$

dónde:

r = distancia estimada (m).

c = velocidad de la luz (m/s).

t = tiempo de tránsito (s).

La potencia reflejada a la antena de recepción está dada por la ecuación radar:

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

dónde:

P_t = Potencia transmitida (dBm).

G_t = Ganancia de la antena de transmisión (dB).

A_r = Apertura efectiva (área) de la antena de recepción (m).

σ = Sección transversal del radar, o coeficiente de decaimiento del objetivo (m²).

F = Factor de propagación del patrón.

R_t = Distancia del transmisor al objetivo (m).

R_r = Distancia del objetivo al receptor (m).

En el caso común donde el transmisor y el receptor están en el mismo lugar, $R_t = R_r$ y el término $R_t^2 R_r^2$ puede ser reemplazado por R^4 , donde R es la distancia y $F = 1$ para el vacío sin interferencia. Esto resulta en:

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi^2) R^4}, \quad (3)$$

2.3.- Arquitectura básica de un sistema de radar

La arquitectura básica de un sistema de radar se muestra en la Figura 2. El radar se compone por un oscilador local que genera la señal electromagnética, la cual es dirigida a un mezclador, en este dispositivo dicha señal se mezcla con una frecuencia intermedia (F.I.), obteniendo se a la salida del mezclador una señal de radio frecuencia (R.F.), la cual pasa por un filtro pasa banda para eliminar frecuencias indeseables llamadas armónicas, posteriormente esta señal es elevada en nivel por un amplificador de potencia, una vez en este punto la señal es conducida a un orto-acoplador el cual permite usar la antena para transmitir o recibir. Este elemento envía la señal a la antena para ser transmitida, ya en el aire, si la señal de transmisión Tx incide en un "objetivo o blanco", este objetivo refleja la señal en varias direcciones, una porción de esta señal "eco" Rx es captada por la antena, esta dirige la señal al orto-acoplador, él se encarga de conducir la señal al amplificador de bajo ruido que se encarga de elevar la señal, para que después pase a otro mezclador en donde se hace el proceso inverso restando la señal del oscilador local y obteniendo a la salida la señal de la frecuencia intermedia F.I. la cual es filtrada en un filtro pasa banda y procesada para obtener información del "blanco"

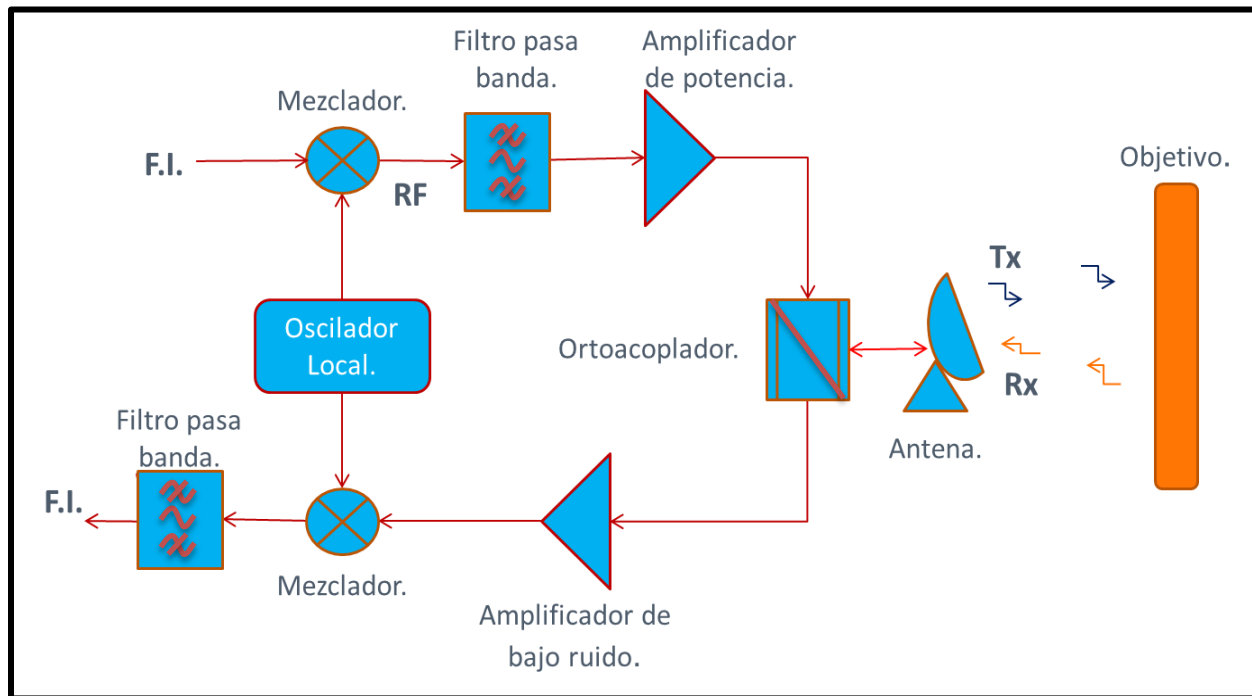


Figura 2. Arquitectura básica del sistema de radar.

2.4.- Tipos de radar

Se puede hacer una clasificación general de los radares en función de una serie de aspectos básicos como se menciona enseguida:

a).- Según el número de antenas

- Mono-estático: una sola antena transmite y recibe.
- Bi-estático: una antena transmite y otra recibe, en un mismo o diferente emplazamiento.
- Multi-estático: combina la información recibida por varias antenas.

b).- Según el blanco

- Radar primario: funciona con independencia del blanco, dependiendo solamente de la RCS ("Radar Cross Section") del mismo. El RCS indica cuanto refleja el objeto las ondas de radio.
- Radar secundario: el radar interroga al blanco, que responde, normalmente con una serie de datos (altura del avión, etc). En el caso de vehículos militares, se incluye el identificador amigo-enemigo.

c).- Según la forma de onda

- Radar de onda continua: transmite ininterrumpidamente. El radar de la policía suele ser de onda continua y detecta velocidades gracias al efecto Doppler.
- Radar de onda continúa con modulación: se le añade a la señal modulación de fase o frecuencia con objeto de determinar cuándo se transmitió la señal correspondiente a un eco (permite estimar distancias).
- Radar de onda pulsada: es el funcionamiento habitual. Se transmite periódicamente un pulso (modulado o no) y para poder determinar la distancia se mide el tiempo que la señal tarda en alcanzar el objetivo y volver al receptor.

d).-Según su finalidad

- Radar de seguimiento: es capaz de seguir el movimiento de un blanco. Por ejemplo el radar de guía de misiles.
- Radar de búsqueda: explora todo el espacio, o un sector de él, mostrando todos los blancos que aparecen. Existen radares con capacidad de funcionar en ambos modos.

e).- **Según su frecuencia de trabajo:** como se muestra en la Tabla 1

Tabla 1. Clasificación de un sistema radar según su frecuencia de trabajo.

Nombre de la banda.	Frecuencias.	Longitudes de onda.	Observaciones.
HF	3-30 MHz	10-100 m	Radares de vigilancia costera, vigilancia OTH (over-the-horizon).
P	< 300 MHz	1 m+	'P' de "previo", aplicado de forma retrospectiva a los sistemas radar primitivos.
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Vigilancia a distancias muy elevadas, penetración en el terreno.
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Vigilancia a distancias muy elevadas (ej: detección de misiles), penetración en el terreno y a través de la vegetación.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Distancias elevadas, control de tráfico en ruta.
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Vigilancia a distancias intermedias. Control de tráfico en terminales. Condiciones meteorológicas a largas distancias.
C	4-8 GHz	3.75-7.5 cm	Seguimiento a distancias elevadas. Meteorología.
X	8-12 GHz	2.5-3.75 cm	Guía de misiles, meteorología, cartografía de resolución media, radares de superficie aeroportuarios. Seguimiento a distancias cortas.
K _u	12-18 GHz	1.67-2.5 cm	Cartografía de alta resolución. Altímetros para satélites.
K	18-27 GHz	1.11-1.67 cm	Absorción del vapor de agua. Se usa para meteorología, para detectar nubes.
K _a	27-40 GHz	0.75-1.11 cm	Cartografía de muy alta resolución vigilancia de aeropuertos. Usado para accionar cámaras para fotografiar matrículas de coches infractores.
mm	40-300 GHz	7.5 mm - 1 mm	Es la banda de frecuencias más alta en la gama de las radiofrecuencias.

La banda milimétrica, se subdivide como se muestra en la Tabla 2. Nota: la denominación de las bandas no está unánimemente aceptada.

Tabla 2. Subdivisión de la banda milimétrica.

Bandas milimétricas	Frecuencias.	Longitudes de onda.	Observaciones.
Q	40-60 GHz	7.5 mm - 5 mm	Comunicaciones militares.
V	50-75 GHz	6.0-4 mm	Investigación científica (fenómeno de la Absorción atmosférica).
E	60-90 GHz	6.0-3.33 mm	Comunicaciones punto a punto de alta capacidad.
W	75-110 GHz	2.7 - 4.0 mm	Se usa como sensor para vehículos autónomos experimentales, meteorología de alta resolución y tratamiento de imágenes.

f).- Según su ámbito de aplicación

- Militar: radares de detección terrestre, radares de misiles auto-directivos, radares de artillería, radares de satélites para la observación de la Tierra.
- Aeronáutico: control del tráfico aéreo, guía de aproximación al aeropuerto, radares de navegación.
- Marítimo: radar de navegación, radar anti-colisión.
- Meteorológico: detección de precipitaciones (lluvia, nieve, granizo, etcétera).
- Circulación y seguridad en ruta: control de velocidad de automóviles, radares de asistencia de frenado de urgencia (ACC, *Adaptive Cruise Control*).
- Científico: en satélites para la observación de la Tierra, para ver el nivel de los océanos, encontrar restos arqueológicos, etc.

g).- Otras tecnologías

- Radar tridimensional: es capaz de determinar la altura del blanco, además de su posición sobre el plano.
- Radar de imágenes laterales o radar de apertura sintética (SAR): permite la obtención de imágenes del terreno, similares a fotografías. Funcionan combinando mediante complicados algoritmos matemáticos diferentes series de observaciones de un radar con una antena pequeña, creando artificialmente la sensación de que se trata de una sola muestra hecha por una antena muy grande.
- Radares que operan utilizando la tecnología Ultra Wide-band: pueden detectar humano a través de paredes. Esto se hace posible gracias a que las características reflectivas de los humanos son generalmente mayores que las de los materiales utilizados en la construcción. Sin embargo, como los humanos reflejan mucho menos que el metal, estos sistemas requieren tecnología sofisticada para aislar a los objetivos humanos y luego construir una imagen detallada [G. Kouemou, 2010].

2.5.- Oscilador

El oscilador es un dispositivo capaz de crear perturbaciones o cambios periódicos o cuasi periódicos en un medio, ya sea un medio material (sonido) o un campo electromagnético (ondas de radio, microondas, infrarrojo, luz visible, rayos X, rayos gamma, rayos cósmicos). En electrónica un oscilador es un circuito que es capaz de convertir la corriente continua en una corriente que varía de forma periódica en el tiempo (corriente periódica); estas oscilaciones pueden ser senoidales, cuadradas, triangulares, etc., dependiendo de la forma que tenga la onda producida.

Son capaces de producir ondas electromagnéticas con una determinada frecuencia (oscilador RF). Existe una gran variedad de tipos de osciladores que, por lo general, se conocen por el nombre de su creador. Un oscilador de RF es un dispositivo electrónico que genera una tensión oscilante a frecuencias típicas de radiofrecuencia [R. J. Sullivan, 2000].

Los criterios de oscilación son:

- Un circuito oscilará cuando exista una trayectoria de realimentación que proporcione al menos una ganancia de bucle unitaria con desplazamiento de fase nulo.
- Un oscilador es un amplificador inestable en donde el factor de Stern K es menor que uno.
- Un oscilador es un amplificador que aunque la entrada sea nula, la salida no será nula. Matemáticamente esto equivale a que el determinante de las ecuaciones de las corrientes de malla o voltajes de nodo, se hace cero. A este criterio se lo conoce como criterio de “ganancia infinita”.
- Si cualquier circuito potencialmente oscilador se separa artificialmente en una porción activa y una carga, la impedancia de salida de la parte activa tendrá una parte real negativa cuando se satisfagan las condiciones para la oscilación.

*Esta es una condición necesaria pero no suficiente. Una onda de corriente puede circular indefinidamente por un lazo de impedancia cero; lo mismo se puede decir sobre una tensión sinusoidal, que puede persistir indefinidamente en un nodo de admitancia nula.

En este trabajo se tratará con un oscilador de RF. Las características que un oscilador RF debe cumplir son las siguientes:

- Que arranque automáticamente al conectarlo.
- Que sea estable en frecuencia ante fenómenos como vibraciones, cambios de temperatura, cambios en la tensión de alimentación, etc.
- Que cuando sea de frecuencia variable, varíe su frecuencia de manera repetitiva.
- Que cuando sea de frecuencia variable, llegue rápidamente a la nueva frecuencia.
- Que cuando se le conecte otro componente electrónico a la salida, la carga no genere un cambio en la frecuencia.
- Que tenga poca distorsión.
- Que tenga bajo ruido de fase.

En la Figura 3 se muestra la fotografía del oscilador de microondas de la marca Frequency-West, el cual es propiedad del CICESE, con frecuencia de oscilación de 12.85 a 13.35 GHz, voltaje de 20VCD y 16dBm de potencia.



Figura 3. Oscilador de Microondas marca Frequency-West.

2.6.- Tipos de Osciladores RF

Los osciladores de radiofrecuencia pueden ser de varios tipos. Los más comunes son:

- Osciladores Pierce, de cuarzo o cerámicos.
- Osciladores LC : Hartley, Colpitts , Vackar, Seiler, Clapp.
- Osciladores por frecuencia sintetizada.

Cada uno tiene sus ventajas y desventajas. Los osciladores Pierce de cuarzo utilizan un cristal de cuarzo, el cual una vez en resonancia confiere al circuito una gran estabilidad en frecuencia, pero exactamente por ese motivo es difícil obtener osciladores de frecuencia variable: las variaciones de frecuencia son limitadas.

Cuando el oscilador Pierce usa un componente cerámico en vez de un cristal de cuarzo, entonces las variaciones de frecuencia son algo más importantes, pero eso se logra a costa de la estabilidad en frecuencia. También son más sensibles a la temperatura.

Los osciladores LC son más sencillos, y variando la capacitancia o la inductancia de algunos componentes es posible obtener osciladores variables. Sin embargo, la construcción mecánica es delicada, y más allá de los 15 MHz son bastante inestables: la frecuencia "deriva". Algunos, como el Hartley, tienen un contenido de armónicos muy rico, lo que obliga a filtrar cuidadosamente la señal para eliminar esos armónicos.

El Colpitts es ampliamente utilizado en generadores de frecuencia. El Vackar es muy estable pero requiere en su versión original algunos componentes muy caros o difíciles de obtener. El Seiler y el Clapp son mejoras del Colpitts.

Los osciladores por frecuencia sintetizada son producidos con circuitos integrados especiales. Sin embargo, esos circuitos integrados son caros y difíciles de soldar, lo que limita su uso en los proyectos del radioaficionado menos equipado. Además, codificar una frecuencia suele requerir un microprocesador para controlarlo, lo cual complica el diseño. Finalmente, estos sintetizadores de frecuencia suelen introducir un molesto ruido de fase [Thomasi, 2003].

El oscilador de RF utilizado en esta tesis es un Oscilador LC: Colpitts el cual con parámetros adecuados presenta características caóticas.

CAPÍTULO 3.- Oscilador caótico

3.1.-Introducción

El caos habitualmente se refiere a lo impredecible, aunque la palabra misma, invita a pensar en desorden, desde el punto de vista científico, caos se refiere a un comportamiento dinámico complejo, que puede modelarse por ecuaciones no lineales, caos es la complejidad de la supuesta casualidad en la relación de eventos sin que se observe un comportamiento que relacione la causa con el efecto. Por lo tanto se entiende que cualquier evento insignificante en el universo tiene el poder potencial de desencadenar una ola de eventos que alteren el sistema completo.

Hay que conocer un concepto muy importante, el **determinismo**. El cual es la creencia filosófica que cada evento o acción es el resultado inevitable de eventos o acciones precedentes. Un ejemplo son las leyes de Newton, las cuales son completamente determinísticas. Claro está, estas leyes se expresan en términos numéricos no solo en palabras, es decir por ecuaciones matemáticas. Para saber el comportamiento de un objeto gobernado por dichas leyes se requiere tomar referencias, es decir medidas tomadas en un tiempo inicial, a las cuales se les llama condiciones iniciales [Belmonte I., 2006].

En 1900, Henri Poincaré que trabajaba con las ecuaciones que describían el movimiento de los planetas alrededor del sol, se percató que no todos los sistemas físicos obedecían la idea que si aumentaba la precisión en las condiciones iniciales, se disminuiría la incertidumbre en las predicciones. Mostró que una mínima imprecisión en las condiciones iniciales cambiaría enormemente el resultado al transcurrir el tiempo. El análisis matemático de Poincaré fue una

prueba de que para esos sistemas complejos, la única manera de obtener predicciones con un grado de precisión, supondrá especificar las condiciones iniciales con precisión absoluta. La extrema sensibilidad a las condiciones iniciales presente en los sistemas estudiados por Poincaré se ha llamado inestabilidad dinámica o simplemente caos [Rodríguez E. 2009].

Los sistemas dinámicos y la teoría del caos son ramas de las matemáticas, desarrolladas en la segunda mitad del siglo XX, que estudian lo complicado, lo impredecible, lo que no es lineal. La idea de la que parte la teoría del caos es simple:

“En determinados sistemas naturales, pequeños cambios en las condiciones iniciales conducen a enormes discrepancias en los resultados”.

A este principio se le llama ***“efecto mariposa”*** debido a que, en meteorología, la naturaleza no lineal de la atmósfera ha hecho afirmar que es posible que el aleteo de una mariposa en determinado lugar y momento, pueda desencadenar un terrible huracán varios meses más tarde al otro lado del mundo [E. N. Lorenz, 1995].

La teoría del caos no tiene un padre fundador sino muchos. Entre ellos se encuentran *Edward Lorenz (meteorólogo)*, *Benoit Mandelbrot (ingeniero en comunicaciones)*, *Mitchell Feigenbaum (matemático)*, *Libchaber (físico)*, *Arthur Winfree (biólogo)*, *Mandell (psiquiatra)*, entre muchos otros.

Esta teoría surge cuando en 1963 Lorenz da a conocer un modelo climático que por su comportamiento, atrajo la atención de muchos físicos, aunque este modelo era basado en

trabajos anteriores como los de Lyapunov, Poincare y Julia. Con el tiempo y estudio de este sistema y de otros semejantes se llegó a la conclusión de que hay sistemas no lineales determinísticos que tienen un comportamiento aparentemente estocástico [Acosta R, 2009]. La teoría del caos junto con la teoría de la relatividad y la teoría cuántica son las teorías más grandes del siglo XX.

3.2.- Sistemas caóticos.

El caos es un comportamiento impredecible que surge en un sistema determinista debido a la gran sensibilidad que presenta a las condiciones iniciales. El caos surge en un sistema dinámico si dos puntos arbitrarios iniciales y cercanos divergen exponencialmente tal que su comportamiento futuro es eventualmente impredecible. Los sistemas dinámicos, son sistemas que varían con el paso del tiempo.

En la teoría del caos los sistemas dinámicos son estudiados a partir de su espacio de estados, es decir, la representación de coordenadas de sus variables independientes. El atractor es uno de los conceptos fundamentales del caos, que se utiliza para representar la evolución en un sistema dinámico.

El concepto de atractor va ligado al de los *sistemas dinámicos*. Para caracterizar un sistema dinámico, contamos con variables dinámicas (Ej. Posición y velocidad), y variables estáticas, estas son los parámetros o constantes [Posadas C., 2008].

Un *espacio de estados* es una representación gráfica cartesiana, donde cada eje es una variable dinámica. Cada punto es una instantánea del estado, y la línea descrita por esa sucesión de puntos se denomina trayectoria.

Dicha trayectoria es arrastrada hacia una región del espacio de estados llamada atractor, que es la manifestación de los parámetros fijos y de las ecuaciones que determinan los valores de las variables dinámicas.

Los sistemas dinámicos pueden comportarse de diferentes formas, y su función tiende a estabilizarse en uno o más valores. Este conjunto de valores para los cuales la función $f(x)$ se estabiliza cuando el número de iteraciones tiende a infinito (∞), se denomina **Atractor**. Por lo tanto el atractor aparece al representar la evolución del sistema dinámico en el denominado **espacio de fases** [Posadas C., 2008].

Tanto los puntos fijos como los ciclos límite son atractores, pero la dinámica caótica se caracteriza por un tercer tipo de atractor, que F. Takens y D. Ruelle en 1971 bautizaron con el sugerente nombre de **atractor extraño**. Un atractor extraño es una imagen en el espacio de fases de algún sistema caótico concreto, los cuales suelen tener formas geométricas caprichosas. Esto ya que las trayectorias convergen y al mismo tiempo divergen.

Un ejemplo es el atractor de Lorenz mostrado en la Figura 4, este fue el primer atractor extraño que el hombre generó. Lorenz descubrió que su sistema contenía una dinámica extremadamente errática, las soluciones oscilaban irregularmente sin repetirse, pero en una región acotada del espacio de fases. Vio que las trayectorias rondaban siempre alrededor de lo que ahora definimos como atractor extraño.

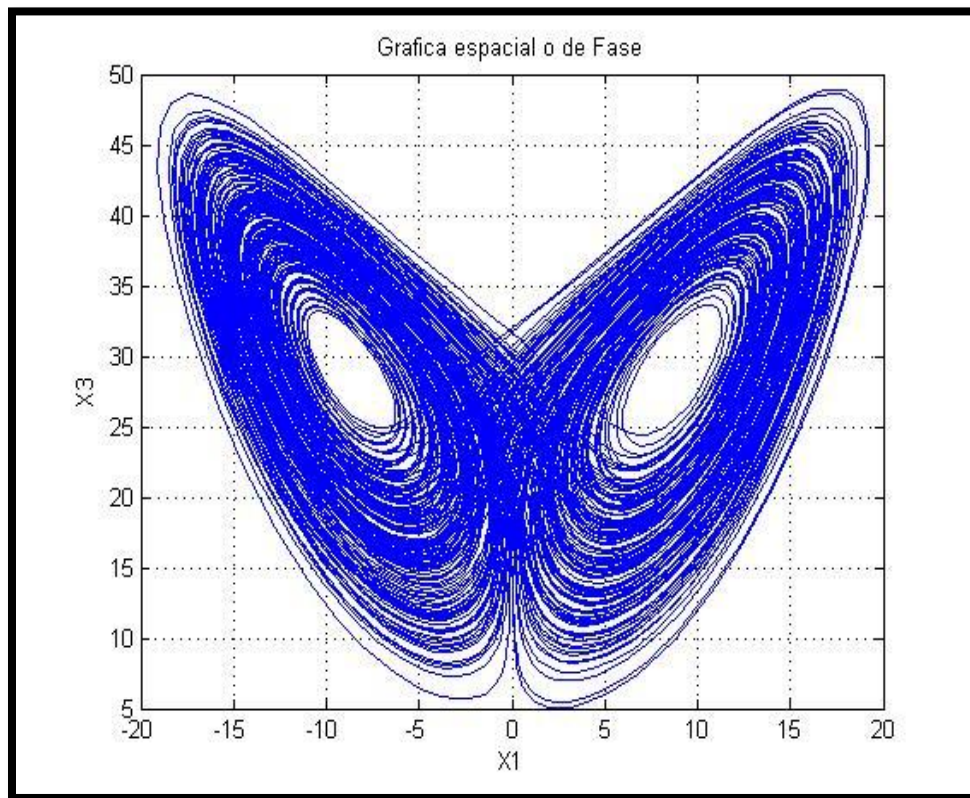


Figura 4. Atractor de Lorenz.

La teoría del caos trata ciertos comportamientos impredecibles en los sistemas dinámicos, estos sistemas se pueden clasificar en: *Estables*, *Inestables* y *Caóticos*. Un sistema estable tiende a lo largo del tiempo a un punto fijo o una órbita (como atractores), según su dimensión. Un sistema inestable se escapa de los atractores y un sistema caótico manifiesta los dos comportamientos.

Por un lado existe un atractor por el cual el sistema es atraído, pero a la vez hay fuerzas que lo alejan de este. Por este caso el sistema permanece confinado en una zona de espacio de estados pero sin tender a un atractor fijo [Acosta R, 2009].

Una de las mayores características de un sistema inestable es que tiene gran dependencia a las condiciones iniciales. En un sistema en el que se conocen sus ecuaciones características, y con condiciones iniciales fijas. Se puede conocer exactamente su evolución en el tiempo. Pero en el caso de los sistemas caóticos, una mínima diferencia en esas condiciones hace que el sistema evolucione de manera totalmente distinta.

La sensibilidad a las condiciones iniciales está relacionada con el exponente de Lyapunov. El exponente de Lyapunov es una cantidad que caracteriza el radio de separación de trayectorias infinitesimalmente cercanas. Se dice que el sistema es caótico si tiene al menos un exponente positivo de Lyapunov.

