

RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: Optimización no lineal de circuitos multifuncionales basados en osciladores mediante el uso de cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada.	Inglés: Non-linear optimization of multi-functional circuits based on oscillators using multi-harmonic loads based on arbitrary width modulated microstrip line networks.
2.- Autor	
Nombre: Marta González Corredoiras	DNI/Pasaporte/NIE:
Programa de Doctorado: Ingeniería Electromagnética: Fundamentos y Aplicaciones	
Órgano responsable: Centro Internacional de Posgrado	

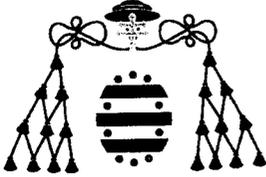
RESUMEN (en español)

En la presente tesis doctoral se ha realizado un estudio de las técnicas de análisis y optimización de los circuitos basados en osciladores realizados en tecnología microstrip en la banda de microondas. Estos circuitos se utilizan en los sistemas de comunicaciones para realizar las funciones de oscilador local, desfasador variable, mezclador, generador de señal y otras tareas necesarias. Se ha desarrollado un nuevo método de diseño y optimización no lineal de circuitos basados en osciladores mediante el uso de cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada. Se han presentado estas cargas y se han desarrollado unas nuevas cargas realizadas con grafeno que permiten la modificación de su respuesta en frecuencia una vez fabricadas, mediante la aplicación de una diferencia de tensión en sus extremos. Para esta tarea se ha caracterizado el comportamiento del grafeno sobre un sustrato microstrip en la banda de microondas. Las cargas con grafeno diseñadas se han utilizado para la optimización de un oscilador de alta eficiencia, obteniendo buenos resultados en el ajuste de su eficiencia y potencia de salida.

La memoria se divide en cuatro capítulos. En el primer capítulo se exponen los conceptos matemáticos y los métodos de análisis aplicados a los circuitos estudiados en capítulos posteriores. Se describe la dinámica de los sistemas no lineales, presentando sus posibles soluciones, y las técnicas de análisis no lineal aplicadas a los circuitos diseñados. El estudio de los sistemas no lineales se completa con la explicación de las técnicas de análisis de estabilidad y la definición de las bifurcaciones. Por otro lado, se describe brevemente el método de los momentos, método en el que se basa el simulador electromagnético aplicado en el diseño de los circuitos desarrollados en la tesis. Por último, en este capítulo también se describe el concepto de ruido de fase, muy a tener en cuenta en circuitos osciladores dado que la estabilidad en frecuencia del oscilador puede condicionar el comportamiento de todo el sistema.

En el segundo capítulo se presentan las cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada y se exponen sus ventajas y su aplicación en los circuitos basados en osciladores. El resto del capítulo se dedica al diseño y optimización de un oscilador sincronizado controlado por tensión de alta eficiencia en la banda de microondas. Se presenta un nuevo método de optimización de la eficiencia del oscilador basado en la utilización de cargas multiarmónicas de anchura arbitrariamente modulada en varios puntos del circuito, lo que añade gran flexibilidad al diseño permitiendo conseguir una alta eficiencia. Se ha estudiado el comportamiento del oscilador como oscilador libre y sincronizado, este último bajo dos regímenes de operación, oscilador sincronizado y desfasador variable. A lo largo del capítulo se presentan tanto los resultados de simulación como los experimentales para los distintos tipos de funcionamiento estudiados, obteniendo un buen acuerdo entre ellos.

En un tercer capítulo se estudian las nuevas cargas fabricadas con tinta de grafeno que permiten un ajuste de su respuesta en frecuencia, que puede traducirse en una variación de su impedancia de entrada a distintas frecuencias, en función de la diferencia de tensión aplicada a las mismas. Se presenta el proceso seguido para la fabricación de las cargas, exponiendo



diferentes formas de obtención del grafeno integrado en sustrato microstrip. Para terminar el capítulo se realiza un estudio del comportamiento de estas cargas de grafeno en la banda de microondas y se exponen sus posibles aplicaciones dentro de un circuito multifuncional basado en osciladores.

Por último, en el cuarto capítulo se muestra la utilidad de las nuevas cargas de grafeno estudiadas en el capítulo 3 para el ajuste de la eficiencia y la potencia de salida de un oscilador controlado por tensión de alta eficiencia.

RESUMEN (en Inglés)

In this Thesis, a study of the techniques for the optimization and analysis of microwave circuits based on oscillators has been made. This kind of circuit is very important in communication systems because it can be used in different blocks of the system, realizing functions such as local oscillator, variable phase shifter and mixer among others. A novel nonlinear method for the design and optimization of microwave circuits based on oscillators has been developed. This method is based on the use of multi-harmonic loads based on Arbitrarily Width-Modulated Microstrip Lines (AWMML). A presentation of the multi-harmonic loads based on AWMML has been made, and new loads with the two-dimensional material graphene have been developed. This new type of loads allows a change of its frequency response once manufactured by applying a voltage difference. For this task the behaviour of the material graphene on a microstrip substrate has been characterized in the microwave frequency band. Graphene loads were used for the optimization of a high efficiency oscillator with good results in the adjustment of its efficiency and output power.

The document is divided into four chapters. In the first one, fundamental mathematical concepts and analysis methods applied to the circuits discussed in later chapters are presented. The dynamics of nonlinear systems are described and an explanation of all the possible solutions and nonlinear analysis techniques are presented. The study of nonlinear systems is completed by the explanation of the stability analysis techniques and a description of bifurcations. Furthermore, the method of moments is briefly described. MoM is the base of the electromagnetic simulator used in the design of the developed circuits. Finally, the phase noise is also described.

In the second chapter the multi-harmonic loads based on AWMML structures are described along with their advantages and applications. In the second part of the chapter the design and optimization of an injection-locked voltage controlled oscillator with high efficiency in the microwave band is developed. A new method for the optimization of the efficiency of the oscillator has been presented. The method is based on the use of multi-harmonic loads based on AWMML structures, these loads add flexibility to the design allowing to achieve high efficiency. The behaviour of the free running VCO along with the ILVCO working as a fundamental synchronized oscillator and as an electronically tunable phase shifter has been studied.

The third chapter is focused on the study of the new loads made with graphene. These loads allow the adjustment of their frequency response with the application of a DC-voltage. The process followed to manufacture the loads is presented, exposing different ways of obtaining graphene on a microstrip substrate. Finally a study of the behaviour of the graphene loads is performed in the microwave band and its possible applications with a multifunctional circuit based on oscillators are presented.

In the fourth and last chapter the functionality of the new graphene loads is shown. The design of a high efficiency voltage controlled oscillator with a graphene load is presented obtaining good results adjusting the efficiency and output power of the oscillator.

SR. DIRECTOR DE DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE COMPUTADORES Y SISTEMAS /
SR. PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA DE DOCTORADO EN INGENIERÍA ELECTROMAGNÉTICA: FUNDAMENTOS Y APLICACIONES



Universidad de Oviedo

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
DE COMPUTADORES Y SISTEMAS

TESIS DOCTORAL

OPTIMIZACIÓN NO LINEAL DE CIRCUITOS
MULTIFUNCIONALES BASADOS EN
OSCILADORES MEDIANTE EL USO DE
CARGAS MULTIARMÓNICAS BASADAS EN
LÍNEAS MICROSTRIP DE ANCHURA
ARBITRARIAMENTE MODULADA

Marta González Corredoiras

Director:

Samuel Ver Hoeye

Programa de doctorado:

Ingeniería Electromagnética: Fundamentos y Aplicaciones

2015

A la memoria de Manuel A.

Agradecimientos

Aprovecho estas líneas para expresar mi agradecimiento a todos los que, de una u otra forma, han hecho posible la realización de esta Tesis y me han ayudado a llegar hasta el final que, en muchos momentos, parecía lejano. Mis disculpas a quien se me olvide incluir, que a buen seguro habrá alguno.

En primer lugar me gustaría dar las gracias a Samuel, por el tiempo que ha dedicado a la dirección de esta Tesis, sus aportaciones y su paciencia durante estos años, sobre todo cuando no le dedicaba a este proyecto el tiempo que él esperaba.

Un lugar especialmente destacado en estos agradecimientos lo ocupa Miguel, por su gran ayuda y apoyo a lo largo del proceso, tanto a nivel académico como personal, ya que sin él no habría llegado hasta aquí.

De igual manera, agradecer a los compañeros que compartieron conmigo sala y cafés, en particular a Carlos, René, Ana, Javier, Miguel, Cebrián, George y Andreea, por los consejos y la ayuda prestada en ciertos momentos y, sobre todo, por los buenos ratos que compartimos. No he puesto el nombre de todos ya que son muchos los que entraron y salieron del *taburdiu* en este tiempo, pero el agradecimiento va también para ellos.

Incluyo en este apartado a Sara, que aportó su punto de vista artístico al diseño gráfico de la portada.

Por supuesto no me olvido de mi familia que ha estado siempre a mi lado. Agradezco su apoyo incondicional a mi padre, que no llegó a ver esta Tesis terminada, a mi madre, que entendió que era mejor no preguntarme cuanto me quedaba, y a mi hermana y a Julio por distraerme en muchas ocasiones.

Muchas gracias a todos,

Marta

Resumen

En la presente tesis doctoral se ha realizado un estudio de las técnicas de análisis y optimización de los circuitos basados en osciladores realizados en tecnología microstrip en la banda de microondas. Estos circuitos se utilizan en los sistemas de comunicaciones para realizar las funciones de oscilador local, desfaseador variable, mezclador, generador de señal y otras tareas necesarias. Se ha desarrollado un nuevo método de diseño y optimización no lineal de circuitos basados en osciladores mediante el uso de cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada. Se han presentado estas cargas y se han desarrollado unas nuevas cargas realizadas con grafeno que permiten la modificación de su respuesta en frecuencia una vez fabricadas, mediante la aplicación de una diferencia de tensión en sus extremos. Para esta tarea se ha caracterizado el comportamiento del grafeno sobre un sustrato microstrip en la banda de microondas. Las cargas con grafeno diseñadas se han utilizado para la optimización de un oscilador de alta eficiencia, obteniendo buenos resultados en el ajuste de su eficiencia y potencia de salida.

La memoria se divide en cuatro capítulos. En el primer capítulo se exponen los conceptos matemáticos y los métodos de análisis aplicados a los circuitos estudiados en capítulos posteriores. Se describe la dinámica de los sistemas no lineales, presentando sus posibles soluciones, y las técnicas de análisis no lineal aplicadas a los circuitos diseñados. El estudio de los sistemas no lineales se completa con la explicación de las técnicas de análisis de estabilidad y la definición de las bifurcaciones. Por otro lado, se describe brevemente el método de los momentos, método en el que se basa el simulador electromagnético aplicado en el diseño de los circuitos desarrollados en la tesis. Por último, en este capítulo también se describe el concepto de ruido de fase, muy a tener en cuenta en circuitos osciladores dado que la estabilidad en frecuencia del oscilador puede condicionar el comportamiento de todo el sistema.

En el segundo capítulo se presentan las cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada y se exponen sus ventajas y aplicaciones en el diseño de circuitos basados en osciladores. El resto del capítulo se dedica al diseño y optimización de un oscilador sincronizado controlado por tensión de alta eficiencia en la banda de microondas. Se presenta un nuevo método de optimización de la eficiencia del oscilador basado en la utilización de cargas multiarmónicas de anchura arbitrariamente modulada en varios puntos del circuito, lo que añade gran flexibilidad al diseño permitiendo conseguir una alta eficiencia. Se ha estudiado el comportamiento del oscilador como oscilador libre y sincronizado, este último bajo dos regímenes de operación, oscilador sincronizado y desfasador variable. A lo largo del capítulo se presentan tanto los resultados de simulación como los experimentales para los distintos tipos de funcionamiento estudiados, obteniendo un buen acuerdo entre ellos.

En un tercer capítulo se estudian las nuevas cargas fabricadas con tinta de grafeno que permiten un ajuste de su respuesta en frecuencia, que puede traducirse en una variación de su impedancia de entrada a distintas frecuencias, en función de la diferencia de tensión aplicada a las mismas. Se presenta el proceso seguido para la fabricación de las cargas, exponiendo diferentes formas de obtención del grafeno integrado en sustrato microstrip. Para terminar el capítulo se realiza un estudio del comportamiento de estas cargas de grafeno en la banda de microondas y se exponen sus posibles aplicaciones dentro de un circuito multifuncional basado en osciladores.

Por último, en el cuarto capítulo se muestra la utilidad de las nuevas cargas de grafeno estudiadas en el capítulo 3 para el ajuste de la eficiencia y la potencia de salida de un oscilador controlado por tensión de alta eficiencia.

Abstract

In this Thesis, a study of the techniques for the optimization and analysis of microwave circuits based on oscillators has been made. This kind of circuit is very important in communication systems because it can be used in different blocks of the system, realizing functions such as local oscillator, variable phase shifter and mixer among others. A novel nonlinear method for the design and optimization of microwave circuits based on oscillators has been developed. This method is based on the use of multi-harmonic loads based on Arbitrarily Width-Modulated Microstrip Lines (AWMML). A presentation of the multi-harmonic loads based on AWMML has been made, and new loads with the two-dimensional material graphene have been developed. This new type of loads allows a change of its frequency response once manufactured by applying a voltage difference. For this task the behaviour of the material graphene on a microstrip substrate has been characterized in the microwave frequency band. Graphene loads were used for the optimization of a high efficiency oscillator with good results in the adjustment of its efficiency and output power.

The document is divided into four chapters. In the first one, fundamental mathematical concepts and analysis methods applied to the circuits discussed in later chapters are presented. The dynamics of nonlinear systems are described and an explanation of all the possible solutions and nonlinear analysis techniques are presented. The study of nonlinear systems is completed by the explanation of the stability analysis techniques and a description of bifurcations. Furthermore, the method of moments is briefly described. MoM is the base of the electromagnetic simulator used in the design of the developed circuits. Finally, the phase noise is also described.

In the second chapter the multi-harmonic loads based on AWMML structures are described along with their advantages and applications. In the second part of the chapter the design and optimization of an injection-locked voltage controlled oscillator with high efficiency in the microwave band is developed.

A new method for the optimization of the efficiency of the oscillator has been presented. The method is based on the use of multi-harmonic loads based on AWMML structures, these loads add flexibility to the design allowing to achieve high efficiency. The behaviour of the free running VCO along with the ILVCO working as a fundamental synchronized oscillator and as an electronically tunable phase shifter has been studied.

The third chapter is focused on the study of the new loads made with graphene. These loads allow the adjustment of their frequency response with the application of a DC-voltage. The process followed to manufacture the loads is presented, exposing different ways of obtaining graphene on a microstrip substrate. Finally a study of the behaviour of the graphene loads is performed in the microwave band and its possible applications with a multifunctional circuit based on oscillators are presented.

In the fourth and last chapter the functionality of the new graphene loads is shown. The design of a high efficiency voltage controlled oscillator with a graphene load is presented obtaining good results adjusting the efficiency and output power of the oscillator.

Índice general

	Página
Índice de figuras	XXI
Índice de tablas	XXIII
Introducción general	1
1 Análisis de sistemas no lineales. Método de los momentos. Ruido de fase.	5
1.1 Introducción	6
1.2 Dinámica de sistemas no lineales	7
1.2.1 Descripción de un sistema no lineal	7
1.2.2 Sistemas autónomos y no autónomos	8
1.2.3 Soluciones estacionarias	9
1.2.3.1 Espacio de fases	9
1.2.3.2 Representación de soluciones en el espacio de fases	10
1.2.4 El mapa de Poincaré	13
1.2.4.1 Mapa de Poincaré de sistemas autónomos	14
1.2.4.2 Mapa de Poincaré de sistemas no autónomos	14
1.3 Técnicas de análisis no lineal	16
1.3.1 Técnicas en el dominio del tiempo	16
1.3.2 Técnicas en el dominio de la frecuencia	18
1.3.2.1 Balance armónico	18
1.3.3 Técnicas en el dominio tiempo-frecuencia	28
1.3.3.1 Técnica del transitorio envolvente	28
1.4 Análisis de estabilidad	33
1.4.1 Análisis de estabilidad local en el dominio del tiempo	34
1.4.1.1 Punto de equilibrio	34
1.4.1.2 Ciclo límite. Teoría de Floquet	35

1.4.1.3	Soluciones cuasi-periódicas. Exponentes de Lyapunov	37
1.4.2	Análisis de estabilidad local en el dominio de la frecuencia	37
1.4.2.1	Determinante característico del sistema de balance armónico	38
1.4.2.2	Diagramas de admitancia o impedancia	40
1.4.2.3	Identificación de polos y ceros	42
1.5	Análisis de bifurcaciones	43
1.5.1	Bifurcaciones locales	43
1.5.1.1	Bifurcaciones locales a partir de un punto de equilibrio	44
1.5.1.2	Bifurcaciones locales a partir de un régimen periódico	45
1.5.2	Bifurcaciones globales	47
1.5.2.1	Bifurcación nodo-silla en un ciclo límite	47
1.5.2.2	Conexión silla	48
1.5.3	Análisis de bifurcaciones en el dominio de la frecuencia	49
1.5.3.1	Estudio de las bifurcaciones a partir de un punto de equilibrio	49
1.5.3.2	Bifurcaciones a partir de un régimen periódico	50
1.6	Método de los Momentos	52
1.7	Ruido de fase	55
1.7.1	Descripción	56
1.7.2	Caracterización del ruido de fase	57
1.7.3	Métodos de simulación del ruido de fase	59
1.7.4	Métodos de medida del ruido de fase	61
1.8	Conclusiones	63
2	Optimización no lineal de un VCO de alta eficiencia	69
2.1	Introducción	70
2.2	Estructuras basadas en AWMML	72
2.2.1	Estructuras basadas en AWMML utilizadas en el circuito	75
2.3	Topología y diseño del VCO	80
2.3.1	Topología	80

2.3.2	Diseño	81
2.3.2.1	Análisis en pequeña señal	81
2.3.2.2	Análisis en gran señal	84
2.3.3	Eficiencia actual	85
2.4	Optimización de la eficiencia del VCO	87
2.4.1	Proceso de optimización de la eficiencia del VCO	88
2.4.2	Resultados	89
2.5	Análisis de estabilidad del VCO	95
2.6	Análisis del circuito como VCO	98
2.7	Soluciones sincronizadas del VCO de alta eficiencia	101
2.7.1	Comportamiento como oscilador sincronizado	102
2.7.2	Comportamiento como desfasador	112
2.8	Implementación y resultados experimentales	118
2.8.1	Tecnología de fabricación	118
2.8.2	Resultados experimentales: Eficiencia	120
2.8.2.1	Oscilador libre controlado por tensión	120
2.8.2.2	Soluciones sincronizadas del ILVCO	122
2.8.3	Medidas de ruido de fase	130
2.9	Comparación con diseños anteriores	143
2.10	Conclusiones	144
3	Caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas	151
3.1	Introducción	152
3.2	Descripción del grafeno	153
3.2.1	Breve historia	153
3.2.2	Estructura y propiedades	154
3.2.3	Aplicaciones potenciales	158
3.3	Obtención de muestras de grafeno y su integración en tecnología microstrip	159
3.3.1	Exfoliación mecánica de capas de grafito pirolítico altamente ordenado	160
3.3.2	Sputtering	161
3.3.3	Impresión con tintas de grafeno	162

3.4	Modelado y caracterización del grafeno en la banda de microondas	165
3.4.1	Proceso de fabricación de las muestras a caracterizar . . .	167
3.4.2	Resultados de la caracterización	172
3.5	Aplicación de las cargas de grafeno en circuitos basados en osciladores	196
3.6	Conclusiones	196
4	Aplicación de las estructuras con grafeno en la optimización de un oscilador	205
4.1	Introducción	206
4.2	Topología	206
4.3	Diseño	208
4.3.1	Análisis en pequeña señal	208
4.3.2	Análisis en gran señal	209
4.4	Optimización de la eficiencia	210
4.4.1	Optimización sin las cargas multiarmónicas	211
4.4.2	Optimización incluyendo las cargas multiarmónicas . . .	215
4.5	Implementación y resultados experimentales	222
4.5.1	Caracterización experimental	223
4.6	Conclusiones	227
	Conclusiones generales	231
	Líneas futuras	235

Índice de figuras

1.1	Representación de una solución periódica en el espacio de fases.	11
1.2	Representación de una solución cuasi-periódica en el espacio de fases.	12
1.3	Mapa de Poincaré de una solución periódica (a) y cuasi-periódica (b).	15
1.4	División del circuito en una subred lineal y una no lineal.	19
1.5	Representación del circuito no lineal para el balance armónico como un conjunto de fuentes dependientes.	20
1.6	Bifurcación nodo-silla en un ciclo límite.	48
1.7	Espectro de una señal senoidal ideal (a) y real con fluctuaciones de frecuencia deterministas y aleatorias (b)	57
1.8	Definición gráfica de $\mathcal{L}(f_m)$	59
2.1	Estructura de las líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada.	73
2.2	Red de polarización y carga multiarmónica basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada.	75
2.3	(a) Layout de la red de polarización. (b) Impedancia de entrada de la red de polarización diseñada, calculada a través de simulaciones en el esquemático (línea de puntos azul) y con simulaciones electromagnéticas mediante el MoM (línea continua roja). . .	77
2.4	Red de polarización basada en una estructura AWMML conectada a una línea de transmisión microstrip y a una resistencia de alimentación de DC.	78
2.5	Simulaciones (a) y medidas (b) de $ S_{21} $ para distintos valores de R_{DC} , 0.01Ω , 50Ω y $10 k\Omega$	79
2.6	Topología del VCO.	80
2.7	Cumplimiento de las condiciones de arranque de la oscilación en pequeña señal.	83
2.8	Formas de onda de la corriente y la tensión de la señal autónoma evaluadas en el terminal del drenador antes del proceso de optimización de la eficiencia.	86

2.9	Formas de onda de la corriente y la tensión de la señal autónoma evaluadas en el terminal del drenador después del proceso de optimización de la eficiencia (línea continua) y antes del proceso de la optimización (línea discontinua).	90
2.10	Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor antes (color gris) y después del proceso de optimización.	92
2.11	Layout de las cargas multiarmónicas basadas en AWMML obtenidas tras el proceso de optimización: (a) Carga conectada a la puerta del transistor; (b) Carga conectada a la fuente del transistor (red de realimentación); (c) Carga conectada al drenador del transistor.	93
2.12	Parámetro S_{11} de las tres cargas multiarmónicas basadas en AWMML obtenidas antes y después del proceso de optimización. (a) Carga conectada a la puerta del transistor; (b) Carga conectada a la fuente del transistor (red de realimentación); (c) Carga conectada al drenador del transistor.	94
2.13	Evolución temporal de la envolvente de la solución hasta alcanzar el estado estacionario.	96
2.14	Evolución temporal de la envolvente de la solución sometida a una perturbación.	97
2.15	Diagrama de admitancia.	98
2.16	Variación de la frecuencia de la señal autónoma del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var}	99
2.17	Variación de la amplitud de la señal autónoma del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var}	100
2.18	Variación de la eficiencia del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var}	101
2.19	Variación de la potencia de salida del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var}	102
2.20	Soluciones sincronizadas del ILVCO en términos de la potencia de salida P_o para diferentes valores de la potencia de la señal de referencia P_r . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.	104
2.21	Soluciones estables del oscilador sincronizado obtenidas con la técnica del transitorio envolvente para una potencia de la señal de referencia de $P_r = 25 \text{ dBm}$	106

2.22 Evolución temporal de las soluciones encontradas con el transitorio envolvente en tres puntos de frecuencia diferentes.	107
2.23 Soluciones posibles del oscilador sincronizado en función de la frecuencia y la potencia de la señal de referencia.	108
2.24 Eficiencia de las soluciones sincronizadas del ILVCO en función de la potencia de la señal de referencia P_r . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.	109
2.25 Formas de onda de la tensión en el terminal del drenador del transistor para diferentes puntos de trabajo.	110
2.26 Comparación entre las formas de onda de la tensión y la corriente evaluadas en los límites del lazo de sincronización. (a) $P_r = -20\text{ dBm}$. (b) $P_r = -40\text{ dBm}$	111
2.27 Soluciones sincronizadas del desfasador expresadas en términos de la fase de la señal de salida y C_{var} para diferentes valores de la potencia de la señal de referencia. Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.	113
2.28 Soluciones estables del oscilador sincronizado obtenidas con la técnica del transitorio envolvente para una potencia de la señal de referencia de $P_r = 20\text{ dBm}$	114
2.29 Evolución temporal de las soluciones encontradas con el transitorio envolvente para tres valores de C_{var} diferentes.	115
2.30 Eficiencia de las soluciones sincronizadas del desfasador para distintos valores de P_r y C_{var} . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.	116
2.31 Comparación entre las formas de onda de la tensión y la corriente evaluadas en los límites del lazo de sincronización. (a) $P_r = -20\text{ dBm}$. (b) $P_r = -40\text{ dBm}$	117
2.32 Fotografía del prototipo fabricado.	119
2.33 Señal de oscilación libre del VCO fabricado.	120
2.34 Señal de oscilación sincronizada del ILVCO fabricado.	121
2.35 Señal de oscilación sincronizada del ILVCO (azul) junto con la señal de oscilación libre (rojo).	122
2.36 Secuencia de la señal de salida del ILVCO justo antes de la sincronización (verde), una vez sincronizado (azul) y cuando se pierde la sincronización (rojo).	123

2.37	Montaje con PNA-X para realizar las medidas del oscilador sincronizado.	124
2.38	Soluciones medidas en términos de la potencia de salida P_o para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40dBm$ y $-20dBm$ en pasos de $5 dB$	125
2.39	Soluciones sincronizadas medidas en términos de la potencia de salida P_o para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40dBm$ y $-20dBm$ en pasos de $5 dB$	126
2.40	Medidas de la eficiencia de las soluciones sincronizadas para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40 dBm$ y $-20 dBm$ en pasos de $5 dB$	127
2.41	Soluciones sincronizadas del VCO funcionando como desfasador medidas en términos de la fase de la señal de salida $\Delta\phi$ para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-35 dBm$ y $-20 dBm$ en pasos de $5 dB$	128
2.42	Medidas de la eficiencia de las soluciones sincronizadas del desfasador para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-35 dBm$ y $-20 dBm$ en pasos de $5 dB$	129
2.43	Ruido de fase del ILVCO obtenido para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40 dBm$ y $-15 dBm$ en pasos de $5 dB$	136
2.44	Ruido de fase obtenido en el centro y los dos extremos del lazo de sincronización para distintas potencias de la señal de referencia: (a) $P_r = -15 dBm$, (b) $P_r = -20 dBm$, (c) $P_r = -30 dBm$, (d) $P_r = -40 dBm$	137
2.45	Ruido de fase obtenido en el centro del lazo de sincronización con $P_r = -15 dBm$ con distintas configuraciones del equipo de medida	140
2.46	Medida del ruido de fase del oscilador libre.	142
3.1	Estructura molecular del grafito.	154
3.2	Estructura molecular del grafeno.	155
3.3	Bandas de energía de grafeno en comparación con metales, semiconductores y aislantes, y nivel de Fermi ϵ_f	157
3.4	Fotografía de un bloque de grafito pirolítico altamente ordenado.	161
3.5	Fotografías de la impresora utilizada (a) y el molde realizado para colocar el sustrato sobre el que se imprime el grafeno (b).	164

3.6	Esquema de la carga de grafeno diseñada para su caracterización.	166
3.7	Sustrato de las cargas y el circuito preparados para su integración.	167
3.8	Máscara utilizada para poner los contactos metálicos en la carga.	168
3.9	Parches de grafeno impreso con distinto número de capas preparados para su integración en el circuito.	169
3.10	Topología del circuito utilizado para la caracterización de las muestras de grafeno.	170
3.11	Fotografía del circuito fabricado para la caracterización del comportamiento de las muestras de tinta de grafeno.	171
3.12	$ S_{11} $ Y $ S_{21} $ del circuito utilizado para la caracterización de las muestras sustituyendo el grafeno por cobre.	172
3.13	Resistencia de los parches de grafeno de dimensión $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$ en función del número de capas impresas.	173
3.14	Resistencia de los parches de grafeno de dimensión $1.86\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ en función del número de capas impresas.	174
3.15	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 3 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	175
3.16	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 3 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	176
3.17	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	177
3.18	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	178
3.19	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	179
3.20	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$.	180
3.21	Z_{in} calculada para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$: (a) Módulo. (b) Fase.	182

3.22	$ Z_{in} $ en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	184
3.23	Fase de Z_{in} en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	185
3.24	$ Z_{in} $ en función de la potencia disipada en el parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	186
3.25	Fase de Z_{in} en función de la potencia disipada en el parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	187
3.26	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 17 V en pasos de 0.2 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	188
3.27	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 17 V en pasos de 0.2 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	189
3.28	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 8 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	190
3.29	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 8 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	191
3.30	$ S_{11} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 7.5 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 200 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	192
3.31	$ S_{21} $ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 7.5 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 200 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$	193
3.32	$ Z_{in} $ en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 200 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	194
3.33	Fase de Z_{in} en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 200 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.	195

4.1	Topología.	207
4.2	Evolución de las formas de onda de la tensión y la corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas, para distintos valores de tensión aplicada a la carga de tinta de grafeno.	214
4.3	Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos presentes en las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor, después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas. (a) Módulo de la tensión, $ V_o $ (V); (b) Fase de la tensión, ϕ_V ($^\circ$); (c) Módulo de la corriente, $ I_o $ (mA); (b) Fase de la corriente, ϕ_I ($^\circ$).	216
4.4	Evolución de las formas de onda de la tensión y la corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas, para distintos valores de tensión aplicada a la carga de tinta de grafeno.	219
4.5	Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos presentes en las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor, después del proceso de optimización que incluye las cargas multiarmónicas. (a) Módulo de la tensión, $ V_o $ (V); (b) Fase de la tensión, ϕ_V ($^\circ$); (c) Módulo de la corriente, $ I_o $ (mA); (b) Fase de la corriente, ϕ_I ($^\circ$).	221
4.6	Fotografía de la máquina de bonding utilizada.	222
4.7	Fotografía del prototipo del circuito.	224
4.8	Setup de medida.	225
4.9	Medida de la señal de oscilación del circuito fabricado para diferentes tensiones aplicadas a la carga de grafeno: (a) Con $V_{dif} = 0$ V; (b) Con $V_{dif} = 1$ V; (c) Con $V_{dif} = 2$ V; (d) Con $V_{dif} = 2.6$ V.	226

Índice de tablas

2.1	Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor antes del proceso de optimización de la eficiencia.	87
2.2	Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización de la eficiencia.	91
2.3	Características del sustrato Rogers 3003.	118
2.4	Comparación con otros diseños.	143
3.1	Características de la tinta de grafeno.	165
3.2	Características del sustrato Rogers 3003.	166
4.1	Valores de eficiencia y potencia de salida del oscilador obtenidos para diferentes valores de tensión aplicada a la carga de grafeno después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas.	213
4.2	Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas.	215
4.3	Valores de eficiencia y potencia de salida del oscilador obtenidos para diferentes valores de tensión aplicada a la carga de grafeno después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas.	217
4.4	Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas.	220
4.5	Valores medidos de potencia de salida y eficiencia.	225

Introducción general

Los osciladores juegan un papel fundamental en la tecnología electrónica ya que son el núcleo de los circuitos presentes en gran parte de las etapas en las que se divide un sistema de comunicaciones. Por ejemplo, los osciladores son de gran importancia en aplicaciones tales como las comunicaciones inalámbricas, donde es necesaria su presencia tanto en transmisión como en recepción para diferentes tareas como la modulación y demodulación de señales, en electrónica digital donde se utilizan para generar la señal de reloj y en los sistemas de radares como generadores de señal, entre otras aplicaciones. Entonces, no es de extrañar que el primer circuito integrado de la historia, construido en los laboratorios Bell en 1958, fuese un oscilador de radiofrecuencia. Dada la importancia de los osciladores en los sistemas de comunicaciones, en esta tesis se estudiarán en profundidad los circuitos basados en osciladores en la banda de microondas, buscando nuevas técnicas de diseño y optimización de los mismos.

Dado el carácter social del ser humano, las comunicaciones son de gran importancia en su vida cotidiana, hasta el punto de que cualquier actividad, ya sea laboral o personal, requiera de un sistema de comunicación, por tanto en las últimas décadas se ha dedicado un gran esfuerzo en el desarrollo de equipos inalámbricos y portátiles que puedan ir con el usuario. El auge de estos equipos inalámbricos y portátiles, hace necesario que en el diseño de los circuitos de comunicaciones actuales se tengan en cuenta varios factores tan importantes como los requisitos puramente técnicos del sistema a desarrollar. Estos factores son el tamaño final del sistema, su peso, el consumo de potencia y su coste final. En este contexto entran en juego los circuitos basados en osciladores realizados con líneas microstrip. Este tipo de circuitos tienen una serie de ventajas como son su reducido tamaño, peso y coste si lo comparamos con otro tipo de circuitos utilizados en sistemas de comunicaciones.

Los circuitos basados en osciladores realizados en tecnología microstrip son ligeros ya que se realizan con muy pocos componentes discretos. Por lo tanto, también son compactos y de bajo coste, una característica siempre a tener en cuenta en el desarrollo de cualquier equipo y más dado que el uso actual masificado de la tecnología hace que se necesiten cada vez circuitos más baratos que puedan llegar a todos los consumidores. Por otro lado, su consumo de potencia es reducido, por lo que todas estas características los hace atractivos para la implementación de circuitos de comunicaciones móviles o alimentados con baterías.

Otra ventaja de estos circuitos basados en osciladores es que al estar realizados en tecnología microstrip el grado de integración con otros elementos del sistema de comunicaciones puede ser muy elevado, por ejemplo su integración con antenas para la transmisión o recepción de señales.

Además, como ya se ha dicho, la búsqueda de equipos de tamaño cada vez más reducido hace que se busquen formas de agrupar varios bloques de los presentes en un sistema de comunicaciones, como mezcladores, osciladores locales, amplificadores o multiplicadores armónicos. En este contexto, se han desarrollado varios ejemplos en los que un solo circuito basado en un oscilador realizado con tecnología microstrip es capaz de implementar varios bloques de un sistema de comunicaciones, lo que hace a este tipo de circuitos aún más atractivos. Ejemplos de circuitos multifuncionales basados en osciladores son los Mezcladores Auto-oscilantes Armónicos en los que con un único transistor se generan las funciones de mezclador armónico, generador de la señal de oscilador local e implementación de la primera etapa de amplificación de bajo ruido; los Osciladores Racionalmente Sincronizados, que son una alternativa de bajo coste para la implementación de transmisores multiportadora en los que se generan señales con frecuencias no armónicamente relacionadas que deben tener una relación de fase conocida entre si o los Desfasadores, basados en osciladores sincronizados.

Por otro lado, es bien sabido que el espectro electromagnético es un recurso limitado. Por lo tanto, teniendo en cuenta el creciente aumento de los usuarios y aplicaciones en la banda de microondas, hace falta que los sistemas desarrollados tengan un contenido en frecuencia y una potencia de salida controlada para no interferir unos en otros. Desde este punto de vista, es muy importante el diseño y la optimización de los osciladores involucrados en los circuitos de los equipos de comunicaciones, ya que su pureza espectral, desviación de la frecuencia central, contenido armónico y potencia de salida determinan la calidad y la eficiencia de todo el sistema y su comportamiento junto con el resto de señales presentes en el espectro.

Dada la creciente demanda de componentes de altas prestaciones para el diseño de nuevos equipos de comunicaciones en la banda de microondas, hace falta que el diseñador disponga de herramientas adecuadas de diseño y análisis. Los circuitos no lineales pueden presentar comportamientos muy complejos, por lo que se necesitan potentes herramientas para su análisis que permitan predecir ese comportamiento no lineal. En los circuitos que trabajan en la banda de microondas, las técnicas de análisis en el dominio de la frecuencia son las más utilizadas. Para los circuitos no lineales y no autónomos, es decir que para su funcionamiento necesitan la presencia de al menos un generador de señal externo dependiente del tiempo, la técnica del balance armónico es una herramienta muy potente, pero por sí sola no es adecuada en el análisis de circuitos autónomos, como son los osciladores. Debido al carácter autónomo de los circuitos basados en osciladores y su dinámica no lineal, se ha hecho necesario desarrollar potentes herramientas de análisis y optimización no lineal basadas en el uso de un generador auxiliar.

La utilización de la técnica del generador auxiliar permite tener un control muy preciso sobre los parámetros de la solución autónoma, como son la frecuencia, la potencia, el contenido armónico y el factor de calidad del circuito entre otros. El control exhaustivo de estos parámetros en el diseño de los circuitos, sobre todo del contenido armónico y de la potencia, es muy importante para conseguir una alta eficiencia en el funcionamiento de los mismos. Además, otra de las ventajas de la técnica del generador auxiliar es que se puede implementar directamente sobre los paquetes de software comercial de balance armónico. Recientemente se está añadiendo aún más versatilidad a la técnica del generador auxiliar aplicada al análisis y optimización de circuitos autónomos con el desarrollo de nuevos métodos y la utilización de elementos que añaden flexibilidad al diseño y control de los parámetros de optimización. En el primer capítulo de esta tesis se describirá la dinámica de los circuitos no lineales y se explicarán en detalle las principales técnicas de análisis de estos circuitos y su aplicación a circuitos autónomos como el oscilador. Estas técnicas serán utilizadas para el diseño y análisis de los circuitos desarrollados en la tesis.

Teniendo en cuenta lo expresado anteriormente, el trabajo que se presenta tiene como objetivo profundizar en las técnicas de optimización de circuitos no lineales basados en osciladores en la banda de microondas y en el aumento de la flexibilidad en el diseño mediante la utilización de cargas multiarmónicas basadas en estructuras de líneas microstrip de anchura modulada arbitrariamente. Estas cargas permiten obtener un control preciso sobre la frecuencia de la señal autónoma y el contenido armónico del circuito, permitiendo conseguir un alto grado de adaptación a las exigencias de diseño gracias a su flexibilidad. En el capítulo 2 se presentará una nueva técnica de diseño, análisis y optimización no

lineal de un oscilador de alta eficiencia, obteniendo mediante su aplicación un oscilador con elevada eficiencia y potencia de salida comparada con otras técnicas de optimización presentadas.

En el tercer capítulo de la tesis, se estudiará el comportamiento del grafeno sobre sustrato microstrip en la banda de microondas. Se diseñará una carga realizada con tinta de grafeno que permite el ajuste de su impedancia de entrada mediante la variación de la diferencia de potencial aplicada en sus extremos. Una vez caracterizado el comportamiento de esta carga en la banda de frecuencias de microondas, se estudiará la forma de integrarla en los circuitos basados en osciladores diseñados con el objetivo de aumentar su funcionalidad.

En el último capítulo se presentará un ejemplo de utilización de las cargas realizadas con grafeno en el diseño y optimización de un oscilador controlado por tensión de alta eficiencia. La utilización de estas cargas de grafeno junto con las cargas multiarmónicas permite obtener un valor de eficiencia y potencia de salida elevado que, una vez fabricado el circuito, puede ajustarse mediante la variación de la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno. Este ajuste de la eficiencia y la potencia de salida del oscilador es muy útil en aplicaciones en las que se requiere un valor fijo de eficiencia o potencia de salida, para compensar mediante la carga de grafeno las variaciones producidas en el comportamiento del circuito debidas a la temperatura de trabajo o el paso del tiempo, o simplemente para ajustar los valores simulados a los medidos tras la fabricación del circuito.

Análisis de sistemas no lineales

Método de los momentos

Ruido de fase

1.1	Introducción	6
1.2	Dinámica de sistemas no lineales	7
1.2.1	Descripción de un sistema no lineal	7
1.2.2	Sistemas autónomos y no autónomos	8
1.2.3	Soluciones estacionarias	9
1.2.4	El mapa de Poincaré	13
1.3	Técnicas de análisis no lineal	16
1.3.1	Técnicas en el dominio del tiempo	16
1.3.2	Técnicas en el dominio de la frecuencia	18
1.3.3	Técnicas en el dominio tiempo-frecuencia	28
1.4	Análisis de estabilidad	33
1.4.1	Análisis de estabilidad local en el dominio del tiempo	34

1.4.2	Análisis de estabilidad local en el dominio de la frecuencia	37
1.5	Análisis de bifurcaciones	43
1.5.1	Bifurcaciones locales	43
1.5.2	Bifurcaciones globales	47
1.5.3	Análisis de bifurcaciones en el dominio de la frecuencia	49
1.6	Método de los Momentos	52
1.7	Ruido de fase	55
1.7.1	Descripción	56
1.7.2	Caracterización del ruido de fase	57
1.7.3	Métodos de simulación del ruido de fase	59
1.7.4	Métodos de medida del ruido de fase	61
1.8	Conclusiones	63

1.1 Introducción

En este capítulo se introducirán los conceptos matemáticos que se van a utilizar durante el resto de la tesis y los métodos de análisis que se van a aplicar a los circuitos desarrollados.

Los circuitos basados en osciladores son circuitos no lineales. Por esta razón, en este capítulo se describirá el funcionamiento de los sistemas no lineales. En primer lugar se describirán matemáticamente a partir de un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales, se presentarán sus distintos tipos de soluciones estacionarias y su representación en el espacio de fases. A continuación se estudiarán los métodos de análisis utilizados para obtener estas soluciones, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Los métodos de análisis en el dominio de la frecuencia se verán con más detalle ya que son los más adecuados para su aplicación en el resto de capítulos.

Los métodos de análisis en el dominio de la frecuencia únicamente proporcionan datos del régimen estacionario de la señal, no del transitorio. Por tanto, una vez obtenidas las soluciones estacionarias del sistema no lineal debe estudiarse su estabilidad, dado que solo una solución estable es físicamente observable. Por este motivo se presentarán los métodos de análisis de estabilidad de las soluciones, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Una pequeña variación en el valor de un parámetro del circuito no lineal puede hacer que se modifique cualitativamente la estabilidad de una solución del circuito a partir de un valor crítico del parámetro modificado. El punto en el que se produce ese cambio de estabilidad se conoce como punto de bifurcación. Se describirán, para completar el estudio de los sistemas no lineales, algunos tipos de bifurcaciones, ya que son necesarios para comprender el funcionamiento de los circuitos estudiados.

