

**Centro de Investigación Científica y de Educación  
Superior de Ensenada, Baja California**



---

**Maestría en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones  
con orientación en Altas Frecuencias**

---

**Investigación e implementación del “Envelope Load-Pull” para la  
caracterización de transistores de potencia**

Tesis

Para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias

Presenta:

**Eduardo Javier Malfavaun González**

Ensenada, Baja California, México

2016

Tesis defendida por

**Eduardo Javier Malfavaun González**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
*Director del Comité*

Dr. María del Carmen Maya Sánchez  
*Miembro del Comité*

Dr. Humberto Lobato Morales  
*Miembro del Comité*

Dr. Heriberto Márquez Becerra  
*Miembro del Comité*



---

**Dr. Miguel Alonso Arévalo**  
Coordinador del Posgrado en Electrónica y  
Telecomunicaciones

---

**Dra. Rufina Hernández Martínez**  
Directora de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta **Eduardo Javier Malfavaun González** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

## **Investigación e implementación del “Envelope Load-Pull” para la caracterización de transistores de potencia**

Resumen aprobado por:

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Director de Tesis

Los sistemas de comunicación moderna dominantes involucran el uso de tecnología inalámbrica para hacer posible el intercambio de información. Los sistemas de RF y microondas son necesarios para transmitir la información digital por medio de ondas electromagnéticas. El amplificador de potencia es una parte del sistema de RF y se encarga de incrementar la potencia de ondas de radio que se desean enviar por el espacio. El diseño de esta clase de amplificadores ha sido un tema importante de investigación desde que surgió dicha tecnología. El aumento en la necesidad de dispositivos con capacidad de trabajar inalámbricamente ha aumentado la investigación del tema y se han desarrollado técnicas que auxilian y facilitan el diseño de los amplificadores de potencia. Una de las primeras técnicas, y de las más confiables, que facilitan el diseño de amplificadores es el sistema sintonizador de carga (“Load-Pull”). Un sistema de “Load-Pull” es capaz de sintonizar diferentes cargas a la salida de un dispositivo. En el caso de amplificadores de potencia, el transistor es el elemento más importante y el “Load-Pull” facilita encontrar la carga a su salida que entregue la máxima potencia posible. Existen diferentes formas de sintonizar la carga y distintas técnicas para medirlas, su elección depende de la aplicación en que se use. En esta tesis se investigará e implementará el sistema denominado “Envelope Load-Pull”, su verificación se hará en base a resultados obtenidos en simulación y mediciones hechas con un sistema de “Load-Pull” pasivo.

**Palabras clave:** envelope load-pull, load-pull, amplificadores de potencia, caracterización de transistores de microondas, transistores de potencia

Abstract of the thesis presented **Eduardo Javier Malfavaun González** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies.

### **Investigation and implementation of the “Envelope Load-Pull” for power transistor characterization**

Abstract approved by:

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Thesis Director

The dominant modern communication systems involve the use of wireless technology to enable information sharing. RF and microwave systems are needed to send and receive digital information in the form of electromagnetic waves. The power amplifier block is a part of this RF system and is responsible of increasing the power of radio waves to be sent through the medium. The design of such amplifiers has been an important research topic since the technology emerged. The increase of electronic wireless devices produced significant growth in research, which in turn have helped to develop techniques that facilitate the design of power amplifiers. One of the first and most reliable techniques that facilitate power amplifier design is a load tuner named Load-Pull. A Load-Pull system is able to tune different loads at the output of a device. In the case of power amplifiers, the transistor is the most important element and the use of Load-Pull helps find the output load for which the maximum possible power is delivered. There are different ways to tune the load and different techniques to measure them, the choice depends on the application in which it is used. This thesis will investigate and implement the system called "Envelope Load-Pull" and verify its functionality with simulation results and contours measured with a passive Load-Pull tuner.

**Keywords:** envelope load-pull, load-pull, power amplifiers, microwave transistor characterization, power transistors

## **Dedicatoria**

Es importante para mí poder tener la fuente inagotable de motivación y amor que son mis padres. Mis padres me han dado en abundancia aquello que no se puede recuperar, su tiempo. Es por esto que quiero dedicar este trabajo a mi madre Martha Patricia González y a mi padre Javier Malfavaun. Les doy las gracias por enseñarme a ser una persona íntegra. Este logro, y los que están por venir, se los dedico a ustedes.

## Agradecimientos

Mis más sinceros agradecimientos a todos aquellos que me han ayudado en cada paso del camino. En especial al CICESE y al CONACYT por darme la oportunidad de estudiar en un centro de investigación de reconocimiento internacional. Al Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández, por ser paciente y estar ahí para asesorarme y brindarme apoyo en lo académico y personal. Es una gran persona y un ejemplo a seguir en todos los aspectos.

Al igual que a mi asesor, quiero agradecerles a todos mis profesores en CICESE por ayudarme con mi formación profesional. A la Dra. María de Carmen Maya, Dr. Humberto Lobato y al Dr. Heriberto Márquez por guiarme y ser parte de mi comité de tesis. A mis profesores de la orientación en altas frecuencias, que sin ellos no tendría las bases para cumplir con mi formación académica. Al Dr. José Luis Medina, Dr. Ricardo Chávez, Dr. Arturo Velázquez, M. en C. Jesús Ibarra y M. en C. Benjamín Hilarión, por su enseñanza de alto nivel a mis compañeros y a mí. Espero que sigan con las mismas ganas de enseñar a las nuevas generaciones de maestros y doctores.

A mis compañeros de laboratorio, Manuel Pulido, Marlon Molina, Ángel Figueroa, Zail Rodriguez y Thaimí Niubo. Por los momentos de pláticas y risas que tuvimos, momentos que ayudan a recordar que no todo es trabajo. De la misma manera, a mis compañeros de generación con los que pasé noches de desvelos, estudios, desahogo y risas.

A las personas que brindaron su ayuda para lograr la implementación del sistema. Los componentes claves utilizados en el circuito de control diseñado fueron proporcionados por el Dr. Rodrigo Carrillo de Analog Devices. A René Torres Lira por su apoyo en el laboratorio de electrónica. Al Dr. Loo Yau del CINVSTAV-GUADALAJARA y sus alumnos por su ayuda en la fabricación del circuito impreso.

Un agradecimiento muy fuerte a mi novia, Anayatzin, por su constante amor y compañía. En especial su ayuda y los detalles que hicieron una gran diferencia en el transcurso de la maestría.

Por último, a mi familia y mis amigos que me apoyaron y me reciben con los brazos abiertos cada que voy de visita a Mexicali. La distancia nos separa pero aun así han permanecido intactos los lazos de amistad y de familia que nos conectan.

## Tabla de contenido

	Página
Resumen en español .....	ii
Resumen en inglés .....	iii
Dedicatoria .....	iv
Agradecimientos .....	v
Lista de figuras.....	viii
Lista de tablas.....	xi
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 Comunicaciones inalámbricas .....	1
1.2 Amplificadores de potencia.....	1
1.3 “Load-Pull” .....	2
1.4 Objetivo .....	3
<b>Capítulo 2. Estado del arte .....</b>	<b>5</b>
2.1 Características de un sistema de “Load-Pull” .....	5
2.1.1 Repetitividad .....	5
2.1.2 Rango.....	5
2.1.3 Velocidad de sintonización.....	6
2.1.4 Resolución .....	6
2.1.5 Ancho de banda.....	6
2.1.6 Tamaño.....	6
2.1.7 Manejo de potencia .....	7
2.2 Cargas pasivas.....	7
2.2.1 Sintonizador electromecánico.....	7
2.3 Cargas activas .....	8
2.3.1 Lazo cerrado .....	8
2.3.2 Lazo abierto .....	9
2.3.3 “Feed-forward” .....	10
2.4 “Envelope Load-Pull” .....	12
2.5 Comparación de cargas .....	14
<b>Capítulo 3. Implementación del “Envelope Load-Pull” .....</b>	<b>15</b>
3.1 Desarrollo Matemático.....	15

3.1.1 Demoduladores y Moduladores I/Q.....	18
3.2 Simulación de la carga activa (ELP) en ADS .....	20
3.2.1 Resultados para simulaciones con un tono.....	23
3.2.2 Resultados para simulaciones con 2 tonos .....	26
3.2.3 Resultados para simulaciones con 3 tonos .....	30
3.2.4 Simulaciones con X y Y sinusoidales.....	34
3.2.5 Simulaciones con X y Y como forma de diente de sierra .....	38
3.2.6 Simulaciones con X y Y sinusoidales moduladas .....	41
3.3 Circuito de control en banda base.....	43
3.3.1 Simulación del circuito de control en NI Multisim .....	44
3.3.2 Circuito de control en placa de prueba .....	47
3.3.3 Tarjeta impresa del circuito de control .....	47
3.3.4 Implementación del circuito .....	49
3.4 Implementación del “Envelope Load-Pull” .....	51
3.4.1 Resultados del “Envelope Load-Pull” .....	56
<b>Capítulo 4. Caracterización de transistores de potencia .....</b>	<b>60</b>
4.1 “Load-Pull” en ADS utilizando un modelo no lineal .....	60
4.2 “Load-Pull” utilizando la carga del ELP .....	63
<b>Capítulo 5. Conclusión y trabajo a futuro.....</b>	<b>65</b>
<b>Literatura Citada.....</b>	<b>68</b>

## Lista de figuras

Figura	Página
Figura 1. Representación de bloques de un amplificador de potencia.....	2
Figura 2. Esquema genérico de un sistema de "Load-Pull" .....	2
Figura 3. Contornos y carga óptima en la carta de Smith. ....	3
Figura 4. Esquema básico de sintonizador de cargas pasivo. ....	8
Figura 5. Esquema de una carga activa de lazo cerrado. ....	9
Figura 6. Esquema básico de un sistema de "Load-Pull" con arquitectura de lazo abierto. ....	10
Figura 7. Esquema básico de un sistema de "Load-Pull" con arquitectura "Feed-forward". ....	11
Figura 8. "Load-Pull" activo y multiarmónico (Thorsell y Anderson, 2012). ....	12
Figura 9. Señal modulada en amplitud con envolvente sinusoidal provocada por la suma de dos tonos.	13
Figura 10. Esquema de una carga activa basada en la arquitectura del "Envelope Load-Pull". ....	13
Figura 11. Acondicionamiento de las señales I/Q de salida en función de I/Q de entrada, X y Y.....	17
Figura 12. Diagrama de bloques de un modulador I/Q (izquierda) y un demodulador I/Q (derecha). ....	18
Figura 13. Desbalances en las señales I/Q en un demodulador y modulador I/Q (Sabah y Lorenz, 1998).	19
Figura 14. Carga del ELP diseñada en ADS. ....	22
Figura 15. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en X y Y para la simulación del ELP con un tono.....	23
Figura 16. Señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono. ....	24
Figura 17. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono. ....	24
Figura 18. Fase de las señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono.....	25
Figura 19. Señales I/Q de la onda incidente en banda base en la simulación de un tono.....	25
Figura 20. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base en la simulación de un tono. ....	26
Figura 21. Entrada de 2 tonos para la carga simulada del ELP.....	26
Figura 22. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en X y Y para la simulación del ELP con 2 tonos. ....	27
Figura 23. Señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos.....	28
Figura 24. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos. ....	28
Figura 25. Fase de las señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos.....	29
Figura 26. Señales I/Q de la onda incidente en banda base de la simulación de dos tonos.....	29
Figura 27. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base de la simulación de dos tonos. ....	30
Figura 28. Entrada de 3 tonos a la carga del ELP simulado.....	30

Figura 29. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en X y Y para la simulación del ELP con 3 tonos. ....	31
Figura 30. Señales incidentes y reflejadas para la simulación de 3 tonos. ....	32
Figura 31. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas para simulación de 3 tonos. ....	32
Figura 32. Fase de las señales incidentes y reflejadas para la simulación de 3 tonos. ....	33
Figura 33. Señales I/Q de la onda incidente en banda base para la simulación de 3 tonos. ....	33
Figura 34. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base para la simulación de 3 tonos. ....	34
Figura 35. Señales X y Y con voltajes de forma sinusoidal. ....	35
Figura 36. Simulación de coeficientes de reflexión generados con X y Y sinusoidales. ....	35
Figura 37. Simulación de la onda incidente y reflejada con X y Y sinusoidales. ....	36
Figura 38. Magnitud simulada de la onda incidente y reflejada con X y Y sinusoidales. ....	36
Figura 39. Diferencia de fase simulada entre la onda incidente y reflejada en un periodo para X y Y sinusoidales. ....	37
Figura 40. Señales I/Q de la onda reflejada para la simulación con X y Y con forma sinusoidal. ....	38
Figura 41. Fuentes de diente de sierra para los voltajes X y Y. ....	39
Figura 42. Simulación del coeficientes de reflexión utilizando un diente de sierra en X y Y. ....	39
Figura 43. Simulación de la onda incidente y reflejada en un periodo de la señal diente de sierra en X y Y. ....	40
Figura 44. Magnitud simulada de la onda incidente y la reflejada en un periodo de la señal diente de sierra en X y Y. ....	40
Figura 45. Voltajes simulados de X y Y con sinusoidales moduladas por un diente de sierra. ....	41
Figura 46. Simulación de las señales I/Q de la onda reflejada con X y Y como sinusoidales moduladas por un diente de sierra. ....	42
Figura 47. Simulación de coeficientes de reflexión con X y Y sinusoidales moduladas por un diente de sierra. ....	43
Figura 48. Diagrama de bloques del circuito de control (Williams et al, 2004). ....	44
Figura 49. Esquemático del circuito de control para el ELP denominado ELP CC v1.0. ....	45
Figura 50. $Ib$ y $Qb$ resultantes de la simulación del circuito de control. ....	46
Figura 51. Círculo generado por $Ib$ y $Qb$ resultantes de la simulación del circuito de control. ....	46
Figura 52. Circuito de control implementado en placa de prueba (derecha) y resultados para dos tonos (izquierda). ....	47
Figura 53. Diseño de la tarjeta impresa en Ultiboard. ....	48
Figura 54. Tarjeta impresa fabricada. ....	49

Figura 55. ELP CC v1.0 implementado en tarjeta impresa. ....	50
Figura 56. $I_b$ y $Q_b$ del circuito de control implementado en tarjeta.....	50
Figura 57. Esquemático general del sistema de “Load-Pull”.....	51
Figura 58. Esquemático general de la carga del ELP implementado. ....	52
Figura 59. Esquemático general para el funcionamiento del circuito de control implementado. ....	54
Figura 60. Esquemático del circuito conmutador de polaridad. ....	54
Figura 61. Resultado de la simulación del circuito conmutador de polaridad.....	55
Figura 62. Sistema ELP implementado.....	55
Figura 63. Repetitividad de impedancias con 5 iteraciones de 19 impedancias. ....	57
Figura 64. Repetitividad de impedancias en un rango dinámico de 7 dB.....	58
Figura 65. Impedancias generadas con señales sinusoidales en X y Y.....	58
Figura 66. Circuito para obtener las curvas IV del transistor simuladas en ADS.....	61
Figura 67. Curvas de corriente contra voltaje del transistor obtenidas por simulación.....	61
Figura 68. Circuito en ADS para la simulación del “Load-Pull” al transistor CGH40010F. ....	62
Figura 69. Contornos simulados de potencia (izquierda) y eficiencia de potencia agregada (derecha) del transistor CGH40010F para $I_{ds}=100\text{mA}$ y frecuencia de 3.5GHz.....	62
Figura 70. Contornos medidos de a) potencia de salida y b) eficiencia de potencia agregada .....	63
Figura 71. Contornos medidos de a) potencia de salida y b) eficiencia de potencia agregada .....	64

## Lista de tablas

Tabla	Página
Tabla 1. Comparación de cargas utilizadas en sistemas de “Load-Pull” (Ghannaouchi y Hashmi, 2013) .....	14
Tabla 2. Voltajes de control para X y Y .....	23
Tabla 3. Componentes necesarios para el sistema de “Load-Pull” .....	52
Tabla 4. Componentes necesarios para la carga del ELP .....	53
Tabla 5. Componentes necesarios para el circuito de control de la carga ELP .....	53
Tabla 6. Tiempo total de prueba utilizando XY sin modulación y con modulación .....	59

# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1 Comunicaciones inalámbricas

La comunicación inalámbrica es la forma de comunicación dominante en la era moderna, esto es principalmente por los dispositivos móviles como los teléfonos celulares. Los fundamentos de la teoría electromagnética, planteados por científicos como Maxwell, Hertz, Heaviside, han logrado desarrollar sistemas capaces de enviar información de un lugar a otro (Pozar, 2012). Esta tecnología ha evolucionado rápidamente debido al deseo de encontrarse comunicado en todo momento. El circuito capaz de hacer realidad este deseo se encuentra dentro de dispositivos como teléfonos móviles, radios, módems de Wi-Fi, satélites y automóviles. La parte del circuito que se encarga de enviar la señal electromagnética se conoce como el transmisor (Grebbernikov, 2011), y es fuente de temas importantes de investigación debido a su complejidad y no-linealidad del amplificador de potencia que contiene.

## 1.2 Amplificadores de potencia

Para que los dispositivos cumplan con las características que satisfagan las necesidades del consumidor, es necesario diseñar circuitos electrónicos eficientes. En el caso de los sistemas inalámbricos, gran parte de esta responsabilidad cae sobre el diseñador de los amplificadores de potencia (AP). El amplificador de potencia, según Cripps (2006), es: “un amplificador diseñado para entregar la máxima potencia a su salida con un dispositivo activo dado”.

Los amplificadores de potencia se encuentran en el último bloque de un transmisor, dicho bloque es usualmente denominado “front end”. Estos amplificadores tienen la responsabilidad de aumentar la señal de salida mientras mantienen altos niveles de eficiencia y linealidad. Estas necesidades han fomentado la investigación y desarrollo de amplificadores de potencia. Es esta misma necesidad la que sirve como motivación para el desarrollo de sistemas que auxilien el diseño de amplificadores.

De acuerdo a Ghannaouchi y Hasmi (2013), el amplificador de potencia de una etapa se puede simplificar en tres bloques esenciales que se muestran en la Figura 1: la red de acoplamiento a la entrada, el transistor y la red de acoplamiento a su salida. La red de acoplamiento a la salida del transistor es crítica para obtener la máxima potencia que pueda entregar. Esto es debido a que existe una impedancia para la

cual el transistor entrega la máxima potencia, le llamamos impedancia óptima. Para encontrar la impedancia óptima se utiliza un sistema de “Load-Pull” que puede ser clásico y no clásico (en tiempo real).

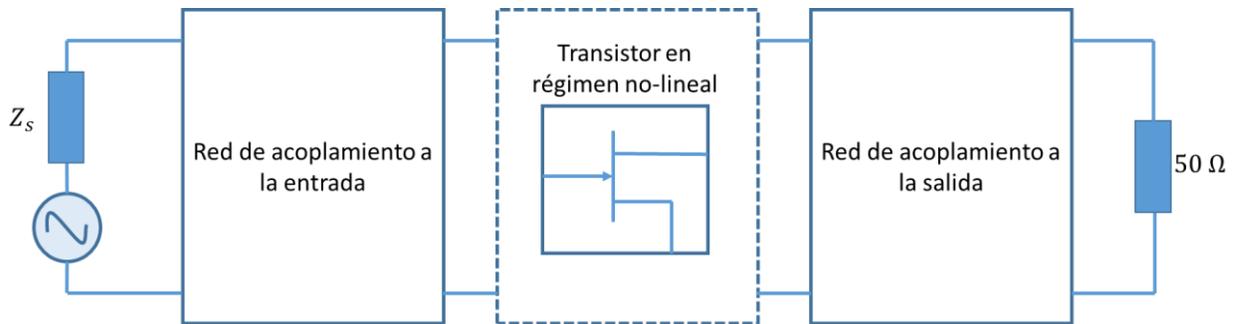


Figura 1. Representación de bloques de un amplificador de potencia.

### 1.3 “Load-Pull”

Un sistema de “Load-Pull” es utilizado para la caracterización de transistores en condiciones de gran señal (régimen no-lineal) (Pozar, 2012). El desarrollo de dicho sistema permite caracterizar transistores para posteriormente usarlos como el dispositivo activo en un amplificador de potencia. La caracterización consiste en variar la impedancia presentada a la salida de un transistor, se mide la potencia de salida del transistor para cada impedancia y se denomina impedancia óptima a la que entregue la máxima potencia. En la Figura 2 se muestra un esquema genérico del “Load-Pull” que consiste en una fuente que excita a un transistor, a su salida tiene una carga variable seguida por un medidor de potencia (Hashmi et al., 2011).

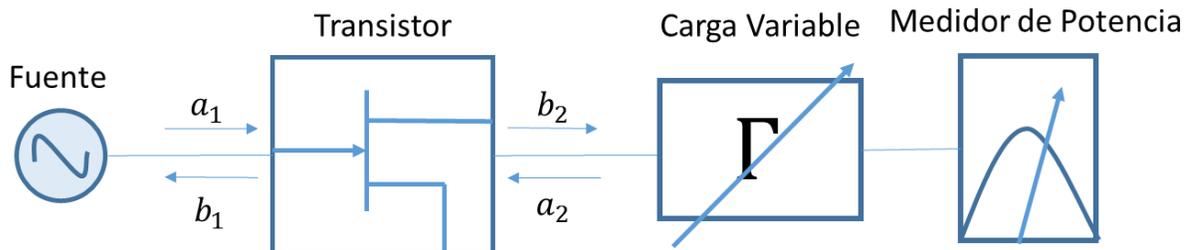
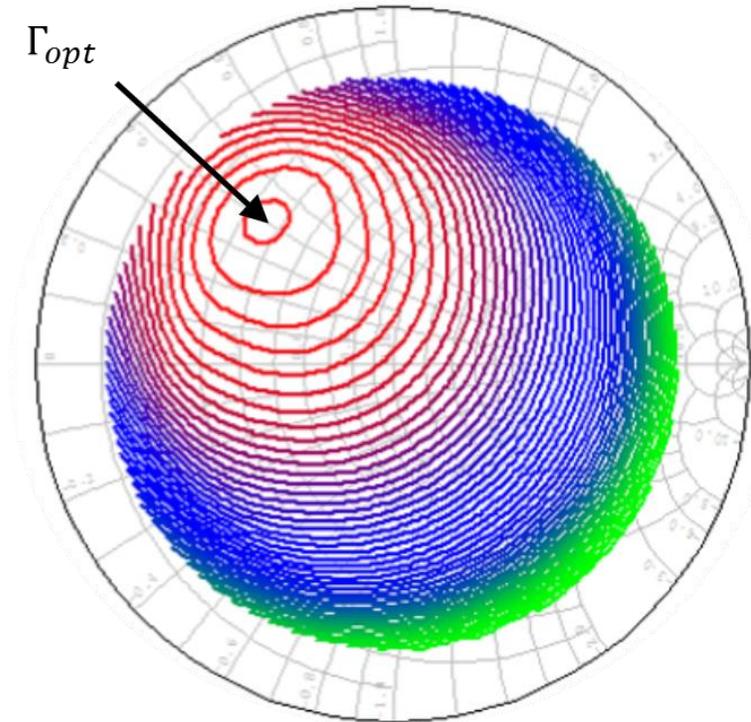


Figura 2. Esquema genérico de un sistema de “Load-Pull”.

Al variar la impedancia se puede abarcar gran parte de la carta de Smith y obtener mediciones de potencia que describen el comportamiento del transistor. Estas mediciones son representadas como contornos (Figura 3) en los cuales se muestra la potencia para cada impedancia (Cusack et al., 1974). Existen dos arquitecturas principales de “Load-Pull”, en tiempo real (“real time”) y aquellos que no son en

tiempo real (“non-real time”) (Ghannaouchi y Hasmi, 2013). Las arquitecturas “non-real time” están limitadas a utilizar cargas pasivas por lo que se trabajará con arquitecturas en tiempo real. En los sistemas en tiempo real se puede generar la impedancia de forma pasiva o activa, en este trabajo nos enfocaremos en el desarrollo de una carga activa.



**Figura 3. Contornos y carga óptima en la carta de Smith.**

La arquitectura del “Envelope Load-Pull” es una carga activa y ha logrado superar a otras arquitecturas notablemente. Es por esto que, con el propósito de mejorar los diseños de amplificadores de potencia, se ha optado por desarrollar el sistema presentado por Williams et al. (2004): “Envelope Load-Pull” (ELP). El ELP nos permite hacer una caracterización de dispositivos con señales de características similares a los esquemas de modulación modernos. El desarrollo del ELP se explicará a detalle más adelante en el capítulo 3.

## 1.4 Objetivo

El objetivo de esta tesis es investigar e implementar un sistema de “Load-Pull” en tiempo real con la carga activa del “Envelope Load-Pull” para la caracterización de transistores de potencia. Para alcanzar el objetivo se cumplirán las siguientes metas particulares:

- Investigación del estado del arte de sistemas de “Load-Pull”
- Simulación de la carga activa del “Envelope Load-Pull”
- Simulación e implementación del circuito de control para el “Envelope Load-Pull”
- Implementación y validación del “Envelope Load-Pull”
- Caracterización de transistores de potencia con la carga activa implementada

El “Envelope Load-Pull” está hecho para facilitar el uso de señales moduladas pero se limitará a utilizar una señal de un tono (señal con envolvente continua) en este trabajo. Por otra parte, se pretende trabajar con una frecuencia de 3.5GHz y potencias de salida máximas de 15W. Para la validación del sistema se harán pruebas que midan algunas de las características más importantes en sistemas de “Load-Pull”, éstas son mencionadas por Ghannaouchi y Hashmi en el 2013. En el siguiente capítulo se explicarán dichas características y cómo afecta a un sistema de “Load-Pull”.

## Capítulo 2. Estado del arte

---

### 2.1 Características de un sistema de “Load-Pull”

Existen diversas características que ayudan a diferenciar a los sistemas de “Load-Pull”, esto permite que su elección se encuentre alineada a las necesidades de la aplicación. Las aplicaciones son diversas y hay claros ejemplos proporcionados por Ghannaouchi y Hashmi (2013). Él menciona que para la caracterización de dispositivos en oblea, es una mejor opción un sistema con carga de estado sólido para evitar vibraciones causadas por los elementos mecánicos. Por otro lado, en aplicaciones de alta potencia es mejor utilizar cargas activas debido a su capacidad de generar altos coeficientes de reflexión. Queda claro que la elección de la carga también depende de la aplicación y de nuevo Ghannaouchi y Hashmi (2013) menciona las más importantes.

#### 2.1.1 Repetitividad

En ocasiones es necesario tener repetitividad de los coeficientes de reflexión presentados por la carga. Esto es especialmente cierto en cargas pre calibradas, su funcionamiento depende totalmente de esta característica. Las cargas con elementos mecánicos son más perceptibles a esto debido a su desgaste. De no cumplir con este requisito, la información obtenida no sería confiable.

Para conocer si un sistema de “Load-Pull” es repetitivo se debe medir un conjunto de coeficientes de reflexión en múltiples ocasiones. Los resultados de las mediciones se comparan con los datos en memoria y se obtiene una figura de error (Focus Microwave, 2002). La figura de error deberá cumplir con un requisito mínimo para poder ser considerado un sistema repetitivo.

#### 2.1.2 Rango

En un sistema de “Load-Pull” es deseable que la carga variable sea capaz cubrir toda la carta de Smith. En aplicaciones de baja y mediana potencia, el transistor presenta una carga óptima que no se encuentra alejada del centro de la carta de Smith y un sintonizador mecánico puede ser suficiente. En cambio, en aplicaciones de alta potencia los transistores tienen una carga óptima cercana al borde de la carta de Smith (Maury Microwave, 2004). Es por esto que una carga activa es deseable en aplicaciones de alta potencia y en el diseño de osciladores.

### 2.1.3 Velocidad de sintonización

La velocidad de sintonización de un coeficiente de reflexión a otro es importante en aplicaciones donde caracterizar un gran número de dispositivos es necesario. La velocidad de sintonización se refiere al tiempo que toma cambiar de una impedancia a otra (Maury Microwave, 2004). Las cargas pasivas suelen ser lentas en comparación a las activas debido al movimiento de elementos mecánicos. Existen sistemas de "Load-Pull" que son veloces en comparación a otros sistemas, pero estos sacrifican repetitividad. El sistema presentado por Patrick Roblin (2007), es capaz de sintonizar una gran variedad de cargas en poco tiempo con la desventaja de tener baja repetitividad.

### 2.1.4 Resolución

La resolución se refiere a la precisión con la cual se pueden controlar los coeficientes de reflexión generados. Una resolución alta permite obtener una carga óptima más precisa al hacer un barrido a detalle en sólo una parte de la carta de Smith. Por otro lado, existen zonas en las cuales los transistores son extremadamente sensibles a cambios de impedancia a su salida. En 1995 la compañía Focus Microwave menciona en una nota de aplicación que es recomendable tener una resolución menor a  $1^\circ$  en fase y  $\Delta\Gamma$  menor a 0.01 para que un sintonizador sea útil hasta en aplicaciones sub-1 $\Omega$ . Los sistemas sub-1 $\Omega$  son útiles a potencias altas donde la carga óptima puede ser menor a 1 $\Omega$ .

### 2.1.5 Ancho de banda

El ancho de banda se refiere a la frecuencia de operación del sistema de "Load-Pull". Las cargas pasivas suelen operar desde algunos cuantos MHz hasta 40 GHz aproximadamente (Ghannaouchi y Hashmi, 2013). Las cargas activas pueden superar el ancho de banda de las cargas pasivas, también capaces de trabajar con múltiples armónicas y señales moduladas.

### 2.1.6 Tamaño

El tamaño del sistema es de importancia principalmente en un ambiente de pruebas en obleas para evitar vibraciones (Focus Microwave, 2001). Aunque un tamaño pequeño es deseable en la mayoría de las aplicaciones, es indispensable para otras. La movilidad o integración, del sistema completo o la carga variable, son factores que se ven influenciados por el tamaño.

### **2.1.7 Manejo de potencia**

La capacidad para manejar potencias altas es indispensable en amplificadores de potencia, especialmente para aplicaciones de radio bases. De no contar con la capacidad de manejar potencias altas, la carga o el sistema pueden presentar cambios en su funcionamiento. Estos cambios pueden ser graduales o instantáneos, comúnmente dañando partes del sistema permanentemente. La capacidad en manejo de potencia se mide en la potencia pico y potencia promedio en la que el sistema y el dispositivo bajo prueba trabajan correctamente sin dañarse (Maury Microwave, 2004).

## **2.2 Cargas pasivas**

Los sistemas de “Load-Pull” se consideran pasivos cuando utilizan un sintonizador pasivo, el primer sistema fue hecho por J. Cuzack en 1974. Existen dos tipos de sintonizadores pasivos, el electromecánico (Maury Microwave, 2000) y el electrónico (Maury Microwave, 2002). El sintonizador electrónico es superado por el electromecánico en términos de ruido, linealidad, resolución, potencia, entre otras cosas. Es por esto que se limitará a hablar sólo del sintonizador electromecánico y su funcionamiento.

### **2.2.1 Sintonizador electromecánico**

El sintonizador electromecánico, como el mostrado en la Figura 4, utiliza motores de pasos para controlar la magnitud y la fase de la señal reflejada por medio de una línea de transmisión y un “stub” (Hashmi et al., 2011). La magnitud del coeficiente de reflexión cambia con respecto a la posición del stub en el plano vertical. La fase cambia con respecto a la posición del mismo “stub” pero en el plano horizontal.