El caos es un fenómeno exclusivo de los sistemas dinámicos no lineales ya que un sistema lineal, no puede presentar este comportamiento. En el dominio de la frecuencia una señal caótica presenta un espectro continuo, muy parecido al ruido estocástico pero con pico en las frecuencias dominantes. Posee características muy particulares como ser extremadamente sensible a condiciones iniciales, es determinista (comportamiento aperiódico que se puede reconstruir conociendo las condiciones iniciales), generar atractores “extraños”, tener al menos un exponente de Lyapunov positivo, tener un comportamiento aparentemente estocástico, entre otras [Aguilar A, 2005].

En general se puede definir a un sistema caótico como un sistema determinístico, regido por ecuaciones diferenciales ordinarias o en diferencias no lineales, que presenta un comportamiento dinámico aparentemente aleatorio y sensible a condiciones iniciales.

3.3.- Circuito Colpitts (oscilador)

Actualmente hay muchos sistemas no lineales que generan caos. Hablando estrictamente de un circuito eléctrico, este debe contener:

- a) Al menos un elemento no lineal.
- b) Mínimo un resistor localmente activo.
- c) Al menos 3 elementos almacenadores de energía.

El oscilador Colpitts es un circuito electrónico basado en un oscilador LC, este circuito fue diseñado por Edwin H. Colpitts. Es un oscilador de alta frecuencia que debe de obtener a su salida una señal de frecuencia sin que exista una entrada. La estabilidad en frecuencia que posee hace que sea uno de los osciladores más utilizados.

Edwin Henry Colpitts (19 enero 1872 hasta 6 marzo 1949) Nacido en 1872 en New Brunswick, Canadá. Fue un pionero de la comunicación más conocido por la invención del oscilador que lleva su nombre (Colpitts) [E. Brittain, 1997]. Como jefe de investigación de la rama de la Western Electric, él y los científicos bajo su dirección lograron avances significativos en el desarrollo de osciladores y tubos de vacío, en 1915, su equipo demostró con éxito el primer teléfono de radio transatlántico. En este mismo año él propuso un circuito oscilador con acoplamiento capacitivo como alternativa para el oscilador de acoplamiento inductivo inventado por su colega Ralph Harley. El oscilador Colpitts fue reportado por primera vez en 1919 [E. B Craft, 1919]. Edwin H. Colpitts patentó su topología del oscilador bajo el nombre

“Generador de oscilación” en 1920 [E. H. Colpitts, 1920]. En la Figura 5 se muestra el esquema del oscilador escaneado de la patente.

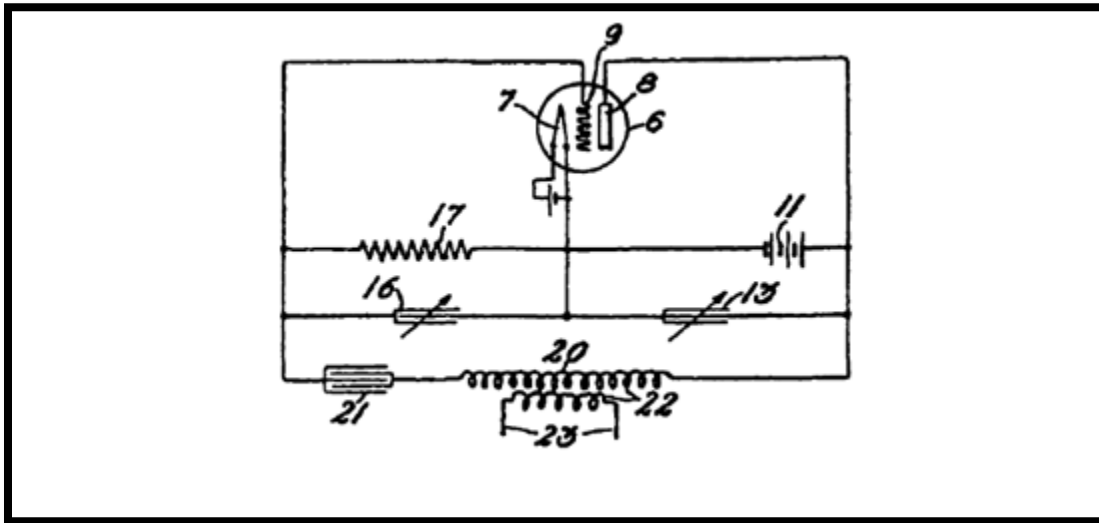


Figura 5. Oscilador Colpitts patente canadiense.

Mientras que físicamente el oscilador Colpitts, es muy simple, es bastante complejo analíticamente, este oscilador es parte de una gran familia de osciladores, llamada osciladores LC, con los cuales comparten el mismo modelo matemático, pero difieren en la realización física. La topología del oscilador Colpitts se distingue de los otros tipos principalmente por:

- El tipo de elementos reactivos utilizados en el camino retroalimentación.
- La manera como la DC se suministra al oscilador.
- El método de la entrega de potencia de RF a la carga.

La configuración del oscilador Colpitts consta de: un transistor Bipolar de Unión NPN como elemento de ganancia y una red de resonancia que consiste en un inductor y un par de

condensadores. Así como dos fuentes de voltaje y dos resistencias, dicha configuración se presenta en la Figura 6.

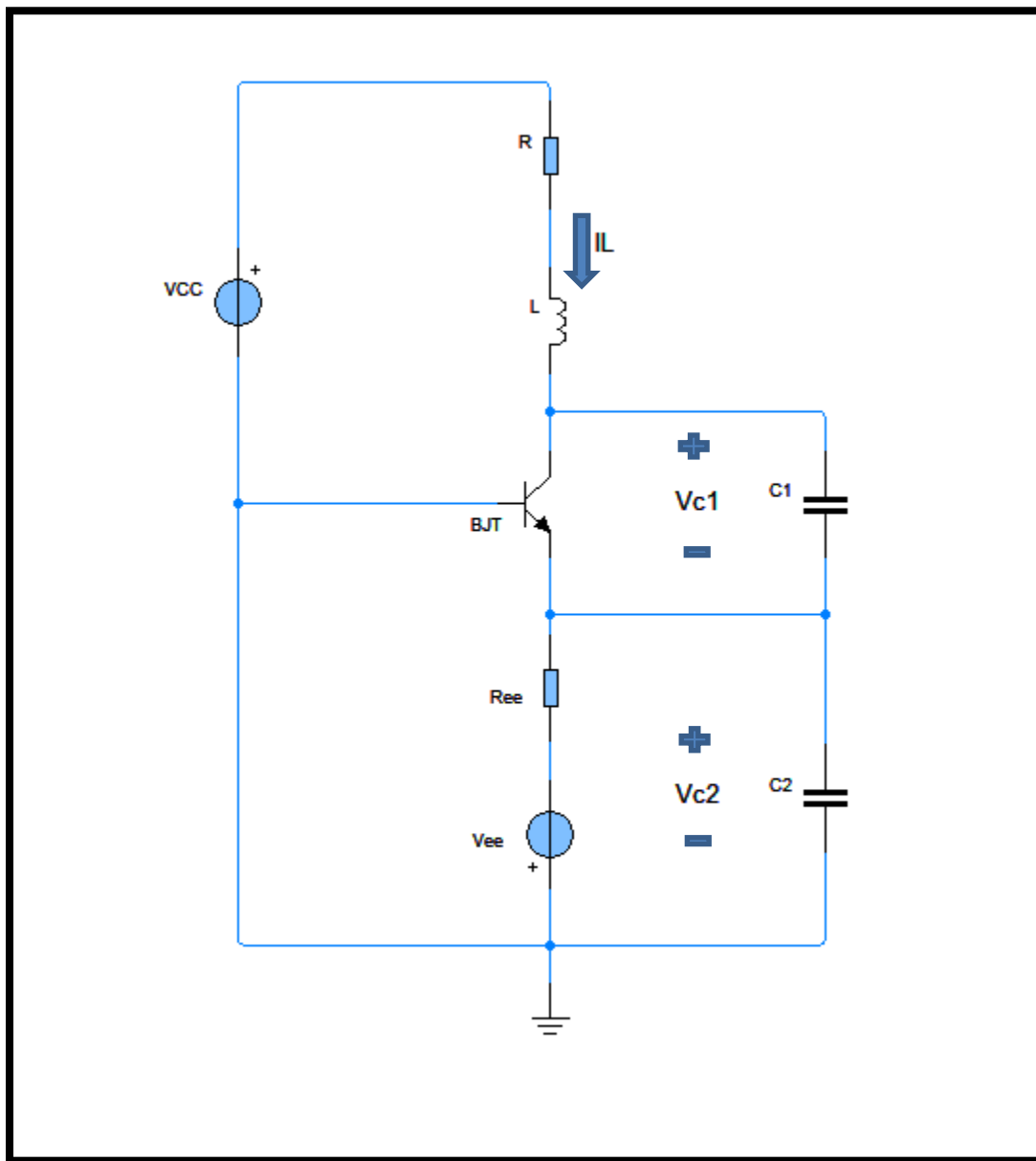


Figura 6. Configuración del oscilador de Colpitts.

Dentro de la configuración del oscilador Colpitts, el transistor BJT es un elemento que no es específicamente requerido, de hecho cualquier elemento que produzca ganancia puede ser utilizado, sin embargo para el propósito de este trabajo se usara el oscilador Colpitts con transistor Bipolar de Unión como elemento de ganancia.

La simplicidad de la topología física Colpitts reduce su costo. El rendimiento del oscilador Colpitts se considera generalmente que es la media; otros tipos de oscilador son más adecuados para aplicaciones específicas. Sin embargo, la topología de Colpitts proporciona un rendimiento promedio de la mayoría de las aplicaciones.

La frecuencia de operación se determina mediante el inductor y la combinación en serie de C_1 y C_2 . Como se muestra en la ecuación (4) [S. R. McLeUand, 1998],

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{eq}}}, \quad (4)$$

dónde:

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (5)$$

Aplicando al circuito las Leyes de Kirchhoff se obtienen las ecuaciones de estado para el Oscilador de Colpitts las cuales se muestran a continuación:

$$C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} = -f V_{C_2} + I_L, \quad (6)$$

$$C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} = I_L - \frac{V_{C_1} - V_{ee}}{R_e}, \quad (7)$$

$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_{C_1} - V_{C_2} - I_L R + V_{CC}, \quad (8)$$

dónde:

V_{C_1} : es el voltaje en el capacitor C_1 .

V_{C_2} : es el voltaje en el capacitor C_2 .

I_L : es la corriente en el inductor L

$f(V_{C_2})$ es el modelo del transistor BJT que está definido por:

$$f(V_{C_2}) = I_S \exp \left(\frac{V_{C_2}}{V_T} \right) - 1, \quad (9)$$

dónde I_S es la corriente inversa de saturación y $V_T \approx 26\text{mv}$ [Zhiguo S., 2005] [G. M. Maggio, 1999] [Z. G. Shi, 2004].

La frecuencia de operación puede variar desde unos pocos hercios hasta la región de RF y microondas (GHz), dependiendo de la tecnología. Las ecuaciones (6), (7), (8) y (9) del oscilador Colpitts se normalizan en [G. M. Maggio, 1999]. Introduciendo un conjunto de variables de estado sin dimensiones (x_1, x_2, x_3):

$$X_1 = \frac{g^*}{Q(1-k)} -n x_2 + x_3 , \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{g^*}{Qk} x_3 , \quad (11)$$

$$X_3 = \frac{-Qk(1-k)}{g^*} x_1 + x_2 - \frac{1}{Q} x_3 , \quad (12)$$

dónde:

$$n x_2 = \exp -x_2 - 1 , \quad (13)$$

$$k = \frac{C_2}{(C_1 + C_2)} , \quad (14)$$

Sólo la ecuación (10) contiene el término no lineal $n(x_2)$, que, a su vez, depende sólo de una de las variables de estado, x_2 . Además, hay que señalar que el comportamiento dinámico del sistema sólo depende de los dos parámetros siguientes:

- g^* la ganancia de bucle del oscilador;
- $Q = (f_0L / R)$, el factor de calidad del circuito tanque (sin carga),

Mientras que K tiene sólo un efecto de escala en las variables de estado.

El circuito de Colpitts es uno de los sistemas físicos para el cual la presencia de caos ha sido establecida experimentalmente, confirmada numéricamente y probada matemáticamente [G. M. Maggio, 1997], [Sobhy, 2000], [M. P. Kennedy, 1994], [Zhiguo S., 2005], [G. M. Maggio, 1999], [Z. G. Shi, 2004], [S. Qiao, 2007, A] y [G. Mykolaitis, 2004]. El circuito posee una no linealidad intrínseca dada por la característica exponencial del dispositivo activo.

Los parámetros de los componentes del circuito, es decir, la resistencia R , R_e , la inductancia L , la capacitancia C_1 , C_2 , el voltaje de la fuente V_{cc} y V_{ee} , son muy importantes porque determinan si la oscilación caótica se puede lograr así como la frecuencia fundamental de la oscilación. El transistor utilizado para la conformación del circuito Colpitts es un transistor Philips de banda ancha de tipo BJT BFG425W cuyo umbral de frecuencia es hasta 25 GHz.

3.4.- Transistor BJT

El transistor bipolar fue inventado en Diciembre de 1947 en la *Bell Telephone Company* por John Bardeen y Walter Brattain bajo la dirección de William Shockley [S. Bravo, 2006]. El transistor de unión bipolar (del inglés *Bipolar Junction Transistor*, o sus siglas *BJT*) es un dispositivo electrónico de estado sólido consistente en dos uniones PN muy cercanas entre sí, que permite controlar el paso de la corriente a través de sus terminales.

La denominación de bipolar se debe a que la conducción tiene lugar gracias al desplazamiento de portadores de dos polaridades (huecos positivos y electrones negativos), y son de gran utilidad en gran número de aplicaciones.

Un transistor de unión bipolar consiste en tres regiones semiconductoras dopadas: la región del emisor, la región de la base y la región del colector. Estas regiones son, respectivamente, tipo P, tipo N y tipo P en un PNP, y tipo N, tipo P, y tipo N en un transistor NPN. Cada región del semiconductor está conectada a un terminal, denominado:

- **Emisor (E)**, que se diferencia de las otras dos por estar fuertemente dopada, comportándose como un metal. Su nombre se debe a que esta terminal funciona como *emisor* de portadores de carga.
- **Base (B)**, la intermedia, muy estrecha, que separa el emisor del colector.
- **Colector (C)**, de extensión mucho mayor.

El transistor bipolar es el más común de los transistores, y como los diodos, puede ser de germanio o silicio, aunque la gran mayoría está compuesta de silicio. Existen dos tipos transistores: el **NPN** y el **PNP**, y la dirección del flujo de la corriente en cada caso, lo indica la flecha que se ve en el gráfico de cada tipo de transistor.

El transistor **NPN** es uno de los dos tipos de transistores bipolares, en los cuales las letras "N" y "P" se refieren a los portadores de carga mayoritarios dentro de las diferentes regiones del transistor. La mayoría de los transistores bipolares usados hoy en día son NPN, debido a que la movilidad del electrón es mayor que la movilidad de los "huecos" en los semiconductores, permitiendo mayores corrientes y velocidades de operación.

Los transistores NPN consisten en una capa de material semiconductor dopado P (la "base") entre dos capas de material dopado N. La flecha en el símbolo del transistor NPN está en la terminal del emisor y apunta en la dirección en la que la corriente convencional circula cuando el dispositivo está en funcionamiento activo, el símbolo del transistor BJT NPN se muestra en la Figura 7.

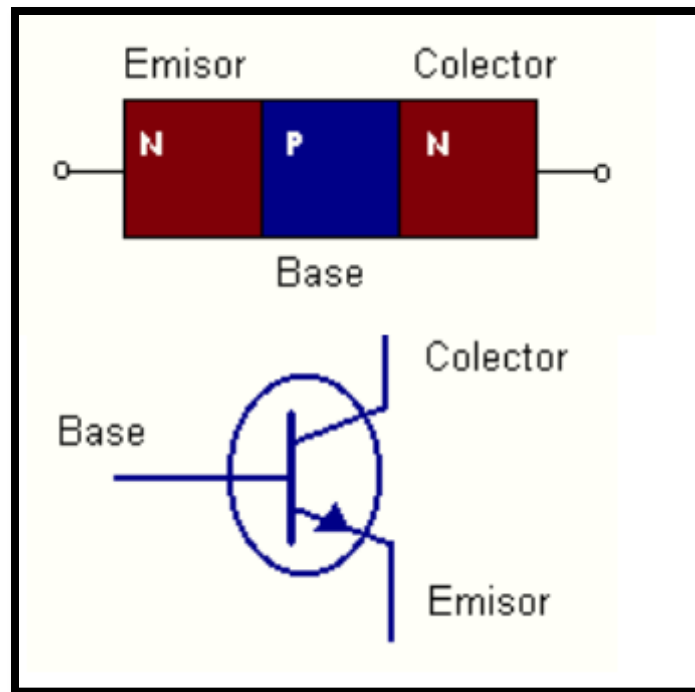


Figura 7. Simbología del Transistor BJT NPN.

El otro tipo de transistor de unión bipolar es el PNP con las letras "P" y "N" refiriéndose a las cargas mayoritarias dentro de las diferentes regiones del transistor. Pocos transistores usados hoy en día son PNP, debido a que el NPN brinda mucho mejor desempeño en la mayoría de las circunstancias.

Los transistores PNP consisten en una capa de material semiconductor dopado N entre dos capas de material dopado P. Los transistores PNP son comúnmente operados con el colector a masa y el emisor conectado al terminal positivo de la fuente de alimentación a través de una carga eléctrica externa. Una pequeña corriente circulando desde la base permite que una corriente mucho mayor circule desde el emisor hacia el colector.

La flecha en el transistor PNP está en el terminal del emisor y apunta en la dirección en la que la corriente convencional circula cuando el dispositivo está en funcionamiento activo, el símbolo del transistor BJT PNP se muestra en la Figura 8.

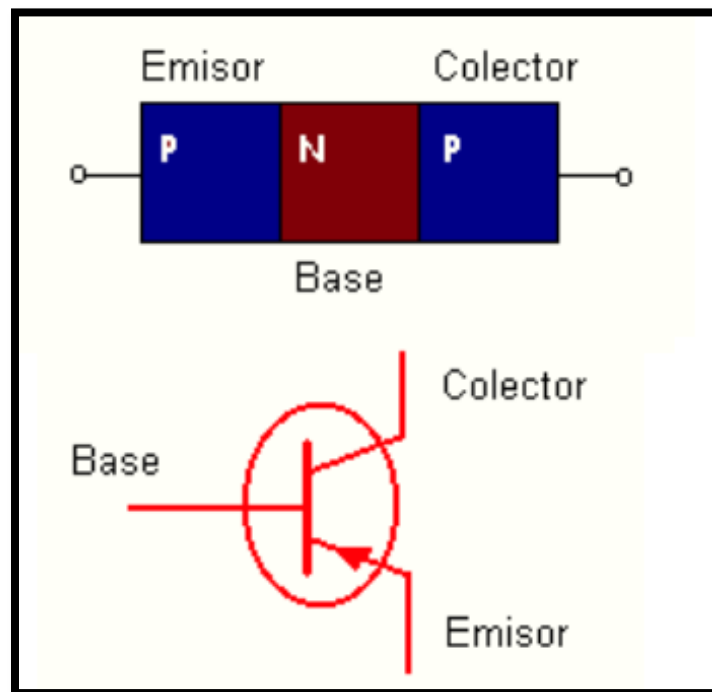


Figura 8. Simbología del Transistor BJT PNP.

Los transistores de unión bipolar tienen diferentes regiones operativas [R. L. Boylestad, 2003], definidas principalmente por la forma en que son polarizados, estas regiones se denominan como:

- **Región activa:** $I_e = (\beta + 1) \cdot I_b$; $I_c = \beta \cdot I_b$. Cuando un transistor no está ni en su región de saturación ni en la región de corte entonces está en una región intermedia, la región activa. En esta región la corriente de colector (I_c) depende principalmente de la corriente de base (I_b), de β (ganancia de corriente, es un dato del fabricante) y de las resistencias que se encuentren conectadas en el colector y emisor. Esta región es la más importante si lo que se desea es utilizar el transistor como un amplificador de señal.
- **Región inversa:** Al invertir las condiciones de polaridad del funcionamiento en modo activo, el transistor bipolar entra en funcionamiento en modo inverso. En este modo, las regiones del colector y emisor intercambian roles. Debido a que la mayoría de los BJT son diseñados para maximizar la ganancia de corriente en modo activo, el parámetro beta en modo inverso es drásticamente menor al presente en modo activo.
- **Región de corte:** Un transistor está en corte cuando: ($I_c = I_e = 0$), En este caso el voltaje entre el colector y el emisor del transistor es el voltaje de alimentación del circuito. (como no hay corriente circulando, no hay caída de voltaje). Este caso normalmente se presenta cuando la corriente de base = 0 ($I_b = 0$)

De forma simplificada, se puede decir que la unión C-E se comporta como un circuito abierto, ya que la corriente que lo atraviesa es cero.

- Región de saturación:** Un transistor está saturado cuando: ($I_c \approx I_e = I_{max}$), En este caso la magnitud de la corriente depende del voltaje de alimentación del circuito y de las resistencias conectadas en el colector o el emisor o en ambos. Se presenta cuando la diferencia de potencial entre el colector y el emisor desciende por debajo del valor umbral $V_{CE,sat}$. Cuando el transistor está en saturación, la relación lineal de amplificación $I_c = \beta \cdot I_b$ (y por ende, la relación $I_e = (\beta + 1) \cdot I_b$) no se cumple. De forma simplificada, se puede decir que la unión C-E se comporta como un cable, ya que la diferencia de potencial entre C y E es muy próxima a cero.

Las regiones de operación del transistor BJT antes mencionadas se muestran en la Figura 9.

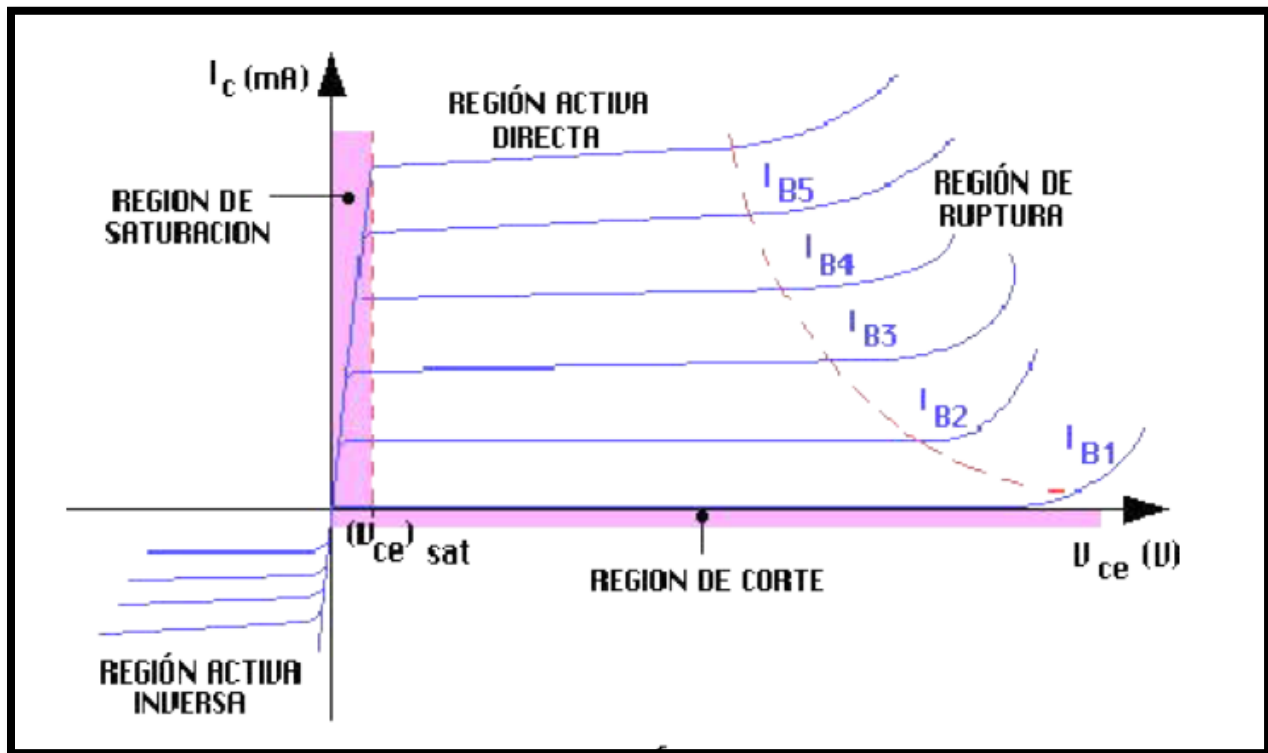


Figura 9. Regiones de operación de un transistor BJT.

Para la conformación del Oscilador caótico Colpitts de esta tesis se utiliza un transistor BFG425W de la marca Philips de banda ancha. Como se mencionó anteriormente.

3.5.- Transistor BJT BFG425W

El Transistor utilizado en esta tesis de Maestría es el BJT BFG425W NPN 25 GHz de banda ancha de la marca Philips. De la página de internet del fabricante se obtuvo la hoja de datos [Philips s., 1998]. La cual muestra.