Una vez conocidos los métodos de análisis de los circuitos no lineales, se explicará brevemente el Método de los Momentos y su importancia en este trabajo. Este algoritmo de cálculo numérico se utiliza a lo largo de la tesis como base de un simulador electromagnético. Este simulador es de gran importancia en el ajuste final de los parámetros de los componentes utilizados en el diseño de los circuitos que se presentarán.

Por último, aunque no menos importante, se definirá el concepto de ruido de fase, ya que es un requisito muy importante en el diseño de circuitos de RF, y sobre todo en el diseño de osciladores como generadores de señal, ya que el ruido de fase produce un ensanchamiento en el espectro. Además, se expondrán las principales técnicas de cálculo del ruido de fase aplicables a osciladores.

1.2 Dinámica de sistemas no lineales

En esta sección se describe matemáticamente la dinámica de los sistemas no lineales. Su comportamiento viene definido por las soluciones al sistema de ecuaciones diferenciales no lineal por el que se describen este tipo de sistemas. Atendiendo al tipo de ecuaciones diferenciales pueden clasificarse en sistemas autónomos y no autónomos. Se estudian estos dos tipos y todas sus posibles soluciones de forma cualitativa representándolas en el espacio de fases, lo que ayuda a entender la dinámica del circuito.

1.2.1 Descripción de un sistema no lineal

Un sistema puede ser descrito por un conjunto mínimo de variables llamadas variables de estado. Conociendo estas variables y las excitaciones del sistema es suficiente para definir su estado en un tiempo t .

Las variables de estado se describen formalmente como el mínimo conjunto de variables tales que, su conocimiento en un instante de tiempo, $t = t_0$, junto con el

de las excitaciones externas al sistema para $t \geq t_0$, determina el comportamiento del sistema en cualquier instante $t \geq t_0$. En un circuito electrónico, las variables de estado pueden ser las corrientes en las ramas y los voltajes en los nodos del circuito.

Sea $\bar{x} \in \mathbb{R}^n$ el vector que contiene las variables de estado del sistema. Un circuito no lineal puede ser descrito en términos de estas variables a partir de un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales con forma general:

$$\dot{\bar{x}} = f_{nl}(\bar{x}, t) \quad (1.1)$$

donde $\dot{\bar{x}}$ es la derivada con respecto del tiempo del vector que contiene las variables de estado del sistema y t es un escalar, $t \geq t_0$, que representa al tiempo. La función $f_{nl} : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^n$ se denomina campo vectorial y es continua en t y en \bar{x} .

1.2.2 Sistemas autónomos y no autónomos

Los sistemas no lineales pueden clasificarse en dos tipos, sistemas autónomos y no autónomos. Esta distinción depende de si la variable tiempo está presente en el sistema de ecuaciones diferenciales que representa al circuito.

Sistemas autónomos

Un sistema es autónomo cuando la variable independiente t no aparece de forma explícita en el sistema de ecuaciones diferenciales no lineales que lo describe. Pertenecen a este tipo de sistemas los circuitos que no contienen generadores externos, salvo los de DC.

En este caso, el sistema se representa como:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) \\ \bar{x}(t_0) = \bar{x}_0 \end{cases} \quad (1.2)$$

donde $\bar{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ representa el valor de las variables de estado en el instante t , y \bar{x}_0 contiene el valor de las variables de estado en el instante inicial $t = t_0$. La solución al sistema (1.2) se denomina *trayectoria* y se denota por $\phi_t(\bar{x}_0, t)$. El flujo

$\phi_t : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ asociado al campo vectorial f , es la función que define la transformación del conjunto de valores iniciales definidos por \bar{x}_0 en los valores de las variables de estado tras un tiempo t , contenidos en \bar{x} .

Sistemas no autónomos

Un sistema se define como no autónomo cuando en el sistema de ecuaciones que lo describe aparece explícitamente la variable tiempo. En este caso, para determinar la solución del circuito hace falta conocer tanto los valores iniciales de las variables de estado, \bar{x}_0 , como el instante en el que toman esos valores, t_0 . Esto ocurre en todo sistema que contiene al menos un generador externo que depende del tiempo. El sistema de ecuaciones se escribe como:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t) \\ \bar{x}(t_0) = \bar{x}_0 \end{cases} \quad (1.3)$$

Un sistema no autónomo puede expresarse como uno autónomo simplemente añadiendo la variable del tiempo al vector de variables de estado y considerándola una más de ellas, pasando a tener el vector \bar{x} dimensión $n + 1$. Si además la evolución en el tiempo de $f(\bar{x}, t)$ es periódica con periodo T , es decir, $f(\bar{x}, t) = f(\bar{x}, t + T)$, puede utilizarse la variable $\theta = \frac{2\pi t}{T} = \omega t$ [1], quedando la expresión del sistema:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t) \\ \dot{\theta} = \omega \end{cases} \quad (1.4)$$

con las condiciones iniciales $\bar{x}(t_0) = \bar{x}_0$ y $\theta(t_0) = \omega t_0$. La solución al sistema (1.4) está definida en el espacio cilíndrico $\mathbb{R}^n \times S$, con $S = [0, 2\pi]$.

1.2.3 Soluciones estacionarias

1.2.3.1 Espacio de fases

El espacio de fases, U , de un sistema no lineal es aquel formado por sus variables de estado, $\bar{x} = [x_1, \dots, x_n] \in U \in \mathbb{R}^n$, esto es, el obtenido asignando un eje coordenado a cada una de las variables de estado del sistema x_i .

Para un sistema autónomo, el espacio de fases tiene dimensión n . En el caso de un sistema no autónomo, dado que la variable temporal es necesaria para su caracterización y se añade al vector de variables de estado, la dimensión del espacio de fases será $n + 1$.

La representación de las soluciones del sistema, entendidas como el conjunto de valores de las variables de estado que satisface el sistema (1.1), en el espacio de fases da lugar a la *trayectoria*. La *trayectoria* representa la evolución de los valores que toman las variables de estado del sistema con el tiempo, desde el estado inicial \bar{x}_0 al estado estacionario mostrando su régimen transitorio.

Para el estudio de los sistemas que ocupa este trabajo, resulta de gran interés conocer la solución del sistema en estado estacionario. Una solución de un sistema de ecuaciones diferenciales, \bar{x}_t , como en (1.1) se dice que es de estado estacionario cuando converge en el espacio de fases sobre si misma tanto hacia delante como hacia atrás en el tiempo, esto es:

$$\begin{aligned} \forall \tau \in \mathbb{R}, \exists \{t_n(\tau)\}_{n=1}^{\infty} \mid \lim_{n \rightarrow \infty} t_n(\tau) = \infty, \lim_{n \rightarrow \infty} \phi_{t_n}(\bar{x}(\tau)) = \bar{x}(\tau) \\ \forall \tau \in \mathbb{R}, \exists \{t_n(\tau)\}_{n=1}^{\infty} \mid \lim_{n \rightarrow \infty} t_n(\tau) = -\infty, \lim_{n \rightarrow \infty} \phi_{t_n}(\bar{x}(\tau)) = \bar{x}(\tau) \end{aligned} \quad (1.5)$$

1.2.3.2 Representación de soluciones en el espacio de fases

Las soluciones estacionarias de un sistema no lineal pueden clasificarse en cuatro tipos: soluciones constantes, periódicas, cuasi-periódicas y caóticas. Cada una de ellas da lugar a una representación distinta en el espacio de fases que se describe a continuación.

Solución constante o punto de equilibrio

Una solución a un sistema es constante o punto de equilibrio, $\bar{x}_{pe}(t)$, cuando se da la condición $\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}_{pe}) = 0$, es decir, cuando las derivadas respecto al tiempo de todas las variables de estado del sistema son nulas, eso es, cuando todas las variables de estado permanecen constantes en el tiempo. Al representar estas soluciones en el sistema de fases, dan lugar a un punto de dimensión cero.

Este tipo de soluciones no pueden darse en sistemas no autónomos, ya que en éstos siempre existe un generador externo que es el que impone la variación temporal no nula. En circuitos electrónicos autónomos, estos puntos de equilibrio

son los valores de DC que se dan cuando falla el arranque de la solución autónoma. En estos casos, las variables de estado determinan únicamente el punto de polarización del circuito, siendo constantes en el tiempo.

Solución periódica o ciclo límite

Dada una solución del sistema representado por la ecuación $\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t)$, se dice que la solución $\bar{x}_p(t)$ es periódica si existe un número T , de tal forma que se cumple que $\bar{x}_p(t) = \bar{x}_p(t + T)$. Esto implica que transcurrido un tiempo $t = T$, la solución $\bar{x}(t)$ representa el mismo vector en el espacio de fases. Con la representación de una solución periódica en el espacio de fases se obtiene una órbita cerrada y aislada denominada ciclo límite.

Este tipo de soluciones pueden encontrarse en circuitos electrónicos osciladores libres con correcto funcionamiento y en osciladores sincronizados cuando se esté dentro del rango de sincronización. Como ejemplo de solución periódica, en la figura 1.1 se muestra la representación en el espacio de fases de una solución

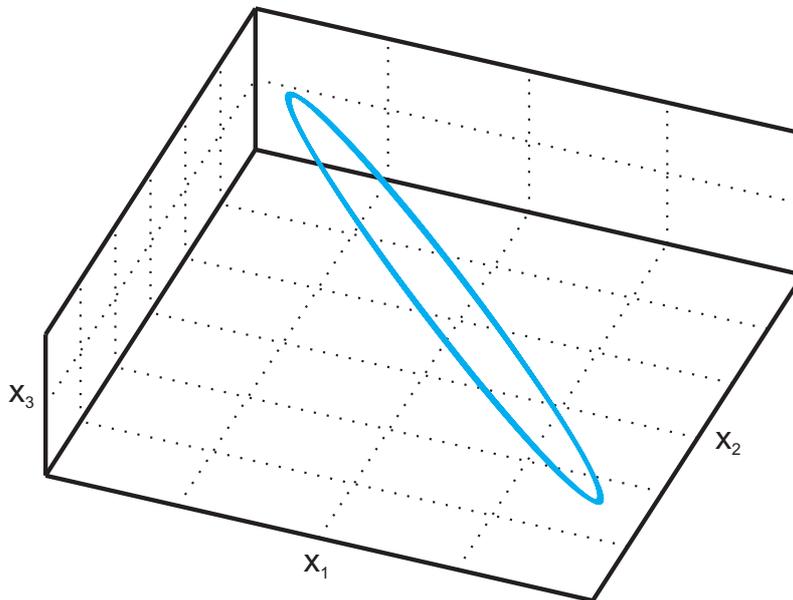


Figura 1.1: Representación de una solución periódica en el espacio de fases.

periódica que corresponde a la solución de un oscilador sincronizado trabajando dentro del rango de sincronización.

Solución cuasi-periódica o Torus límite

Sea $\bar{x}(t)$ una solución a la ecuación $\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t)$, esta solución es casi-periódica si para cada número real c , existe un valor real $l = l(c) > 0$ de modo que para cada intervalo de longitud $l(c)$ existe al menos un número τ para el que se cumple que $\|x(l + \tau) - x(l)\| < \epsilon$. Si $\epsilon = 0$, entonces la solución $\bar{x}(t)$ es periódica con periodo τ [2]. Una solución casi-periódica es cuasi-periódica si existe su expansión en serie de Fourier con un número $m > 0$ de frecuencias fundamentales no armónicamente relacionadas [3]:

$$\bar{x}(t) = \sum X_{k_1, \dots, k_m} e^{j(k_1\omega_1 + \dots + k_m\omega_m)t} \quad (1.6)$$

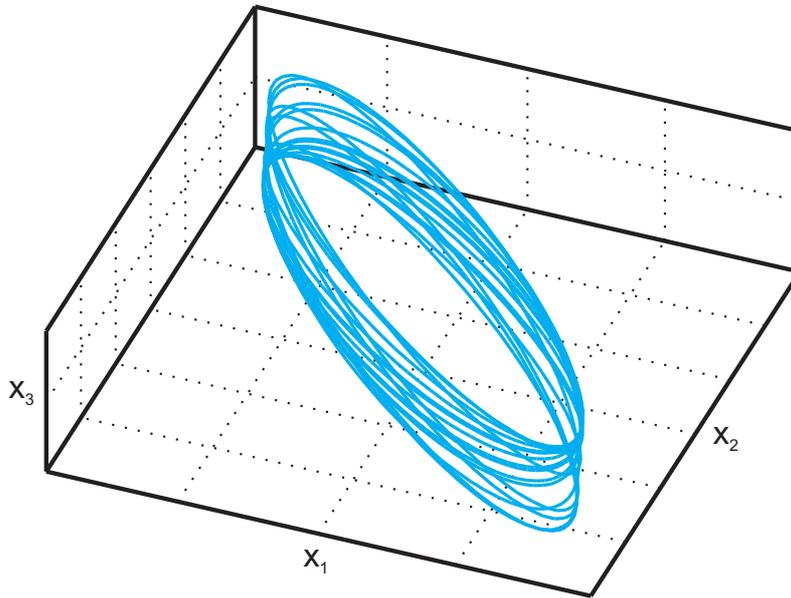


Figura 1.2: Representación de una solución cuasi-periódica en el espacio de fases.

Si se tienen dos frecuencias fundamentales no armónicamente relacionadas, ω_1 y ω_2 , la representación en el espacio de fases de la solución es un torus de dimensión 2. En el caso de m frecuencias fundamentales, la representación será un torus de dimensión m . En la figura 1.2 se muestra un ejemplo de solución cuasi-periódica en el espacio de fases, la solución de un oscilador sincronizado cuando se encuentra fuera del rango de sincronización.

Una solución cuasi-periódica con dos frecuencias fundamentales puede observarse en circuitos mezcladores con dos generadores externos, en mezcladores auto-oscilantes y en osciladores sincronizados cuando se opera fuera del rango de sincronización.

Solución caótica

Una solución caótica de un sistema no lineal puede ser definida de forma general como aquella que no es ni punto de equilibrio, ni periódica, ni cuasi-periódica. Su rasgo distintivo es la gran sensibilidad que presenta a las condiciones iniciales. Esto quiere decir que dos soluciones con condiciones iniciales arbitrariamente cercanas, divergen exponencialmente en el tiempo [4]. La variación en el tiempo de una solución caótica es impredecible, aunque su comportamiento está gobernado por una ley determinista al contrario de lo que ocurre con las señales aleatorias o el ruido.

La representación en el espacio de fases de estas soluciones da lugar a una figura geométrica de dimensión fractal. En el dominio de la frecuencia se obtiene generalmente un espectro continuo, al menos en algunas bandas de frecuencias, lo que la diferencia de una solución periódica o cuasi-periódica. Este tipo de soluciones, cuando se observan en un analizador de espectros, pueden ser fácilmente confundidos con interferencias o incremento del ruido debido a su espectro continuo.

1.2.4 El mapa de Poincaré

El mapa de Poincaré permite la representación de la solución de un sistema reduciendo su dimensión, transformando una solución continua de dimensión N , $\bar{x}(t) = \bar{\phi}_t(\bar{x}_0, t_0)$, en una solución discreta de dimensión $N - 1$. De esta forma se simplifica el análisis de la solución del sistema cuando se quiere observar variaciones cualitativas de la solución frente a la variación de un parámetro del sistema o la evolución desde un estado perturbado, siendo útil para el estudio de bifurcaciones o la determinación de estabilidad de algunas soluciones. La reducción de

la dimensión se consigue mediante la intersección transversal del flujo del sistema $\bar{\phi}_t(\bar{x}_0, t_0)$, donde \bar{x}_0 es el punto inicial de la trayectoria en $t = t_0$, con un hiperplano Σ de dimensión $N - 1$. Bajo estas condiciones, los puntos definidos por la intersección del hiperplano y el flujo del sistema forman el mapa de Poincaré de la solución del sistema. Este mapa se realiza a través de simulaciones temporales.

1.2.4.1 Mapa de Poincaré de sistemas autónomos

Se considera una solución estacionaria periódica $\bar{x}_p(t)$ de un sistema autónomo de dimensión N . Esta solución forma un ciclo límite estable $\mathcal{O}(\bar{x}_p) \subset \mathbb{R}^n$ en el espacio de fases, con periodo mínimo T . Se define $\Sigma \subset \mathbb{R}^n$ como una sección de dimensión $N - 1$ localmente transversal a $\mathcal{O}(\bar{x}_p)$ que la interseca. Si el hiperplano Σ interseca al ciclo límite $\mathcal{O}(\bar{x}_p)$ en un solo punto $\bar{p} = \mathcal{O} \cap \Sigma$, se dice que Σ es una sección de Poincaré. Se considera el entorno $U \subset \Sigma$ tal que cada órbita $\bar{\phi}_t(\bar{x})$ con punto de partida $\bar{x}_{ini} \in U$ vuelve a Σ en un tiempo finito $T(\bar{p}) \approx T$, ya que el sistema se encuentra en régimen periódico. Entonces, las propiedades de estabilidad del punto \bar{p} , como representación de la solución $\bar{x}_p(t)$ en el mapa de Poincaré, son las mismas que las de la solución considerada. Una solución $\bar{x}_p(t)$, cuya representación en el mapa de Poincaré es un punto fijo \bar{p} , es estable si, después de introducir una perturbación en el sistema, los puntos del mapa de Poincaré vuelven progresivamente a \bar{p} . De esta manera, el mapa de Poincaré $P : U \rightarrow \Sigma$ se define para cada punto $\bar{x} \in U$ como:

$$P(\bar{x}) = \bar{\phi}_t(\bar{x}) \quad (1.7)$$

Entorno al punto \bar{p} se puede definir su cuenca estable como un subconjunto W de U de la siguiente manera:

$$W = \left\{ \bar{x} \in U \mid P^k(\bar{x}) \in U; k > 0 \right\} \quad (1.8)$$

La expresión (1.8) significa que existe una representación repetitiva del mapa de Poincaré.

1.2.4.2 Mapa de Poincaré de sistemas no autónomos

Como ya se ha explicado, un sistema no autónomo de orden N puede verse como un sistema autónomo de orden $N + 1$, añadiendo la variable temporal t al

conjunto de variables de estado. Para definir el mapa de Poincaré, se considera un hiperplano Σ de dimensión N :

$$\Sigma = \{(\bar{x}, \theta) \in \mathbb{R}^n \times S \mid \theta = \theta_0\} \quad (1.9)$$

donde $\theta = \frac{2\pi t}{T}$. Todas las soluciones al sistema cruzan Σ con periodo T .

La intersección del hiperplano Σ con la órbita de la solución da lugar a un mapa de Poincaré $P : \Sigma \rightarrow \Sigma$ de la forma:

$$P(\bar{x}) = \bar{\phi}_{t_0+T}(\bar{x}, t_0) \quad (1.10)$$

Este mapa $P(\bar{x})$ indica el punto hacia el que evolucionará el flujo $\bar{\phi}_t(\bar{x}, t_0)$ tras transcurrir el intervalo temporal definido por $t_0 \rightarrow t_0 + \frac{2\pi}{\omega}$. Los cortes consecutivos del flujo $\bar{\phi}_t(\bar{x}, t_0)$ con el hiperplano Σ forma una órbita discontinua $\{P^k(\bar{x})\}_{k=1}^{\infty}$, que es la sección de Poincaré:

$$P^k(\bar{x}) = \bar{\phi}_{kT}(\bar{x}, t_0) \quad (1.11)$$

En la figura 1.3 se esquematizan los mapas de Poincaré de una solución periódica (a) y cuasi-periódica (b).

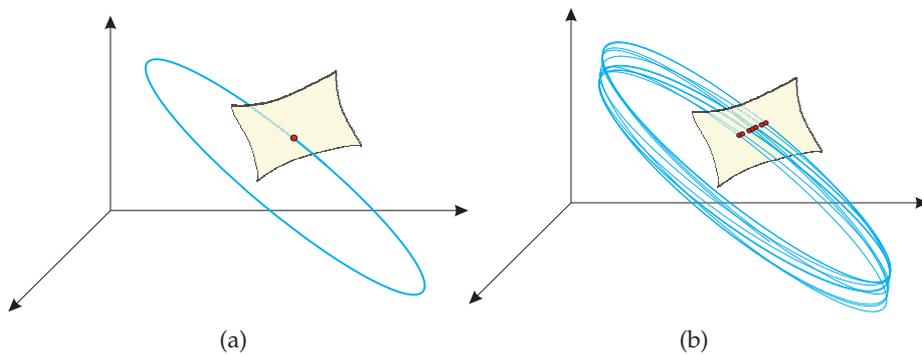


Figura 1.3: Mapa de Poincaré de una solución periódica (a) y cuasi-periódica (b).

1.3 Técnicas de análisis no lineal

Cualquier circuito electrónico puede analizarse utilizando las Leyes de Kirchoff y sus relaciones entre tensiones y corrientes. Si se trabaja con circuitos lineales, las ecuaciones diferenciales que describen el sistema pueden resolverse analíticamente en el dominio de la frecuencia. En el caso de trabajar con circuitos no lineales, no se puede encontrar una solución analítica directa, lo que hace necesario el uso de técnicas numéricas.

Como se ha mostrado hasta ahora, los sistemas no lineales pueden presentar comportamientos muy complejos, por lo que se necesitan potentes técnicas para su análisis. En este apartado se presentan varios métodos de análisis útiles aplicables a circuitos no lineales, clasificándolos en tres grupos: técnicas de análisis en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia y en el dominio tiempo-frecuencia. La elección de uno u otro método depende del circuito estudiado, del rango de frecuencias de operación y del tipo de régimen que se quiera analizar.

En los siguientes apartados se desarrollarán brevemente las técnicas de análisis en el dominio del tiempo y a continuación, con más detalle, las técnicas que operan en el dominio de la frecuencia ya que son las utilizadas en el análisis de los circuitos presentados en los siguientes capítulos.

1.3.1 Técnicas en el dominio del tiempo

Este tipo de técnicas utilizan la descripción de todos los elementos del circuito en el dominio del tiempo. Son los llamados métodos de integración directa, que calculan el transitorio entero para llegar a la solución estacionaria del sistema. Por este motivo, los tiempos de simulación pueden ser muy grandes si la duración del transitorio es larga, pero con ellos se puede observar la curva entera de la solución, y si la solución estacionaria obtenida es o no estable.

Como se ha explicado anteriormente, un sistema no lineal puede describirse en el dominio del tiempo por el sistema de ecuaciones diferenciales de la forma:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t) \\ \bar{x}(t_0) = \bar{x}_0 \end{cases} \quad (1.12)$$

donde $\bar{x} \in \mathbb{R}^n$ es el vector que contiene las variables de estado del sistema que, para un circuito electrónico, serán voltajes y corrientes, y f es una función no

lineal. Para la resolución del sistema, la variable de tiempo t es discretizada con paso Δt , definiendo el instante de tiempo t_k como $t_k = t_0 + k\Delta t$ y el sistema es resuelto mediante integración numérica en el intervalo $[t_0, t_0 + T_s]$. Este intervalo debe tener la longitud suficiente para asegurar que se calcula todo el transitorio y se llega a la solución estacionaria. De esta forma, si el algoritmo de cálculo converge, el estado estacionario existe y es estable. Con este método es posible analizar todo tipo de soluciones, periódicas, cuasi-periódicas y caóticas.

En la discretización, las derivadas y retardos de tiempo son aproximados por una combinación lineal de muestras $\bar{x}(t_k)$. Esta característica es aprovechada por los programas comerciales de análisis de circuitos para aproximar los elementos reactivos lineales (inductancias y capacitancias) por su equivalente resistivo. Los elementos no lineales son linealizados mediante un algoritmo tipo Newton-Raphson, en el que el modelo lineal asociado a cada no linealidad varía en cada iteración. Después de la discretización y linealización de los elementos del circuito, se resuelve el circuito aplicando las leyes de Kirchoff obteniendo ecuaciones nodales en términos de modelos equivalentes que toman la forma:

$$[\mathbf{Y}] \bar{V} = \bar{J} \quad (1.13)$$

donde \bar{V} es el vector de tensiones en los nodos, \bar{J} el vector de corrientes y $[\mathbf{Y}]$ la matriz que los relaciona obtenida en la discretización y linealización. Esta ecuación es resuelta mediante métodos iterativos.

Como ya se ha dicho, este método calcula tanto el periodo transitorio como la solución estacionaria del circuito. Si el algoritmo converge, es que se ha alcanzado el estado estacionario y éste es estable. Sin embargo, los métodos de integración directa invierten la mayor parte del tiempo en el cálculo del transitorio. En algunos circuitos en los que el transitorio tiene una duración temporal muy elevada comparada con el periodo de la solución estacionaria, como ocurre con muchos circuitos de microondas como osciladores, el tiempo de cálculo de este periodo es muy elevado, por lo que resulta más adecuado utilizar otro tipo de métodos que calculan directamente la solución estacionaria, dado que para estos casos es de mayor interés que el transitorio.

Por otro lado, en sistemas no lineales en los que hay señales con frecuencias muy distantes entre si, la discretización de la variable temporal se complica y el periodo de tiempo de simulación ha de ser bastante elevado para tenerlas todas en cuenta. Esto ocurre en circuitos mezcladores, en los que el periodo de simulación es elevado ya que hay que simular mucho tiempo a la tasa de muestreo de la señal con frecuencia más alta.

Teniendo en cuenta lo anterior, las técnicas de análisis en el dominio del tiempo proporcionan un análisis riguroso de los periodos transitorios y del estado estacionario, asegurando la existencia y estabilidad de las soluciones. Por otra parte, estas técnicas tienen un coste computacional alto debido al elevado número de puntos en que es necesario discretizar la variable temporal y al largo periodo de simulación necesario antes de alcanzar el estado estacionario.

1.3.2 Técnicas en el dominio de la frecuencia

En los siguientes apartados se exponen con detalle las técnicas en el dominio de la frecuencia utilizadas en esta tesis para el análisis de circuitos no lineales. Estas técnicas son más eficientes que las aplicadas en el dominio del tiempo para el análisis de los circuitos que se estudian en los siguientes capítulos, pero requieren ser completadas con un estudio adicional de estabilidad.

1.3.2.1 Balance armónico

Los elementos lineales pueden describirse fácilmente en el dominio de la frecuencia a través de sus funciones de transferencia, pero no ocurre lo mismo con los elementos no lineales, que es necesario describir en el dominio del tiempo. Por este motivo, la técnica de balance armónico utiliza la descripción en el dominio frecuencial de los elementos lineales combinándola con la descripción temporal de los elementos no lineales del circuito. Al contrario que las técnicas en el dominio del tiempo, el balance armónico únicamente analiza la solución de estado estacionario del sistema, por lo que se necesita un tiempo de simulación menor que utilizando integración directa. Sin embargo, al no tener en cuenta el transitorio, pueden aparecer soluciones matemáticamente posibles, pero a las que el sistema nunca evolucionará, es decir, soluciones inestables, por lo que es necesario un análisis de estabilidad complementario.

Para llevar a cabo el análisis de un sistema con la técnica del balance armónico, éste se divide en una parte lineal, formada por los elementos lineales del circuito y los generadores externos, y una parte no lineal, las dos con el mismo número de puertos, como se muestra en la figura 1.4. La parte lineal se analiza en el dominio de la frecuencia mientras que la parte no lineal se analiza en el dominio temporal. El método se basa en la comparación entre las corrientes en la interconexión de estos puertos. Las incógnitas en la función de minimización resultante serán los componentes armónicos de las variables de estado. Las variables de estado consideradas serán las variables de control de los dispositivos

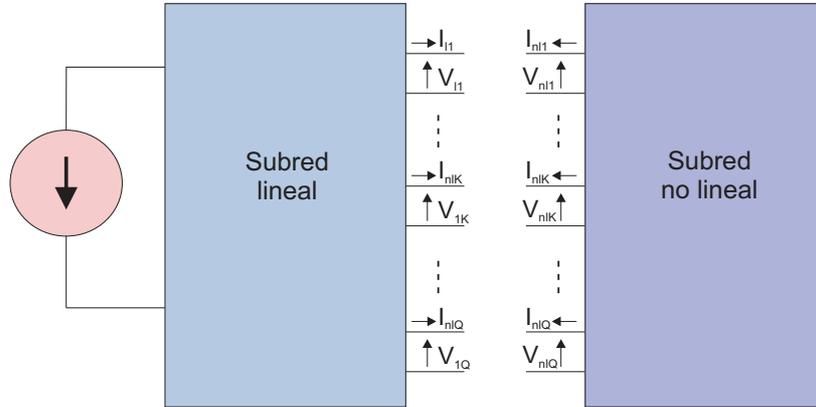


Figura 1.4: División del circuito en una subred lineal y una no lineal.

no lineales. En [5] se demuestra la conveniencia de considerar la no linealidad del circuito como fuentes dependientes, tal como se representa en la figura 1.5, utilizándose sus corrientes o tensiones como variables de estado.

Método de análisis

Se considera el circuito general de la figura 1.5 para la obtención de las ecuaciones de balance armónico. El circuito contiene S generadores externos que lo excitan. Vectorialmente puede representarse como:

$$\bar{g}(t) = (g_1(t), g_2(t), \dots, g_S(t))^T \quad (1.14)$$

Según el criterio que se expone en [5] la no linealidad del circuito puede representarse a partir de P fuentes dependientes que identifican la no linealidad y las Q variables de control de las fuentes dependientes. Vectorialmente las fuentes dependientes se representan como:

$$\bar{y}(t) = (y_1(t), y_2(t), \dots, y_P(t))^T \quad (1.15)$$

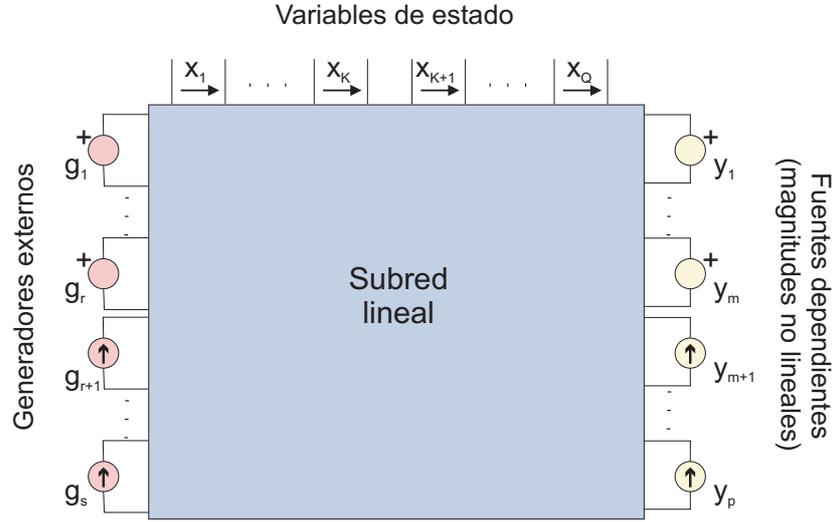


Figura 1.5: Representación del circuito no lineal para el balance armónico como un conjunto de fuentes dependientes.

y las Q variables de control de las fuentes dependientes forman el conjunto de variables de estado del sistema:

$$\bar{x}(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_Q(t))^T \quad (1.16)$$

donde T es el operador de la traspuesta de una matriz.

Una expresión de la no linealidad en términos de las variables de control y sus derivadas en el tiempo puede definirse como:

$$\bar{y}(t) = f_{nl} \left(\bar{x}(t), \frac{d\bar{x}(t)}{dt}, \dots, \frac{d^n \bar{x}(t)}{dt^n}, \bar{x}(t - \tau) \right) \quad (1.17)$$

con f_{nl} una función no lineal y τ un posible retraso en el tiempo.

En el balance armónico se define en primer lugar la base de frecuencias sobre la que se va a trabajar para la expansión en serie de Fourier. En el caso de circuitos no autónomos, esa base frecuencial viene dada por los generadores independien-

tes presentes en el circuito. Para los circuitos autónomos la elección de esta base frecuencial es más complicada y se estudiará en otro apartado más adelante.

Centrándonos en un circuito no autónomo con k frecuencias fundamentales, $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k$, que constituyen la base de frecuencias, puede realizarse la expansión en serie de Fourier de los vectores que describen el circuito como:

$$\bar{x}(t) = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=-\infty}^{\infty} \bar{X}_{m_1, \dots, m_k} e^{j(m_1\omega_1 + \dots + m_k\omega_k)t} \quad (1.18)$$

$$\bar{y}(t) = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=-\infty}^{\infty} \bar{Y}_{m_1, \dots, m_k} e^{j(m_1\omega_1 + \dots + m_k\omega_k)t} \quad (1.19)$$

$$\bar{g}(t) = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=-\infty}^{\infty} \bar{G}_{m_1, \dots, m_k} e^{j(m_1\omega_1 + \dots + m_k\omega_k)t} \quad (1.20)$$

En la práctica, para poder resolver el problema numéricamente se truncan las series a un número limitado de componentes armónicos N . Puede definirse el orden de no linealidad [6], nl , a partir del cual pueden despreciarse los armónicos sin pérdida de precisión en la solución. Para su descripción se expande la no linealidad (y) en función de la variable de control (x) de la forma:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (x(t))^n \quad (1.21)$$

Y a partir de ella es posible identificar un número entero nl a partir del cual:

$$\exists n > nl; \frac{a_n \langle x(t) \rangle^n}{a_{nl} \langle x(t) \rangle^{nl}} < \epsilon \quad (1.22)$$

donde $\langle x(t) \rangle$ es el valor máximo de $x(t)$ para todo t , y $a_{nl} \langle x(t) \rangle^{nl}$ es el máximo de $a_n \langle x(t) \rangle^n$ para todo n . En el caso de un régimen periódico, se elige el truncamiento de la serie en $N = nl$. Para un régimen cuasi-periódico, N es una función de nl difícil de determinar *a priori* en sistemas complejos. En circuitos donde las amplitudes de cada frecuencia fundamental son diferentes, puede asignarse un valor máximo distinto a cada índice armónico.

Una vez definida esta base, los vectores que definen el circuito pueden pasarse al dominio frecuencial, obteniendo los vectores con el contenido frecuencial de cada uno de ellos:

$$\bar{X} = \left[\left(X_{-N}^1, \dots, X_N^1 \right), \dots, \left(X_{-N}^Q, \dots, X_N^Q \right) \right]^T = [\bar{X}_{-N}, \dots, \bar{X}_k, \dots, \bar{X}_N]^T \quad (1.23)$$

$$\bar{Y} = \left[\left(Y_{-N}^1, \dots, Y_N^1 \right), \dots, \left(Y_{-N}^P, \dots, Y_N^P \right) \right]^T = [\bar{Y}_{-N}, \dots, \bar{Y}_k, \dots, \bar{Y}_N]^T \quad (1.24)$$

$$\bar{G} = \left[\left(G_{-N}^1, \dots, G_N^1 \right), \dots, \left(G_{-N}^S, \dots, G_N^S \right) \right]^T = [\bar{G}_{-N}, \dots, \bar{G}_k, \dots, \bar{G}_N]^T \quad (1.25)$$

Los vectores \bar{X} , \bar{Y} y \bar{Z} son los componentes de Fourier de variables reales en el tiempo, cumpliéndose para ellos que $\bar{X}_k = \bar{X}_k^*$, $\bar{Y}_k = \bar{Y}_k^*$, $\bar{Z}_k = \bar{Z}_k^*$.

Aplicando las leyes de Kirchoff a la subred lineal para cada frecuencia, se obtiene la siguiente relación frecuencial para los vectores definidos en (1.23), (1.24), y (1.25):

$$\bar{H}(\bar{X}) = [A_x] \bar{X} - [A_y] \bar{Y}(\bar{X}) - [A_g] \bar{G} = 0 \quad (1.26)$$

donde $[A_x]$, $[A_y]$ y $[A_g]$ son las matrices de orden $Q \times Q$, $Q \times P$ y $Q \times S$ respectivamente, que describen la parte lineal del circuito. Cada una de estas matrices tiene la forma:

$$A = \begin{pmatrix} A_{-N} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & A_k & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & A_N \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

La ecuación (1.26) forma la condición para el balance armónico del sistema. Este sistema se resuelve utilizando un método iterativo que minimiza la función

de error \bar{H} . La selección del punto de partida del algoritmo depende del tipo de régimen al que se ve sometido el sistema. En sistemas no autónomos, donde las amplitudes de los generadores son pequeñas, puede tomarse como valor inicial de la solución:

$$\bar{X}^0 = [A_x]^{-1} [A_g] \bar{G} \quad (1.28)$$

A partir de esta primera aproximación, se siguen los siguientes pasos:

- *Paso 1:* Principio de la iteración con la j -ésima estimación de \bar{X} .
- *Paso 2:* Cálculo de \bar{Y}^j : $x^j = \mathcal{F}^{-1}(\bar{X}^j) \rightarrow y^j = f_{nl}(x^j) \rightarrow \bar{Y}^j = \mathcal{F}(y^j)$:
- *Paso 3:* Sustitución de \bar{X}^j y \bar{Y}^j en (1.26).
- *Paso 4:* Evaluación del valor normal $\|H(\bar{X}^j)\|$
- *Paso 5:* Decisión: Para $\|H(\bar{X}^j)\| < \epsilon$, el vector \bar{X}^j cumplirá la condición del balance armónico con la precisión impuesta y el procedimiento de búsqueda termina en este punto. Si no se da ese caso, el algoritmo va al paso 6.
- *Paso 6:* Cálculo de una nueva estimación \bar{X}^{j+1} y vuelta al paso 2.

Técnicas de resolución de la ecuación del balance armónico

Llegados a este punto, existen diferentes estrategias para la resolución del sistema [7]. La obtención de una solución depende del grado de no linealidad del sistema y del tamaño del problema, que viene dado por el número de frecuencias y armónicos considerados en el balance armónico. A continuación se expondrán brevemente las técnicas de resolución más utilizadas, como el método directo, el de continuación, o uno basado en subespacios de Krylov.

Método Directo

En el método directo, el proceso iterativo está basado en el algoritmo de Newton-Raphson. Después de cada iteración, se calcula el nuevo vector \bar{X}^{j+1} mediante una linealización del sistema no lineal entorno al punto anterior \bar{X}^j como:

$$\bar{X}^{j+1} = \bar{X}^j - [J^j]^{-1} \bar{H}^j(\bar{X}) \quad (1.29)$$

donde $[J]$ es la matriz jacobiana de la ecuación (1.26) que se define como:

$$[J] = \frac{\partial \tilde{H}}{\partial \tilde{X}} = [A_x] [I] - [A_y] [U] \quad (1.30)$$

donde $[I]$ es la matriz identidad y $[U]$ es la matriz jacobiana asociada a las no linealidades \tilde{Y} con respecto a las variables de estado contenidas en \tilde{X} .

$$U = \begin{pmatrix} U_{-N,N} & \cdots & U_{-N,0} & \cdots & U_{-N,N} \\ \vdots & & & & \vdots \\ U_{0,-N} & \cdots & U_{0,0} & \cdots & U_{0,N} \\ \vdots & & & & \vdots \\ U_{N,-N} & \cdots & U_{N,0} & \cdots & U_{N,N} \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

Definiendo cada submatriz $U_{k,l}$ como:

$$U_{k,l} = \begin{pmatrix} \frac{\partial Y_k^1}{\partial X_l^1} & \frac{\partial Y_k^1}{\partial X_l^2} & \cdots & \frac{\partial Y_k^1}{\partial X_l^Q} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \frac{\partial Y_k^P}{\partial X_l^1} & \frac{\partial Y_k^P}{\partial X_l^2} & \cdots & \frac{\partial Y_k^P}{\partial X_l^Q} \end{pmatrix} \quad (1.32)$$

Los superíndices P y Q representan el número de no linealidades y el número de variables de estado respectivamente, mientras que los subíndices k y l están asociados a los componentes armónicos.

Si estamos en un régimen periódico con frecuencia fundamental ω_0 , cada elemento en la expresión (1.32) se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$\frac{\partial Y_k^m}{\partial X_l^n} = \frac{1}{T} \int_T \frac{\partial y_m(t)}{\partial x_n(t)} e^{-j(k-l)\omega_0 t} dt = \frac{\partial y_m(t)}{\partial x_n(t)} \quad (1.33)$$

donde $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$.

La complejidad de la resolución aumenta rápidamente con el número de dispositivos no lineales y de componentes armónicos que se tienen en cuenta en el desarrollo de Fourier. En este método pueden aparecer problemas de convergencia si el punto de partida elegido está lejos de la solución, cosa que ocurre cuando

las amplitudes impuestas por los generadores de entrada son elevadas. Otros métodos que permiten evitar estos problemas son el método de continuación [8, 9] o el de predicción y corrección con intercambio de parámetros [9].

Método de continuación

Cuando la amplitud de los generadores externos es elevada, el punto de partida proporcionado por la ecuación (1.28) está muy alejado de la solución del sistema, por lo que aparecen problemas de convergencia. Una forma de evitar estos problemas de convergencia es utilizar el método de continuación para la resolución del sistema (1.28).

Esta técnica se basa en la utilización de un parámetro η que puede pertenecer al sistema original, como un generador, o introducirse artificialmente. Se busca el parámetro η de tal forma que para un valor de $\eta = \eta_1$ se encuentre fácilmente la solución a la ecuación del balance armónico, siendo el sistema parametrizado equivalente al original para otro valor $\eta = \eta_N$.

Para obtener la solución deseada, el parámetro η se incrementa con paso $\Delta\eta$, empezando en η_1 , resolviendo para cada valor η_n la ecuación de balance armónico (1.28) mediante el método directo. El punto de partida inicial para el cálculo de la ecuación de balance armónico para η_{n+1} será el valor solución para η_n , \bar{X}_n , por lo que $\bar{X}_{n+1}^0 = \bar{X}_n$. De esta manera, al partir de un valor de parámetro para el que la solución se calcula fácilmente e ir incrementándolo, se evita el problema de inicializar el algoritmo Newton-Raphson en un punto muy alejado de la solución, lo que facilita la convergencia de la solución.

Método basado en subespacios de Krylov

El algoritmo de Newton-Raphson en el que se basa el método directo de resolución es difícil de implementar para circuitos grandes, ya que la inversión de la matriz jacobiana requiere unos recursos elevados en cuanto a tiempo y almacenamiento de memoria. El problema crece con el número de frecuencias analizadas y de elementos no lineales en el circuito. Para evitar estos problemas pueden aplicarse otros métodos para la resolución de la ecuación de balance armónico. Alguno de estos métodos alternativos están basados en subespacios de Krylov, como el método GMRES (residuo mínimo generalizado).