La resolución del sintonizador está dado por el tamaño de los pasos de los motores y las bandas de control utilizadas. Es posible generar coeficientes de reflexión con magnitud desde 0.9 a 0.95 (Focus Microwave, 1998a). El tamaño de los pasos suele variar desde 0.75 a 25 micrómetros (Focus Microwave, 1998b) dependiendo si el movimiento es horizontal o vertical. Las bandas pueden reducir la vibración provocada por los motores para lograr que la carga pueda ser utilizada en aplicaciones con obleas.

Las ventajas que presentan los sintonizadores pasivos han logrado que sea una de las opciones más populares al elegir una carga variable para un sistema de “Load-Pull”. Las ventajas incluyen un alto ancho de banda, linealidad, resolución, oscilación inexistente, capacidad de soportar altas potencias, entre otras cosas (Focus Microwave, 1998a). Estas razones y su facilidad de uso permiten su integración en sistemas de forma rápida.

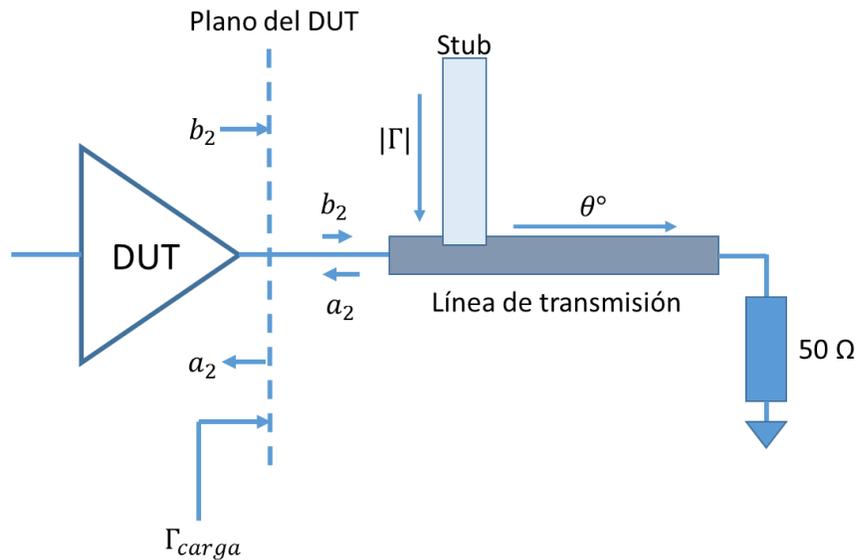


Figura 4. Esquema básico de sintonizador de cargas pasivo.

Existen algunas desventajas también, estas incluyen la velocidad de sintonización de cargas, el tamaño, vibraciones y un rango limitado de impedancias debido a las pérdidas que pueda tener el sistema (Focus Microwave, 1998a). La calibración de los sistemas pasivos puede ser tediosa ya que es necesario pre caracterizar cada impedancia que se desea utilizar en caso de necesitar repetitividad.

## 2.3 Cargas activas

A diferencia de las cargas pasivas en donde se utilizan líneas de transmisión para cambiar impedancias, como en el sintetizador electromecánico, las cargas activas utilizan una fuente externa que inyecta una señal a la salida del transistor (Takayama, 1976). Al cambiar la carga presentada a la salida del transistor se genera una onda reflejada. Esta onda reflejada puede ser inyectada al transistor, con magnitud y fase variante, para poder generar diferentes coeficientes de reflexión de manera activa (Bava et al., 1982). Posteriormente podemos hacer una conversión de coeficiente de reflexión a impedancia.

### 2.3.1 Lazo cerrado

La onda reflejada en los sistemas activos se genera por medio de tres arquitecturas principales. La primera es en lazo cerrado que se muestra en la Figura 5, la señal de salida del dispositivo bajo prueba pasa por un modulador vectorial el cual cambia la fase y magnitud de la señal para volver a ser inyectada por medio de un circulador (Bava et al., 1982). El atenuador, desfaseador, y amplificador de lazo provocan

una ganancia vectorial variable en el lazo. Esta ganancia puede ser diseñada para obtener un coeficiente de reflexión mayor a la unidad (Si  $G > 1$ ). Esta característica puede presentar un problema en algunas aplicaciones ya que si existe un coeficiente mayor al de unidad, podremos obtener oscilaciones dentro del lazo (Muller y Gyselinckx, 1994).

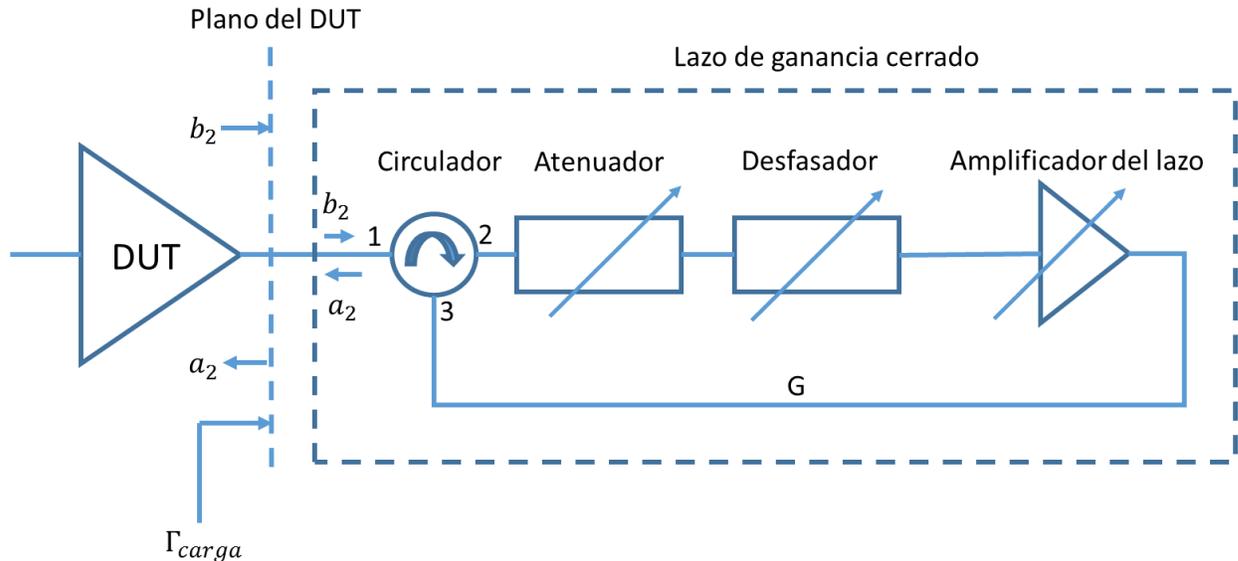


Figura 5. Esquema de una carga activa de lazo cerrado.

La capacidad de generar un coeficiente de reflexión en el borde de la carta de Smith, le da una ventaja en aplicaciones de diseño de amplificadores altamente eficientes. Estos amplificadores necesitan presentar coeficientes de reflexión altos a sus productos armónicos, como en el clase F, lo cual no es posible con cargas pasivas.

### 2.3.2 Lazo abierto

La arquitectura de lazo abierto en un sistema de "Load-Pull" consiste en utilizar una segunda fuente externa que servirá para generar la señal reflejada que se inyecta a la salida del transistor. La señal que proviene de la fuente del lazo pasa por un amplificador, desfasador y atenuador para poder controlar la magnitud y fase (Ghannaouchi y Hashmi, 2013). La mayoría de las nuevas fuentes de microondas y RF pueden controlar la potencia y la fase de la señal, de esta forma se puede incluir el atenuador y desfasador dentro de la fuente de lazo. El amplificador del lazo es necesario si la potencia que genera la fuente no es suficiente para cubrir la carta de Smith. La Figura 6 muestra el esquema básico de una carga activa de lazo abierto.

Una de las ventajas de lazo abierto es que no hay problema de oscilación ya que no existe un lazo cerrado. La estabilidad que resulta lo hace una buena opción para aplicaciones en que se necesiten coeficientes de reflexión altos. Por otra parte, el lazo abierto es un sistema muy lento debido al algoritmo necesario para mantener un coeficiente de reflexión deseado. El uso de una segunda fuente puede provocar incoherencia en fase si no se tiene una señal de 10MHz y una señal de oscilador local que mantenga coherencia entre ambas fuentes. Si no se cuenta con un oscilador local compartido entre las fuentes provocaría una diferencia en fase que cambia con el tiempo. Por último, un sistema multiarmónico es costoso ya que es necesario invertir en una fuente de microondas por cada señal.

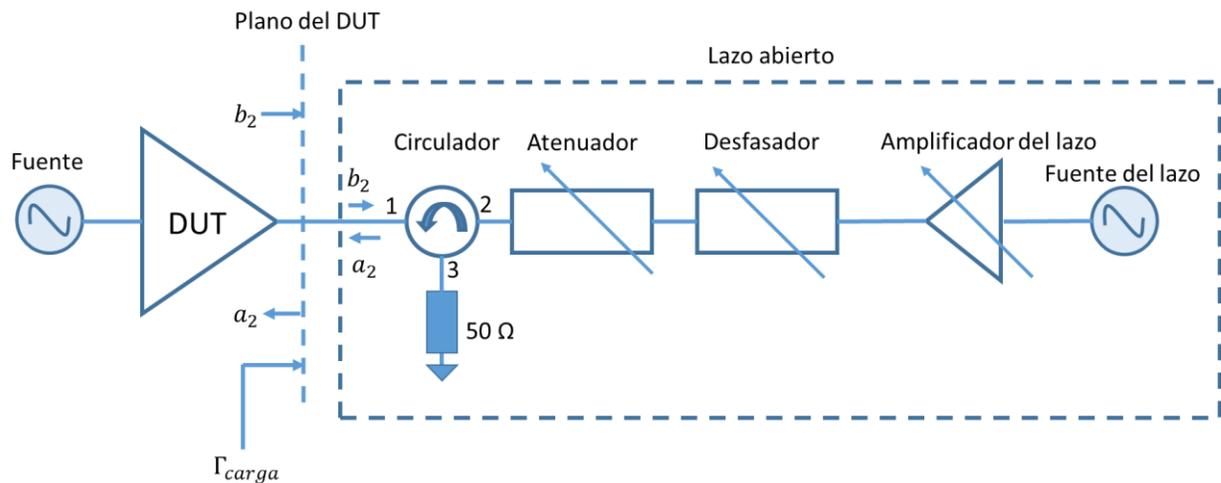


Figura 6. Esquema básico de un sistema de “Load-Pull” con arquitectura de lazo abierto.

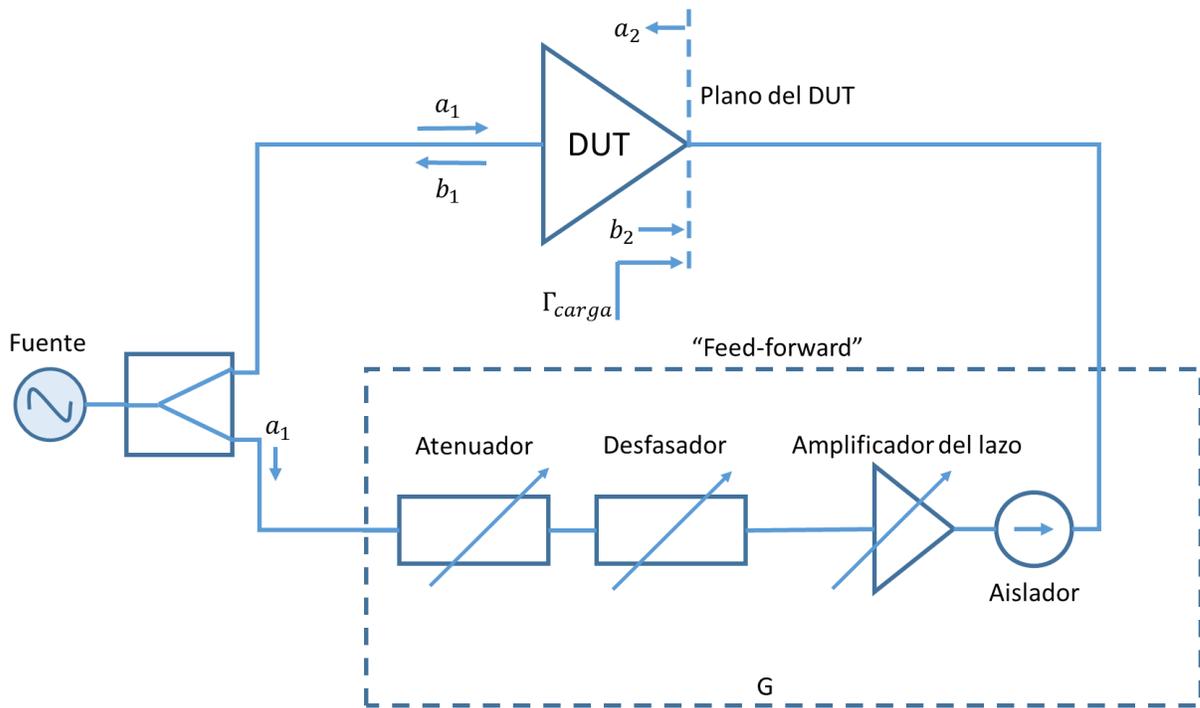
### 2.3.3 “Feed-forward”

La arquitectura de “Feed-forward” en un sistema de “Load-Pull” se muestra en la Figura 7 y fue desarrollada por Takayama (1976), este sistema fue el primero en utilizar una carga activa. En esta arquitectura se divide la señal de entrada en dos, una de ellas entra al puerto de entrada del dispositivo bajo prueba (DUT) y la segunda entra a su salida. La señal dirigida al puerto de salida pasa por un modulador vectorial variable con una ganancia  $G$  para controlar el coeficiente de reflexión. El modulador vectorial puede ser formado por un arreglo con atenuador, desfasador y un amplificador; en algunas ocasiones también se utilizan moduladores I/Q.

A diferencia de los sistemas de lazo cerrado, el “Feed-forward” es más estable y previene oscilación si la ganancia es controlada debidamente. Debido a que la portadora utilizada para la onda

reflejada es una copia de la señal que exita al transistor, el sistema es capaz de tener coherencia en fase. Esta es una gran ventaja ya que elimina los cambios de fase graduales que se tienen al usar dos fuentes.

La desventaja principal de este sistema es la falta de información de la señal de salida del transistor. La falta de información hace que el proceso sea iterativo ya que con ligeros cambios en la carga, pueden causar grandes cambios en la potencia de salida del transistor. En el algoritmo para la selección del coeficiente de reflexión siempre será necesario comenzar con un coeficiente de reflexión de cero ( $\Gamma_{carga} = 0$ ) para poder hacer la primera medición y tener un valor inicial para la ganancia del lazo.



**Figura 7. Esquema básico de un sistema de "Load-Pull" con arquitectura "Feed-forward".**

El proceso iterativo de la arquitectura "Feed-forward" provoca que la sintonización de la carga sea lenta (Saini et al., 2010). Las condiciones de prueba también afectan el valor de la carga, un cambio en la potencia o alimentación de entrada provocarían un nuevo cálculo de la ganancia para obtener el coeficiente de reflexión deseado. Por otra parte, estos sistemas no tienen la capacidad de controlar el coeficiente de reflexión a los productos de intermodulación generados por el transistor bajo prueba cuando se utiliza en el régimen no lineal. Esta desventaja se debe a que la señal inyectada a la salida del transistor es una copia de la señal de entrada y no contiene los efectos no lineales de un transistor. Este problema también se encuentra presente en los sistemas de lazo abierto.

Thorsell y Andersson (2012) desarrollaron un sistema de “Load-Pull” con la arquitectura de “Feed-forward” que era capaz de trabajar con señales moduladas, incluyendo armónicas. Este nuevo sistema es capaz de trabajar con potencias máximas de 100W y ancho de banda hasta 50GHz. El sistema también tiene la capacidad de obtener formas de onda de voltaje y corriente utilizando un Large-Signal Network Analyzer (‘LSNA’). La Figura 8 muestra el esquema general del sistema.

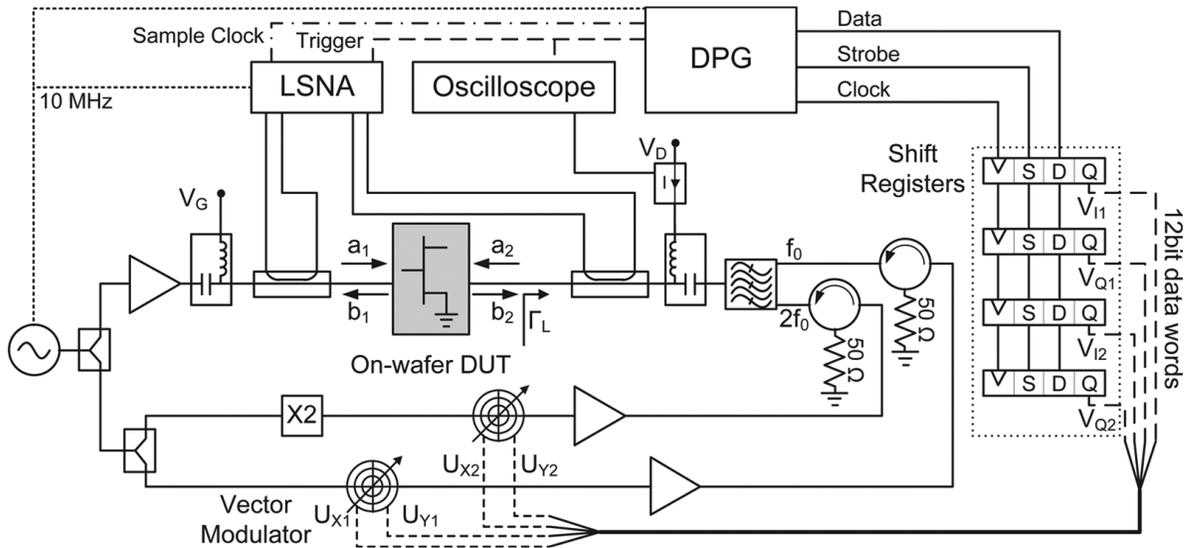
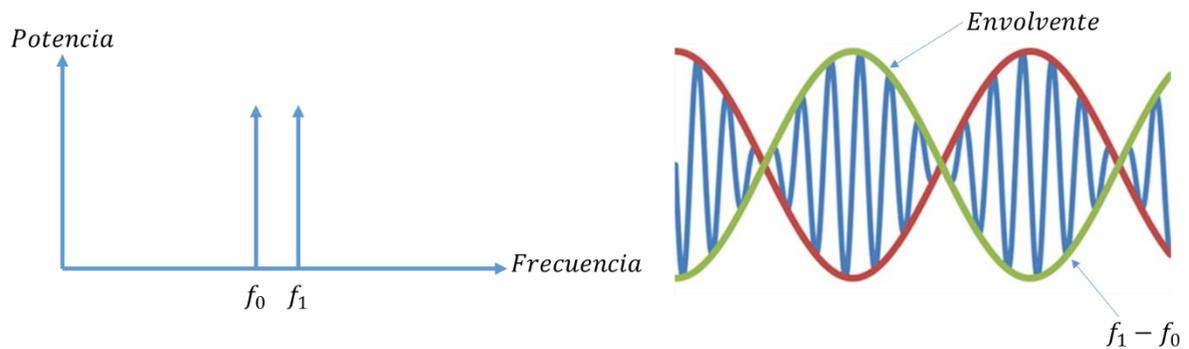


Figura 8. "Load-Pull" activo y multiarmónico (Thorsell y Anderson, 2012).

## 2.4 “Envelope Load-Pull”

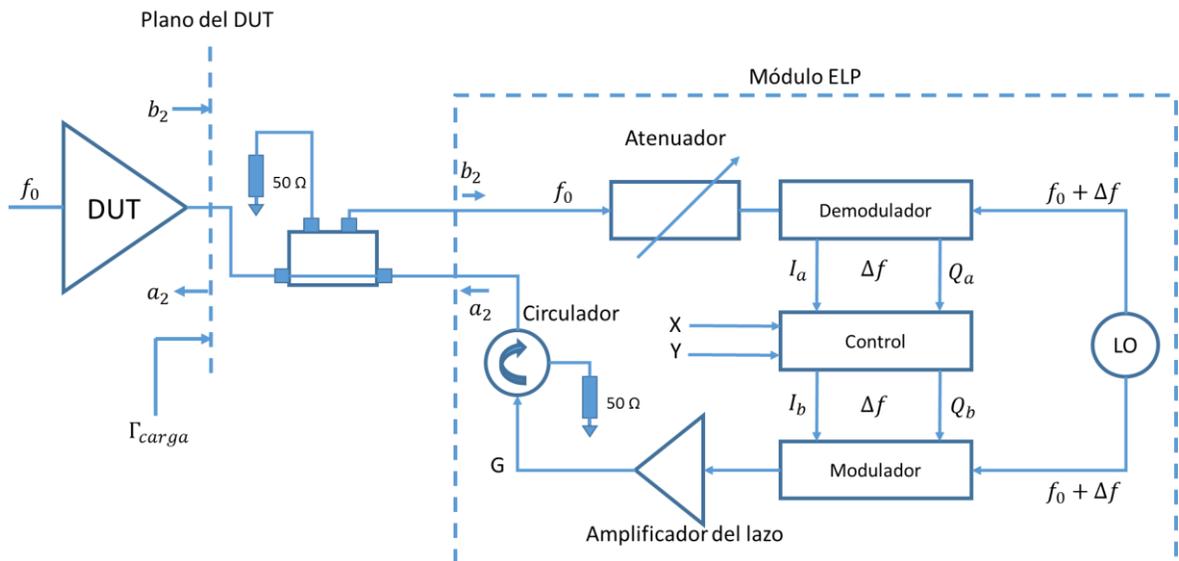
El ELP es un sistema de “Load-Pull” hecho para funcionar con señales moduladas; fue introducido por los investigadores de la Universidad de Cardiff (Williams et al., 2004). El concepto es parecido al de una carga activa de lazo cerrado, la diferencia es la manera en que se genera el coeficiente de reflexión deseado. En el lazo cerrado convencional se trabaja con la señal proveniente del transistor a altas frecuencias, en el ELP se trabaja con la frecuencia de la envolvente de dicha señal. En los estándares de comunicación modernos la señal resultante suele ser multitono y esto causa cambios de amplitud y fase. La envolvente es indicación de los cambios provocados por modulación como muestra la Figura 9.

La envolvente de una señal se obtiene con demoduladores I/Q, la frecuencia de dichas señales depende de la diferencia en frecuencia entre la señal modulada y el oscilador local (Hashmi et al., 2009). Es posible trabajar con frecuencias máximas de 40 MHz en aplicaciones de LTE (4G) si se utiliza un oscilador local con la misma frecuencia que la portadora antes de ser modulada.



**Figura 9. Señal modulada en amplitud con envolvente sinusoidal provocada por la suma de dos tonos.**

En un módulo del ELP, la señal a la salida del transistor es demodulada y se obtienen sus componentes de cuadratura (I/Q). Los componentes I/Q contienen la información de magnitud y fase de nuestra señal en banda base (Hashmi et al., 2010). El coeficiente de reflexión puede controlarse al cambiar los componentes I/Q con dos voltajes  $X$  y  $Y$ . Los nuevos componentes de cuadratura modulan una portadora, la señal modulada con la nueva envolvente es inyectada al transistor para generar un coeficiente de reflexión. El ELP puede considerarse como un “Load-Pull” de lazo cerrado que funciona en banda base, el esquema general mostrado en la Figura 10 es semejante al de la Figura 5. El hecho de que



**Figura 10. Esquema de una carga activa basada en la arquitectura del “Envelope Load-Pull”.**

el sistema controle el coeficiente de reflexión en banda base evita que el sistema tenga oscilaciones en el lazo.

## 2.5 Comparación de cargas

El tema de esta tesis se enfoca en el desarrollo de la carga activa utilizada en el ELP, es por esto que una configuración previa es necesaria para justificar su elección. La comparación mostrada en la Tabla 1 indica que el ELP tiene excelentes características a costo de complejidad y precio. En la descripción de la carga activa de lazo cerrado se menciona que hay técnicas en las cuales puede ser extremadamente veloz. Es por esto que en algunas ocasiones el lazo cerrado puede tener una velocidad alta a cambio de repetitividad baja.

**Tabla 1. Comparación de cargas utilizadas en sistemas de “Load-Pull” (Ghannaouchi y Hashmi, 2013).**

Características	Carga Pasiva	Carga Activa			
		Lazo Cerrado	Lazo Abierto	“Feed-Forward”	Envelope
$\Gamma_{min}$	Excelente	Aceptable	Excelente	Excelente	Excelente
$\Gamma_{max}$	Limitado	Alto	Alto	Alto	Alto
<b>Resolución</b>	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Excelente
<b>Velocidad</b>	Baja	Alta	Baja/Excelente	Excelente	Excelente
<b>Probabilidad de oscilar</b>	Nula	Altas	Nula	Bajas	Nula
<b>Costo</b>	Alto	Bajo	Alto	Mediano	Alto
<b>Complejidad</b>	Baja	Baja	Mediana	Baja	Alta
<b>Linealidad</b>	Alta	Mediana	Mediana	Mediana	Mediana
<b>Operaciones en obleas</b>	Baja	Excelente	Excelente	Excelente	Excelente
<b>Capacidad de Multitonos</b>	Mediana	Aceptable	Mediana	Baja	Excelente
<b>Repetitividad</b>	Alta	Excelente	Pobre/Excelente	Baja	Excelente

Las características más importantes por las que se eligió el ELP son su velocidad, capacidad para generar altos coeficientes de reflexión y el uso de señales moduladas. Sobresale su capacidad de trabajar con señales moduladas, esto es debido al uso de sus componentes de cuadratura. Los componentes de cuadratura y las bases matemáticas que hacen esto posible serán mencionados en el siguiente capítulo.

## Capítulo 3. Implementación del “Envelope Load-Pull”

---

El ELP tiene la capacidad de trabajar con multitonos y puede controlar el coeficiente de reflexión para las armónicas, en este trabajo de tesis se enfocó en la generación de la carga a la frecuencia fundamental. El circuito de control, que se presentará más adelante, fue hecho de forma analógica y no de forma digital. Por otra parte, se decidió por implementar el ELP heterodino para eliminar los problemas inherentes del tipo homodino (Hashmi et al., 2010). El resto del capítulo muestra el desarrollo teórico y práctico para la implementación del ELP.

### 3.1 Desarrollo Matemático

El desarrollo matemático es una versión extendida de los resultados presentados por Hashmi et al. (2010). Para facilitar el desarrollo matemático del ELP se asume un solo tono a la salida del transistor. Teniendo una señal perfectamente sinusoidal con amplitud ( $A$ ), fase ( $\alpha$ ) y frecuencia ( $\omega_s$ ) se puede representar la señal a la salida del transistor como:

$$b_2(t) = A \cos(\omega_s t + \alpha) = \frac{A}{2} (e^{j\omega_s t + \alpha} + e^{-j\omega_s t + \alpha}) \quad (1)$$

Si consideramos un sistema perfecto, sin pérdidas o cambios de fase, la señal a la salida del transistor también es la misma a la entrada del demodulador. En el ELP homodino tenemos que la frecuencia del oscilador local (OL) se encuentra ligeramente desfasada ( $f_{OL} = \omega_s + \delta\omega_s$ ) de la frecuencia fundamental. Las salidas I/Q del demodulador se pueden representar como:

$$I_a = T_d \cdot \{A \cos(\omega_s t + \alpha) \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t)\} \quad (2)$$

$$Q_a = T_d \cdot \{A \cos(\omega_s t + \alpha) \sin(\omega_s t + \delta\omega_s t)\} \quad (3)$$

El factor  $T_d$  es una representación de las pérdidas causadas por el demodulador y modulador I/Q. Los componentes I/Q se pueden representar por medio de sumas utilizando la siguiente expresión trigonométrica:

$$2 \cos(x) \cos(y) = \cos(x + y) + \cos(x - y) \quad (4)$$

$$2 \sin(x) \cos(y) = \sin(x + y) + \sin(x - y) \quad (5)$$

Si desarrollamos las señales  $I_a$  y  $Q_a$  obtenemos:

$$I_a = T_d A \cdot \{\cos(\omega_s t + \delta\omega_s t - \omega_s t - \alpha) + \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t + \omega_s t + \alpha)\} \quad (6)$$

$$I_a = T_d A \cdot \{\cos(\delta\omega_s t - \alpha) + \cos(2\omega_s t + \delta\omega_s t + \alpha)\} \quad (7)$$

$$Q_a = T_d A \cdot \{\sin(\omega_s t + \delta\omega_s t - \omega_s t - \alpha) + \sin(\omega_s t + \delta\omega_s t + \omega_s t + \alpha)\} \quad (8)$$

$$Q_a = T_d A \cdot \{\sin(\delta\omega_s t - \alpha) + \sin(2\omega_s t + \delta\omega_s t + \alpha)\} \quad (9)$$

En la mayoría de los demoduladores y moduladores I/Q se tienen técnicas de cancelación de imagen, considerando esto las señales I/Q en banda base se representan por:

$$I_a = T_d A \cos(\delta\omega_s t - \alpha) \quad (10)$$

$$Q_a = T_d A \sin(\delta\omega_s t - \alpha) \quad (11)$$

En el caso ideal, como el presentado, se tiene que las señales  $I_a$  y  $Q_a$  forman un círculo en un plano complejo con un ángulo inicial  $-\alpha$ . Si combinamos ambas ecuaciones podemos describir los componentes en cuadratura en su forma compleja.

$$E_{b2}(t) = T_d A \cdot \{\cos(\delta\omega_s t - \alpha) + j\sin(\delta\omega_s t - \alpha)\} \quad (12)$$

$$E_{b2}(t) = T_d A \cdot e^{j(\delta\omega_s t - \alpha)} \quad (13)$$

El coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ ) presentado al transistor puede representarse en función de los componentes de cuadratura de las señales incidentes y reflejadas. En donde los componentes de la señal proveniente del transistor son  $I_a$  y  $Q_a$ , y los componentes de la señal reflejada serán  $I_b$  y  $Q_b$ .

$$\frac{I_b + jQ_b}{I_a + jQ_a} = X + jY \quad (14)$$

En dónde  $X$  y  $Y$  representan la parte real e imaginaria del coeficiente de reflexión generado. Al despejar  $I_b$  y  $Q_b$  de la ecuación 14 se puede obtener un coeficiente de reflexión en función de las señales  $I_a$  y  $Q_a$  y los voltajes  $X$  y  $Y$ .

$$I_b + jQ_b = (X + jY)(I_a + jQ_a) \quad (15)$$

$$I_b + jQ_b = (XI_a - YQ_a) + j(XQ_a + YI_a) \quad (16)$$

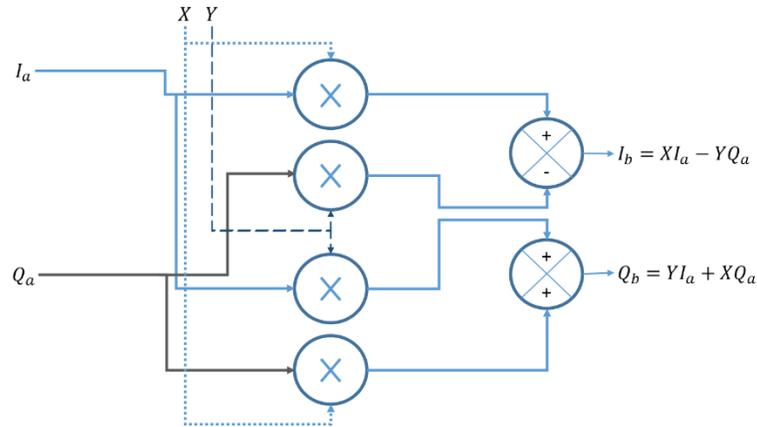
El resultado de la ecuación 16 puede representarse en el diagrama a bloques de la Figura 11, aquí se muestra el acondicionamiento de las señales  $I_a$  y  $Q_a$  para generar un coeficiente de reflexión en función de los voltajes  $X$  y  $Y$ . La envolvente compleja de la señal reflejada se puede representar de la siguiente manera:

$$E_{a2}(t) = E_{b2}(t)\Gamma = E_{b2}(t) \cdot \rho e^{j\theta} = T_d A \cdot \rho \cdot e^{j(\delta\omega_s t - \alpha + \theta)} \quad (17)$$

$$E_{a2}(t) = T_d A \cdot \rho \cdot \{\cos(\delta\omega_s t - \alpha + \theta) + j\sin(\delta\omega_s t - \alpha + \theta)\} \quad (18)$$

En donde  $\rho = \sqrt{X^2 + Y^2}$  y  $\theta = \tan^{-1}(Y/X)$  representan la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión deseado, respectivamente. La magnitud y la fase dependen de señales de control  $X$  y  $Y$ , las cuales

son voltajes de corriente directa. Estas señales de control son las entradas al circuito de control utilizado para obtener las señales  $I_b$  y  $Q_b$ .