Características:

- Muy alta ganancia.
- Baja figura de ruido.
- Alta frecuencia de transición.
- El Emisor es termo dirigido.
- Baja retroalimentación de capacitancia.

Aplicaciones:

- RF.
- Aplicaciones de banda ancha. Por ejemplo, teléfonos celulares analógicos y digitales, teléfonos inalámbricos.
- Detectores de radar.
- Buscapersonas.
- Sintonizadores de televisión por satélite.
- Osciladores de alta frecuencia.

Parámetros S:

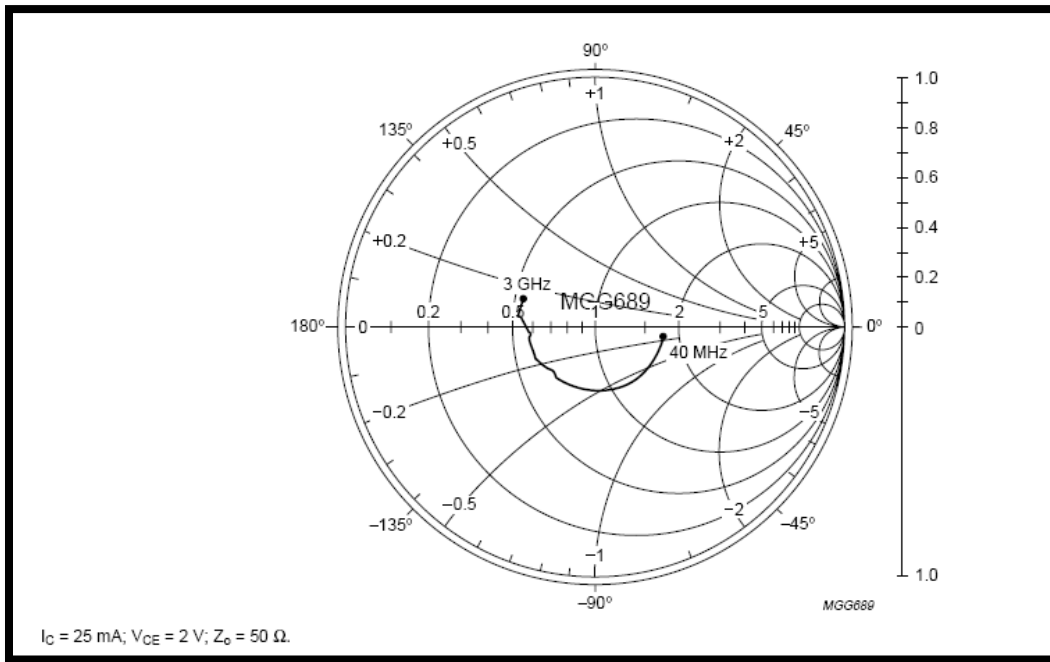


Figura 10. Coeficiente de reflexión a la entrada S_{11} .

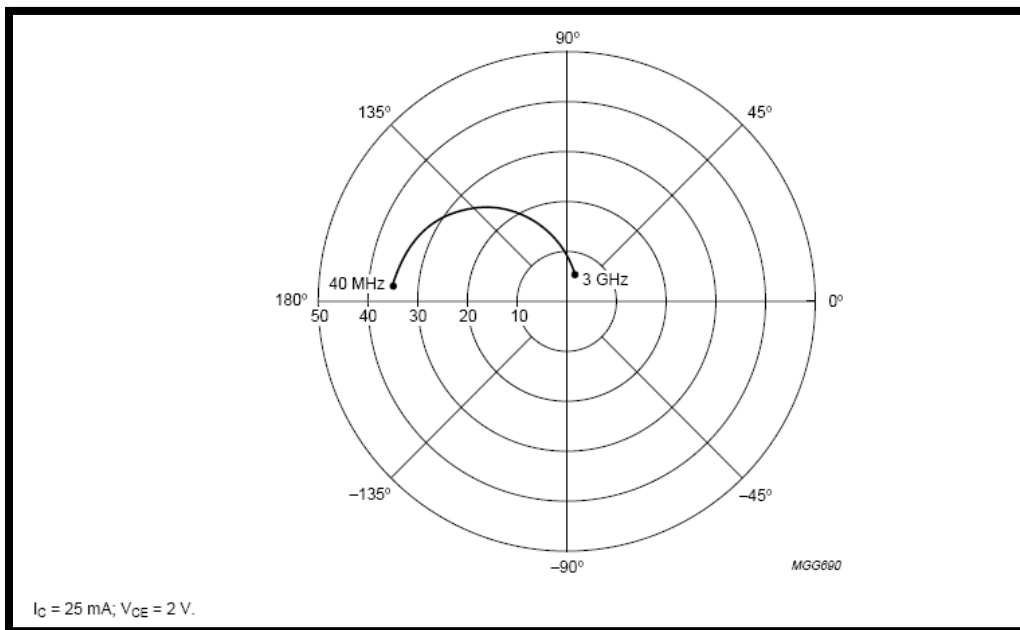


Figura 11. Coeficiente de transmisión directa S_{21} .

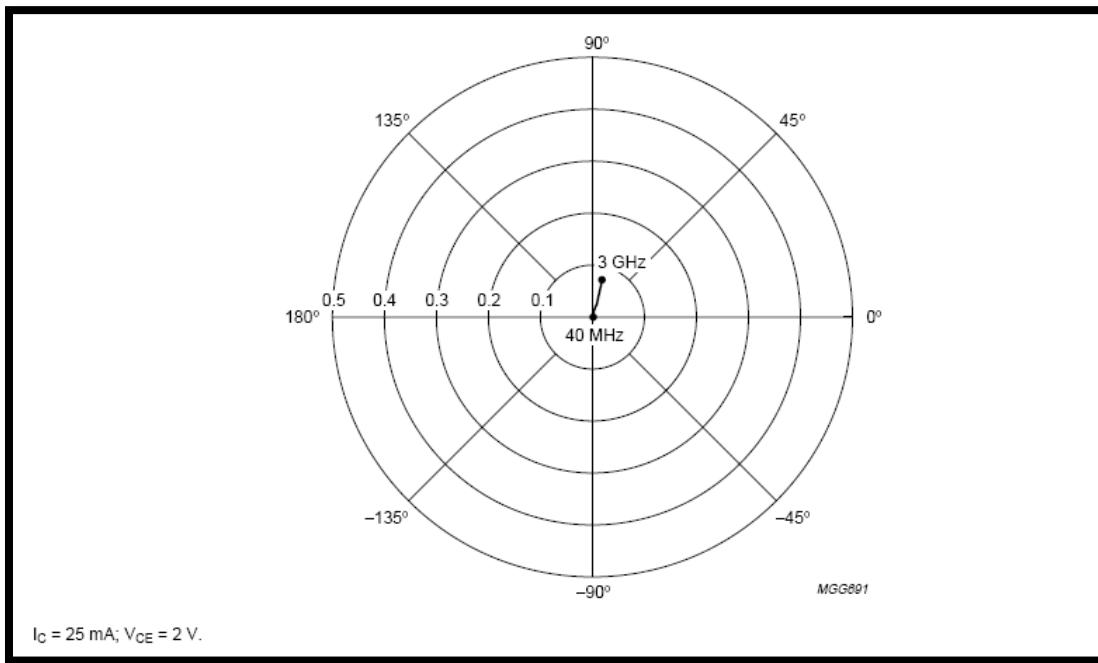


Figura 12. Coeficiente de transmisión inversa S_{12} .

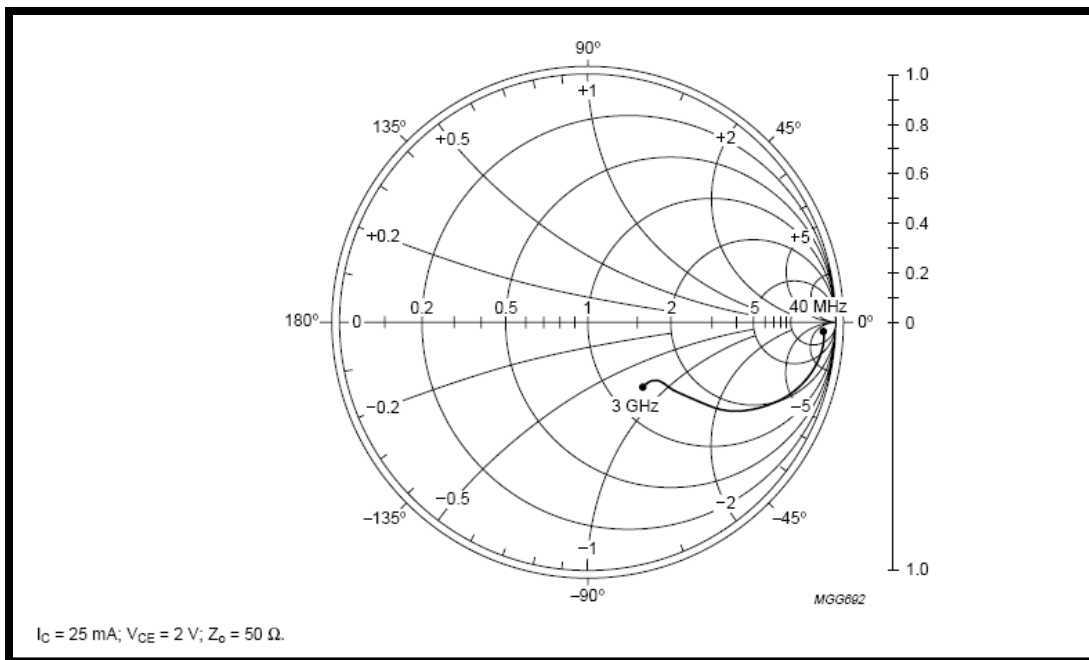


Figura 13. Coeficiente de reflexión a la salida S_{22} .

La hoja de datos completa se encuentra en el Apéndice A al final de esta tesis.

CAPÍTULO 4.- Simulación

4.1.-Introducción

La simulación del circuito oscilador tipo Colpitts se realiza en el paquete informático Advanced Design System (ADS), este es un programa para simular circuitos electrónicos de RF y microondas, muy avanzado, el cual es útil para el diseño de una gran variedad de dispositivos, componentes y sistemas de telecomunicaciones tales como osciladores, amplificadores, redes de banda ancha, sistemas de radio-comunicación, etc. Se puede realizar simulaciones con una elevada precisión, el programa ADS posee una gran librería [Agilent T., 2009].

Es necesaria una cantidad significativa de tiempo para aprender todas las funciones del simulador ya que su operación es compleja y poco amigable con el usuario, así mismo es necesario tener amplios conocimientos sobre RF y microondas y el dispositivo a simular.

El simulador ADS puede funcionar en todos los sistemas operativos. Una ventaja de gran importancia de este paquete informático es que dispone de una ayuda muy amplia y tiene guías de diseño muy completas para orientar a los nuevos usuarios en el uso del programa.

Dado que la simulación del circuito oscilador tipo Colpitts se llevó a cabo utilizando el paquete informático Advanced Design System (ADS) de la compañía Agilent Technologies, en este capítulo se describe con detalle las características básicas más importantes de este programa, que sirven de plataforma para realizar la simulación.

4.2.- Advanced Design System 2009

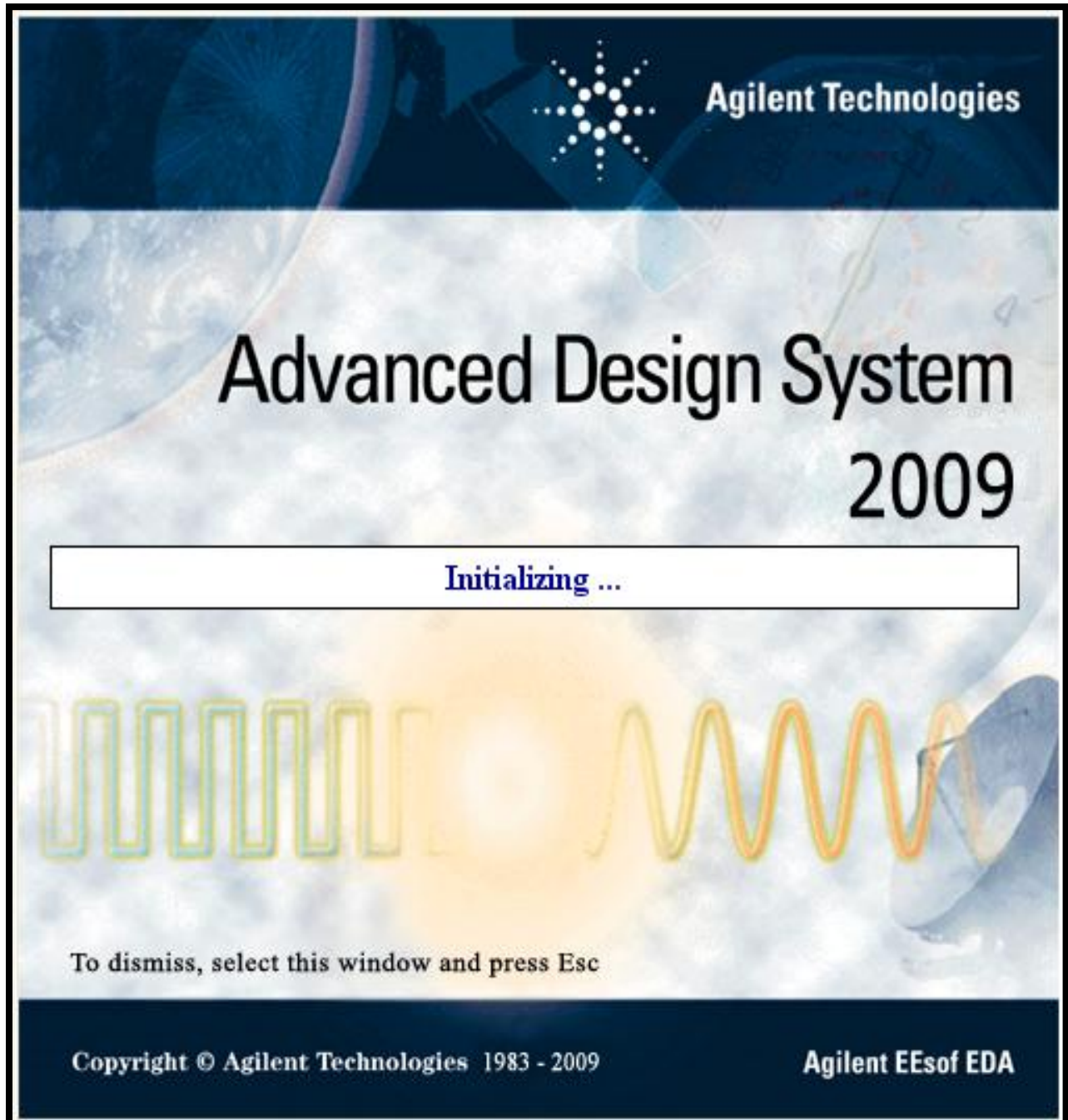


Figura 14. Ventana de inicio de ADVANCED DESIGN SYSTEM.

La Figura 14 muestra la ventana de inicio del software ADVANCED DESIGN SYSTEM. El propósito de este software es realizar simulaciones avanzadas con elevada precisión sobre modelos circuitales constituidos principalmente por todo tipo de elementos pertenecientes a las librerías de componentes que posee el ADS. Mediante simulaciones sucesivas y con la ayuda de diversas herramientas de análisis de circuitos se puede refinar el circuito de acuerdo a los requisitos de diseño. ADS implementa además algoritmos de simulación y rutinas de convergencia avanzadas que reducen considerablemente los tiempos de simulación con respecto a otros programas semejantes. El software dispone de dos tipos de ventanas para los circuitos con las que se puede trabajar, la ventana del esquemático en donde se conectan los componentes que constituyen al circuito por simular y sobre el que se realizan análisis y simulaciones, y la ventana de Layout en donde se observa el formato que tendrá el circuito sobre la placa donde se construirá. Ambas ventanas están interconectadas para que a medida que se refine el diseño, ir ubicándolo en la placa del substrato. En la Figura 15 se muestran las dos ventanas mencionadas para el diseño antes descritas y la ventana de exploración que muestra la arquitectura del sistema de ficheros.

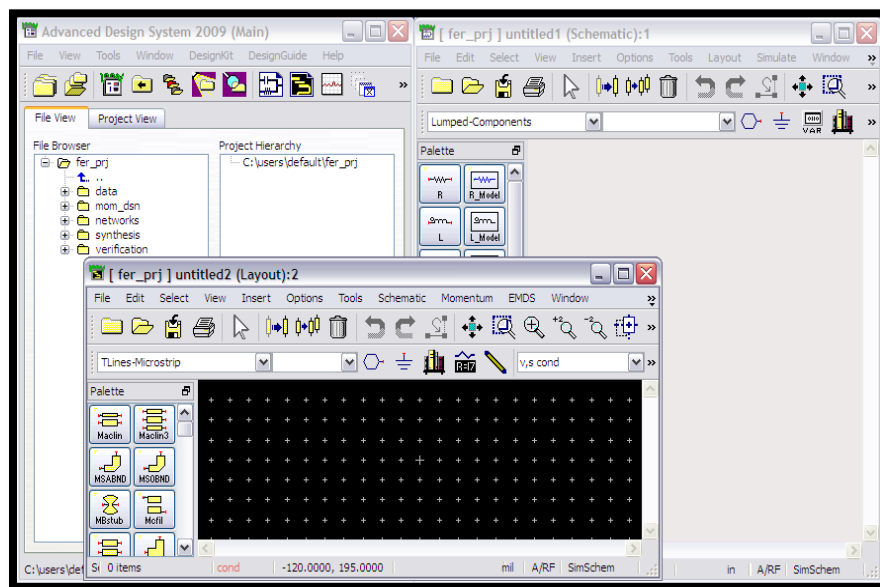


Figura 15. Ventanas para diseño y ventana de Ficheros del simulador ADS.

Como ya se mencionó este programa dispone de una ayuda muy extensa y de unas guías de diseño muy completas para orientar a los nuevos usuarios en el uso del software y en el aprendizaje del diseño de los más variados prototipos de sistemas de RF, microondas o sistemas de telecomunicaciones en general. Asimismo, otra característica relevante de comentar es la sencillez con la que se pueden obtener las tablas, clasificaciones, gráficas cartesianas, gráficas sobre cartas de Smith, módulos, fases, etc. ADS almacena archivos específicos con las características de gráficas que preparemos para su utilización en el futuro en otros diseños. En la Figura 16 se muestra un ejemplo de una gráfica obtenida con ADS.

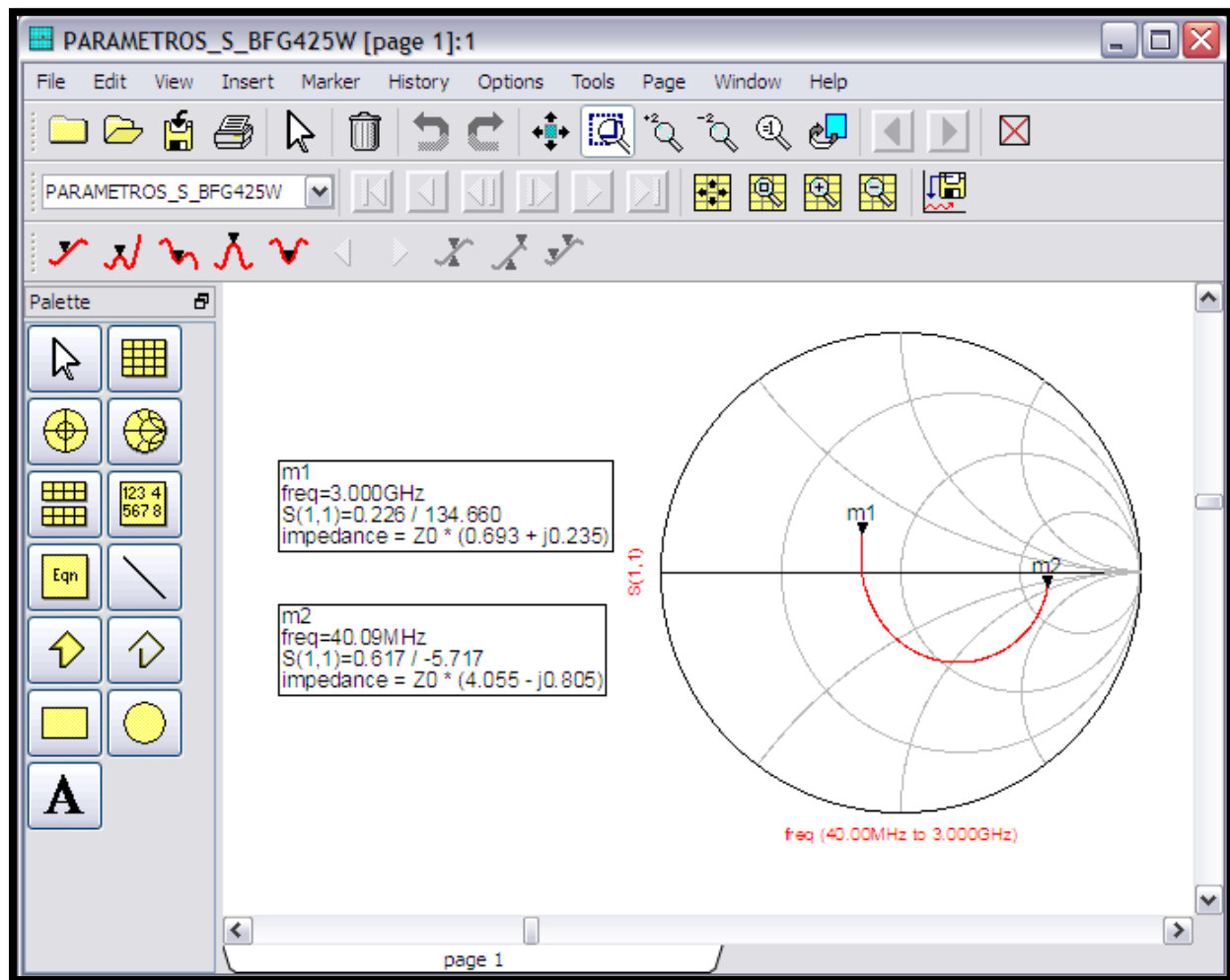


Figura 16. Gráfica típica en ADS.

ADS dispone de varios controles de simulación para realizar análisis de diferentes marcos en el circuito. Los controles más importantes en cuanto al proyecto son:

- **DC:** Es el análisis más común, imprescindible en simulaciones analógicas, que realizan una comprobación de la topología del circuito y determina diferentes puntos de operación en DC. Este controlador es adecuado para determinar las características de operación en tensión continua apropiadas del diseño en estudio, determinar el consumo de la potencia del circuito, verificar los parámetros del modelo comparando las características de transferencia con las medidas reales y para representar las tensiones y las corrientes tras la simulación. Suele ser el primer análisis que se hace en la mayoría de los casos. Hace uso de un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales para encontrar el punto de equilibrio. En la Figura 17 se muestra este comando.

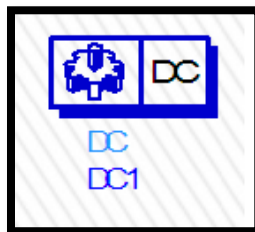


Figura 17. Comando para la simulación en DC.

- **S-PARAMETERS:** Con este comando, se hace el análisis de los parámetros S o de dispersión en inglés (Scattering), que son esencialmente los parámetros de reflexión o transmisión que caracterizan a los dispositivos. Su utilización está muy extendida en la caracterización de componentes de RF, es decir a alta frecuencia y microondas, y básicamente realiza un análisis de pequeña señal en unas condiciones determinadas de temperatura y polarización. Permite la obtención además de los parámetros S, de la impedancia (o admitancia), del retraso del grupo, de la figura de ruido y permite simular

los efectos de la conversión de frecuencia en circuitos con mezcladores. Se suele usar en conjunción con el comando de opciones (OPTIONS) que entre otras funciones permite fijar la temperatura del entorno en pruebas. En la Figura 18 se puede observar el comando de los parámetros S y el comando de opciones.

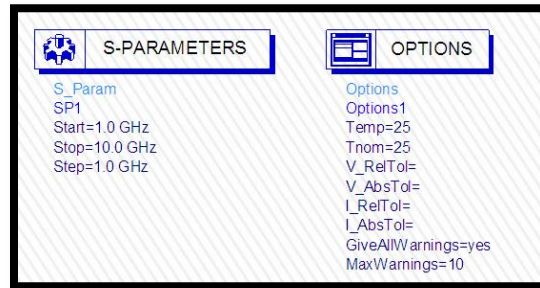


Figura 18. Comandos de Parámetros S y de Opciones.

- **TRANSIENT ANALYSIS:** Comando de análisis de transitorios ofrece el trazado de cualquier forma de onda en el dominio del tiempo. Las variables disponibles incluyen el estado digital, tensión, corriente, potencia, energía, carga, resistencia, capacidad, inductancia, campo B, y el campo H. Análisis de transitorios predice el rendimiento del circuito en el dominio del tiempo. Por lo tanto, incluye todas las propiedades no lineales de los componentes. Se advierte esta simulación puede tomar gran cantidad de tiempo y generar grandes cantidades de datos. En la Figura 19 se muestra el comando para el análisis transitorio.