Este método no requiere el almacenamiento y factorización de la matriz jacobiana de la ecuación de balance armónico para cada iteración, y reduce la mayor parte del proceso de resolver el sistema a una secuencia de multiplicaciones matriz-vector, que puede ejecutarse eficientemente con la FFT. Por todo esto, los

requisitos de memoria y el tiempo de resolución son menores para circuitos grandes.

Los métodos basados en subespacios de Krylov intentan resolver la ecuación no lineal $[A]\bar{x} = \bar{b}$ ajustando iterativamente el valor de \bar{x} para que el error sea mínimo. En general, en la iteración k -ésima, los métodos basados en subespacios de Krylov minimizan el error sobre el espacio afín $\bar{x}_0 + K_k$ donde \bar{x}_0 es la iteración inicial y $K_k = \text{span}\{\bar{r}_0, [A]\bar{r}_0, [A]^2\bar{r}_0, \dots, [A]^{k-1}\bar{r}_0\}$ es el k -ésimo subespacio de Krylov expandido de la matriz $[A]$, con un residuo inicial $\bar{r}_0 = \bar{b} - [A]\bar{x}_0$. Con esto se obtiene que:

$$\bar{x}_{k+1} = \bar{x}_k + \bar{r}_k = ([I_d] - [A])\bar{x}_k + \bar{b} \quad (1.34)$$

Y sustituyendo en la expresión (1.34) recursivamente los vectores $\bar{x}_k, \bar{x}_{k-1}, \dots$ en términos del residuo, puede expresarse el vector \bar{x}_{k+1} en función de los vectores del subespacio de Krylov expandido K_k . Cada iteración implica una multiplicación matriz-vector. Se obtiene el resultado del vector \bar{x} cuando el valor del residuo está por debajo de un umbral impuesto. Con este método es posible calcular \bar{x} sin invertir la matriz $[A]$. En el método GMRES, el vector \bar{x}_{k+1} se elige para minimizar la norma del residuo \bar{r}_{k+1} .

El problema del algoritmo GMRES para resolver la ecuación de balance armónico reside en el número de iteraciones necesarias, esto es, en el tiempo de resolución, si no se utilizan suposiciones previas en la ecuación inicial para simplificarla.

Aplicación del Balance Armónico a circuitos autónomos. Generador auxiliar.

Hasta ahora se ha estudiado la técnica del balance armónico aplicada a circuitos no autónomos. En circuitos autónomos, el número de frecuencias fundamentales es más alto que el número de frecuencias impuestas por generadores externos [10], por lo que no se puede establecer a priori la base de frecuencias que se requiere para el análisis del balance armónico, y si se puede, la solución matemática obtenida puede no tener sentido físico. Por este motivo se hace uso del método del *Generador Auxiliar* [11, 12], que consiste en la introducción en el circuito de una fuente de corriente o tensión que fuerza en el circuito una solución periódica a la frecuencia autónoma ω_0 .

El generador auxiliar (AG) puede definirse como una fuente de tensión conectada en paralelo con un nodo del circuito, o como una fuente de corriente en serie

con una de las ramas del circuito. En ambos casos, la fuente trabaja a una frecuencia $\omega_s = \omega_0$, con amplitud y fase A_s y ϕ_s . Esta fuente está acompañada de un filtro ideal, en serie con la fuente de tensión y en paralelo con la de corriente, que elimina la influencia del generador auxiliar en el circuito a frecuencias diferentes de ω_s .

El generador auxiliar es una herramienta de análisis que no forma parte del circuito. Por lo tanto, la solución del circuito únicamente será válida si el generador auxiliar no perturba el circuito, es decir, si la admitancia del AG es nula cuando se utiliza una fuente de tensión en paralelo con un nodo, o su impedancia es nula si se utiliza una fuente de corriente en serie con una rama del circuito. Se define una función \bar{H}_s que representa esta admitancia o impedancia, según el caso, como:

$$\bar{H}_s = \begin{bmatrix} \Re(Z_s) \\ \Im(Z_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re\left(\frac{V_s}{A_s}\right) \\ \Im\left(\frac{V_s}{A_s}\right) \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$\bar{H}_s = \begin{bmatrix} \Re(Y_s) \\ \Im(Y_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re\left(\frac{I_s}{A_s}\right) \\ \Im\left(\frac{I_s}{A_s}\right) \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Siendo la ecuación (1.35) aplicable cuando el generador auxiliar se basa en una fuente de corriente en serie con una rama del circuito y (1.36) cuando se basa en una fuente de tensión en paralelo con un nodo del circuito. Complementando esto con las ecuaciones de balance armónico, el nuevo sistema a resolver es:

$$\begin{cases} \{\bar{H}_b(\bar{X}, A_s, \omega_s, \phi_s)\} = 0 \\ \{\bar{H}_s(\bar{X}, A_s, \omega_0, \phi_s)\} = 0 \end{cases} \quad (1.37)$$

donde \bar{H}_b representa la ecuación de balance armónico presentada en (1.26), teniendo en cuenta las nuevas incógnitas que introduce el AG, y \bar{H}_s representa la condición de no perturbación del generador auxiliar.

Las variables a determinar son los componentes del vector \bar{X} que dependen de las variables del generador auxiliar como se indica en [13], y la frecuencia de la señal autónoma ω_0 . Para que la solución a (1.37) sea la solución autónoma buscada, ha de cumplirse que la frecuencia de la señal autónoma sea la misma que la frecuencia del generador auxiliar. Por lo que (1.37) puede expresarse como:

$$\bar{H}_s(A_s, \omega_s, \phi_s) = 0 \quad (1.38)$$

Llegados a este punto, se observa que se añaden tres incógnitas al sistema, la frecuencia, la amplitud y la fase del generador auxiliar. Descomponiendo (1.38) en parte real e imaginaria se obtienen dos ecuaciones, por lo que para resolverlo puede imponerse que la fase de una de las variables de estado sea constante [14], por ejemplo, que la fase del generador auxiliar, ϕ_s , sea nula, quedando el sistema a resolver en:

$$\begin{cases} \Re\{\bar{H}_s(A_s, \omega_s, \phi_s)\} & = 0 \\ \Im\{\bar{H}_s(A_s, \omega_s, \phi_s)\} & = 0 \\ \phi_s & = 0 \end{cases} \quad (1.39)$$

Tras la resolución del sistema (1.39), se encuentra una solución físicamente existente en el circuito, con amplitud A_s , frecuencia ω_s y fase ϕ_s , en el punto de interconexión del generador auxiliar con el circuito.

1.3.3 Técnicas en el dominio tiempo-frecuencia

1.3.3.1 Técnica del transitorio envolvente

Las técnicas no lineales de análisis presentadas hasta ahora no pueden utilizarse para simular todas las posibilidades que se encuentran en los circuitos en la banda de microondas. Como ya se ha comentado, las técnicas de análisis en el dominio del tiempo tienen un coste computacional muy elevado cuando se aplican a la mayoría de circuitos en la banda de microondas y requieren mucho tiempo de simulación. Por el contrario, la técnica de Balance Armónico es una técnica más eficiente que necesita un tiempo de simulación mucho menor, por lo que es muy utilizada en las simulaciones de estos circuitos. Pero esta técnica de análisis solo es aplicable para el análisis de circuitos que trabajan en régimen periódico o cuasi-periódico. Debido a esto, el balance armónico no es adecuado para resolver sistemas que presentan cierto tipo de señales, como son las señales que varían lentamente en el tiempo con respecto al periodo de la señal, señales con múltiples escalas de tiempo o señales moduladas que están presentes en muchos sistemas de comunicaciones. En estos casos puede utilizarse la técnica del transitorio envolvente que permite un análisis eficiente del periodo transitorio y el

estado estacionario de circuitos no lineales con señales moduladas sin gran coste computacional [15–17].

La técnica del transitorio envolvente considera que cualquier señal presente en un circuito puede describirse como una combinación de una señal en alta frecuencia, la portadora, y una señal en baja frecuencia, la envolvente, y las analiza de forma separada. Para el análisis de la señal de alta frecuencia se utiliza la técnica del balance armónico, y la señal en baja frecuencia se analiza mediante integración en el dominio del tiempo, por lo que esa técnica puede verse como un análisis tempo-frecuencial.

Formulación teórica

Considerando un sistema no lineal sometido a una excitación multitono, se asume que la base de frecuencias se puede dividir en dos grupos, uno de alta y otro de baja frecuencia, $\omega = \{\omega_m \cup \omega_c\}$ con $\omega_m = \{\omega'_i, 1 \leq i \leq L\}$ y $\omega_c = \{\omega_j, 1 \leq j \leq H\}$, de manera que se cumple que $\omega'_i \ll \omega_j$, para cualesquiera i, j . El vector de variables de estado se puede expresar, en la base definida, de la siguiente forma:

$$\bar{x}(t) = \sum_{s,k} \bar{X}_{s,k} e^{j(\Omega'_s + \Omega_k)t} \quad (1.40)$$

donde Ω'_s es un producto de intermodulación asociado al subconjunto de frecuencias bajas (ω_m) y Ω_k un producto de intermodulación genérico asociado al subconjunto de frecuencias altas (ω_c). Por tanto, la ecuación (1.40) puede reescribirse como:

$$\bar{x}(t) = \sum_k \bar{X}_k(t) e^{j\Omega_k t} \quad (1.41)$$

donde

$$\bar{X}_k(t) = \sum_s \bar{X}_{s,k} e^{j\Omega'_s t} \quad (1.42)$$

siendo $\bar{X}_k(t)$ una magnitud compleja que representa la señal moduladora del k -ésimo producto de intermodulación asociado al grupo de frecuencias altas, y varía lentamente en el tiempo. Las incógnitas a calcular en este caso son los componentes armónicos variables en el tiempo $\bar{X}_k(t)$. En realidad, dado que la envolvente

se muestrea en un conjunto de instantes temporales uniformemente espaciados t_n ($1 \leq n \leq N$), las incógnitas serán las magnitudes complejas $\bar{X}_k(t_n)$. Hay que tener en cuenta que aunque se asume que $\bar{X}_k(t)$ es cuasi-periódico, el método es aplicable para cualquier ley genérica de modulación de duración finita.

El circuito a analizar se divide en una parte lineal y una parte no lineal. El método de cálculo se basa en la técnica de balance armónico ya descrita, por lo que el objetivo es plantear un sistema de ecuaciones diferenciales en los puertos que interconectan las partes lineal y no lineal del circuito bajo estudio. Considerando las corrientes que van hacia la parte no lineal, pueden expresarse de la forma:

$$\bar{i}(t) = f_{nl} \left(\bar{x}(t), \frac{d\bar{x}(t)}{dt}, \frac{d^2\bar{x}(t)}{dt^2}, \dots, \frac{d^n\bar{x}(t)}{dt^n}, \bar{x}(t - \tau) \right) \quad (1.43)$$

donde $\bar{x}(t)$ es el vector de variables de estado, τ un posible retardo temporal y f_{nl} una función no lineal. Aunque en la ecuación (1.43) se tienen en cuenta derivadas temporales de cualquier orden n , un modelo simplificado, con $n = 2$, es capaz de describir la mayor parte de los regímenes de operación, siempre que estos no sean marcadamente no lineales [16].

El cálculo de la respuesta de la subred no lineal realizado con la técnica del balance armónico requiere obtener la transformada de Fourier de (1.43), siendo necesaria una integración respecto de t en $[-\infty, \infty]$, o en el caso de tratar con señales cuasi-periódicas, en el intervalo $[0, 2\pi]$ con respecto a cada una de las variables. Dado que, en este caso, $\Omega_s' \ll \Omega_k$, se puede asumir que $\bar{X}_k(t)$ permanece constante durante varios periodos de cualquiera de las portadoras (asociadas al subconjunto de frecuencias ω_c). De esta manera, es posible realizar una transformada de Fourier multidimensional tomando como base el subconjunto de frecuencias elevadas ω_c , asumiendo que $\bar{X}_k(t)$ permanece fijo en el valor $\bar{X}_k(t_n)$ durante, al menos, un periodo asociado a cualquiera de las portadoras contenidas en ω_c .

De forma matemática, se pueden expresar los argumentos de f_{nl} indicados en (1.43), suponiendo $n = 2$:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = \sum_k \left[j\Omega_k \bar{X}_k(t) + \frac{d\bar{X}_k(t)}{dt} \right] e^{j\Omega_k t} \quad (1.44)$$

$$\frac{d^2\bar{x}(t)}{dt^2} = \sum_k \left[-(\Omega_k)^2 \bar{X}_k(t) + j2\Omega_k \frac{d\bar{X}_k(t)}{dt} + \frac{d^2\bar{X}_k(t)}{dt^2} \right] e^{j\Omega_k t} \quad (1.45)$$

$$\bar{x}(t - \tau) \approx \sum_k e^{-j\Omega_k T} \left[\bar{X}_k(t) - [T] \frac{d\bar{X}_k(t)}{dt} \right] e^{j\Omega_k t} \quad (1.46)$$

donde $[T]$ es una matriz diagonal que contiene los posibles retardos temporales τ . El cálculo de (1.45) requiere la evaluación de las derivadas temporales de cualquier orden de las variables de estado. Estas se pueden evaluar numéricamente, en el instante de muestreo t_n a partir de las expresiones [18]:

$$\left. \frac{d\bar{X}_k(t)}{dt} \right|_{t=t_n} \approx \frac{\bar{X}_k(t_{n+1}) - \bar{X}_k(t_n)}{t_{n+1} - t_n} \quad (1.47)$$

$$\left. \frac{d^2\bar{X}_k(t)}{dt^2} \right|_{t=t_n} \approx \frac{\bar{X}_k(t_{n+1}) - 2\bar{X}_k(t_n) + \bar{X}_k(t_{n-1}))}{(t_{n+1} - t_{n-1})^2} \quad (1.48)$$

A partir de (1.47) y (1.48), aplicando una FFT multidimensional, calculada sobre la base de frecuencias ω_c , se obtienen los componentes armónicos, dependientes del tiempo, de la corriente que fluye hacia la parte no lineal del circuito, $\bar{I}_{nl,k}(t)$.

Centrándose ahora en la subred lineal, puede describirse en el dominio de la frecuencia mediante la siguiente expresión:

$$\bar{I}(\omega) = [Y(\omega)]\bar{V}(\omega) + [Y_T(\omega)]\bar{G}(\omega) \quad (1.49)$$

donde $[Y(\omega)]$ es la matriz de admitancia en el nodo considerado, $\bar{V}(\omega)$ es el espectro de la tensión en cualquiera de los nodos de interconexión de las subredes lineal y no lineal, $[Y_T(\omega)]$ es la matriz que relaciona la corriente en cada nodo con las fuentes externas y $\bar{G}(\omega)$ es la descripción en el dominio de la frecuencia de las fuentes que excitan el circuito.

Dado que se asume que Ω'_s tiene un valor pequeño, se puede escribir:

$$[Y(\Omega'_s + \Omega_k)] \approx [Y(\Omega_k)] + \left. \frac{d[Y(\omega)]}{d\omega} \right|_{\omega=\Omega_k} \Omega'_s + \left. \frac{d^2[Y(\omega)]}{d\omega^2} \right|_{\omega=\Omega_k} (\Omega'_s)^2 \quad (1.50)$$

$$[Y_T(\Omega'_s + \Omega_k)] \approx [Y_T(\Omega_k)] + \left. \frac{d[Y_T(\omega)]}{d\omega} \right|_{\omega=\Omega_k} \Omega'_s + \left. \frac{d^2[Y_T(\omega)]}{d\omega^2} \right|_{\omega=\Omega_k} (\Omega'_s)^2 \quad (1.51)$$

Siguiendo un procedimiento similar al descrito anteriormente para la subred no lineal, se obtienen las corrientes que fluyen hacia la parte lineal $\bar{I}_{l,k}$ en función del valor del vector de variables de estado en los instantes t_{n-2} , t_{n-1} , t_n , t_{n+1} , t_{n+2} .

Utilizando las expresiones obtenidas para la corriente de las subredes lineal y no lineal, en cada puerto de interconexión se debe verificar, para todo instante de tiempo que:

$$\bar{i}_l(t) + \bar{i}_{nl}(t) = 0 \quad (1.52)$$

Balanceando armónicamente la ecuación (1.52) expresada en el dominio de la frecuencia se obtiene:

$$\sum_k [\bar{I}_{l,k}(t) + \bar{I}_{nl,k}(t)] e^{j\Omega_k t} = 0 \quad (1.53)$$

La ecuación (1.53) es igual a una ecuación de Balance armónico, pero sus términos no son ortogonales ya que son dependientes del tiempo. Sin embargo, asumiendo de nuevo una variación lenta de la envolvente con respecto al tiempo en comparación con las moduladoras, puede derivarse de (1.53) la siguiente expresión:

$$\bar{I}_{l,k}(t_n) + \bar{I}_{nl,k}(t_n) \equiv \bar{E}_k(t_n) \approx 0 \quad (1.54)$$

donde $\bar{E}_k(t_n)$ es el vector de error en el instante t_n , para el k-ésimo componente de la base ω_c .

La expresión (1.54) es equivalente a (1.26), por lo que se resolverá empleando el algoritmo presentado en la sección 1.3.2.1. Nótese que la principal diferencia entre ambas expresiones radica en el hecho de que en (1.54) las corrientes en el instante t_n dependen de las condiciones del circuito en varios instantes de tiempo anteriores y posteriores. Otro punto a destacar es que mientras que para la

resolución de (1.26) hay que tener en cuenta todos los componentes de la base de frecuencias considerada, para la resolución de (1.54) basta considerar el componente k -ésimo de ω_c a la hora de realizar un balance armónico, por lo que el cálculo es mucho más rápido.

Hay que resaltar que la técnica descrita solo es aplicable en los casos en los que la envolvente presente una variación lenta en comparación con las moduladoras. En caso contrario, el proceso seguido no es válido. Cuando esto ocurra, puede utilizarse la formulación presentada en [17], en la que no es necesaria la suposición de envolventes de ancho de banda reducido.

Aplicación del transitorio envolvente a circuitos autónomos

Como ocurre en el caso del balance armónico, la técnica del transitorio envolvente solo es aplicable directamente a circuitos no autónomos. En el caso de circuitos autónomos, puede utilizarse el generador auxiliar descrito en la sección 1.3.2.1 para inicializar las variables de estado del circuito y conseguir así que converja a la solución autónoma deseada.

El generador auxiliar que trabaja a una frecuencia $\omega_s = \omega_0$ y amplitud $A_s = A_0$, frecuencia y amplitud deseadas para la solución autónoma, se conecta a un nodo del circuito durante un tiempo inicial t_0 para inicializar las variables de estado suponiendo que existe una solución autónoma. Para todo tiempo $t > t_0$, el generador auxiliar no está presente en el circuito que evoluciona de acuerdo a su propia dinámica.

Un punto a favor de esta técnica es que proporciona información de la estabilidad de las soluciones obtenidas ya que tiene en cuenta la evolución temporal de las variables de estado. Por tanto, al contrario que con la técnica del balance armónico, la técnica del transitorio envolvente no evolucionará nunca hacia una solución no estable.

1.4 Análisis de estabilidad

Una vez conocidos los tipos de soluciones que puede tener un sistema no lineal, y las técnicas de análisis adecuadas para calcularlas, es necesario saber si las soluciones obtenidas son soluciones estables y, por lo tanto, físicamente observables. En este apartado se presentan las técnicas de análisis de estabilidad de esas soluciones estacionarias tanto en el dominio del tiempo como en el de la

frecuencia. Estas técnicas evalúan el comportamiento de la solución estacionaria ante una pequeña perturbación. Se trata, por tanto, de técnicas de análisis de estabilidad local.

1.4.1 Análisis de estabilidad local en el dominio del tiempo

A continuación se presentan los conceptos que determinan si una solución estacionaria es o no estable mediante técnicas en el dominio del tiempo.

1.4.1.1 Punto de equilibrio

Se considera una solución tipo punto de equilibrio, \bar{x}_{pe} , del sistema no lineal representado por la ecuación:

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, t) \quad (1.55)$$

La estabilidad de esta solución se analiza introduciendo una perturbación $\bar{\xi}$ en torno a la solución actual \bar{x}_{pe} y analizando su evolución temporal. La ecuación que describe esa evolución temporal se obtiene mediante la aproximación lineal de la función f en torno a la solución estacionaria \bar{x}_{pe} . Aplicando un desarrollo en serie de Taylor al sistema de ecuaciones diferenciales (1.55) se obtiene:

$$\dot{\bar{x}}_{pe} + \dot{\bar{\xi}} = f(\bar{x}_{pe} + \bar{\xi}) = f(\bar{x}_{pe}) + Df(\bar{x}_{pe})\bar{\xi} + \dots \quad (1.56)$$

donde $Df(\bar{x}_{pe})$ es la matriz jacobiana de la función f evaluada en \bar{x}_{pe} . Si se considera que la perturbación es de pequeña amplitud, pueden despreciarse los términos no lineales de la expresión (1.56). Dado que en el punto de equilibrio se cumple que $f(\bar{x}_{pe}) = 0$, se obtiene para la perturbación $\bar{\xi}$:

$$\dot{\bar{\xi}} = Df(\bar{x}_{pe})\bar{\xi} \quad (1.57)$$

Siendo $\{\lambda_i\}_{i=1}^n$ y $\{\bar{e}_i\}_{i=1}^n$ los autovalores y autovectores de la matriz jacobiana de la función f , puede expresarse la evolución temporal de la perturbación de la forma:

$$\bar{\zeta}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \bar{e}_i e^{\lambda_i t} \quad (1.58)$$

En función del valor de los valores propios pueden clasificarse los tipos de estabilidad para el punto de equilibrio como sigue:

- *Centro*: Todos los valores propios tienen parte real nula. La perturbación de pequeña amplitud en torno al punto de equilibrio no se atenúa para $t \rightarrow \infty$, según la expresión (1.58). Después de la perturbación, la solución al sistema se queda en el punto $\bar{x}_{pe} + \bar{\zeta}$.
- *Nodo estable*: Todos los valores propios tienen parte real negativa o nula. La perturbación se atenúa, y para $t \rightarrow \infty$ la solución tiende nuevamente hacia \bar{x}_{pe} . El punto de equilibrio es, por tanto, estable y físicamente observable.
- *Nodo inestable*: Todos los valores propios tienen parte real positiva o nula. La perturbación aumenta para $t \rightarrow \infty$ y la solución del sistema se aleja del punto de equilibrio. El punto de equilibrio en este caso es inestable y físicamente no observable.
- *Silla*: Parte de los valores propios tienen parte real negativa y parte positiva. La perturbación en este caso aumenta tanto para $t \rightarrow \infty$ como para $t \rightarrow -\infty$. La solución \bar{x}_{pe} es inestable y físicamente no observable.
- *Focus*: Los valores propios en torno a \bar{x}_{pe} son complejos conjugados. Si todos ellos tienen parte real negativa, la solución será estable. Si alguna de las parejas presenta parte real positiva, la solución será inestable y físicamente no observable.

1.4.1.2 Ciclo límite. Teoría de Floquet

La estabilidad de una solución periódica o ciclo límite viene determinada por sus multiplicadores característicos o multiplicadores de Floquet.

Se considera una solución periódica $\bar{x}_p(t) = \bar{x}_p(t + T)$, siendo $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ el periodo, del siguiente sistema:

$$\dot{\bar{x}}(t) = f(\bar{x}(t), t) \quad (1.59)$$

Para el análisis de la estabilidad de estas soluciones se analiza la evolución en el tiempo de una perturbación de baja amplitud $\bar{\xi}$ introducida en torno a la solución $\bar{x}_p(t)$. La ecuación diferencial que describe la evolución de $\bar{\xi}$ en el tiempo se obtiene mediante el desarrollo en serie de Taylor del sistema (1.59) en torno a la solución periódica:

$$\dot{\bar{x}}_p(t) + \dot{\bar{\xi}}(t) = f(\bar{x}_p(t) + \bar{\xi}(t), t) \simeq f(\bar{x}_p(t), t) + Df(\bar{x}_p(t), t)\bar{\xi}(t) \quad (1.60)$$

donde $Df(\bar{x}_p(t), t)$ es la matriz jacobiana del sistema y la amplitud de la perturbación es lo suficientemente pequeña como para poder despreciar los términos no lineales del desarrollo anterior. Si $\bar{x}_p(t)$ es la solución al sistema (1.59), la perturbación viene dada por:

$$\dot{\bar{\xi}}(t) = Df(\bar{x}_p(t), t)\bar{\xi}(t) \quad (1.61)$$

Por lo que la evolución temporal de la perturbación puede expresarse como:

$$\bar{\xi}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \bar{u}_i(t) e^{\mu_i(t-t_0)} \quad (1.62)$$

donde los vectores \bar{u}_i y los exponentes μ_i se definen a partir de los valores y vectores propios de la matriz monodromial asociada a (1.61).

La solución será localmente estable si la perturbación se anula cuando $t \rightarrow \infty$, es decir, si la solución vuelve sobre el ciclo límite después de un transitorio. Según los valores de los multiplicadores característicos, $|\lambda_i| = |e^{\mu_i T}|$, se puede hacer una clasificación de las soluciones periódicas en función de su estabilidad:

- *Centro*: Todos los multiplicadores tienen valor absoluto uno, por lo que la perturbación ni aumenta ni disminuye con el tiempo. La solución será $\bar{x}_p + \bar{\xi}$, se mantiene en torno al ciclo límite no perturbado.
- *Nodo estable*: Todos los multiplicadores tienen un valor absoluto menor o igual a uno. En este caso la perturbación se atenúa y para $t \rightarrow \infty$ la solución se acerca al ciclo límite. Por tanto, la solución es estable y físicamente observable.

- *Nodo inestable*: Todos los multiplicadores tienen módulo mayor que uno o uno, por lo que la perturbación crece con el tiempo. Para este caso la solución se aleja del ciclo límite, por lo que la solución periódica no es físicamente observable.
- *Silla*: Algunos multiplicadores tienen módulo mayor que uno y otros menor que uno, por lo que la perturbación crece tanto para $t \rightarrow \infty$ como para $t \rightarrow -\infty$. La solución periódica será inestable y físicamente no observable.

1.4.1.3 Soluciones cuasi-periódicas. Exponentes de Lyapunov

La estabilidad de las soluciones cuasi-periódicas se analiza a través de los exponentes de Lyapunov, que son una generalización de los multiplicadores característicos de las soluciones periódicas.

Considerando una solución cuasi-periódica, $\bar{x}_c(t)$, del sistema (1.59) y haciendo una linealización de la solución en torno a esa solución se obtiene una ecuación diferencial de la forma de (1.61) para la perturbación. Sea $\Phi(t)$ una matriz fundamental de soluciones de esa ecuación diferencial, se define el exponente de Lyapunov en la dirección \mathbf{e}_i a lo largo de la solución $\bar{x}_c(t)$ como:

$$\lambda_i = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \ln \frac{\|\Phi(t) \cdot \mathbf{e}_i\|}{\|\mathbf{e}_i\|} \quad (1.63)$$

Según el valor que tomen estos exponentes λ_i puede definirse la estabilidad o no de una solución cuasi-periódica. La perturbación de una solución cuasi-periódica, $\bar{x}_c(t)$, tiende a anularse cuando $t \rightarrow \infty$ si todos los exponentes de Lyapunov son menores que cero. En este caso la solución volverá después de un transitorio a la solución no perturbada, por lo que será una solución estable. En caso de que alguno de los exponentes λ_i sea mayor que cero, la solución estacionaria localmente perturbada se alejará de la solución sin perturbar, por lo que será inestable.

1.4.2 Análisis de estabilidad local en el dominio de la frecuencia

Los métodos de análisis de sistemas dinámicos en el dominio de la frecuencia, como el balance armónico, no dan información de la estabilidad de las soluciones encontradas. Además, dado que el análisis se realiza teniendo en cuenta una base

de frecuencias preestablecida, pueden existir otras componentes que no se ajusten a esa base, es decir, que puede haber otras componentes de frecuencia en el sistema que se correspondan con inestabilidades que no se han tenido en cuenta en el cálculo de la solución. En este caso, la solución encontrada no será correcta. Debido a esto, es necesario un análisis de estabilidad adicional de las soluciones encontradas mediante la técnica de balance armónico. A continuación se exponen brevemente algunas técnicas de análisis de estabilidad local en el dominio de la frecuencia.

1.4.2.1 Determinante característico del sistema de balance armónico

La técnica del determinante característico del sistema de balance armónico se basa en el estudio de las raíces de dicho determinante característico para establecer la estabilidad de las soluciones. Esta técnica consiste en el estudio del sistema de balance armónico perturbado linealizado en torno a una solución, expresado en el dominio de la frecuencia.

La ecuación de balance armónico de un sistema no lineal, que fue desarrollada en la sección 1.3.2.1, es:

$$\bar{H}(\bar{X}) = [A_x] \bar{X} - [A_y] \bar{Y}(\bar{X}) - [A_g] \bar{G} = 0 \quad (1.64)$$

Se considera una solución de estado estacionario de este sistema, que puede ser constante, periódica o cuasi-periódica:

$$\bar{x}_s(t) = \sum_{k=-N}^N \bar{X}_{s_k} e^{j\omega_k t} \quad (1.65)$$

donde N es el número de componentes de frecuencia presentes en la base de frecuencias utilizada en el análisis de balance armónico, y ω_k son las componentes de frecuencia de la base.

Esta solución se ve sometida a una perturbación de pequeña amplitud y frecuencia compleja de la forma:

$$\bar{\zeta}(t) = \bar{a} e^{(\sigma + j\omega)t} \quad (1.66)$$

donde ω no es un múltiplo entero de ω_k , $k \in \{-N, \dots, N\}$. Dado el carácter no lineal del sistema, al introducir la perturbación se generarán todos los productos de intermodulación entre ω y ω_k . Puesto que la perturbación es pequeña, pueden despreciarse los términos de ω de orden superior a N , resultando la perturbación:

$$\Delta \bar{x}(t) = \bar{a} e^{\sigma t} \sum_{k=-N}^N \Delta \bar{X}_k e^{j(\omega + \omega_k)t} \quad (1.67)$$

Por tanto, la solución perturbada puede expresarse como:

$$\bar{x}(t) = \bar{x}_s(t) + \Delta \bar{x}(t) \quad (1.68)$$

Linealizando la ecuación de balance armónico (1.64) en torno a la solución perturbada (1.68) se obtiene la ecuación característica general en el dominio de la frecuencia [19]:

$$J\bar{H}(\bar{X}_s, \sigma + j\omega)\Delta \bar{X} = 0 \quad (1.69)$$

donde $J\bar{H}$ es la matriz característica de la linealización del sistema de ecuaciones del balance armónico en torno a la solución \bar{x}_s .

Como la perturbación introducida en el sistema es diferente de cero, para que se cumpla la ecuación (1.69) la matriz característica debe ser singular, cumpliéndose:

$$\det[J\bar{H}(\bar{X}_s, \sigma + j\omega)] = 0 \quad (1.70)$$

Por tanto, las raíces del determinante característico (1.70) determinarán la evolución de la perturbación. La solución $\bar{x}_s(t)$ será estable si las raíces tienen parte real negativa. De esta forma, debido al signo negativo de σ , la perturbación $\Delta \bar{x}(t)$ se desvanecerá exponencialmente en el tiempo y el sistema evolucionará de nuevo hacia la solución estacionaria $\bar{x}_s(t)$.

En algunos sistemas, el cálculo de las raíces del determinante característico es muy complejo. Para estos casos, existen otras herramientas que no calculan los valores exactos de las raíces, pero si permiten analizar gráficamente la estabilidad de las soluciones. Una de estas herramientas es la aplicación del análisis de Nyquist [20] al determinante característico del sistema.

Esta técnica no puede aplicarse en los simuladores de software comercial, ya que en ellos no se dispone de los datos necesarios para calcular el determinante característico del sistema de balance armónico.

1.4.2.2 Diagramas de admitancia o impedancia

Esta técnica se basa en la obtención de una función de transferencia de lazo cerrado para cada no linealidad del circuito, sin necesidad de calcular la función de transferencia en lazo abierto.

Se considera una solución estacionaria \bar{x}_s de un circuito no lineal, calculada mediante balance armónico. La función de transferencia en lazo cerrado del circuito, linealizada en torno a esa solución, puede calcularse perturbando el régimen de operación del sistema. Para ello se introduce en el circuito una fuente de corriente de pequeña amplitud con frecuencia ω , $I_n(\omega)$, conectando un generador ideal en paralelo con un nodo del circuito. Mientras no se produzcan cancelaciones directas de polos y ceros, todas las funciones de transferencia posibles, Z_n , asociadas con cada uno de los nodos del circuito tienen la misma ecuación característica, por tanto, puede colocarse el generador en cualquiera de los nodos. De todas formas, los mejores nodos para colocar el generador son los cercanos a los terminales de los dispositivos activos, ya que son los más sensibles numéricamente y en los que hay menos probabilidad de que se produzcan cancelaciones exactas polo cero.

La fuente de corriente introducida en el circuito no debe alterar el régimen de estado estacionario \bar{x}_s , por lo que se debe asegurar que el sistema presenta un comportamiento lineal con respecto a la perturbación. Para que esto ocurra su amplitud debe ser suficientemente pequeña para evitar alteraciones del régimen estacionario, pero también lo suficientemente grande para prevenir problemas de inexactitudes numéricas. Teniendo en cuenta la fuente de señal $I_n(\omega)$, puede definirse una función de transferencia en términos de la impedancia en el nodo en el que está conectada $Z_n(\omega)$, dada por la tensión en el nodo $V_n(\omega)$ y la corriente que entrega la fuente I_n a la frecuencia ω :

$$Z_n(\omega) = \frac{V_n(\omega)}{I_n(\omega)} \quad (1.71)$$

donde $I_n(\omega)$ se corresponde con la perturbación que es constante a lo largo de ω .

La función de transferencia también puede definirse en términos de la admitancia de entrada introduciendo una tensión de pequeña amplitud en serie con una rama del circuito.

Para obtener la función de transferencia se realiza un análisis del circuito en gran señal, linealizando la ecuación de balance armónico en torno a la solución de estado estacionario. Para realizar este análisis se incluye la frecuencia de la perturbación ω en la base de frecuencias del balance armónico, y se hace un barrido de la frecuencia en el intervalo deseado. Los generadores externos y los generadores auxiliares, si los hay, deben mantener las mismas condiciones de operación que tenían cuando se realizó el análisis de balance armónico que dio lugar a la solución estacionaria $\bar{x}_s(t)$. De esta forma, la función de transferencia obtenida representará la linealización del sistema en torno a $\bar{x}_s(t)$. Teóricamente, es suficiente realizar el análisis en el intervalo de frecuencias $[0, \Omega_{min}/2]$, siendo Ω_{min} la frecuencia mínima positiva considerada en la base de frecuencias. Aunque cuanto mayor es el intervalo de frecuencia considerado, más seguros serán los resultados obtenidos con este método.

Una vez obtenida la función de transferencia linealizada $Z_n(\omega)$ en torno a la solución $\bar{x}_s(t)$ puede determinarse la estabilidad de esa solución. Se dice que una solución es inestable cuando existe un par de polos conjugados $s = \sigma \pm j\omega_0$ con parte real positiva ($\sigma > 0$) en la función de transferencia linealizada $Z_n(\omega)$. En este caso, cualquier perturbación alrededor de la frecuencia ω_0 aumentará progresivamente su amplitud llevando al sistema hacia una solución estable diferente que no puede predecirse utilizando este método.

La función de transferencia en lazo cerrado calculada presentará un par de polos conjugados a las frecuencias en las que se cumplan las condiciones [21]:

$$\begin{aligned}\Re\{Y_n(\omega_0)\} &< 0 \\ \Im\{Y_n(\omega_0)\} &= 0\end{aligned}\tag{1.72}$$

Estas condiciones son conocidas en la literatura como condiciones de arranque de la oscilación.

Dependiendo del tipo de solución que sea $\bar{x}_s(t)$, el cumplimiento de las condiciones (1.72) puede interpretarse de distintas formas. Si $\bar{x}_s(t)$ representa un régimen no autónomo, significa que empezará un transitorio oscilatorio autónomo de amplitud creciente a la frecuencia ω_0 llevando al circuito a una solución distinta que no puede predecirse utilizando este análisis, pero que puede calcularse con los métodos de análisis explicados en la sección 1.3. En cambio, si $\bar{x}_s(t)$ represen-

ta un régimen autónomo, el cumplimiento de (1.72) significa que la solución es inestable.

Este análisis es un método eficiente para detectar polos inestables en la función de transferencia $Z_n(\omega)$ y puede implementarse fácilmente en cualquier simulador de balance armónico comercial. Al realizar el análisis hay que tener en cuenta si no se elige bien el nodo en el que se calcula la función de transferencia de lazo cerrado, puede dar resultados incorrectos sobre la estabilidad de las soluciones. Para evitar esto, es conveniente repetir el análisis en distintos nodos y comparar los resultados.

1.4.2.3 Identificación de polos y ceros

Se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado linealizada en torno a la solución estacionaria $\bar{x}_s(t)$, introduciendo en el circuito una fuente de corriente de pequeña amplitud I_n , como se explicó en el apartado anterior. Como alternativa a la verificación del cumplimiento de las condiciones de arranque de la oscilación (1.72), pueden utilizarse otras técnicas para la identificación de polos y ceros en la función de transferencia de lazo cerrado de un circuito y con ello determinar la estabilidad de la solución [22].

Utilizando las técnicas de identificación de sistemas, la función de transferencia $Z_n(\omega)$ como se definió en (1.71) puede expresarse como un cociente de polinomios de la forma [22]:

$$Z_f^n(s) = A \frac{\prod_{i=1}^M (s - z_i^n)}{\prod_{k=1}^N (s - p_k)} \quad (1.73)$$

donde z_i son los ceros del sistema evaluados en el nodo n y p_k son los polos del sistema. Los polos son los mismos para todas las funciones de transferencia en lazo cerrado, con independencia del nodo donde se introduzca la fuente de corriente I_n , a menos que se produzcan cancelaciones polo cero.

Para obtener los polos de $Z_n(\omega)$, se realiza un barrido en la frecuencia ω , aplicando la identificación de polos y ceros [22]. Como en el método anterior, el resultado obtenido será de mayor confianza cuanto mayor sea el intervalo de frecuencia considerado, pero un rango amplio de frecuencias requiere que el polinomio del denominador de la ecuación (1.73) tenga orden mayor, degradando la precisión de la identificación. Sin embargo, como la función de transferencia en lazo cerrado es lineal, puede aplicarse superposición, dividiendo el intervalo

de interés en subintervalos de frecuencia y obteniendo así mayor precisión en la identificación.

El conjunto de polos $\{p_1, \dots, p_N\}$ determina la estabilidad de la solución estacionaria $\bar{x}_s(t)$. Para que esta solución sea estable, todos los polos deben tener parte real negativa.

Para este método se aplican las mismas consideraciones que al anterior puesto que los dos se basan en la misma función de transferencia de lazo cerrado, por tanto, para asegurar el resultado del análisis de estabilidad es recomendable repetir el análisis en varios nodos del circuito.

Al contrario de lo que ocurre con la técnica del determinante característico del sistema, las técnicas basadas en la función de transferencia de lazo cerrado, como son la del diagrama de admitancia explicada en la sección anterior y la de identificación de polos y ceros, pueden aplicarse fácilmente en las herramientas de software de simulación de circuitos comerciales, puesto que esta función puede determinarse mediante las simulaciones convencionales de balance armónico.

1.5 Análisis de bifurcaciones

En este apartado se analizan los distintos tipos de bifurcaciones que pueden darse en los circuitos no lineales. Se estudia la estabilidad de un circuito teniendo en cuenta la posible variación de un parámetro. Al producirse esa variación, pueden darse dos casos, el más común es que la solución estacionaria observada cambie cuantitativamente, es decir, que se modifique su amplitud, frecuencia, etc., pero también puede ocurrir que cambie cualitativamente al alcanzar un valor crítico el parámetro bajo estudio. Esto último se conoce como bifurcación y puede dar lugar a un cambio en el tipo de solución del sistema, o a una variación discontinua de sus características que hacen que esa solución no sea estable.

1.5.1 Bifurcaciones locales

Antes de presentar los tipos de bifurcaciones, se definen algunos conceptos matemáticos. Un sistema es *estructuralmente estable*, si una pequeña perturbación de la ecuación diferencial original $\dot{x} = f(\bar{x})$ no da lugar a una variación cualitativa de las soluciones en el espacio de fases. En este caso, se dice que el flujo del sistema perturbado es *topológicamente equivalente* al flujo del sistema original.

Considerando el sistema:

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, \eta); \quad \bar{x} \in \mathbb{R}^n \quad (1.74)$$

donde $\eta \in Y$ que representa el conjunto de parámetros del sistema. Se dice que un valor de parámetro η_0 es regular, si existe un entorno abierto U de η_0 , tal que, cada sistema $\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, \eta)$, para $\eta \in U$ es topológicamente equivalente a $\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, \eta_0)$. Esto quiere decir que el comportamiento cualitativo de cada η cerca del valor de no bifurcación es similar. Por el contrario, al conjunto complementario al que contiene todos los valores regulares se le denomina *conjunto de bifurcación*, Y_b , y a cada uno de los valores contenidos en él, $\eta_b \in Y_b$, *valor de bifurcación*.

Por tanto, un sistema se encuentra en un punto de bifurcación local η_b , si en cada entorno de η_b existe un valor η_1 para el cual el comportamiento cualitativo del sistema es diferente que para η_b . Este sistema se dirá que es *estructuralmente inestable*.

1.5.1.1 Bifurcaciones locales a partir de un punto de equilibrio

Considerando una solución tipo punto de equilibrio del sistema (1.74), \bar{x}_{pe} , en el que se indica su dependencia con los valores del parámetro η , su estabilidad depende de los valores propios de la matriz jacobiana $Df(\bar{x}_{pe}, \eta)$, como se indicó en el apartado 1.4.1.1, para un valor de η . Por tanto, analizando la evolución de los valores propios $\lambda_i(\eta)_{i=1}^n$ con la variación de η , se observan puntos críticos en los que para un valor de $\eta = \eta_b$ cambia el signo de la parte real de uno o más valores propios, por tanto, cambia la estabilidad de la solución estacionaria. Según como crucen estos valores propios el eje imaginario del plano complejo, pueden darse dos tipos distintos de bifurcaciones.