**Figura 11. Acondicionamiento de las señales I/Q de salida en función de I/Q de entrada, X y Y.**

Posteriormente, las señales  $I_b$  y  $Q_b$  entran a un modulador I/Q alimentado por la misma señal del OL. El resultado nos da una señal a la misma frecuencia que la fundamental pero modificada en magnitud y fase para obtener el  $\Gamma$  deseado.

$$a_2(t) = T_d T_m A \cdot \rho \cdot \{ \cos(\delta\omega_s t - \alpha + \theta) \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t) + \sin(\delta\omega_s t - \alpha + \theta) \sin(\omega_s t + \delta\omega_s t) \} \quad (19)$$

$$a_2(t) = T_d T_m A \cdot \rho \cdot \{ \cos(\delta\omega_s t - \alpha + \theta + \omega_s t + \delta\omega_s t) + \cos(-\delta\omega_s t + \alpha - \theta + \omega_s t + \delta\omega_s t) + \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t - \delta\omega_s t + \alpha - \theta) - \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t + \delta\omega_s t - \alpha + \theta) \} \quad (20)$$

$$a_2(t) = T_d T_m A \cdot \rho \cdot \{ \cos(\omega_s t + 2\delta\omega_s t - \alpha + \theta) + \cos(\omega_s t + \alpha - \theta) + \cos(\omega_s t + \alpha - \theta) - \cos(\omega_s t + 2\delta\omega_s t - \alpha + \theta) \} \quad (21)$$

Finalmente, la onda reflejada ( $a_2$ ) puede ser representada por la siguiente ecuación:

$$a_2(t) = T_d T_m A \cdot \rho \cdot 2\cos(\omega_s t + \alpha - \theta) \quad (22)$$

En donde  $T_m$  son las pérdidas asociadas al modulador. En esta ecuación es posible ver que la señal reflejada puede ser controlada en magnitud y fase utilizando dos señales de control. Al representar la ganancia del lazo  $G = 2T_d T_m A$ , el coeficiente de reflexión obtenido a la frecuencia  $\omega_s$  puede ser representado por la siguiente ecuación:

$$\Gamma(\omega_s) = \frac{G \cdot \rho \cdot e^{-j(\alpha-\theta)}}{A e^{-j\alpha}} = \frac{G \cdot \rho}{A} e^{j\theta} \quad (23)$$

La ecuación anterior es un resultado ideal debido a que se hace un desarrollo considerando demoduladores y moduladores I/Q perfectos. Las imperfecciones encontradas en los moduladores y demoduladores de cuadratura pueden causar un problema de imágenes en el sistema. Ambos componentes son una parte esencial de ELP por lo que es importante mencionar sus características y funcionamiento.

### 3.1.1 Demoduladores y Moduladores I/Q

A diferencia de los mezcladores clásicos en donde se tiene un solo multiplicador, los moduladores y demoduladores I/Q contienen dos multiplicadores con una señal de OL desfasada 90° (Figura 12). Estos componentes generalmente son utilizados en comunicaciones digitales para el uso de señales moduladas debido a la facilidad para controlar fase, amplitud y frecuencia de una señal (Sabah y Lorenz, 1998).

Se mencionó que la magnitud y fase de una señal sinusoidal puede ser representada en sus componentes: en fase (“In-phase” o “I”) y cuadratura (“Quadrature” o “Q”). Las señales I/Q en banda base son tratadas como una representación de fasores que contienen la información de la parte real e imaginaria (la envolvente compleja) de la señal transmitida.

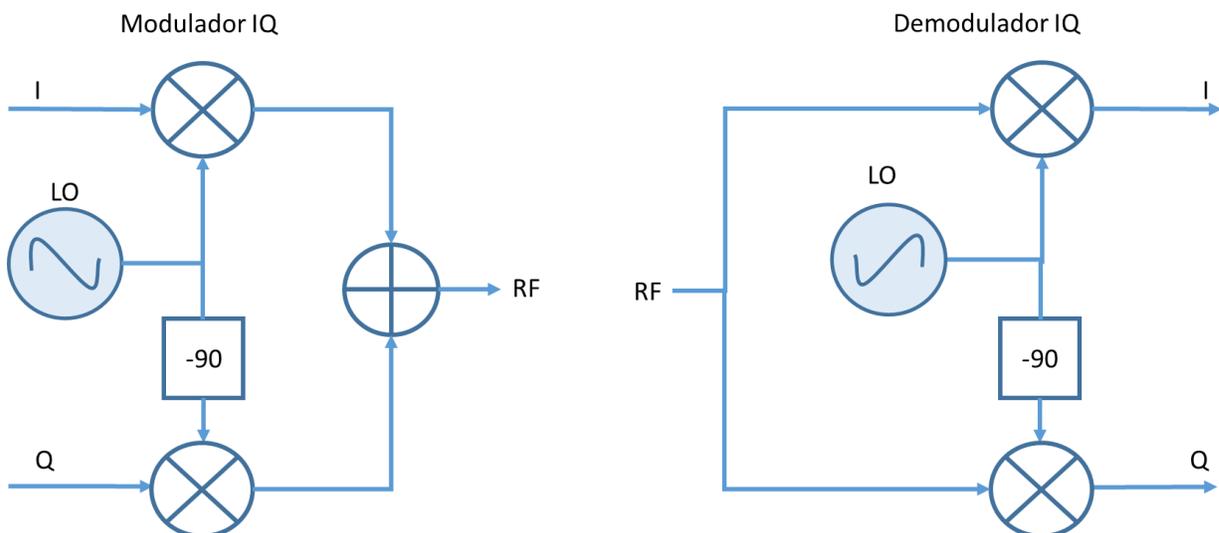


Figura 12. Diagrama de bloques de un modulador I/Q (izquierda) y un demodulador I/Q (derecha).

En el ELP, estos componentes se encargan de obtener las señales en banda base de la onda modulada y posteriormente modular una portadora con la señal en banda base que ha sido modificada.

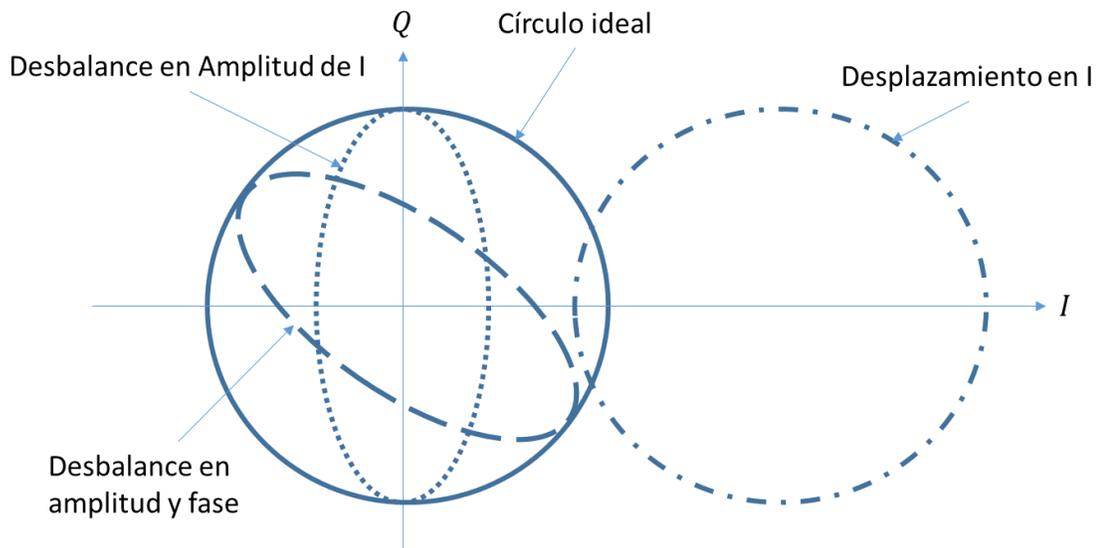
Sin embargo, los moduladores y demoduladores de las señales I/Q tienen defectos. Los problemas causados por dichos defectos se muestran en la Figura 13. En aplicaciones como telecomunicaciones, estos errores pueden provocar interferencia en las bandas adyacentes, símbolos erróneos en la modulación y pérdida de la información. En el ELP estos problemas causan una deformación de nuestras señales I/Q, a su vez esto provoca que las señales  $I_b$  y  $Q_b$  resultantes no reflejen correctamente los cambios en magnitud y fase deseados. El control de los coeficientes de reflexión dependen de la calidad de las señales I/Q, por lo cual es importante eliminar dichos errores.

Los problemas de desbalances se reflejan en los resultados de las ecuaciones que describen el funcionamiento del ELP. En las ecuaciones descritas anteriormente se toma en cuenta demoduladores y moduladores ideales, al tomar en cuenta un desbalance en amplitud podemos ver un aumento en la complejidad de los resultados. Para dar un ejemplo las siguientes ecuaciones describen el comportamiento del ELP cuando tenemos desbalances en amplitud (Hashmi et al., 2010).

Inicialmente se tienen las señales  $I_a$  y  $Q_a$  provenientes del demodulador I/Q, al considerar desbalance en amplitud tenemos:

$$I_a = B \cos(\delta\omega_s t - \alpha) \quad (24)$$

$$Q_a = D \sin(\delta\omega_s t - \alpha) \quad (25)$$



**Figura 13. Desbalances en las señales I/Q en un demodulador y modulador I/Q (Sabah y Lorenz, 1998).**

Las envolventes complejas de la señal incidente y la reflejada, respectivamente, se pueden representar como:

$$E_{b_2}(t) = B\cos(\delta\omega_s t - \alpha) + jD\sin(\delta\omega_s t - \alpha) = I_a + jQ_a \quad (26)$$

$$E_{a_2}(t) = \rho \cdot e^{j\theta} \cdot [B\cos(\delta\omega_s t - \alpha) + jD\sin(\delta\omega_s t - \alpha)] \quad (27)$$

Al montar la envolvente de la señal reflejada a una portadora con frecuencia  $\omega_s + \delta\omega_s$  obtenemos la señal reflejada:

$$a_2(t) = \rho \cdot e^{j\theta} \cdot (B\cos(\delta\omega_s t - \alpha) \cdot \cos(\omega_s t + \delta\omega_s t) + D\sin(\delta\omega_s t - \alpha) \cdot \sin(\omega_s t + \delta\omega_s t)) \quad (28)$$

$$a_2(t) = \rho \cdot e^{j\theta} \cdot \left( \frac{B+D}{2} \cdot \cos(\omega_s t + \alpha) + \frac{B-D}{2} \cdot \cos(\omega_s t + 2\delta\omega_s t + \alpha) \right) \quad (29)$$

El resultado de la ecuación 29 nos dice que un error en amplitud puede provocar imágenes en nuestro sistema. La señal imagen es un producto no deseado que puede provocar un mal funcionamiento del equipo, hasta provocar productos de intermodulación en los dispositivos activos del ELP. En este caso, se puede eliminar la imagen al hacer que las amplitudes  $B$  y  $D$  sean lo más cercanas posibles. Es por esto que es necesario eliminar los desbalances a la salida del demodulador y a la entrada del modulador.

### 3.2 Simulación de la carga activa (ELP) en ADS

El diseño de circuitos con señales de altas frecuencias cuenta con simuladores precisos que facilitan diseñar circuitos que predigan los resultados de un experimento. En este trabajo de tesis se utilizó el programa de “Advanced Design System” (ADS) de Keysight, el programa nos ayuda a simular circuitos y sistemas para dicho propósito. La versión utilizada es la 2014.01.

En la Figura 14 se muestra el diseño de la carga activa utilizada en el ELP. El circuito tiene un comportamiento ideal, no existen pérdidas ni retardos de grupo entre cada componente del circuito. Las ecuaciones desarrolladas anteriormente son de un entorno ideal así que el circuito deberá producir resultados similares a los que esperaríamos ver en las ecuaciones. Es importante notar que el circuito tiene múltiples fuentes de señales de altas frecuencias, esto es para demostrar su funcionamiento desde 1 tono hasta 3 tonos. En la simulación no existe algún problema de ancho de banda pero en un circuito real la separación entre los tonos será elegida considerando las limitaciones del circuito.

El plano de referencia del circuito se encuentra en la mitad del acoplador direccional y es utilizado para separar las ondas incidentes y reflejadas. Al igual que en el esquema general, la señal incidente hace analogía a la señal proveniente del transistor. Dicha señal puede ser manipulada para tener distintos valores en potencia, frecuencia y número de tonos. Al excitar el circuito con la señal incidente pasa por

un circulator que se encuentra conectado a un demodulador de cuadratura (también llamado demodulador I/Q). El demodulador en el circuito se encarga de obtener las señales en fase y en cuadratura en banda base.

La frecuencia en banda base será la diferencia entre la frecuencia del oscilador local (OL) y la señal incidente. Al igual que en el sistema del ELP desarrollado, las simulaciones son hechas con una frecuencia de LO diferente a la señal portadora. Esto es porque se decide utilizar el método heterodino, donde se usan frecuencias diferentes para las señales de OL y la portadora, esto permite utilizar filtros de corriente directa (filtros pasa altas) para eliminar los desfases en amplitud causados por las imperfecciones de los componentes. Posteriormente las señales pasan por un circuito de control en donde son modificadas para modular una portadora y obtener una copia de la señal incidente pero con cambio en fase y amplitud. La nueva señal se inyecta al transistor por medio del tercer puerto del circulator para generar un coeficiente de reflexión.

A continuación se mostrarán los resultados para distintas configuraciones del sistema, incluyendo un tono sencillo, multitonos y modulación de los voltajes  $X$  y  $Y$ .

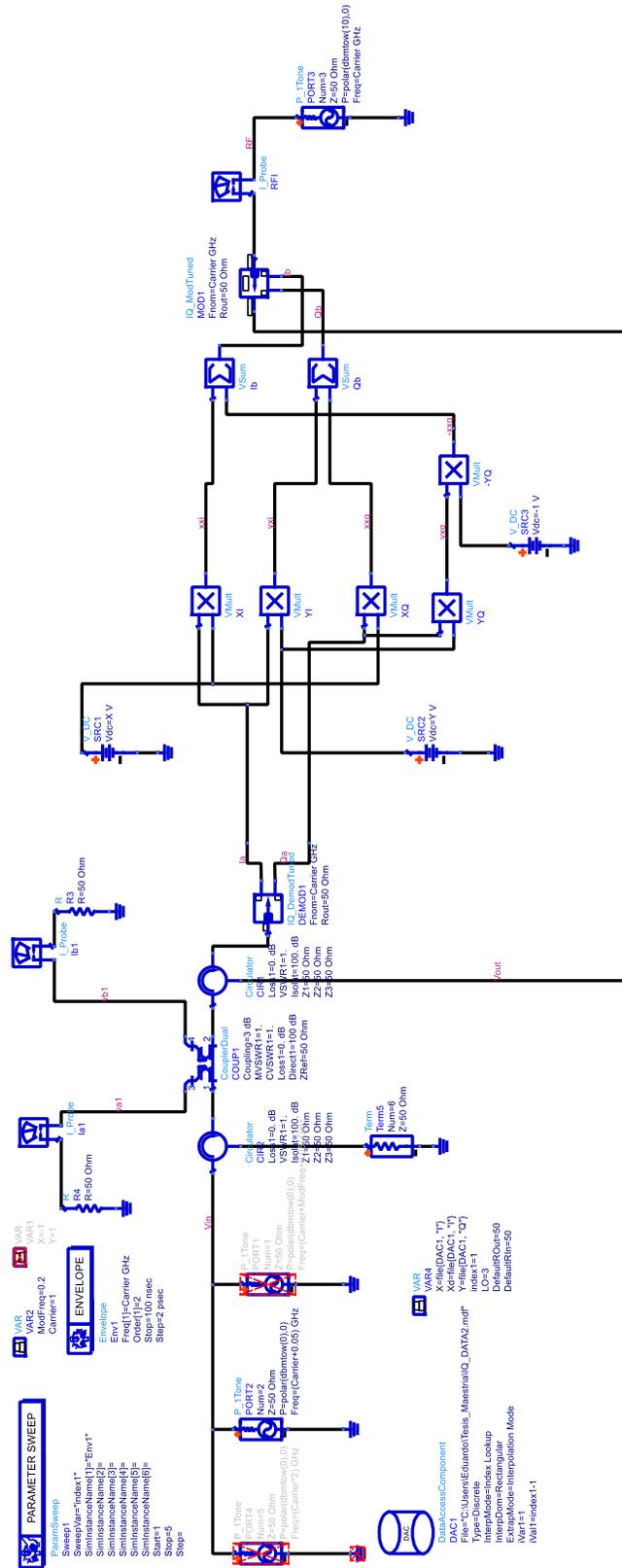


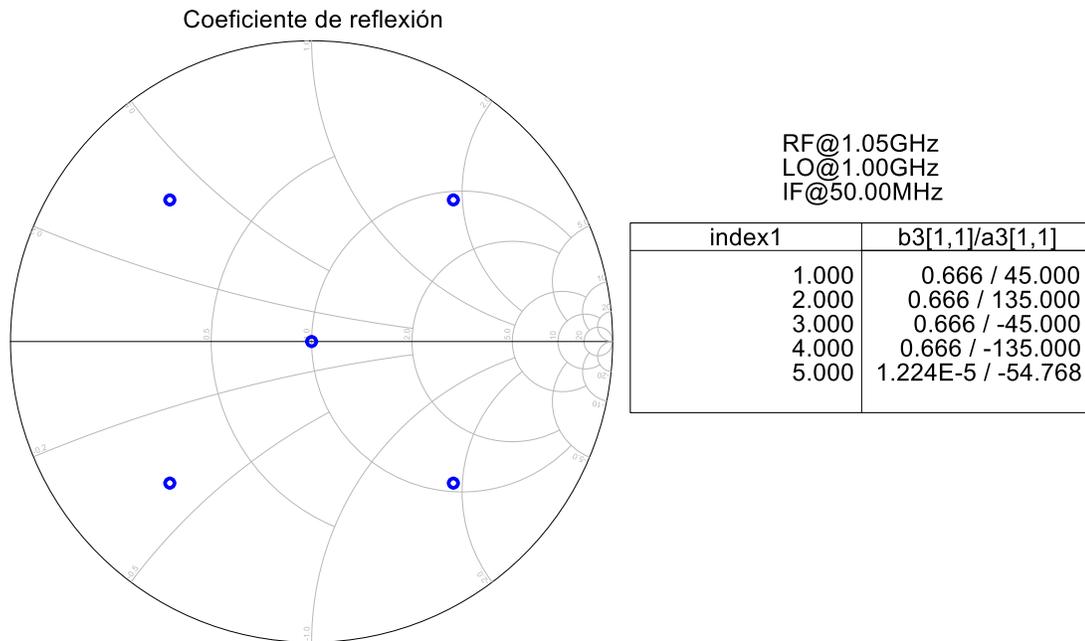
Figura 14. Carga del ELP diseñada en ADS.

### 3.2.1 Resultados para simulaciones con un tono

Las siguientes gráficas contienen los resultados de la simulación de la carga ELP utilizando un tono a la entrada. Se utilizaron 5 diferentes pares de voltajes en  $X$  y  $Y$  para generar 5 coeficientes de reflexión, los voltajes se muestran en la Tabla 2. Los resultados muestran como las ecuaciones predicen el comportamiento del coeficiente de reflexión si se sustituyen los valores de los voltajes I/Q. La Figura 15 muestra dichos resultados.

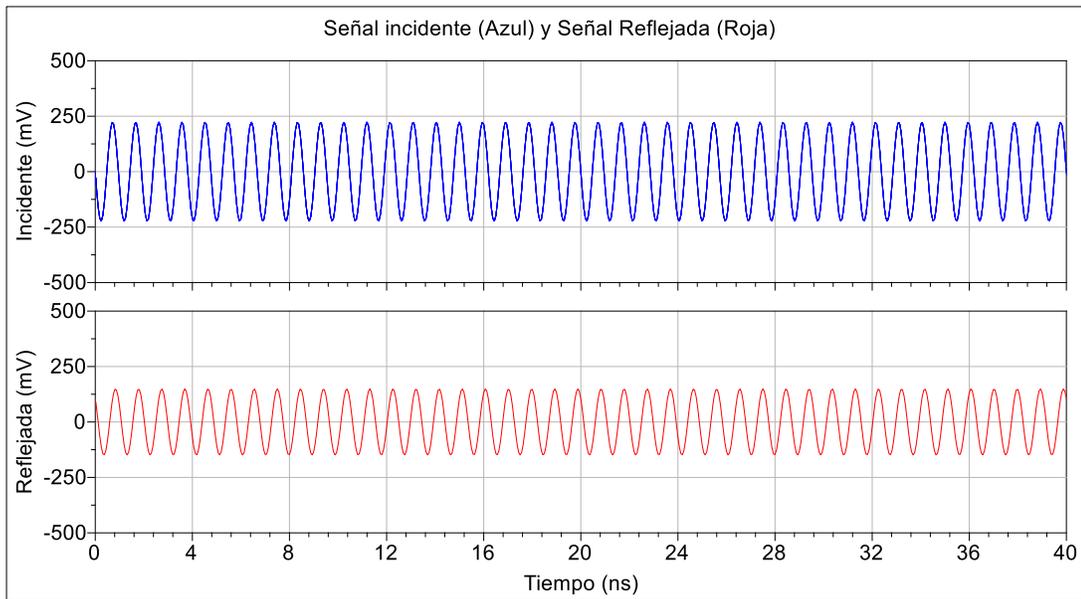
**Tabla 2. Voltajes de control para X y Y.**

Voltajes de Control	Índices				
	1	2	3	4	5
X	1 V	-1 V	1 V	-1 V	0 V
Y	1 V	1 V	-1 V	-1 V	0 V



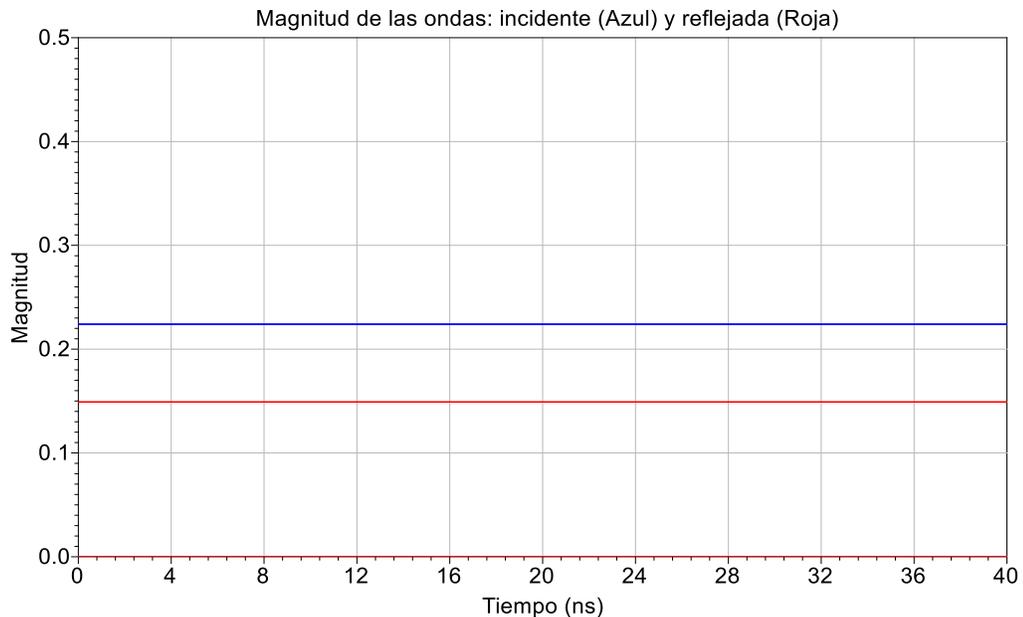
**Figura 15. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en X y Y para la simulación del ELP con un tono.**

Al analizar uno de los coeficientes de reflexión se puede ver el cambio en magnitud y fase en señales ubicadas en el dominio del tiempo. La Figura 16 muestra la señal incidente y la reflejada en el dominio del tiempo. Para un coeficiente de reflexión al azar, de los 5 generados, se puede ver que existe un cambio en la magnitud y fase entre ambas señales.

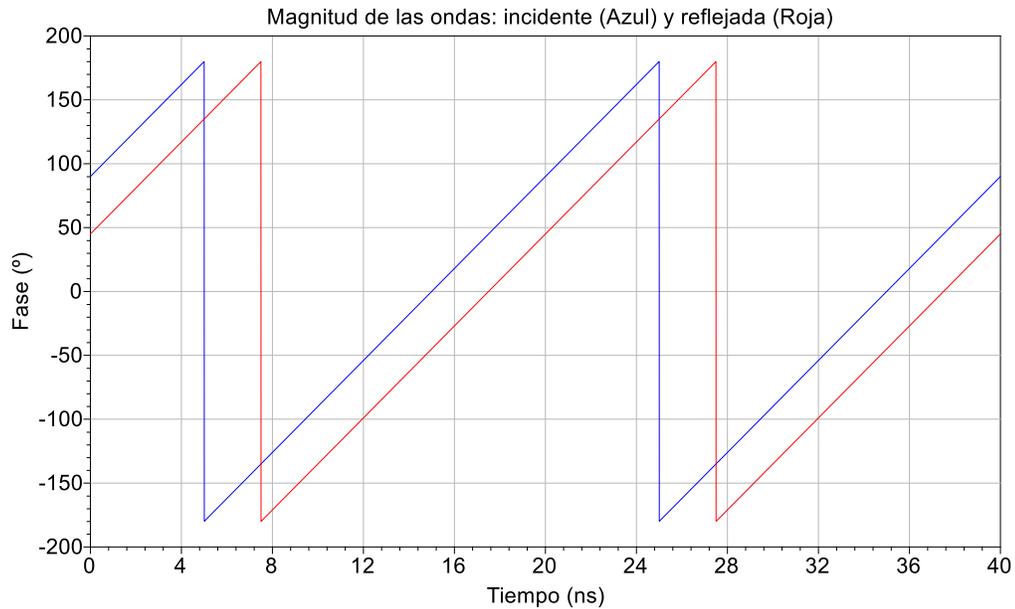


**Figura 16. Señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono.**

Del mismo coeficiente de reflexión se puede analizar la magnitud y fase de la señal y cómo se comporta en el tiempo. La Figura 17 y Figura 18 muestran la magnitud y fase de la señal incidente y reflejada. Es de esperarse que la magnitud de ambas señales se mantenga constante ya que es una señal continua, sin embargo podemos ver los cambios en fase que existen en ambas señales. Es importante notar que la diferencia entre ambas fases se mantiene constante a lo largo del tiempo.

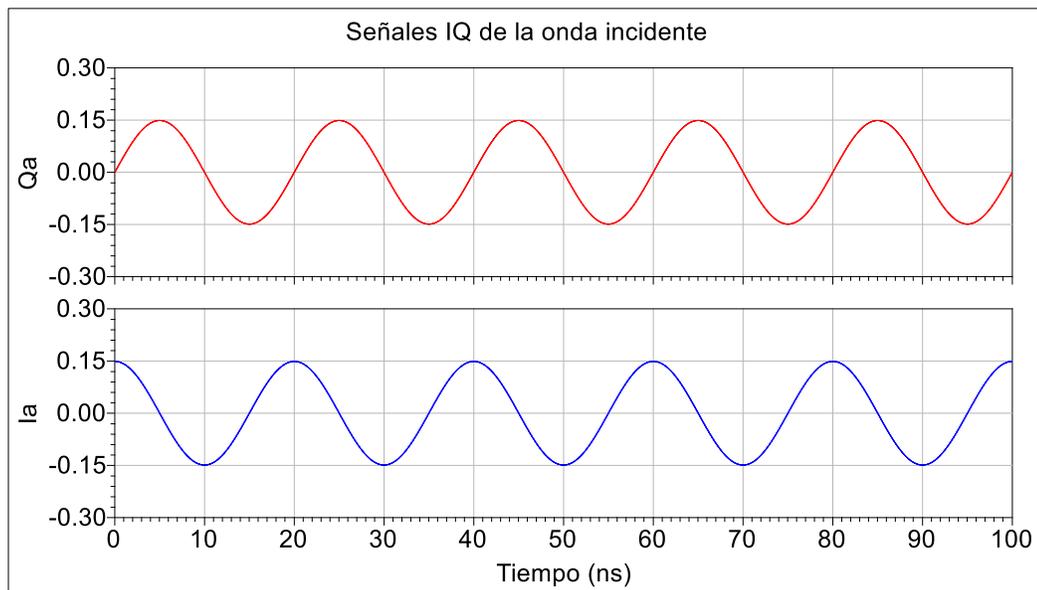


**Figura 17. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono.**



**Figura 18. Fase de las señales incidentes y reflejadas en la simulación de un tono.**

Por último, también se pueden analizar las señales en banda base para asegurarse que el cambio en los coeficientes de reflexión sea producido por estas señales. En la Figura 19 y Figura 20 tenemos las señales en banda base al salir del demodulador y después de ser tratadas con el circuito de control. Se puede apreciar que el periodo es de 20 ns, lo cual equivale a 50 MHz (la diferente entre el OL y la portadora de la señal incidente). Las figuras también muestran un cambio en amplitud y fase de dichas señales pero siguen manteniendo su cuadratura.



**Figura 19. Señales I/Q de la onda incidente en banda base en la simulación de un tono.**

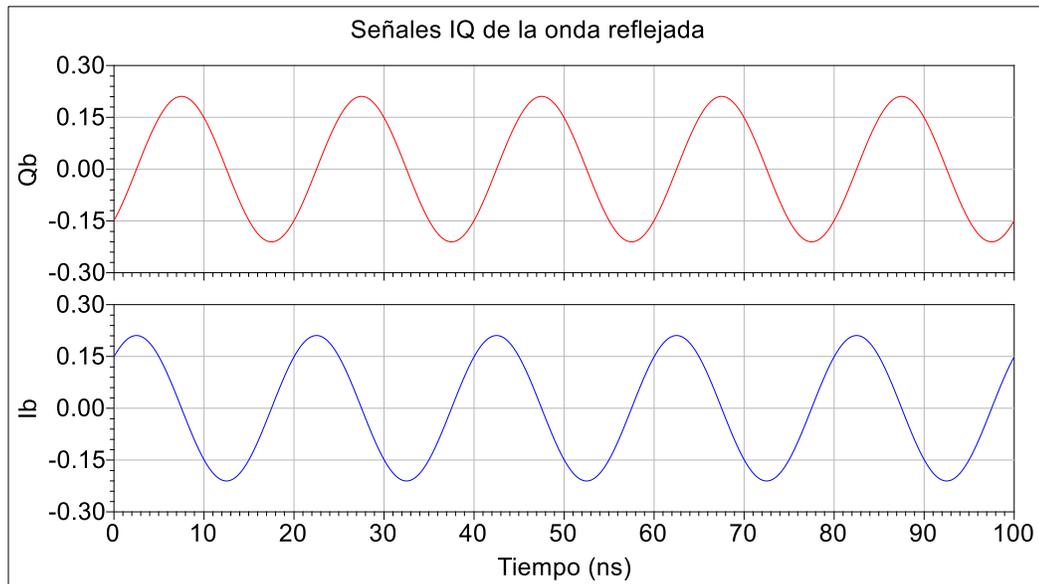


Figura 20. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base en la simulación de un tono.