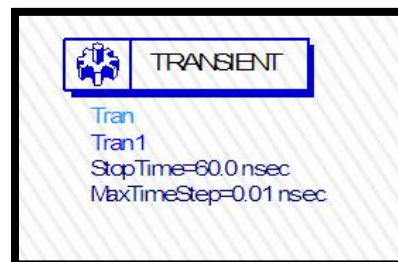


Figura 19. Comando para el análisis transitorio.

Una herramienta muy útil para este trabajo es el comando **TUNE PARAMETERS** este comando permite seleccionar las características deseadas de un componente, como puede ser la resistencia, capacidad, longitud, anchura, etc., y con un simple desplazamiento de una barra en una ventana se varia este componente y se observa el resultado de este ajuste en las gráficas que se tengan preparadas previamente y las cuales varían al instante (el circuito debe ser simulado antes de usar esta herramienta). Con esta herramienta se ajustan con suma sencillez las características deseadas del circuito. TUNE PARAMETERS ayuda en la mejora de los resultados de la simulación de S parameters, figura de ruido, o de cualquier otro resultado. En la Figura 20 se muestra la ventana que se despliega al activar dicha herramienta.

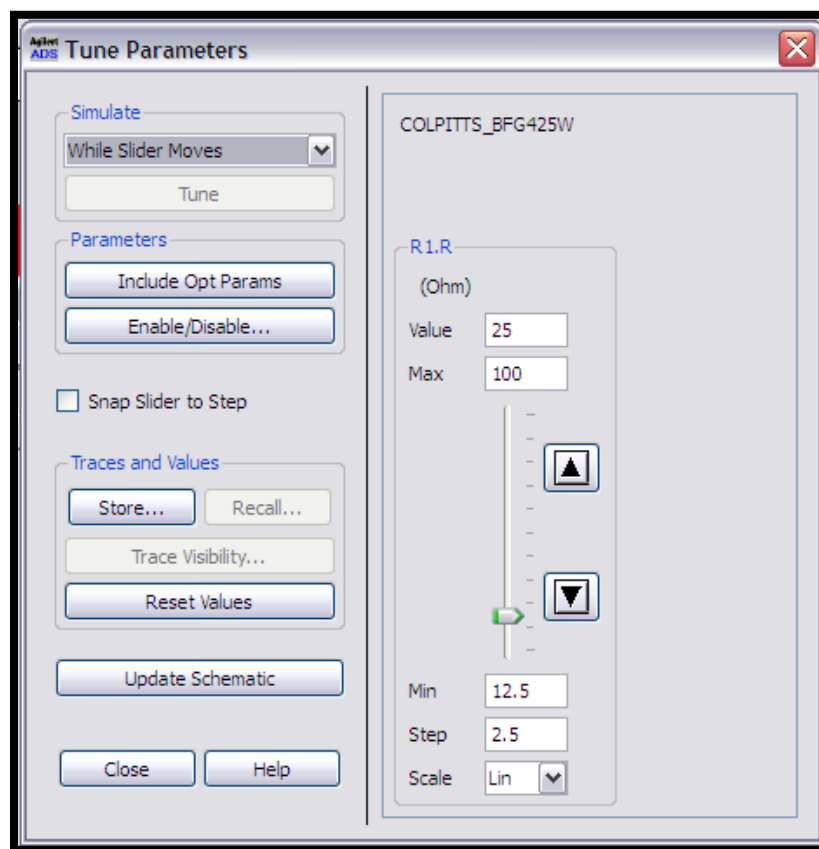



Figura 20. Ventana de ajuste TUNE PARAMETERS.

4.3.-Transistor Philips BFG425W

La primera simulación que se lleva a cabo es el modelado del transistor de la marca Philips BFG425W, ya que, es necesario un transistor para conformar el oscilador Colpitts. Se escogió este transistor sobre otros puesto que se ha comprobado que con este transistor el oscilador Colpitts presenta formas de onda caóticas a nivel de microondas [Zhiguo S., 2005]. Como primer paso se tiene que hacer el modelado del transistor dentro del ADS, ya que, aunque el simulador posee una gran librería este dispositivo no viene incluido. Para esto se tomó como referencia la hoja de datos del transistor proporcionada por el fabricante [Philips s., 1998]. Lo primero que se debe hacer para iniciar con el diseño del transistor BFG425W de la marca Philips es, una vez abierto el simulador Advanced Design System (ADS), se da click derecho en el icono **New Schematic Window**  en la ventana principal del simulador con esto se abre la ventana esquemática, en esta ventana es donde se realiza el modelo del transistor. En la Figura 21 se muestra la ventana esquemática.

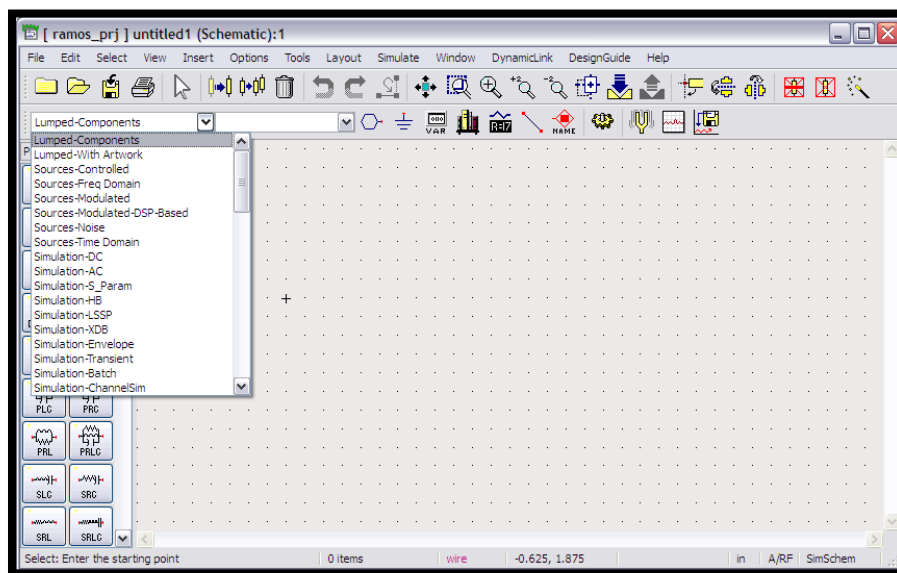




Figura 21. Ventana esquemática.

Como se puede ver en la Figura 21 la ventana esquemática tiene un recuadro blanco en el que al dar click se despliegan una gran variedad de paletas donde se encuentran los componentes para diseño de circuitos los componentes están clasificados según su uso o tipo. Para este diseño se necesita utilizar una red con tres puertos. Los puertos se definen dando click en el icono . De la paleta **Lumped-components** se toman 3 capacitores y 3 inductores para completar el circuito. Usando la paleta **Device-BJT** se toma el BJT_NPN: Nonlinear Bipolar Transistor y el BJT_Model: Bipolar Transistor se utiliza para ingresar los valores de los parámetros que debe de llevar el dispositivo según la hoja de datos proporcionada por el fabricante [Philips S., 1998]. Para unir los elementos de la forma que indica la hoja de datos se utiliza el icono **Wire** , en la Figura 22 se muestra el circuito equivalente que indica la hoja de datos del transistor BFG425W.

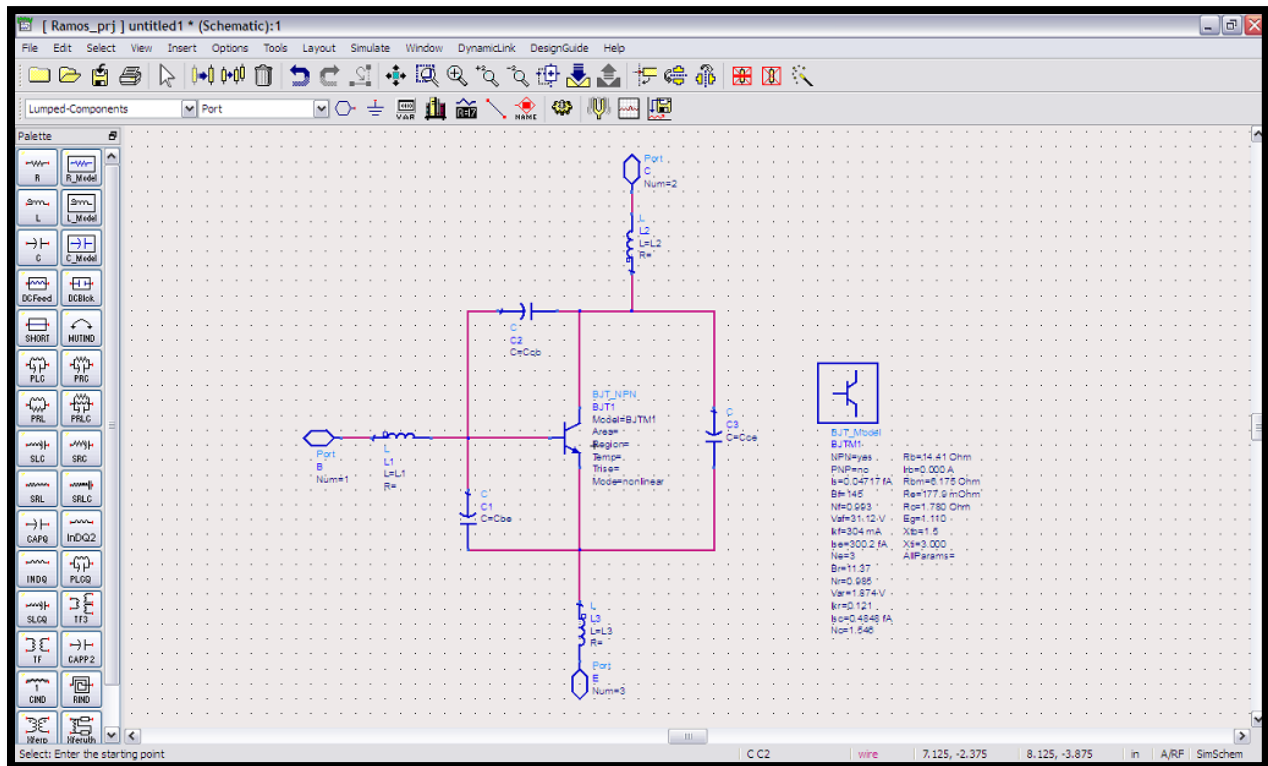


Figura 22. Circuito equivalente del transistor BFG425W.

Una vez que se tiene el circuito de la Figura 22 se procede a generar un icono o símbolo donde se alojara el sub-circuito de la Figura 22, para esto se activa la viñeta **VIEW** para desplegar el menú donde se escoge **CREATE/EDIT SCHEMATIC SYMBOL** al activar el comando se despliega una ventana en la cual se escoge autogenerar con lo que se obtiene un símbolo de 3 terminales el cual puede ser modificado a conveniencia del diseño con la paleta de diseño, dentro de este símbolo ya se encuentra el sub-circuito antes realizado. De nuevo activando la viñeta **VIEW**, se vuelve a escoger **CREATE/EDIT SCHEMATIC SYMBOL** para regresar al sub-circuito de la Figura 22, una vez en este se procede con la inserción de los parámetros o valores de los componentes del sub-circuito. Se activa la viñeta **FILE** con esto se despliega un menú donde se escoge el comando **DESIGN PARAMETERS** al activarlo se despliega la ventana que se muestra en la Figura 23, en esta ventana, se van ingresando los valores de las variables. Al terminar de ingresar las variables se da click en ok y estos aparecerán en la imagen del símbolo como valores con opción a modificar.

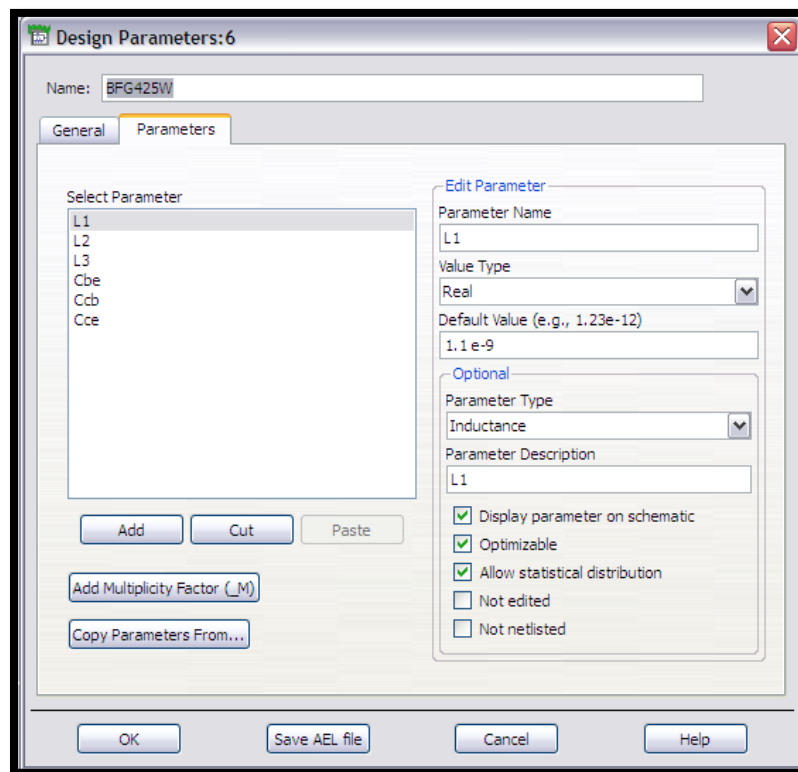


Figura 23. Ventana para diseño de parámetros.

Una vez realizados estos pasos se da por terminado el diseño del símbolo para el transistor BFG425W y se puede comenzar a utilizar. Una vez guardando este archivo y abriendo un nuevo esquemático. En la Figura 24 se muestra el icono del transistor BFG425W creado con sus valores opcionales.

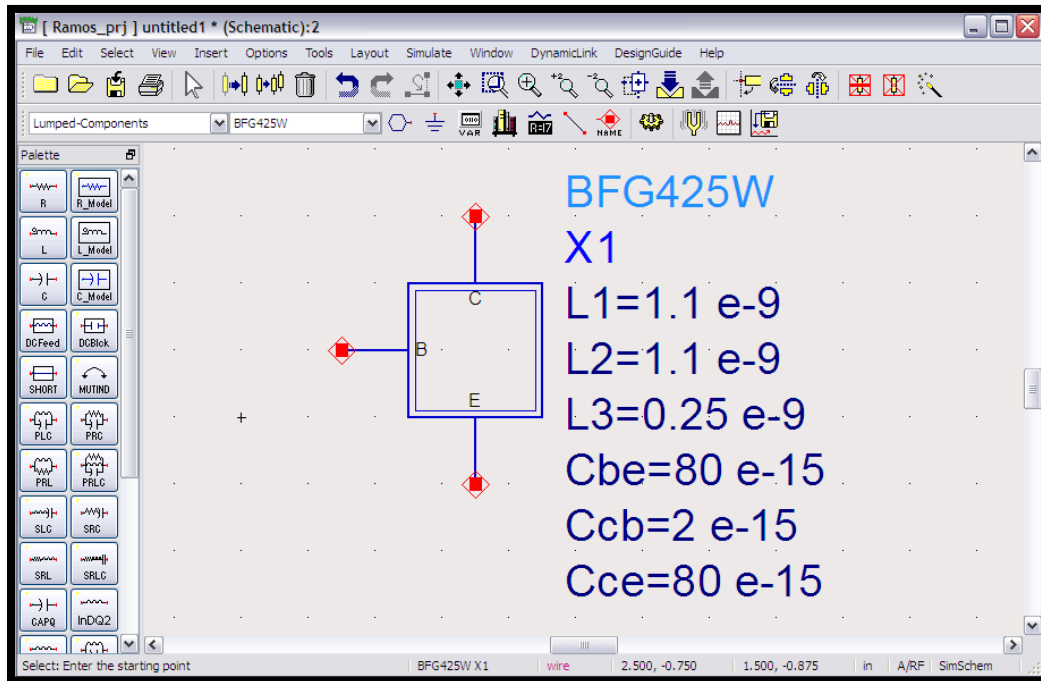



Figura 24. Icono creado para el transistor BFG425W.

Elaborado el transistor BFG425W de la marca Philips en el simulador, este puede ser utilizado, lo primero que se realiza es verificar que el transistor creado en el simulador Advanced Design System tenga el comportamiento que señala la hoja de datos del transistor proporcionada por el fabricante [Philips S., 1998]. Para esto se tiene que simular el transistor haciendo un pequeño circuito, el cual se usa para obtener los parámetros S del dispositivo creado. Para esto se abre una nueva ventana esquemática, en esta ventana se de click en el icono **Display Component Library List**  una vez hecho esto, se abre la ventana librería de componentes, en la cual se

escoge **Projects** de la lista, al hacer esto se despliegan los proyectos que ha guardado el usuario, de aquí se escoge el proyecto BFG425W que es el nombre que se le dio al icono que se generó con anterioridad. En la Figura 25 se muestra la ventana de la librería de componentes. Se puede observar que el transistor BFG425W puede ser utilizado.

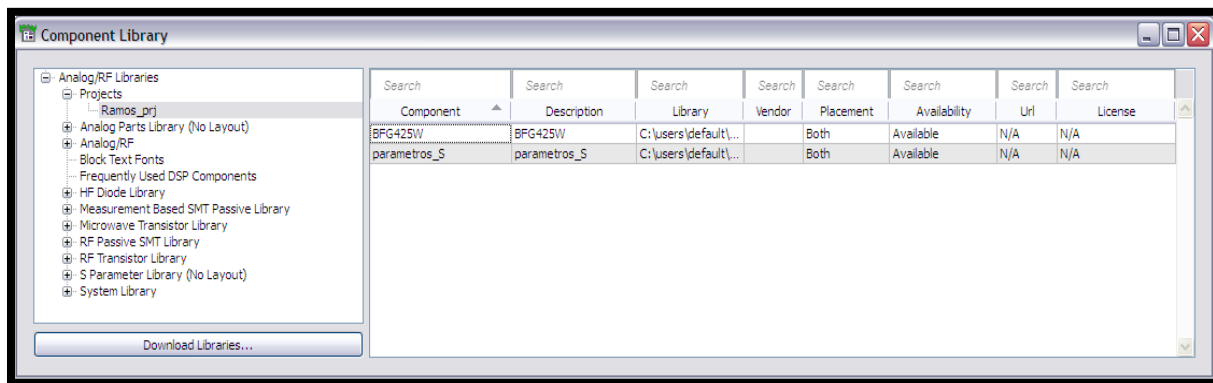






Figura 25. Librería de componentes.

El proyecto BFG425W se arrastra hasta la ventana esquemática, al hacer esto, en la ventana esquemática aparece el icono del transistor creado y dentro del subcircuito de este. Al dar click en el icono del comando **Push Into Hierarchy**  y seleccionar el símbolo del transistor BFG425W se puede ingresar al subcircuito dentro del símbolo y de la misma manera dando click en el icono **Pop Out**  se regresa al esquemático donde se sitúa el símbolo.

Ya con el transistor en el esquemático se ingresan los demás componentes para la simulación, se toman de la paleta **Sources-Freq Domain** una fuente de Voltaje Directo y una fuente de Corriente Directa, de la paleta **Lumped Components** se toman 2 bloques DC-block y un bloque DC-Feed los cuales se encargan de que las fuentes de DC no interfieran con las terminales utilizadas para la simulación de los parámetros S, estas terminales se toman de la paleta

Simulation-S-Parameters también de esta paleta se obtiene el controlador de simulación S-Parameters al cual se le da el intervalo de operación de 40MHz a 3GHz, así mismo de la paleta **Simulation-DC** se toma el controlador de simulación DC, se obtienen las tierras para el circuito dando click en el icono **Ground**  y dando click en el icono **Wire**  se unen los elementos hasta conformar el circuito requerido. A la fuente de corriente y voltaje se les pone un valor de: $I_{DC}=140\mu A$ y $V_{DC}=10V$ respectivamente ya que con estos valores se cumplen las especificaciones de las gráficas de la hoja de datos [Philips S., 1998]. El circuito terminado se muestra en la Figura 26.

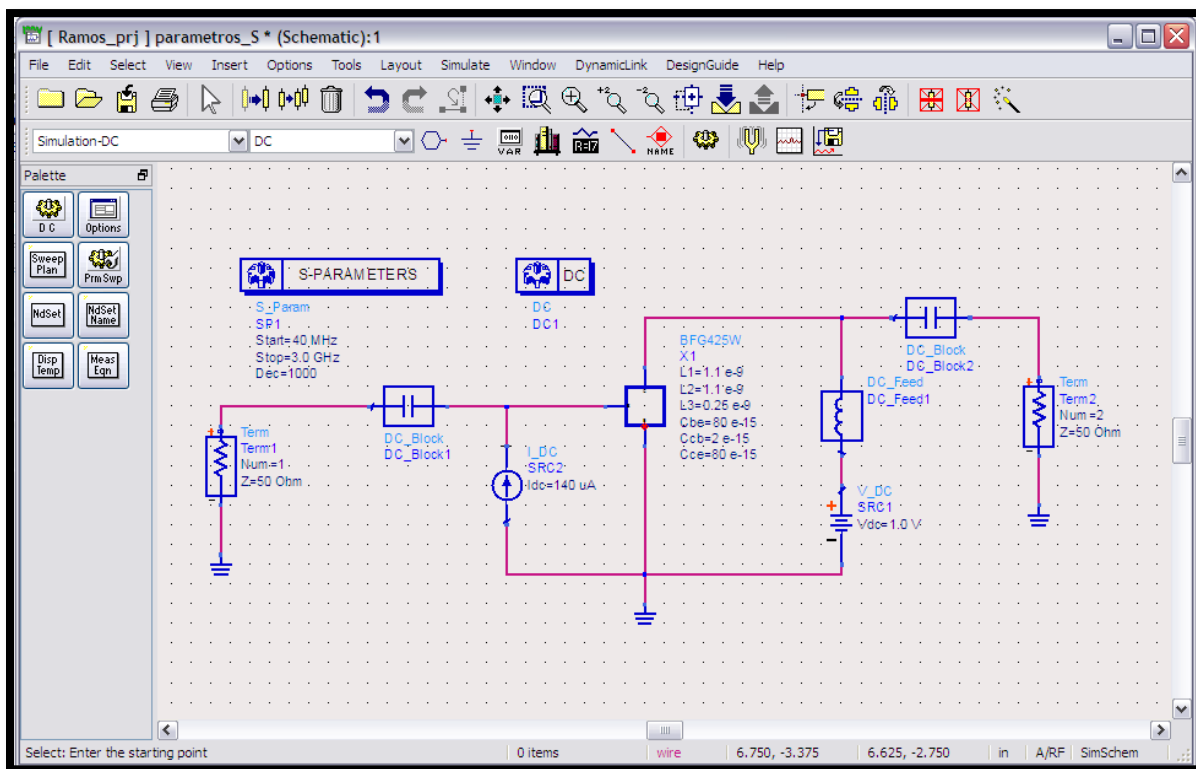



Figura 26. Circuito de la simulación para los parámetros S.

Ya que se tiene el circuito de la Figura 26 se procede con la simulación, esto se hace dando click en el icono **Simulate**  al efectuar esto se despliega una ventana de resultados en blanco en

la que se pueden ingresar cartas de Smith, gráficas polares, gráficas rectangulares, tablas, listas, ecuaciones, texto y fabricar figuras geométricas, también se pueden usar las plantillas precargadas que dispone el simulador Advanced Design System. La ventana de resultados en blanco se muestra en la Figura 27.

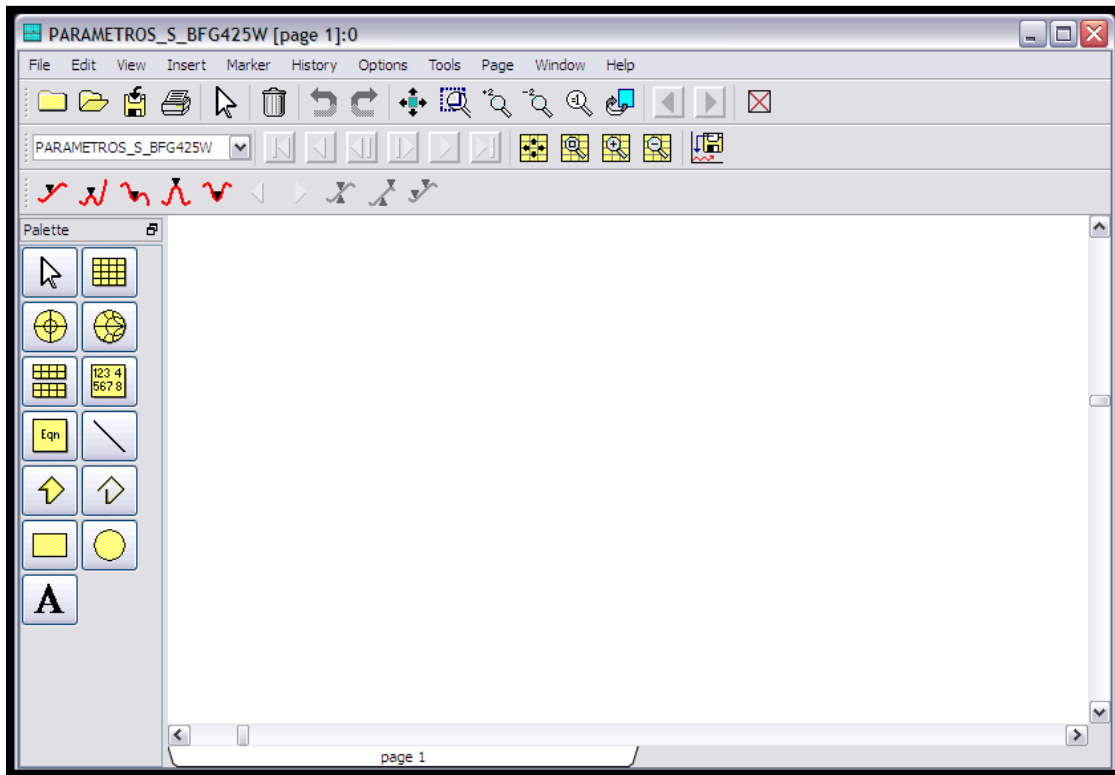


Figura 27. Ventana de resultados.