Bifurcación nodo-silla o punto de retorno

En este tipo de bifurcación, uno de los valores propios reales de la matriz jacobiana considerada cruza el eje imaginario a través del origen para el valor crítico del parámetro $\eta = \eta_b$, anulándose el determinante de la matriz jacobiana, por lo que en ese punto es singular. En este caso, para cada valor de η , existen dos soluciones posibles con diferentes propiedades de estabilidad. Consideramos un punto de equilibrio $\bar{x}_{pe_n}(\eta)$ de tipo nodo, es decir, estable, y un punto de equilibrio $\bar{x}_{pe_s}(\eta)$ de tipo silla para el mismo valor de η , y vamos variando el

parámetro en la dirección en la que las dos soluciones se acercan. Ocurre que en el punto de bifurcación, donde $\eta = \eta_b$, las dos soluciones colisionan, dando lugar a la desaparición de ambas. En el punto de bifurcación, también llamado punto de retorno, uno de los valores propios de la matriz jacobiana $Df(\bar{x}_{pe}, \eta)$ se anula.

Bifurcación de Hopf

En el punto de bifurcación de Hopf, dos valores propios complejos conjugados $\lambda_i(\eta) = \sigma_i \pm j\omega_0$ cruzan el eje imaginario por los puntos $\pm j\omega_0$ para el valor crítico η_b . En el punto de bifurcación de Hopf, nace una nueva solución oscilatoria de frecuencia ω_0 y la solución punto de equilibrio cambia de estabilidad.

1.5.1.2 Bifurcaciones locales a partir de un régimen periódico

Para una solución periódica $\bar{x}_p(t) = \bar{x}_p(t + T)$ del sistema dependiente de η :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}(t), t, \eta) \quad (1.75)$$

En este caso, como se indicó en 1.4.1.2, la estabilidad de una solución periódica depende de los multiplicadores de Floquet de la matriz jacobiana, siendo estable si todos ellos están dentro del círculo unidad. La estabilidad de la solución cambiará según los multiplicadores pasen por el círculo unidad al variar el parámetro y los puntos donde lo hagan, distinguiéndose tres tipos de bifurcaciones.

Bifurcación tipo directo

Este tipo de bifurcación se da cuando un multiplicador del sistema cruza el círculo unidad por el punto $(1, 0)$, para un valor crítico de $\eta = \eta_b$. Cuando un multiplicador toma el valor 1, significa que:

$$m_d = 1 = e^{j(0+k\frac{2\pi}{T})T} \equiv e^{jk\omega_0 T} \quad (1.76)$$

Si se varía el parámetro η para que el multiplicador salga del círculo unidad, la solución será inestable. En este caso, la perturbación $\bar{\xi}$ aumentará exponencialmente con el tiempo. Despreciando los términos de los multiplicadores que están dentro del círculo unidad se obtiene:

$$\bar{\xi}(t, \eta) \approx c_d(\eta) u_d(t, \eta) e^{\sigma_d(\eta)t}, \quad \sigma_d = \Re[\mu_d] \quad (1.77)$$

Los términos que forman parte de la expresión anterior son periódicos a la frecuencia ω_0 , de modo que el cambio de estabilidad no implica el nacimiento de una nueva frecuencia en el sistema.

Bifurcación tipo indirecto

En este caso, se produce la bifurcación cuando un multiplicador del sistema cruza el círculo unidad por el punto $(-1, 0)$ para un valor crítico del parámetro $\eta = \eta_b$, dando lugar a una división por dos de la frecuencia fundamental. Que uno de los multiplicadores pase por -1 implica que:

$$m_i = -1 = e^{j(k\frac{\pi}{T})T} \equiv e^{jk\frac{\omega_0}{2}T} \quad (1.78)$$

Estudiando la evolución temporal de la perturbación, despreciando los multiplicadores que están dentro del círculo unidad, se tiene que:

$$\bar{\xi}(t, \eta) \approx c_i(\eta) u_i(t, \eta) e^{(\sigma_i(\eta) + j\frac{\omega_0}{2})t} + c_{ii^*}(\eta) u_{ii^*}(t, \eta) e^{(\sigma_i(\eta) - j\frac{\omega_0}{2})t} \quad (1.79)$$

con:

$$\sigma_i = \Re[\mu_i] \quad y \quad \frac{\omega_0}{2} = \Im[\mu_i] \quad (1.80)$$

Se observa que este tipo de bifurcación da lugar al establecimiento de un componente sub-armónico de frecuencia $\frac{\omega_0}{2}$.

Bifurcación de Hopf secundaria

Esta bifurcación tiene lugar cuando dos multiplicadores complejos conjugados salen del círculo unidad a través de los puntos $e^{\pm j\theta}$, generándose una nueva frecuencia fundamental no relacionada armónicamente con la existente. Al cruzar el círculo unidad, los multiplicadores:

$$m_h = 1e^{j\theta} = e^{j\left(\frac{2\pi}{T}\right)T} = e^{j\alpha\omega_0 T}, \quad \alpha \neq \frac{m}{n} \quad (1.81)$$

Se observa que aparece una nueva frecuencia fundamental $\omega_\alpha = \alpha\omega_0$ no armónicamente relacionada con ω_0 . Pasado el punto de bifurcación, se tiene que la evolución temporal de la perturbación es:

$$\bar{\zeta}(t, \eta) \approx c_h(\eta)u_h(t, \eta)e^{(\sigma_h(\eta)+j\omega_\alpha)t} + c_h^*(\eta)u_h^*(t, \eta)e^{(\sigma_h(\eta)-j\omega_\alpha)t} \quad (1.82)$$

La inspección de la expresión anterior muestra la existencia de las dos frecuencias fundamentales no relacionadas armónicamente ω_0 y ω_α y que dan lugar a un régimen cuasi-periódico.

1.5.2 Bifurcaciones globales

En el apartado anterior se expusieron las bifurcaciones locales, que producen cambios cualitativos en el comportamiento dinámico del sistema dentro de un entorno pequeño del punto fijo del que se considera su estabilidad. En el caso de una bifurcación global, un cambio de estabilidad local de un punto fijo afecta al comportamiento dinámico del sistema de forma global.

Aquí se consideran dos tipos de bifurcaciones globales, la bifurcación nodo-silla en un ciclo límite, común en fenómenos de enganche en fase, y la bifurcación conexión silla que aparece en sistemas de lazo enganchados en fase.

1.5.2.1 Bifurcación nodo-silla en un ciclo límite

Se considera un sistema dinámico $\dot{x} = f(\bar{x}, \eta)$ que tiene una bifurcación tipo nodo-silla como se representa en la figura 1.6. Para una condición inicial ($\eta < \eta_b$) $x(0)$ que parte del lado derecho de la solución de tipo silla (O) (inestable), la solución se aleja del entorno de la silla, siguiendo una órbita cerrada, yendo hacia la solución de tipo nodo (estable). A esta órbita, como la del caso de la figura 1.6(a), se le denomina *órbita heteroclínica*. En este caso, el nodo atrae a todos los puntos que estén en el entorno del ciclo límite.

Cuando se produce la bifurcación nodo-silla ($\eta = \eta_b$), en la que el nodo y la silla colisionan entre sí desapareciendo ambos puntos de equilibrio, la órbita

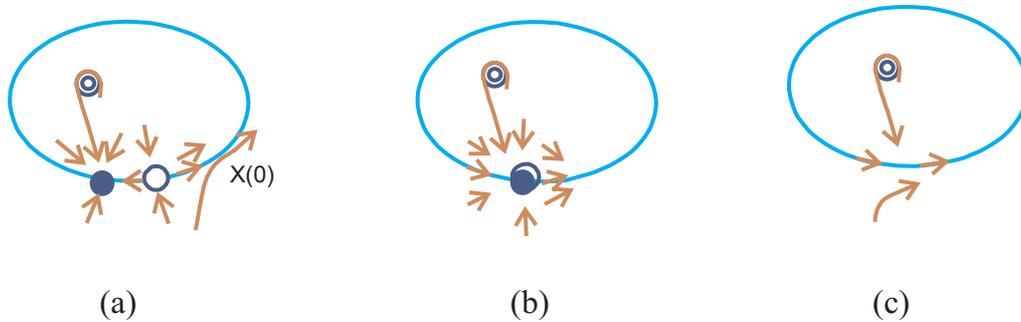


Figura 1.6: Bifurcación nodo-silla en un ciclo límite.

creada empieza y termina en el mismo punto y se la denomina *órbita homoclínica* (figura 1.6 (b)). Una vez que se sobrepasa el punto de bifurcación ($\eta > \eta_b$), el nodo y la silla desaparecen, como se muestra en la figura 1.6 (c), la órbita se convierte en un ciclo límite haciendo la solución oscilatoria. En este caso, todas las soluciones locales del sistema son atraídas por el ciclo límite.

Este tipo de bifurcación resulta de gran interés en este trabajo, ya que es la que controla el fenómeno de enganche en fase que se encuentra en osciladores sincronizados, como los estudiados en los siguientes capítulos.

1.5.2.2 Conexión silla

Se considera un punto de equilibrio de tipo silla de un sistema autónomo, es sabido que los puntos silla son inestables, por tanto, físicamente no observables. Cuando se modifica un parámetro del sistema, la posible intersección de un punto de equilibrio estable y otro inestable aumenta, dando lugar a una conexión silla.

Si se considera un sistema dinámico $\dot{x} = f(\bar{x}, \eta)$ que tiene una solución silla a la cual se acerca una solución cuasi-periódica cuando se varía el parámetro η en una dirección. Al estar la solución cuasi-periódica cada vez más tiempo en el entorno de equilibrio de la silla [23], provoca la destrucción de esta solución cuasi-periódica para un valor crítico del parámetro, y con ella la de la frecuencia fundamental del circuito autónomo. Representado en el espacio de fases, un torus (solución cuasi-periódica) se convierte en un ciclo periódico.

1.5.3 Análisis de bifurcaciones en el dominio de la frecuencia

En este apartado se presenta un análisis en el dominio de la frecuencia, realizado mediante balance armónico, de los principales tipos de bifurcaciones comentadas en los apartados anteriores, exponiendo las condiciones que han de cumplirse para que se produzca cada una de ellas.

1.5.3.1 Estudio de las bifurcaciones a partir de un punto de equilibrio

En primer lugar se expresan las ecuaciones de balance armónico vistas en 1.3.2 en función del parámetro η :

$$\bar{H}(\bar{X}_{pe}, \eta) = 0 \quad (1.83)$$

siendo \bar{X}_{pe} una solución de estado estacionario, tipo punto de equilibrio, expresado en el dominio de la frecuencia. La estabilidad de esta solución se analiza introduciendo una perturbación de baja amplitud y frecuencia compleja $e^{(\sigma+j\omega)t}$. Como se explicó en 1.4.2.1, linealizando la ecuación de balance armónico (1.83) en torno a la solución perturbada se obtiene:

$$J\bar{H}(\bar{X}_{pe}, \sigma + j\omega, \eta) \Delta\bar{X} = 0 \quad (1.84)$$

donde $J\bar{H}$ es la matriz característica de la linealización del sistema de ecuaciones del balance armónico en torno a la solución \bar{X}_{pe} .

Se producirá una bifurcación cuando uno o más valores propios crucen el eje imaginario del plano complejo. Por lo tanto, en el punto de bifurcación, con $\eta = \eta_b$, se cumplirán las condiciones:

$$\begin{cases} \det [J\bar{H}(\sigma + j\omega, \bar{X}_{pe}, \eta_b)] = 0 \\ \left. \frac{d\sigma}{d\eta} \right|_{\eta=\eta_b} > 0 \end{cases} \quad (1.85)$$

El tipo de bifurcación depende de las características de los valores propios que cruzan el eje imaginario del plano complejo. Si un valor propio real se hace positivo, se producirá una bifurcación nodo-silla, mientras que si un par de autovalores complejos conjugados pasan a tener parte real positiva, se producirá una bifurcación de Hopf.

Los valores propios de la matriz de linealización del sistema son las raíces del determinante de la matriz jacobiana:

$$\det [J\bar{H}(\sigma + j\omega, \bar{X}_{pe}, \eta)] = 0 \quad (1.86)$$

Puesto que estos valores propios coinciden con los polos del sistema linealizado, una alternativa para el análisis de las bifurcaciones de la solución estacionaria consiste en aplicar técnicas de identificación de polos y ceros a la función de transferencia de lazo cerrado del sistema. La posición de los polos para diferentes valores del parámetro η determinará, además de la estabilidad de la solución, las bifurcaciones presentes en el sistema, de la misma manera que los autovalores de $J\bar{H}$.

1.5.3.2 Bifurcaciones a partir de un régimen periódico

De nuevo se tiene en cuenta la ecuación general de balance armónico expresada en función del parámetro η , pero en este caso se considera una solución periódica \bar{X}_p con frecuencia fundamental ω_0 . Esta solución contiene los componentes armónicos $k\omega_0$, con $k \in \{-N, \dots, N\}$ siendo N el número de componentes armónicos de ω_0 presentes en la base de frecuencias utilizada en el análisis de balance armónico aplicado al sistema. Esta solución depende además del valor del parámetro considerado, $\bar{X}_p \equiv \bar{X}_p(\eta)$. Para realizar el análisis de estabilidad se introduce en el sistema una perturbación con frecuencia compleja $e^{(\sigma + j\omega)}$, que da lugar a bandas laterales a las frecuencias $\sigma + j(k\omega_0 \pm \omega)$, con $-N \leq k \leq N$. La respuesta a esta perturbación puede expresarse en el dominio de la frecuencia de la forma:

$$J\bar{H}(\bar{X}_p, \sigma + j(k\omega_0 + \omega), \eta) \Delta\bar{X} = 0 \quad (1.87)$$

Si algún valor propio de la matriz asociada a la linealización del sistema cruza el eje imaginario del plano complejo, se producirá una bifurcación para un valor dado del parámetro $\eta = \eta_b$. En este caso se cumple:

$$\begin{cases} \det [J\bar{H}(\bar{X}_p, \sigma + j(k\omega_0 + \omega), \eta_b)] = 0 \\ \left. \frac{d\sigma}{d\eta} \right|_{\eta=\eta_b} > 0 \end{cases} \quad (1.88)$$

En función de las características del conjunto de valores propios, o de los polos del sistema linealizado, que crucen el eje imaginario, se distinguen varios tipos de bifurcación. La estabilidad de la solución viene dada por el signo de los polos, si todos están situados en la parte derecha del plano complejo la solución será estable. Al variar el valor de η , si alguno de los polos, ya sea un polo real o un par de polos complejos conjugados, cruzan el eje del plano imaginario se produce una bifurcación. Los tipos de bifurcaciones que pueden encontrarse son:

Tipo directo

Este tipo de bifurcación se produce cuando un polo real cruza por el origen para el valor de $\eta = \eta_b$. En este caso, el determinante de la matriz Jacobiana se anula. Como el cruce se produce para $\omega = 0$, el cambio en la estabilidad no acarrea un cambio en la frecuencia fundamental de la solución periódica.

En el punto de bifurcación se verifica la siguiente igualdad:

$$\det [J\bar{H}(\bar{X}_p, j(k\omega_o + \omega), \eta_b)]_{\omega=0} = \det [J\bar{H}(\bar{X}_p), \eta_b] = 0 \quad (1.89)$$

lo que corresponde con la aparición de un punto de retorno en la curva $\bar{X}_p(\eta)$.

División por dos de la frecuencia fundamental

Si se cumplen las condiciones expresadas en (1.88) a la frecuencia $\omega = \pm \frac{\omega_o}{2}$ para un valor del parámetro $\eta = \eta_b$, se produce una bifurcación de este tipo. Cuando esto ocurre, el determinante de $J\bar{H}$ presenta dos raíces complejas conjugadas de la forma $\sigma \pm j\frac{\omega_o}{2}$, tomando un valor real. Por tanto, en este punto de bifurcación surge un nuevo componente frecuencial, con frecuencia $\frac{\omega_o}{2}$.

Bifurcación de Hopf secundaria

En este caso, las condiciones expresadas en (1.88) se dan para una frecuencia no relacionada racionalmente con la de la solución existente, es decir $\omega = \alpha\omega_o$, con $\alpha \neq \frac{m}{n}$. Esto significa que dos polos complejos conjugados cruzan el eje imaginario del plano complejo a través de los puntos $\pm j\omega = \pm j\alpha\omega_o$. Cuando se produce esta bifurcación, aparece un nuevo componente frecuencial no armónicamente relacionado con la frecuencia de la solución existente.

1.6 Método de los Momentos

En este apartado se explica brevemente la teoría básica del método de los momentos (MoM). El método de los momentos es la base del simulador electromagnético *Momentum* de Agilent, utilizado para estimar los parámetros S de los circuitos de microondas diseñados. Dicho simulador electromagnético permite realizar un análisis completo de la respuesta en frecuencia de los elementos del circuito en función de sus características físicas. Este simulador tiene en cuenta la mayoría de efectos electromagnéticos presentes en las líneas como la radiación en los bordes o las discontinuidades, a diferencia de las simulaciones realizadas en base a modelos circuitales que hacen aproximaciones de las líneas del esquemático. El conocimiento detallado de esta respuesta en frecuencia hace que las simulaciones realizadas sean muy parecidas al comportamiento real del circuito una vez fabricado.

Los simuladores electromagnéticos se basan en la resolución numérica de las Ecuaciones de Maxwell, ecuaciones que caracterizan la propagación de una onda electromagnética. El MoM es uno de los muchos algoritmos numéricos que existen para aproximar la solución de las ecuaciones de Maxwell.

Teoría de operación

El método de los momentos fue descrito inicialmente por Harrington en 1968 [24]. Se aplica para resolver ecuaciones lineales no homogéneas diferenciales e integrales del tipo:

$$L(f) = g \tag{1.90}$$

donde L es un operador lineal (en problemas electromagnéticos suele ser un operador integral o diferencial), g es la excitación o fuente conocida (el campo incidente) y f es la respuesta (carga o corriente), la función desconocida a obtener. Se supone que (1.90) es una ecuación determinista, esto es, que dada una función g la solución f es única.

Para la resolución de dicha ecuación han de definirse en primer lugar el dominio del operador L , las funciones f sobre las que opera y su rango y las funciones g que resultan de la operación. En segundo lugar se define un producto interno escalar que cumpla:

$$\langle f, g \rangle = \int_D f(\bar{r}) g^*(\bar{r}) d\bar{r} \quad (1.91)$$

$$\langle f, g^* \rangle = \langle g, f^* \rangle \quad (1.92)$$

Se supone que se dan las propiedades de un espacio lineal necesarias para que exista un operador inverso L^{-1} que cumpla $f = L^{-1}g$ y a partir de él se obtiene la solución a la ecuación original (1.90).

El método de los momentos reduce estas ecuaciones integro-diferenciales a ecuaciones matriciales que pueden resolverse fácilmente mediante métodos computacionales.

Dada la ecuación lineal (1.90), el método de los momentos comienza expandiendo la función incógnita f en una serie de *funciones de expansión* o *funciones base* conocidas f_1, f_2, f_3, \dots en el dominio del operador L :

$$f \approx f_\alpha = \sum_n \alpha_n f_n \quad (1.93)$$

donde las constantes α_n son los *coeficientes de expansión* a determinar. Para poder tratar el problema, el número de *funciones base* debe ser finito, por lo que hay que tener en cuenta que f_α será una aproximación de la función f .

Combinando (1.93) y (1.90), y tomando solo N elementos de f_n se obtiene la ecuación funcional (1.94) que aproxima a la ecuación original.

$$L\left(\sum_n \alpha_n f_n\right) = \sum_n \alpha_n L(f_n) = g_\alpha \approx g \quad (1.94)$$

El error en la aproximación viene dado por la calidad de las funciones base. Para que este error sea mínimo es necesario que una combinación lineal de las funciones $L(f_n)$ aproxime adecuadamente la función g .

El residuo o error se define como:

$$R = g - g_\alpha = g - \sum_n \alpha_n L(f_n) \quad (1.95)$$

Para encontrar la función equivalente f_α más parecida a la función f a determinar, debe buscarse la minimización del residuo. Para ello se definen unas

funciones de peso, w_1, w_2, \dots, w_M , que ponderan el residuo para hacerlo nulo. Mediante este proceso puede convertirse la ecuación funcional (1.94) en un sistema de ecuaciones.

La ponderación se realiza aplicando el producto interno definido con anterioridad, obteniendo la expresión:

$$\langle R, w_m \rangle = 0 \quad (1.96)$$

Por tanto, combinando (1.95) y (1.96), el sistema de ecuaciones resultante es:

$$\sum_n \alpha_n \langle L(f_n), w_m \rangle = \langle g, w_m \rangle \quad (1.97)$$

Este conjunto de ecuaciones darán una solución exacta si se considera una base con infinitos elementos, si N y M son infinitos, y aproximada si son series truncadas. La ecuación (1.95) puede escribirse de forma matricial como sigue:

$$[Z_{mn}] \cdot [\alpha_n] = [g_m] \quad (1.98)$$

donde

$$[Z_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \langle w_1, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle w_1, L(f_N) \rangle \\ \langle w_2, L(f_1) \rangle & \langle w_2, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle w_2, L(f_N) \rangle \\ \vdots & & & \vdots \\ \langle w_M, L(f_1) \rangle & \langle w_M, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle w_M, L(f_N) \rangle \end{bmatrix} \quad (1.99)$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} \quad (1.100)$$

$$[g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_M, g \rangle \end{bmatrix} \quad (1.101)$$

Por tanto, se podrá obtener la solución para la función f si la matriz de los productos internos es invertible (no singular) y, por tanto, Z^{-1} existe:

$$f = [\tilde{f}_n] \cdot [\alpha_n] = [\tilde{f}_n] \cdot [Z_{mn}^{-1}] \cdot [g_m] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots] \cdot [Z_{mn}^{-1}] \cdot [g_m] \quad (1.102)$$

La elección de las funciones de base y ponderación es fundamental en la precisión y en la eficiencia del modelo numérico resultante. Esta elección no es trivial ya que, aunque existe una gran variedad de funciones, el conjunto elegido limita implícitamente la geometría y el tamaño eléctrico del problema considerado.

Las funciones base se clasifican en tres grandes grupos: funciones de dominio discreto, de dominio completo y mixtas. Las funciones de dominio discreto se definen sobre un subdominio del operador L y se anulan en el resto. Algunas de ellas son los pulsos, los triángulos y las funciones sinusoidales a trozos. Cuando las funciones base se extienden a todo el dominio del operador integral, se dice que son de dominio completo. Ejemplos de estas últimas son las series de Fourier o los polinomios de Legendre o Hermite. Cada grupo de funciones aporta unas ventajas y limitaciones y es óptimo para un problema concreto.

En cuanto a las funciones de peso existen varios métodos para su determinación. Algunas de estas alternativas son el método de colocación, el método de Galerkin o el de los mínimos cuadrados.

El simulador electromagnético *momentum* basado en el MoM es muy útil para resolver las ecuaciones electromagnéticas correspondientes a los circuitos utilizados en esta tesis. Ya que este método tiene en cuenta efectos que no se consideran en los modelos de esquemático. De esta manera la respuesta en frecuencia que calcula es más precisa, influyendo positivamente en el diseño de los componentes presentes en los circuitos, sobre todo en las cargas de los osciladores estudiados.

1.7 Ruido de fase

Un valor de ruido de fase bajo es un requisito importante en el diseño de sistemas de comunicaciones. En sistemas analógicos, el ruido de fase puede reducir la relación señal a ruido y la sensibilidad del sistema, llegando en los peores casos a enmascarar la información. En sistemas digitales, el ruido de fase situado muy cerca de la portadora afecta a la tasa de error del sistema, aumentando proporcionalmente a éste.

El nivel de ruido de fase tolerable es variable para cada sistema de microondas. Es muy importante conocer esa tolerancia al diseñar cada parte del sistema, y la medida del ruido de fase del sistema una vez fabricado para comprobar que se encuentra dentro del rango de tolerancia considerado. A continuación se describirá en que consiste el ruido de fase y las técnicas de análisis más utilizadas.

1.7.1 Descripción

El ruido de fase se puede describir a partir del concepto de estabilidad en frecuencia. Toda fuente de señal de radiofrecuencia presenta una cierta inestabilidad en frecuencia, describiendo la estabilidad como la capacidad de la fuente de generar la misma frecuencia a través de un determinado periodo de tiempo.

Esta estabilidad puede descomponerse en dos componentes, una estabilidad a largo plazo y una a corto plazo. La estabilidad a largo plazo describe las variaciones de frecuencia que ocurren en un periodo de tiempo muy largo, principalmente debidas al envejecimiento de los componentes del sistema, cambios de temperatura, humedad, etc. Se suele medir en partes por millón por unidad de tiempo y se describe mediante una expresión polinómica predominantemente lineal. La estabilidad en frecuencia a corto plazo incluye todos los efectos que causan un cambio en la frecuencia nominal de la fuente de menos de unos segundos de duración. Este último tipo de inestabilidad da lugar a una variación aleatoria de frecuencia y es a lo que se llama *Ruido de fase*. En osciladores, este ruido puede modular la señal generada por el oscilador y generar bandas de ruido laterales. Esto se debe a que los cambios aleatorios en la frecuencia y en la fase de la señal se traducen en un ensanchamiento espectral.

Matemáticamente, la señal generada por un oscilador ideal puede expresarse como:

$$\mathbf{V}(t) = \mathbf{V}_0 \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (1.103)$$

donde \mathbf{V}_0 y f_0 son la amplitud y frecuencia nominal respectivamente.

Pero una señal de salida de un oscilador real está mejor definida por la expresión:

$$\mathbf{V}(t) = [\mathbf{V}_0 + \epsilon(t)] \text{sen}[2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)] \quad (1.104)$$

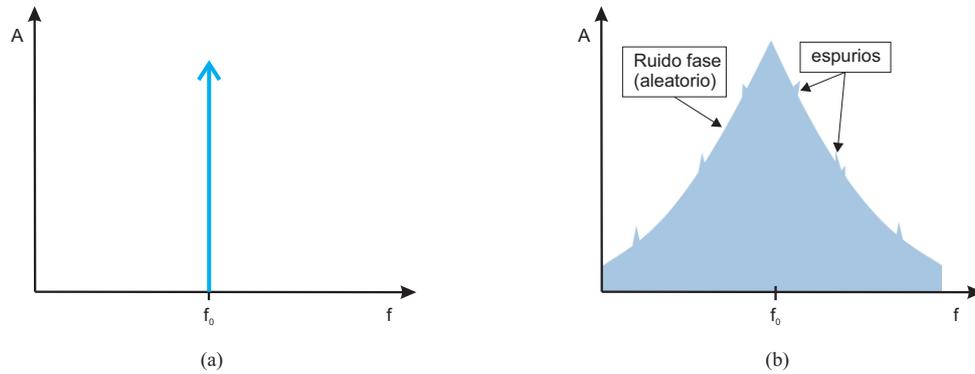


Figura 1.7: Espectro de una señal senoidal ideal (a) y real con fluctuaciones de frecuencia deterministas y aleatorias (b)

siendo $\epsilon(t)$ las fluctuaciones en amplitud de la señal y $\Delta\phi(t)$ sus fluctuaciones en fase. Hay dos tipos de fluctuaciones en fase, deterministas y aleatorias. Las variaciones de frecuencia deterministas, llamadas espurios, son componentes discretas de frecuencia que aparecen en el espectro y pueden relacionarse con fenómenos conocidos tales como vibraciones, señal de alimentación no ideal o productos de intermodulación. El segundo tipo de inestabilidad en la fase es aleatorio y es a lo que se llama ruido de fase. El ruido de fase es originado por diversas fuentes de ruido: ruido térmico, flicker y shot [25]. En la figura 1.7 se muestra como sería el espectro de una señal senoidal ideal en (a) y el espectro de una señal senoidal real afectada por ruido de fase donde se puede ver el ensanchamiento del espectro que produce el ruido de fase y los espurios producidos por las fluctuaciones de frecuencia deterministas (b).

1.7.2 Caracterización del ruido de fase

Existen varias formas de cuantificar el ruido de fase. Una de las descripciones fundamentales del ruido de fase es la densidad espectral de potencia referida a la portadora y medida en un ancho de banda de 1 Hz con un offset de frecuencia respecto a ella. La densidad espectral describe la distribución de energía como una función continua expresada en unidades de variación de fase por unidad de ancho de banda:

$$\mathbf{S}_\phi(f_m) = \frac{\Delta\phi_{rms}^2(f_m)}{BW} \left[\frac{rad^2}{Hz} \right] \quad (1.105)$$

donde a $\mathbf{S}_\phi(f_m)$ se le conoce como ruido de fase de doble banda lateral (DSB), BW es el ancho de banda usado para medir $\Delta\phi_{rms}$ y f_m es el offset de frecuencia con respecto a la portadora.

Otra de las medidas utilizadas para expresar el ruido de fase, $\mathcal{L}(f_m)$, está directamente relacionada con $\mathbf{S}_\phi(f_m)$. Con la condición de que las fluctuaciones del ruido de fase sean mucho menores que un radian, $\mathcal{L}(f_m)$ se define como:

$$\mathcal{L}(f_m) \approx \frac{1}{2} \mathbf{S}_\phi(f_m) \quad (1.106)$$

Si no se cumple la condición indicada, deben utilizarse funciones de Bessel para relacionar ambas medidas.

A $\mathcal{L}(f_m)$ se le denomina ruido de fase de banda lateral única (SSB), y es definido por el Instituto Nacional de los Estados Unidos de Estándares y Tecnología (NIST) como el cociente entre la potencia en una banda lateral a una frecuencia específica desplazada de la portadora y la potencia total de la señal portadora.

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{P_{ssb}}{P_s} \quad (1.107)$$

siendo P_{ssb} la potencia en una banda lateral debida al ruido de fase y P_s la potencia total de la portadora.

$\mathcal{L}(f_m)$ se expresa normalmente en forma logarítmica, y la unidad de medida utilizada para ello es el decibelio con relación a la portadora por hercio (dBc/Hz). En la figura 1.8 se muestra su definición gráficamente, como la potencia debida a las fluctuaciones de fase medida en un ancho de banda de 1 Hz a una frecuencia f_m desplazada de la portadora referenciada a la potencia total.

Existen otras formas menos utilizadas de expresar el ruido de fase:

$\mathbf{S}_{\Delta f}(f_m)$: Se define como la densidad espectral de fluctuaciones de frecuencia que describe la distribución de energía como una función continua expresada en unidades de variación de frecuencia por unidad de ancho de banda:

$$S_{\Delta f}(f_m) = \frac{\Delta f_{rms}^2(f_m)}{BW} \left[\frac{Hz^2}{Hz} \right] \quad (1.108)$$

donde BW es el ancho de banda usado para medir las fluctuaciones de frecuencia, Δf_{rms}^2 y f_m es el offset de frecuencia con respecto a la portadora.

$S_v(f_m)$: Se define como la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de tensión fuera del sistema de detección. Para anchos de banda pequeños puede expresarse como:

$$S_v(f_m) = \frac{\Delta V_{rms}^2(f_m)}{BW} \left[\frac{V^2}{Hz} \right] \quad (1.109)$$

donde BW es el ancho de banda utilizado para medir ΔV_{rms}^2 y f_m es el offset de frecuencia con respecto a la portadora.

1.7.3 Métodos de simulación del ruido de fase

A lo largo de los últimos años se han presentado muchos métodos para obtener el ruido de fase de un circuito de RF en simulación. Algunos de ellos, son demasiado complejos para implementarlos en paquetes software comerciales, otros

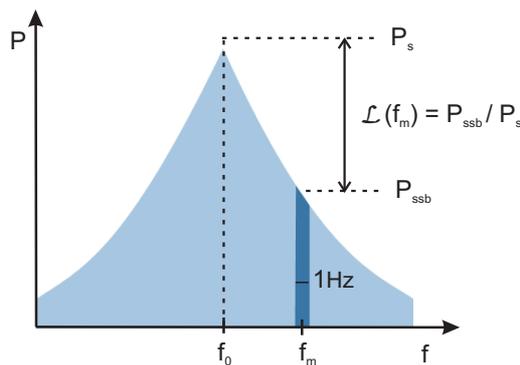


Figura 1.8: Definición gráfica de $\mathcal{L}(f_m)$

no tienen en cuenta todas las fuentes de ruido que determinan el ruido de fase o no son aplicables a algunos circuitos típicos en la banda microondas.

En este apartado no se va a describir con detalle ninguno de los métodos utilizados para la simulación del ruido de fase, pero se comentarán los más utilizados en los paquetes de software comercial de simulación de circuitos. Estos métodos pueden dividirse en métodos en el dominio del tiempo y métodos en el dominio de la frecuencia. Los métodos de análisis del ruido de fase en el dominio del tiempo se basan en una detallada caracterización estocástica de la desviación de la ecuación temporal del oscilador debida a las fuentes de ruido [26, 27]. Estas técnicas requieren un análisis detallado de todas las perturbaciones presentes en el circuito, por lo tanto resultan complejas y difíciles de implementar en un software de simulación. Además, las técnicas en el dominio del tiempo son de difícil aplicación a circuitos con elementos distribuidos y osciladores con alto factor de calidad, comunes ambos en la banda de microondas.

Las técnicas en el dominio de la frecuencia más utilizadas son la técnica de *Matriz de Conversión* [28, 29] y la de *Modulación de Portadora* [30].

La técnica de *matriz de conversión* es un método muy riguroso que se utiliza para el análisis de circuitos en los que un dispositivo no lineal es alimentado simultáneamente por una señal de alta potencia y otra de baja potencia, evaluando la respuesta a la pequeña señal superpuesta a la gran señal. En el caso de osciladores, se entiende como una linealización de la respuesta a la señal de pequeña amplitud aplicada sobre la solución de estado estacionario del oscilador, considerada en este caso como la señal de alta potencia. El cálculo del ruido de fase con la aproximación de la matriz de conversión tiene en cuenta todos los polos asociados a la linealización del sistema en torno a la solución de estado estacionario. La única limitación de este método es que la determinación precisa del ruido de fase cerca de la portadora es muy exigente. No es un método válido para la caracterización de la contribución del ruido de fase provocado por la modulación de la portadora, por lo que no es capaz de calcular el ruido de fase cerca de la portadora.

Por otro lado, la técnica de *modulación de portadora* está basada en una aproximación en serie de Taylor de primer orden de las ecuaciones de balance armónico en torno a la frecuencia de oscilación. Debido a esta aproximación el método no puede predecir las perturbaciones de orden superior a uno, por tanto la solución que se obtiene es inexacta lejos de la portadora.

Estas técnicas pueden implementarse fácilmente y se utilizan en los programas software comerciales asociadas a la técnica del balance armónico para el análisis

de circuitos de microondas. El software de simulación utilizado en los siguientes capítulos, Advanced Design Software (ADS) de Agilent, utiliza para el cálculo del ruido de fase un método basado en balance armónico junto con la técnica de la matriz de conversión y la de modulación de portadora para frecuencias cercanas a la portadora. Desde la solución en estado estacionario del balance armónico se calcula el ruido de fase teniendo en cuenta todas las fuentes de ruido del sistema.

En la última década se ha desarrollado otro método de análisis del ruido de fase en el dominio de la frecuencia basado en la técnica del transitorio envolvente que es de fácil aplicación en los programas de análisis de circuitos comerciales [31]. Esta técnica evita las limitaciones asociadas al balance armónico que ya se comentaron en la sección 1.3.

1.7.4 Métodos de medida del ruido de fase

Los métodos de medida del ruido de fase mas utilizados son la medida directa del espectro, la medida con detector de fase en todas sus variantes y la técnica de correlación cruzada de dos canales. En este trabajo se utilizará otra técnica que mide las fluctuaciones de fase de la señal mediante un analizador vectorial de redes, para después procesar esos datos mediante la teoría de análisis espectral clásico y calcular el ruido de fase presente en la señal. A continuación se describe brevemente la técnica utilizada y la medida directa del espectro con un analizador de espectros.

Medida directa del espectro

Utilizando un analizador de espectro se mide directamente la densidad espectral de potencia de la señal de salida del circuito, $\mathcal{L}(f_m)$, a cada uno de los offset de frecuencia con respecto de la portadora de interés, f_m . El problema de este método es que está limitado por el rango dinámico del analizador y su resolución, por lo que no es válido en muchos casos. Además, la medida obtenida no diferencia entre el ruido de fase y el ruido de amplitud, obteniéndose una medida del ruido total del circuito.

La medida directa del espectro puede utilizarse solamente bajo las siguientes condiciones:

- El ruido de amplitud del dispositivo bajo medida debe ser mucho menor que su ruido de fase para que pueda considerarse despreciable. Este requi-

sito normalmente se cumple en los osciladores que trabajan en la banda de microondas.

- El ruido de fase SSB del oscilador local del analizador de espectros a la frecuencia de interés debe ser mucho menor que el ruido de fase del dispositivo bajo medida.

Algunos de los problemas relacionados con este método son la imposibilidad de medir el ruido muy cerca de la portadora en circuitos en los que las variaciones de fase son grandes, como ocurre en los osciladores libres. Además, si se requiere una medida del ruido de fase en muchas frecuencias desplazadas de la portadora, el tiempo empleado para realizar las medidas es elevado.

Medida de las fluctuaciones de fase con un analizador vectorial de redes y análisis espectral para calcular su densidad espectral de potencia

Otra forma más eficiente de medir el ruido de fase es utilizando un analizador vectorial de redes. Esta técnica consiste en la medida directa de las fluctuaciones de fase de la señal en un intervalo de tiempo determinado, y el posterior procesamiento digital de esos datos mediante análisis espectral clásico para obtener una estimación del ruido de fase. Mediante este método se calcula una estimación de la densidad espectral de potencia del ruido a partir de un registro finito de muestras obtenido de una observación de esa variación de fase.

Utilizando un analizador vectorial de redes se muestrea la fase de la señal durante un intervalo de tiempo de duración conocida. Este muestreo está limitado por las características del VNA utilizado. Una vez capturados estos datos, se importan a un programa de procesamiento digital y se procesan para calcular una estimación de la densidad espectral de potencia de las muestras a través del cálculo del periodograma.

Al utilizar análisis espectral clásico, la resolución en frecuencia del método, lo que se puede acercar a la portadora, está limitada por la duración temporal del registro que es capaz de almacenar el VNA. Al contrario que el método anterior, en este caso si se diferencia entre ruido de fase y amplitud.

Este es el método utilizado para medir el ruido de fase de los circuitos en la banda de microondas desarrollados en esta tesis y se explicará con detalle en el capítulo 2.

1.8 Conclusiones

En este capítulo se han descrito los sistemas no lineales que son objeto de estudio en los siguientes capítulos, y su clasificación como sistemas autónomos y no autónomos en función de su dependencia con el tiempo. También se han presentado las diferentes soluciones estacionarias que pueden obtenerse de estos circuitos, así como su representación en el espacio de fases.

Para el cálculo de las soluciones estacionarias de un circuito no lineal se han propuesto métodos de análisis en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia. En este trabajo se utilizará principalmente el método en el dominio de la frecuencia del balance armónico combinado con el uso del generador auxiliar para circuitos autónomos. En los circuitos de la banda de microondas estudiados en los siguientes capítulos que tienen un régimen transitorio largo, son más eficientes estos métodos que calculan directamente la solución de estado estacionario del circuito sin pasar por el transitorio, aunque requieran un análisis de estabilidad adicional. Los métodos en el dominio del tiempo, al contrario, invierten mucho tiempo en el cálculo del transitorio aunque por ello aseguran la estabilidad de la solución alcanzada. También se ha descrito el método del transitorio envolvente, que combina el análisis en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, muy útil para el análisis de circuitos con señales moduladas que no pueden analizarse con la técnica del balance armónico.

Dado que el método de análisis más utilizado, el balance armónico, no aporta información sobre la estabilidad de las soluciones encontradas, se han explicado las técnicas de análisis de estabilidad de las soluciones, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. El análisis de estabilidad de las soluciones en el dominio del tiempo se realiza mediante el cálculo de los multiplicadores de Floquet para soluciones periódicas o los exponentes de Lyapunov para las soluciones cuasi-periódicas. Mientras que en el dominio de la frecuencia se lleva a cabo un estudio de los polos de la ecuación característica del sistema.

Además, se indica como una mínima variación de un parámetro del circuito puede provocar una variación de las propiedades de estabilidad de las soluciones obtenidas. Esto ocurre en los puntos de bifurcación. Por tanto, se estudian los diferentes tipos de bifurcaciones que pueden encontrarse en los circuitos de microondas y su análisis.

A continuación se ha introducido la teoría básica del Método de los Momentos y cuál es su aplicación en los siguientes capítulos de esta tesis. Este algoritmo matemático es la base del método electromagnético utilizado para el análisis de los componentes activos que se utilizan en la realización de los circuitos diseñados

en este trabajo. Se utiliza para realizar el ajuste final de los parámetros de los componentes del circuito para que su comportamiento en simulación sea lo más parecido al real una vez fabricado.

Por último, se ha descrito el ruido de fase, un factor muy importante en los sistemas de comunicaciones en general ya que puede degradar el rendimiento del sistema, y en particular en circuitos osciladores, ya que un valor muy alto de ruido de fase en un oscilador puede hacer que no sea adecuado para muchas aplicaciones en las que se necesita gran pureza espectral en las fuentes de señal. Se han expuesto también las técnicas de obtención del ruido de fase más utilizadas, tanto en simulación como en medida.