### 3.2.2 Resultados para simulaciones con 2 tonos

El análisis para una señal modulada, con 2 tonos, muestra algunos detalles interesantes que deben ser considerados al diseñar un ELP multitonos. En el circuito de la Figura 14 se puede habilitar otra fuente para tener 2 tonos. En la Figura 21 podemos ver dichos tonos habilitados, la diferencia entre estos tonos es de 200 MHz para esta prueba. La diferencia en frecuencia del OL y los pares de voltajes  $X$  y  $Y$  se mantienen igual a la prueba de un tono.

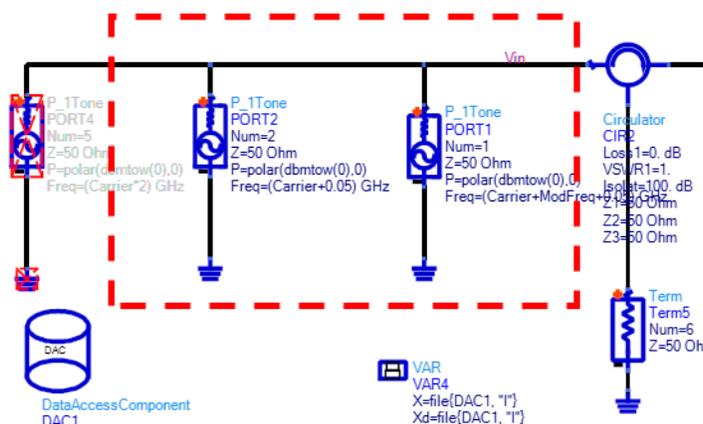
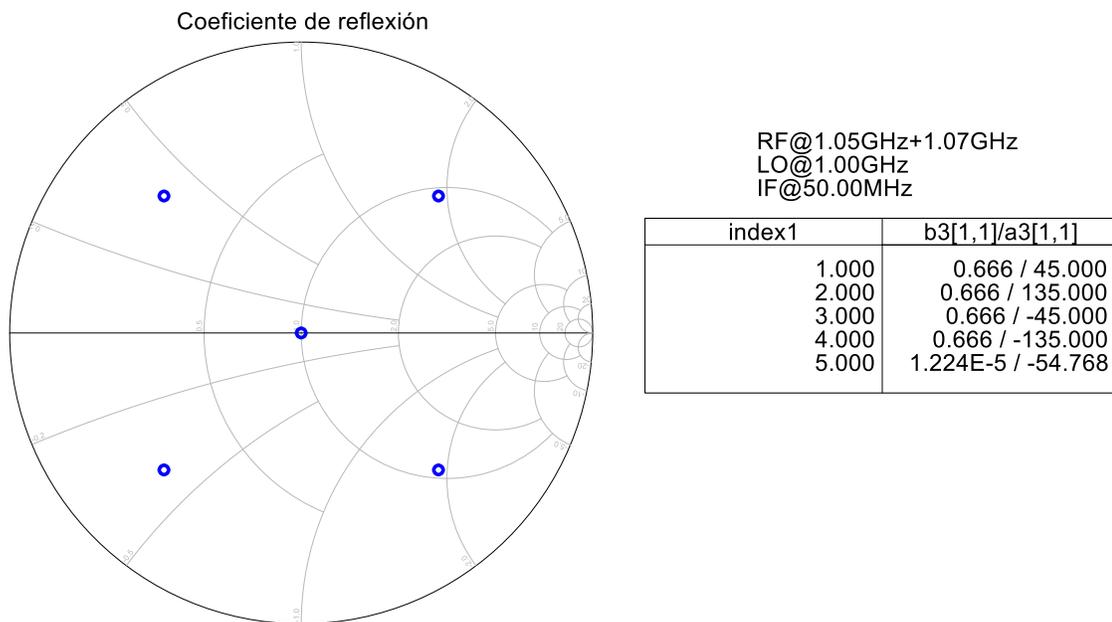


Figura 21. Entrada de 2 tonos para la carga simulada del ELP.

En la Figura 22 podemos apreciar los coeficientes de reflexión generados con los pares de voltajes utilizados. El sistema es ideal por lo que los coeficientes de reflexión deben mantenerse igual que a los de

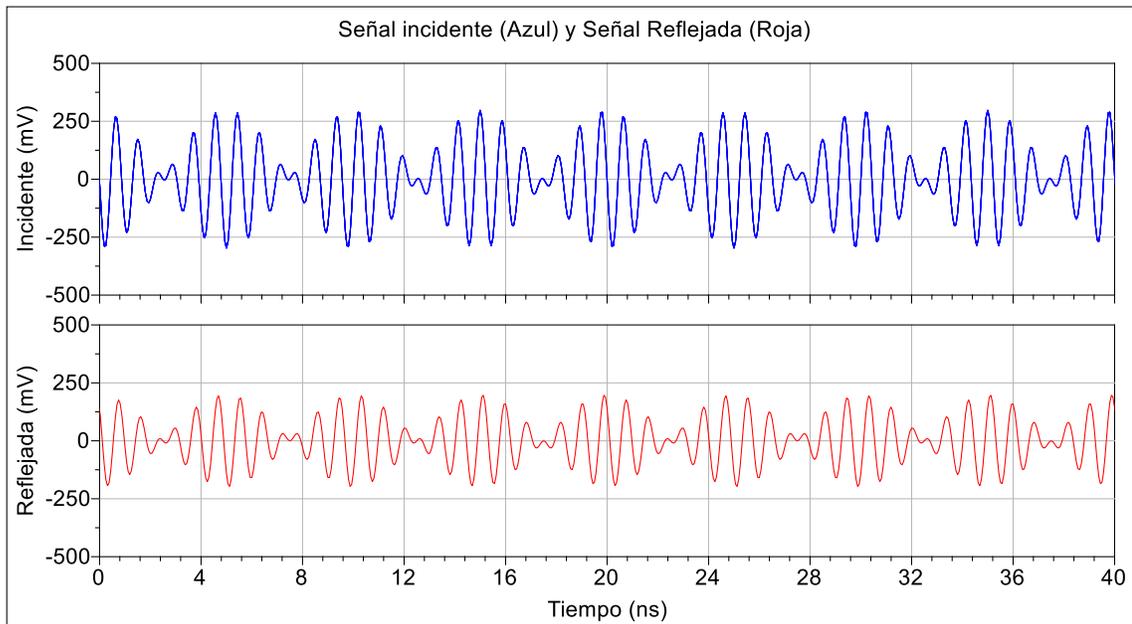
la simulación con un tono. Por otro lado, se pueden apreciar las señales incidentes y reflejadas de 2 tonos en la Figura 23. La señal reflejada que se muestra en la Figura 23 corresponde al mismo coeficiente de reflexión al azar que se mostró en la simulación de un tono.

En el caso de 2 tonos, las señales incidentes y reflejadas tienen una modulación en amplitud. La envolvente resultante depende de la diferencia en frecuencia de ambos tonos y su profundidad dependerá de la diferencia en potencia entre ellos. En este caso la envolvente tiene una frecuencia de 200 MHz y la profundidad es del 100%. Se considera profundidad del 100% en amplitud cuando la envolvente logra llegar al cruce por cero, esto se logra cuando la potencia de ambos tonos es igual.

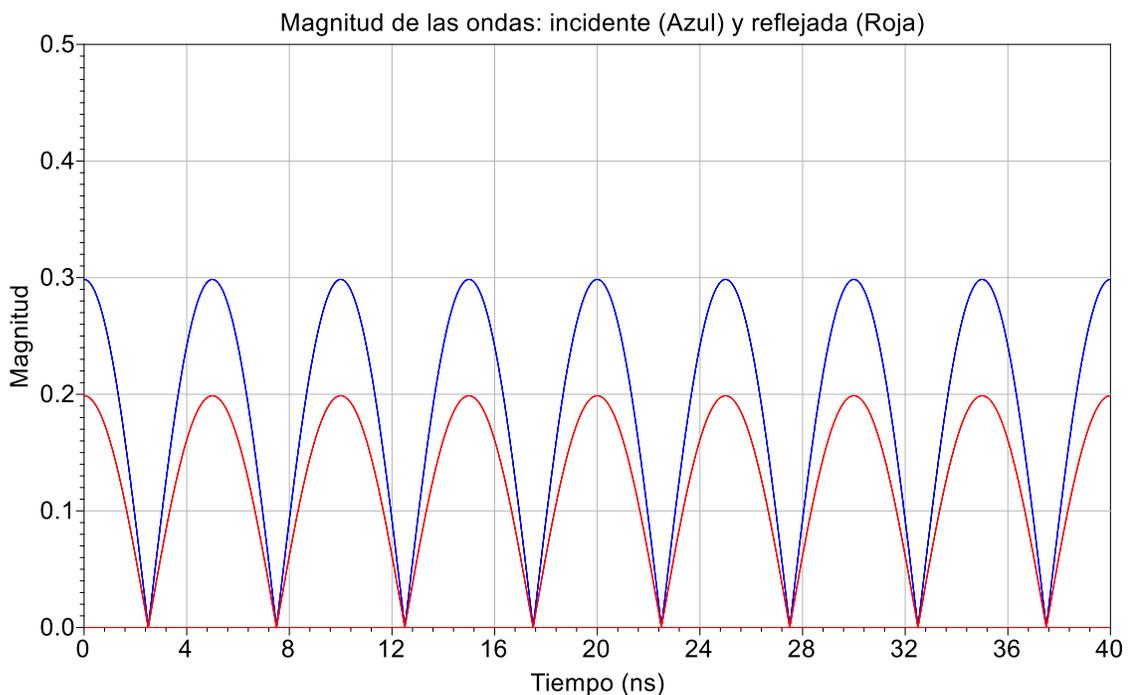


**Figura 22. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en X y Y para la simulación del ELP con 2 tonos.**

A diferencia de la simulación con un tono, la magnitud de la señal con dos tonos cambia en función de la frecuencia de la envolvente. La magnitud de ambas señales puede verse en la Figura 24. La profundidad de la modulación es del 100% por lo cual la magnitud llega a ser cero periódicamente. Lo interesante del sistema es mantener la magnitud de la señal incidente alineada con la de la señal reflejada. Al tenerlas alineadas podemos asegurar que la magnitud del coeficiente de reflexión sea constante, de lo contrario tendremos que el coeficiente de reflexión siempre estará cambiando. La alineación se puede compensar si se añade un retardo, el tamaño del retardo depende de la frecuencia que tenga la envolvente y no la portadora. El retardo puede ser hecho de forma digital o analógica pero deberá aplicarse a las señales  $I_b$  y  $Q_b$ .



**Figura 23. Señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos.**



**Figura 24. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos.**

En cuanto a la fase de las señales, podemos ver en la Figura 25 que mantienen una fase constante pero cambian más rápidamente en comparación a la simulación de un tono. Por otra parte, las señales I/Q para la onda incidente y la onda reflejada pueden apreciarse en la Figura 26 y Figura 27 respectivamente.

Las señales I/Q ahora tienen 2 frecuencias diferentes, una es la frecuencia de la envolvente y la diferencia entre el OL y la portadora. En este caso las señales I/Q consisten de una señal de 200 MHz que es modulada por una de 50 MHz.

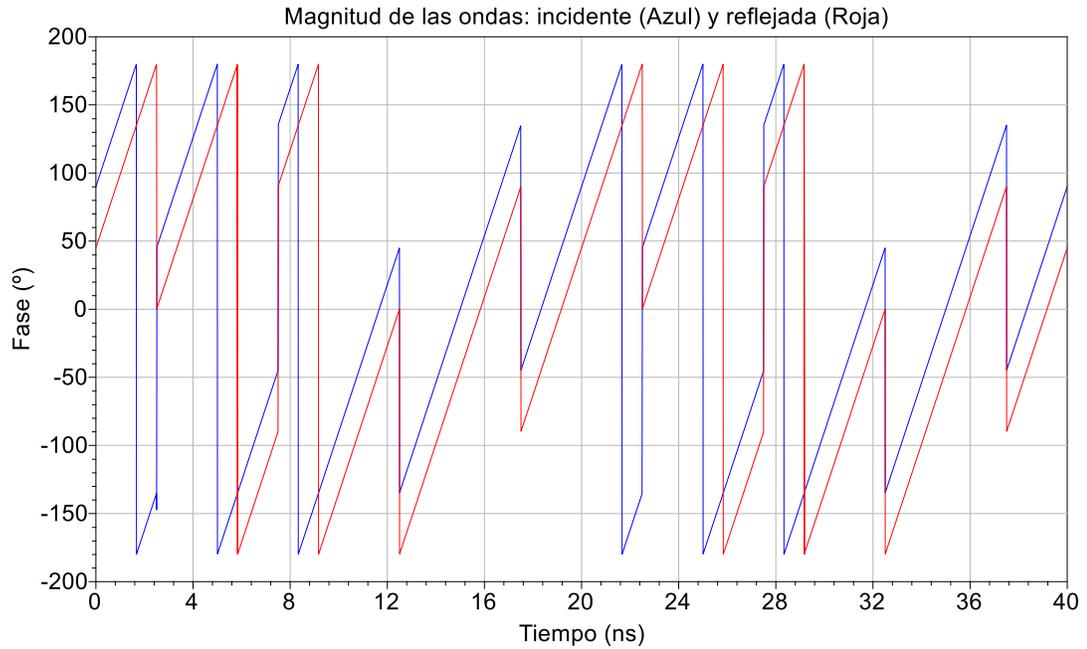


Figura 25. Fase de las señales incidentes y reflejadas de la simulación de dos tonos.

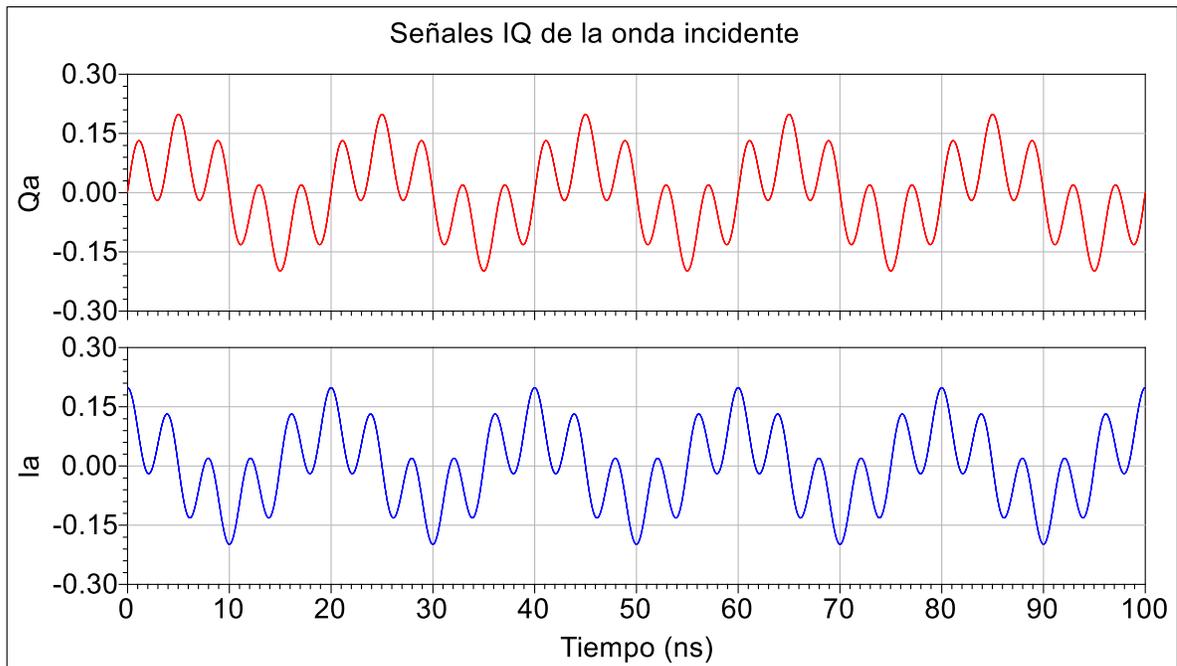


Figura 26. Señales I/Q de la onda incidente en banda base de la simulación de dos tonos.

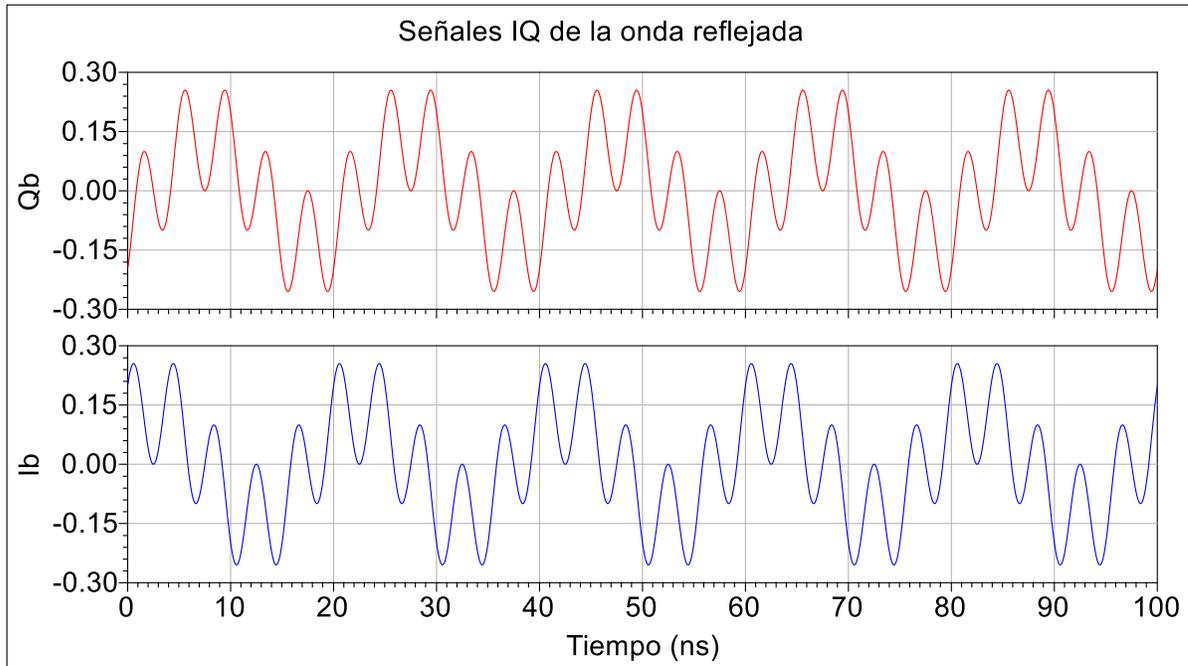


Figura 27. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base de la simulación de dos tonos.

### 3.2.3 Resultados para simulaciones con 3 tonos

Es posible aumentar la complejidad del circuito y agregar un sinfín de tonos en la simulación. Con el propósito de ejemplificar esto se simula una señal con 3 tonos, la Figura 28 muestra las 3 fuentes que se utilizan para excitar el circuito. Las frecuencias utilizadas fueron de 1.05 GHz, 1.06 GHz y 1.07 GHz. Los 3 tonos tienen un ancho de banda de 200 MHz, el mismo ancho de banda que la simulación de 2 tonos.

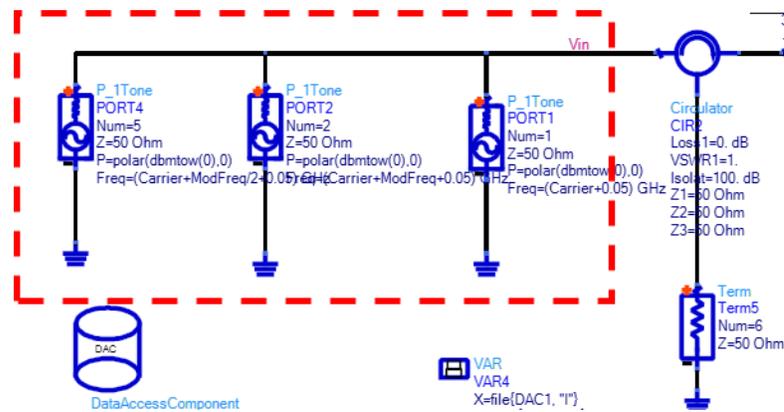
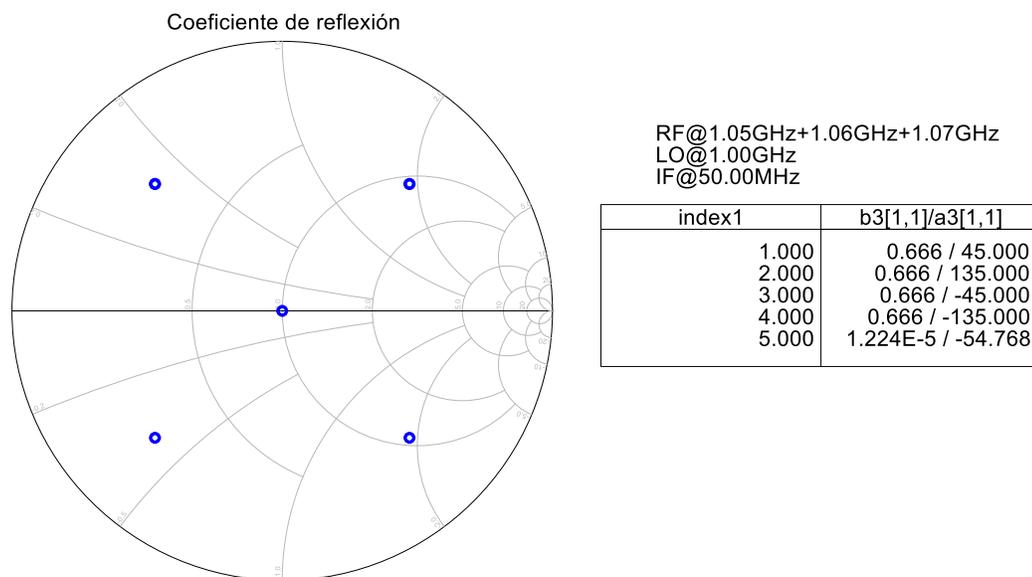


Figura 28. Entrada de 3 tonos a la carga del ELP simulado.

Es importante mencionar que en caso de querer utilizar más de 3 tonos es recomendable modular una portadora con un generador de funciones arbitrarias ('AWG' por sus siglas en inglés). El AWG permitirá generar la señal moduladora según los requerimientos del usuario, principalmente para simular señales con determinados anchos de banda o potencias pico a potencias promedio ('PAPR' por sus siglas en inglés).

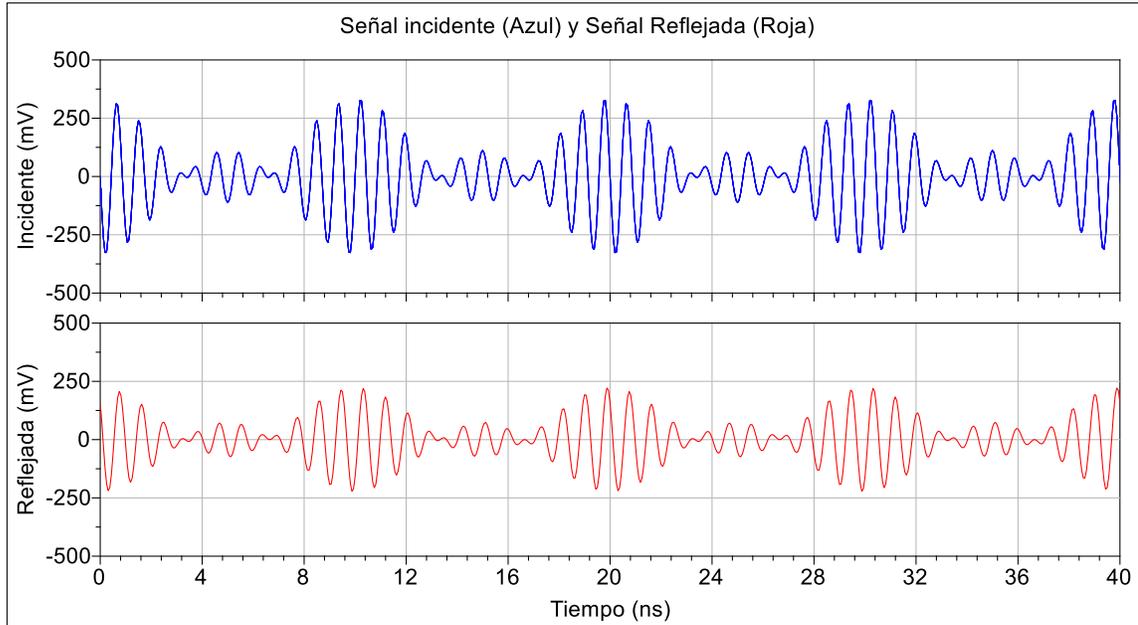
En la Figura 29 se muestran los coeficientes de reflexión generados por los mismos pares de voltajes  $X$  y  $Y$  que se han utilizado en las simulaciones anteriores. Los coeficientes de reflexión no han cambiado, esto es de esperarse debido a que es un sistema ideal. Este resultado indica que independientemente de los tonos que se agreguen a la entrada es posible obtener el mismo coeficiente de reflexión. En un caso no-ideal esto tendrá un rango en el que pueda trabajar correctamente, limitado principalmente por el circuito de control que se encarga de manipular las señales I/Q. En la Figura 30 se muestran las señales incidentes y reflejadas en el dominio del tiempo cuando se utilizan 3 tonos.



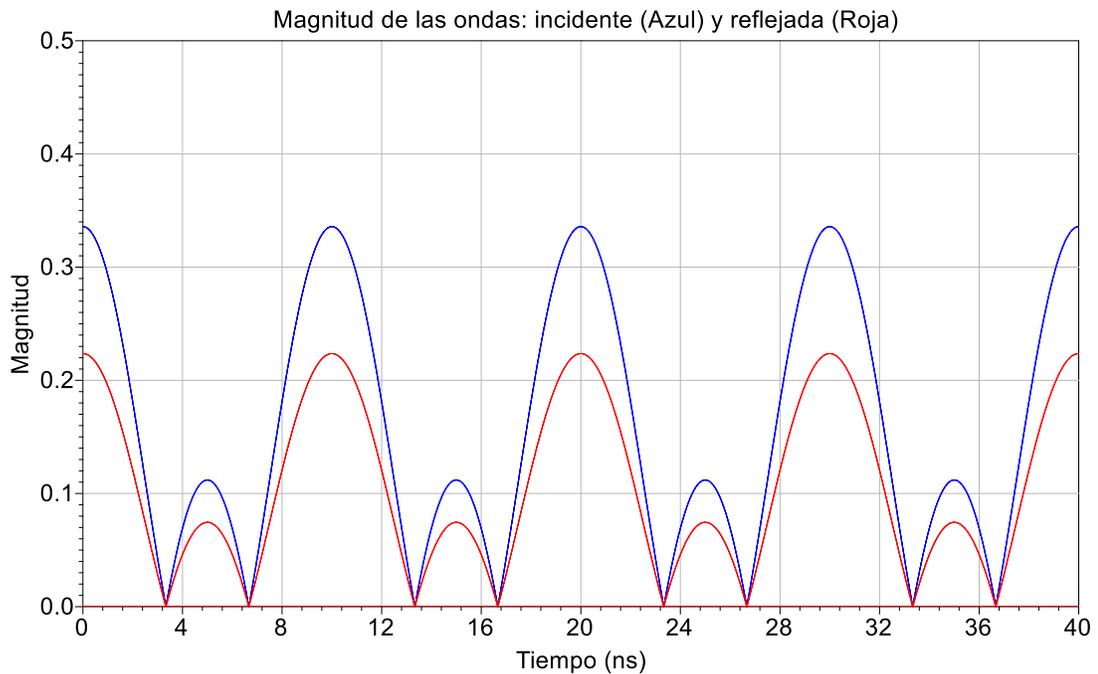
**Figura 29. Generación de 5 coeficientes de reflexión utilizando 5 pares de voltajes en  $X$  y  $Y$  para la simulación del ELP con 3 tonos.**

La magnitud en la Figura 31 tiene un comportamiento similar a los resultados vistos en la simulación de dos tonos. Se puede apreciar que la magnitud cambia con respecto a la envolvente de la señal, la cual se debe a los diferentes tonos y el espaciamiento en frecuencia entre ellos. La fase de las ondas puede verse en la Figura 32, los cambios en fase son más abruptos debido a que existe un cambio de  $180^\circ$  en cada cruce por cero cuando se utilizan multitonos. Es importante recordar que, para obtener coeficientes de reflexión constantes, es necesario sincronizar las envolventes. Los retardos de grupo

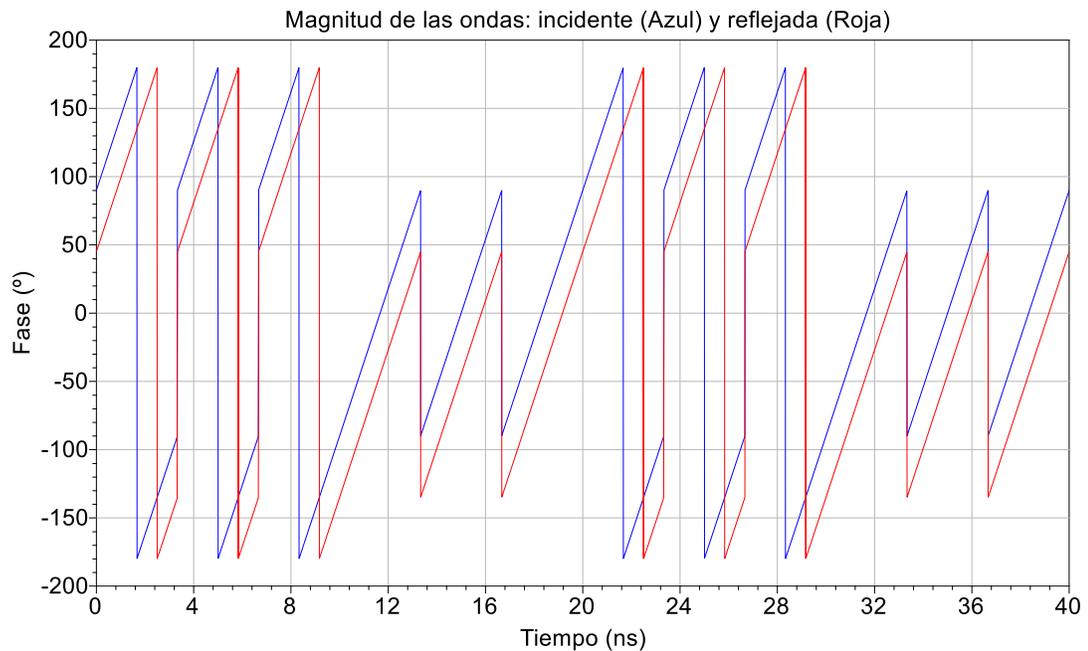
ocasionados por cada componente afectarán tanto la magnitud como la fase del coeficiente de reflexión. A frecuencias bajas de la envolvente se pueden tener resultados favorables pero a medida que la longitud de onda disminuye existirán cambios en fase de las señales I/Q. Este cambio en fase representa el retardo de grupo y no permite que se encuentren sincronizadas.