Para esta simulación se hace uso de dos cartas Smith y dos gráficas polares ya que así es como vienen representados los resultados en la Hoja de datos del transistor BFG425W [Philips S., 1998]. El coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{[1,1]}$) se gráfica en una carta de Smith al igual que el coeficiente de reflexión a la salida ($S_{[2,2]}$) y el coeficiente de transmisión directo ($S_{[2,1]}$) se expresa en una gráfica polar al igual que el coeficiente de transmisión inverso ($S_{[1,2]}$). Las gráficas de los parámetros S se muestran en la Figura 28.

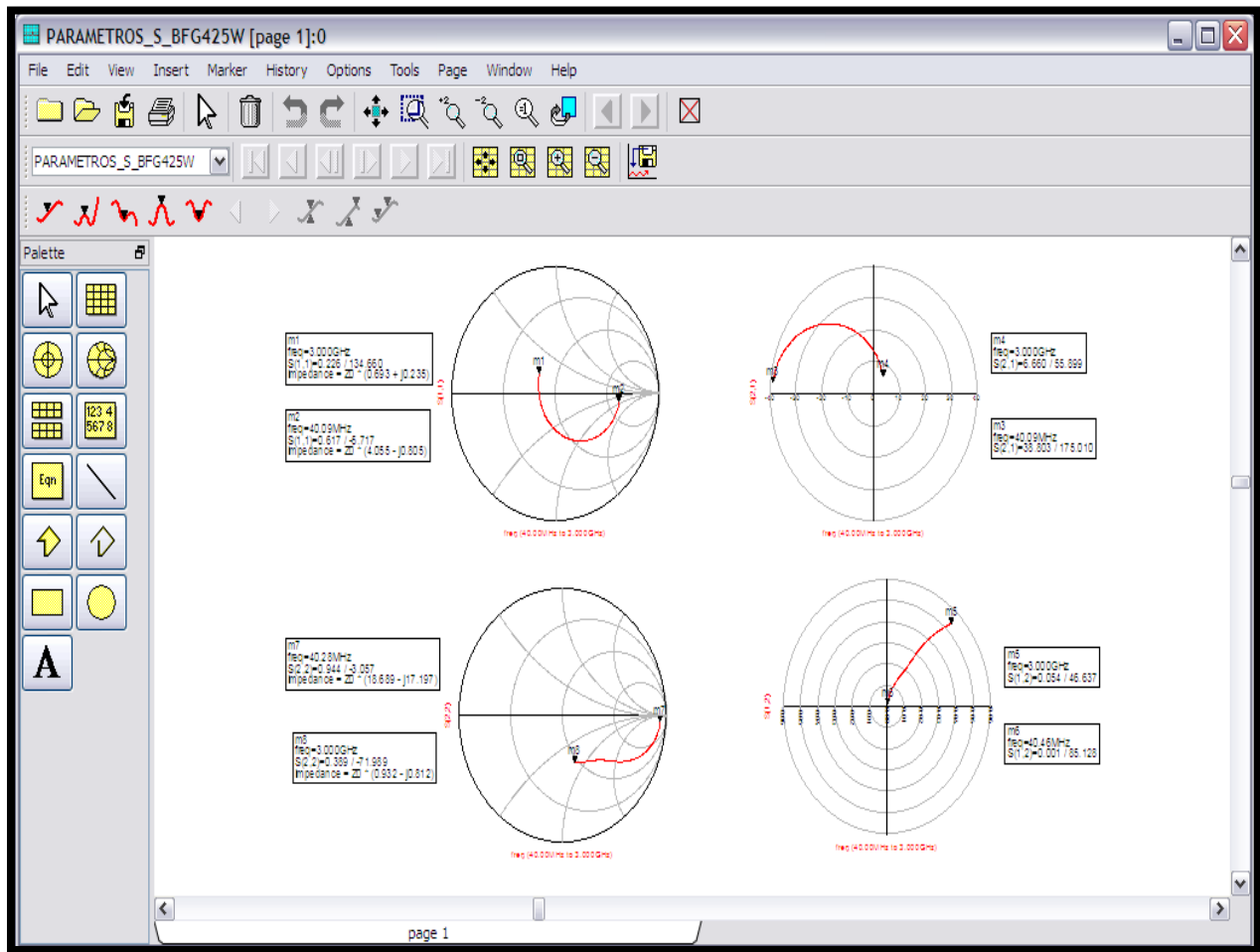


Figura 28. Graficas de parámetros S.

Al comparar las gráficas de los parámetros S del transistor creado en el simulador ADS y las gráficas que proporciona el fabricante en las hojas de datos del transistor BFG425W BJT [Philips S., 1998] se confirma que el transistor ha sido creado de forma correcta ya que se tiene el mismo resultado en cuanto a comportamiento y valores de los parámetros S, las ligeras variaciones en los resultados son aceptables. En la Figura 29 se muestra el coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{1,1}$) de la hoja de datos y el coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{1,1}$) obtenido por el simulador ADS.

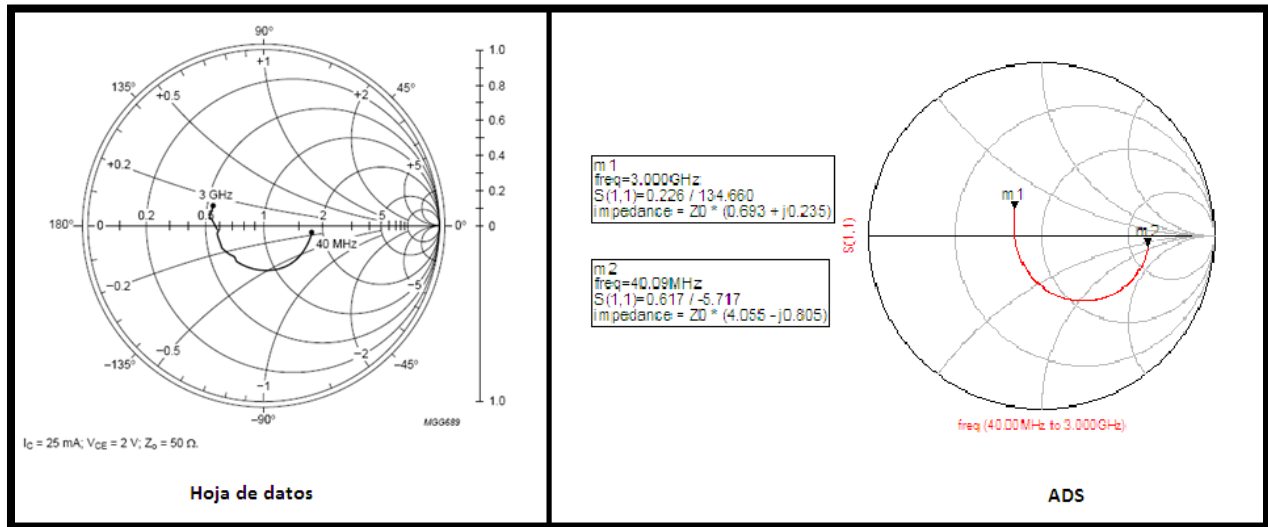


Figura 29. Coeficiente de reflexión a la entrada $S_{1,1}$, hoja de datos – ADS.

En la Figura 30 se muestra el coeficiente de transmisión directo ($S_{2,1}$) de la hoja de datos y el coeficiente de transmisión directo ($S_{2,1}$) obtenido por el simulador ADS.

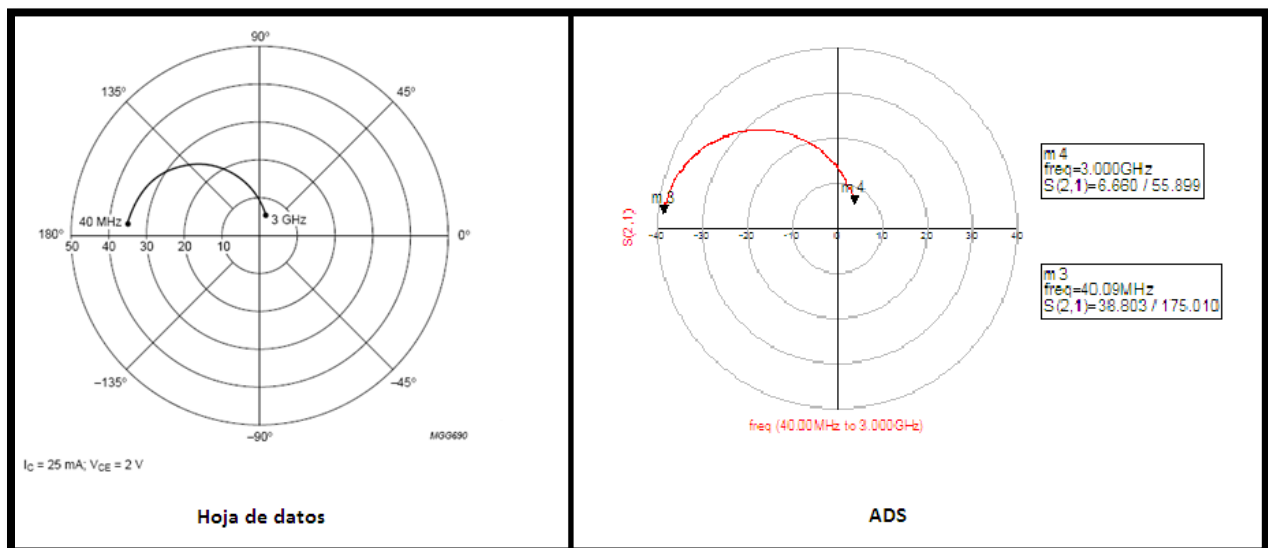


Figura 30. Coeficiente de transmisión directo $S_{2,1}$, hoja de datos – ADS.

En la Figura 31 se muestra el coeficiente de transmisión inverso ($S_{1,2}$) de la hoja de datos y el coeficiente de transmisión inverso ($S_{1,2}$) obtenido por el simulador ADS.

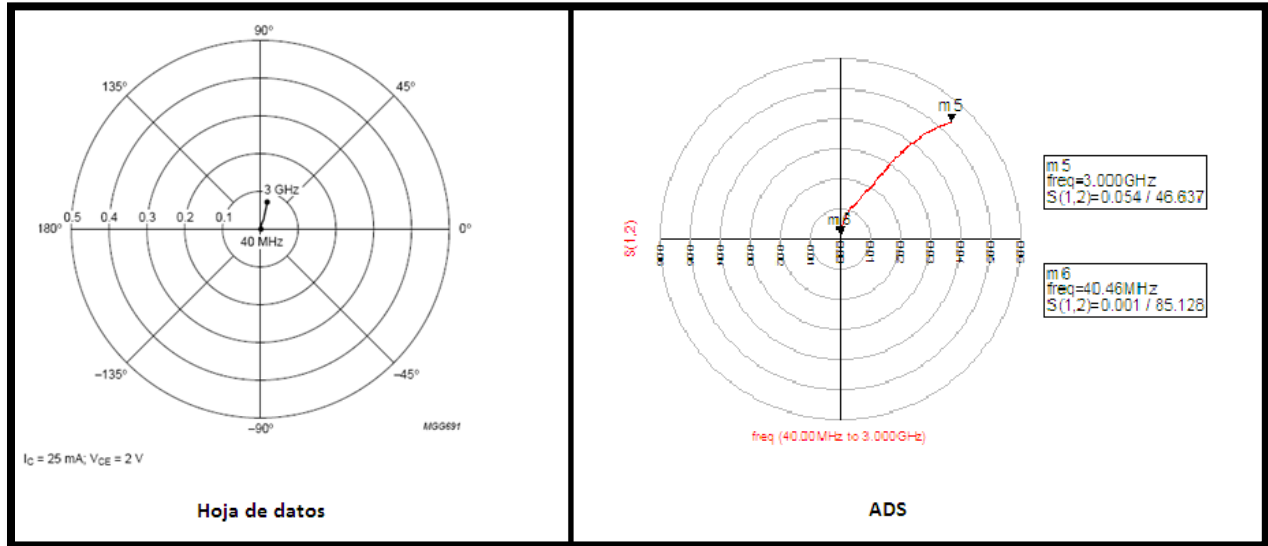


Figura 31. Coeficiente de transmisión inverso $S_{1,2}$, hoja de datos – ADS.

En la Figura 32 se muestra el coeficiente de reflexión a la salida ($S_{2,2}$) de la hoja de datos y el coeficiente de reflexión a la salida ($S_{2,2}$) obtenido por el simulador ADS.

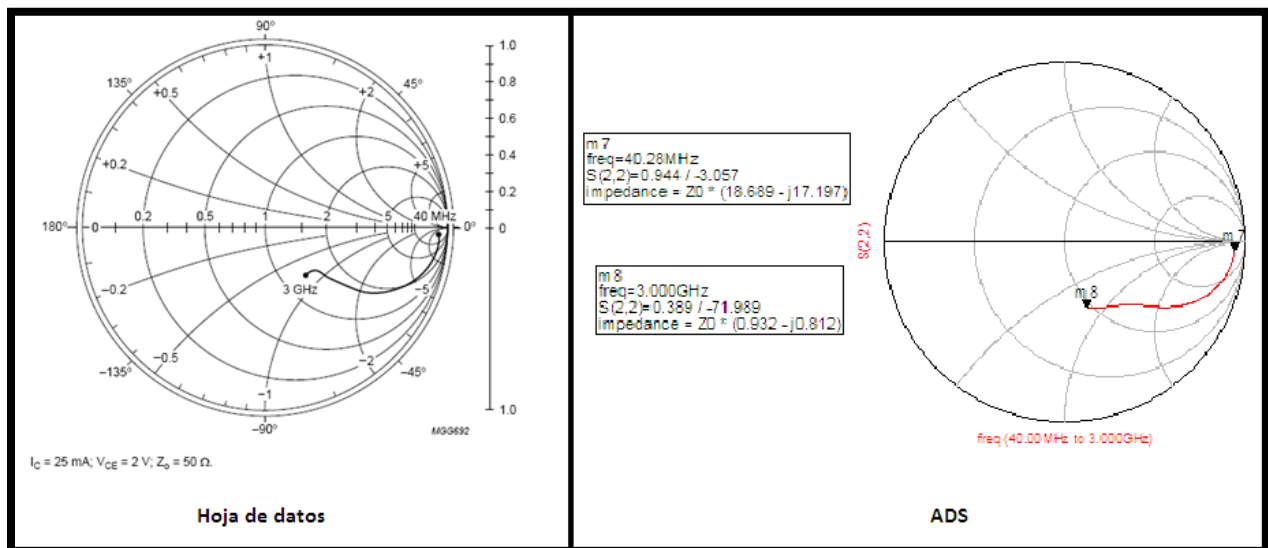


Figura 32. Coeficiente de reflexión a la salida $S_{2,2}$, hoja de datos – ADS.

De la misma forma usando el circuito anterior se simula para obtener las gráficas que presenta el artículo de Mamadou BAH, Modeling and simulation of the transistor BFG425W NPN wideband [Mamadou BAH, 2008]. Esto para tener un segundo punto de comparación para el transistor. El único cambio que se le hace al circuito anterior es el intervalo de frecuencia del controlador de simulación S-Parameters el cual pasa de (40MHz a 3GHz) a (100MHz a 12GHz). Este cambio se muestra en la Figura 33.

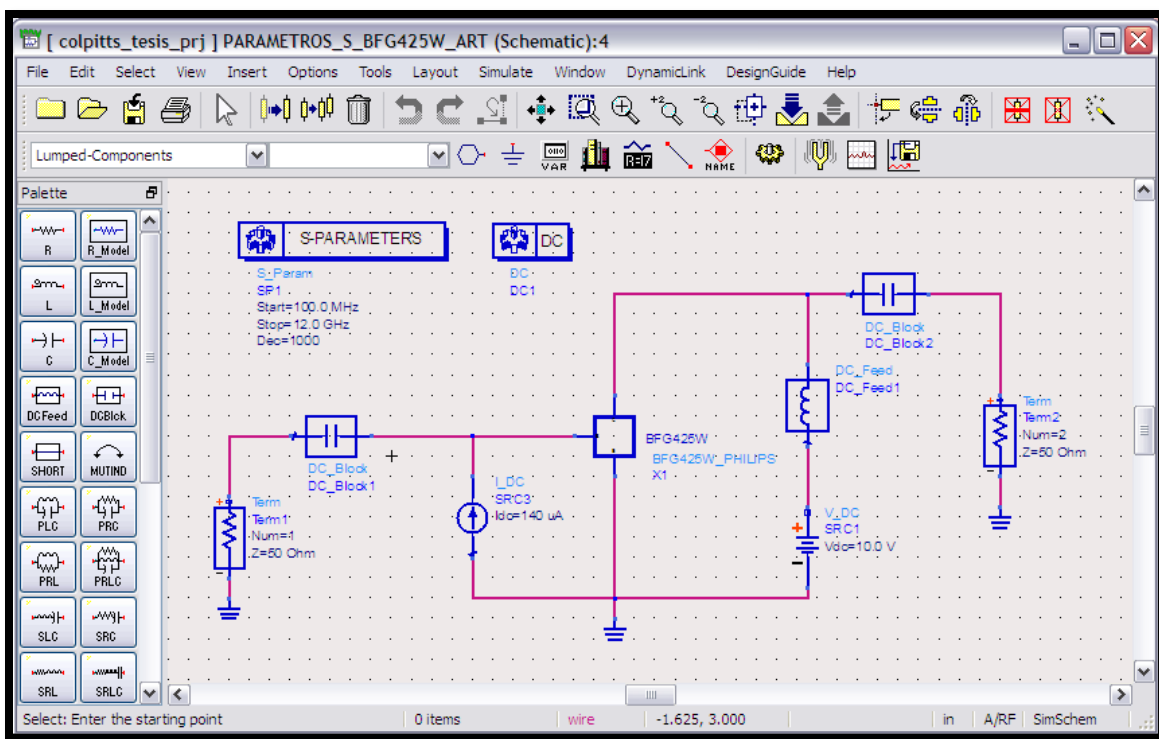


Figura 33. Circuito de la simulación para los parámetros S del artículo.

Los resultados de esta simulación se presentan en cuatro graficas rectangulares ya que, es así como están representados los resultados en el artículo de [Mamadou BAH, 2008]. En los resultados se presentan: el coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{1,1}$), el coeficiente de

reflexión a la salida ($S_{[2,2]}$), el coeficiente de transmisión directo ($S_{[2,1]}$) y el coeficiente de transmisión inverso ($S_{[1,2]}$). Las gráficas de los parámetros S se muestran en la Figura 34.

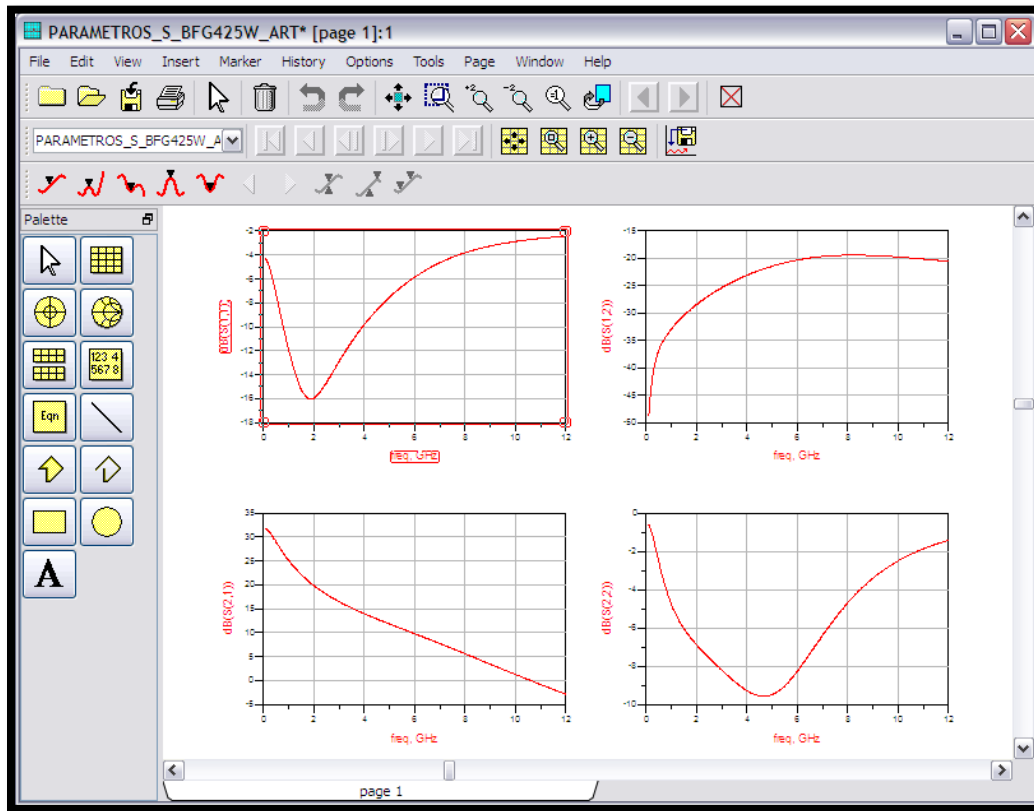


Figura 34. Gráficas de parámetros S del artículo.

Al comparar las gráficas de los parámetros S del transistor creado en el simulador ADS y las gráficas que proporciona el artículo de [Mamadou BAH, 2008]. Se vuelve a confirmar que el transistor ha sido creado de forma correcta, ya que se obtiene el mismo resultado en cuanto a comportamiento y valores de los parámetros S, las ligeras variaciones en los resultados son aceptables. En las Figuras 35, 36, 37 y 38 se muestran las comparaciones de los resultados de [Mamadou BAH, 2008] con los obtenidos con ADS. En la Figura 35 se muestra el coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{[1,1]}$) del artículo y el coeficiente de reflexión a la entrada ($S_{[1,1]}$) obtenido por el simulador ADS.

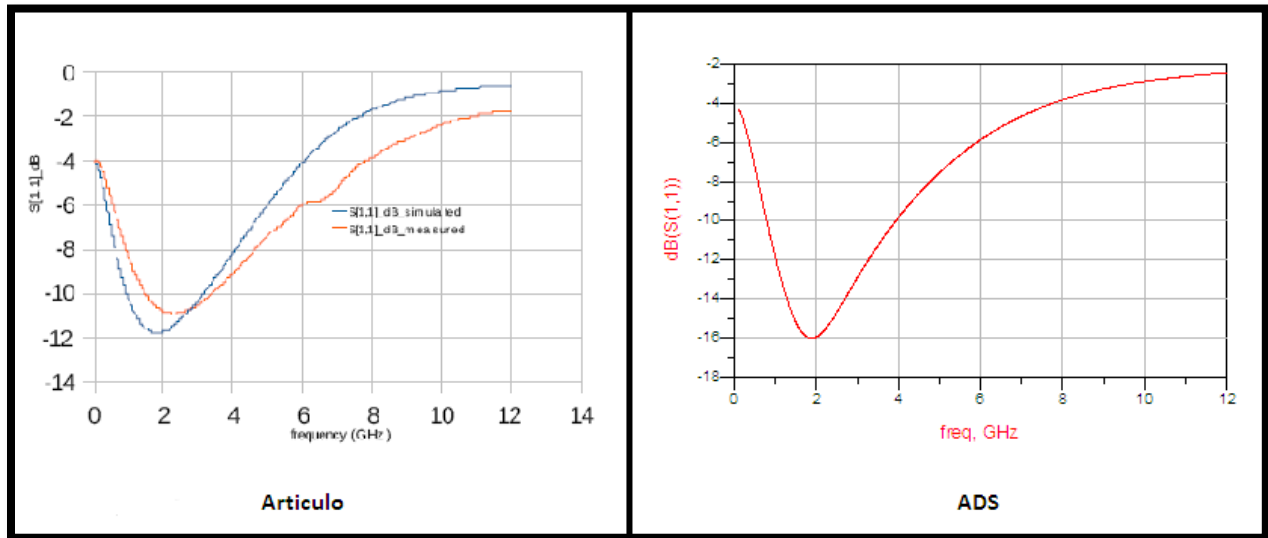


Figura 35. Coeficiente de reflexión a la entrada $S_{[1,1]}$, artículo – ADS.