Bibliografía

- [1] S. Wiggins, "Introduction to Applied Nonlinear Dynamical Systems and Chaos", *Texts in Applied Mathematics 2*, Ed. Springer-Verlag, 1990. (Citado en la página 9)
- [2] G. Iooss, D. D. Joseph, "Elementary Stability and Bifurcation Theory", *Second Edition*, Ed. Springer Verlag, 2000. (Citado en la página 12)
- [3] L. O. Chua, A. Ushida, "Algorithms for computing almost periodic steady-state response of nonlinear systems to multiple input frequencies", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-28, núm. 10, págs. 953-971, 1981. (Citado en la página 12)
- [4] T. S. Parker, L. O. Chua, "Chaos: A tutorial for Ingenieers", *IEEE Proceedings*, vol.74, núm. 8, págs. 982-1008, 1987. (Citado en la página 13)
- [5] C. Camacho Peñalosa, "Numerical steady-state analysis of nonlinear microwave circuits with periodic excitation", *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, núm. 9, págs. 724-730, 1983. (Citado en la página 19)
- [6] E. Ngoya, "Contribution à la Creation D'Outils de C.A.O. des Circuits Non-Linéaires Microondes", *Tesis Doctoral, Universite de Limoges, France*, 1988. (Citado en la página 21)
- [7] V. Rizzoli, A. Neri, "State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, núm. 2, págs. 343-356, 1988. (Citado en la página 23)
- [8] F. Filicori, V. A. Monaco, C. Naldi, "Simulation and design of microwave class-C amplifiers through harmonic analysis", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-27, núm. 12, págs. 1043-1051, 1979. (Citado en la página 25)
- [9] D. Hente, R. H. Jansen, "Frequency domain continuation method for the analysis and stability investigation of nonlinear microwave circuits", *IEEE Proceedings H*, vol. 133, núm. 5, págs. 351-362, 1986. (Citado en la página 25)
- [10] V. Rizzoli, A. Neri, "Harmonic-Balance analysis of multitone autonomous nonlinear microwave circuits", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, págs. 107-110, 1991. (Citado en la página 26)

- [11] A. Suarez, R. Queré, M. Camiade, E. Ngoya, "Large signal design of broadband monolithic frequency dividers", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, págs. 1595-1598, 1992. (Citado en la página 26)
- [12] S. Ver Hoeye, A. Suárez, J. Portilla, "Techniques for oscillator nonlinear optimization and phase-noise analysis using commercial harmonic-balance software", *Proceedings of IEEE-MTT International Microwave Symposium, BOSTON, USA*, págs. 95-98, 2000. (Citado en la página 26)
- [13] A. Suárez, J. Morales, R. Queré, "Synchronization analysis of autonomus microwave circuits using new global-stability analysis tools", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, núm. 5, págs. 494-504, 1998. (Citado en la página 27)
- [14] A. Suárez, J. Sarkissian, R. Sommet, E. Ngoya, R. Queré, "Stability analysis of analog frequency dividers in the quasi-periodic regime", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.4, núm. 5, págs. 138-140, 1994. (Citado en la página 28)
- [15] E. Ngoya, R. Larchevèque, "Envelop transient analysis: A new method for the transient and steady state analysis of microwave comunication circuits and systems", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, págs. 1365-1368, 1996. (Citado en la página 29)
- [16] V. Rizzoli, A. Neri, F. Mastri, "A modulation-oriented piecewise harmonic balance technique suitable for transient analysis and digitally modulated signals", *Proceedings 26th European Microwave Conference (EuMC), República Checa*, págs. 546-550, 1996. (Citado en las páginas 29 y 30)
- [17] J. C. Pedro, N. B. Carvalho, "Simulation os RF circuits driven by modulated signals without bandwidth constraints", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, págs. 2173-2176, 2002. (Citado en las páginas 29 y 33)
- [18] M. Abramowitz, I. A. Stegun, "Handbook of mathematical functions", *New York: Dover*, 1965. (Citado en la página 31)
- [19] A. Suárez, R. Queré, "Stability analysis of nonlinear microwave systems", *Artech House microwave library*, 2003. (Citado en la página 39)
- [20] V. Rizzoli, A. Neri, D. Masotti "Local Stability Analysis of Microwave Oscillators Based on Nyquist's Theorem", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 7, núm. 10, págs. 341-343, 1997. (Citado en la página 39)
- [21] A. Suárez, "Analysis and design of autonomous microwave systems", *Wiley-IEEE Press*, 2009. (Citado en la página 41)

-
- [22] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, J.M. Collantes, "Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers", *Electronics Letters*, vol. 37, núm. 4, págs. 226-228, 2001. (Citado en la página 42)
- [23] Y. A. Kuznetsov, "Elements of Applied Bifurcation Theory", Ed. Springer, 1995. (Citado en la página 48)
- [24] R. F. Harrington, "Field Computation by Moment Method", Willey - IEEE Press, 1993. (Citado en la página 52)
- [25] A. Hajimiri, T. H. Lee, "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, núm. 2, págs. 179-194, 1998. (Citado en la página 57)
- [26] J. Kasdin, "Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and $1/f_\alpha$ power law noise generation", *IEEE Proceedings*, vol. 83, núm. 5, págs. 802-827, 1995. (Citado en la página 60)
- [27] A. Demir, A. Mehrotra, J. Roychowdhury, "Phase noise in oscillators: A unifying theory and numerical methods for characterization", *IEEE Transactions on circuits and systems-I: Fundamental theory and applications*, vol. 47, núm. 5, págs. 655-674, 2000. (Citado en la página 60)
- [28] V. Rizzoli, A. Costanzo, F. Mastri, C. Cecchetti, "Harmonic-Balance optimization of microwave oscillators for electrical performance, steady-state stability, and near-carrier phase noise", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, págs. 1401-1404, 1994. (Citado en la página 60)
- [29] J. M. Paillot, J. C. Nallatamby, M. Hessane, R. Quéré, M. Prigent, J. Rousset, "A general program for steady state, stability, and FM noise analysis of microwave oscillators", *IEEE MTT-S*, págs. 1287-1290, 1990. (Citado en la página 60)
- [30] V. Rizzoli, F. Mastri, D. Masotti, "General noise analysis of nonlinear microwave circuits by the piecewise harmonic balance technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, núm. 5, págs. 807-819, 1994. (Citado en la página 60)
- [31] E. Ngoya, J. Rousset, D. Argollo, "Rigorous RF and Microwave Oscillator Phase Noise Calculation by Envelope Transient Technique", *IEEE MTT-S*, págs. 91-94, 2000. (Citado en la página 61)

Optimización y análisis no lineal de un oscilador controlado por tensión de alta eficiencia

2.1	Introducción	70
2.2	Estructuras basadas en AWMML	72
2.2.1	Estructuras basadas en AWMML utilizadas en el circuito	75
2.3	Topología y diseño del VCO	80
2.3.1	Topología	80
2.3.2	Diseño	81
2.3.3	Eficiencia actual	85
2.4	Optimización de la eficiencia del VCO	87
2.4.1	Proceso de optimización de la eficiencia del VCO . . .	88
2.4.2	Resultados	89
2.5	Análisis de estabilidad del VCO	95
2.6	Análisis del circuito como VCO	98
2.7	Soluciones sincronizadas del VCO de alta eficiencia	101

2.7.1	Comportamiento como oscilador sincronizado	102
2.7.2	Comportamiento como desfasador	112
2.8	Implementación y resultados experimentales	118
2.8.1	Tecnología de fabricación	118
2.8.2	Resultados experimentales: Eficiencia	120
2.8.3	Medidas de ruido de fase	130
2.9	Comparación con diseños anteriores	143
2.10	Conclusiones	144

2.1 Introducción

Los sistemas de comunicaciones actuales, además de con sus especificaciones puramente técnicas, tienen que cumplir con unos exigentes requisitos en cuanto a peso, tamaño, coste y consumo de potencia, especialmente cuando se requieren para aplicaciones móviles o son alimentados por baterías, en cuyo caso la autonomía del sistema es un requisito de diseño fundamental.

En este escenario, los circuitos multifuncionales suponen una alternativa muy interesante para el diseño de estos sistemas de comunicaciones, ya que consiguen implementar varias de las funciones del sistema utilizando un único circuito con un número reducido de componentes. De este modo, se reduce su tamaño, la potencia requerida y su coste final.

Los circuitos basados en osciladores sincronizados son un caso particular de circuito multifuncional que puede utilizarse para realizar operaciones electrónicas como modulación y demodulación coherente, división de frecuencia, amplificación directa de señales moduladas en frecuencia o recuperación de portadora en recepción, entre otras.

Por otra parte, los osciladores juegan un papel muy importante en el diseño de los sistemas de comunicaciones, ya que junto con los amplificadores de potencia son uno de los bloques del sistema que más energía consume, condicionando las características de todo el sistema. Por tanto, tienen que ser cuidadosamente diseñados con el fin de reducir ese consumo de potencia.

De este modo, la eficiencia energética es una especificación crítica en todo sistema y su optimización y análisis es muy importante, dado que la utilización de dispositivos de alta eficiencia conlleva consumos eléctricos más reducidos, aumenta el tiempo de vida de las baterías y simplifica el manejo de problemas

térmicos, reduciendo el coste final. En el diseño de estos circuitos también hay que tener en cuenta que la utilización de tensiones de alimentación reducidas aumenta la autonomía del sistema.

En la literatura se encuentran numerosos trabajos dedicados a la optimización de la eficiencia de amplificadores en la banda de microondas. Sin embargo, esas técnicas de optimización no se pueden aplicar directamente al diseño de osciladores, ya que en este caso, la frecuencia, la potencia y la estabilidad de la señal autónoma tienen que ser controladas simultáneamente. Aunque han recibido menor atención que los amplificadores, a lo largo de los años se han desarrollado algunas técnicas específicas para la optimización de la eficiencia de osciladores en la banda de microondas [1–10]. Algunas de ellas se han aplicado a la optimización de osciladores de frecuencia fija [4–10]. En otros casos, la optimización de la eficiencia se consigue utilizando tensiones de polarización bastante elevadas [2–8], dado que normalmente la eficiencia de los osciladores se reduce a medida que disminuye la tensión de polarización. Sin embargo, hay pocas referencias que aborden la optimización de la eficiencia de osciladores utilizando tensiones de alimentación bajas para no limitar la autonomía de los sistemas en los que son utilizados. Por otra parte, algunos autores han demostrado la influencia del contenido armónico de la señal autónoma en la eficiencia del oscilador, [8, 9, 11], por lo que la optimización de la misma puede abordarse mediante el control del contenido armónico del circuito.

En este capítulo se presenta una nueva técnica para el diseño, la optimización no lineal y el análisis de la eficiencia de un oscilador controlado por tensión (VCO) en la banda de microondas, utilizando una tensión de polarización del transistor reducida. La técnica se basa en el uso de un generador auxiliar, que asegura la existencia de la señal autónoma e impone su amplitud y frecuencia. Para obtener la señal autónoma buscada, es necesario incluir en el circuito elementos que proporcionen la impedancia de entrada requerida en torno a los armónicos de la señal autónoma. Para este cometido se utilizan cargas multiarmónicas basadas en líneas de transmisión con anchura modulada arbitrariamente (AWMML), que permiten el control preciso de su impedancia de entrada simultáneamente en varios puntos de frecuencia no armónicamente relacionados. La eficiencia se considera como un objetivo de optimización que se añade a la condición de no perturbación del generador auxiliar. Con este enfoque, la eficiencia puede ser optimizada mientras la frecuencia y potencia de salida se fijan utilizando el generador auxiliar. Además, la alta flexibilidad de diseño aportada por las cargas multiarmónicas permite un control muy preciso del circuito y evita la mayoría de los problemas relacionados con el uso de estructuras basadas en líneas de transmisión convencionales y *stubs*, que se han utilizado tradicionalmente en los circuitos que trabajan en la banda de microondas para realizar las redes de adaptación y de polarización.

Durante el diseño y la optimización del VCO, se adapta el circuito para su posterior funcionamiento como VCO sincronizado. Una vez optimizado, el VCO de alta eficiencia se sincronizará con una señal externa y se analizará detalladamente la eficiencia de las soluciones sincronizadas en función del valor de la potencia de la señal de referencia, bajo dos modos de operación diferentes. Por una parte, si se utiliza una señal de referencia de frecuencia variable, el circuito puede utilizarse como un oscilador sincronizado con bajo ruido de fase. Por otro lado, utilizando una señal de frecuencia fija, el circuito funciona como un desfasador de rango continuo ajustable electrónicamente. En ambos casos, la eficiencia de las soluciones sincronizadas será analizada con la técnica del balance armónico junto con un generador auxiliar.

2.2 Estructuras basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada

Como ya se ha comentado, la creciente demanda de circuitos multifuncionales con altas prestaciones que se ha producido en los últimos años ha motivado el desarrollo de diferentes técnicas para la optimización de los parámetros de diseño de estos circuitos. De entre los parámetros importantes a optimizar, destaca además de la frecuencia central de trabajo, el contenido armónico de las señales presentes en el circuito, ya que condicionará el comportamiento del circuito. En esta sección se presentan las cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada (AWMML por sus siglas en inglés) que se utilizarán como base en la optimización del oscilador de alta eficiencia.

En la literatura se encuentran ejemplos de utilización de líneas microstrip de anchura modulada para el diseño de filtros multibanda en la banda de microondas [12–17] donde se proponen líneas cuyo perfil varía de acuerdo a funciones conocidas, como funciones senoidales [12, 13], gaussianas [14, 15] o basadas en transformadas de Fourier [16, 17]. El proceso de diseño seguido aquí no presupone ninguna forma de variación de la anchura, si no que permite que ésta evolucione de manera arbitraria. Esto incrementa considerablemente la flexibilidad de diseño de estas estructuras y permite conseguir de forma más precisa los objetivos de diseño del circuito.

La estructura de las líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada está formada por un número elevado de secciones trapezoidales de línea microstrip de igual longitud. La longitud de cada sección microstrip es $\Delta L = \frac{L}{N}$, donde L es la longitud total de la AWMML y N el número de secciones microstrip

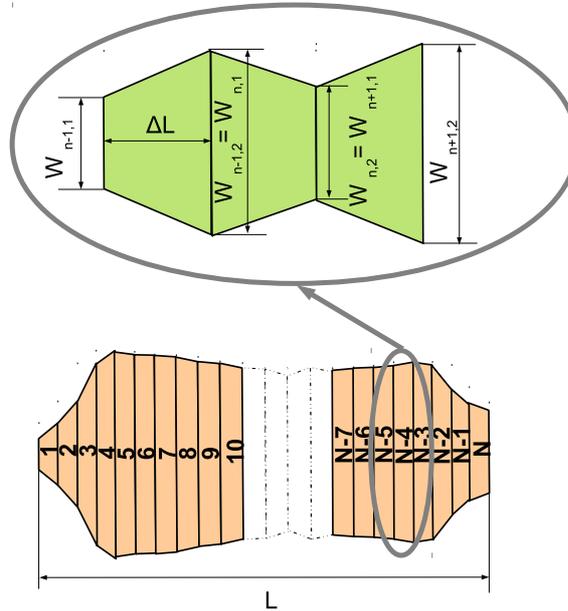


Figura 2.1: Estructura de las líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada.

de las que está compuesta. Por tanto, el conjunto de parámetros que define una AWMML está formado por N , ΔL y los pares W_i , W_{i+1} que representan la anchura inicial y final respectivamente de las secciones trapezoidales microstrip de las que está compuesta la estructura. Con el fin de obtener una función de modulación continua de la anchura de la línea, la anchura inicial de una sección es igual a la anchura final de la sección anterior. La estructura de estas líneas se muestra en la figura 2.1.

Su utilización proporciona algunas ventajas fundamentales con respecto a las tradicionales cargas de banda estrecha basadas en líneas convencionales y stubs. En primer lugar, estas estructuras permiten el control preciso de su impedancia de entrada sobre un ancho de banda relativamente elevado en torno a diferentes puntos de frecuencia no armónicamente relacionados, lo que aumenta considerablemente su flexibilidad de diseño, mientras que con stubs solo se puede imponer

la impedancia de entrada en un ancho de banda muy limitado alrededor de una sola frecuencia. Además, se evitan los problemas prácticos derivados del uso de stubs, tales como la inexactitud de los modelos circuitales, la radiación en los bordes o el acoplamiento electromagnético parásito con otras estructuras. Por tanto, la desviación entre los resultados en simulación y los experimentales se reduce considerablemente.

Las estructuras basadas en AWMML pueden utilizarse como cargas multiarmónicas durante el proceso de diseño y optimización de los circuitos para conseguir los valores deseados de frecuencia y contenido armónico de la señal de oscilación. En la literatura se encuentran algunos ejemplos de utilización de estas estructuras en la optimización de circuitos en la banda de microondas basados en osciladores. En [18–20], se exponen distintos métodos de optimización del rango de sincronización de osciladores racionalmente sincronizados utilizando una carga multiarmónica basada en líneas AWMML para el control de la frecuencia y el contenido armónico de la señal de oscilación.

Gracias a la facilidad del control de la impedancia de entrada de las estructuras AWMML, además de su utilización como cargas multiarmónicas para conseguir la respuesta en frecuencia necesaria para cada aplicación, son muy útiles para la realización de las redes de polarización de DC de los elementos activos de los circuitos diseñados [21].

Para utilizar una estructura basada en AWMML como red de polarización, ésta tiene que completarse en el lado en el que se conecta al circuito de RF con una pequeña línea microstrip de ancho igual al de la sección final para asegurar una fácil conexión con la parte de alta frecuencia del circuito. En el otro extremo de la estructura, se añade una línea de transmisión y una sección microstrip más ancha donde se montan las resistencias, condensadores y el cable de alimentación de DC. Por otra parte, si se va a utilizar la estructura AWMML como carga multiarmónica en un circuito, hay que añadir a los dos extremos de la carga una línea de transmisión microstrip para adaptar el ancho de la última sección trapezoidal que forma la estructura al componente del circuito al que se conecta la carga. En la figura 2.2 pueden verse las estructuras AWMML terminadas para su utilización como redes de polarización en (a) y como cargas multiarmónicas conectadas por un extremo al transistor en (b).

A continuación se expone el proceso seguido para el diseño de las redes de polarización del oscilador de alta eficiencia mediante estructuras AWMML, y su utilización como cargas multiarmónicas, base para la optimización de la eficiencia del circuito.

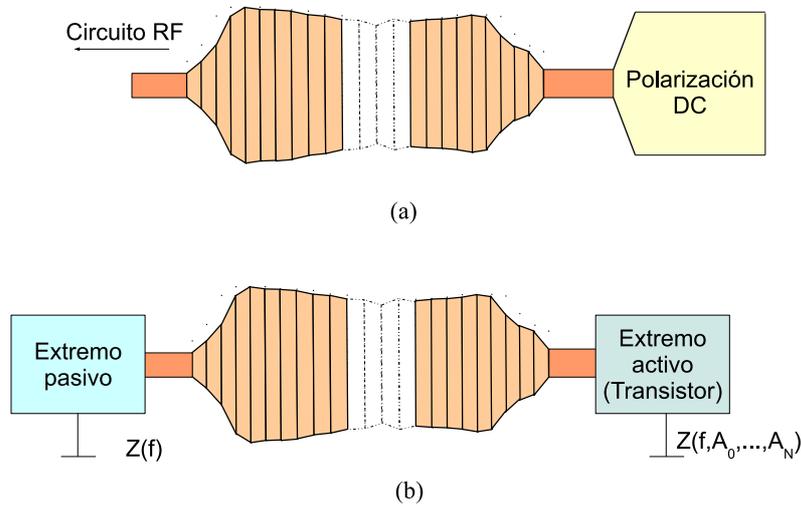


Figura 2.2: Red de polarización y carga multiarmónica basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada.

2.2.1 Estructuras basadas en AWMML utilizadas en el circuito

En este trabajo se utilizan las estructuras basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada con dos objetivos diferentes. Por una parte, se utilizan para implementar las redes de polarización de DC del transistor del circuito. Estas redes de polarización se optimizan para conseguir una alta impedancia de entrada a la frecuencia fundamental de la señal autónoma y a las frecuencias de sus primeros componentes armónicos. De esta forma, las redes de polarización no afectan al contenido armónico del circuito, por lo que no suponen ninguna carga para él. Por otra parte, las redes AWMML se utilizan para implementar las cargas multiarmónicas utilizadas como base en el proceso de optimización de la eficiencia del circuito. Los parámetros de diseño de estas cargas multiarmónicas formarán parte del conjunto de variables de optimización del circuito para conseguir la máxima eficiencia, aportando flexibilidad al proceso de optimización y asegurando su convergencia, como se explicará en las siguientes secciones.

Diseño de las redes de polarización basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada utilizadas en el circuito

Las redes de polarización del circuito que se presenta se han diseñado mediante un proceso de optimización en el cual las variables a optimizar son los parámetros de la estructura AWMML. Estos parámetros son el ancho inicial y final de cada sección trapezoidal microstrip y la longitud total de la estructura. El objetivo de este proceso de optimización es obtener una red de polarización con una respuesta en frecuencia concreta, que tenga una alta impedancia de entrada alrededor de las frecuencias de los tres primeros armónicos de la señal autónoma. Por tanto, los objetivos del proceso de optimización se definen imponiendo que la impedancia de entrada mínima de la estructura sea al menos de $1\text{ k}\Omega$ en un ancho de banda de 200 MHz centrado alrededor de las frecuencias de los tres primeros armónicos de la señal autónoma, 2.5 GHz , 5 GHz y 7.5 GHz .

El proceso de optimización se realiza en dos pasos. En primer lugar se implementa el diseño de la red AWMML a través de modelos circuitales de componentes microstrip en esquemático. Esta operación se realiza en el simulador esquemático de la herramienta de software Agilent Advanced Design (ADS). Para este diseño concreto se utilizan 200 secciones trapezoidales microstrip. Una vez impuestos los objetivos de diseño en cuanto a la impedancia de entrada mínima requerida mencionados anteriormente, la herramienta de software varía las anchuras inicial y final de cada sección cónica y la longitud total de la estructura, y analiza en cada paso el valor de su impedancia de entrada en el ancho de banda definido alrededor de las frecuencias de 2.5 GHz , 5 GHz y 7.5 GHz hasta alcanzar el valor mínimo impuesto de $|Z_{in}| > 1\text{ K}\Omega$ en los tres rangos de frecuencias. Una vez alcanzados los objetivos de la optimización se crea el layout de la red desde su modelo en esquemático.

En el segundo paso del proceso de optimización se calcula la respuesta en frecuencia de la red mediante el simulador *momentum* de ADS basado en el Método de los Momentos y se corrigen las pequeñas diferencias entre los resultados obtenidos en el primer paso y los obtenidos en la simulación basada en el Método de los Momentos, cambiando ligeramente el valor de la longitud total de la estructura si es necesario.

Tras este paso se consigue una red de polarización con bandas de bloqueo a los tres primeros armónicos de la señal de oscilación. Dado que la amplitud de los componentes armónicos decrece considerablemente a medida que aumenta el número de orden del armónico considerado, el comportamiento de la red de polarización de continua a frecuencias superiores a 7.5 GHz se puede despreciar sin afectar al rendimiento general del circuito.

En la figura 2.3 (a) se muestra el layout de la red de polarización de DC optimizada, en la que se incluye una sección microstrip adicional para colocar los condensadores de desacoplamiento y el cable de alimentación.

La respuesta en frecuencia de la estructura diseñada se puede ver en la figura 2.3 (b). El valor mínimo de la impedancia de entrada calculada alrededor de las frecuencias de interés, $|Z_{in}|$, es de $1\text{ k}\Omega$. La respuesta en frecuencia calculada con el simulador en esquemático de ADS se ha comparado con la impedancia de entrada de la estructura final calculada mediante simulaciones electromagnéticas basadas en el Método de los Momentos. Como puede verse, aunque los valores de impedancia calculados mediante las simulaciones electromagnéticas son ligeramente inferiores a los de las simulaciones con los modelos en esquemático, los resultados obtenidos en este análisis son totalmente compatibles con los objetivos de diseño.

Para estudiar el efecto de estas redes de polarización en un circuito en la banda de microondas, se conecta el extremo que va al circuito a una línea microstrip, y

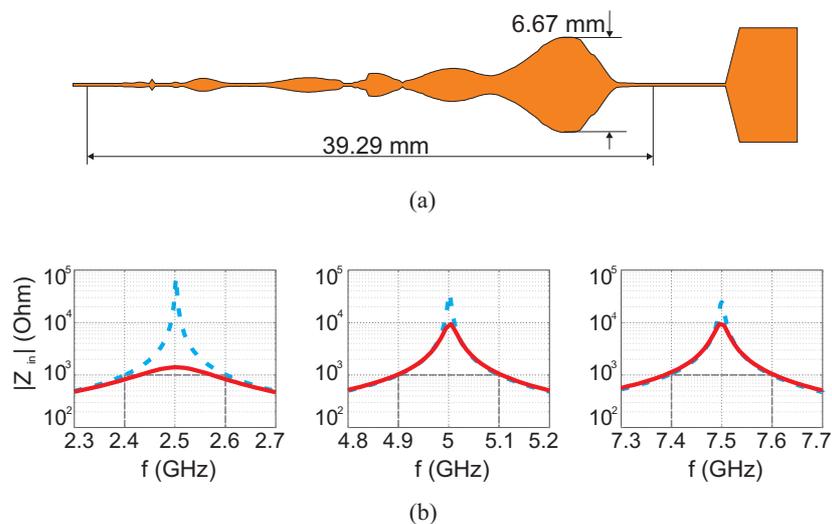


Figura 2.3: (a) Layout de la red de polarización. (b) Impedancia de entrada de la red de polarización diseñada, calculada a través de simulaciones en el esquemático (línea de puntos azul) y con simulaciones electromagnéticas mediante el MoM (línea continua roja).

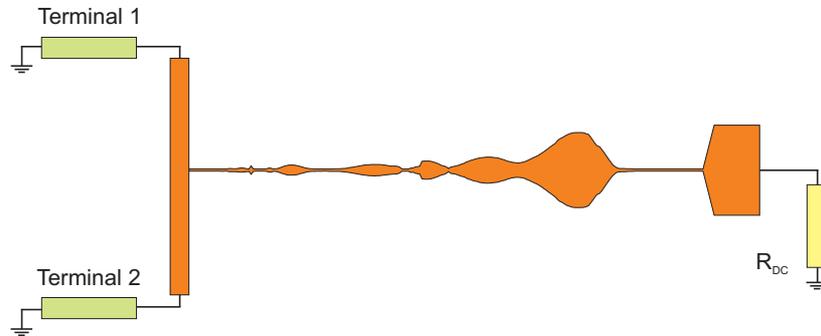


Figura 2.4: Red de polarización basada en una estructura AWMML conectada a una línea de transmisión microstrip y a una resistencia de alimentación de DC.

el otro extremo, el de DC, se conecta a tierra a través de una resistencia, R_{DC} . El esquema de la conexión se muestra en la figura 2.4. Calculando los parámetros S del circuito resultante entre los dos puertos situados en los extremos de la línea de transmisión, puede comprobarse el comportamiento de la red de polarización.

En la figura 2.5 (a) se representan los valores simulados del módulo del parámetro S_{21} del circuito para tres valores diferentes de R_{DC} , 0.01Ω , 50Ω y $10 k\Omega$. Se puede ver como la red presenta un buen comportamiento de bloqueo a las tres frecuencias de interés, puesto que las variaciones en el valor de R_{DC} prácticamente no afectan a los valores de $|S_{21}|$. La variación en $|S_{21}|$ es inferior a $0.4 dB$ para la banda de bloqueo a la frecuencia de $2.5 GHz$ y menor de $0.1 dB$ para el resto de frecuencias consideradas. El circuito de prueba, la red de polarización conectada a una línea microstrip, se ha fabricado y medido para validar experimentalmente la red de polarización diseñada. En la figura 2.5 (b) se muestran los valores medidos de $|S_{21}|$ del circuito en las tres bandas de frecuencias de bloqueo de la red de polarización, para distintos valores de R_{DC} , 0.01Ω , 50Ω y $10 k\Omega$. De estas medidas se obtiene que la influencia de la red de polarización en el comportamiento del circuito al que se conecten es mínima, como se derivaba de los resultados obtenidos en simulación.

La ventaja de la utilización de estas estructuras como redes de polarización con respecto a las redes realizadas con stubs son varias. Por un lado, con una estructura basada en AWMML, se puede imponer el valor de la impedancia de entrada simultáneamente en un ancho de banda elevado alrededor de varios pun-

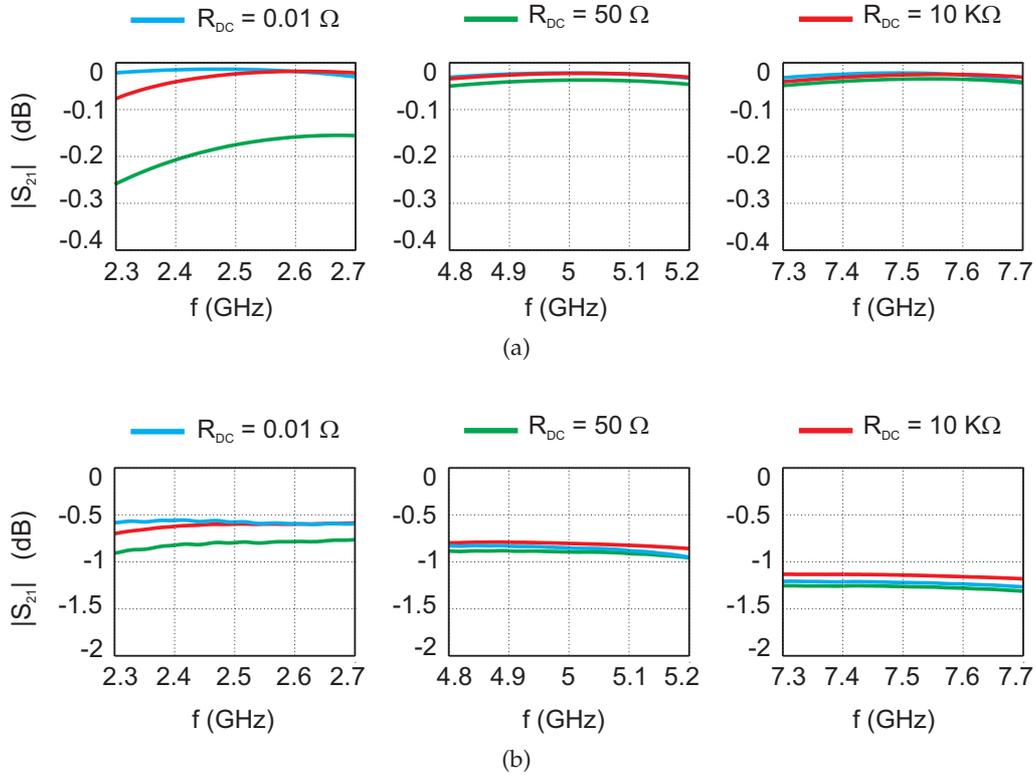


Figura 2.5: Simulaciones (a) y medidas (b) de $|S_{21}|$ para distintos valores de R_{DC} , 0.01Ω , 50Ω y $10 \text{ k}\Omega$.

tos de frecuencia diferentes, mientras que los stubs operan en banda estrecha en torno a una única frecuencia. Además, la forma de las redes de polarización basadas en estructuras AWMML es suave, es decir, no tiene discontinuidades como en el caso de los stubs que debido al efecto de bordes que se produce en ellos provocan que las medidas se desvíen considerablemente de las simulaciones dificultando el proceso de diseño del circuito total. Por último, otra desventaja de las redes realizadas con stubs es que su respuesta en frecuencia es muy abrupta, por lo que una pequeña desviación en la fabricación hace que la impedancia de la red a la frecuencia deseada varíe mucho mientras que con las redes de polarización basadas en AWMML tienen una respuesta muy suave que hace que pequeñas desviaciones apenas tengan influencia en las medidas finales.

2.3 Topología y diseño del VCO

En esta sección se describe la topología de un oscilador controlado por tensión para, a continuación, explicar el procedimiento de diseño y las técnicas no lineales utilizadas. Una vez descrito el proceso de diseño, se mostrarán las soluciones obtenidas hasta este momento, antes del proceso de optimización de la eficiencia.

2.3.1 Topología

La figura 2.6 muestra el esquema general del circuito en el que se indica la conexión en el terminal drenador del transistor del generador auxiliar (AG), utilizado para el diseño y optimización del mismo. El VCO se basa en un único transistor PHEMT de bajo ruido que requiere tensión de polarización reducida, alrededor de 1.5 V. El modelo de transistor utilizado es el ATF-36077 de Avago, que se ha elegido debido a la disponibilidad de un buen modelo de gran señal. La red de realimentación colocada en el terminal fuente asegura la existencia de las condiciones de arranque de la señal autónoma en torno a la frecuencia $f_o = 2.5 \text{ GHz}$. En esta red se incluye un diodo varactor que permite ligeros ajustes en la frecuencia de la señal autónoma, f_o , cuando el VCO opera como oscilador libre. Bajo régimen de operación sincronizado, y funcionando como desfaseador

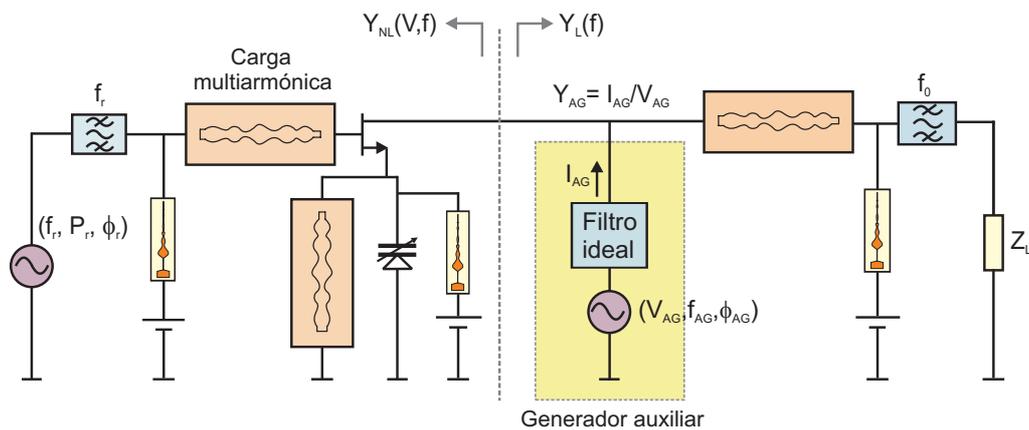


Figura 2.6: Topología del VCO.

variable, el varactor se utilizará para controlar la variación de fase de la señal autónoma.

Cuando el VCO opera en régimen sincronizado, la señal de referencia, con frecuencia $f_r = f_o$, potencia P_r y fase ϕ_r , se conecta al circuito a través de un filtro paso-banda con una frecuencia central de 2.5 GHz. La señal de salida se obtiene en el terminal drenador del transistor a través de otro filtro paso-banda con las mismas características que el de entrada.

Además de los componentes mencionados, a cada uno de los terminales del transistor se conecta una carga multiarmónica basada en líneas de transmisión de anchura modulada arbitrariamente (AWMML). El proceso de optimización de la eficiencia del oscilador está basado en estas cargas, que han sido descritas en detalle en la sección anterior. Los parámetros que definen la geometría de las cargas multiarmónicas colocadas en el circuito formarán el conjunto de las variables de optimización.

Debido a su buen rendimiento también se han utilizado este tipo de redes para implementar las redes de polarización del transistor mediante el proceso explicado en 2.2.1.

2.3.2 Diseño

El diseño y el análisis de las diferentes soluciones del VCO se realiza mediante simulaciones basadas en balance armónico. Dado el carácter autónomo del circuito, se utiliza un generador auxiliar para imponer los parámetros de operación de la señal autónoma. El generador auxiliar se utiliza en los circuitos autónomos para definir la base de frecuencias necesaria para el análisis mediante el balance armónico.

La fase de diseño consta de dos etapas diferenciadas. En primer lugar, mediante un análisis en pequeña señal se asegura el cumplimiento de las condiciones necesarias para el arranque de la oscilación. A continuación, en una segunda etapa en gran señal se utiliza el generador auxiliar para imponer la solución autónoma del circuito.

2.3.2.1 Análisis en pequeña señal

Un circuito autónomo puede modelarse utilizando un circuito equivalente formado por la conexión en paralelo de dos subredes, una lineal, que contiene única-

mente elementos lineales y otra no lineal, que contiene los elementos no lineales, en este caso el transistor. Teniendo en cuenta este circuito equivalente, la admitancia en el punto de interconexión $Y_T(f)$ puede expresarse como la suma de las admitancias de la subred lineal $Y_L(f)$ y de la subred no lineal $Y_{NL}(f)$:

$$Y_T(f) = Y_L(f) + Y_{NL}(V, f) \quad (2.1)$$

En este primer análisis lineal en pequeña señal se modificarán alguno de los parámetros del circuito para conseguir satisfacer las condiciones de arranque de la oscilación, que pueden expresarse como:

$$\begin{cases} \Re\{Y_T(f = f_{ps})\} = \Re\{Y_L(f = f_{ps})\} + \Re\{Y_{NL}(V = V_{ps}, f = f_{ps})\} < 0 \\ \Im\{Y_T(f = f_{ps})\} = \Im\{Y_L(f = f_{ps})\} + \Im\{Y_{NL}(V = V_{ps}, f = f_{ps})\} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

donde \Re y \Im indican la parte real e imaginaria respectivamente, f_{ps} es la frecuencia de arranque de oscilación deseada y V_{ps} es la amplitud de la oscilación en el momento del arranque de la misma, por lo que tiene un valor muy pequeño.

Como la red lineal solo contiene elementos pasivos, la parte real de la admitancia es siempre positiva, por lo que para que se cumpla la condición anterior, la parte real de la admitancia no lineal debe ser negativa:

$$\Re\{Y_{NL}(V = V_{ps}, f = f_{ps})\} < 0 \quad (2.3)$$

Además de las ecuaciones indicadas en (2.2), para asegurar el arranque de la oscilación, la parte imaginaria de la admitancia debe cumplir la siguiente condición:

$$\left. \frac{\partial \Im\{Y_{NL}(V = V_{ps}, f)\}}{\partial f} \right|_{f=f_{ps}} > 0 \quad (2.4)$$

Por tanto, para obtener una oscilación a una determinada frecuencia, el pozo de conductancia negativa debe ir acompañado por la pendiente positiva de la susceptancia. Si se cumplen estas condiciones, se creará en el oscilador una situación potencialmente inestable que produce el arranque de la oscilación a la frecuencia $f \approx f_{ps}$.

Para realizar este análisis se conecta un generador auxiliar en paralelo con la puerta del transistor. La tensión del generador auxiliar se fija a un valor pequeño, $V_{AG} = 0.01 V$, y se barre su frecuencia, f_{AG} , alrededor de la frecuencia de oscilación libre deseada para el oscilador, en este caso $2.5 GHz$. Bajo estas condiciones debe asegurarse que se cumple la condición indicada en (2.2). En la figura 2.7 se muestra la evolución de la parte real e imaginaria de la admitancia en todo el rango de frecuencia de f_{AG} considerado en el barrido, y un detalle ampliado en torno a la frecuencia de $2.5 GHz$. Puede verse como las condiciones de arranque de la oscilación se cumplen a $2.5 GHz$ y no se cumplen para el resto de frecuencias del rango. De esta forma, se generará una inestabilidad en el sistema que hará posible el arranque de la oscilación a $2.5 GHz$.

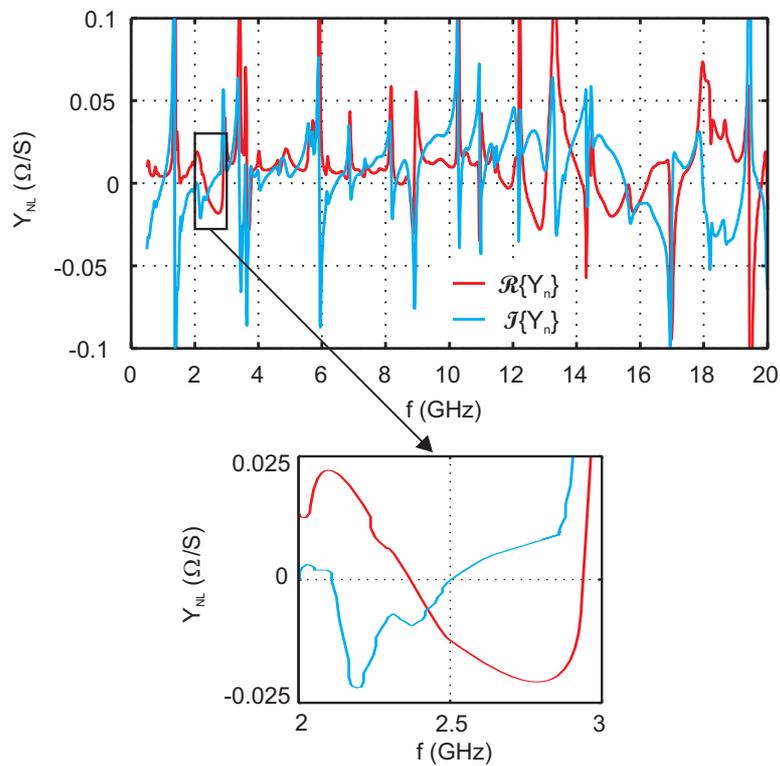


Figura 2.7: Cumplimiento de las condiciones de arranque de la oscilación en pequeña señal.

Una vez asegurado el arranque de la oscilación en la puerta del transistor, el generador auxiliar se mueve al drenador del transistor como se muestra en la figura 2.6. Desde esta nueva posición se utilizará para el análisis y optimización del circuito, puesto que desde esta posición se controla mejor la potencia de salida y, por tanto, la eficiencia del circuito.

Hay que destacar que la admitancia de la parte no lineal depende de la magnitud de la tensión a la que se ve sometida. Por tanto, este análisis de la admitancia para obtener la oscilación se hace en pequeña señal, esto es, que a la entrada del transistor la señal es prácticamente nula. De esta forma, el transistor opera en régimen lineal y su impedancia no depende de la amplitud de las tensiones y corrientes a las que está sometido. A medida que aumenta la amplitud de la señal autónoma, la admitancia de la parte no lineal del circuito varía mientras que la admitancia de la parte lineal no se modifica. Esto hace que se modifique la admitancia total del circuito, variando la condición de resonancia y, por tanto, la frecuencia de la oscilación libre.