**Figura 30. Señales incidentes y reflejadas para la simulación de 3 tonos.**

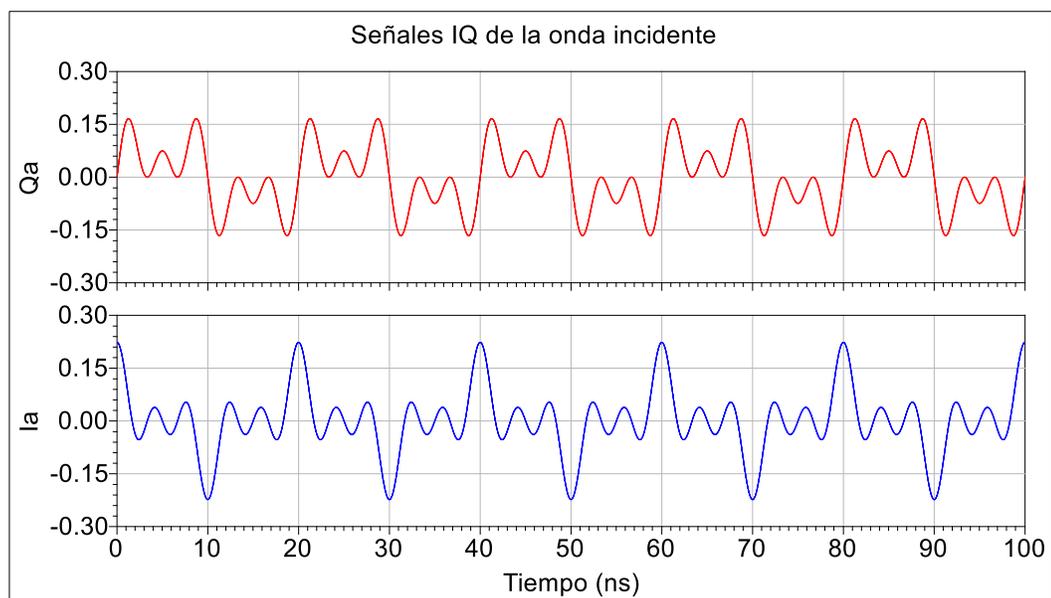


**Figura 31. Magnitud de las señales incidentes y reflejadas para simulación de 3 tonos.**



**Figura 32. Fase de las señales incidentes y reflejadas para la simulación de 3 tonos.**

Al igual que en la portadora modulada, las señales en banda base de I/Q mostradas en la Figura 33 y Figura 34 se vuelven más complejas al añadir más de un tono. En un sistema multitono es necesario considerar la potencia pico y la potencia promedio que puede obtener la señal. La potencia pico es capaz de dañar instrumentos que no soportan dicha potencia, una señal con una potencia pico 7dB mayor a su potencia promedio puede superar la capacidad en potencia por más de 4 veces.



**Figura 33. Señales I/Q de la onda incidente en banda base para la simulación de 3 tonos.**

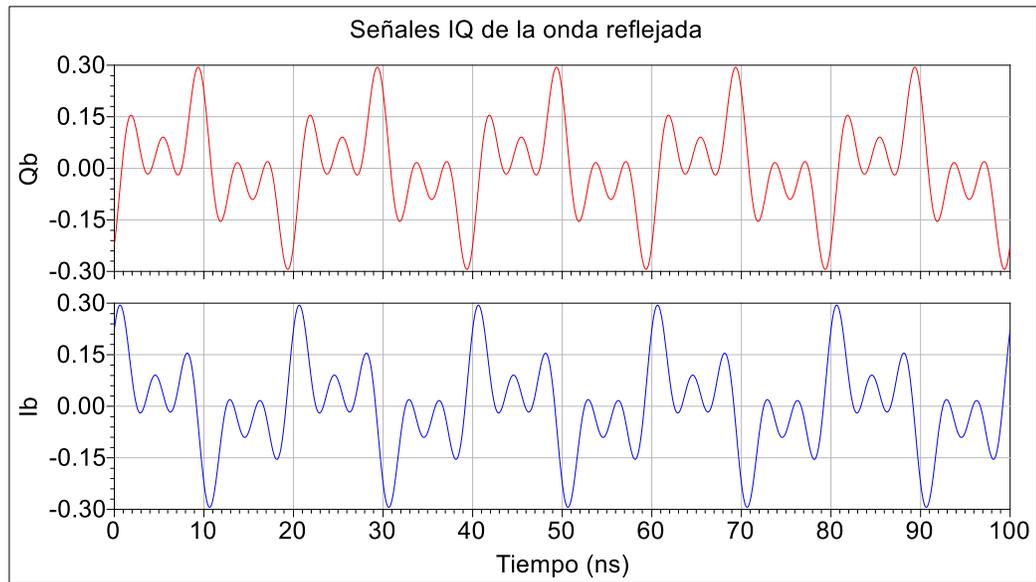


Figura 34. Señales I/Q de la onda reflejada en banda base para la simulación de 3 tonos.

### 3.2.4 Simulaciones con X y Y sinusoidales

En las simulaciones anteriores se han utilizado fuentes de voltaje para las señales de control  $X$  y  $Y$ . El coeficiente de reflexión es controlado por dichas señales pero es necesario cambiar el nivel de voltaje en cada iteración. En un sistema real los cambios de voltaje toman tiempo dependiendo del protocolo de comunicación y la rapidez de los dispositivos. Es posible disminuir el tiempo de prueba utilizando señales moduladas y medir todos los coeficientes de reflexión sin la necesidad de comunicarnos con las fuentes de voltaje.

La primera prueba se hace utilizando voltajes con forma sinusoidal para las señales de entrada  $X$  y  $Y$ . En la Figura 35 muestra las dos fuentes sinusoidales utilizadas para la prueba. Las fuentes deben estar en cuadratura (separadas  $90^\circ$ ) y tener la misma amplitud y frecuencia.

La idea es poder generar círculos de magnitud constante y fase que varía los  $360^\circ$ . En principio, esto proviene de la ecuación matemática de un círculo donde:

$$X^2 + Y^2 = R^2 \quad (30)$$

Considerando que  $X$  y  $Y$  son ondas sinusoidales en cuadratura con la misma amplitud y sin desfase en voltaje, tenemos:

$$(A \cdot \sin(\omega_m t))^2 + (A \cdot \cos(\omega_m t))^2 = R^2 \quad (31)$$

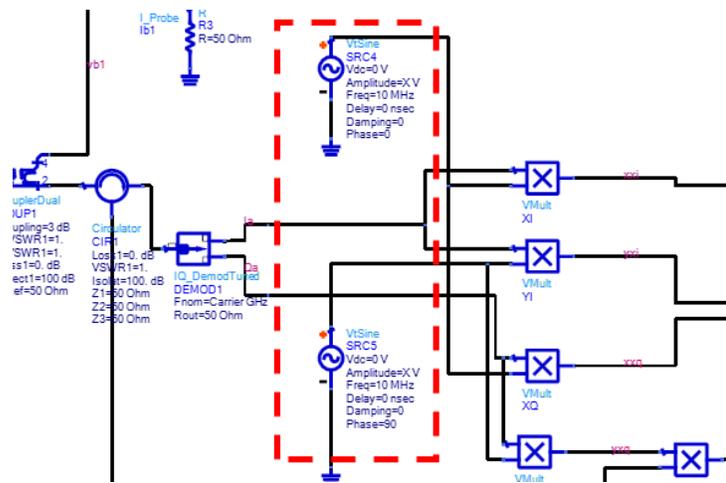


Figura 35. Señales X y Y con voltajes de forma sinusoidal.

Al resolver la Ecuación 31 para cualquier valor de  $t$ , donde  $t$  es el tiempo, y sustituir los voltajes  $X$  y  $Y$  en las Ecuaciones 32-33, encontramos que la magnitud sería constante con un cambio de fase de  $0^\circ$ - $360^\circ$  cada periodo.

$$\rho = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (32)$$

$$\theta = \tan^{-1}(Y/X) \quad (33)$$

Es necesario incrementar la amplitud de  $X$  y  $Y$  para incrementar la magnitud al utilizar sinusoidales como señales de control. De esta forma podemos generar una determinada cantidad de coeficientes de reflexión en un periodo sin la necesidad de hacer un gran número de cambios en voltaje. El resultado se puede ver en la Figura 36 en dónde se generaron 11 círculos con diferentes magnitudes.

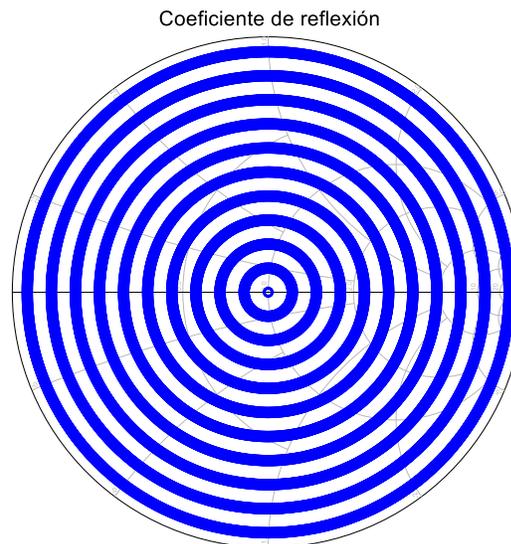
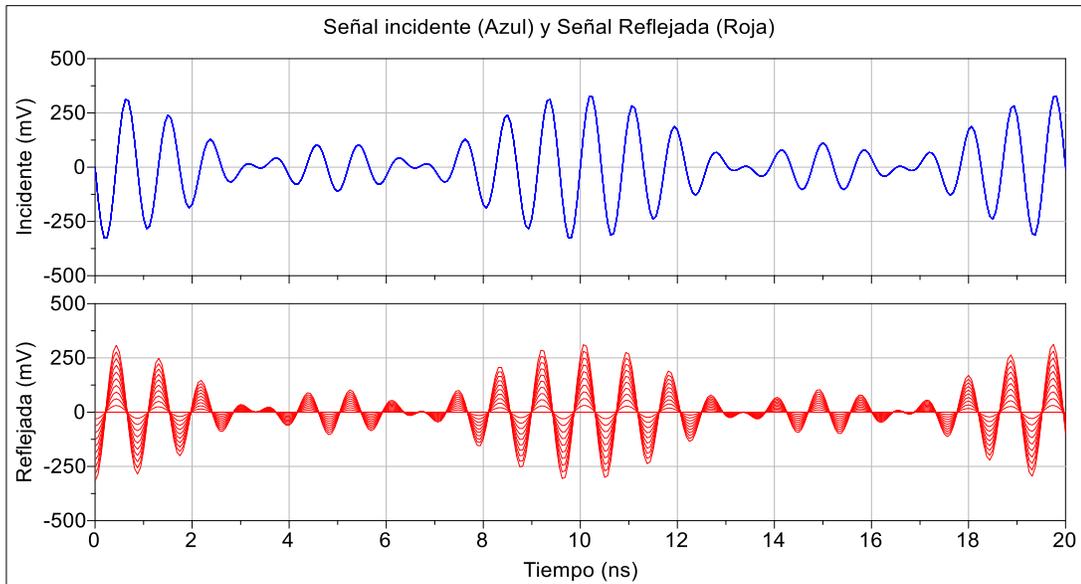
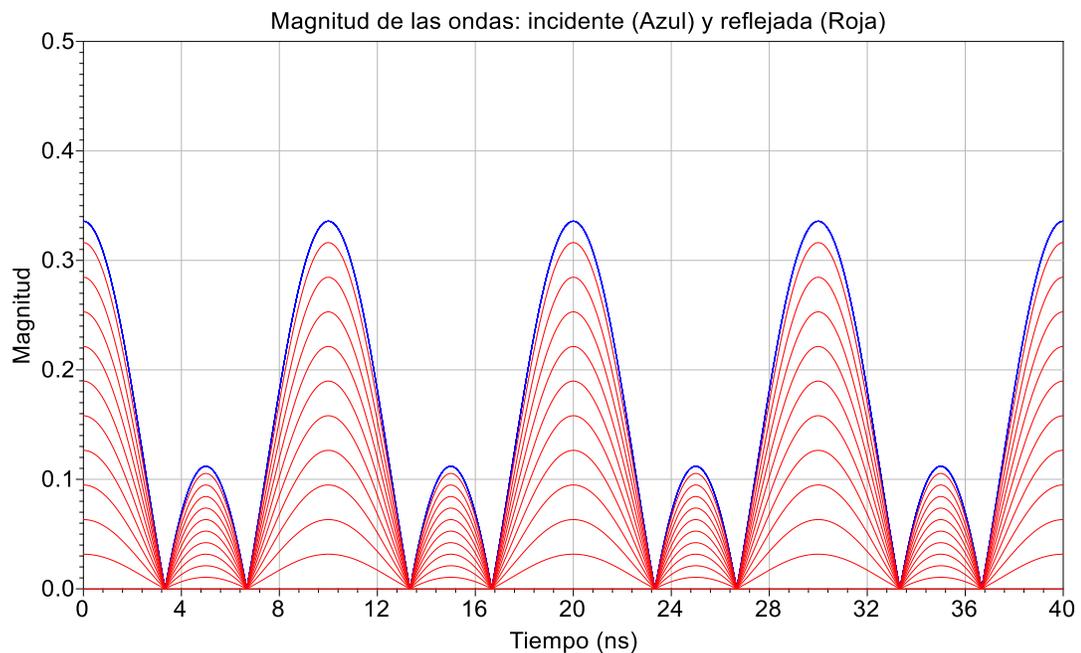


Figura 36. Simulación de coeficientes de reflexión generados con X y Y sinusoidales.

En la Figura 37 se puede apreciar la onda incidente (que permanece constante) y todas las ondas reflejadas resultantes al utilizar varias amplitudes para los círculos. El mismo efecto se puede ver en la magnitud de las ondas que se muestran en la Figura 38, dónde cada traza roja corresponde a la magnitud de un círculo generado. La magnitud de la onda permanece constante por cada círculo pero esto no aplica para la fase.

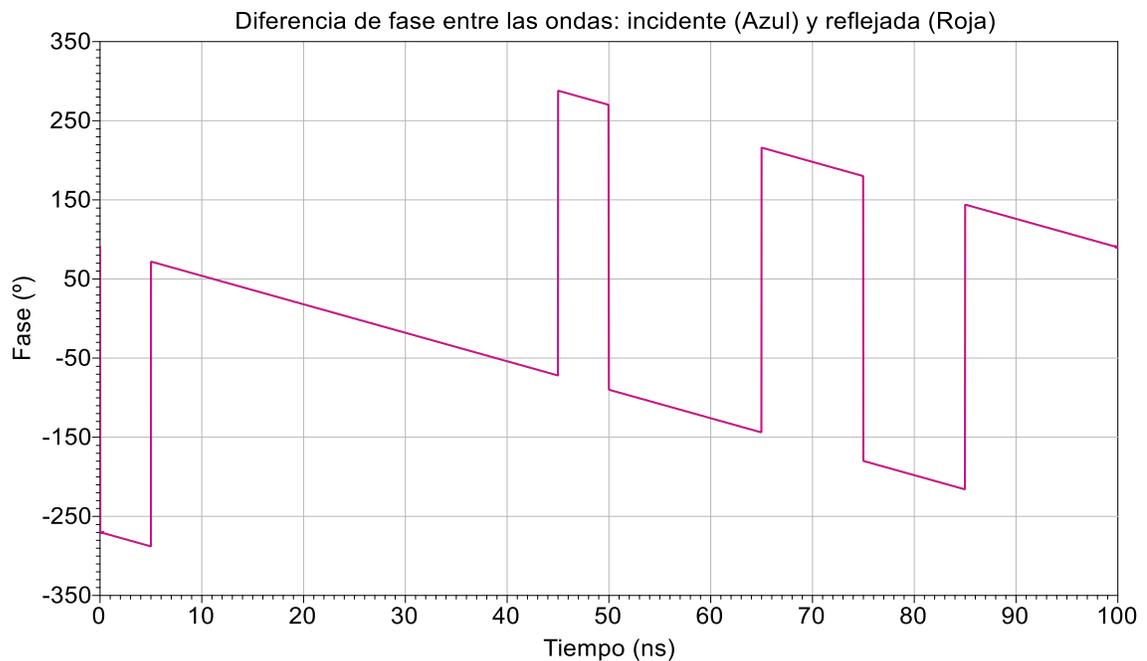


**Figura 37. Simulación de la onda incidente y reflejada con X y Y sinusoidales.**



**Figura 38. Magnitud simulada de la onda incidente y reflejada con X y Y sinusoidales.**

En simulaciones anteriores se ha visto que la fase mantiene una diferencia constante entre onda incidente y reflejada. En este caso la onda reflejada está siendo modulada en fase y cambia constantemente. En la Figura 39 se muestra la fase de las ondas para un periodo de la sinusoidal con frecuencia de 10 MHz (100 nanosegundos) y se puede apreciar que no se mantiene constante. En ese periodo la fase ha cambiado  $360^\circ$  con respecto a la onda incidente.



**Figura 39. Diferencia de fase simulada entre la onda incidente y reflejada en un periodo para X y Y sinusoidales.**

Por último, para esta simulación, en la Figura 40 se pueden apreciar las señales  $I_b$  y  $Q_b$  generadas para cada círculo con los distintos voltajes de X y Y sinusoidales. Las señales mantienen la misma forma para cada círculo, solamente su amplitud cambia con cada iteración. Los voltajes de control deben ser proporcionados por un generador de señales arbitrarias para modificar la fase y la amplitud de la señal. El círculo perfecto sólo es posible si se corrigieron los desbalances de las señales I/Q, de lo contrario se tendrán figuras diferentes a las esperadas.

Los resultados obtenidos en esta simulación son semejantes a los resultados obtenidos en un "Load-Pull" de lazo abierto cuando la frecuencia de la fuente de salida es ligeramente diferente. La diferencia en frecuencia provocará que el coeficiente de reflexión cambie en fase  $360^\circ$  en un periodo igual a la diferencia entre ambas frecuencias. La ventaja de hacer esto con señales en banda base es clara; el costo de un generador de altas frecuencias es mucho mayor al de un generador de señales arbitrarias.

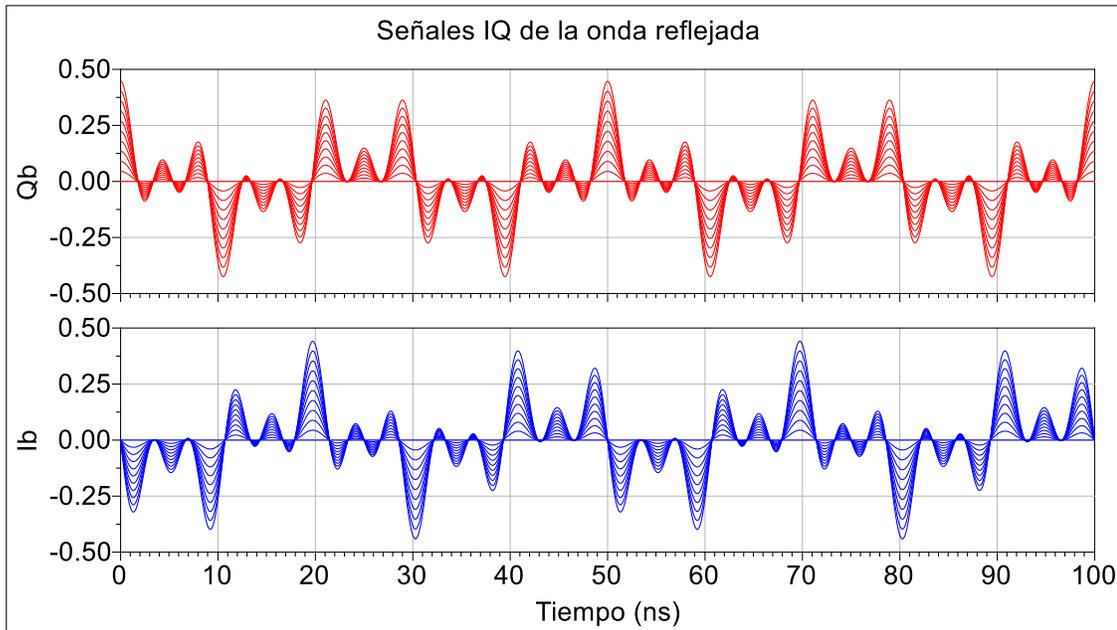


Figura 40. Señales I/Q de la onda reflejada para la simulación con X y Y con forma sinusoidal.

### 3.2.5 Simulaciones con X y Y como forma de diente de sierra

En la simulación anterior se utilizaron ondas sinusoidales para los voltajes  $X$  y  $Y$ , en este experimento se utiliza una señal diente de sierra. En la Figura 41 se puede ver el cambio en las fuentes de voltaje  $X$  y  $Y$  que se utilizan para el circuito. En este caso las fuentes deben tener la amplitud diferente dependiendo de la fase deseada, a diferencia con la simulación anterior en donde era necesario tenerlas en cuadratura con la misma amplitud. Al tenerlas con el mismo voltaje tendremos una fase de  $45^\circ$ , en caso de querer cambiar la fase sería necesario estar cambiando la pendiente de la diente de sierra. Este método es mucho más complicado pero funciona para entender cómo funciona el ELP.

En la Figura 42 se muestran los coeficientes de reflexión resultantes en un periodo cuando se utiliza una señal diente de sierra en  $X$  y  $Y$ . La pendiente de la recta es de  $45^\circ$ , por lo que el coeficiente de reflexión tiene una fase constante de  $225^\circ$  y  $45^\circ$ . Es posible crear muchas rectas con diferentes valores de fase pero resulta complicado en la práctica. Sin embargo, el experimento da resultados que nos ayudan a hacer una prueba capaz de entregarnos puntos en toda la carta de Smith sin la necesidad de hacer cambios de voltajes después del inicial.

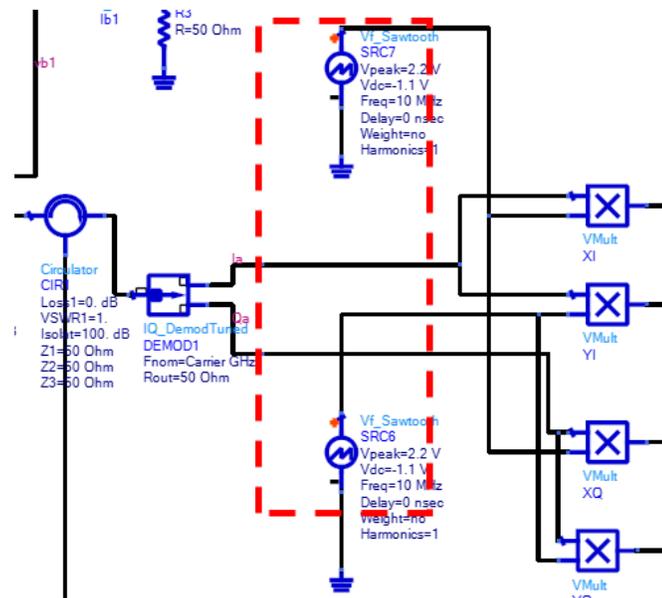


Figura 41. Fuentes de diente de sierra para los voltajes X y Y.

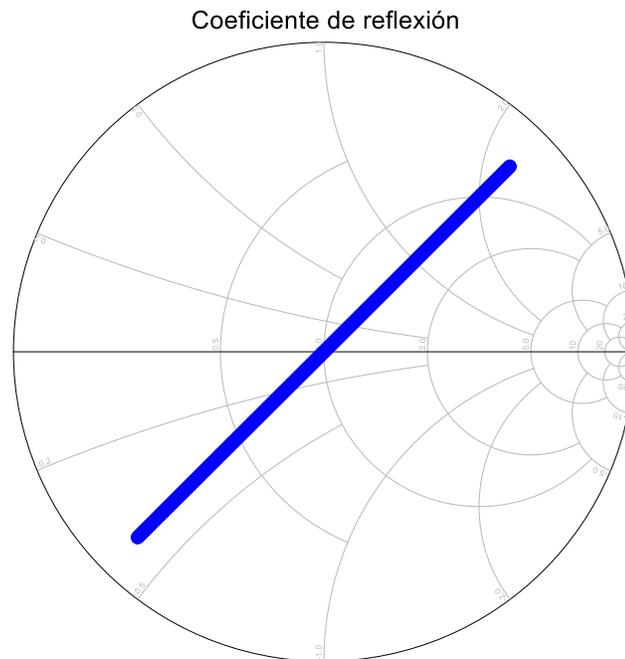


Figura 42. Simulación del coeficientes de reflexión utilizando un diente de sierra en X y Y.

En la Figura 43 se muestran las ondas incidentes y reflejadas, la onda incidente siempre permanece constante pero la onda reflejada cambia en magnitud. Al ver la magnitud de ambas señales en la Figura 44 podemos apreciar como la magnitud va disminuyendo cuando hace el cruce por el coeficiente de reflexión de cero.

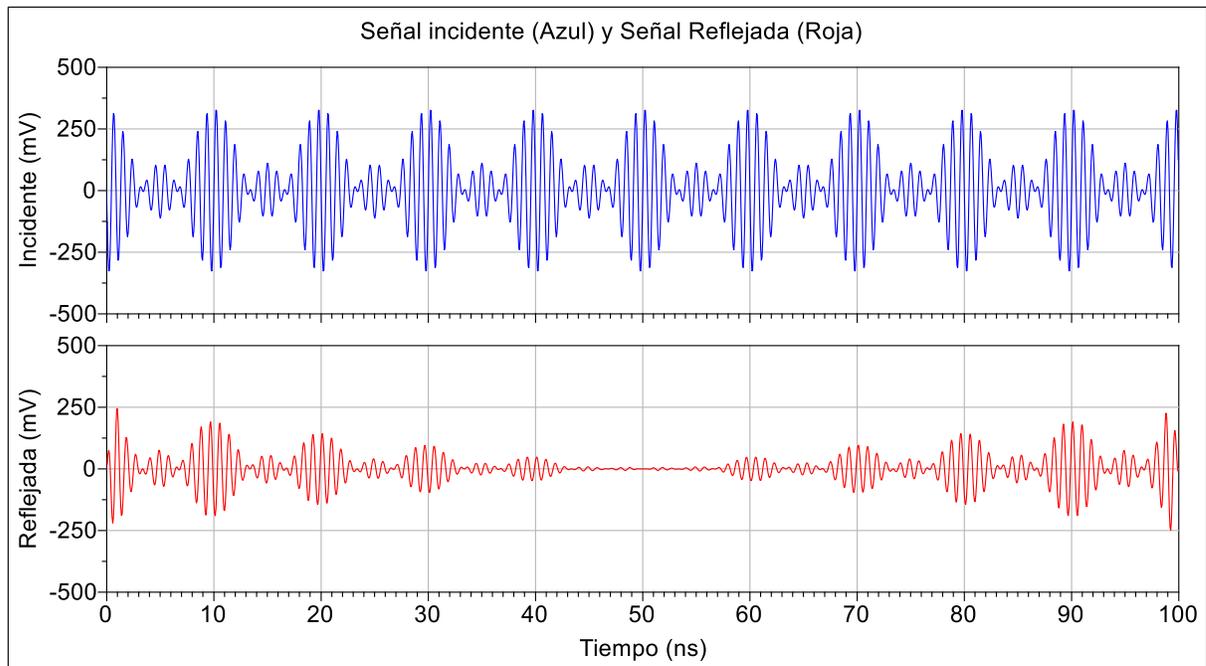


Figura 43. Simulación de la onda incidente y reflejada en un periodo de la señal diente de sierra en X y Y.

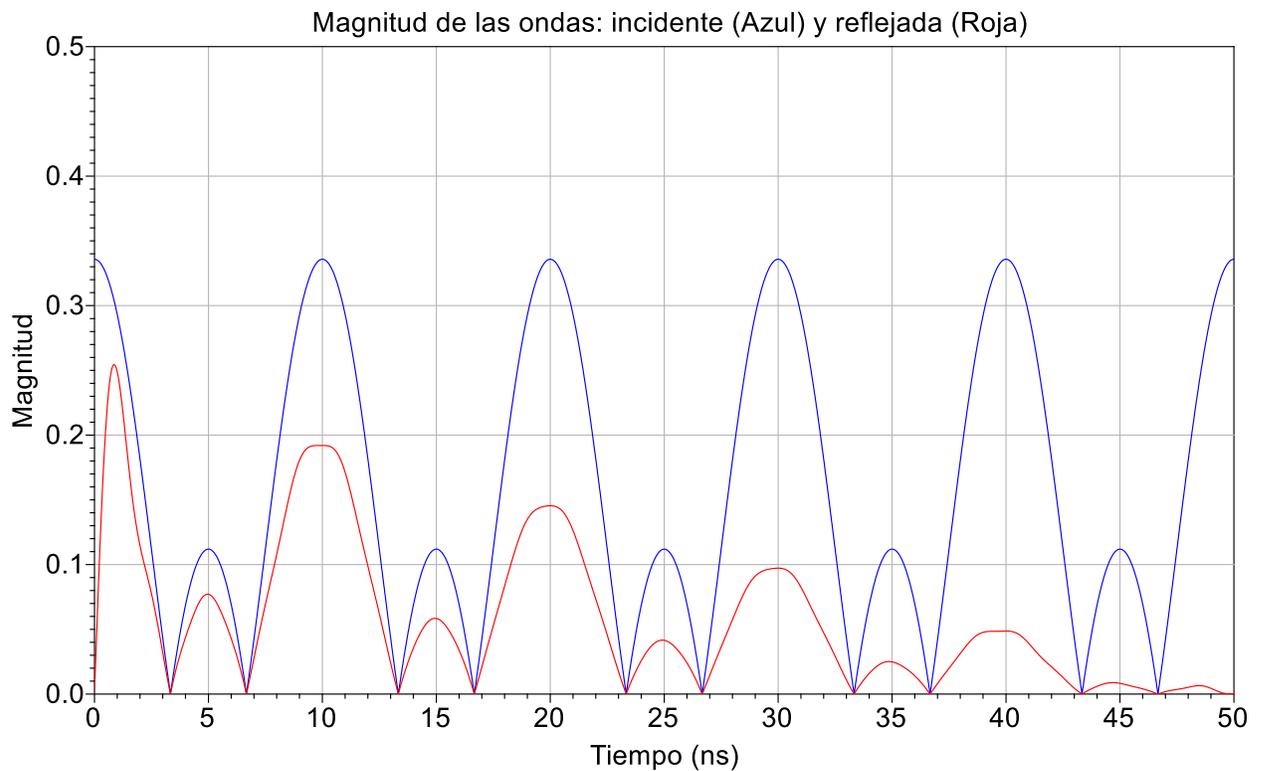


Figura 44. Magnitud simulada de la onda incidente y la reflejada en un periodo de la señal diente de sierra en X y Y.

### 3.2.6 Simulaciones con X y Y sinusoidales moduladas

En la caracterización de un gran número de dispositivos es deseado disminuir el tiempo de prueba lo máximo posible. Las simulaciones utilizando sinusoidales y dientes de sierra para los voltajes  $X$  y  $Y$  pueden ser combinadas para obtener un sistema altamente veloz. En esta nueva simulación se pueden usar sinusoidales en cuadratura que son moduladas por un diente de sierra.