En la Figura 36 se muestra el coeficiente de transmisión directo ($S_{[2,1]}$) del artículo y el coeficiente de transmisión directo ($S_{[2,1]}$) obtenido por el simulador ADS.

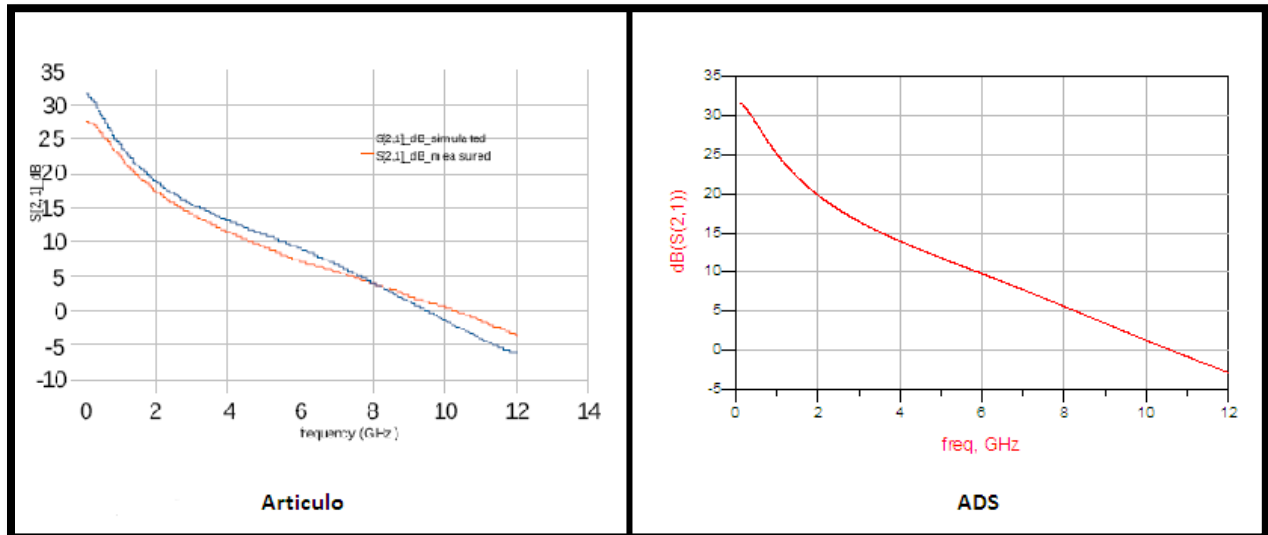


Figura 36. Coeficiente de transmisión directo $S_{[2,1]}$, artículo – ADS.

En la Figura 37 se muestra el coeficiente de transmisión inverso ($S_{1,2}$) del artículo y el coeficiente de transmisión inverso ($S_{1,2}$) obtenido por el simulador ADS.

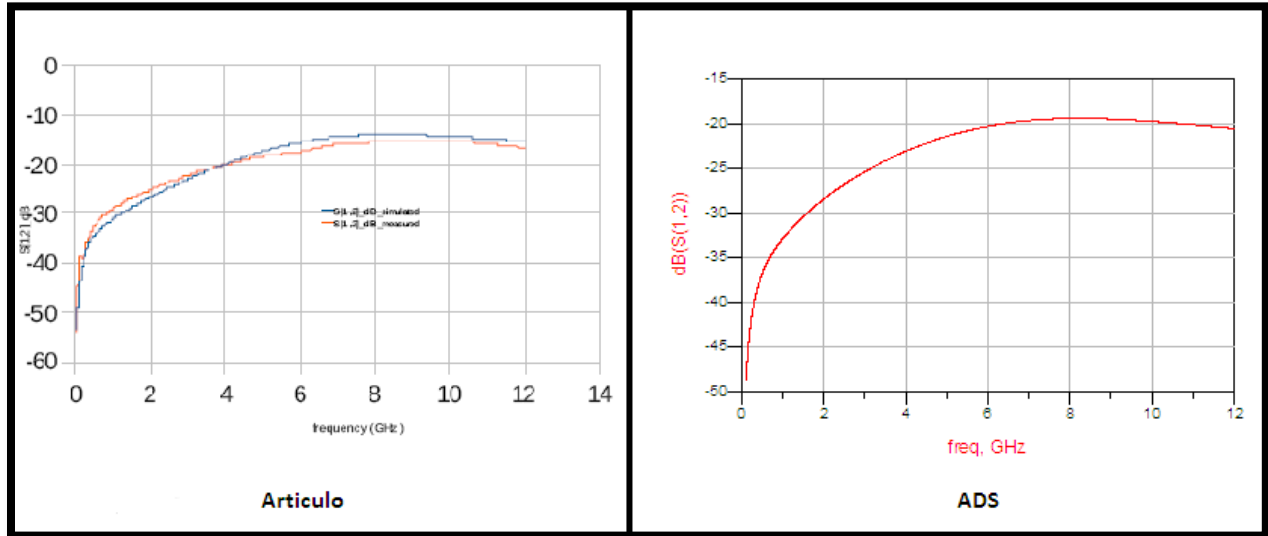


Figura 37. Coeficiente de transmisión inverso $S_{1,2}$, artículo – ADS.

En la Figura 38 se muestra el coeficiente de reflexión a la salida ($S_{2,2}$) del artículo y el coeficiente de reflexión a la salida ($S_{2,2}$) obtenido por el simulador ADS.

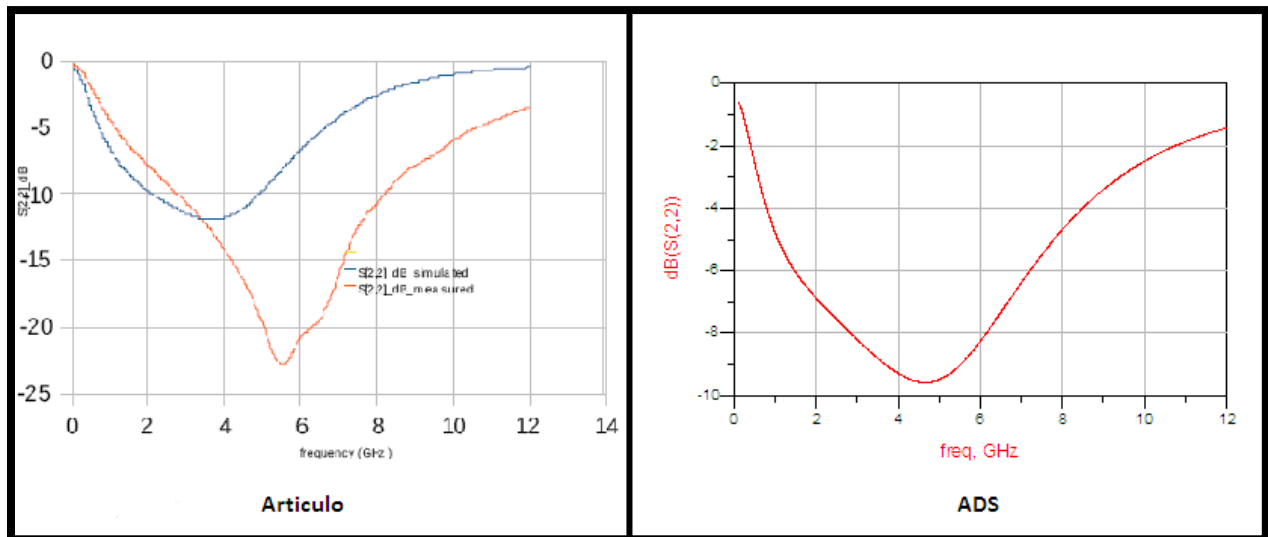




Figura 38. Coeficiente de reflexión a la salida $S_{2,2}$, artículo – ADS.

4.4.- Circuito Colpitts

Una vez que se realizó y se analizó el transistor BFG425W en el simulador Advanced Design System se abre una nueva ventana dando click en el icono **New Schematic Window** , ya en ésta ventana se da click en el icono **Display Component Library List** , una vez hecho esto, se abre la ventana correspondiente a la librería de componentes, en la cual se escoge **Projects** de la lista, al hacer esto se despliegan los proyectos que se han guardado, de aquí se escoge el proyecto BFG425W_PHILIPS que es el nombre que se le dio al archivo donde se creó el transistor. En la Figura 39 se muestra la ventana de la librería de componentes.

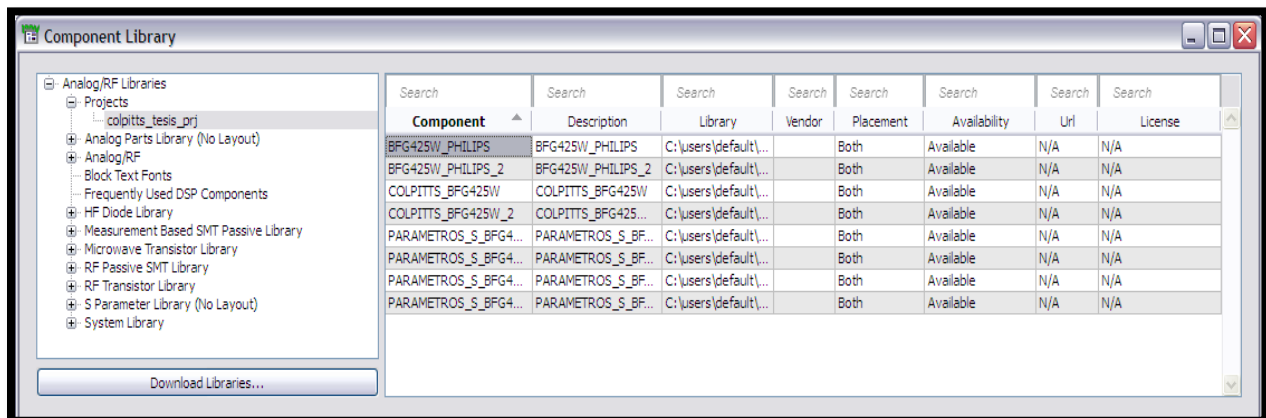




Figura 39. Librería de componentes.

El proyecto BFG425W_PHILIPS se arrastra hasta la ventana esquemática, al hacer esto, en la ventana esquemática aparece el símbolo del transistor creado y dentro de este el subcircuito de este. Al dar click en el icono **Push Into Hierarchy** , y seleccionar el símbolo del transistor BFG425W se puede ingresar al subcircuito dentro del símbolo y de la misma manera dando click en el icono **Pop Out**  se regresa al esquemático donde se sitúa el símbolo.

En la Figura 40 se muestra el icono del transistor BFG425W insertado en la ventana esquemática.

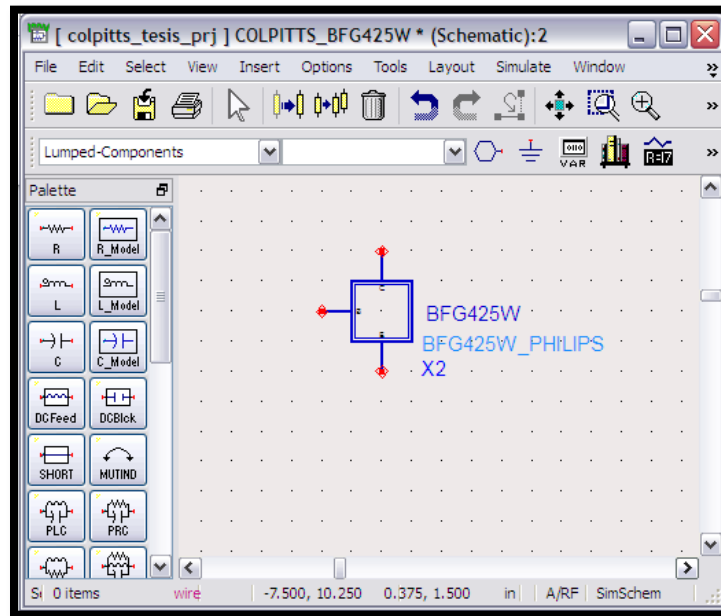





Figura 40. Transistor BFG425W.

Ya con el transistor en el esquemático se ingresan los componentes con los que se conforma el Oscilador Colpitts, para la simulación, se toman de la paleta **Lumped Components** dos resistencias, dos capacitores y un inductor, también de la paleta **Sources-Freq Domain** se toman dos fuentes de Voltaje Directa, se colocan las tierras para el circuito dando click en el icono **Ground**  y dando click en el icono **Wire**  se unen los elementos hasta conformar finalmente el circuito oscilador de Colpitts. Dando Click en el icono **Name**  se nombran los nodos, lo que es de importancia para la simulación y de la paleta **Simulation Transient** se obtiene el controlador de simulación Transient al cual se le da un intervalo de operación de 0s a 80ns, este controlador ofrece el trazado de cualquier forma de onda en el dominio del tiempo. Los Parámetros utilizados para cada elemento del Oscilador Colpitts fueron determinados en

base a investigación bibliográfica [S. Qiao, 2007, A] [S. Qiao, 2007, B]. [S. Qiao, 2007, C] y a la experiencia obtenida en este trabajo. De acuerdo a lo anterior se utilizaron los siguientes valores: Resistencias [$R_1 = \{15 \Omega \text{ a } 115 \Omega\}$, $R_2 = 1.6 \text{ K}\Omega$], Inductor [$L_1 = 4.5 \text{ nH}$], Capacitores [$C_1 = 4 \text{ pF}$, $C_2 = 4 \text{ pF}$], Fuentes de voltaje [$V_{DC1} = 10 \text{ V}$, $V_{DC2} = -10 \text{ V}$]. En la Figura 41 se muestra el circuito oscilador Colpitts terminado listo para la simulación.

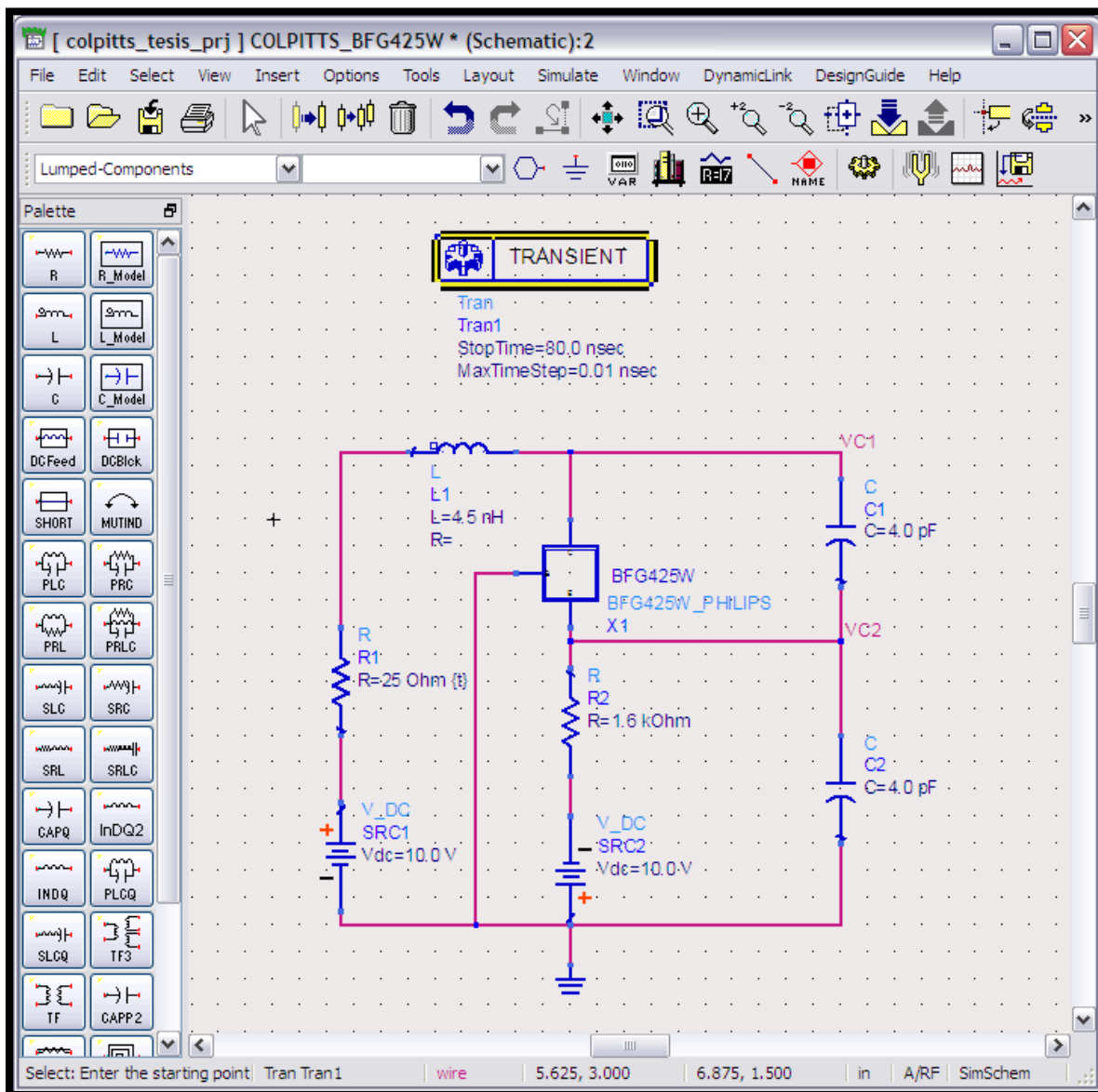



Figura 41. Oscilador Colpitts

Ya que se tiene el circuito de la Figura 41 se procede con la simulación, esto se hace activando el icono **Simulate** , al efectuar esto se despliega una ventana de resultados en blanco en la que se pueden escoger la presentación de resultados las cuales pueden ser: cartas de Smith, graficas polares, graficas rectangulares, tablas, listas, ecuaciones, texto y fabricar figuras geométricas, también se pueden usar las plantillas precargadas que dispone el simulador Advanced Design System. La ventana de resultados en blanco se muestra en la Figura 42.

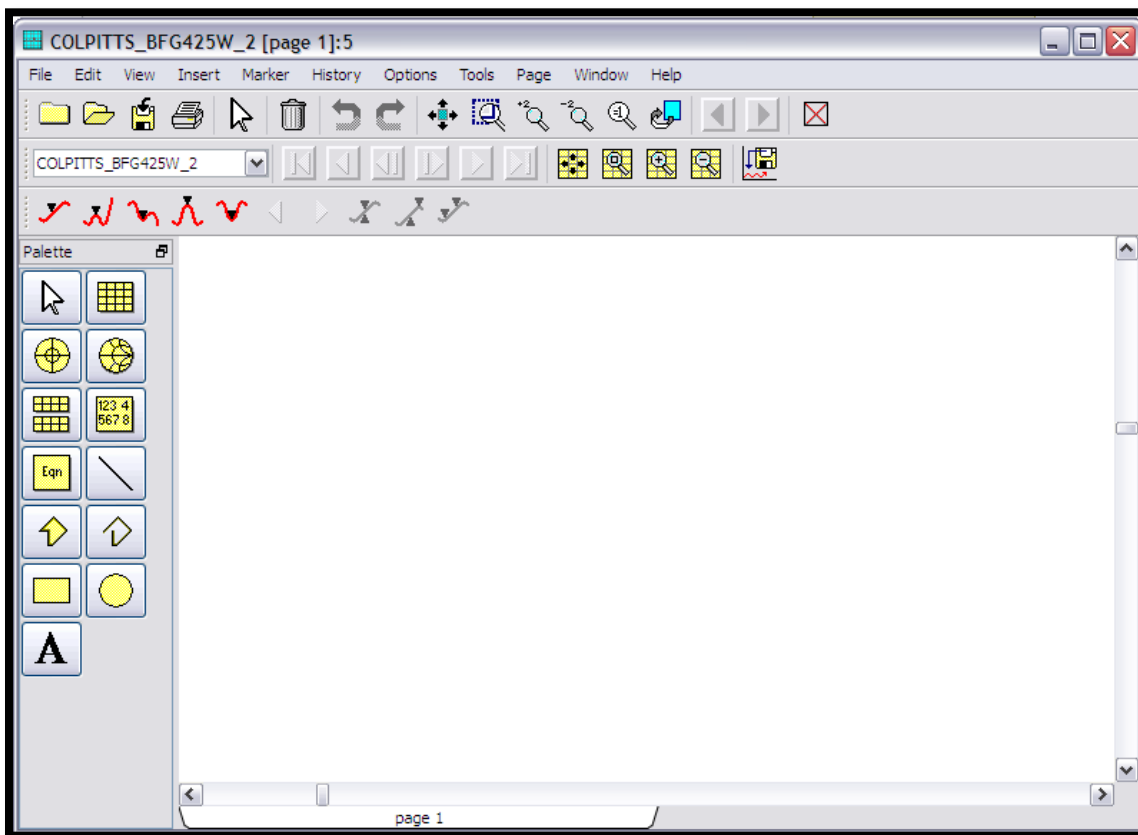



Figura 42. Ventana de resultados.

Para esta simulación se hace uso de gráficas rectangulares, ya que así es como mejor se pueden representar los resultados tanto del nodo V_{C1} y V_{C2} como del atractor que generan los dos nodos.

Para observar el comportamiento del oscilador en la ventana de resultados, se puede utilizar el comando **Tune**  con esto se despliega una ventana con el nombre Tune Parameters esta ventana pide que se escoja el componente a variar una vez que se escoge se muestra la ventana de la Figura 43 en la cual se puede variar el valor de la resistencia desde un valor mínimo el cual se pone en 15 Ω hasta un valor máximo de 115 Ω con pasos de 5 Ω , estos valores se pueden modificar según lo requerido para el proyecto con un simple desplazamiento de la barra en la ventana se varia el valor del componente, en esta ventana también se puede optimizar los parámetros, habilitar o deshabilitar el dispositivo entre otra opciones, con un simple desplazamiento de la barra en la ventana se varia el valor del componente. Con esta herramienta se ajustan las características deseadas del circuito.

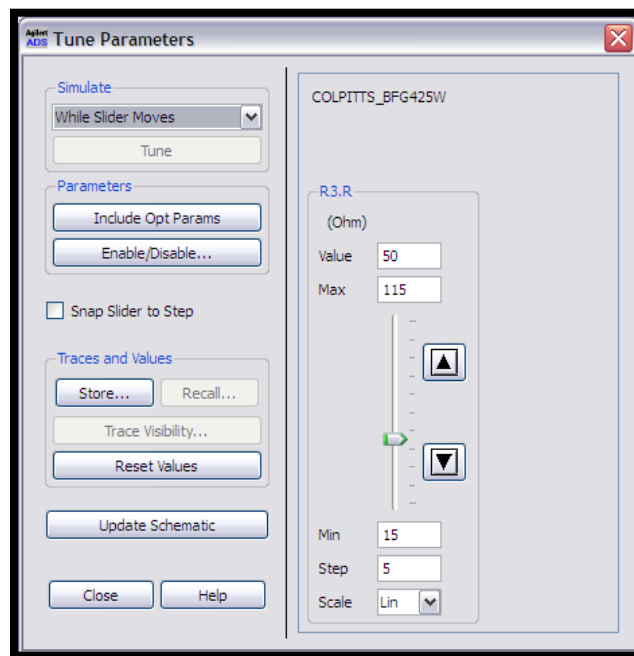


Figura 43. Ventana de ajuste Tune Parameters.

Siendo un atractor una de las características que tienen los osciladores caóticos [Posadas C., 2008]. Los atractores se obtuvieron mediante los siguiente parámetros: Mediante el empleo de la herramienta **TUNE** se encuentran los atractores: atractor punto = [$R_1= 100 \Omega$], atractor periódico = [$R_1= 52 \Omega$], atractor pseudo-periódico = [$R_1= 35 \Omega$], atractor caótico = [$R_1= 25 \Omega$]. En la Figura 44 se muestran las gráficas de los voltajes de cada capacitor y el atractor punto ($R_1=100 \Omega$).