2.3.2.2 Análisis en gran señal

Diseñando el oscilador en base a un análisis en pequeña señal, la frecuencia de oscilación libre no coincidirá con la deseada, ya que al aumentar su amplitud también se modificará su frecuencia. Además, no se tiene control sobre el contenido armónico de la señal autónoma que, en este caso, es un aspecto fundamental de cara a la optimización de la eficiencia del circuito. Por tanto, una vez que se cumplen las condiciones de arranque de la oscilación en pequeña señal, se utilizará el generador auxiliar para imponer la solución autónoma en estado estacionario, fijando su frecuencia y amplitud.

El generador auxiliar no debe influir en la dinámica del circuito, ya que es un elemento que no forma parte del mismo. Esta situación se consigue imponiendo la condición de que la corriente por el AG sea nula, o lo que es lo mismo, que la admitancia que presente esa rama sea nula si se utiliza una fuente de tensión, como ocurre en este caso. Por tanto, el generador auxiliar, que opera con amplitud $V_{AG} = V_o$, fase $\phi_{AG} = \phi_o$ y frecuencia $f_{AG} = f_o = 2.5 \text{ GHz}$, tiene que cumplir las condiciones de no perturbación del circuito para la frecuencia de oscilación libre y la amplitud del primer armónico deseadas:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o)\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o)\} = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Esta expresión es equivalente a la condición de oscilación estacionaria en gran señal. Tras un proceso de optimización, en el que se calculan los valores de varios parámetros de diseño del circuito que permiten que se satisfaga la condición de no perturbación del generador auxiliar, se obtiene una solución definida por los parámetros del AG. Una vez realizado un análisis de estabilidad en torno a esa solución en gran señal y determinado que la solución encontrada es estable, puede asegurarse que el circuito es capaz de mantener por si mismo la solución autónoma definida por V_{AG} , ϕ_{AG} y f_{AG} .

El nuevo sistema de ecuaciones a resolver es entonces:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \bar{\gamma}_c)\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \bar{\gamma}_c)\} = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

donde $\bar{\gamma}_c$ es el conjunto de variables de optimización del circuito. En este primer análisis, antes del proceso de optimización de la eficiencia, los parámetros de diseño de las cargas multiarmónicas colocadas en el circuito no forman parte del conjunto de variables de optimización $\bar{\gamma}_c$. Estas cargas actúan en esta fase como líneas de transmisión convencionales modificando únicamente su longitud total y anchura, que es igual para todas las secciones que componen cada carga.

2.3.3 Eficiencia actual

Una vez realizado el análisis en gran señal resolviendo el sistema de ecuaciones que se presenta en (2.6) y determinada la estabilidad de la solución encontrada, se tiene un oscilador a la frecuencia de 2.5 GHz. En este punto del diseño, la eficiencia que presenta el circuito no será muy elevada, ya que aún no se ha optimizado.

Calculando la eficiencia del VCO, ϵ , como $\epsilon = 100 \cdot \frac{P_o}{P_{DC}}$, donde P_o es la potencia del componente fundamental de la señal autónoma evaluada en el puerto de salida del circuito y P_{DC} es la potencia entregada al circuito por las fuentes de alimentación, en este punto del diseño se obtiene un valor de $\epsilon = 7.8\%$. Hay que tener en cuenta que el valor de eficiencia obtenido es muy bajo, ya que las cargas colocadas en el circuito no están optimizadas. En este punto, todos los segmentos que forman las cargas multiarmónicas colocadas en el circuito tienen la misma anchura, por lo que cada una de las cargas puede ser vista como una línea de transmisión convencional.

Algunos autores han descrito la fuerte influencia que hay entre la eficiencia del circuito y las formas de onda de la corriente y la tensión en el drenador del transistor [8, 9, 11]. Estos autores han demostrado que, para que un transistor disipe la mínima potencia, se requiere que la forma de onda de la tensión a su salida sea una onda cuadrada combinada con una forma de onda de la corriente en forma de pulso. Cuando el solapamiento entre las formas de onda de la tensión y la corriente es mínimo, es decir, estas señales están desfasadas 180° , la potencia DC requerida por el transistor es mínima, por lo que se maximiza la eficiencia.

En la figura 2.8 se muestran las formas de onda de la corriente y la tensión obtenidas en el terminal del drenador del transistor teniendo en cuenta los diez primeros armónicos de la señal autónoma. Estas formas de onda se compararán con las obtenidas una vez optimizado el oscilador para conseguir máxima eficiencia. Puede observarse como su forma dista mucho de la teóricamente necesaria para obtener una máxima eficiencia. En la siguiente sección, se comprobará como, una vez optimizada la eficiencia del circuito, las formas de onda de la corriente y la tensión obtenidas a la salida del transistor son muy parecidas a las necesarias para tener máxima eficiencia.

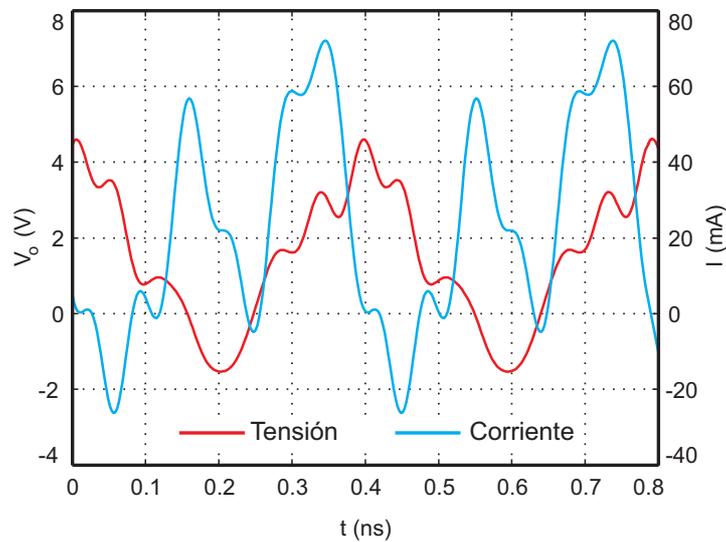


Figura 2.8: Formas de onda de la corriente y la tensión de la señal autónoma evaluadas en el terminal del drenador antes del proceso de optimización de la eficiencia.

En la tabla 2.1 se indica el contenido armónico de las señales de tensión y corriente de salida del transistor en módulo y fase antes del proceso de optimización. Estos datos, al igual que las formas de onda que generan los armónicos a la salida del transistor, se compararán con los valores obtenidos una vez optimizada la eficiencia del circuito.

Armónicos f (GHz)	Tensión		Corriente	
	Módulo (V)	Fase (°)	Módulo (mA)	Fase (°)
2.5	2.36	0	22	96.35
5	1.22	-122.9	29	91.45
7.5	0.35	-89.56	8	-140.31
10	0.498	25.661	4	90.13

Tabla 2.1: Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor antes del proceso de optimización de la eficiencia.

2.4 Optimización de la eficiencia del VCO

Hasta este punto se ha descrito la topología y el proceso de diseño de un oscilador controlado por tensión mediante la utilización de un generador auxiliar, que permite obtener la solución autónoma de frecuencia y amplitud deseadas. La eficiencia actual del oscilador es baja, por lo que en esta sección se explicará el proceso de optimización desarrollado para maximizarla.

Como ya se ha comentado, se han publicado varios trabajos [8, 9, 11] que exponen la gran influencia del contenido armónico de la señal autónoma y de la carga que ve el transistor en la eficiencia del oscilador, ya que son estos elementos los que determinan las formas de onda de la corriente y la tensión a la salida del circuito. De hecho, la mayoría de los métodos de optimización publicados hasta ahora están basados en el control de estas formas de onda, que se consigue supervisando el contenido armónico de la señal autónoma. Aunque de esta forma se han obtenido buenos resultados, con estos métodos hay que calcular *a priori* el contenido armónico de la señal autónoma y después imponerlo al circuito mediante el diseño de la carga que ve el transistor, por lo que hay que tener en cuenta el tiempo y complejidad de diseño que ello requiere. Con el método de optimización propuesto se obtendrá el contenido armónico de la señal autónoma

necesario para obtener máxima eficiencia, sin la necesidad de calcularlo *a priori* ni diseñar con anterioridad la carga que ve el transistor.

Para tener una gran flexibilidad en el control de los armónicos de la señal de oscilación y la respuesta en frecuencia del circuito, se utilizan cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada. Dichas cargas se sitúan, en el caso del VCO de alta eficiencia, en los terminales puerta, fuente y drenador del transistor y gracias a esa gran flexibilidad se puede asegurar la convergencia del proceso de optimización.

2.4.1 Proceso de optimización de la eficiencia del VCO

El método propuesto para la optimización de un oscilador controlado por tensión de alta eficiencia está basado en la técnica de balance armónico y el uso de un generador auxiliar, junto con la utilización de cargas multiarmónicas basadas en estructuras AWMML, cuya flexibilidad de diseño permite garantizar la convergencia del proceso de optimización y obtener el contenido armónico necesario para maximizar la eficiencia del VCO.

En trabajos anteriores, en los que se demuestra que la eficiencia del oscilador está directamente relacionada con el contenido armónico de la solución autónoma y de la carga vista por el transistor, la optimización de la eficiencia del oscilador se realiza en dos pasos. En un primer paso se calcula el contenido armónico óptimo de la señal autónoma, y a continuación se impone este contenido armónico al circuito a través del diseño de la carga del transistor. En este trabajo se utiliza un método de optimización distinto, que permite imponer directamente el valor mínimo de eficiencia deseado y no requiere un conocimiento previo de la forma de onda o del contenido armónico de la señal autónoma, asegurándose de que el transistor es capaz de generar el contenido armónico necesario.

El proceso de optimización no lineal de la eficiencia se realiza a partir de simulaciones basadas en la técnica de balance armónico. La utilización de un generador auxiliar asegura la existencia de la señal autónoma, a la vez que permite imponer su frecuencia $f_o = f_{AG}$ y su amplitud $V_o = V_{AG}$ durante el proceso de optimización. Para encontrar el punto de trabajo óptimo del circuito en el que se consigue máxima eficiencia, se impone, además de las condiciones de oscilación, una condición de eficiencia mínima. Por tanto, en este paso se expresa la eficiencia del circuito ϵ como uno de los objetivos de optimización, así que, junto con las condiciones de oscilación indicadas en la ecuación (2.6), el nuevo conjunto de condiciones de optimización forman el sistema:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d)\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d)\} = 0 \\ \epsilon(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d) > \epsilon_{min} \end{cases} \quad (2.7)$$

donde $\tilde{\gamma}_d$ es el conjunto de variables que definen la geometría de las tres cargas multiarmónicas basadas en estructuras AWMML, estas variables son las anchuras de cada sección trapezoidal de las que están compuestas y su longitud total, y ϵ_{min} es el valor de eficiencia a alcanzar mediante la optimización. En el proceso de optimización se obtienen los valores óptimos de los parámetros que forman las cargas multiarmónicas mediante los cuales se consigue la eficiencia impuesta.

Debido a que la solución se calcula utilizando la técnica del balance armónico, la respuesta en frecuencia de las cargas basadas en estructuras AWMML se evalúa implícitamente a las frecuencias de todos los componentes armónicos que se utilizan para definir la base de frecuencias del balance armónico. Por otro lado, el alto grado de flexibilidad proporcionada por dichas estructuras asegura la convergencia del proceso de optimización hacia la solución autónoma de alta eficiencia de estado estacionario deseada. El cumplimiento simultaneo de todas las condiciones impuestas en el sistema de ecuaciones de (2.7) asegura la existencia de una señal autónoma de frecuencia f_o , amplitud V_o y eficiencia mayor a ϵ_{min} .

2.4.2 Resultados

Se ha aplicado el proceso de optimización explicado variando la condición de la eficiencia hasta encontrar un valor de ϵ_{min} máximo con el que se cumplen las condiciones de la optimización, alcanzando un VCO que genera una señal autónoma con frecuencia $f_o = 2.5 \text{ GHz}$ y potencia evaluada en el puerto de salida de $P_o = 11.3 \text{ dBm}$. Dicha solución se obtiene para un valor de tensión DC en el drenador $V_{DC} = 1.5 \text{ V}$, siendo la corriente de drenador $I_{DC} = 20 \text{ mA}$. Por tanto, la potencia entregada al circuito por las fuentes de alimentación es $P_{DC} = 30 \text{ mW}$ y la eficiencia alcanzada $\epsilon_{max} = 44.96\%$, muy superior al valor de $\epsilon = 7.8\%$ obtenido del VCO antes del proceso de optimización.

En la figura 2.9 se muestran las formas de onda de la corriente y la tensión evaluadas en el terminal del drenador del transistor tras el proceso de optimización. En la misma figura se han dibujado, en línea discontinua, las formas de onda de la tensión y la corriente evaluadas en el drenador del transistor antes del

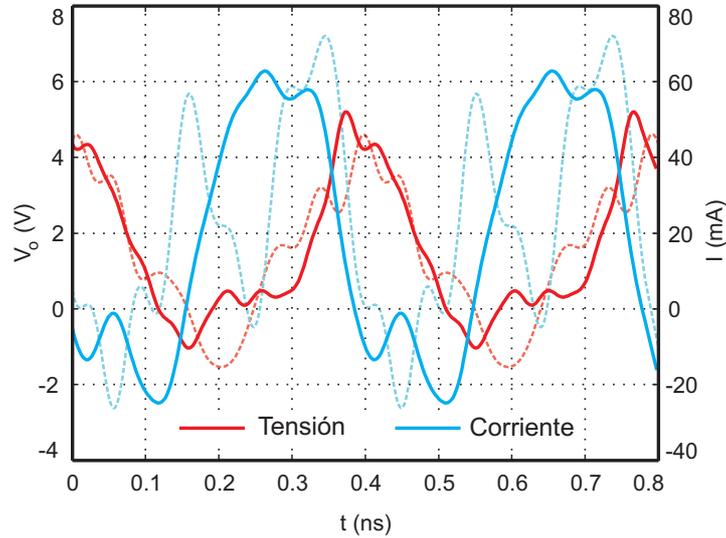


Figura 2.9: Formas de onda de la corriente y la tensión de la señal autónoma evaluadas en el terminal del drenador después del proceso de optimización de la eficiencia (línea continua) y antes del proceso de la optimización (línea discontinua).

proceso de optimización. Se observa como la forma de onda de la corriente se ha modificado mucho con respecto a la obtenida antes del proceso de optimización. Ahora su forma es casi cuadrada y su valor máximo está localizado alrededor del valor mínimo de la curva de tensión, obteniéndose un solapamiento muy pequeño entre las dos señales. Comparando ambos resultados puede verse el cambio que se ha producido en las formas de onda tras el proceso de optimización y su evolución hacia unas formas de onda casi cuadradas que maximizan la eficiencia.

Estas formas de onda se han conseguido gracias a la evolución de los armónicos presentes en las señales de tensión y corriente a la salida del circuito durante el proceso de optimización. En la tabla 2.2 se exponen los valores en módulo y fase de las señales de corriente y tensión a la salida del oscilador a la frecuencia de oscilación y sus primeros armónicos.

En la figura 2.10 se muestra de forma gráfica el cambio producido en los tres primeros componentes armónicos de la señal autónoma. Se representa el módulo y la fase de las señales de tensión y corriente obtenidos a la frecuencia de la señal

Armónicos f (GHz)	Tensión		Corriente	
	Módulo (V)	Fase (°)	Módulo (mA)	Fase (°)
2.5	2.36	0	43	106.29
5	0.912	-24.68	4	-114.9
7.5	0.357	73.49	10	164.9
10	0.137	56.35	5	149.42

Tabla 2.2: Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización de la eficiencia.

autónoma y sus tres primeros componentes armónicos a la salida del oscilador. En la misma gráfica pueden verse en color gris los valores iniciales mostrados en la tabla 2.1, medidos antes del proceso de optimización. En las gráficas se observa como se modifica sobre todo la fase de ambas señales de tensión y corriente a las frecuencias de los armónicos de la señal de oscilación. Junto con el cambio en la fase de las señales, se modifica considerablemente la amplitud del primer armónico presente en ellas.

Dado que el valor de la eficiencia es impuesto directamente en el proceso de optimización, no hace falta calcular el contenido armónico de la señal autónoma con antelación. Por tanto, el contenido armónico de la señal autónoma evoluciona a lo largo del proceso de optimización para conseguir las formas de onda de corriente y tensión en el drenador asociadas con la máxima eficiencia.

Además, la utilización de cargas multiarmónicas basadas en estructuras AWMML asegura la convergencia del proceso de optimización debido a su gran flexibilidad. Por tanto, el método de optimización propuesto simplifica el trabajo de diseño y optimización del oscilador, automatizándolo y reduciendo considerablemente el tiempo requerido.

Una vez terminado el proceso de optimización y obtenida la solución autónoma que cumple con los requisitos impuestos en el sistema de ecuaciones de (2.7), como se hizo en el diseño de las redes de polarización, se evalúan los resultados obtenidos de $\bar{\gamma}_d$ para crear el layout de las tres cargas multiarmónicas que se muestra en la figura 2.11. Posteriormente, la respuesta en frecuencia de estas cargas ha sido calculada mediante el simulador electromagnético basado en el Método de los Momentos que incluye ADS para ajustar sus parámetros.

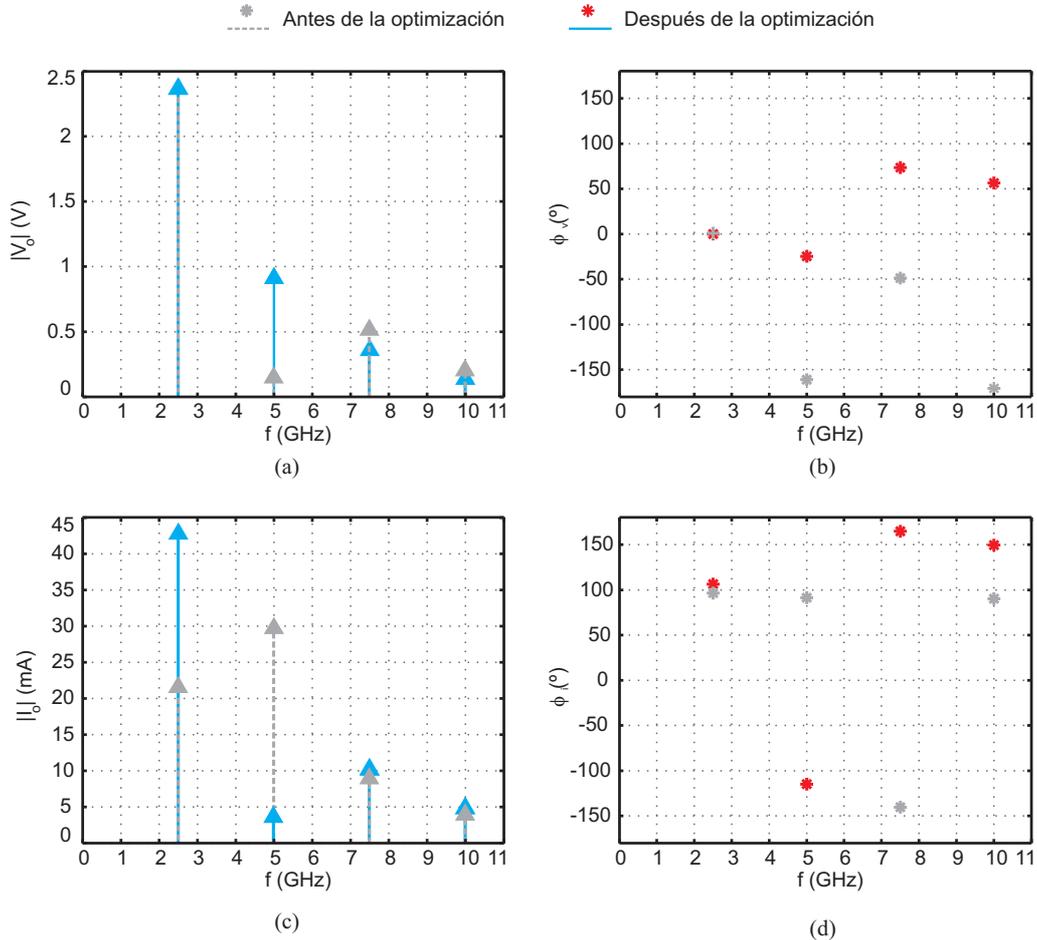


Figura 2.10: Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor antes (color gris) y después del proceso de optimización.

Una vez obtenidas las cargas que se van a utilizar en el diseño final, se pueden analizar *a posteriori* para calcular los valores de impedancia obtenidos con los que se consigue máxima eficiencia. En la figura 2.12 se muestra, en trazo continuo azul, el parámetro S_{11} de cada una de las tres cargas multiarmónicas tras el proceso de optimización para las frecuencias entre 2.5 y 10 GHz, destacando el valor

obtenido para la frecuencia autónoma, $f_o = 2.5 \text{ GHz}$, y sus tres primeros armónicos, $2f_o = 5 \text{ GHz}$, $3f_o = 7.5 \text{ GHz}$ y $4f_o = 10 \text{ GHz}$. Estos datos se comparan con el mismo parámetro simulado antes del proceso de optimización, en trazo discontinuo gris. Como se puede observar en los datos representados en las cartas de Smith, el parámetro S_{11} de las tres cargas antes del proceso de optimización de la

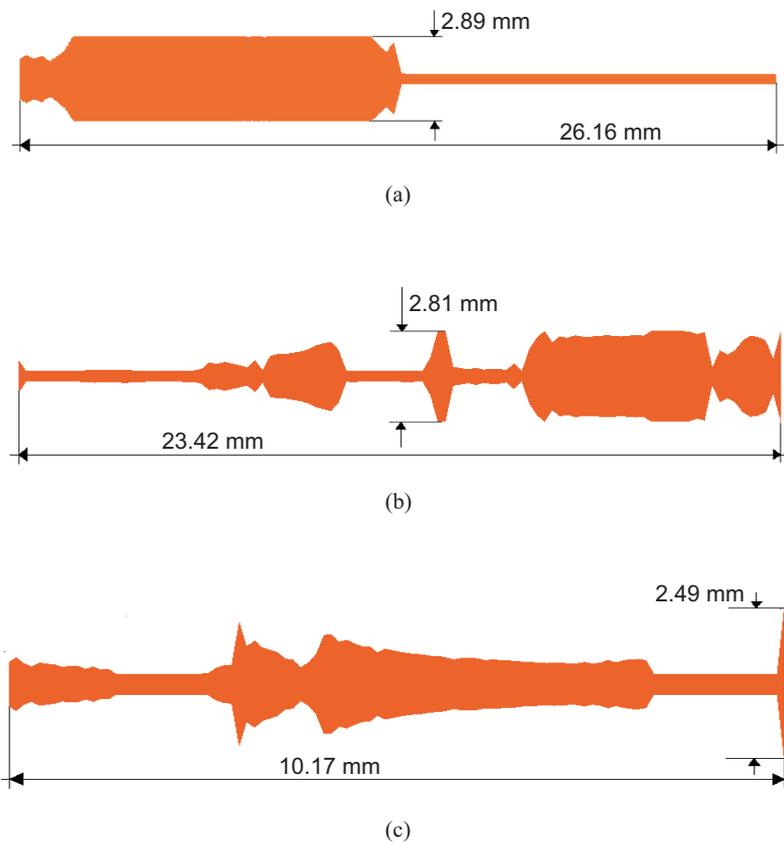


Figura 2.11: Layout de las cargas multiarmónicas basadas en AWMML obtenidas tras el proceso de optimización: (a) Carga conectada a la puerta del transistor; (b) Carga conectada a la fuente del transistor (red de realimentación); (c) Carga conectada al drenador del transistor.

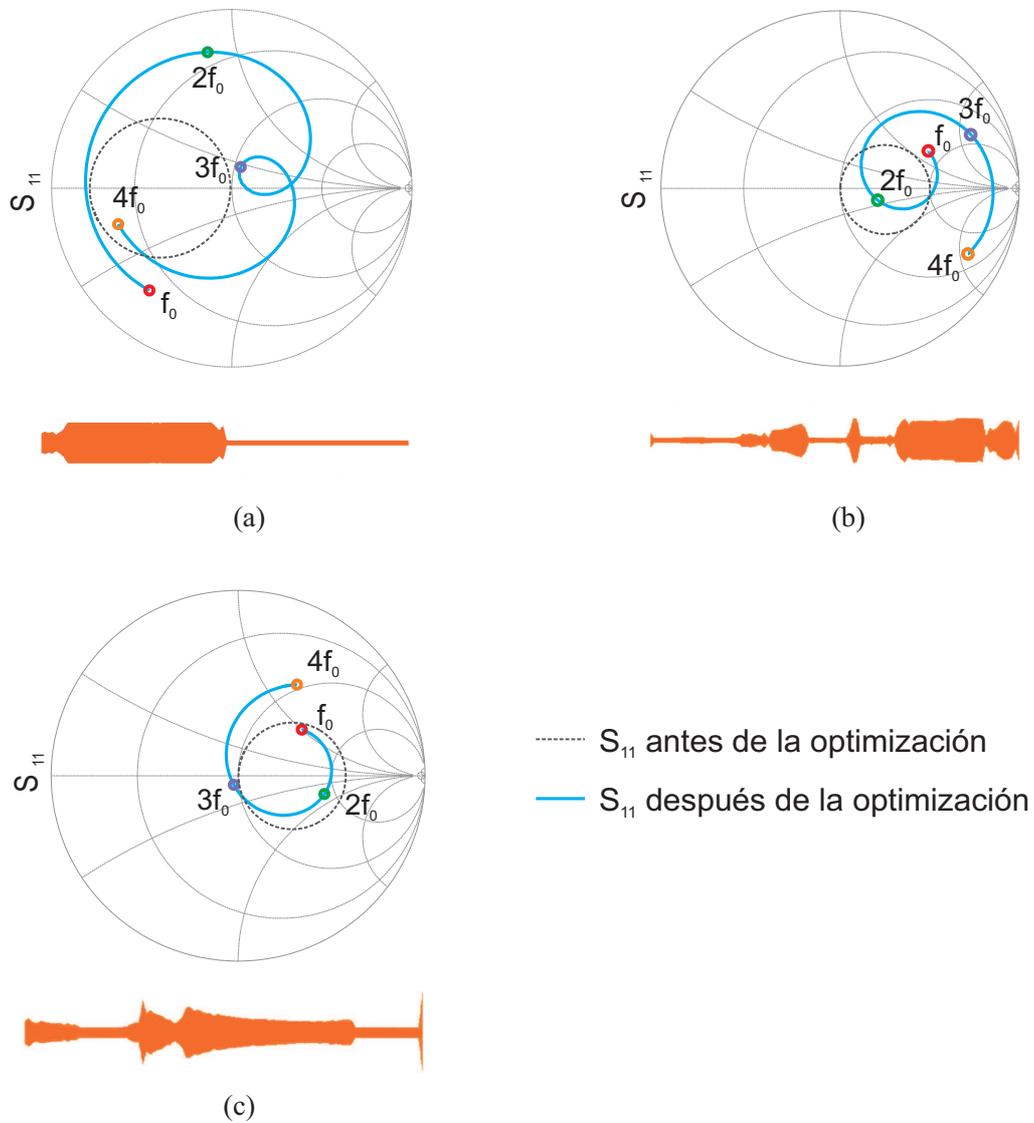


Figura 2.12: Parámetro S_{11} de las tres cargas multiarmónicas basadas en AWMML obtenidas antes y después del proceso de optimización. (a) Carga conectada a la puerta del transistor; (b) Carga conectada a la fuente del transistor (red de realimentación); (c) Carga conectada al drenador del transistor.

eficiencia es una circunferencia de radio constante, ésta es la representación típica del parámetro S_{11} de una línea de transmisión convencional, el valor de la parte real de la impedancia, la resistencia, permanece constante mientras que la parte imaginaria, la reactancia, depende del valor de frecuencia considerado. El radio del círculo y la posición de su centro sobre el eje de impedancias reales depende de la longitud y ancho de la línea de transmisión. Las impedancias de estas líneas multiarmónicas evolucionan automáticamente desde su valor inicial a lo largo del proceso de optimización para proveer al transistor con la carga necesaria para obtener máxima eficiencia. Dado que la forma de las cargas es arbitraria, muy distinta a la forma de una línea de transmisión convencional, la impedancia de las cargas multiarmónicas tras el proceso de optimización dista mucho de su valor inicial.

2.5 Análisis de estabilidad del VCO

Como se ha visto en la sección 2.3.2.1, el circuito diseñado cumple las condiciones de arranque de la oscilación en pequeña señal a la frecuencia de 2.5 GHz, y estas condiciones no se cumplen para ninguna otra frecuencia entre 0 y 20 GHz, por lo que no es posible el arranque de otra oscilación a una frecuencia distinta de 2.5 GHz que interactúe con ella. El cumplimiento de estas condiciones indica que se genera una inestabilidad a esa frecuencia que hace que, ante la mínima perturbación, la solución estacionaria existente en ese punto, que es de tipo punto de equilibrio (solución DC), inicie un transitorio oscilatorio de amplitud creciente que lleve al circuito a una solución estacionaria estable que será la oscilación deseada.

Tras analizar el VCO en gran señal y optimizar su eficiencia, en este apartado se hará un análisis de estabilidad de la solución periódica encontrada. En primer lugar, con un análisis realizado mediante la técnica del transitorio envolvente se comprueba que, efectivamente, se ha producido el arranque de la oscilación. En la figura 2.13 se muestra la evolución temporal de la envolvente de la solución estacionaria del circuito a la frecuencia de 2.5 GHz. Para realizar este análisis se ha perturbado la solución DC del circuito con una tensión de pequeña amplitud mediante la ayuda del generador auxiliar. En la figura puede verse como arranca la solución desde 0 V hasta alcanzar los 2.36 V de la envolvente de la solución periódica encontrada, que mantiene a lo largo del tiempo.

Se van a utilizar dos métodos para comprobar que la solución estacionaria encontrada es estable. Como se ha indicado en la sección 1.4, para determinar la

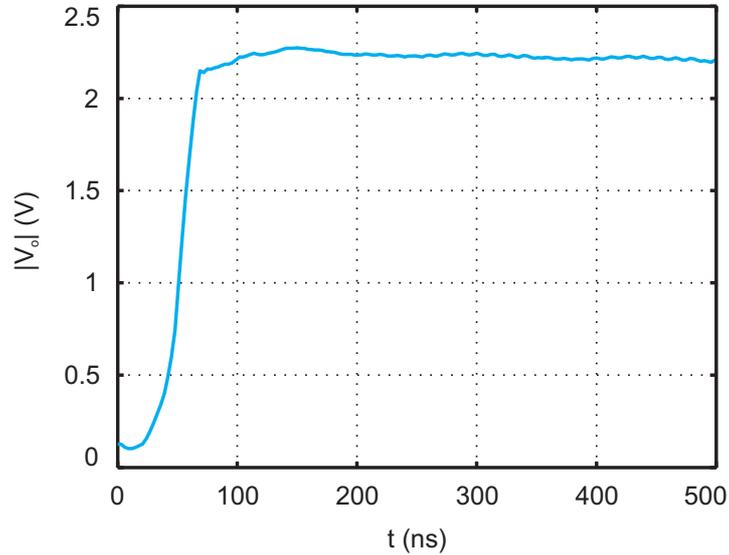


Figura 2.13: Evolución temporal de la envolvente de la solución hasta alcanzar el estado estacionario.

estabilidad de una solución estacionaria se evalúa el comportamiento de misma ante una pequeña perturbación. En primer lugar, se utiliza el generador auxiliar durante un breve instante de tiempo para inicializar la solución autónoma. Nótese que esto es posible al haberse demostrado previamente el arranque de dicha solución. A continuación se utiliza una fuente de corriente para perturbar la solución actual. Esta perturbación consiste en un pulso de corriente de corta duración, de manera que contiene componentes espectrales en un amplio rango de frecuencia. En la figura 2.14 se representa el resultado del análisis. Se puede observar como se ha producido la perturbación en $t = 1.5 \mu s$ y como tras desaparecer, la amplitud de la envolvente de la solución decrece de forma exponencial hasta volver a su estado inicial, alrededor de $t = 3 \mu s$.

Dado que el diseño y análisis del circuito se ha realizado utilizando la técnica de balance armónico, otra forma de comprobar su estabilidad es aplicando uno de los métodos de estabilidad en el dominio de la frecuencia explicados en el capítulo 1, basados también en balance armónico. Para este análisis se ha utilizado el método del diagrama de admitancia. Como se explicó en 1.4.2.2, se realiza la linealización de sistema en torno a la solución en estado estacionario, introdu-

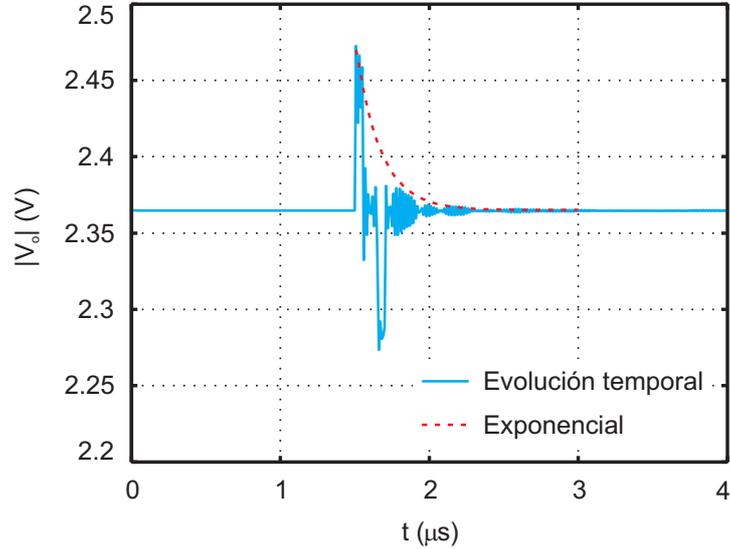


Figura 2.14: Evolución temporal de la envolvente de la solución sometida a una perturbación.

ciendo una pequeña perturbación de corriente en paralelo con uno de los nodos del circuito y calculando en ese nodo la función de transferencia en lazo cerrado $Z_n(\omega) = V_n/I_n$. La fuente de corriente de la perturbación se ha colocado en paralelo con el drenador del transistor y se ha realizado un análisis en balance armónico haciendo un barrido en frecuencia. Para que la solución sea inestable, deben existir un par de polos conjugados con parte real positiva en la función de transferencia linealizada y esto ocurre cuando se cumplen las condiciones de arranque de la oscilación:

$$\begin{aligned}\Re\{Y_n(\omega_0)\} &< 0 \\ \Im\{Y_n(\omega_0)\} &= 0\end{aligned}\tag{2.8}$$

donde $Y_n = 1/Z_n$ es la admitancia en el nodo en el que se introdujo la fuente de corriente que produce la perturbación.

En la figura 2.15 se representa la parte real e imaginaria de la admitancia en todo el rango de frecuencia que se ha considerado en el barrido. Puede observarse

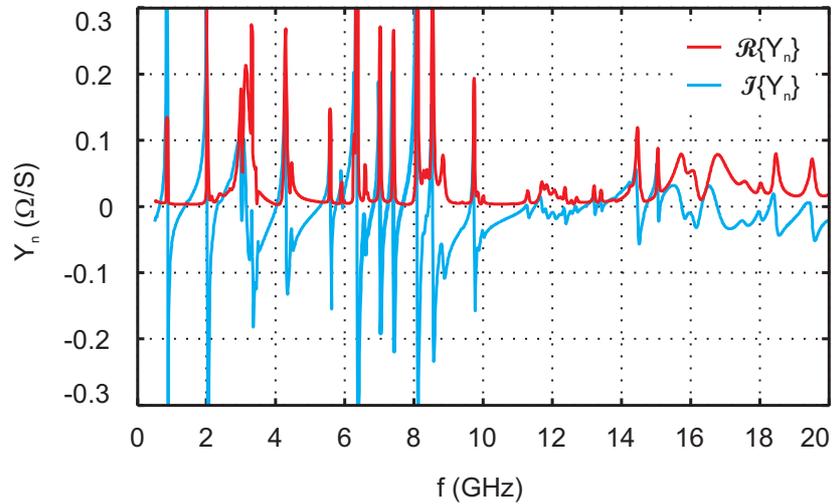


Figura 2.15: Diagrama de admitancia.

que en ningún punto se cumplen las condiciones expresadas en (2.8), puesto que la parte real de la admitancia nunca se hace negativa. Por tanto, tras este completo análisis de estabilidad se puede determinar que la solución oscilatoria encontrada es estable.

2.6 Análisis del circuito como VCO

Una vez optimizado el oscilador controlado por tensión de alta eficiencia, en esta sección se analizará con detalle la variación de los parámetros de la señal autónoma en función de la capacidad del diodo varactor situado en la red de realimentación, C_{var} . Al cambiar la tensión de control (DC) aplicada al varactor, se modifica su capacidad, permitiendo un ligero ajuste de la frecuencia de la señal autónoma del circuito. Por tanto, el varactor permite corregir ligeras desviaciones en frecuencia que pueden aparecer durante la caracterización experimental del circuito, debidas a imperfecciones de los modelos circuitales utilizados o a errores de fabricación.

En las soluciones mostradas hasta ahora se ha tenido en cuenta una capacidad del varactor de $C_{var} = 1 \text{ pF}$. En las gráficas que se muestran a continuación se ha considerado un rango amplio de variación de la capacidad, entre 0.2 pF y 2 pF . Esto no quiere decir que la capacidad del diodo varactor pueda variar en todo ese rango, si no que, al fabricar el circuito, habrá que tener en cuenta esta variación para seleccionar un modelo adecuado de diodo varactor.

Para el análisis del circuito como VCO se utiliza de nuevo el generador auxiliar. Se realiza un barrido de la capacidad del varactor entre 0.2 pF y 2 pF y para cada punto del barrido se calculan los valores de frecuencia y amplitud de la señal autónoma que son solución al sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, C_{var_i})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, C_{var_i})\} = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Por tanto, resolviendo el sistema (2.9) se obtienen los valores de f_o y V_o para cada punto del barrido de C_{var_i} entre 0.2 pF y 2 pF , y con ellos se puede calcular la potencia de salida y la eficiencia del circuito en función de C_{var} .

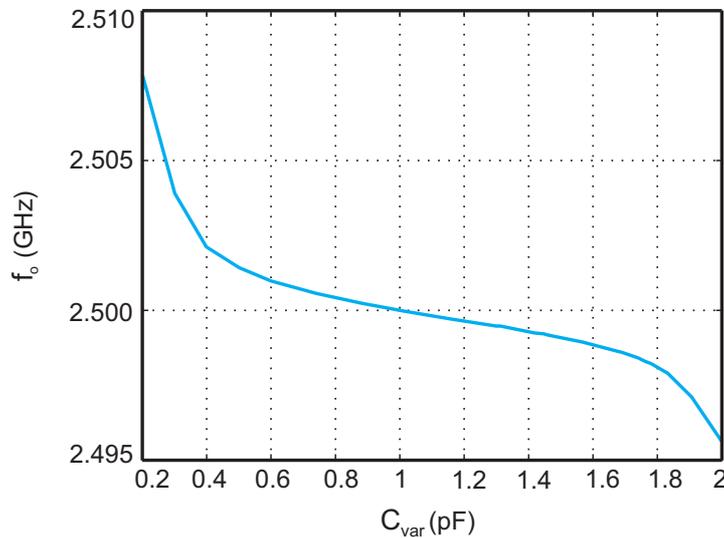


Figura 2.16: Variación de la frecuencia de la señal autónoma del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var} .

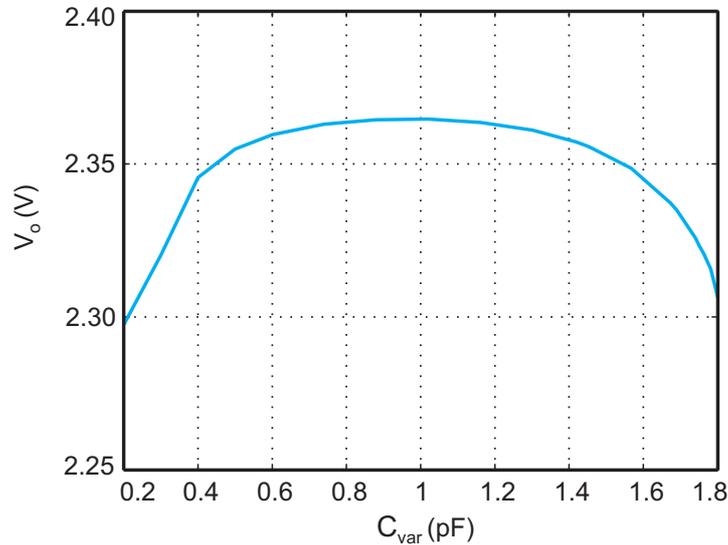


Figura 2.17: Variación de la amplitud de la señal autónoma del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var} .

En primer lugar, en la figura 2.16 se muestra la variación de la frecuencia de la señal autónoma f_o con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var} . Como se puede observar, el máximo rango de variación de frecuencia obtenido es de 15 MHz. En la figura 2.17 se ha representado la variación de la amplitud de la señal autónoma en el mismo rango de variación de C_{var} . La amplitud de la señal autónoma permanece prácticamente constante en un rango de variación de C_{var} entre 0.4 pF y 1.6 pF.

En cuanto a la eficiencia del VCO, su variación con respecto a C_{var} se muestra en la figura 2.18. Puede verse como en el rango de variación entre 0.4 pF y 1.8 pF el valor de la eficiencia permanece prácticamente constante.

Por último, en la figura 2.19 se muestra la variación con respecto a la capacidad del diodo varactor, de la potencia de salida del VCO. Como en los casos anteriores, su variación es muy pequeña en el rango de variación de C_{var} considerado.