En teoría, las señales  $X$  y  $Y$  resultantes tendrán la siguiente expresión:

$$X(t) = A \cdot \sin(\omega_m t) \cdot \text{sawtooth}(\omega_n t) \quad (34)$$

$$Y(t) = A \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \text{sawtooth}(\omega_n t) \quad (35)$$

Donde “sawtooth” es la función diente de sierra con amplitud “ $A$ ” y frecuencia “ $\omega_n$ ”, se representa por una serie infinita de Fourier como se muestra en la ecuación 36.

$$\text{sawtooth}(\omega_n t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k \sin(k\omega_n t)}{k} \quad (36)$$

En donde  $\omega_m$  y  $\omega_n$  tienen frecuencias distintas y se debe cumplir la condición:  $\omega_m > \omega_n$ . Las formas de onda resultantes pueden verse en la Figura 45, el resultado es utilizando sinusoidales con frecuencia de 60MHz y el diente de sierra tiene una frecuencia de 10MHz. Para este caso, la onda sinusoidal cubre 6 periodos por cada periodo del diente de sierra.

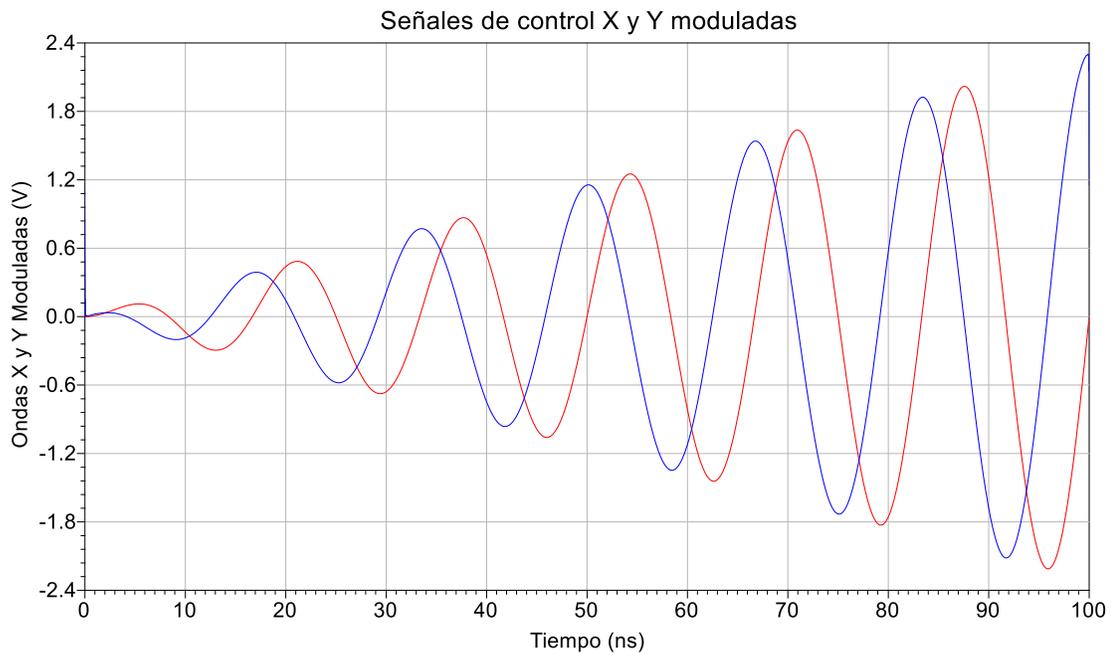
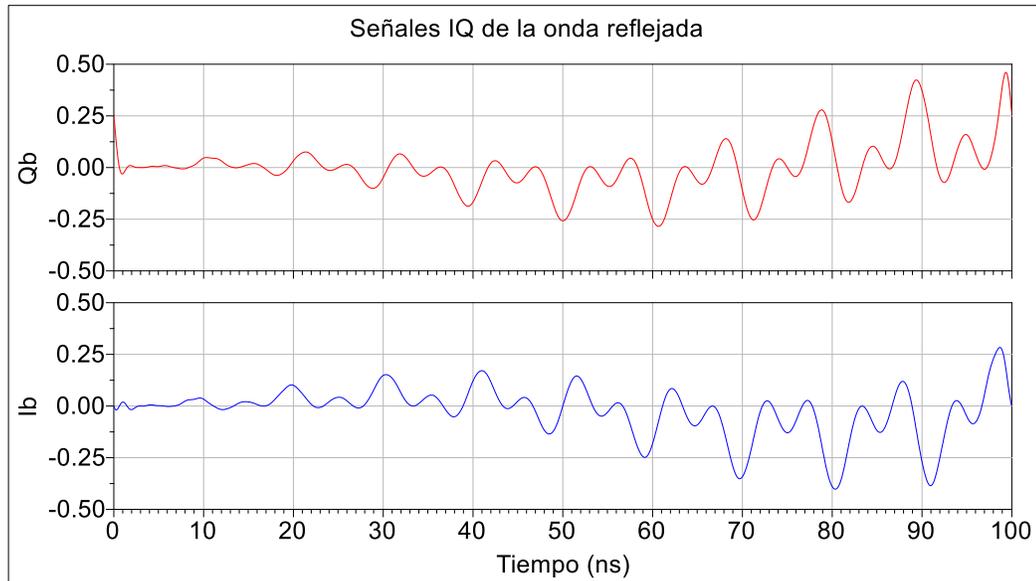


Figura 45. Voltajes simulados de X y Y con sinusoidales moduladas por un diente de sierra.

El efecto de las señales  $X$  y  $Y$  moduladas se puede apreciar en las señales  $I_b$  y  $Q_b$  que se muestran en la Figura 46. Es difícil ver los cambios en fase generados por la onda sinusoidal pero el cambio generado por el diente de sierra es visible. Las señales comienzan con un voltaje despreciable, resultado del inicio del periodo del diente de sierra cuando el voltaje es cero. A medida que aumenta el diente de sierra es posible ver el incremento a lo largo del periodo hasta llegar a los 100 nanosegundos. Es seguro decir que esto nos provoca un aumento en magnitud del coeficiente de reflexión.



**Figura 46. Simulación de las señales I/Q de la onda reflejada con X y Y como sinusoidales moduladas por un diente de sierra.**

Por último, al combinar estas dos ondas, para los voltajes  $X$  y  $Y$ , podemos obtener el resultado mostrado en la Figura 47. El resultado es un espiral que cubre la carta de Smith, los cambios en fase son generados por las sinusoidales y al combinarla con el diente de sierra creamos un círculo que va cambiando de magnitud y fase. La magnitud puede ser controlada con la amplitud del diente de sierra y el número de vueltas con la frecuencia de cualquiera de las señales. Al incrementar la frecuencia de las sinusoidales podremos aumentar el número de vueltas que da el espiral, o bien, también es posible disminuir la frecuencia del diente de sierra para obtener el mismo resultado. El resultado nos permite utilizar esta nueva técnica de prueba para incrementar la rapidez del sistema ya que nos permite hacer mediciones constantemente sin la necesidad de hacer cambios de voltajes.

Esta tesis tiene los primeros resultados obtenidos al simular la carga del ELP con señales  $X$  y  $Y$  continuas y moduladas. En trabajos anteriores (Williams et al., 2004) no se ha demostrado el uso de

señales periódicas para controlar el coeficiente de reflexión. Los voltajes  $X$  y  $Y$  han sido voltajes discretos, en teoría esto provoca un aumento en el tiempo de prueba. La simulación de la carga del ELP ha mostrado ser útil para mejorar las capacidades del sistema, más adelante se mostrarán los resultados obtenidos al implementar las ideas mencionadas.

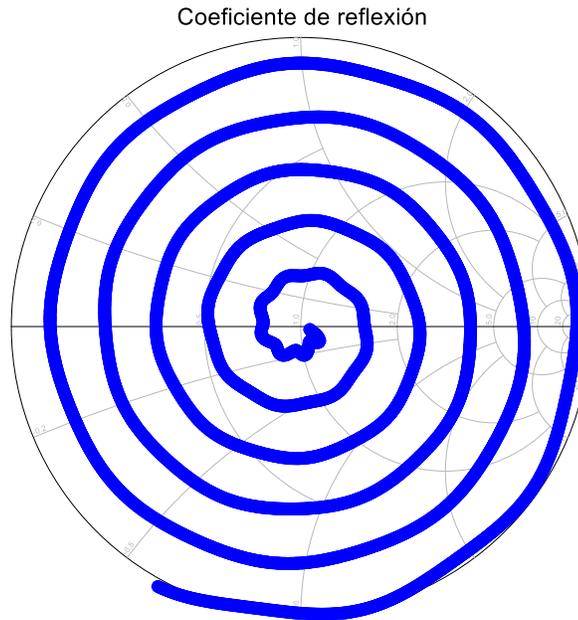


Figura 47. Simulación de coeficientes de reflexión con  $X$  y  $Y$  sinusoidales moduladas por un diente de sierra.

### 3.3 Circuito de control en banda base

El circuito de control del ELP es el esencial para obtener los coeficientes de reflexión deseados. El circuito no sólo se encarga de hacer las operaciones matemáticas necesarias con las señales  $I_a$  y  $Q_a$  para generar  $I_b$  y  $Q_b$ , también corrige los desbalances a la salida del demodulador I/Q y a la entrada del modulador I/Q (Hashmi et al., 2007).

En la Figura 48 se muestra el diagrama de bloques del circuito de control que fue simulado y realizado. Las señales  $I_a$  y  $Q_a$  entran al circuito por un filtro pasa altas que elimina la componente de corriente directa y posteriormente pasa por un amplificador variable que elimina los desbalances en amplitud y amplifica la señal. La etapa de filtrado y amplificación en la entrada corresponde a la eliminación de los desbalances generados por el demodulador I/Q si se desprecia la diferencia en fase. Al igual que en la entrada, a la salida del circuito se tienen los amplificadores variables y los filtros pasa altas para corregir los desbalances del modulador I/Q.

Las operaciones matemáticas que nos permiten obtener  $I_b$  y  $Q_b$  se hacen con multiplicadores y sumadores analógicos. El uso de amplificadores operacionales y multiplicadores facilita la implementación de las funciones matemáticas en circuito. Por otro lado, es posible implementar el circuito de control en una tarjeta programable ('FPGA' por sus siglas en inglés). El FPGA es capaz de aumentar el ancho de banda del circuito y hacer correcciones por medio de software, sin embargo es un dispositivo costoso (Hashim et al, 2008).

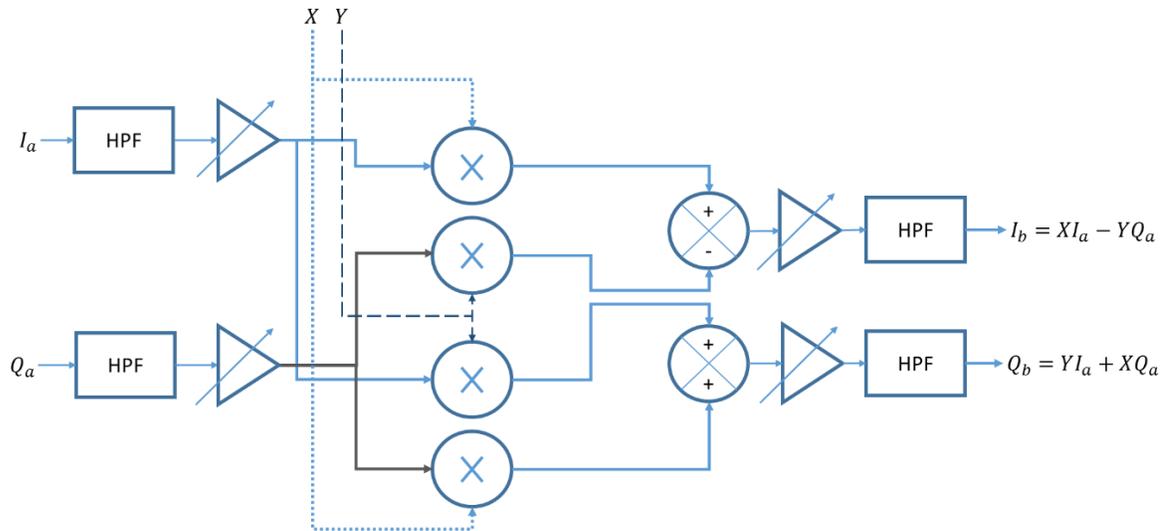


Figura 48. Diagrama de bloques del circuito de control (Williams et al, 2004).

### 3.3.1 Simulación del circuito de control en NI Multisim

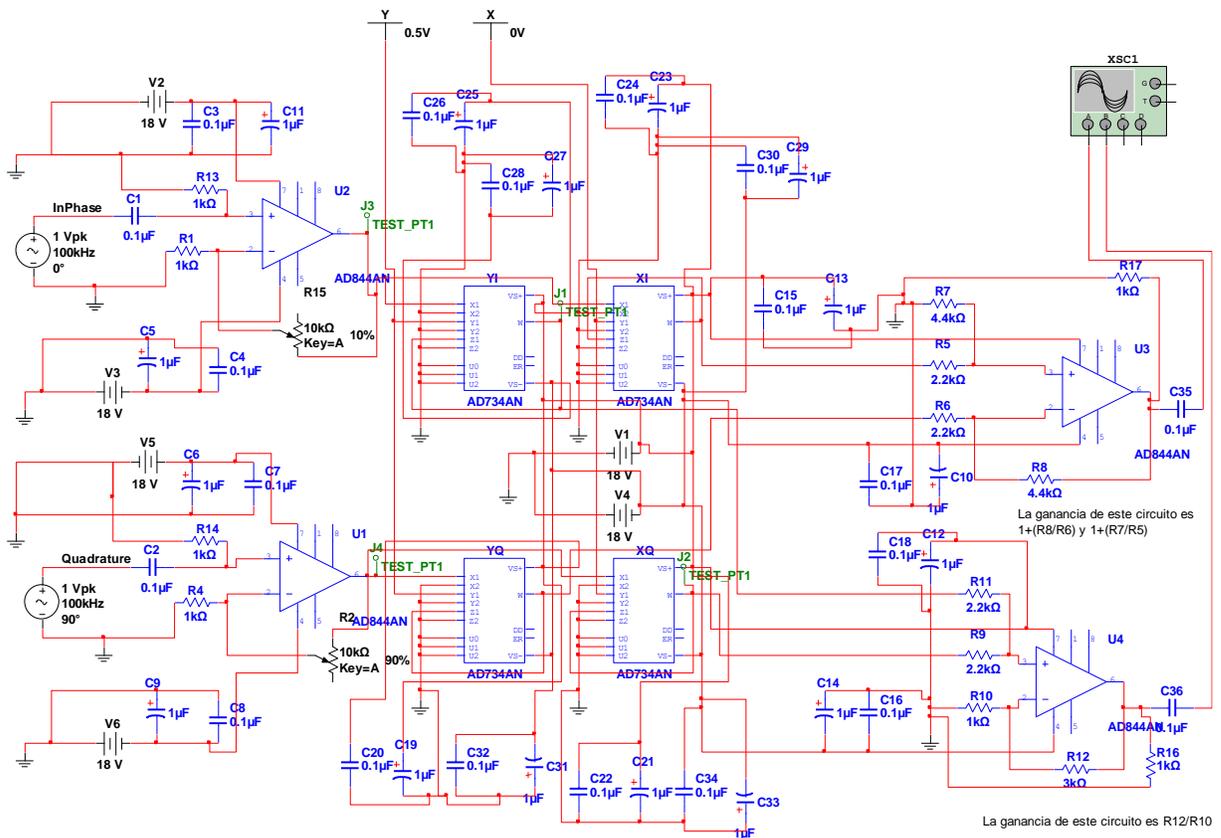
El circuito de control fue diseñado y simulado previo a fabricarlo para facilitar su implementación. El programa de simulación utilizado fue NI Multisim versión 11.0 de National Instruments. Este programa es útil para diseñar y simular circuitos digitales y analógicos.

Los circuitos integrados utilizados para el diseño del circuito son de Analog Devices. Los multiplicadores utilizados se implementaron con el dispositivo AD734AN. Este multiplicador es de cuatro cuadrantes, lo cual es necesario para poder cubrir toda la carta de Smith y utilizar voltajes negativos en  $X$  y  $Y$ . El AD734AN también tiene la capacidad de trabajar con señales de hasta 10 MHz con una velocidad de cambio ('slew rate') de  $450 \frac{V}{\mu s}$  y un tiempo de estabilización de 200 ns a máxima potencia.

Los sumadores y amplificadores variables fueron diseñados con el circuito integrado AD844AN. El AD844AN es un amplificador operacional que lo permite ser usado como amplificador o sumador. Este

amplificador operacional es capaz de trabajar hasta los 60 MHz con una velocidad de cambio de  $2000 \frac{V}{\mu s}$  y un tiempo de estabilización de 100 nanosegundos.

El circuito utiliza bajos niveles de corriente por lo que las resistencias utilizadas son de medio watt. El voltaje de las señales de entrada y salida son bajos por lo que los capacitores deben de soportar al menos el voltaje de alimentación de  $\pm 18$  V. El diseño final del circuito se muestra en el esquemático de la Figura 49. El circuito fue nombrado ELP CC v1.0 y cuenta con todos los componentes necesarios para su fabricación, ya sea en circuito impreso o tableta de prueba.



**Figura 49. Esquemático del circuito de control para el ELP denominado ELP CC v1.0.**

Los capacitores son utilizados en los filtros pasa altas y en paralelo con la polarización de cada circuito para mantener un suministro de corriente directa constante. Su función es actuar como un filtro pasa altas en caso de que los cambios en consumo de corriente cambien rápidamente. Las señales de entrada y salida son periódicas con diferentes voltajes pico a pico por lo que dos capacitores, de diferentes valores, se ponen en paralelo lo más cercano posible a la terminal de alimentación del circuito integrado.

El circuito se verifica en base a las señales sinusoidales producidas. Se utilizan dos señales sinusoidales en cuadratura a la entrada del circuito y se mide la salida. Las señales de salida deberán tener una forma sinusoidal con una frecuencia máxima de 10MHz y mantener los  $90^\circ$  de diferencia. La limitante en frecuencia es debido al ancho de banda del multiplicador AD734. Por otro lado, las señales deberán tener la misma amplitud y la componente de corriente directa deberá ser despreciable. En la Figura 50 se muestran las señales de salida del circuito de control. Estas señales no contienen ningún tipo de desbalance que prevenga su cuadratura perfecta.

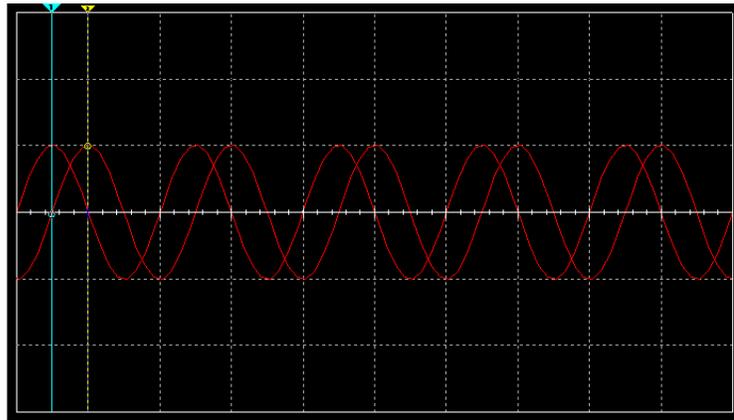


Figura 50.  $I_b$  y  $Q_b$  resultantes de la simulación del circuito de control.

Las medidas en el osciloscopio tienden a desplegar la información de la señal medida con respecto al tiempo. En este caso, la manera más sencilla de verificar su cuadratura y la eliminación de los desbalances es graficando las señales de la forma  $I_b$  con respecto a  $Q_b$ . El resultado es un círculo perfecto donde su radio corresponde al voltaje pico de la señal sinusoidal. La Figura 51 muestra el círculo generado por  $I_b$  y  $Q_b$ , con este resultado es correcto decir que el circuito se encuentra funcionando correctamente.

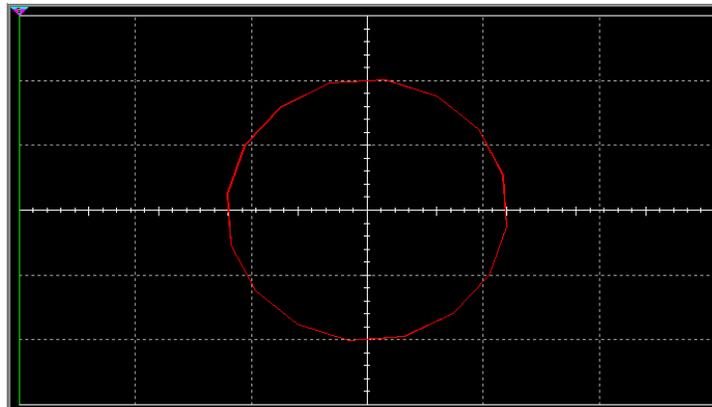


Figura 51. Círculo generado por  $I_b$  y  $Q_b$  resultantes de la simulación del circuito de control.

### 3.3.2 Circuito de control en placa de prueba

Para verificar que el diseño del circuito funcione correctamente antes de ser implementado en una tarjeta impresa, se optó por implementarlo en una placa de pruebas ('protoboard' en inglés). El circuito completo se armó en una placa de pruebas y se hizo una estación de prueba que alimenta el circuito y utiliza las señales en banda base del demodulador I/Q para simular un comportamiento real. Es necesario utilizar dos generadores de alta frecuencia para que el demodulador proporcione las señales I/Q. Estas señales tendrían los problemas de desbalances generados por el demodulador y debe ser capaz de corregir dichos desbalances.

El circuito en la placa de pruebas y el montaje necesario para probarlo se muestra en la Figura 52. El osciloscopio muestra las señales I/Q graficadas una con respecto a la otra para mostrar un círculo casi perfecto. En la Figura 52 también se muestran las señales de salida al utilizar señales moduladas (más de un tono).

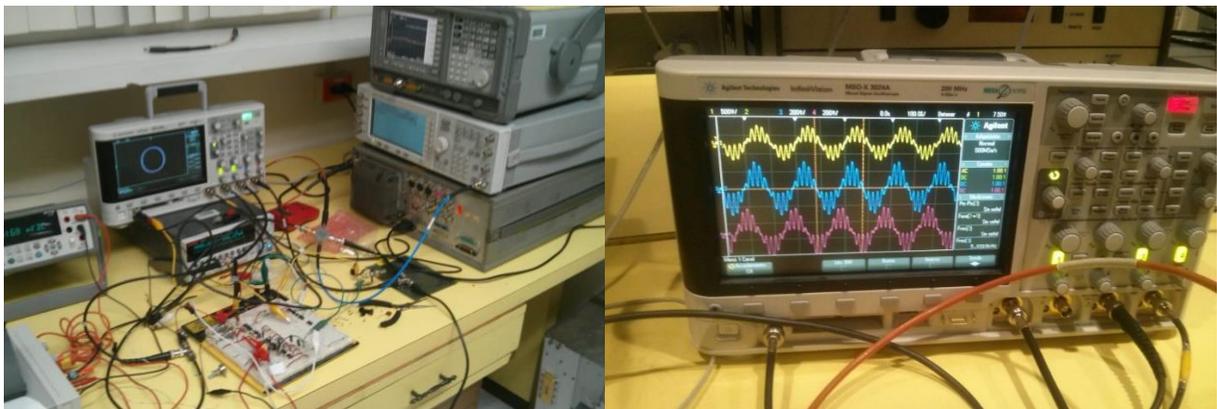


Figura 52. Circuito de control implementado en placa de prueba (derecha) y resultados para dos tonos (izquierda).

### 3.3.3 Tarjeta impresa del circuito de control

El circuito de control se implementó en tarjeta impresa ('PCB' por sus siglas en inglés) que se diseñaron con el programa NI Ultiboard versión 11.0 de National Instruments. El programa permite importar diseños de circuitos hechos en Multisim y facilita las conexiones entre componentes siempre y cuando exista la huella ('footprint') de cada componente en el diseño.

Los componentes que se utilizaron son de la tecnología de agujeros pasantes (Through-Hole Technology o 'THT' en inglés) y el PCB se diseñó para utilizar pistas en dos caras. La consideración más

importante del diseño de un circuito impreso con diferentes tierras es crear un plano de tierra que pueda distribuirse correctamente. En algunas ocasiones se puede tener distintos niveles de impedancia a tierra lo cual genera diferencias de potencial no deseadas. Para evitar estos problemas, la capa inferior se dejó con la cobertura de cobre y conectada a la patilla de prueba de cada componente. El diseño final puede verse en la Figura 53, donde la capa superior tiene pistas verdes y la capa inferior tiene pistas rojas.

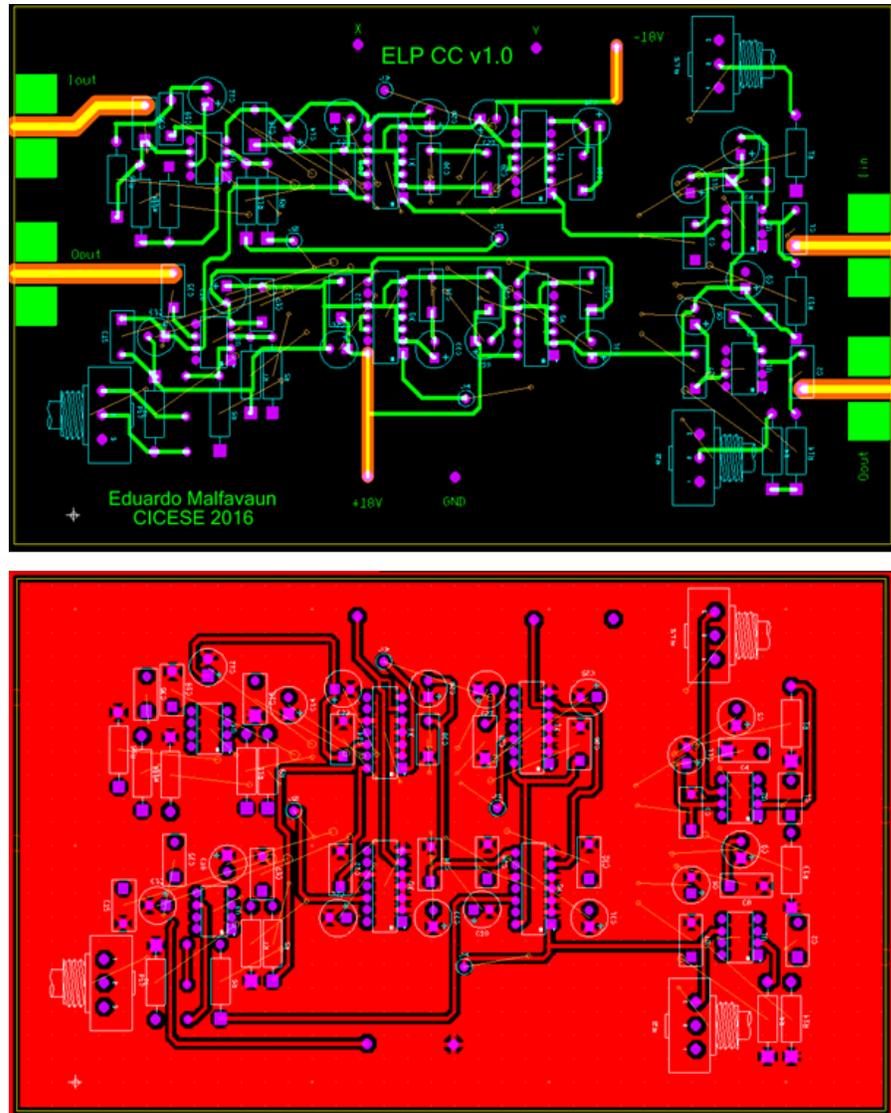


Figura 53. Diseño de la tarjeta impresa en Ultiboard.

Posteriormente la tarjeta impresa fue fabricada con una máquina capaz de utilizar los archivos generados de Ultiboard. La tarjeta impresa fabricada se puede apreciar en la Figura 54. En la parte inferior

de la imagen se puede ver el plano de tierra de cobre que se encuentra distribuido en todo el circuito. Las patillas que tengan algún contacto a tierra se encuentran conectadas directamente a este plano.

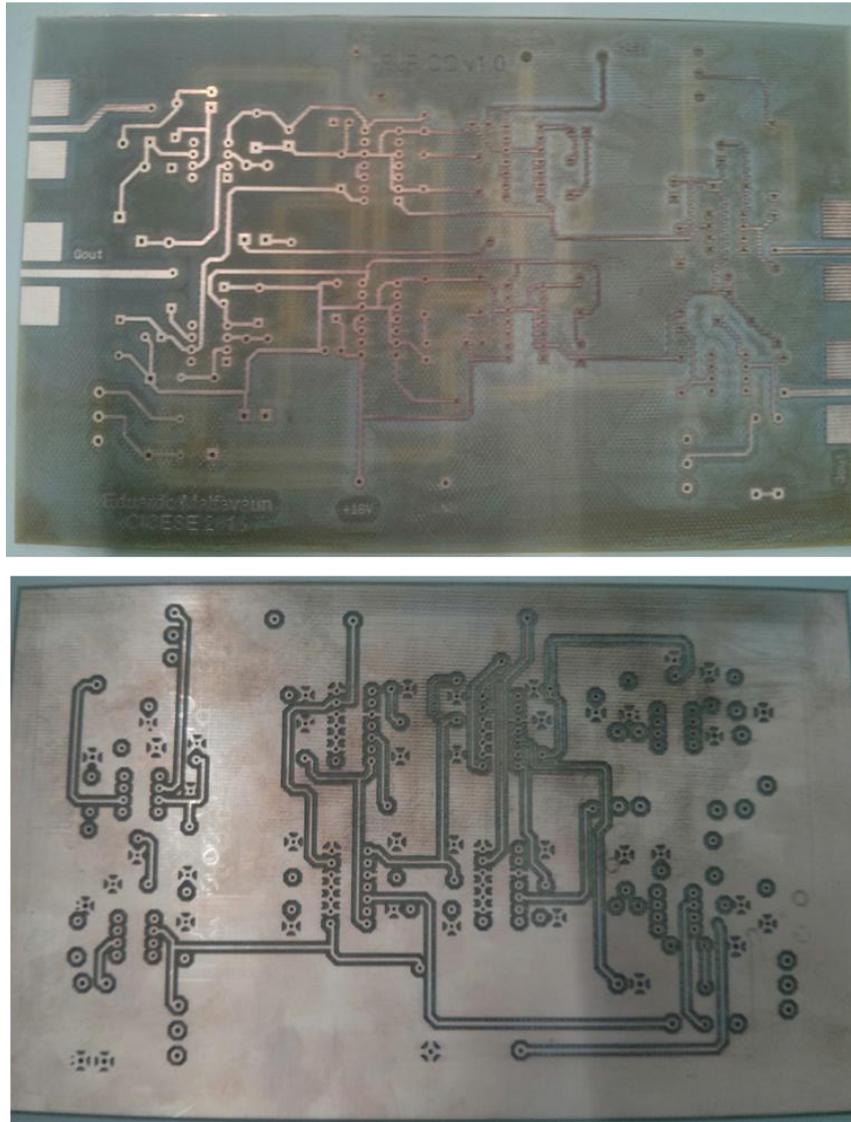


Figura 54. Tarjeta impresa fabricada.