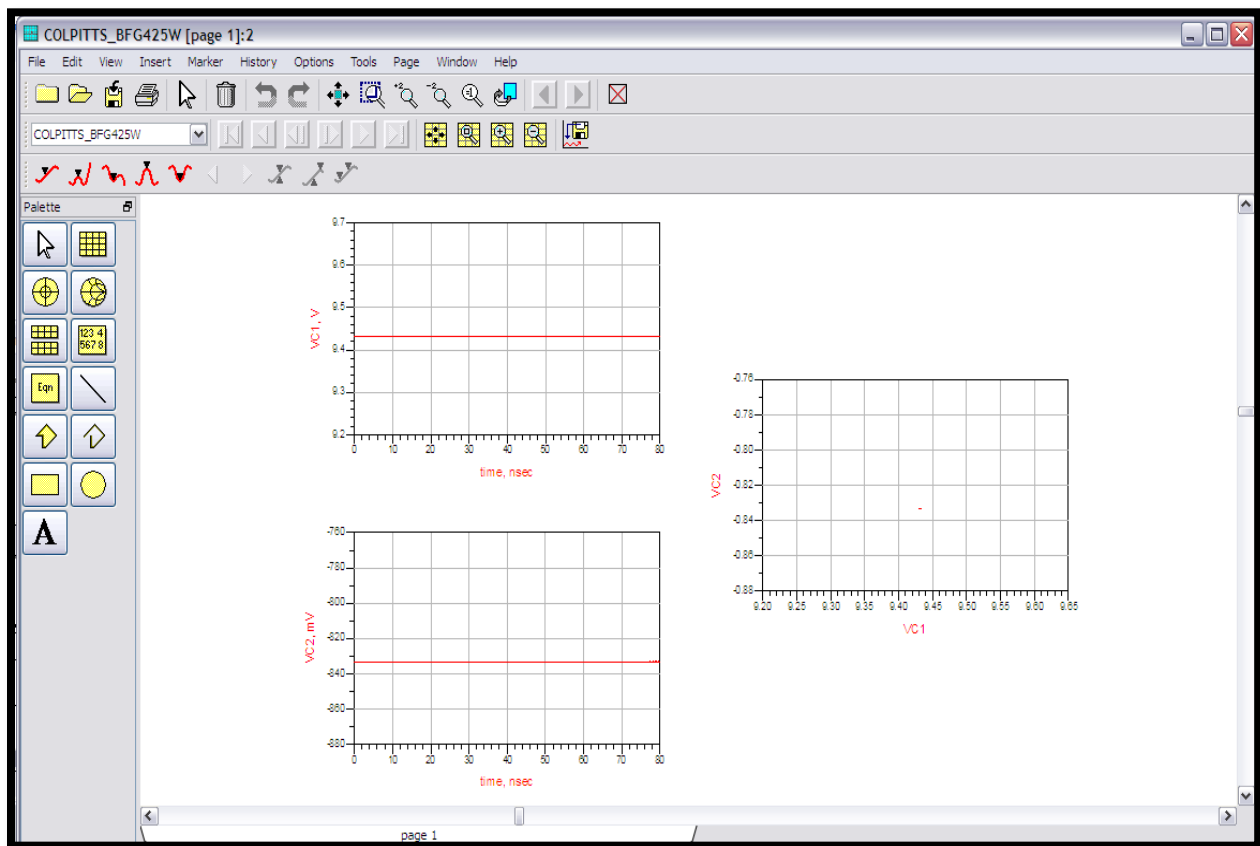


Figura 44. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor punto.

En la Figura 45 se muestran las gráficas de los voltajes de cada capacitor y el atractor periódico [$R_1= 52 \Omega$]. Y en la Figura 46 se muestran las gráficas de los voltajes de cada capacitor y el atractor pseudo-periódico = [$R_1= 35 \Omega$].

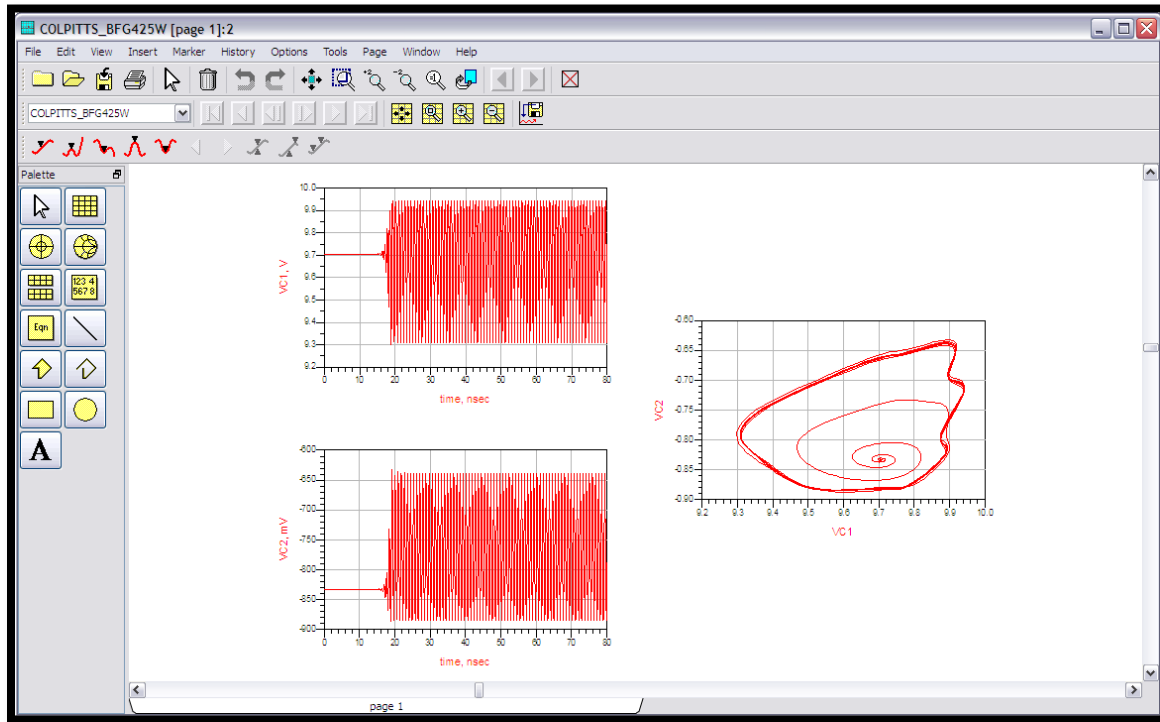


Figura 45. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor periódico.

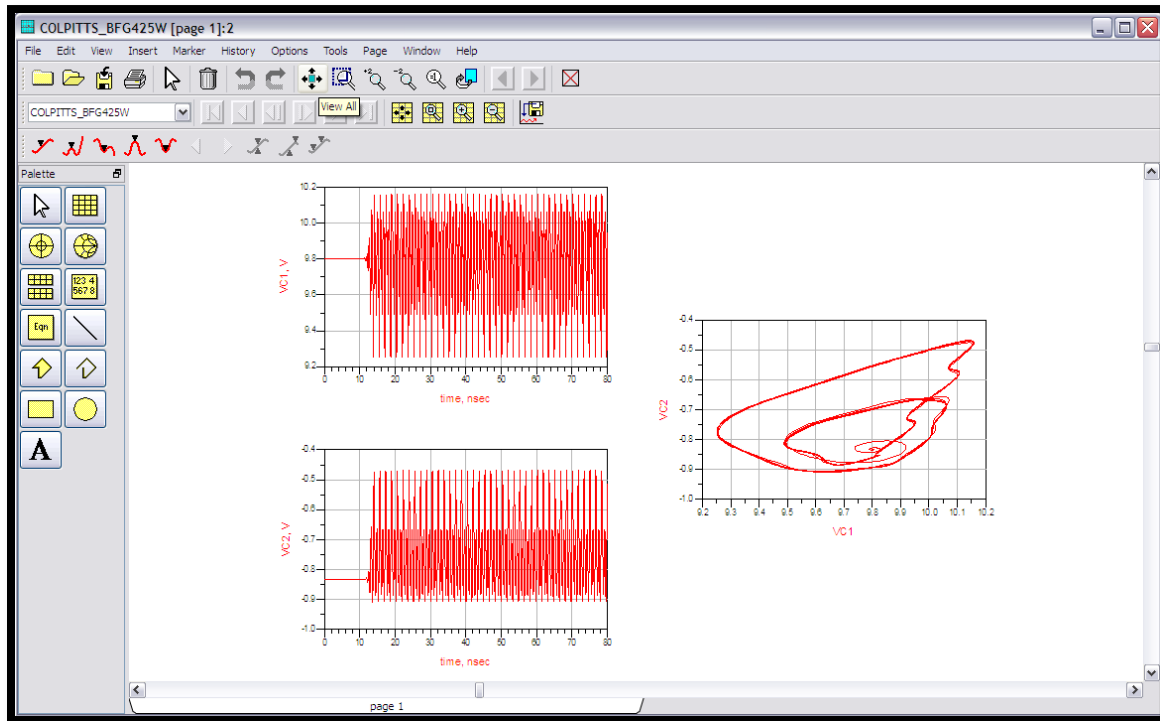


Figura 46. Gráficas: Señal V_{C1} , señal V_{C2} y atractor pseudo-periódico.

En la Figura 47 se muestran las gráficas de los voltajes de cada capacitor y el atractor, atractor caótico = $[R_1 = 25 \Omega]$.

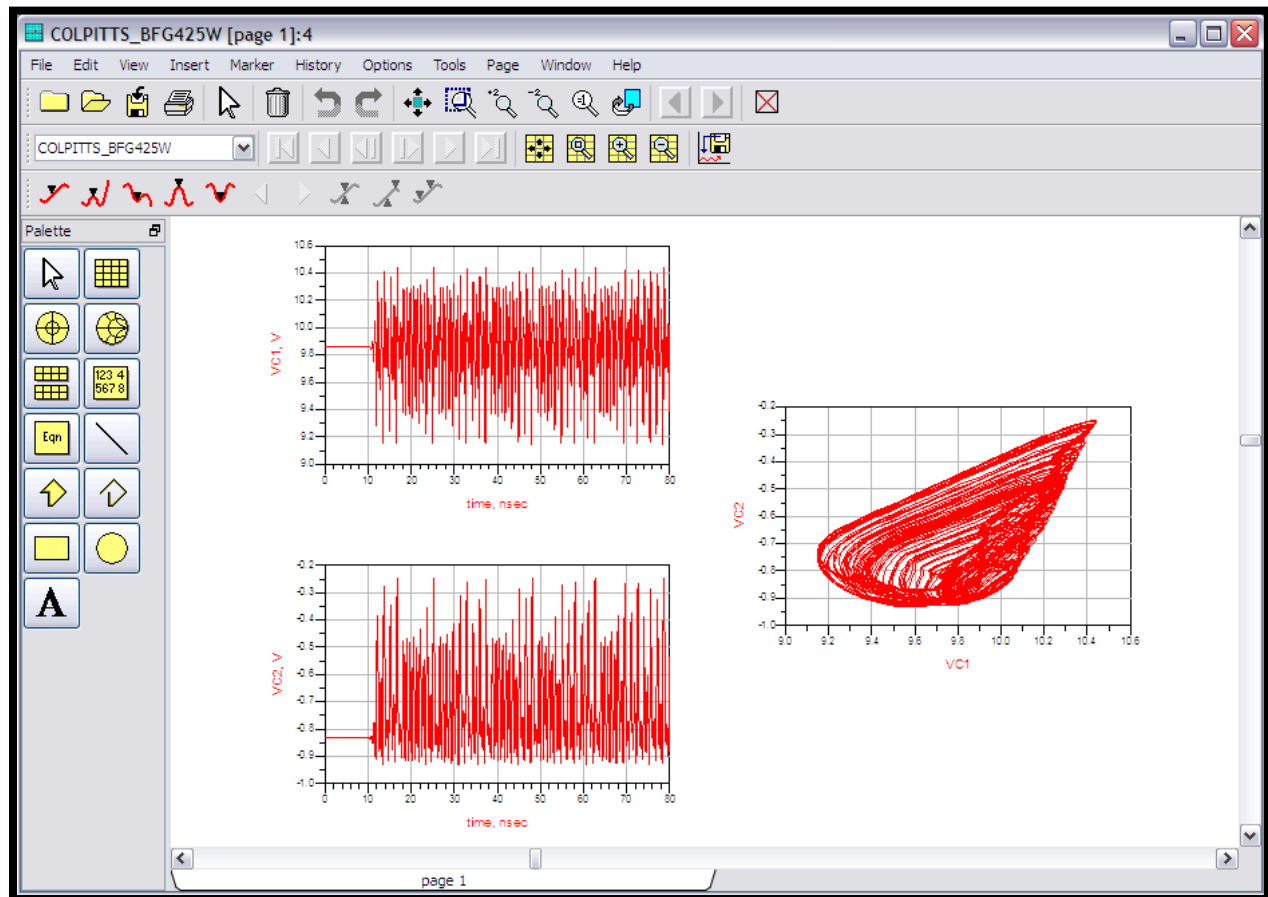


Figura 47. Gráficas: Señal caótica V_{C1} , señal caótica V_{C2} y atractor caótico.

CAPÍTULO 5.- Resultados

5.1.-Observaciones

De acuerdo a los resultados de las simulaciones efectuadas en el capítulo 4 se observa que:

- ✓ Al comparar los resultados de las gráficas de los parámetros S del transistor creado en el simulador ADS y las gráficas proporcionadas por el fabricante en las hojas de datos del transistor BFG425W BJT [Philips S., 1998] se comprueba que el transistor ha sido creado de forma correcta ya que los resultados en ambos casos son compatibles.
- ✓ Al comparar las gráficas de los parámetros S del transistor creado en el simulador ADS y las gráficas que proporciona el artículo de [Mamadou BAH, 2008] se vuelve a confirmar que el transistor ha sido creado de forma correcta, ya que se obtiene el mismo resultado en cuanto a comportamiento y valores de los parámetros S, de igual forma que en el artículo el resultado del coeficiente de reflexión a la salida ($S_{[2,2]}$) es el que presenta mayor variación, lo cual no presenta problema.
- ✓ Los Parámetros utilizados para cada elemento del oscilador Colpitts fueron determinados en base a investigación bibliográfica [S. Qiao, 2007 A], [S. Qiao, 1, 2007 B], [S. Qiao, 2007 C] y a la experiencia obtenida en este trabajo. De la misma forma se encontraron los atractores: atractor punto = [$R_1= 100 \Omega$], atractor periódico = [$R_1= 52 \Omega$], atractor pseudo-periódico = [$R_1= 35 \Omega$], atractor caótico = [$R_1= 25 \Omega$].

5.2.- Conclusiones

A continuación se mencionan algunas conclusiones generales sobre este trabajo de investigación.

En este trabajo de tesis se realizó el diseño y simulación de un oscilador Colpitts, la señal exhibe un comportamiento caótico, lo cual le da, la apariencia de ser ruido, otra aportación es que se han presentado las simulaciones de sistemas caóticos en el paquete informático ADS el cual es nuevo en este tipo de simulaciones.

Los resultados de las simulaciones coinciden de buena forma a los medidos por el fabricante (Philips). Este transistor es especialmente adecuado para uso en RF y trabajar a altas frecuencias entre (1 a 3 GHz).

Se mostró que el circuito oscilador Colpitts puede generar una señal caótica dentro de la banda de microondas, ésta puede ser usada como señal para un sistema radar y tener las ventajas de las señales caóticas. Con los resultados obtenidos se cubre el objetivo de la tesis.

5.3.- Trabajos futuros

Para continuar con el estudio iniciado por esta tesis se sugiere:

- Realizar físicamente el oscilador Colpitts caótico y caracterizarlo.
- Sincronizar dos osciladores Colpitts y comunicarse entre ellos.
- Usar el oscilador en un sistema de radar físicamente, para observar y estudiar su comportamiento.

REFERENCIAS

[Acosta R, 2009]. Acosta R, 2009, "Comunicaciones seguras en una red de usuarios usando sistemas Hipercaóticos", Tesis Maestría, UABC.

[Agilent T., 2009]. Agilent Technologies, 2009, "Advanced Design System 2009", user's guide.

[Aguilar A, 2005]. Aguilar A, 2005, "Sincronización de osciladores caóticos discretos", Tesis Doctorado CICESE.

[Belmonte I., 2006]. Belmonte I. Noriega U. y Núñez Q., 2006, "Sincronización de sistemas complejos", Verano de investigación CICESE.

[Byron E., 1993]. Byron Edde, 1993 "Radar: Principles, Technology; Applications", Prentice Hall.

[E. B Craft, 1919]. E. B Craft and E. H. Colpitts, 1919, "Radio Telephony", Tram. NEE, vol.38, 305-343.

[E. Brittain, 1997]. E. Brittain, 1997, "Edwin H. Colpitts: A Pioneer in communications Engineering", Proc. IEEE, vol.85.

[E. H. Colpitts, 1920]. E. H. Colpitts, 1920, "Oscillation Generation", Canadian Patent Number 226,743.

[E. N. Lorenz, 1995]. Edward N. Lorenz, 1995, "The essence of chaos", University of Washington Press.

[G. Kouemou, 2010]. Guy Kouemou, 2010, "Radar Technology", (Ed.), InTech.

[G. M. Maggio, 1997]. G. M. Maggio, C. Kennedy and M.P. Kennedy, 1997, "Experimental manifestations of chaos in the Colpitts oscillator", in Proc. ISSC'97, 235-242.

[G. M. Maggio, 1999]. G. M. Maggio, O. De Feo and M.P. Kennedy, 1999, "Nonlinear-analysis of the Colpitts oscillator and applications to design", IEEE Trans Circuit and Systems-I vol. 46 No. 9, 18-30.

[G. Mykolaitis, 2004]. G. Mykolaitis, A. Tamasevicicius, S. Bumeliene, 2004, "Experimental demonstration of chaos from Colpitts oscillator in VHF and UHF ranges, Electronics Letters, vol. 40, No. 2, 91-92.

[J. L. Eaves, 1987]. J.L. Eaves, E.K. Reedy. Van Nostrand Reinhold, 1987, "*Principles of Modern Radar*". New York.

[J. M. Sánchez, 2007]. J. M. Sánchez Ron, 2007, "El poder de la ciencia", Ed. Critica, España.

[M. P. Kennedy, 1994]. M. P. Kennedy, 1994, "Chaos in te Colpitts Oscillator". IEEE Transactions on circuits and systems, Vol.41, No. 11, 771-774.

[Mamadou BAH, 2008]. Mamadou BAH, 2008, "Modeling and simulation of the transistor BFG425W NPN wideband", UPBFIE, Galati Romania.

[N. Levanon, 1988]. N. Levanon. John Wiley and Sons, 1988, "*Radar Principles*".

[Philips s., 1998]. Philips semiconductors, 1998, "Data set BFG425W NPN 25 GHz wideband transistor".

[Posadas C., 2008]. Posadas C., 2008, "Sincronización de sistemas complejos", Tesis Doctorado, UABC.

[R. J. Sullivan, 2000]. Roger J. Sullivan, 2000, "Microwave radar imaging and advanced concepts", Artech House.

[R. L. Boylestad, 2003]. R. L. Boylestad y L. Nashelsky, 2003, "Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos", Ed. Prentice Hall.

[Rodríguez E. 2009]. Rodríguez E. 2009, "Cifrado de información con base en sincronía de atractores caóticos con múltiples enrollamientos", Tesis Maestría, UABC.

[S. Bravo, 2006]. S. Bravo, 2006, "Electrónica analógica", CEAC y Marcombo S. A.

[S. Qiao, 2007 A]. S. Qiao, T. Jiang, L. Ran, K. Chen, 2007, "Ultra-wide Band Random-signal RADAR Utilizing Microwave Chaos", IEEE international symposium on Microwave, 482-486.

[S. Qiao, 2007 B]. S. Qiao, Z. Shi, K. Chen, W.Cui, W. Ma, T. Jiang, L. Ran, 2007, "A New Architecture of UWB Radar Utilizing Microwave Chaotic Signals and Chaos Synchronization", Progress In Electromagnetics Research, PIER 75, 225-237.

[S. Qiao, 2007 C]. S. Qiao, Z. Shi, K. Chen, W.Cui, W. Ma, T. Jiang, L. Ran, 2007, "Ambiguity Functions of Direct Chaotic Radar Employing Microwave Chaotic Colpitts Oscillator", Progress In Electromagnetics Research, PIER 77, 1-14.

[S. R. McLeUand, 1998]. Scott R. McLeUand, B. Eng., E.I.T., 1998, "Design and Evaluation of a Ka-Band Colpitts VCO for Wireless Communications", Tesis Maestría, Ottawa Carleton Institute of Electrical and Computer Engineering.

[Sergey A., 2001]. Sergey A. Leonov, 2001, "*Handbook of computer simulation in radio engineering, communications and radar*". Artech House.

[Sobhy, 2000]. Sobhy, M. I. and A. R. Shehata, 2000, "Chaotic radar systems", IEEE MTT-S Digest, 1701-1704.

[Thomasi, 2003]. Thomasi, 2003, "Sistemas de comunicaciones electrónicas", Prentice Hall, cuarta edición.

[Z. G. Shi, 2004]. Z. G. Shi, L. X. Itan, 2004, "Design of Chaotic Colpitts Oscillator with Prescribed Frequency Distribution", International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation, vol. 5 No. 1, 89-94.

[Zhiguo S., 2005]. Zhiguo S., Lixin R. and Kangsheng C., 2005, "Chaos Generation in Microwave Band Using Colpitts Circuit", IEEE.

APENDICE A

Hoja de datos del transistor BFG425W

DISCRETE SEMICONDUCTORS

DATA SHEET

BFG425W
NPN 25 GHz wideband transistor

Product specification
Supersedes data of 1998 Mar 11

2010 Sep 15



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

FEATURES

- Very high power gain
- Low noise figure
- High transition frequency
- Emitter is thermal lead
- Low feedback capacitance.

APPLICATIONS

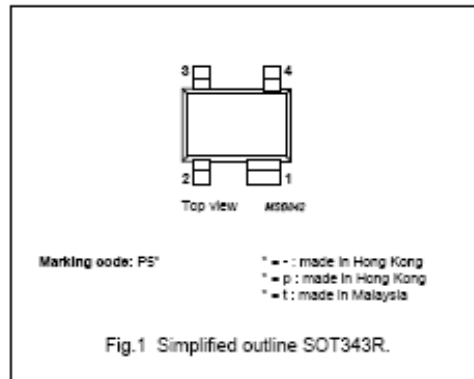
- RF front end
- Wideband applications, e.g. analog and digital cellular telephones, cordless telephones (PHS, DECT, etc.)
- Radar detectors
- Pagers
- Satellite television tuners (SATV)
- High frequency oscillators.

DESCRIPTION

NPN double polysilicon wideband transistor with buried layer for low voltage applications in a plastic, 4-pin dual-emitter SOT343R package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	emitter
4	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	-	-	10	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	-	-	4.5	V
I_C	collector current (DC)		-	25	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 103^\circ\text{C}$	-	-	135	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}$	50	80	120	
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0; V_{CB} = 2\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	85	-	fF
f_T	transition frequency	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	-	25	-	GHz
G_{max}	maximum power gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	-	20	-	dB
F	noise figure	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; \Gamma_B = \Gamma_{opt}$	-	1.2	-	dB

CAUTION

This product is supplied in anti-static packing to prevent damage caused by electrostatic discharge during transport and handling.

NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

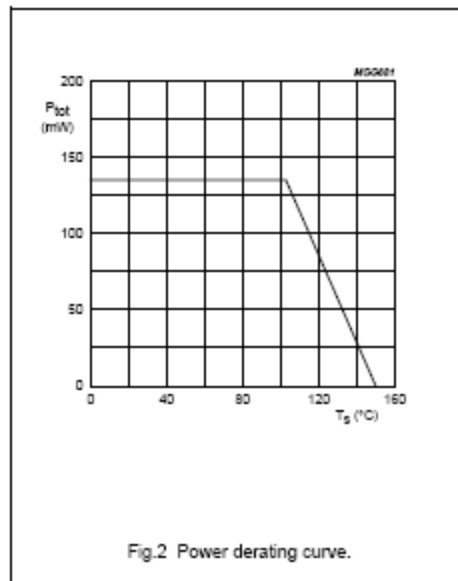
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	-	10	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	-	4.5	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	-	1	V
I_C	collector current (DC)		-	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 103\text{ }^\circ\text{C}$; note 1; see Fig.2	-	135	mW
T_{slp}	storage temperature		-65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	operating junction temperature		-	150	$^\circ\text{C}$

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the emitter pins.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$R_{th,j-s}$	thermal resistance from junction to soldering point	350	K/W



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

CHARACTERISTICS

T_J = 25 °C unless otherwise specified.