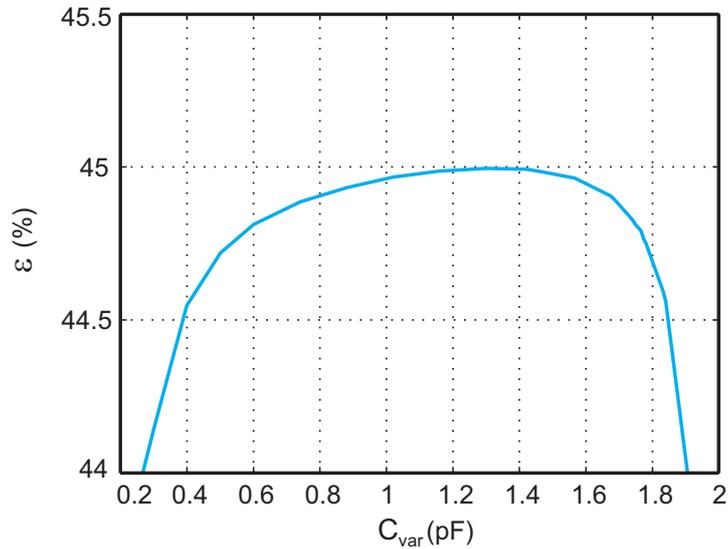


Figura 2.18: Variación de la eficiencia del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var} .

2.7 Análisis de las soluciones sincronizadas del VCO de alta eficiencia

Uno de los principales inconvenientes inherentes a los osciladores controlados por tensión realizados en tecnología microstrip, sin resonador, es su elevado ruido de fase, que se debe principalmente al bajo valor del factor de calidad que tienen estos circuitos. Esta desventaja puede superarse sincronizando la señal autónoma con una señal de referencia que presente un bajo ruido de fase [22]. Además, el carácter multifuncional de los osciladores sincronizados los hace muy útiles para su aplicación en el diseño de varios de los bloques de un sistema de comunicaciones.

En esta sección se analiza detalladamente la influencia de los parámetros de la señal de referencia en la eficiencia de las soluciones sincronizadas del circuito. Por otra parte, se estudia el comportamiento del circuito como desfasador ajustable electrónicamente.

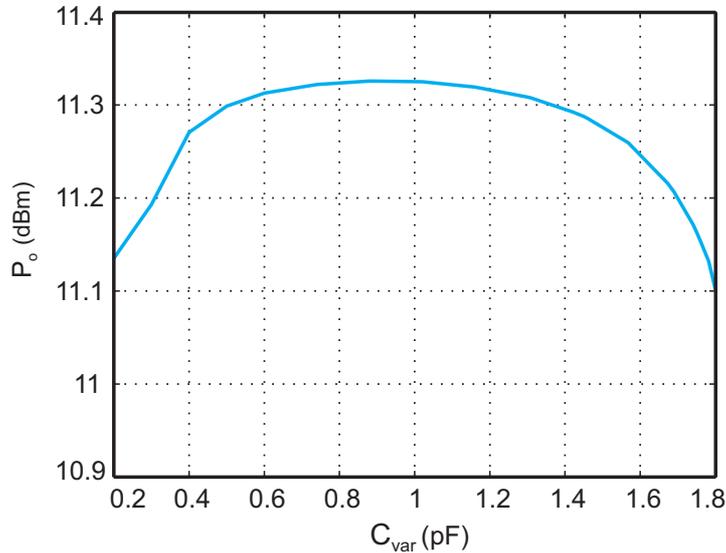


Figura 2.19: Variación de la potencia de salida del VCO con respecto a la capacidad del diodo varactor C_{var} .

2.7.1 Comportamiento como oscilador sincronizado

Una vez que el VCO ha sido optimizado, el circuito se sincroniza con una señal externa para reducir el ruido de fase. La introducción de una señal de referencia en el circuito para su sincronización produce algunas variaciones en el mismo, por tanto, se analizará la eficiencia del oscilador sincronizado controlable por tensión (ILVCO) en función de algunos de los parámetros de la señal de referencia, como son su potencia, P_r , y su frecuencia, f_r .

Se considera el VCO esquematizado en la figura 2.6 en el que existe una solución autónoma con frecuencia $f = f_o$, amplitud $V = V_o$ y fase $\phi = \phi_o$, optimizado para que tenga máxima eficiencia. Se introduce una señal de referencia, con frecuencia $f = f_r$, fase $\phi = \phi_r$ y potencia $P = P_r$. Según los valores de frecuencia y potencia de la señal de referencia, el circuito presentará diferentes tipos de solución. Cuando el oscilador funciona bajo el régimen de sincronización fundamental, esto es que se sincronizan los armónicos fundamentales de la señal autónoma y la señal de referencia, la frecuencia de la señal autónoma, f_o , se iguala a la frecuencia de la señal de referencia, f_r , y la diferencia de fase entre ellas, $\Delta\phi = \phi_o - \phi_r$, es constante en el tiempo.

Este fenómeno de sincronización en osciladores ha sido descrito por Adler [23]. La ecuación de Adler describe el desfase que se produce entre las fases de la señal autónoma del oscilador y la señal de referencia como:

$$\text{sen}(\Delta\phi) = 2Q\sqrt{\frac{P_o}{P_r}}\frac{\Delta f}{f_o} \quad (2.10)$$

donde Q es el factor de calidad del circuito, P_o y P_r son las potencias de la señal autónoma y de la señal de referencia respectivamente y Δf se define como $\Delta f = f_o - f_r$.

A partir de la ecuación (2.10) se puede calcular la máxima variación de frecuencia de la señal de referencia permitida para que el circuito trabaje bajo régimen sincronizado como:

$$\Delta f = \frac{f_o}{2Q}\sqrt{\frac{P_r}{P_o}}\text{sen}(\Delta\phi) \quad (2.11)$$

Puesto que se cumple que $-1 \leq \text{sen}(\Delta\phi) \leq 1$, la máxima variación de la frecuencia de la señal de referencia respecto a la frecuencia de la señal autónoma, para la que el circuito funciona como oscilador sincronizado, se produce cuando $\text{sen}(\Delta\phi) = \pm 1$. Teniendo esto en cuenta, de la expresión (2.11) se deduce que el rango de sincronización es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la potencia de la señal de referencia e inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la potencia de la señal autónoma y al factor de calidad del circuito. La ecuación de Adler y las deducciones derivadas de ella solo son válidas cuando se cumple que la potencia de la señal de referencia es mucho menor a la potencia de la señal autónoma. Cuando se cumple esta condición, se puede asumir que, tanto el factor de calidad como la potencia de la señal autónoma permanecen constantes, por lo que los rangos de sincronización se estudian en función del valor de P_r . A medida que aumenta P_r el comportamiento del circuito se aleja del teórico, ya que se modifican los parámetros de la señal autónoma y el factor de calidad del circuito.

Dado que la señal de entrada proporciona la referencia de fase al circuito, asumiendo $\phi_r = 0^\circ$, la diferencia de fases entre la señal autónoma y la señal de referencia puede expresarse como:

$$\Delta\phi = \phi_o - \phi_r = \phi_o = \phi_{AG} \quad (2.12)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, para calcular las soluciones sincronizadas del ILVCO utilizando un generador auxiliar, se hace un barrido de la fase del AG, ϕ_{AG} , entre 0 y 360° , y para cada punto del barrido se calculan los valores de amplitud, $V_o = V_{AG}$, y frecuencia, $f_o = f_{AG} = f_r$, para los que se cumplen las condiciones de no perturbación del generador auxiliar expresadas por el sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o = f_r, V_{AG} = V_o, \phi_{AG_i})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o = f_r, V_{AG} = V_o, \phi_{AG_i})\} = 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

La resolución del sistema (2.13) da lugar al par de valores (V_o, f_o) para cada punto del barrido de ϕ_{AG_i} entre 0 y 360° y para cada valor de potencia de la señal de referencia considerado.

Las soluciones sincronizadas del ILVCO calculadas en simulación se muestran en la figura 2.20. Los diferentes lazos de sincronización presentados se expresan

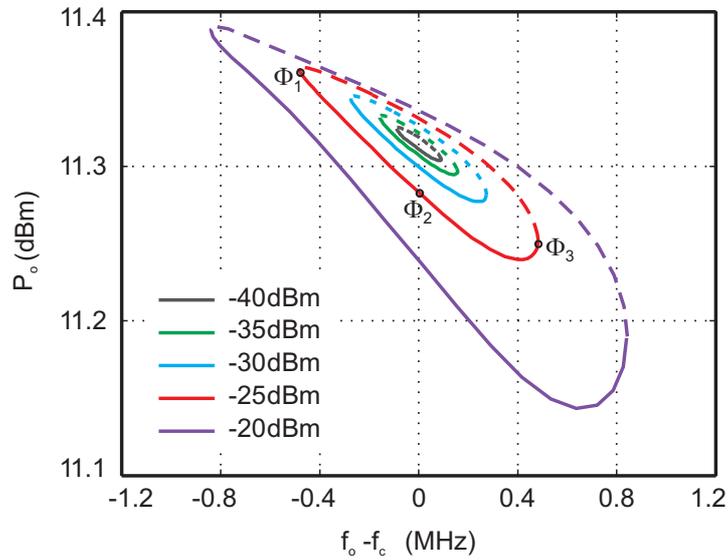


Figura 2.20: Soluciones sincronizadas del ILVCO en términos de la potencia de salida P_o para diferentes valores de la potencia de la señal de referencia P_r . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.

en términos de la potencia de salida, P_o , para diferentes valores de la potencia de la señal de referencia, P_r . Para que la representación quede más clara, se han normalizado todos los lazos de sincronización con respecto a su frecuencia central. Comparando los diferentes lazos de sincronización, se puede observar que a medida que aumenta la potencia de la señal de referencia, el rango de sincronización es mayor, y para frecuencias inferiores a -40 dBm se pierde la sincronización entre la señal de oscilación y la señal de referencia.

Como se explicó en el capítulo 1, las soluciones obtenidas mediante la técnica de balance armónico son soluciones en estado estacionario. Como este método no calcula el periodo transitorio, no tiene en cuenta la evolución temporal de las variables de estado del sistema, por lo que no aporta información sobre la estabilidad de las soluciones obtenidas. Converge tanto hacia las soluciones estables como hacia las inestables. Al calcular el lazo de sincronización mediante balance armónico, para cada valor de frecuencia de referencia existen dos soluciones matemáticamente posibles como puede verse en la figura 2.20, pero sólo una es estable y, por tanto, físicamente observable. Para determinar cuales de las soluciones calculadas mediante balance armónico son estables y cuales inestables se realiza un análisis del circuito mediante la técnica del transitorio envolvente, que calcula el periodo transitorio de la señal obteniéndose solo las soluciones estables. Mediante esta técnica, se calcula el lazo de sincronización realizando un barrido de la frecuencia de la señal de referencia, en un rango delimitado donde se encuentran las soluciones dadas por el balance armónico. Se utiliza generador auxiliar para inicializar las variables de estado del circuito en cada punto del barrido de frecuencia, de esta forma se ayuda a la técnica de transitorio envolvente a converger hacia la solución oscilatoria del ILVCO. Los valores de frecuencia y amplitud del generador auxiliar son los resultantes del análisis previo con balance armónico. Este generador auxiliar se conecta al circuito solamente durante un breve instante de tiempo t_o , de al menos $2\Delta t$ de duración siendo Δt el incremento temporal utilizado en la técnica del transitorio envolvente, y una vez desconectado, el circuito evoluciona hacia la solución estable estacionaria, si ésta existe.

Representando las soluciones obtenidas mediante la técnica del transitorio envolvente para una potencia de entrada de $P_r = -25 \text{ dBm}$, se determina que solo la mitad inferior del lazo de sincronización es estable. Estos resultados se muestran en la figura 2.21 junto con el lazo de sincronización obtenido con la técnica del balance armónico para el mismo valor de P_r . Las soluciones inestables y por tanto, físicamente no observables, obtenidas para todas las potencias de la señal de referencia consideradas, son las representadas en la figura 2.20 en trazo discontinuo.

En la figura 2.22 se muestra la evolución temporal de la solución estacionaria del circuito en los tres puntos de frecuencia marcados en la figura 2.21. El punto B se corresponde con una solución sincronizada, para la que se cumple que $f_o = f_r$, por lo que su representación temporal es una línea constante en el tiempo. En cambio, los puntos A y C son soluciones no sincronizadas en las que hay presentes dos frecuencias no armónicamente relacionadas, f_o y f_r . La mezcla de estas dos señales en el dispositivo no lineal da lugar a una nueva componente espectral con frecuencia $\Delta f = |f_o - f_r|$, que modula en amplitud a la solución autónoma. Dado que la técnica del transitorio envolvente proporciona la envolvente de la solución actual, la traza obtenida será periódica, con periodo $T = 1/|f_o - f_r|$. En el caso del punto A, el periodo de la envolvente es de $0.22 \mu s$, por lo que la diferencia entre la frecuencia de oscilación libre y la de la señal de referencia es de $4.5 MHz$. Para el punto C, el periodo de la solución es mayor, de $0.5 \mu s$, por lo que la diferencia entre f_o y f_r es de $2 MHz$, menor que la encontrada para el punto A, ya que como se observa en la figura 2.21 el punto C está más cercano en frecuencia de las soluciones sincronizadas. Por otro lado, atendiendo a la evolución temporal de la fase de la señal autónoma, esta será constante en el caso de tratarse de una

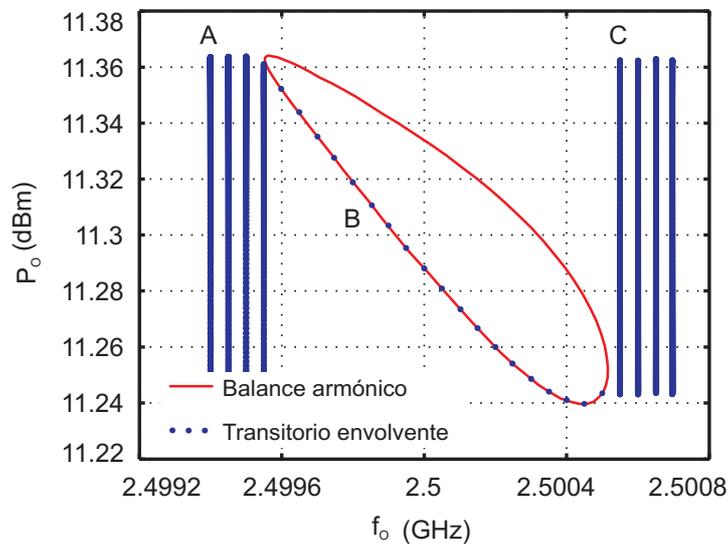


Figura 2.21: Soluciones estables del oscilador sincronizado obtenidas con la técnica del transitorio envolvente para una potencia de la señal de referencia de $P_r = 25 dBm$.

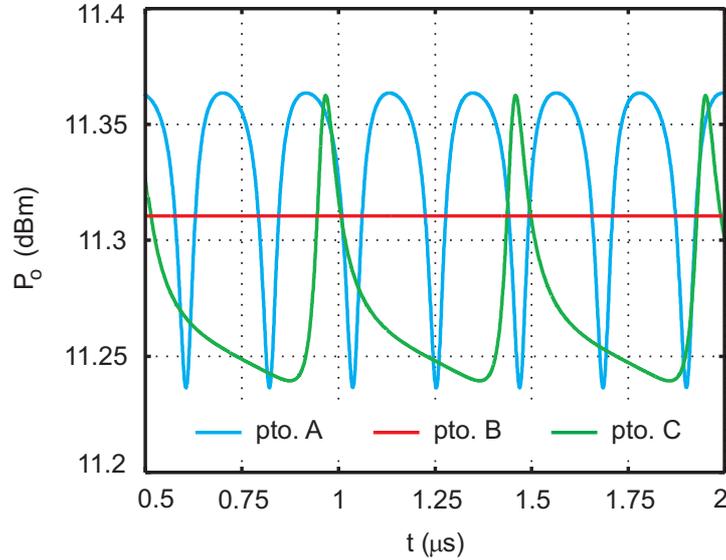


Figura 2.22: Evolución temporal de las soluciones encontradas con el transitorio envolvente en tres puntos de frecuencia diferentes.

solución sincronizada, o será continuamente creciente o decreciente según indica la expresión $\Delta\phi = \phi_0 + 2\pi(f_o - f_r)t$.

En la figura 2.23 se representa la lengua de Arnold del oscilador sincronizado. Esta figura se obtiene representando los valores de frecuencia mínima y máxima de la señal de referencia para las que el oscilador trabaja bajo régimen sincronizado, en función de la potencia de la señal de referencia. La lengua de Arnold representa un mapa de las bifurcaciones y las posibles soluciones del oscilador en función de los parámetros de la señal de referencia. Las soluciones que se encuentran dentro de las dos curvas dibujadas son soluciones periódicas sincronizadas para las que se cumple que $f_r = f_o$ y $\Delta\phi = cte$. A ambos lados de la curva se encuentran las soluciones cuasi-periódicas con dos frecuencias fundamentales que aparecen cuando la frecuencia de la señal de referencia no está dentro del rango permitido en el cual se produce la sincronización con la señal autónoma para un valor de P_r dado. En la figura puede verse como el rango de sincronización del circuito aumenta de forma proporcional a $\sqrt{P_r}$ mientras se cumple que $P_r \ll P_o$ como dice la ecuación de Adler. Cuando la potencia de la señal de referencia au-

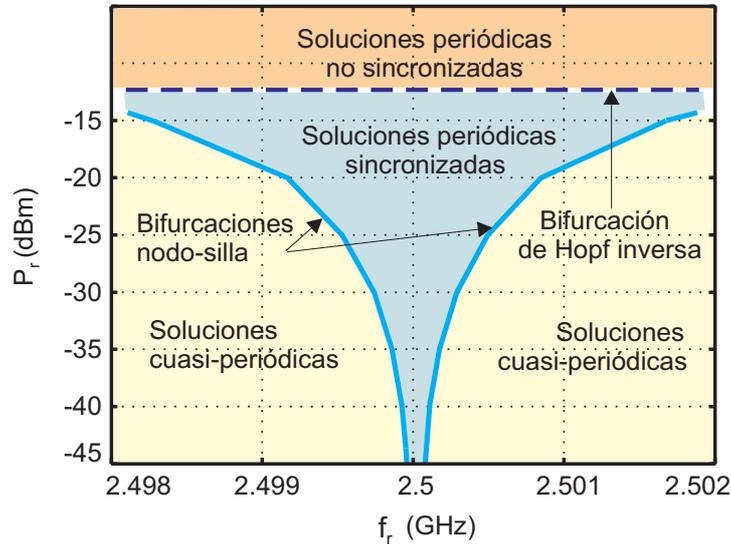


Figura 2.23: Soluciones posibles del oscilador sincronizado en función de la frecuencia y la potencia de la señal de referencia.

menta, el comportamiento del circuito se aleja del teórico llegando a extinguirse la señal autónoma para valores de P_r elevados mediante una bifurcación de Hopf inversa.

Se han calculado los valores de eficiencia asociados a las soluciones sincronizadas obtenidas, que se representan en la figura 2.24. Como se puede apreciar, la variación de eficiencia de las soluciones sincronizadas a lo largo de la parte estable del lazo de sincronización es inferior al 0.2% en el caso de considerar valores reducidos de potencia de referencia, y llega al 1% cuando se considera el valor límite de $P_r = -20$ dBm. Por otra parte, comparando la eficiencia obtenida para las distintas potencias de la señal de entrada, evaluada en el centro de cada rango de sincronización, la variación obtenida es reducida, de menos de un 0,6%.

El valor de eficiencia máximo conseguido es del 44,56% para una potencia de referencia de $P_r = -20$ dBm, que resulta ser un 0,4% menor que el valor obtenido en el circuito bajo oscilación libre. A medida que disminuye el valor de la potencia de la señal de entrada, también disminuye el valor máximo de eficiencia obtenido. Hay que tener en cuenta que la potencia adicional máxima

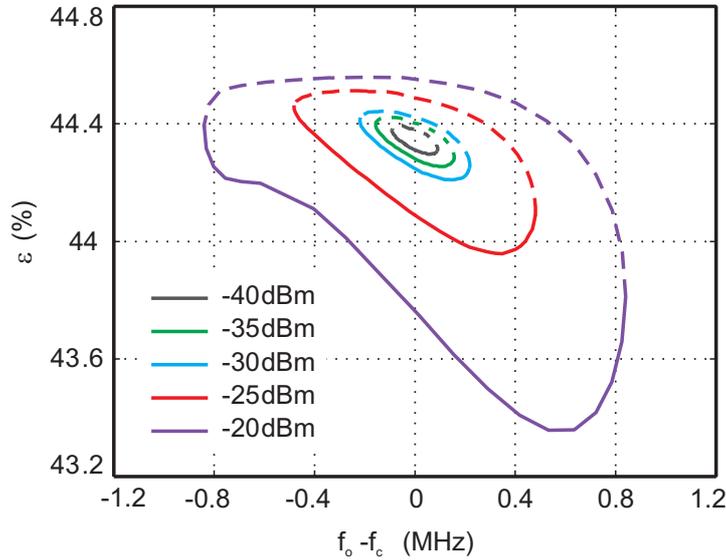


Figura 2.24: Eficiencia de las soluciones sincronizadas del ILVCO en función de la potencia de la señal de referencia P_r . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.

suministrada al oscilador por la fuente de referencia, es decir, $P_r = -20 \text{ dBm}$, es del orden de 1000 veces menor que la potencia de la señal autónoma (30 dB).

En la figura 2.25 se representan las formas de onda de la tensión evaluadas en el terminal drenador del transistor para tres puntos de trabajo diferentes, representados en la figura 2.20, calculadas con una potencia de la señal de referencia de $P_r = -25 \text{ dBm}$. Estos puntos de trabajo seleccionados están localizados en los extremos del lazo de sincronización (Φ_1 y Φ_3) y en su centro (Φ_2). Dado que la eficiencia de las soluciones sincronizadas es prácticamente independiente de los valores de potencia y frecuencia de la señal de referencia, las formas de onda de tensión y corriente obtenidas en estos puntos de trabajo son casi idénticas a las representadas en la figura 2.9 que se corresponden con las formas de onda obtenidas en el oscilador libre una vez optimizado. Hay que indicar que la diferencia de fases entre las diferentes gráficas se debe a que cada una se corresponde con un valor diferente de $\Delta\phi$.

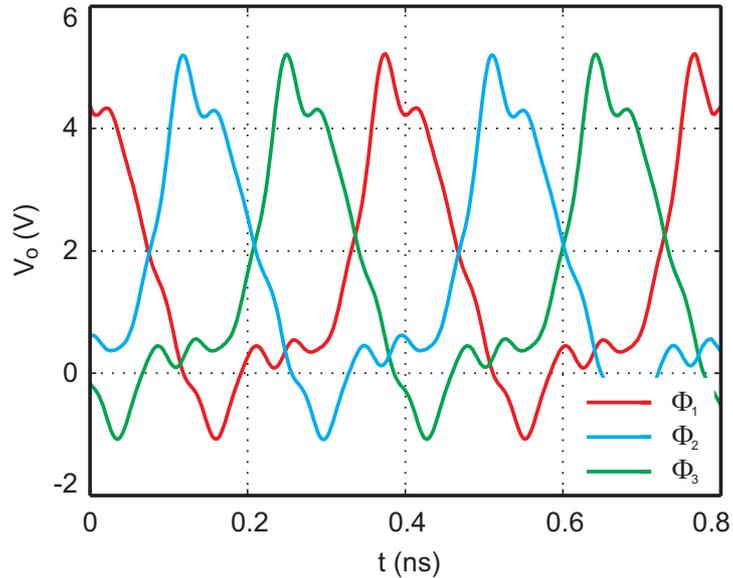
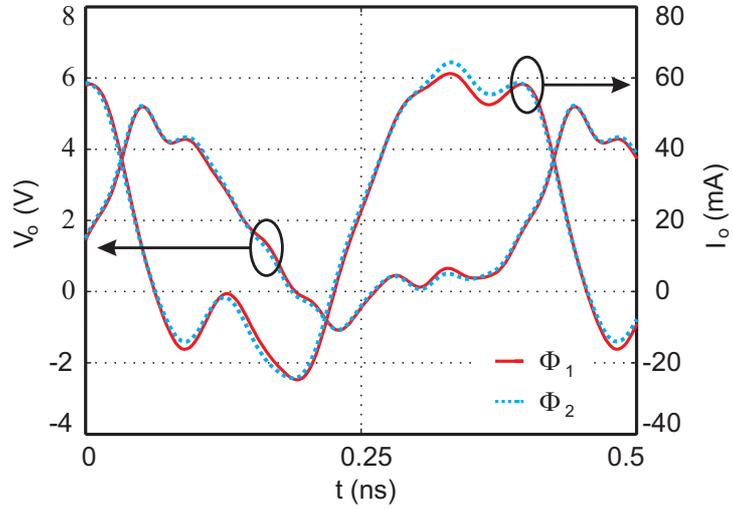
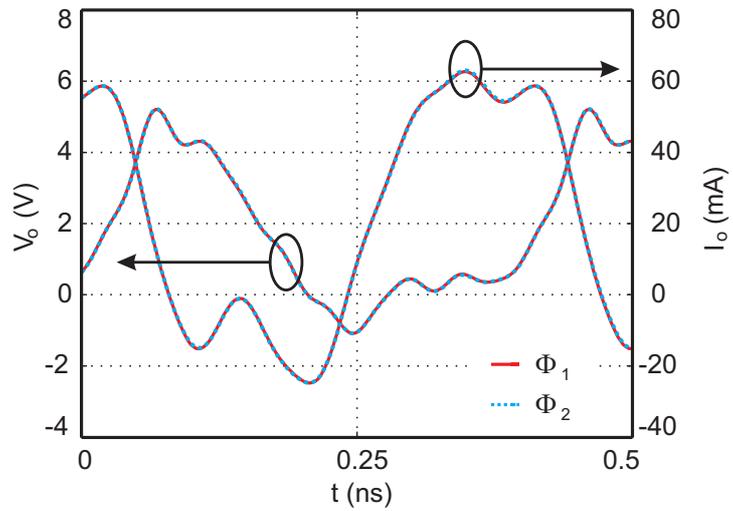


Figura 2.25: Formas de onda de la tensión en el terminal del drenador del transistor para diferentes puntos de trabajo.

Las formas de onda de la tensión y la corriente asociadas a los puntos de trabajo localizados en los límites del rango de sincronización (Φ_1 y Φ_3) se representan en la figura 2.26, para las potencias de la señal de referencia $P_r = -40 \text{ dBm}$ (a) y $P_r = -20 \text{ dBm}$ (b), el límite inferior y superior del rango de potencias considerado. Se ha eliminado la diferencia de fases entre las gráficas para poder observar mejor la diferencia de amplitud de tensión y corriente en estos puntos de trabajo. Dado que la eficiencia apenas cambia a lo largo del lazo de sincronización, las diferencias obtenidas en las formas de onda de tensión y corriente representadas son mínimas. Las diferencias en las formas de onda de tensión y corriente en los extremos del lazo de sincronización son mayores para la mayor potencia, al igual que la variación de la eficiencia dentro del lazo, que es mayor cuanto más alta es la potencia de la señal de referencia. Si se comparan ambas gráficas, puede verse también que los valores de tensión y corriente obtenidos en la salida del oscilador, son similares para las dos potencias consideradas, lo que es coherente con los resultados de eficiencia obtenidos, ya que la mayor diferencia en la eficiencia obtenida para ambas potencias de la señal de entrada es menor al 0.6% como se observa en la figura 2.24.



(a)



(b)

Figura 2.26: Comparación entre las formas de onda de la tensión y la corriente evaluadas en los límites del lazo de sincronización. (a) $P_r = -20 \text{ dBm}$. (b) $P_r = -40 \text{ dBm}$.

2.7.2 Comportamiento como desfasador

El oscilador sincronizado controlable por tensión también puede funcionar como desfasador de rango continuo ajustable electrónicamente. En este caso, la frecuencia de la señal de referencia, f_r , permanece constante. Bajo régimen sincronizado, la frecuencia de la señal autónoma, f_o , iguala a la de referencia, alcanzándose entre ellas un desfase $\Delta\phi = \phi_o - \phi_r$ constante en el tiempo, que depende de la diferencia entre f_r y la frecuencia natural de oscilación libre del circuito, f_o . Por lo tanto, este desfase puede controlarse electrónicamente modificando la capacidad C_{var} del varactor incluido en la red de realimentación, ya que C_{var} modifica ligeramente la frecuencia de la oscilación libre.

De nuevo, este comportamiento puede explicarse mediante la ecuación de Adler [23] ya descrita en la sección anterior:

$$\text{sen}(\Delta\phi) = 2Q\sqrt{\frac{P_o}{P_r}}\frac{\Delta f}{f_o} \quad (2.14)$$

donde $\Delta f = f_o - f_r$, Q es el factor de calidad del circuito y P_r y P_o las potencias de la señal de referencia y la señal autónoma respectivamente. Teniendo en cuenta que se cumple que $-1 \leq \text{sen}(\Delta\phi) \leq 1$, de la ecuación anterior se deduce que la máxima desviación de frecuencia permitida entre f_r y f_o para que el oscilador funcione bajo régimen sincronizado se produce cuando $\text{sen}(\Delta\phi) = \pm 1$. Entonces debe cumplirse que $\Delta\phi = \pm 90^\circ$, por lo que la máxima diferencia de fase permitida entre la señal autónoma y la señal de referencia es de 180° . Por tanto, este será el máximo desfase que alcance el desfasador variable analizado.

Dado que se toma ϕ_r como referencia de fase del sistema, las soluciones sincronizadas se calculan barriendo la fase $\phi_o = \phi_{AG}$ entre 0 y 360° y calculando para cada punto del barrido los valores de amplitud de la señal autónoma $V_o = V_{AG}$ y de la capacidad del varactor C_{var} para los que se cumplen las condiciones de no perturbación del generador auxiliar dadas por el sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o = f_r, V_{AG} = V_o, \phi_{AG_i}, C_{var})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o = f_r, V_{AG} = V_o, \phi_{AG_i}, C_{var})\} = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

donde $f_{AG} = f_o = f_r$ permanece constante.

Una vez obtenidas las soluciones sincronizadas resolviendo el sistema (2.15), se analiza la eficiencia de estas soluciones en función de la capacidad del varactor.

En la figura 2.27 se muestran las soluciones sincronizadas del desfasador, expresadas en términos de la diferencia de fase, $\Delta\phi$, entre la señal autónoma evaluada en el puerto de salida y la señal de referencia, y la capacidad del varactor, para diferentes valores de potencia de la señal de referencia, P_r entre -20 dBm y -40 dBm. Aunque se ha representado un rango de variación de 360° , solo la mitad de las soluciones son estables, las que se representan en la figura en trazo continuo. Por tanto, como cabe esperar de acuerdo a la ecuación de Adler [23], el máximo rango estable de variación de fase es 180° .

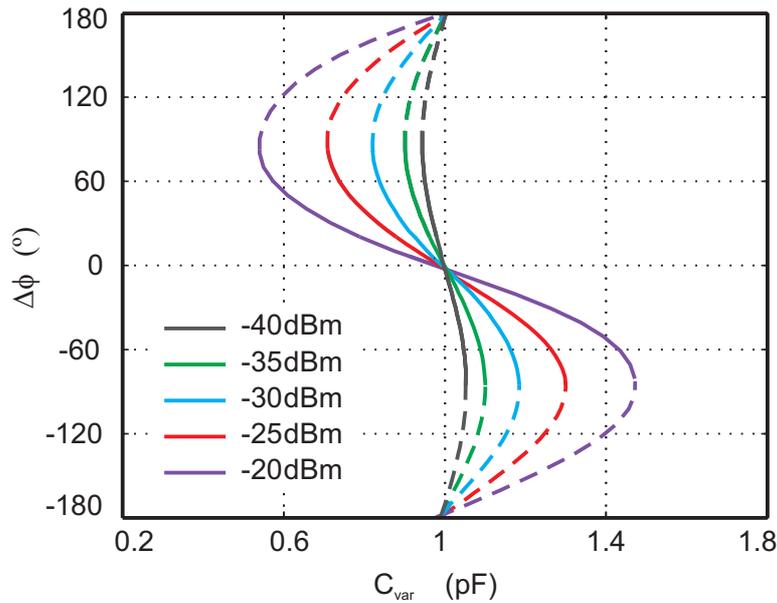


Figura 2.27: Soluciones sincronizadas del desfasador expresadas en términos de la fase de la señal de salida y C_{var} para diferentes valores de la potencia de la señal de referencia. Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.

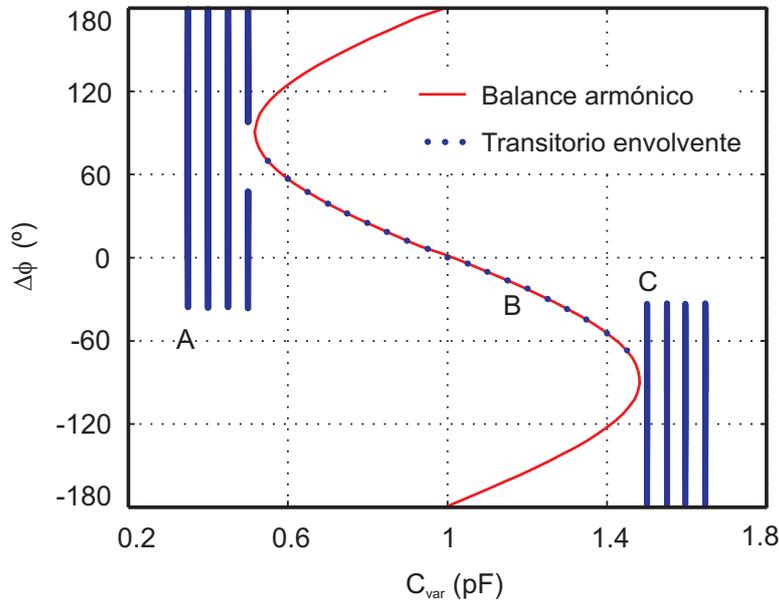


Figura 2.28: Soluciones estables del oscilador sincronizado obtenidas con la técnica del transitorio envolvente para una potencia de la señal de referencia de $P_r = 20 \text{ dBm}$.

La estabilidad de las soluciones se ha determinado mediante la técnica del transitorio envolvente como se explicó en el apartado anterior. En este caso, el resultado del análisis mediante esta técnica para una potencia de la señal de referencia de $P_r = -20 \text{ dBm}$ ha dado las soluciones mostradas en la figura 2.28. Comparando las soluciones obtenidas mediante la técnica de transitorio envolvente con las obtenidas anteriormente mediante balance armónico, puede verse que solamente son estables las soluciones mostradas en la figura 2.27 en trazo continuo.

En la figura 2.29 se muestra la evolución temporal de las soluciones estables del oscilador sincronizado obtenidas con la técnica del transitorio envolvente en los tres puntos A, B y C marcados en la figura 2.28. La solución del punto B, la única que se corresponde con una solución sincronizada, cumple que $\Delta\phi =$

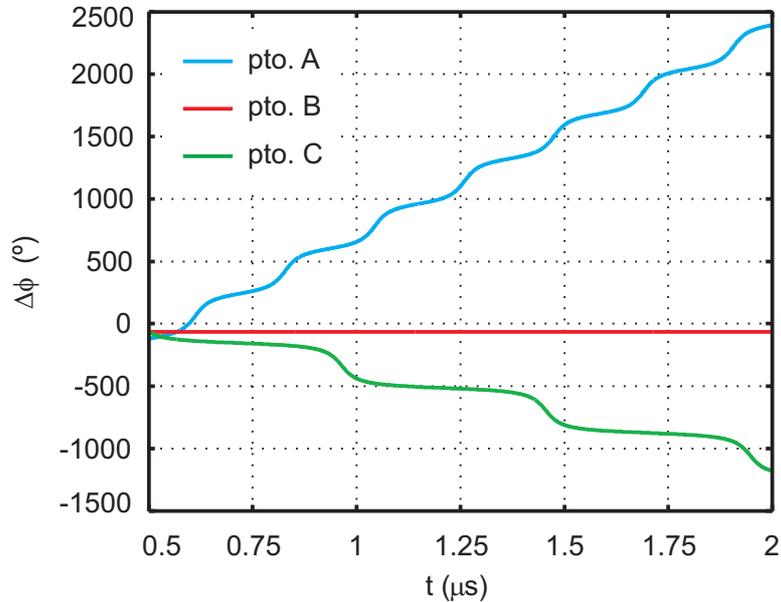


Figura 2.29: Evolución temporal de las soluciones encontradas con el transitorio envolvente para tres valores de C_{var} diferentes.

$\phi_0 + 2\pi(f_o - f_r)t$ es constante en el tiempo puesto que $f_o = f_r$. En cambio, para los puntos B y C que se corresponden con soluciones no sincronizadas del circuito, $\Delta\phi$ es continuamente creciente o decreciente con el tiempo según según el signo la diferencia entre la frecuencia de oscilación libre y la de la señal de referencia.

Los valores de eficiencia asociados a las soluciones calculadas mediante la técnica de balance armónico en función de la capacidad del varactor se representan en la figura 2.30. La máxima eficiencia obtenida es de un 44.5% para una potencia de entrada de $P_r = -20 \text{ dBm}$, muy cercana al valor máximo obtenido bajo el comportamiento de oscilador libre. La variación de la eficiencia a lo largo del lazo de sincronización es muy pequeña, siendo inferior a un 0.4% para todas las potencias de la señal de referencia consideradas excepto para $P_r = -20 \text{ dBm}$ que aumenta hasta un 1%. En la figura también se puede ver que, a medida que la

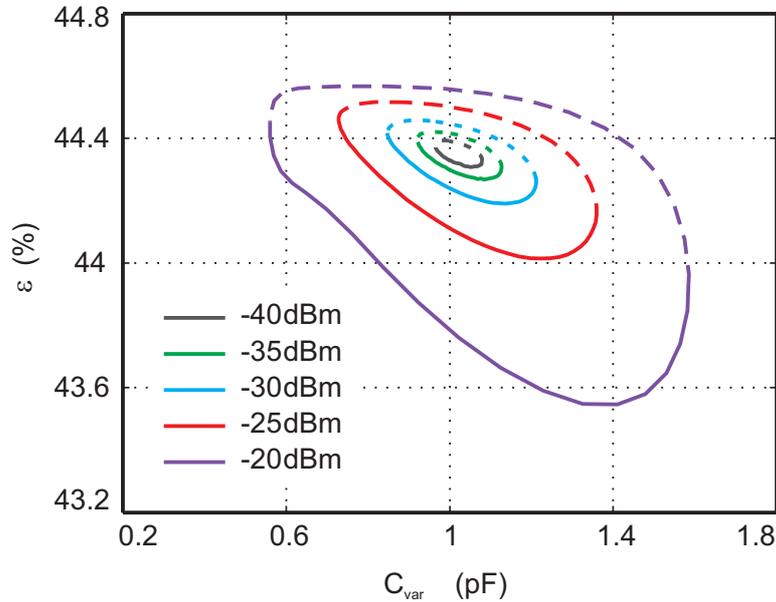
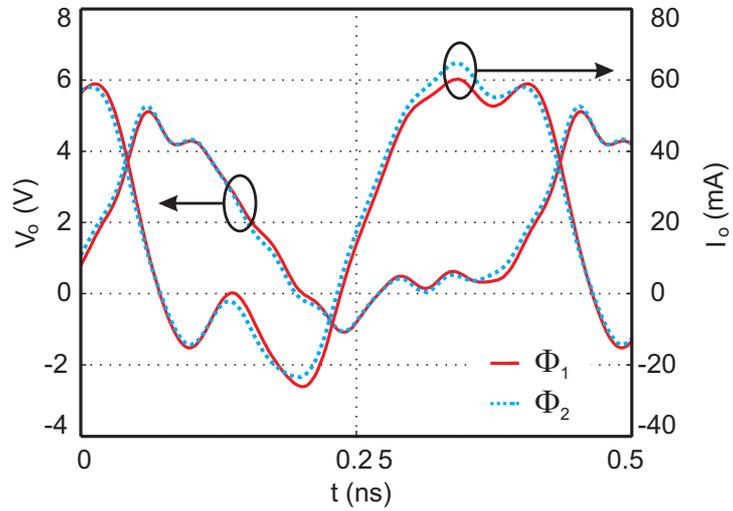


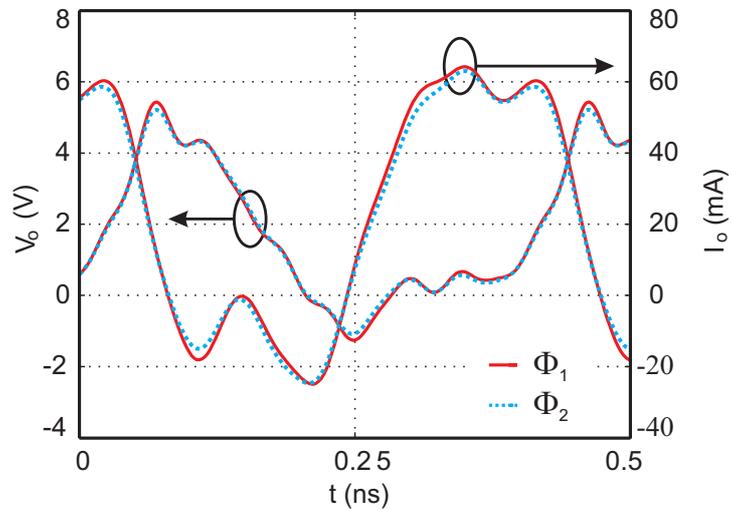
Figura 2.30: Eficiencia de las soluciones sincronizadas del desfasador para distintos valores de P_r y C_{var} . Línea continua: Soluciones estables. Línea discontinua: Soluciones inestables.

potencia de la señal de referencia aumenta, disminuye la eficiencia obtenida en el circuito.

En la figura 2.31 se compara la amplitud de las formas de onda de la corriente y de la tensión de la señal de salida del oscilador sincronizado en los puntos de trabajo del desfasador situados en los límites del lazo de sincronización, para las potencias de la señal de referencia de $P_r = -20 \text{ dBm}$ y $P_r = -40 \text{ dBm}$. Se ha eliminado la diferencia de fase entre ellas para poder observar mejor su diferencia de amplitud. Como ocurre en el caso anterior, estas diferencias son mínimas, lo que justifica la mínima variación de la eficiencia a lo largo del lazo de sincronización observada en la figura 2.30. Hay que destacar que los resultados obtenidos en este apartado son similares a los obtenidos con el oscilador libre después de la optimización.



(a)



(b)

Figura 2.31: Comparación entre las formas de onda de la tensión y la corriente evaluadas en los límites del lazo de sincronización. (a) $P_r = -20\text{dBm}$. (b) $P_r = -40\text{dBm}$.