### 3.3.4 Implementación del circuito

Se implementó el circuito diseñado en la tableta impresa mostrada en la Figura 54. La tableta impresa con todos los componentes soldados se muestra en la Figura 55. Se verificó el circuito utilizando un generador de señales RIGOL DG1022 y fuentes de voltaje que funcionan como la alimentación de  $\pm 18V$  y los voltajes  $X$  y  $Y$ . El generador de señales nos proporciona dos sinusoidales en cuadratura que sirven

como las señales I/Q de entrada ( $I_a$  y  $Q_a$ ). La frecuencia que se ha utilizado es de 500 kHz y una amplitud pico-pico desde 500 mV hasta 1V para dichas sinusoidales. En la Figura 56 se muestra el osciloscopio con las señales sinusoidales resultantes ( $I_b$  y  $Q_b$ ), se puede apreciar que las señales se ven desfasadas 90° aproximadamente.

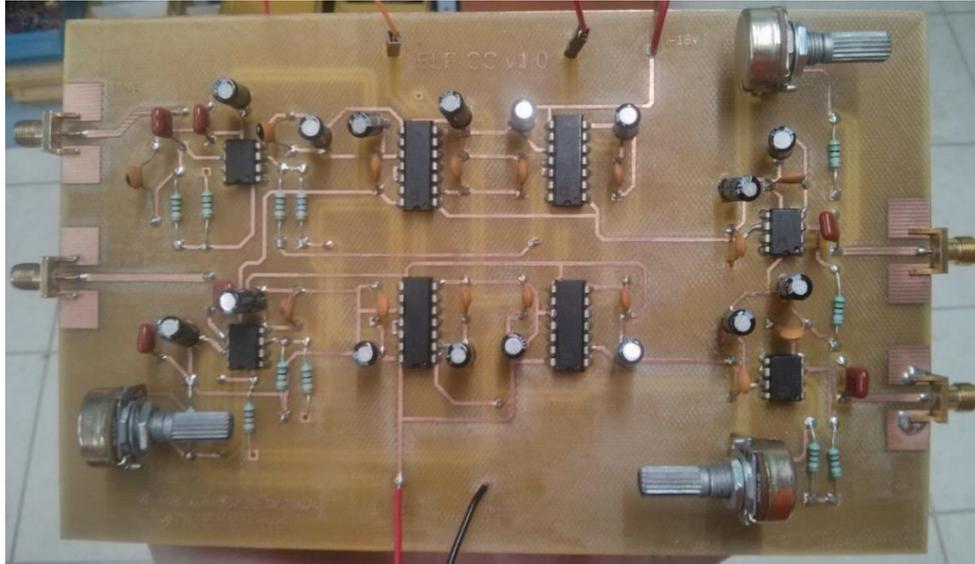


Figura 55. ELP CC v1.0 implementado en tarjeta impresa.

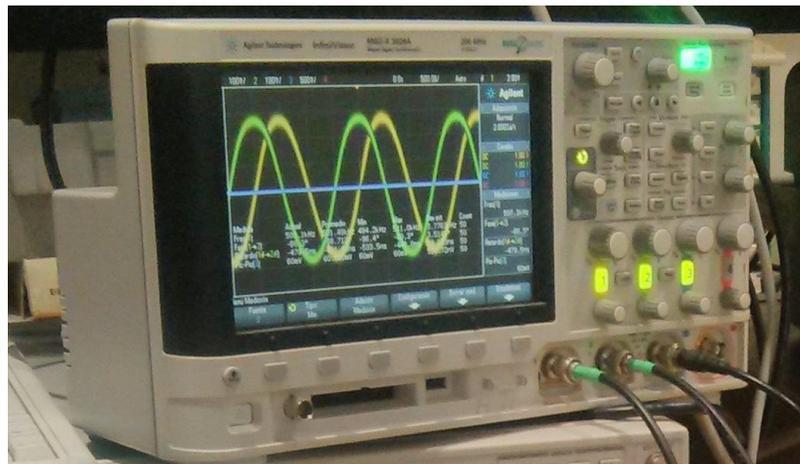


Figura 56.  $I_b$  y  $Q_b$  del circuito de control implementado en tarjeta.

Las señales  $I_a$  y  $Q_a$  que son proporcionadas por el demodulador I/Q tienden a tener voltajes desde los 50mV hasta 500mV. Es importante tratar de eliminar el ruido generado por el circuito y las fuentes de alimentación para distinguir las señales provenientes del demodulador. Por otra parte, el voltaje de las señales  $I_a$  y  $Q_a$  es en función de la potencia proveniente del transistor y es posible mantener un rango de

voltaje si controlamos el nivel de potencia que le llega al demodulador. De esta forma es posible eliminar los problemas de ruido que se puedan producir.

El circuito finalizado es capaz de trabajar desde 10 kHz hasta 1 MHz de forma correcta. La cuadratura se pierde a medida que la frecuencia aumenta y es necesario saber que tolerancia se puede mantener. La pérdida de cuadratura provocaría un aumento en la potencia de la imagen y atenuación de la señal deseada que son producidas por el modulador I/Q. El voltaje de entrada para las señales  $I_a$  y  $Q_a$  puede ser en un rango de  $\pm 10V$  con respecto a tierra pero será necesario cambiar la ganancia de los amplificadores de entrada. El voltaje pico a pico de los amplificadores de entrada debe mantenerse entre 1V a 2V. La ganancia se puede modificar a tener valores negativos y obtener atenuación de la señal, sin embargo el demodulador no entregará señales con amplitudes mayores a 1.5V.

### 3.4 Implementación del “Envelope Load-Pull”

El ELP fue diseñado para trabajar con transistores de potencia a altas frecuencias. El transistor que se caracterizará es el CGH40010F de CREE. El transistor puede trabajar hasta los 6GHz y entregar 10W de potencia a la salida. El ELP implementado debe ser capaz de funcionar en el ancho de banda y a la potencia proporcionada por el transistor. El esquemático general del sistema de “Load-Pull” con la capacidad de trabajar a 3.5GHz a 20W de potencia se muestra en la Figura 57, el listado de los componentes necesarios se muestra en la Tabla 3.

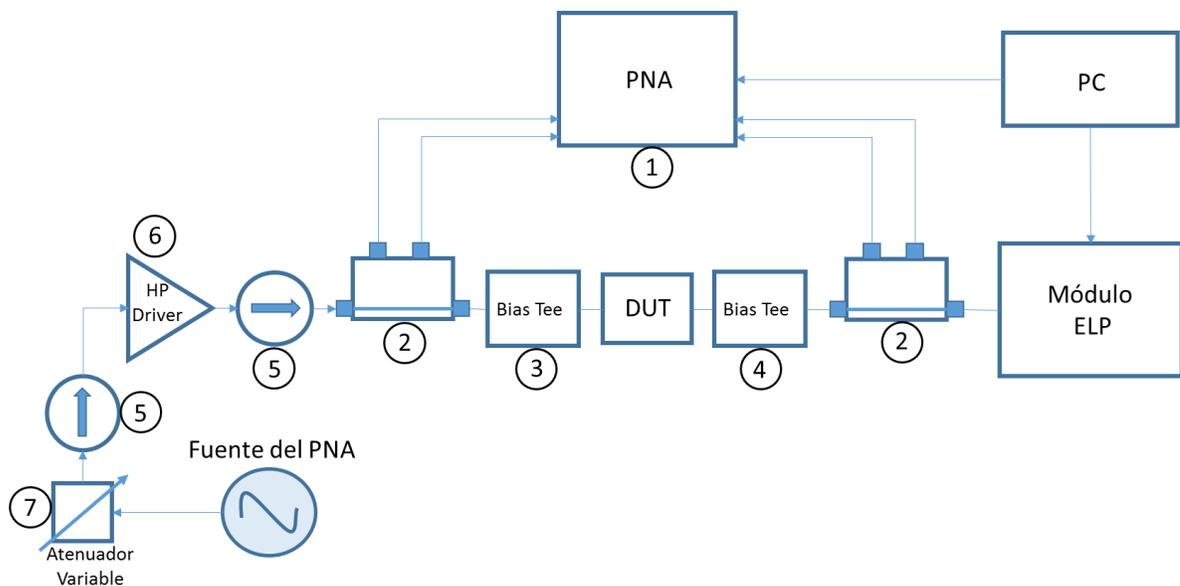


Figura 57. Esquemático general del sistema de “Load-Pull”.

Tabla 3. Componentes necesarios para el sistema de "Load-Pull".

#	Componente	Número de parte	Proveedor	Cantidad
1	Analizador de redes	PNA-X N5245A	Keysight	1
2	Acoplador direccional	CA-18	Marki Microwave	2
3	Bias Tee Low Power	5580	Picosecond Pulse Labs	1
4	Bias Tee High Power	5585	Picosecond Pulse Labs	1
5	Aislador	RYT 202647	RYT Microwave	2
6	Amplificador de alta potencia	AR 20/20S1G18	AR/RF Microwave	1
7	Atenuador variable	HP8495B	Keysight	1

El esquemático general de la carga activa utilizada para implementar el ELP se muestra en la Figura 58, el listado de los componentes se muestra en la Tabla 4. Los atenuadores y las cargas de 50 ohms pueden ser de cualquier marca pero es importante que sean capaz de trabajar con potencias altas. El diseño de esta carga activa le permite trabajar con potencias de hasta 20W a una frecuencia de 3.5GHz. El ancho de banda puede ser incrementado si se cambian los aisladores, esto le permitiría trabajar a frecuencias desde 1.5 GHz hasta 4.5 GHz. Es posible incrementar aún más el ancho de banda si se cambia el demodulador I/Q por uno con mayor ancho de banda.

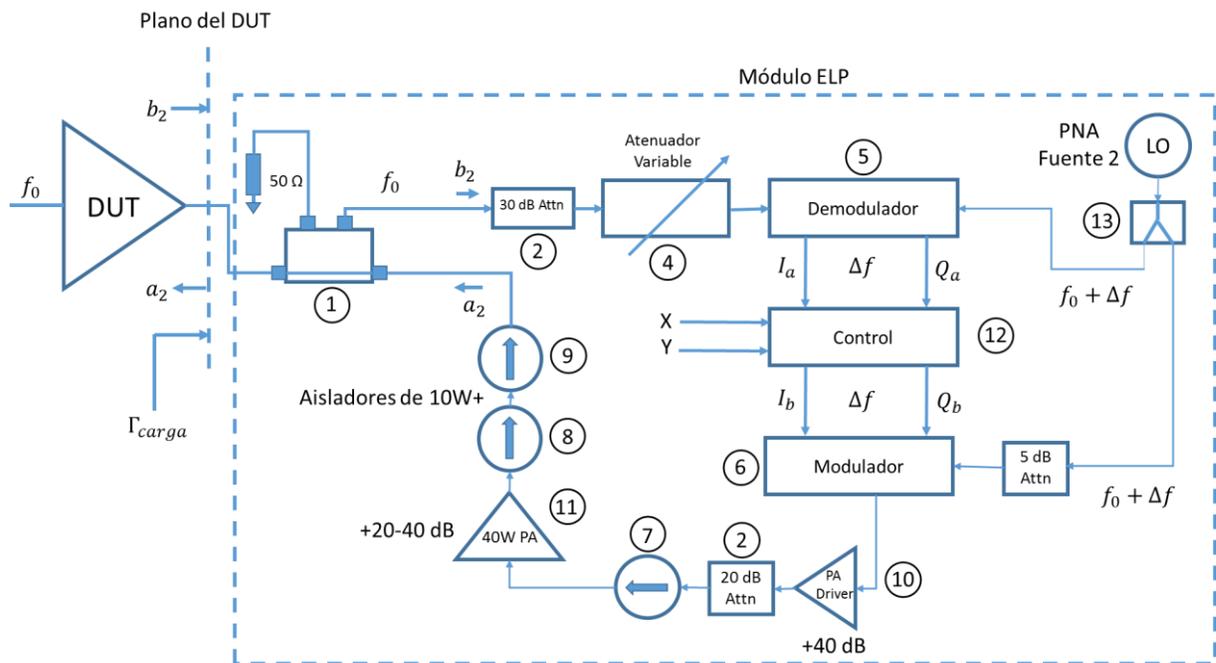


Figura 58. Esquemático general de la carga del ELP implementado.

**Tabla 4. Componentes necesarios para la carga del ELP.**

#	Componente	Número de parte	Proveedor	Cantidad
1	Acoplador direccional	Narda 4018-20	Narda-Miteq	1
2	Atenuador 30 dB (5W+)	Genérico	Genérico	1
3	Atenuador 20 dB (5W+)	Genérico	Genérico	1
4	Atenuador variable	ZX76-15R5-PP	Mini-Circuits	1
5	Demodulador I/Q	MLIQ-0218	Marki Microwave	1
6	Modulador I/Q	IQ-1545	Marki Microwave	1
7	Aislador	RYT 202647	RYT Microwave	1
8	Aislador de potencia	IS-10	MCLI	1
9	Aislador de potencia	TH201F	SEI	1
10	Amplificador de potencia	ZHL-4240	Mini-Circuits	1
11	Amplificador de 40W	AR 40/10S1G11	AR/RF Microwave	1
12	Circuito de control	CICESE	CICESE	1
13	Divisor de potencia	151-199-002	BroadWave Technologies	1

Los componentes de la Tabla 5 son los necesarios hacer funcionar el circuito de control ELP CC v1.0 se muestra en la Figura 59. Es deseable que las fuentes de voltaje tengan algún protocolo de comunicación que les permita ser controlado por computadora, de lo contrario no sería posible automatizar las pruebas. Las fuentes de alimentación deben tener un plano de referencia común, para hacer esto es necesario tener todas las terminales de tierra ('GND') conectadas entre sí. Al no tener planos de referencia común se pueden presentar voltajes no deseados que pueden dañar el circuito.

**Tabla 5. Componentes necesarios para el circuito de control de la carga ELP.**

#	Componente	Número de parte	Proveedor	Cantidad
1	Fuente de voltaje ( $\pm 18V$ )	HP6205C	Keysight	1
2	Fuente de voltaje (5V)	E3620A	Keysight	1
3	Fuente de voltaje	3646A	Keysight	1
4	Arduino	Arduino UNO	Arduino	1
5	Circuito conmutador	CICESE	CICESE	1
6	Circuito de control	ELP CC v1.0	CICESE	1

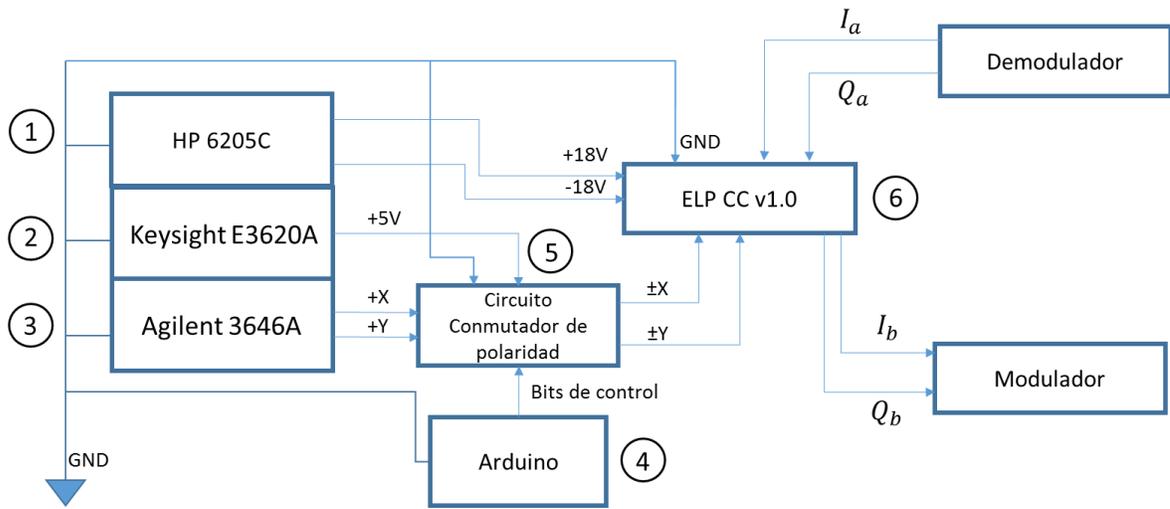


Figura 59. Esquemático general para el funcionamiento del circuito de control implementado.

El circuito conmutador mencionado en la Tabla 5 se muestra en la Figura 60. Este circuito es necesario para obtener voltajes negativos en  $X$  y  $Y$ , la necesidad surge de la falta de una fuente de voltaje con la capacidad de proporcionar voltajes positivos y negativos. El circuito conmutador es controlado por voltajes provenientes del Arduino UNO y fue implementado en una tableta de prueba. La única función del circuito es cambiar la polaridad del voltaje  $X$  o  $Y$ , dependiendo de la impedancia deseada.

La verificación del circuito se puede ver en la Figura 61. El voltaje de salida cambia de polaridad con una señal de control proveniente del Arduino. La señal de control permite el flujo de corriente que atraviesa el transistor y así controla el encendido de la bobina de los conmutadores. Los conmutadores se encuentran conectados de tal forma que invierten el plano de referencia, las terminales positivas y negativas son intercambiadas y la polaridad cambia.

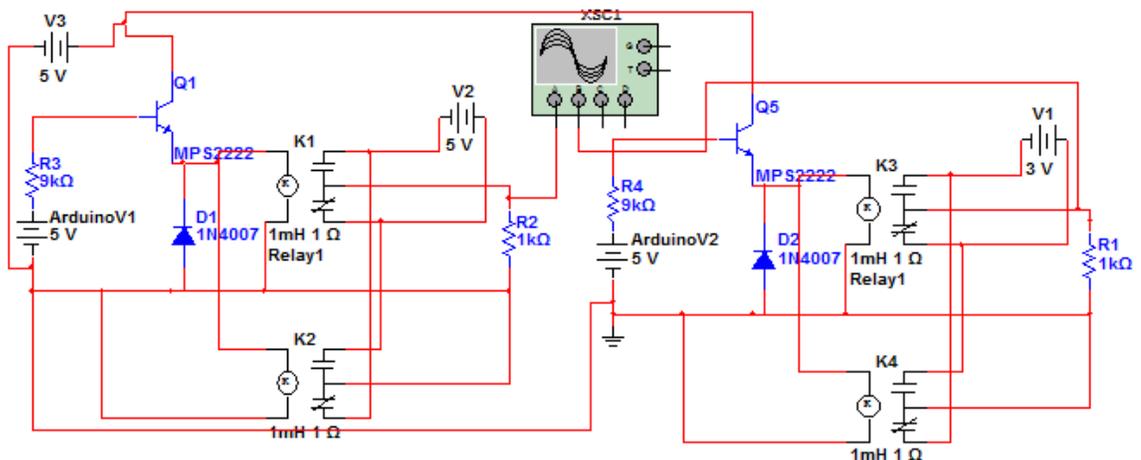
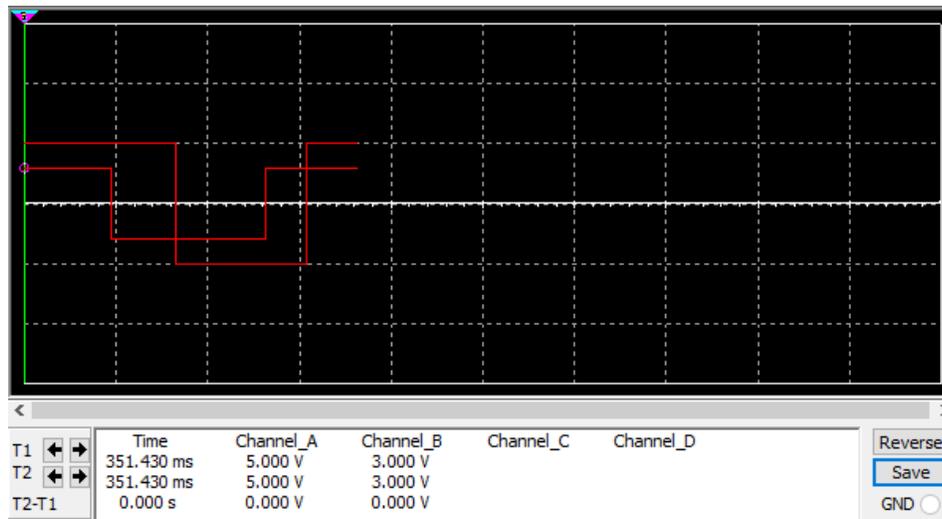
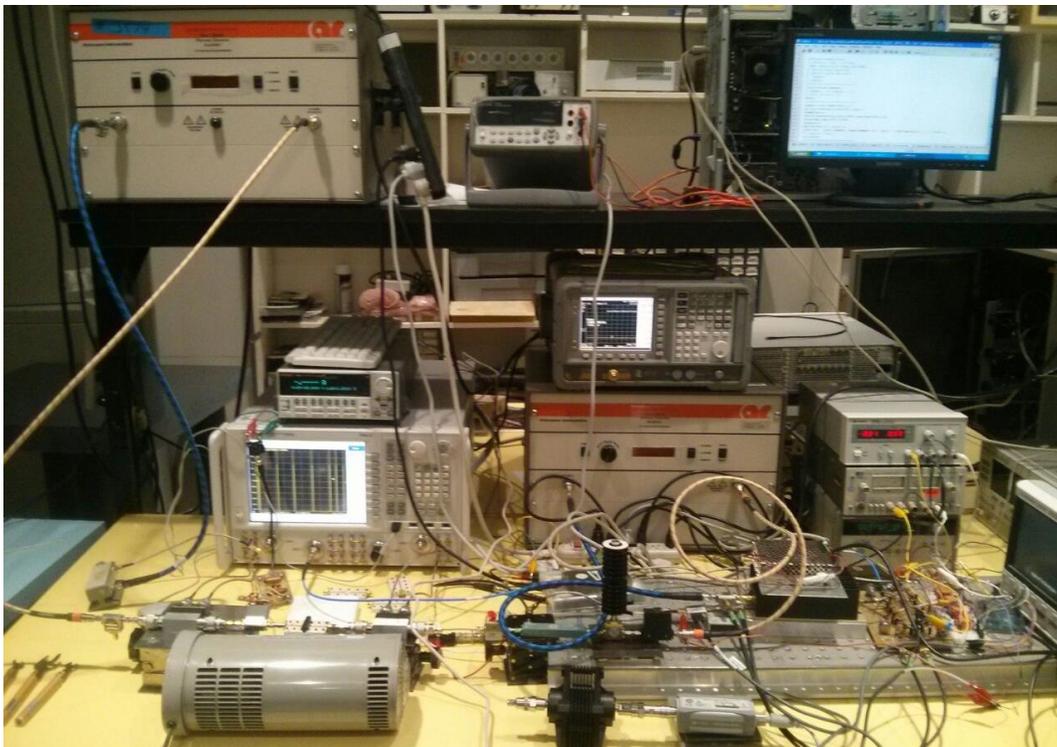


Figura 60. Esquemático del circuito conmutador de polaridad.



**Figura 61. Resultado de la simulación del circuito conmutador de polaridad.**

El sistema del ELP se implementó fuera de los laboratorios de la Universidad de Cardiff por primera vez en el laboratorio de altas frecuencias del CICESE y se muestra en la Figura 62. El ELP es capaz de funcionar correctamente para señales de un tono a 3.5GHz y hasta 20W de potencia.



**Figura 62. Sistema ELP implementado.**

El sistema es controlado por medio de una computadora con la versión de MATLAB R2014a. La calibración del sistema de “Load-Pull” le permite hacer las mediciones en tiempo real (Pisani y Ferrero, 1996) y cambiar la carga variable según las necesidades de la aplicación. La complejidad del ELP es mayor que un sistema con carga pasiva o inclusive que una carga activa de lazo cerrado.

La frecuencia del sistema es escalable hasta 4.5GHz si se cambian los circuladores de la carga activa por unos con mayor ancho de banda. Una vez que el sistema se encuentra funcionando es posible hacer cambios de componentes para aumentar la capacidad del sistema.

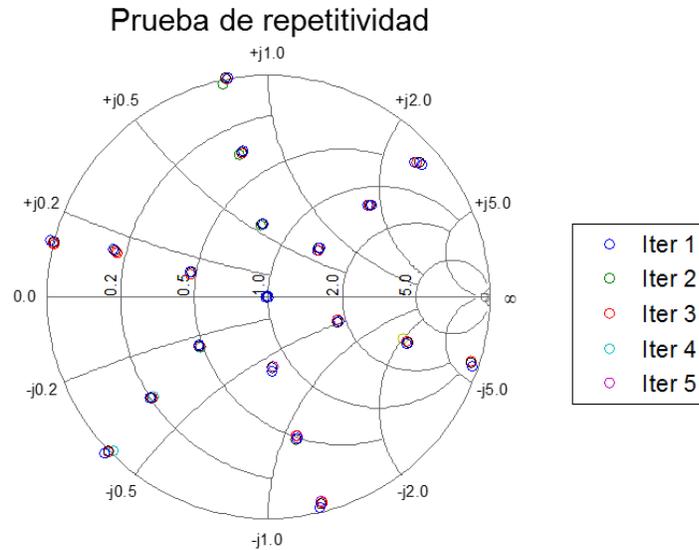
### 3.4.1 Resultados del “Envelope Load-Pull”

El primer paso para la evaluación del ELP es la calibración del sistema de “Load-Pull”. La calibración relativa fue hecha con la técnica TRL (“Thru-Reflect-Line”) y la calibración en potencia con SOL (“Short-Open-Load”) y un medidor de potencia (Pulido-Gaytan, 2016). El algoritmo de calibración se programó en MATLAB y se basa en la teoría generalizada de la TRM (“Thru-Reflect-Match”) que fue desarrollada por Pulido-Gaytan (2015). El sistema está hecho para trabajar en tiempo real y es posible cambiar la carga variable debido a la forma en que se calibró el sistema (Pisani y Ferrero, 1996).

Se evaluó el comportamiento del sistema con pruebas de repetitividad, rango dinámico y tiempos de medición con un tono. Las pruebas fueron realizadas con el propósito de verificar la generación de coeficientes de reflexión bajo condiciones reales por lo que se desarrollaron con un transistor como dispositivo bajo prueba. Las pruebas fueron hechas a la frecuencia fundamental ( $\omega_s$ ) de 3.5GHz y una diferencia en frecuencia del OL ( $\omega_s + \delta\omega_s$ ) de 500KHz. La diferencia en frecuencia ( $\delta\omega_s$ ) es diferente a cero e implica que el sistema trabaja en el modo heterodino. El modo heterodino permite el uso de un filtro pasa altas para eliminar los problemas de compensación de corriente directa causados por los demoduladores y moduladores (Hashmi et al, 2010). En lugar de un ‘Thru’ como dispositivo bajo prueba, se utilizó el transistor CGH40010F de CREE. La razón para usar al transistor fue para evaluar el sistema en condiciones de prueba reales.

La Figura 63 muestra la repetitividad del sistema con la medición de 19 impedancias distribuidas alrededor de toda la carta de Smith. Se hicieron 5 iteraciones de mediciones para evaluar la repetitividad de las impedancias. Los resultados gráficos muestran ligeras variaciones en los puntos graficados en la carta de Smith cuando el transistor proporciona una potencia de salida de 5W y la potencia a su entrada permanece constante. Los resultados numéricos muestran un valor máximo de error vectorial de 3.39%,

esto muestra que el sistema es capaz de reproducir coeficientes de reflexión correctamente inclusive en el borde de la carta de Smith.

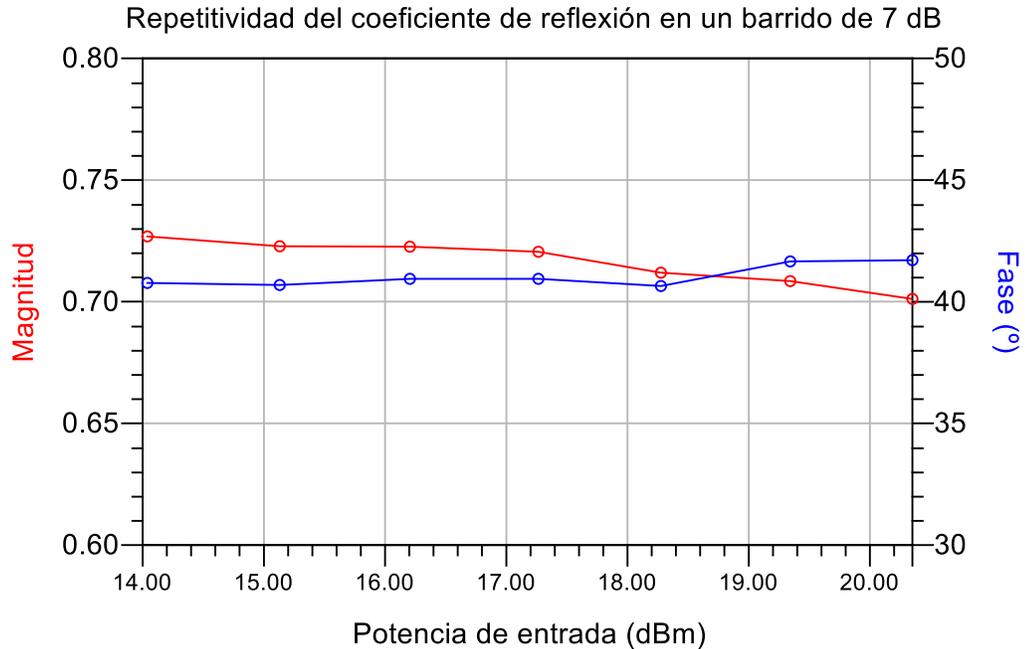


**Figura 63. Repetitividad de impedancias con 5 iteraciones de 19 impedancias.**

El sistema mostró resultados favorables en repetitividad cuando la potencia de entrada es constante, para asegurar que las impedancias generadas a la salida del transistor son independientes de la potencia de entrada es necesario hacer un barrido de potencia. El barrido de potencia fue hecho con un rango dinámico de 7 dB en pasos de 1dB, la potencia de entrada inicial fue de 14 dBm y termina con 20.3dBm. El resultado de la prueba para una sola impedancia al azar se muestra en la Figura 64. El coeficiente de reflexión ( $\Gamma_{carga}$ ) muestra un cambio máximo de 0.03 en magnitud y  $1.5^\circ$  en fase dentro del rango dinámico de la prueba. Los resultados muestran un error despreciable para magnitud y fase, el error puede disminuir con un control más preciso del atenuador variable que se encuentra colocado antes del demodulador. Al tener un control más fino del atenuador, también es posible aumentar el rango dinámico del sistema.

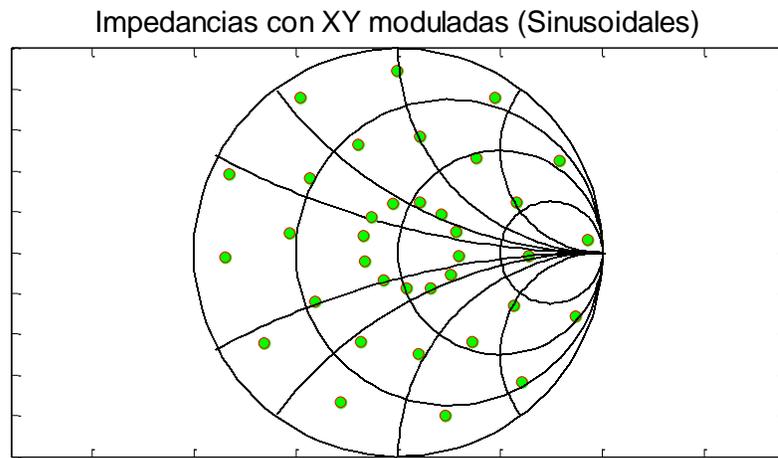
En las simulaciones de la sección 3.2 se mostró que es posible generar patrones de impedancias si se modulan las señales  $X$  y  $Y$ . Al modular las señales  $X$  y  $Y$  es posible reducir el tiempo de prueba a costo de repetitividad. Una de las pruebas simuladas utilizaba señales sinusoidales en  $X$  y  $Y$  para generar un círculo de impedancias con magnitud constante y fase variable. Al controlar la amplitud de las sinusoidales era posible aumentar la magnitud de cada círculo y cubrir toda la carta de Smith. La Figura 65 muestra las impedancias resultantes al utilizar dicho concepto implementado en el sistema. La prueba se hizo

utilizando el AWG Rigol DG1022 para generar dos señales sinusoidales en cuadratura y con amplitud programable.