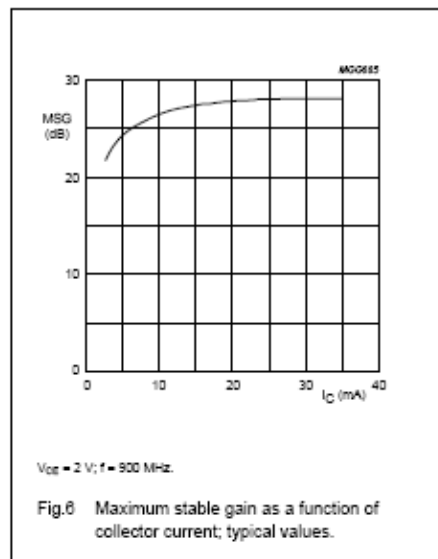
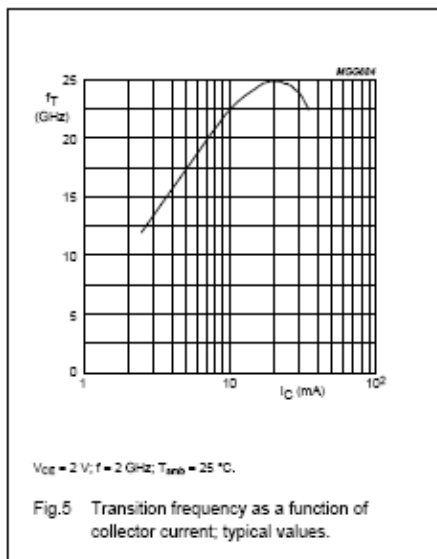
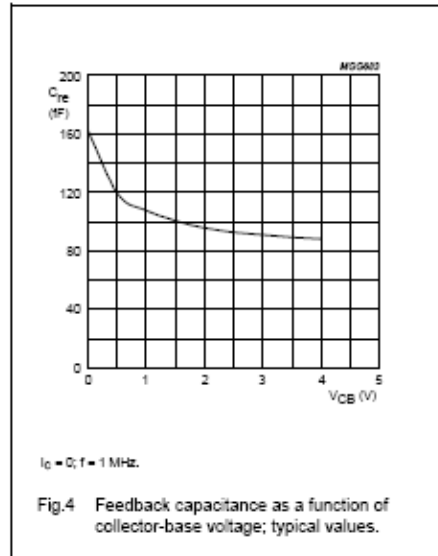
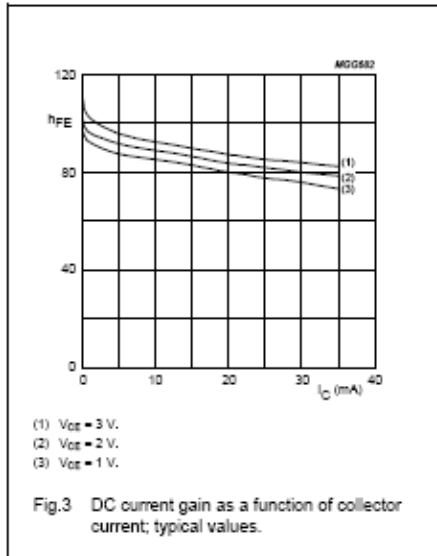
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V _{(BR)CBO}	collector-base breakdown voltage	I _C = 2.5 μA; I _E = 0	10	–	–	V
V _{(BR)CEO}	collector-emitter breakdown voltage	I _C = 1 mA; I _B = 0	4.5	–	–	V
V _{(BR)EBO}	emitter-base breakdown voltage	I _E = 2.5 μA; I _C = 0	1	–	–	V
I _{CB0}	collector-base leakage current	I _E = 0; V _{CB} = 4.5 V	–	–	15	nA
h _{FE}	DC current gain	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; see Fig.3	50	80	120	
C _c	collector capacitance	I _E = I _c = 0; V _{CB} = 2 V; f = 1 MHz	–	300	–	fF
C _e	emitter capacitance	I _C = I _c = 0; V _{EB} = 0.5 V; f = 1 MHz	–	575	–	fF
C _{re}	feedback capacitance	I _C = 0; V _{CB} = 2 V; f = 1 MHz; see Fig.4	–	95	–	fF
f _T	transition frequency	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; T _{amb} = 25 °C; see Fig.5	–	25	–	GHz
G _{max}	maximum power gain; note 1	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; T _{amb} = 25 °C; see Figs 7 and 8	–	20	–	dB
S ₂₁ ²	insertion power gain	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; T _{amb} = 25 °C; see Fig.8	–	17	–	dB
F	noise figure	I _C = 2 mA; V _{CE} = 2 V; f = 900 MHz; Γ _S = Γ _{opt} ; see Fig.13	–	0.8	–	dB
		I _C = 2 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; Γ _S = Γ _{opt} ; see Fig.13	–	1.2	–	dB
P _{L1}	output power at 1 dB gain compression	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; Z _S = Z _{S opt} ; Z _L = Z _{L opt} ; note 2	–	12	–	dBm
I _{TO}	third order intercept point	I _C = 25 mA; V _{CE} = 2 V; f = 2 GHz; Z _S = Z _{S opt} ; Z _L = Z _{L opt} ; note 2	–	22	–	dBm

Notes

- G_{max} is the maximum power gain, if K > 1. If K < 1 then G_{max} = MSG; see Figs 6, 7 and 8.
- Z_S is optimized for noise; Z_L is optimized for gain.

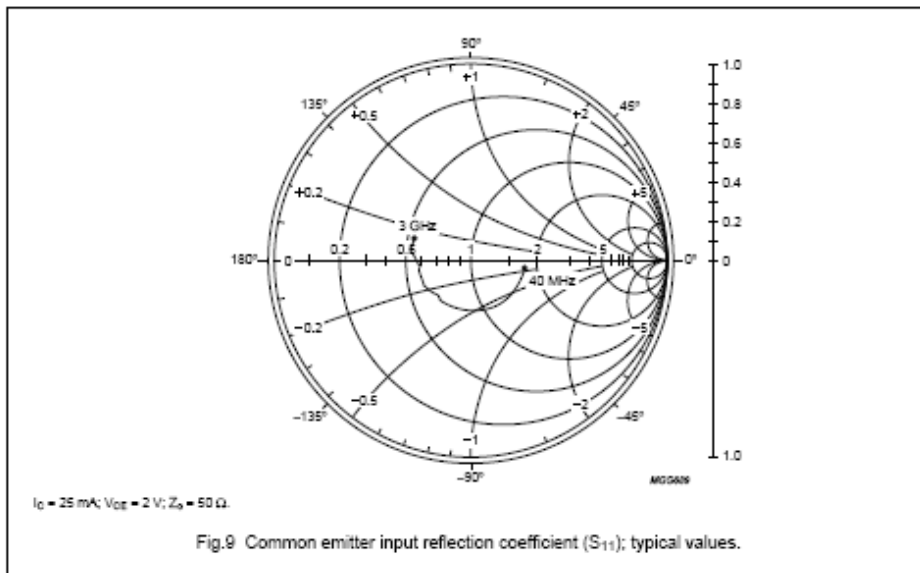
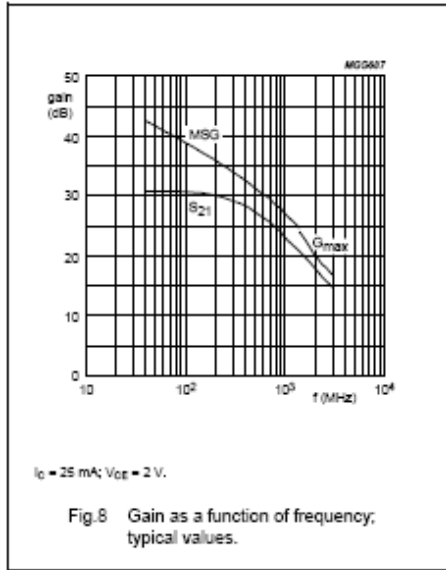
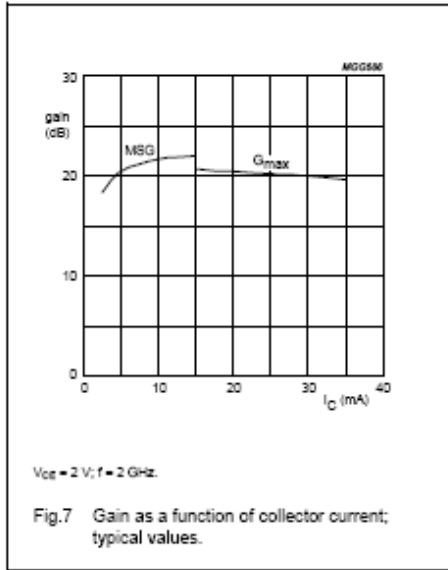
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



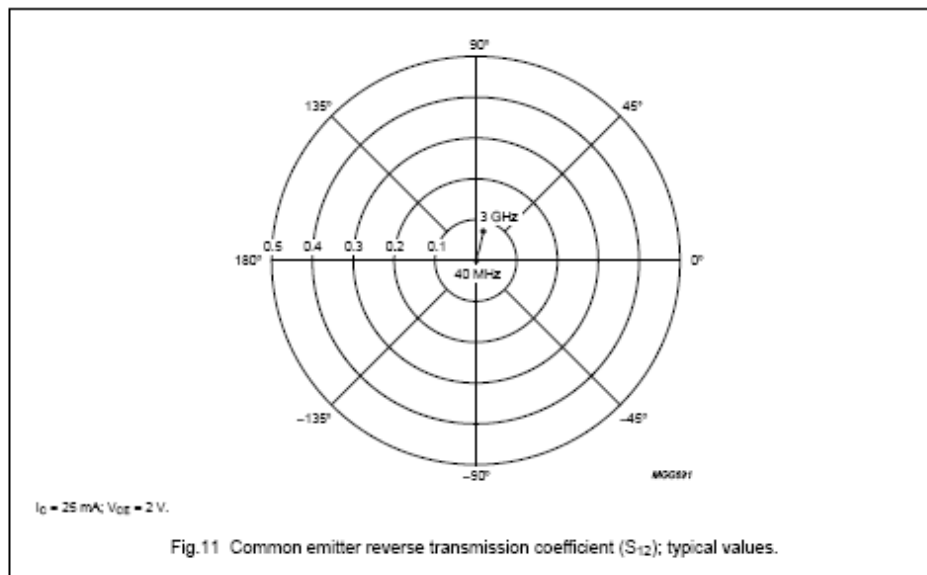
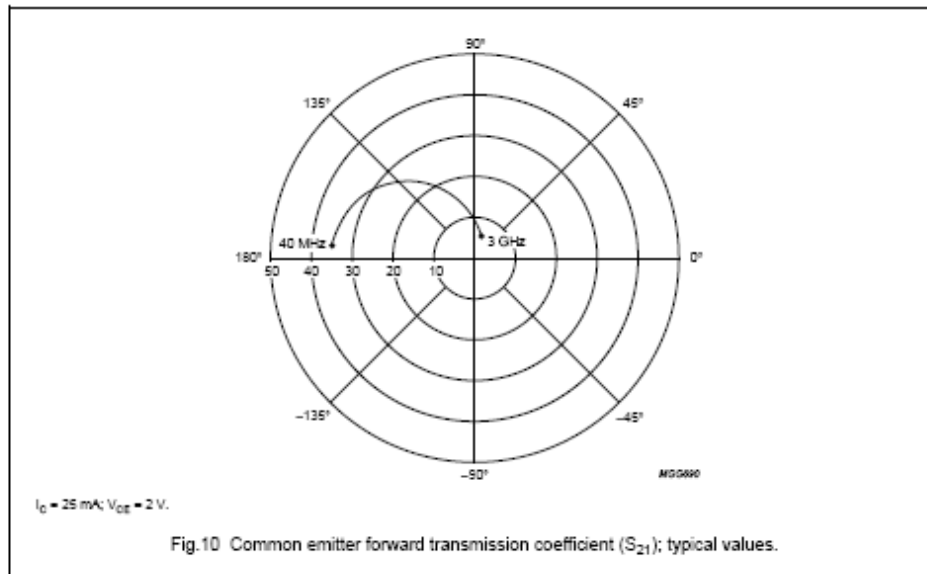
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



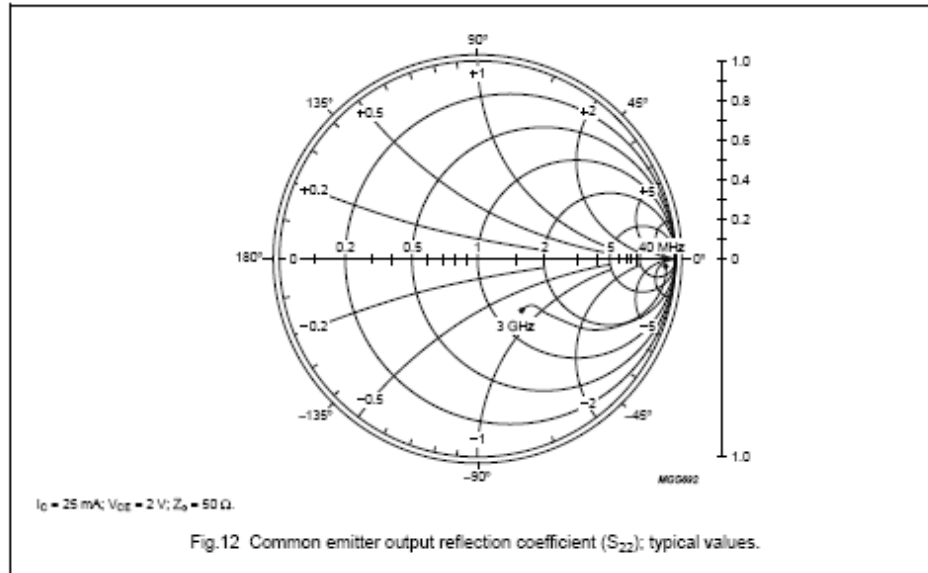
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



NPN 25 GHz wideband transistor

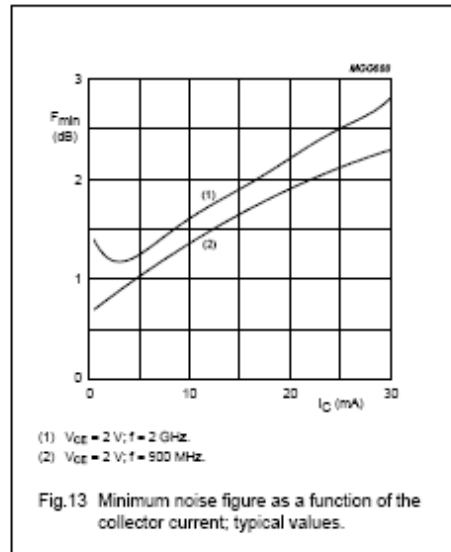
BFG425W



Noise data

$V_{CE} = 2 \text{ V}$; typical values.

f (MHz)	I_C (mA)	F_{min} (dB)	Γ_{mag}	Γ_{angle}	r_n (Ω)
900	1	0.7	0.67	19.1	0.40
	2	0.8	0.48	17.8	0.27
	4	1	0.28	11.7	0.24
	10	1.4	0.02	-83.9	0.19
	15	1.6	0.11	-162.4	0.18
	20	1.9	0.19	-165.5	0.18
	25	2.1	0.25	-166.3	0.19
2000	1	1.3	0.56	57.5	0.36
	2	1.2	0.43	57.2	0.25
	4	1.2	0.22	60.8	0.18
	10	1.6	0.06	137.4	0.19
	15	1.9	0.13	-162.1	0.20
	20	2.2	0.17	-155.5	0.20
	25	2.5	0.22	-152.2	0.21
30	2.8	0.27	-150.8	0.25	



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

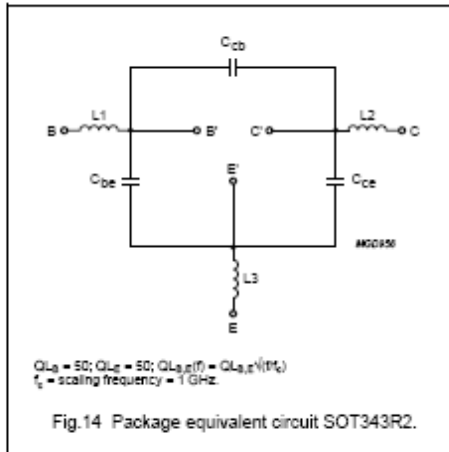
SPICE parameters for the BFG425W die

SEQUENCE No.	PARAMETER	VALUE	UNIT
1	IS	47.17	aA
2	BF	145.0	–
3	NF	0.993	–
4	VAF	31.12	V
5	IKF	304.0	mA
6	ISE	300.2	fA
7	NE	3.000	–
8	BR	11.37	–
9	NR	0.985	–
10	VAR	1.874	V
11	IKR	0.121	A
12	ISC	484.8	aA
13	NC	1.546	–
14	RB	14.41	Ω
15	IRB	0.000	A
16	RBM	6.175	Ω
17	RE	177.9	m Ω
18	RC	1.780	Ω
19 ⁽¹⁾	XTB	1.500	–
20 ⁽¹⁾	EG	1.110	eV
21 ⁽¹⁾	XTI	3.000	–
22	CJE	310.9	fF
23	VJE	900.0	mV
24	MJE	0.346	–
25	TF	4.122	ps
26	XTF	68.20	–
27	VTF	2.004	V
28	ITF	1.525	A
29	PTF	0.000	deg
30	CJC	137.7	fF
31	VJC	556.9	mV
32	MJC	0.207	–
33	XCJC	0.500	–
34 ⁽¹⁾	TR	0.000	ns
35 ⁽¹⁾	CJS	667.5	fF
36 ⁽¹⁾	VJS	418.3	mV
37 ⁽¹⁾	MJS	0.239	–
38	FC	0.550	–

SEQUENCE No.	PARAMETER	VALUE	UNIT
39 ⁽²⁾⁽³⁾	C _{bp}	145	fF
40 ⁽²⁾	R _{sb1}	25	Ω
41 ⁽³⁾	R _{sb2}	19	Ω

Notes

1. These parameters have not been extracted, the default values are shown.
2. Bonding pad capacity C_{bp} in series with substrate resistance R_{sb1} between B' and E'.
3. Bonding pad capacity C_{bp} in series with substrate resistance R_{sb2} between C' and E'.



List of components (see Fig.14)

DESIGNATION	VALUE	UNIT
C _{de}	80	fF
C _{cb}	2	fF
C _{ce}	80	fF
L1	1.1	nH
L2	1.1	nH
L3 (note 1)	0.25	nH

Note

1. External emitter inductance to be added separately due to the influence of the printed-circuit board.

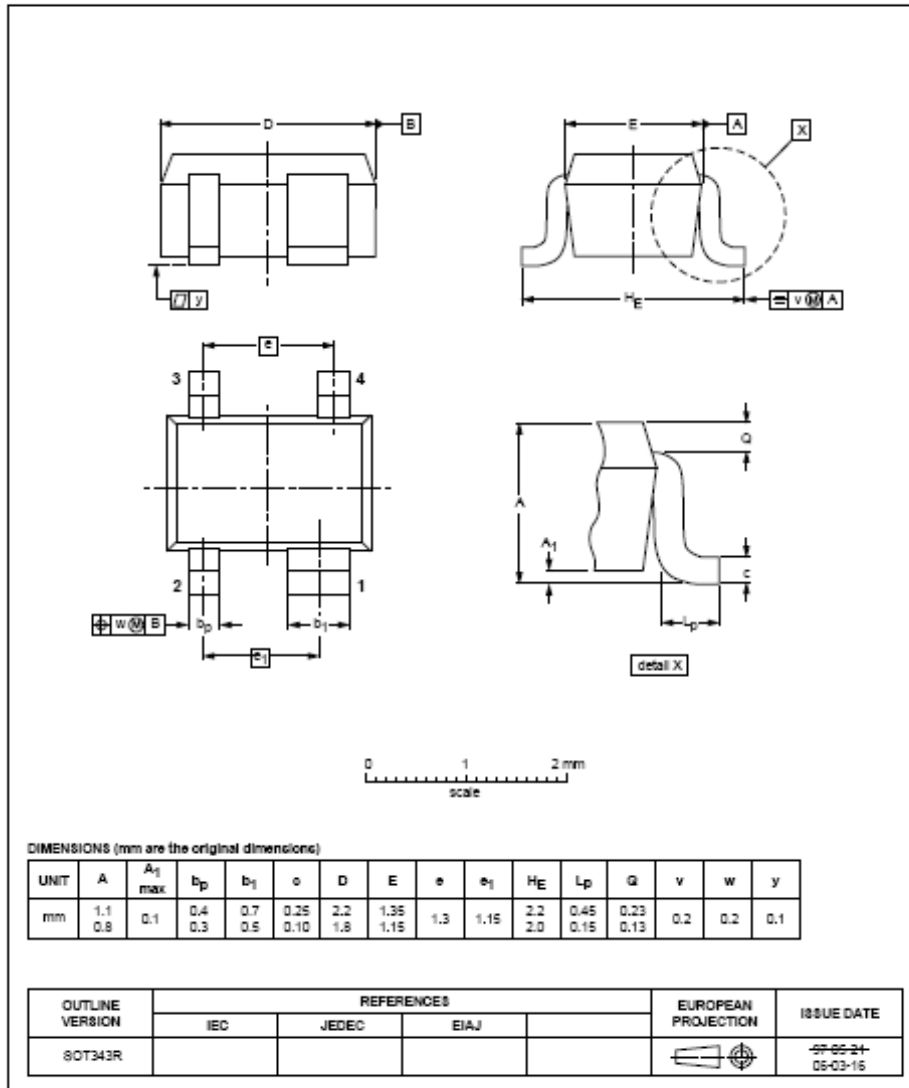
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface-mounted package; reverse pinning; 4 leads

SOT343R



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

DATA SHEET STATUS

DOCUMENT STATUS ⁽¹⁾	PRODUCT STATUS ⁽²⁾	DEFINITION
Objective data sheet	Development	This document contains data from the objective specification for product development.
Preliminary data sheet	Qualification	This document contains data from the preliminary specification.
Product data sheet	Production	This document contains the product specification.

Notes

1. Please consult the most recently issued document before initiating or completing a design.
2. The product status of device(s) described in this document may have changed since this document was published and may differ in case of multiple devices. The latest product status information is available on the Internet at URL <http://www.nxp.com>.

DISCLAIMERS

Limited warranty and liability — Information in this document is believed to be accurate and reliable. However, NXP Semiconductors does not give any representations or warranties, expressed or implied, as to the accuracy or completeness of such information and shall have no liability for the consequences of use of such information.

In no event shall NXP Semiconductors be liable for any indirect, incidental, punitive, special or consequential damages (including - without limitation - lost profits, lost savings, business interruption, costs related to the removal or replacement of any products or rework charges) whether or not such damages are based on tort (including negligence), warranty, breach of contract or any other legal theory.

Notwithstanding any damages that customer might incur for any reason whatsoever, NXP Semiconductors' aggregate and cumulative liability towards customer for the products described herein shall be limited in accordance with the *Terms and conditions of commercial sale* of NXP Semiconductors.

Right to make changes — NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

Suitability for use — NXP Semiconductors products are not designed, authorized or warranted to be suitable for use in life support, life-critical or safety-critical systems or equipment, nor in applications where failure or malfunction of an NXP Semiconductors product can reasonably be expected to result in personal injury, death or severe

property or environmental damage. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of NXP Semiconductors products in such equipment or applications and therefore such inclusion and/or use is at the customer's own risk.

Applications — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. NXP Semiconductors makes no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Customers are responsible for the design and operation of their applications and products using NXP Semiconductors products, and NXP Semiconductors accepts no liability for any assistance with applications or customer product design. It is customer's sole responsibility to determine whether the NXP Semiconductors product is suitable and fit for the customer's applications and products planned, as well as for the planned application and use of customer's third party customer(s). Customers should provide appropriate design and operating safeguards to minimize the risks associated with their applications and products.

NXP Semiconductors does not accept any liability related to any default, damage, costs or problem which is based on any weakness or default in the customer's applications or products, or the application or use by customer's third party customer(s). Customer is responsible for doing all necessary testing for the customer's applications and products using NXP Semiconductors products in order to avoid a default of the applications and the products or of the application or use by customer's third party customer(s). NXP does not accept any liability in this respect.

NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

Limiting values — Stress above one or more limiting values (as defined in the Absolute Maximum Ratings System of IEC 60134) will cause permanent damage to the device. Limiting values are stress ratings only and (proper) operation of the device at these or any other conditions above those given in the Recommended operating conditions section (if present) or the Characteristics sections of this document is not warranted. Constant or repeated exposure to limiting values will permanently and irreversibly affect the quality and reliability of the device.

Terms and conditions of commercial sale — NXP Semiconductors products are sold subject to the general terms and conditions of commercial sale, as published at <http://www.nxp.com/profile/terms>, unless otherwise agreed in a valid written individual agreement. In case an individual agreement is concluded only the terms and conditions of the respective agreement shall apply. NXP Semiconductors hereby expressly objects to applying the customer's general terms and conditions with regard to the purchase of NXP Semiconductors products by customer.

No offer to sell or license — Nothing in this document may be interpreted or construed as an offer to sell products that is open for acceptance or the grant, conveyance or implication of any license under any copyrights, patents or other industrial or intellectual property rights.

Export control — This document as well as the item(s) described herein may be subject to export control regulations. Export might require a prior authorization from national authorities.

Quick reference data — The Quick reference data is an extract of the product data given in the Limiting values and Characteristics sections of this document, and as such is not complete, exhaustive or legally binding.

Non-automotive qualified products — Unless this data sheet expressly states that this specific NXP Semiconductors product is automotive qualified, the product is not suitable for automotive use. It is neither qualified nor tested in accordance with automotive testing or application requirements. NXP Semiconductors accepts no liability for inclusion and/or use of non-automotive qualified products in automotive equipment or applications.

In the event that customer uses the product for design-in and use in automotive applications to automotive specifications and standards, customer (a) shall use the product without NXP Semiconductors' warranty of the product for such automotive applications, use and specifications, and (b) whenever customer uses the product for automotive applications beyond NXP Semiconductors' specifications such use shall be solely at customer's own risk, and (c) customer fully indemnifies NXP Semiconductors for any liability, damages or failed product claims resulting from customer design and use of the product for automotive applications beyond NXP Semiconductors' standard warranty and NXP Semiconductors' product specifications.

NXP Semiconductors

provides High Performance Mixed Signal and Standard Product solutions that leverage its leading RF, Analog, Power Management, Interface, Security and Digital Processing expertise

Customer notification

This data sheet was changed to reflect the new company name NXP Semiconductors, including new legal definitions and disclaimers. No changes were made to the technical content, except for the marking codes and the package outline drawings which were updated to the latest version.

Contact information

For additional information please visit: <http://www.nxp.com>

For sales offices addresses send e-mail to: salesaddresses@nxp.com

© NXP B.V. 2010

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

R7705pp13

Date of release: 2010 Sep 15