**Figura 64. Repetitividad de impedancias en un rango dinámico de 7 dB.**

La frecuencia de las sinusoidales está limitada por la rapidez de las mediciones, en este caso la frecuencia fue de 10 mHz (milihertz). En un periodo de una señal con frecuencia de 10 mHz se hicieron 11 pruebas, esto nos dice que el tiempo de prueba por iteración es de 9 segundos. El programa encargado de obtener los resultados medidos por cada instrumento no se encuentra optimizado por lo que cada medición tiene un tiempo alto.



**Figura 65. Impedancias generadas con señales sinusoidales en X y Y.**

Para comprobar que el uso de señales moduladas en  $X$  y  $Y$  pueden disminuir el tiempo de prueba se tomaron tiempos para diferentes iteraciones con 100 impedancias probadas por iteración, los resultados se muestran en la Tabla 6. La diferencia en tiempo es de 64 segundos, esto equivale a un 6.5% de ahorro en tiempo para 100 impedancias probadas. En un ambiente donde se hacen pruebas a millones de transistores semanalmente es posible hacer una gran diferencia con un incremento en producción del 6.5%. En un ambiente de laboratorio puede ser que no exista una diferencia significativa, sin embargo, existen ocasiones cuando las pruebas pueden tardar horas y la rapidez es bienvenida.

**Tabla 6. Tiempo total de prueba utilizando XY sin modulación y con modulación.**

Iteración	Tiempo (seg)	
	XY Sin modulación	XY Moduladas
<b>Iteración 1</b>	902.65 seg	841.31 seg
<b>Iteración 2</b>	973.62 seg	911.18 seg
<b>Iteración 3</b>	1053.06 seg	985.63 seg
<b>Promedio:</b>	976.33 seg	912.69 seg

## Capítulo 4. Caracterización de transistores de potencia

---

### 4.1 “Load-Pull” en ADS utilizando un modelo no lineal

La caracterización de transistores de potencia con un sistema de “Load-Pull” permite encontrar las condiciones óptimas de acoplamiento a la entrada y salida de un transistor. El ELP se validará al encontrar los contornos de potencia de salida del transistor CGH40010F. La empresa CREE facilita la validación del sistema si hacemos uso de su modelo no lineal para predecir los contornos de potencia del transistor. El programa de simulación que se utilizará es ADS, este facilita el análisis con voltajes de corriente directa y ondas de altas frecuencias. En el caso de las curvas de corriente se utilizará el simulador de corriente directa, para el “Load-Pull” se utilizará el balance armónico.

Uno de los primeros pasos para la caracterización de un transistor es identificar el punto de polarización (punto de reposo). El punto de polarización en un FET se refiere a los voltajes en la compuerta ( $V_{gs}$ ) y el drenador ( $V_{ds}$ ). La aplicación en la que se utilizará el transistor es indispensable, nos da información como el punto de polarización requerido, en este caso nos interesa el diseño de amplificadores altamente eficientes. Para amplificadores altamente eficientes es posible utilizar la clase AB y es deseable un punto de polarización que permita un ángulo de conducción ligeramente arriba de  $180^\circ$ .

Es necesario encontrar el punto de polarización midiendo las curvas de corriente del transistor para asegurarnos que el punto de polarización de la simulación corresponda al real. En ocasiones el modelo puede diferir del componente real y también existen desviaciones entre componentes cuando son fabricados en volúmenes altos. Para este caso se desea una corriente  $I_{ds} = 100mA$ . El circuito de la Figura 66 obtiene las curvas del transistor por medio de la simulación en DC.

Las curvas de corriente obtenidas en simulación se muestran en la Figura 67. Es necesario encontrar el voltaje  $V_{gs}$  para el cual se obtiene una corriente de 100mA en  $I_{ds}$  cuando el voltaje  $V_{ds}$  es 28V. El resultado de la simulación nos dice que para un voltaje de  $V_{gs} = -2.9V$  se obtendrá la corriente deseada, dicho punto puede verse en el marcador llamado “*Iquiescent*”. Es posible que la corriente  $I_{ds}$  no sea la deseada si se utiliza el punto de polarización de la simulación para probar el componente físico, sin embargo, el resultado simulado nos proporciona una idea del valor necesario.

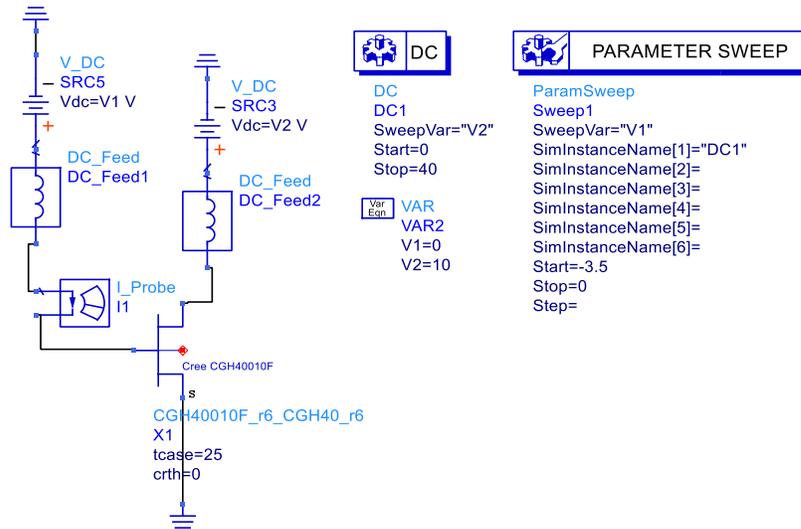


Figura 66. Circuito para obtener las curvas IV del transistor simuladas en ADS.

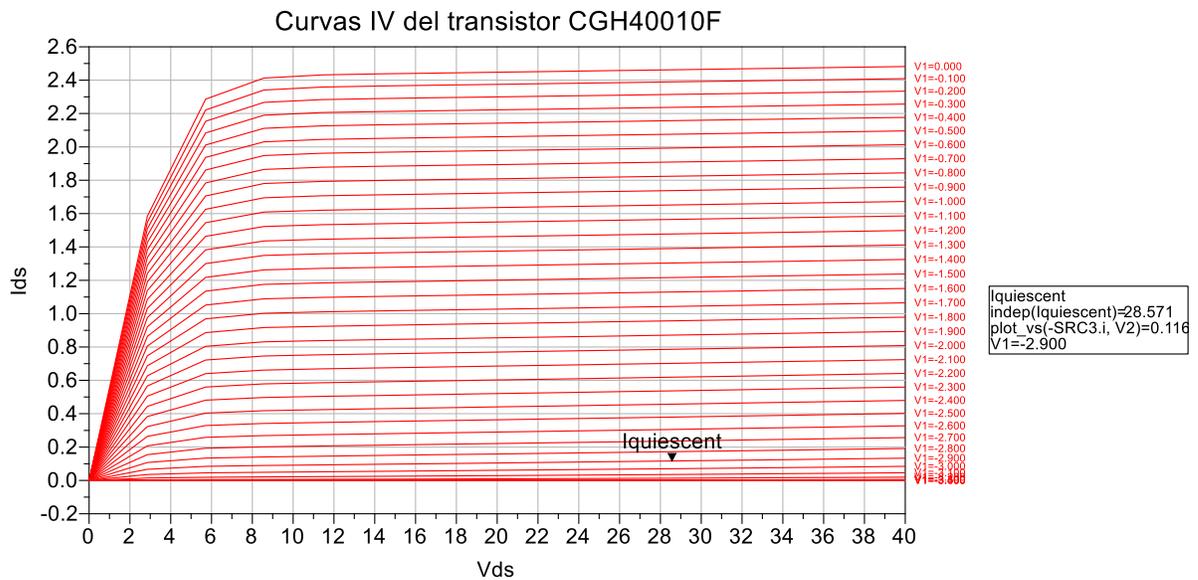


Figura 67. Curvas de corriente contra voltaje del transistor obtenidas por simulación.

La simulación de los contornos de potencia fue hecha con el circuito de la Figura 68. Los valores de entrada más importantes en una simulación de "Load-Pull" son la frecuencia,  $V_{ds}$ ,  $V_{gs}$  y potencia de entrada. Los voltajes  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$  fueron elegidos en base a los resultados de las curvas de corriente. La frecuencia que se utilizó es de 3.5GHz, la misma a la cual funcionará el ELP. La potencia de entrada corresponde la potencia necesaria para obtener 40dBm (10W) de potencia de salida.

Los contornos en la carta de Smith que se muestran en la Figura 69 corresponden a los del transistor mencionado anteriormente bajo las condiciones de pruebas del circuito anterior. El círculo de

potencia constante que se encuentra más pequeño muestra una potencia de 40.221dBm a una impedancia de 16.668-j0.420 ohms. La impedancia mencionada no es más que un punto con los cuales se puede obtener la potencia de 40.22dBm. Debido a la resolución, la potencia de 40.221dBm obtenida no es la más alta ya que se pueden generar círculos más pequeños hasta obtener un solo punto que se considere el óptimo. La eficiencia de potencia agregada muestra un valor máximo de 73.81% en la Figura 69. Este valor es de un caso ideal en donde las armónicas se encuentren acopladas correctamente.

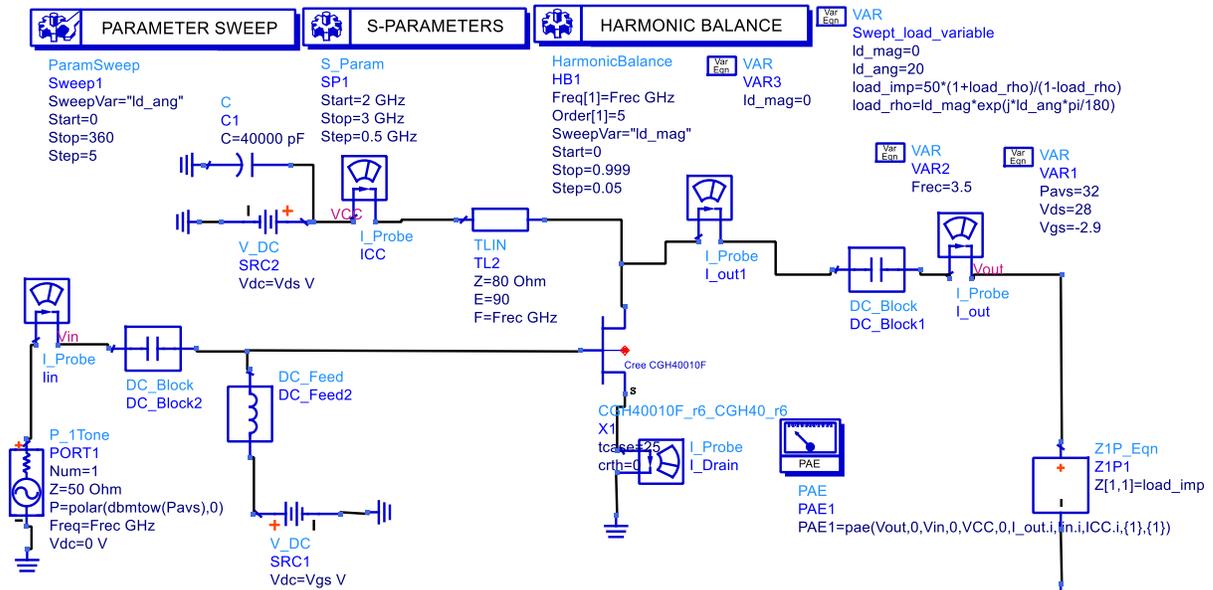


Figura 68. Circuito en ADS para la simulación del "Load-Pull" al transistor CGH40010F.

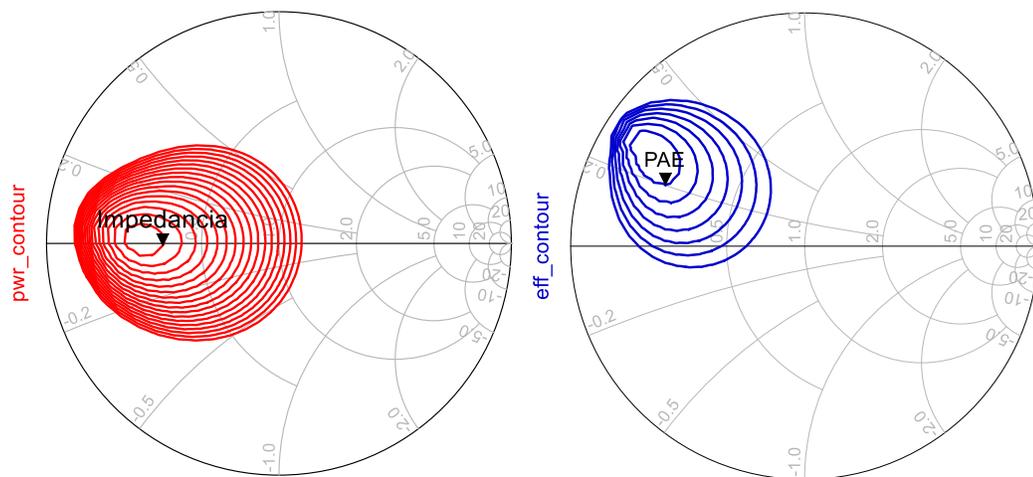
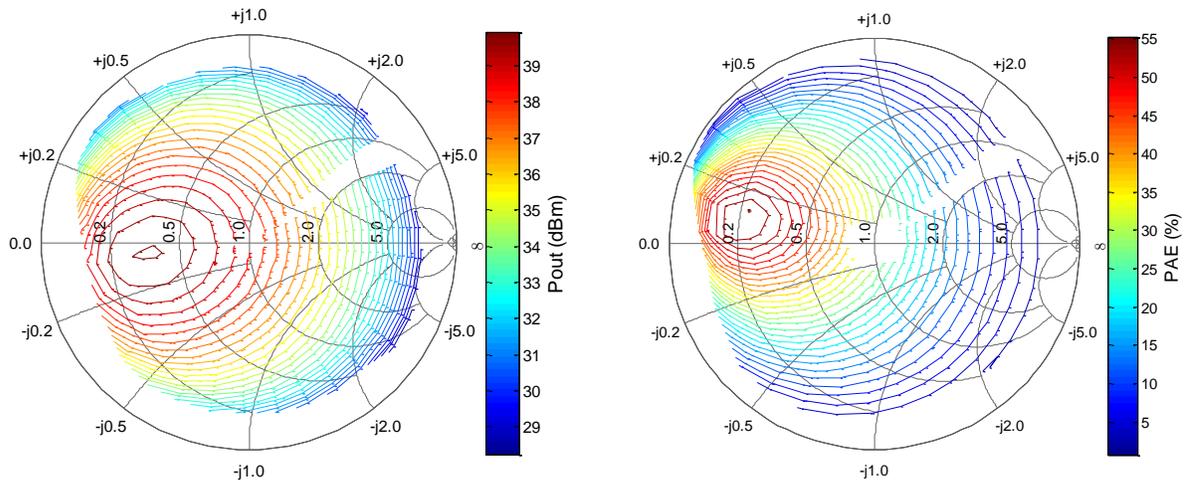


Figura 69. Contornos simulados de potencia (izquierda) y eficiencia de potencia agregada (derecha) del transistor CGH40010F para  $I_{ds}=100\text{mA}$  y frecuencia de 3.5GHz.

## 4.2 “Load-Pull” utilizando la carga del ELP

La caracterización del transistor CGH40010F será bajo las mismas condiciones de frecuencia (3.5GHz), punto de reposo ( $I_{ds} = 100mA$ ) y con la potencia necesaria para obtener 10W en la potencia de salida. Para encontrar el punto de reposo es necesario variar el voltaje de  $V_{gs}$  en pequeños pasos cuando se mantiene un voltaje de 28V en  $V_{ds}$ . En el caso del transistor probado se encontró que el voltaje en  $V_{gs}$  es de -2.6V para mantener 95mA de corriente entre drenador y fuente.

En la Figura 70 se muestran los contornos de potencia de salida del transistor bajo las condiciones de prueba mencionadas. La potencia máxima obtenida fue de 39.99dBm o aproximadamente 10W, esto confirma que el ELP es capaz de generar coeficientes de reflexión para aplicaciones de 10W a una frecuencia de 3.5GHz. La eficiencia de potencia agregada (PAE) tiene un valor máximo del 55.28%, un valor esperado ya que el transistor se encuentra polarizado como clase AB y no hay sintonización de las armónicas. Es seguro decir que los contornos obtenidos con el ELP son correctos ya que muestran gran semejanza con los resultados obtenidos de la simulación.



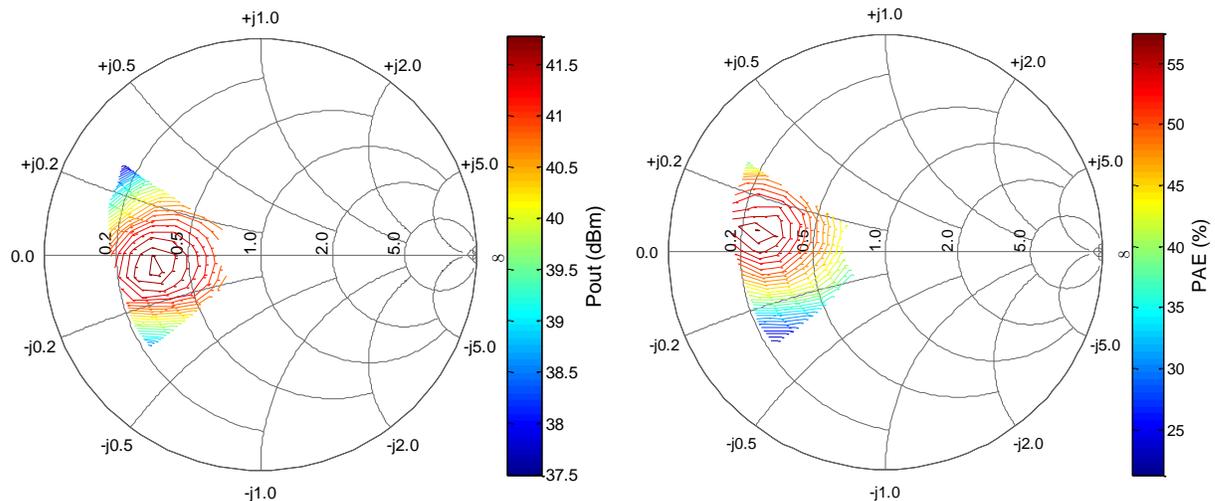
**Figura 70. Contornos medidos de a) potencia de salida y b) eficiencia de potencia agregada con  $I_q = 95mA$  y  $V_{ds} = 28V$ .**

El ELP de la universidad de Cardiff ha logrado caracterizar transistores de 10W a una frecuencia de 900MHz (Hashmi et al., 2010). La frecuencia de trabajo más alta ha sido de 2.7GHz pero ha sido limitada a menores potencias ya que es utilizada para productos armónicos. Los resultados obtenidos con el ELP implementado en CICESE son los primeros en alcanzar una potencia de 10W a una frecuencia de 3.5GHz.

La potencia máxima permanece igual que en el sistema de Cardiff pero la complejidad aumenta al incrementar la frecuencia.

El ELP implementado tiene la capacidad teórica de trabajar con una potencia promedio de hasta 20W, esto es el doble de capacidad en potencia que el ELP de Cardiff. Es necesario aumentar el voltaje  $V_{ds}$  para incrementar la potencia de salida del transistor si queremos hacer pruebas para obtener 20W con el mismo transistor. Por otra parte, la fuente de corriente debe ser capaz de entregar la potencia necesaria para obtener una potencia mayor a 10W a la frecuencia fundamental con una eficiencia de potencia agregada cercana al 50%. En un amplificador clase AB se espera que la eficiencia de potencia agregada pueda llegar hasta un 78.5% si la impedancia de salida de los productos armónicos se encuentra optimizada.

En la Figura 71 se muestran los contornos de potencia y PAE del transistor CGH40010F con una potencia de salida máxima de 41.78dBm (15W) y PAE de 57.47% a una frecuencia de 3.5GHz. Estos resultados muestran un aumento del 50% (5W) en la capacidad de potencia del ELP al compararse con resultados previos. El ELP implementado en CICESE logró ser el primero en conseguir una potencia de 15W a una frecuencia de 3.5GHz. Los resultados obtenidos serán presentados en el “Latin America Microwave Conference” (LAMC) del 2016 en Puerto Vallarta, México.



**Figura 71. Contornos medidos de a) potencia de salida y b) eficiencia de potencia agregada con  $I_q = 52mA$  y  $V_{ds} = 32V$ .**

## Capítulo 5. Conclusión y trabajo a futuro

---

En esta tesis se investigó e implemento un sistema de “Load-Pull” activo denominado “Envelope Load-Pull”. El sistema fue diseñado con la intención de caracterizar transistores de alta potencia utilizando señales moduladas. Se tomó la decisión de implementar el ELP debido a sus ventajas sobre otros esquemas de Load-Pull, tanto activos como pasivos.

El primer paso para diseñar un ELP es entender la teoría detrás de la envolvente compleja en señales moduladas. El concepto de la envolvente compleja puede ser sencillo cuando se tiene un solo tono pero se complica cuando se suman otros tonos. El análisis teórico que se llevó a cabo fue tanto el matemático como los resultados simulados obtenidos con ADS para un tono y multitono. Las simulaciones validaron nuestra teoría y nos permitieron implementar nuevas ideas al sistema.

El entender la teoría detrás de la envolvente compleja es el primer escalón para comprender el funcionamiento de los demoduladores y moduladores I/Q. Estos componentes juegan un papel crítico en el diseño, principalmente por los defectos que tienen asociados. El desarrollo matemático mostró un efecto negativo en la generación de los coeficientes de reflexión si los defectos producidos por estos componentes no son controlados. El resultado del estudio creo la necesidad de implementar etapas de compensación en el circuito de control diseñado.

El circuito de control que se diseñó cuenta con 3 etapas principales. La primera etapa elimina el desbalance de amplitud, desbalance en fase y la componente de corriente directa que son producidas por el demodulador I/Q. La segunda parte implementa las ecuaciones que rigen el comportamiento en fase y magnitud del coeficiente de reflexión. Por último, el circuito cuenta con una etapa que elimina los problemas de desbalances en amplitud y la componente de corriente directa del modulador I/Q.

El sistema ELP implementado fue el primero en ser capaz de caracterizar transistores con potencias de salida mayor a 10W para un solo tono. La potencia máxima obtenida fue de 15W utilizando un transistor polarizado como un amplificador clase AB. Una segunda aportación del sistema fue la capacidad de trabajar a una frecuencia de 3.5GHz, en sistemas anteriores los resultados mostraron frecuencia máxima de 2.7GHz. Para la validación del sistema se hicieron pruebas de repetitividad, rango dinámico y comparación de contornos entre datos simulados y medidos.

El uso de señales moduladas en los voltajes de control  $X$  y  $Y$  fue evaluado. Este concepto logró obtener resultados favorables ya que disminuyó el tiempo de caracterización. Esta tesis muestra los primeros resultados medidos y en simulación de dicho concepto. El porcentaje de tiempo de prueba se redujo un 6.5% y es posible aumentarlo si se optimiza el algoritmo de prueba.

El trabajo de investigación realizado en esta tesis ayudó a implementar un “Envelope Load-Pull” con mejoras en ancho de banda y potencia. El sistema desarrollado servirá como base para crear mejoras y probar nuevas ideas que ayudarán en la caracterización de transistores.

En resumen, las aportaciones se muestran en los siguientes puntos:

- Se estudió y entendió la modulación de señales, esto servirá para seguir con investigación en condiciones reales para sistemas de comunicación.
- Diseño e implementación de un circuito de control para señales en banda base.
- Simulación de la carga del ELP.
- Implementación del ELP para aplicaciones de 15W.
- Reducción del tiempo de caracterización utilizando señales de control moduladas.

Como trabajo a futuro existe la posibilidad de aumentar el ancho de banda del circuito de control. Actualmente el circuito de control tiene un ancho de banda limitado a 10MHz de manera teórica, en la práctica es capaz de funcionar hasta 1MHz de forma correcta. El circuito de control puede ser implementado en FPGAs dedicadas al procesamiento de señales, esto podría aumentar anchos de banda y facilitar la implementación de las ecuaciones que modifican las señales  $I_a$  y  $Q_a$ . Por otra parte, el tratamiento de la envolvente es digital y existe la posibilidad de trabajar con multitonos. El retardo de grupo que afecta a la envolvente puede ser compensado con el FPGA de forma sencilla sin afectar el ancho de banda del circuito.

Por último, es posible reproducir el ELP para sintonizar la impedancia de los productos armónicos. Esto representa una gran oportunidad si se desea diseñar amplificadores altamente eficientes como el clase F. El reto más grande es lograr implementar el ELP multiarmónico y utilizar una señal multitono. Es deseable que el ancho de banda de la envolvente logré cubrir las necesidades de los estándares de comunicación más demandantes como los de WLAN.

En resumen, algunas ideas de trabajo a futuro consisten en:

- Diseño de un circuito de control con mayor ancho de banda.

- Implementación del circuito de control en FPGA.
- Implementar la capacidad de caracterización con multitonos.
- Implementar el ELP multiarmónico.
- Implementar un algoritmo de calibración más robusto y preciso.
- Diseño de amplificadores de potencia con la información proporcionada por el ELP.

## Literatura Citada

---

- Bava, G.P.; Pisani, U.; Pozzolo, V. (1982). Active load technique for load-pull characterisation at microwave frequencies. *Electronics Letters.*, 18(4): 178–180.
- Cripps, S. (2006). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Norwood, MA, first edition.
- Cusack, J.; Perlow, S.; Perlman, B. (1974). Automatic load contour mapping for microwave power transistors. *IEEE Microwave Theory and Techniques International Symposium (MTT-IMS) Digest*. Atlanta, GA, USA., pp. 269–271.
- Focus Microwave (1995). High resolution tuners eliminate load-pull performance errors. Application Note AN-15
- Focus Microwave (1998a). Computer controlled microwave tuner—CCMT. Product Note 41
- Focus Microwave (1998b). Electronic tuners (ETS) and electromechanical tuners (EMT)—a critical comparison. Technical Note
- Focus Microwave (2001). Mechanical vibrations of CCMT tuners used in on-wafer load-pull testing. Application Note AN-46
- Focus Microwave (2002). Comparing tuner repeatability. Application Note AN-49
- Ghannouchi, F.M; Hashmi, M.S. (2013). *Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design*. Springer, New York, NY
- Grebennikov, A. (2011). *RF and microwave transmitter design*. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ
- Hashim, S. J.; Hashmi, M. S.; Williams, T.; Woodington, S.; Benedikt, J.; Tasker, P. J. (2008). Active envelope load-pull for wideband multi-tone stimulus incorporating delay compensation. *IEEE Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, Amsterdam, Paises Bajos*: pp. 317-320.
- Hashmi, M. S.; Hashim, S. J.; Williams, T.; Benedikt J.; Tasker, P. J. (2007, July). A Broadband Control Electronics for Envelope Load Pull System. *International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Montreal, Quebec, Canada* (pp. 197-200)
- Hashmi, M.S.; Clarke, A.L.; Woodington, S.P.; Lees, J.; Benedikt, J.; Tasker, P.J. (2009). Electronic multiharmonic load-pull system for experimentally driven power amplifier design optimization, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Boston, USA*: pp. 1549–1552
- Hashmi, M.S.; Clarke, A.L.; Lees, J.; Helaoui, M.; Tasker, P.J.; Ghannouchi, F.M. (2010). Agile harmonic envelope load-pull system enabling reliable and rapid device characterization. *IOP Measurement Science and Technology*, 21(5), 1–9. doi:10.1088/0957-0233/21/5/055109

- Hashmi, M.S.; Ghannouchi, F.M. (2011). Highly reflective load-pull. *IEEE Microwave Magazine*, 12(4): 96–107.
- Hashmi, M.S.; Ghannouchi, F.M. (2013). Introduction to load-pull systems and their applications. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 16(1): 30–36
- Maury Microwave Corporation (2000). Device characterization with harmonic load and source pull. Application Note: 5C-044
- Maury Microwave Corporation (2002). LP series electronic tuner system. Technical Data, 4T-081
- Maury-Microwave (2009). Introduction to tuner-based measurement and characterization. Application Note 5C-054 , pp. 1–8.
- Muller, J.E.; Gyselinckx, B. (1994). Comparison of active versus passive on-wafer loadpull characterisation of microwave and mm-wave power devices. *IEEE Microwave Theory and Techniques International Symposium (MTT-IMS) Digest*. San Diego, CA, USA., 24(9): 1077–1080.
- Pisani, U.; Ferrero, A. (1996). A unified calibration algorithm for scattering and load pull measurement. *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference.*, pp. 1250–1253.
- Pozar, D. (2005). *Microwave Engineering*. (4th ed.) John Wiley and Sons, New York. pp. 1-6
- Pulido-Gaytan, M.A.; Reynoso-Hernandez, J.A.; Loo-Yau, J.R.; Maya-Sanchez, M.C. (2015a). The Impact of Knowing the Impedance of the Lines Used in the TRL Calibration on the Load-Pull Characterization of Power Transistors. *86th Automatic Radio Frequency Techniques Group (ARFTG) Conference Digest*. Atlanta, GA, USA., pp. 5–9.
- Pulido-Gaytan, M.A. ; Reynoso-Hernandez, J.A.; Maya-Sanchez, M.C.; Loo-Yau, J.R. (2015b). Calibration of a Real-Time Load-Pull System Using the Generalized Theory of the TRM Technique. *87th Automatic Radio Frequency Techniques Group (ARFTG) Conference Digest*. San Francisco, CA, USA., pp. 1–4.
- Roblin, P. (2011). *Nonlinear RF Circuits and Nonlinear Vector Network Analyzers: Interactive Measurement and Design Techniques*. Cambridge University Press, New York, NY. 296 pp.
- Sabah, S.; Lorenz, R. (1998). Design and calibration of IQ-mixers. *EPAC*, Vol. 98, p. 1589
- Saini, R.S.; Woodington, S.; Lees, J.; Benedikt, J.; Tasker, P.J. (2010). An intelligence driven active loadpull system. *75th Automatic Radio Frequency Techniques Group (ARFTG) Conference Digest*. Anaheim, CA, USA., pp. 1 – 4.
- Takayama, Y. (1976). A new load-pull characterization method for microwave power transistors. *IEEE Microwave Theory and Techniques International Symposium (MTT-IMS) Digest*. Cherry Hill, NJ, USA., pp. 218 – 220.

Thorsell, M., & Andersson, K. (2012). Fast multiharmonic active load–pull system with waveform measurement capabilities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(1), pp. 149-157.

Williams, T.; Benedikt, J.; Tasker, P. J. (2004). Novel base-band envelope load pull architecture. In *High frequency postgraduate student colloquium*, pp. 157-161