2.8 Implementación y resultados experimentales

En esta sección se presentan los resultados obtenidos tras la fabricación de los circuitos diseñados con la técnica propuesta. Se hará una comparación entre los datos obtenidos en simulación y los datos obtenidos en las medidas realizadas con los prototipos fabricados, con el fin de validar la técnica presentada.

2.8.1 Tecnología de fabricación

Se ha fabricado un prototipo de oscilador sincronizado controlado por tensión de alta eficiencia con frecuencia $f_o = 2.5 \text{ GHz}$. El circuito se implementa con tecnología Microstrip. El sustrato elegido para la implementación es el *Rogers 3003* cuyas principales características se muestran en la tabla 2.3.

Parámetro	Valor	Unidades
Grosor del dieléctrico	0.75	mm
Permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r)	3	-
Permeabilidad magnética relativa (μ_r)	1	-
Conductividad (σ)	59.6×10^6	S/m
Grosor de la metalización	0.018	mm
Pérdidas del dieléctrico ($\tan(\delta)$)	0.0013	-

Tabla 2.3: Características del sustrato Rogers 3003.

Como transistor se utiliza el PHEMT de bajo ruido ATF-36077 de Avago, ya que el modelo de gran señal disponible de este transistor es muy preciso. Los filtros de entrada y salida se han diseñado utilizando técnicas tradicionales. Ambos son de tipo paso banda formados por líneas acopladas, centrados en la frecuencia de 2.5 GHz , con un ancho de banda de 400 MHz y con bandas de bloqueo a los armónicos de esa frecuencia. Las redes de polarización realizadas con estructuras basadas en AWMML se han diseñado como se explica en la sección 2.2.1, para que presenten una impedancia suficientemente alta en el punto de conexión al circuito para los tres primeros armónicos de la señal autónoma.

El prototipo del circuito se ha fabricado utilizando una máquina de estructurado mecánico para realizar los agujeros y una máquina de estructurado láser para estructurar el circuito. El prototipo fabricado se muestra en la figura 2.32, donde se indican los principales elementos del mismo.

Para el diseño y simulación del circuito se han utilizado los modelos circuitales de las líneas de transmisión que están incluidos en el software de simulación ADS. Estos modelos no tienen en cuenta algunos efectos que puede alterar el comportamiento del circuito, como la radiación de las líneas o el efecto de bordes. Para mitigar este problema y que el comportamiento de los elementos que forman el circuito en simulación se parezca más a su funcionamiento real, una vez diseñado y optimizado el oscilador controlado por tensión de alta eficiencia se calcula la respuesta en frecuencia de todos los elementos pasivos que componen el circuito utilizando una herramienta basada en el Método de los Momentos. La respuesta obtenida mediante este método se compara con la obtenida utilizando los modelos circuitales y se corrigen las dimensiones de las líneas si es necesario para que la respuesta en frecuencia obtenida por ambos métodos sean idénticas. Mediante este proceso se consigue minimizar los problemas relacionados con la inexactitud de los modelos circuitales y se garantiza que el comportamiento de las estructuras fabricadas se asemeja al predicho en simulación.

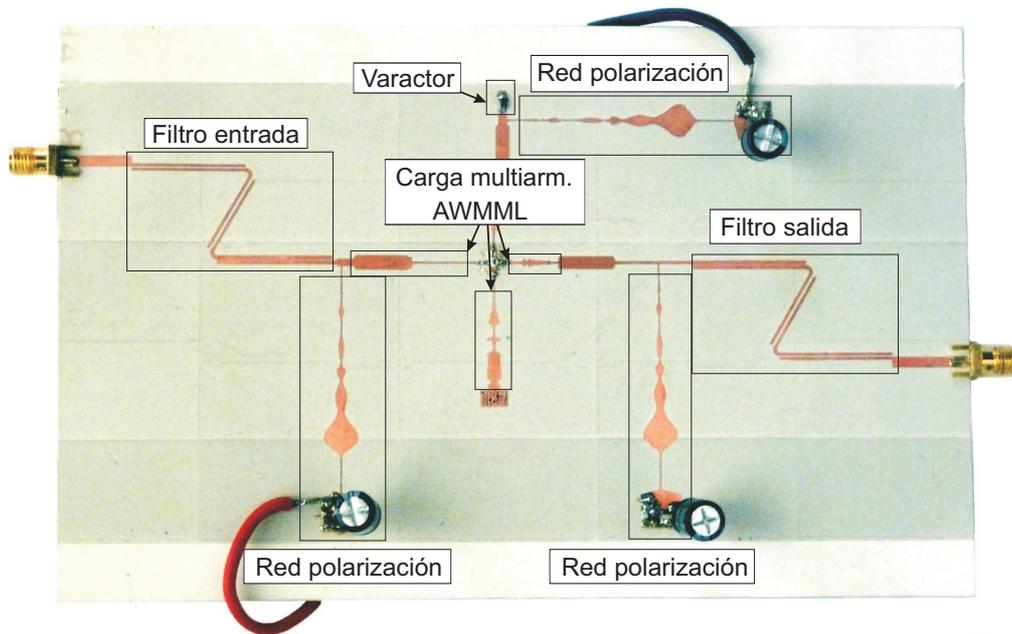


Figura 2.32: Fotografía del prototipo fabricado.

2.8.2 Resultados experimentales: Eficiencia

Los resultados mostrados hasta este punto del capítulo se han obtenido mediante simulaciones de los circuitos diseñados basadas en balance armónico, empleando el software ADS de Agilent. En este apartado se procede al análisis de los circuitos construidos para comprobar su funcionamiento y comparar los resultados de las medidas con los obtenidos en simulación.

2.8.2.1 Oscilador libre controlado por tensión

En primer lugar, para asegurarse de que el circuito funciona correctamente y se produce la oscilación a la frecuencia para la que fue diseñado, se conecta a un analizador de espectro. A la entrada del circuito se conecta una carga adaptada y su salida se conecta al puerto de entrada del analizador. La medida del espectro del oscilador libre obtenida de esta forma en el analizador se muestra en la figura 2.33. Con el fin de obtener un valor medido de potencia de salida lo más exacto posible, ya que con este valor se calculará la eficiencia obtenida por el circuito, las

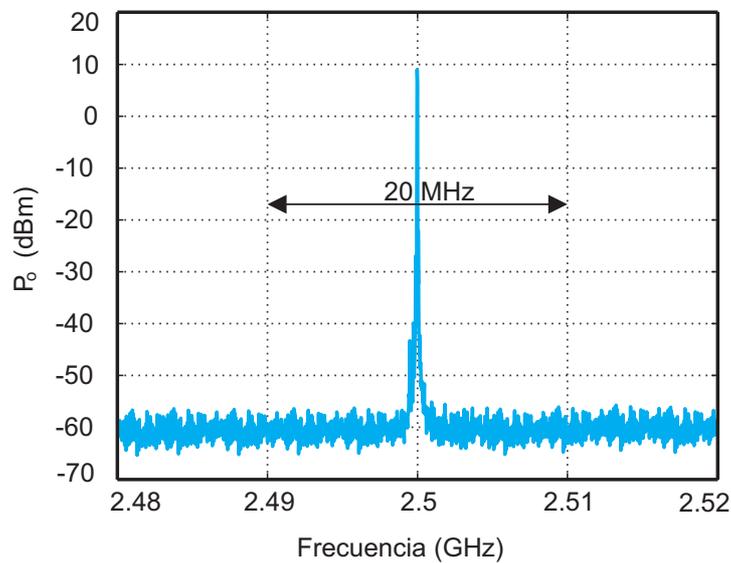


Figura 2.33: Señal de oscilación libre del VCO fabricado.

pérdidas de los cables de medida, transiciones y conectores del circuito han sido cuidadosamente caracterizadas y tenidas en cuenta en la representación. En esta gráfica puede verse como se produce la oscilación a una frecuencia $f_0 = 2.5 \text{ GHz}$ con una potencia $P_o = 11,4 \text{ dBm}$.

Teniendo en cuenta la medida de potencia obtenida, $P_o = 11,4 \text{ dBm}$, cuando la tensión y la corriente de DC son $V_{DC,drain} = 1.5 \text{ V}$ y $I_{DC,drain} = 20 \text{ mA}$ respectivamente, se calcula la potencia entregada al circuito por las fuentes de continua, resultando $P_{DC} = 30 \text{ mW}$ y, con ella, la eficiencia del circuito obteniendo un valor alrededor de $\epsilon = 46\%$, muy cercano al obtenido en simulación.

Cuando el circuito trabaja bajo régimen libre, el diodo varactor de la red de realimentación se utiliza para ajustar la frecuencia de la señal autónoma f_0 . Se ha analizado el comportamiento del circuito como VCO modificando la tensión aplicada al diodo varactor. En este análisis ha obtenido un rango de variación de frecuencia de unos 20 MHz en el que la eficiencia permanece casi constante.

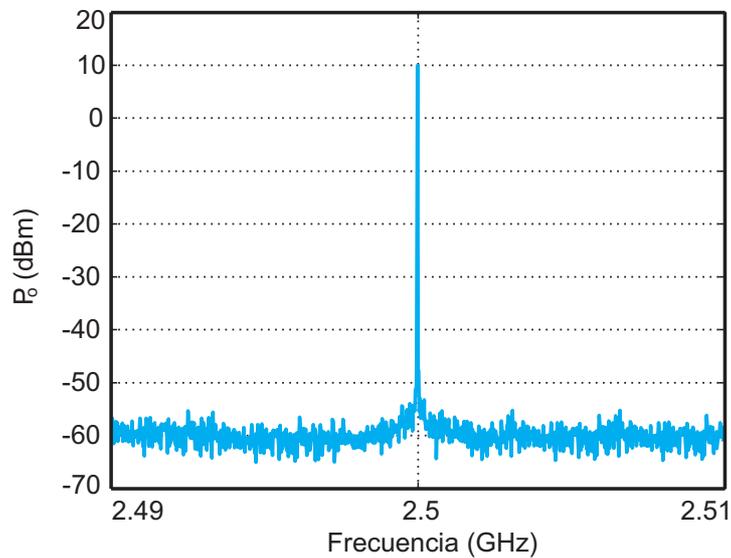


Figura 2.34: Señal de oscilación sincronizada del ILVCO fabricado.

2.8.2.2 Soluciones sincronizadas del ILVCO

Una vez analizado el circuito en régimen libre, en este apartado se conecta al puerto de entrada del prototipo fabricado una señal de referencia para caracterizar sus soluciones sincronizadas. La señal de referencia tiene una frecuencia alrededor de 2.5 GHz y una potencia conocida. En un primer paso se conecta el circuito a un analizador de espectros y se observa como se produce la sincronización de la señal de referencia y la señal de oscilación libre, obteniendo la gráfica de la figura 2.34. Cuando el circuito trabaja en régimen sincronizado, la frecuencia de la señal autónoma iguala a la frecuencia de la señal de referencia y la diferencia de fase entre ellas permanece constante en el tiempo.

Superponiendo el espectro de la señal de oscilación libre del VCO representado en la figura 2.33 al espectro de la señal de salida tras la sincronización (en color azul), se puede observar como baja el ruido de fase del circuito oscilador sincronizado. Esta superposición está representada en la figura 2.35.

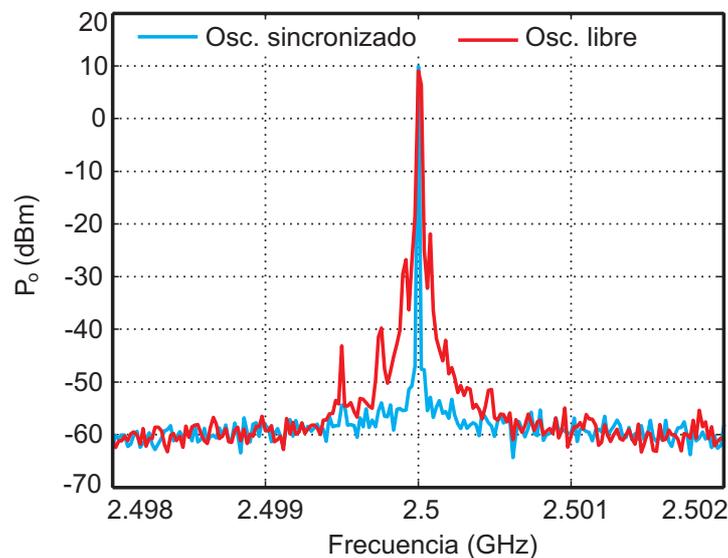


Figura 2.35: Señal de oscilación sincronizada del ILVCO (azul) junto con la señal de oscilación libre (rojo).

La sincronización de las dos señales del circuito se produce variando la frecuencia de la señal de entrada. En la figura 2.36 se puede ver claramente el momento en el que la señal de oscilación libre se sincroniza con la señal de entrada (en azul), así como la señal de salida del oscilador justo antes de que se produzca el enganche de las dos señales (en verde) y justo después del desenganche (en rojo). La forma que toma el espectro del oscilador justo antes y después de que se produzca la sincronización de las señales presentes en el circuito se explica a partir de las inestabilidades existentes en el sistema. Esto ha sido estudiado por Kurokawa en [22].

Comportamiento como oscilador sincronizado

Para caracterizar las soluciones sincronizadas del oscilador de alta eficiencia se utiliza un analizador vectorial de redes de la marca Agilent, el PNA-X. Por una parte, este equipo se utiliza para generar la señal de referencia en la entrada,

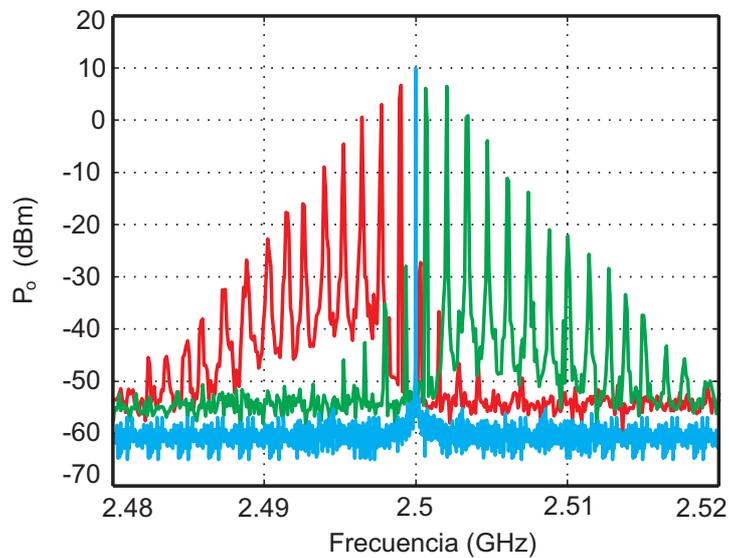
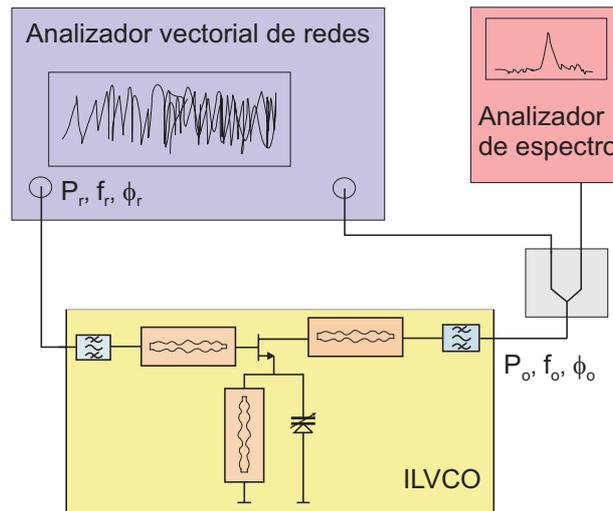


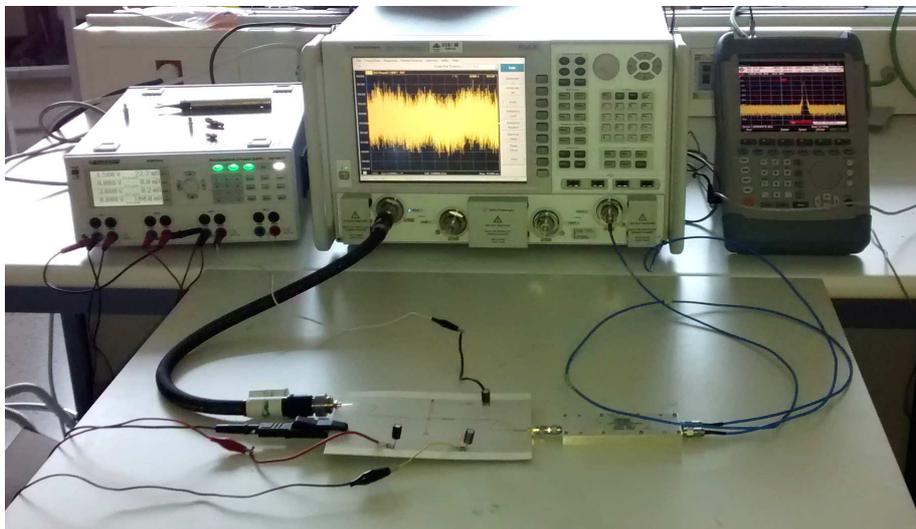
Figura 2.36: Secuencia de la señal de salida del ILVCO justo antes de la sincronización (verde), una vez sincronizado (azul) y cuando se pierde la sincronización (rojo).

2. Optimización no lineal de un VCO de alta eficiencia

siendo la frecuencia f_r y la potencia P_r ajustables. Por otra parte, el analizador de redes se utiliza para medir la señal de salida del ILVCO y relacionarla con la señal de referencia, tanto en módulo como en fase. Para realizar la medida se conecta



(a) Esquema de medidas.



(b) Fotografía del montaje.

Figura 2.37: Montaje con PNA-X para realizar las medidas del oscilador sincronizado.

el circuito entre dos de los puertos del PNA-X, configurando el primero de ellos como salida, que será la entrada al oscilador sincronizado y el segundo como entrada, para medir la señal de salida del circuito. Dado que la frecuencia y la potencia de la señal de referencia se pueden controlar perfectamente en el puerto de entrada, las soluciones sincronizadas estables se obtienen automáticamente.

El montaje realizado para medir las soluciones sincronizadas del oscilador se muestra en la figura 2.37. En (a) se representa el diagrama de bloques del montaje de medida en el que se diferencian los distintos equipos utilizados y sus conexiones. En (b) se muestra la fotografía del montaje de medidas en la que destaca el analizador de redes utilizado que calcula las soluciones sincronizadas.

En el puerto 1 se configuran los parámetros de la señal de referencia de entrada al circuito, su potencia P_r , frecuencia f_r y su fase que se toma como referencia, por tanto, se considera nula $\phi_r = 0$. En el puerto 2 se mide la potencia de salida del circuito P_o , la frecuencia f_o y la fase ϕ_o con respecto a la señal de referencia.

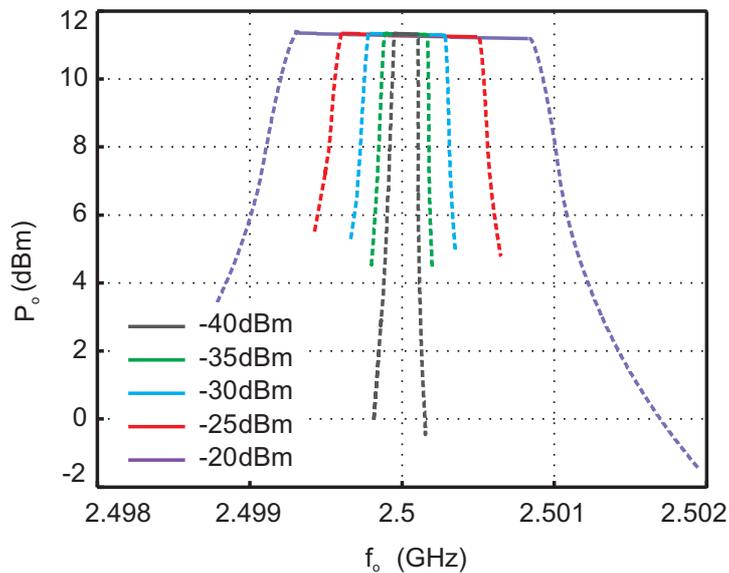


Figura 2.38: Soluciones medidas en términos de la potencia de salida P_o para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre -40dBm y -20dBm en pasos de 5 dB .

Por tanto, para obtener las soluciones sincronizadas del oscilador, para cada valor de potencia de la señal de referencia considerado, se tiene en cuenta un rango de variación de la frecuencia de medida entre dos puntos f_1 y f_2 , y en ese rango se calcula la potencia P_o y la fase ϕ_o de la señal de salida del circuito. Cuando el oscilador trabaja en régimen sincronizado con la señal de referencia se cumple que $f_r = f_o$ y las soluciones sincronizadas se obtienen automáticamente en términos de la potencia P_o y la diferencia de fase de salida $\Delta\phi = \phi_o$.

Las trazas de soluciones obtenidas en el PNA son las mostradas en la figura 2.38 para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40dBm$ y $-20dBm$ en pasos de $5 dB$. Las soluciones periódicas sincronizadas son las que se muestran en raya continua, obtenidas cuando se cumple que $f_r = f_o$, mientras que el resto son soluciones cuasi-periódicas que presentan dos frecuencias no armónicamente relacionadas, $f_r \neq f_o$. Las soluciones periódicas son las que forman la mitad estable del lazo de sincronización cuya simulación se representó en la figura 2.20.

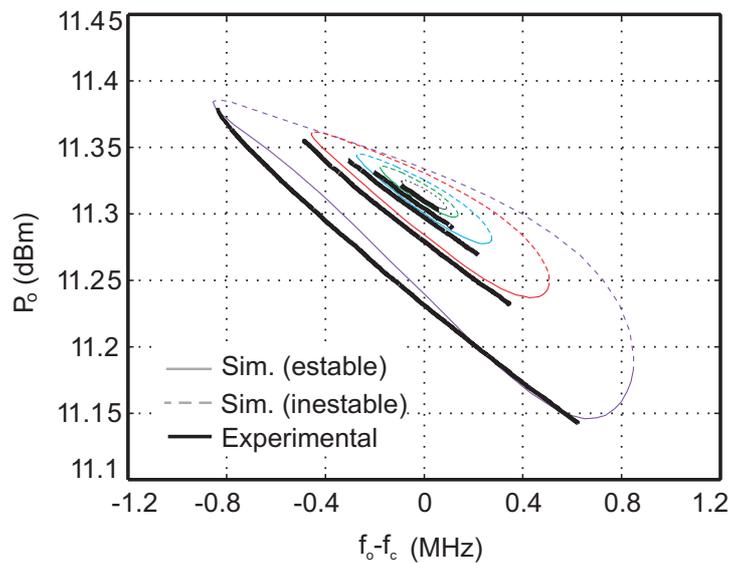


Figura 2.39: Soluciones sincronizadas medidas en términos de la potencia de salida P_o para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre $-40dBm$ y $-20dBm$ en pasos de $5 dB$.

En la figura 2.39 se han representado las soluciones sincronizadas periódicas obtenidas en trazo negro, en términos de la potencia de salida P_o y la frecuencia f_o , junto con los resultados alcanzados en simulación, para valores de P_r entre -40 dBm y -20 dBm en pasos de 5 dB . Estas medidas se han realizado manteniendo constante la capacidad del varactor situado en la red de realimentación. Como puede verse en la comparación entre los datos obtenidos experimentalmente y las soluciones obtenidas en simulación, superpuestas en la figura, se obtiene un buen grado de acuerdo entre ellas.

En cuanto a la eficiencia medida a lo largo de los lazos de sincronización del circuito, ésta se calcula a partir de los valores de potencia de salida P_o medidos y de la potencia P_{DC} entregada al circuito por las fuentes de alimentación. El resultado obtenido se muestra en la figura 2.40, junto con los valores predichos en simulación. De nuevo se observa un buen grado de acuerdo entre ambos datos, estando la eficiencia medida alrededor de $\epsilon = 44.5\%$ similar al valor obtenido en simulación.

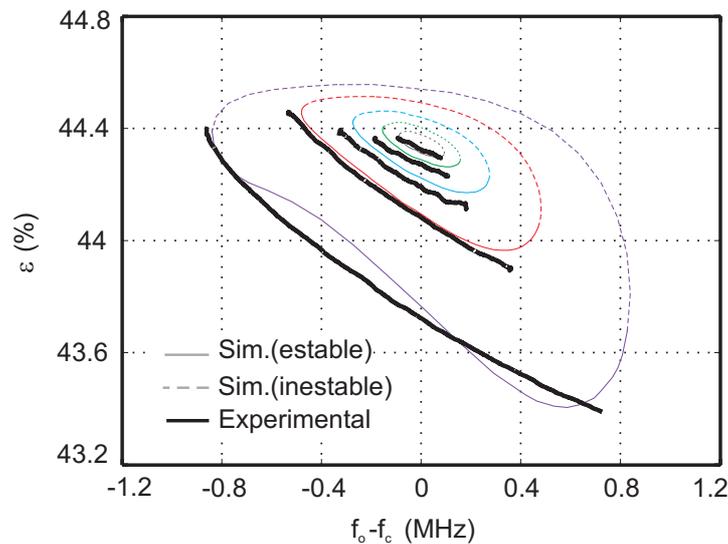


Figura 2.40: Medidas de la eficiencia de las soluciones sincronizadas para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre -40 dBm y -20 dBm en pasos de 5 dB .

Comportamiento como desfasador variable

En cuanto a la utilización del circuito como desfasador variable controlado por tensión, en la figura 2.41 se representan las soluciones sincronizadas medidas junto con los datos obtenidos en simulación, tomando como referencia la fase de la señal de entrada, $\phi_r = 0^\circ$. En esta gráfica se ha representado la variación de la fase de la señal de salida con respecto a la señal de referencia, $\Delta\phi$, en función de la capacidad del varactor, C_{var} . En la figura 2.42 se muestra la eficiencia obtenida para estas soluciones sincronizadas. Las medidas de ambas gráficas se han realizado para valores de la potencia de la señal de referencia P_r entre -35 dBm y -20 dBm en pasos de 5 dB .

Hay que tener en cuenta que, en este caso, las soluciones sincronizadas no se pueden obtener automáticamente como se describió anteriormente, ya que bajo este régimen de funcionamiento la frecuencia de la señal de referencia es constante e igual a la frecuencia de la señal autónoma, y la diferencia de fase entre ellas $\Delta\phi = \phi_r - \phi_o$, depende de la diferencia entre las frecuencias de la señal de refe-

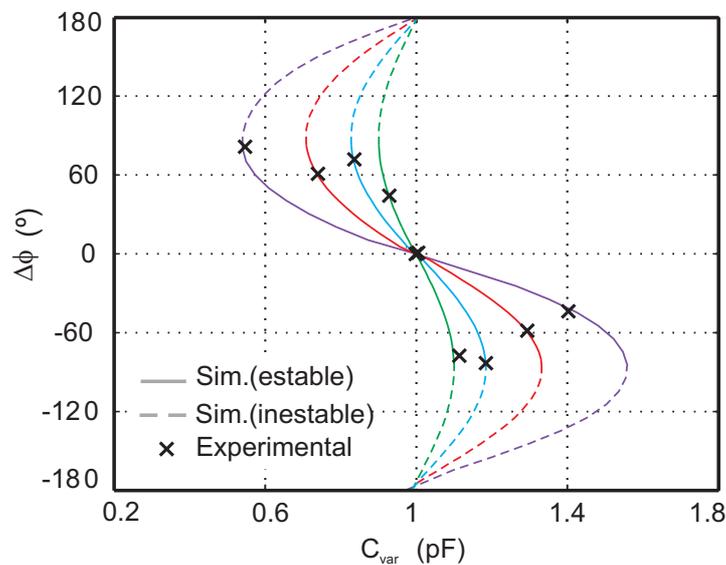


Figura 2.41: Soluciones sincronizadas del VCO funcionando como desfasador medidas en términos de la fase de la señal de salida $\Delta\phi$ para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre -35 dBm y -20 dBm en pasos de 5 dB .

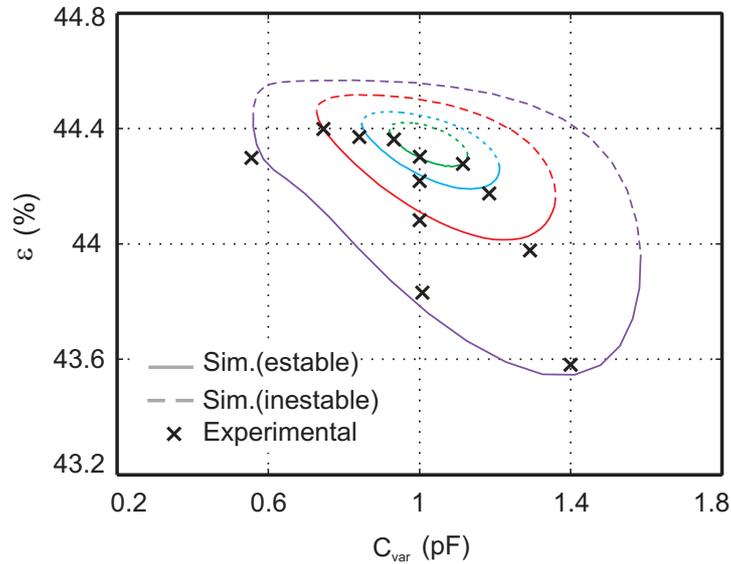


Figura 2.42: Medidas de la eficiencia de las soluciones sincronizadas del desfaseador para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre -35 dBm y -20 dBm en pasos de 5 dB.

rencia y la señal de oscilación libre. De esta forma, el desfase se controla a través de la tensión aplicada al varactor que hace variar su capacidad, C_{var} . Por tanto, las soluciones sincronizadas se controlan con C_{var} , parámetro que no se puede configurar en el PNA-X, no con f_r como en el caso anterior. Cuando el circuito funciona como desfaseador variable controlado por tensión, el analizador de redes se utiliza únicamente para generar la señal de referencia y medir la potencia y la fase de la señal de salida para los distintos valores de C_{var} considerados. Por este motivo, la gráfica de las medidas no es continua, si no que se han representado varios valores discretos. Se obtiene una buena concordancia entre los resultados experimentales y los obtenidos en simulación.

A la vista de los resultados presentados, en todos los casos considerados, las desviaciones entre los datos experimentales y los calculados mediante simulación son mínimas. Esto se debe principalmente a varios factores:

- La calidad de los modelos circuitales de los componentes utilizados en la simulación es muy importante, ya que un modelo ajustado al comporta-

miento real del componente hace que los datos simulados sean coherentes con los experimentales. El elemento principal del oscilador es el transistor. Se ha utilizado un transistor del que se dispone de un buen modelo en gran señal, que ya ha sido probado en anteriores diseños.

- La implementación de las redes de polarización mediante estructuras AWMML evita los problemas prácticos derivados del uso de estructuras basadas en líneas de transmisión tradicionales y stubs, como pueden ser la radiación en los bordes o el acoplamiento electromagnético. Las ventajas de las redes basadas en estructuras AWMML en comparación con las estructuras tradicionales también son aplicables para el diseño de las cargas multiarmónicas que están basadas en este tipo de estructuras.
- A los puntos anteriores hay que añadir que una vez diseñadas todas las redes pasivas del circuito, su respuesta en frecuencia se ha analizado mediante un simulador electromagnético basado en el Método de los Momentos y se han modificado ligeramente los parámetros de su estructura en caso de ser necesario. Este paso corrige los errores producidos por la inexactitud de los modelos circuitales con los que se diseña el circuito en esquemático.

2.8.3 Medidas de ruido de fase

Como se explicó en el capítulo 1, la señal de salida de un oscilador real puede expresarse como:

$$\mathbf{V}(t) = [\mathbf{V}_0 + \epsilon(t)] \text{sen}[2\pi f_o t + \Delta\phi(t)] \quad (2.16)$$

donde el término $\Delta\phi(t)$ representa las fluctuaciones de fase aleatorias que dan lugar al ruido de fase del oscilador.

Teniendo esto en cuenta, para obtener el ruido de fase del oscilador fabricado se muestreará la fase de la señal autónoma del oscilador y posteriormente se aplicarán técnicas de análisis espectral clásico [24] para estimar el ruido de fase según se ha definido en el capítulo 1.

Se considera la señal continua que representa las fluctuaciones de fase del oscilador $\Delta\phi(t) = x(t)$. Esta señal se muestrea en los instantes de tiempo t_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N$, con N finito y dependiente de las características del hardware de medida, obteniéndose la secuencia discreta $x[N]$. La densidad espectral de potencia $S_x(\omega)$ de $x[n]$ se calcula como:

$$S_x(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N x[n] e^{-j\omega n} \right|^2 \right\} \quad (2.17)$$

siendo el operador E la esperanza matemática de la expresión encerrada entre llaves.

Al disponer únicamente de un número finito N de muestras del proceso $x(t)$, solo se puede obtener una estimación de la densidad espectral de potencia. Esta estimación puede calcularse como:

$$\hat{S}_x(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (2.18)$$

que se reduce prácticamente al cálculo de una transformada discreta de Fourier (DFT) de las muestras obtenidas en la observación.

A la estima de la densidad espectral de potencia, $\hat{S}_x(\omega)$, dada por la expresión (2.18) se le denomina periodograma. Estudiando la media y la varianza del periodograma se evalúa su precisión como estimador de la densidad espectral de potencia del proceso estocástico $x(t)$. A continuación se describen sus propiedades:

El periodograma es un estimador sesgado [24], ya que su esperanza matemática no coincide con el valor real de la densidad espectral de potencia, pero su sesgo se reduce cuanto mayor es el número de muestras consideradas en la estimación, N . Por tanto, se dice que es un estimador asintóticamente insesgado, ya que el límite cuando N tiende a infinito de la media del estimador coincide con el valor real de la densidad espectral de potencia. Además, analizando la expresión de la media del periodograma, se deduce que su sesgo es mayor para las muestras más alejadas del origen, lo que se traduce, en el caso que estamos estudiando, en valores más altos de frecuencia.

Por otro lado, estudiando la varianza del periodograma se obtiene que ésta es proporcional al cuadrado de la densidad espectral de potencia a estimar, por lo que su valor puede ser elevado. Además, este valor no disminuye al aumentar el número de muestras consideradas en la estimación, N . Teniendo en cuenta esta segunda afirmación, se dice que el periodograma es inconsistente.

Por tanto, debido a que el periodograma es un estimador sesgado e inconsistente, por si solo no es un buen método para la estimación de la densidad espectral

de potencia. En consecuencia, se han desarrollado varios métodos basados en el periodograma que reducen el sesgo y sobre todo la varianza de la estimación, como son el periodograma modificado [25], que reduce el sesgo del periodograma, o los métodos de Bartlett [26] y Welch [27] que reducen su varianza.

A la hora de realizar el cálculo de la transformada discreta de Fourier se enventana la señal. La expresión del periodograma (2.18) asume el uso de una ventana rectangular, que no modifica la distribución de energía de las muestras de la señal medida. La multiplicación de $x[n]$ por una ventana en el dominio del tiempo, $w[n]$, introduce varios efectos a tener en cuenta.

Uno de los efectos introducidos por el enventanado es la resolución en frecuencia limitada y dependiente del tipo de ventana empleada. Esto limita la capacidad de diferenciar dos eventos muy cercanos en frecuencia. Este efecto depende de la anchura del lóbulo principal de la transformada de Fourier de la ventana utilizada y se denomina *Smearing*.

El segundo problema ocasionado por el enventanado de la señal a la hora de realizar la transformada discreta de Fourier viene dado por el nivel de los lóbulos secundarios de la DFT de la ventana. El principal efecto de los lóbulos laterales en el espectro estimado consiste en la dispersión de la potencia desde la zona de baja frecuencia hacia frecuencias más altas. A este efecto se le denomina *leakage* espectral.

La ventana rectangular es la que proporciona mayor resolución en frecuencia, con un lóbulo principal con ancho de banda a 3 dB de $2\pi/N$ rad siendo N el número de muestras de la ventana, pero mayor efecto *leakage* al tener un nivel de lóbulos secundarios más elevado, -13 dB. Un buen compromiso entre estos dos factores es la ventana de Hamming cuyo lóbulo principal tiene un ancho de banda a 3 dB de $4\pi/N$ rad y un nivel de lóbulos secundarios de -41 dB. De esta forma se puede elegir la ventana más apropiada para cada aplicación en función del ancho del lóbulo principal, resolución, y nivel de lóbulos secundarios, sesgo, deseados.

Al periodograma calculado mediante el enventanado de los datos antes de realizar la DFT con una ventana diferente a la rectangular se le denomina periodograma modificado:

$$\hat{S}_x(\omega) = \frac{1}{NU} \left| \sum_{n=0}^{N-1} w[n]x[n]e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (2.19)$$

donde $w[n]$ es la secuencia de N puntos de la ventana temporal y U es un factor de corrección que se introduce para compensar la variación de energía que resulta de aplicar una ventana no rectangular, y se calcula como:

$$U = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (w[n])^2 \quad (2.20)$$

U vale 1 para la ventana rectangular y $U < 1$ para el resto de ventanas, para compensar la disminución de energía de la secuencia discreta, que se produce al reducir la amplitud de las muestras de los extremos de la observación.

El periodograma modificado mejora el sesgo del periodograma, al reducir el efecto *leakage* producido por la ventana rectangular. Con respecto a la varianza, a igual longitud de ventana, esta resulta ligeramente menor que la del periodograma, aunque esta reducción no es suficiente.

Dado que el mayor problema del periodograma y el periodograma modificado como estimadores del ruido de fase no está en el sesgo, si se utiliza un número de muestras elevado, si no en su varianza, es necesaria la aplicación de otros métodos para reducirla. Uno de los métodos más conocidos para reducir la varianza del periodograma es el método de Bartlett [26]. Este método consiste en la reducción de las fluctuaciones del periodograma dividiendo las observación de N muestras en $L = N/K$ observaciones de K muestras cada una y promediando el resultado de los periodogramas de cada una de las L observaciones para cada valor de ω .

El método de Welch [27], también utilizado para reducir la varianza del periodograma, es una modificación del método de Bartlett que permite el solapamiento de los segmentos de datos para tener mayor número de observaciones que promediar. Otra ventaja es que permite el inventanado de cada segmento antes del cálculo del periodograma con una ventana distinta a la rectangular para modificar el sesgo/resolución de la estimación. La estimación de la densidad espectral de potencia se obtiene en este caso como un promediado de los periodogramas modificados.

La desventaja de los métodos de Bartlett y Welch es que para reducir la varianza, reducen el número de muestras sobre el que se calcula la estima, por lo que con ello aumentan el sesgo. Para reducir la varianza de la estima del ruido de fase del oscilador fabricado se utilizará una variación de los métodos explicados anteriormente. El método consiste en el cálculo del periodograma de M segmentos de N muestras mediante la ecuación (2.18) y posterior promediado de los mismos. Para reducir la varianza utilizando este método, las M observaciones

de la señal $x(t)$ de fluctuación de fase deben ser independientes. Esto se garantiza gracias al procedimiento de adquisición de datos implementado.

Aplicando este método se obtiene la estima de la densidad espectral de potencia como:

$$\hat{S}_{x,M}(\omega) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\omega n} \right|^2 \right\}_i = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \hat{S}_x^i(\omega) \quad (2.21)$$

Mediante este proceso se ha medido el ruido de fase del oscilador fabricado, bajo régimen de operación libre y sincronizado para distintas potencias de la señal de referencia. Estas medidas se explican con detalle en los siguientes apartados.

Configuración del analizador vectorial de redes

Para la medida del ruido de fase del oscilador se utiliza el analizador vectorial de redes PNA-X de Agilent.

El montaje de medida para el ruido de fase es el mismo que el mostrado en la figura 2.37 para la medida de las soluciones sincronizadas del oscilador. Se conecta la salida del circuito a un divisor para poder medir la señal en un analizador de espectros y a su vez en el analizador vectorial de redes. En el VNA se muestrea la fase de la señal de salida del circuito para calcular una estima del ruido de fase mediante el método de análisis espectral explicado.

La frecuencia de muestreo de la fase de salida del oscilador y el tiempo mínimo empleado para obtener las muestras vienen impuestos por la capacidad de medida del VNA utilizado. Los parámetros dependientes del hardware utilizado que condicionan la aplicación del método descrito son:

- N : Número de muestras que se puede adquirir.
- BW_{IF} : Ancho de banda de frecuencia intermedia en el que se realizan las medidas. Impone el tiempo de adquisición de las muestras.
- T_{adq} : Tiempo de adquisición de las muestras.

El número máximo de muestras consecutivas que es capaz de adquirir el equipo utilizado es $N = 32001$ muestras. Para este número de muestras, el tiempo

mínimo de adquisición es de $T_{adq} = 1,6 \text{ ms}$ para un ancho de banda de frecuencia intermedia máximo de $BW_{IF} = 15 \text{ MHz}$. De estos datos se obtiene que la máxima frecuencia de muestreo que permite el equipo es de $F_s = N/T_{adq} = 20 \text{ MHz}$. Con esta frecuencia de muestreo pueden representarse los datos del ruido de fase del circuito hasta un offset de frecuencia respecto de la portadora de 10 MHz , la mitad de la frecuencia de muestreo como impone el teorema de muestreo.

Estos parámetros de adquisición de datos también limitan la resolución en frecuencia y, por tanto, el mínimo offset de frecuencia al que se puede calcular el ruido de fase f_{min} . Dado que $f_{min} = 1/T_{adq} = 625 \text{ Hz}$, con esta configuración se obtiene la medida del ruido de fase del oscilador entre 625 Hz y 10 MHz .

Oscilador sincronizado

Una vez conocida la teoría utilizada para medir el ruido de fase, en primer lugar se va a explicar como se aplica para el caso específico de la medida del ruido de fase del oscilador sincronizado. En este caso, la frecuencia de oscilación puede considerarse constante en el intervalo de tiempo en el que se realiza la medida, ya que uno de los beneficios de la sincronización es que se consigue mayor estabilidad en frecuencia, reduciendo la deriva en frecuencia del oscilador libre. Por tanto, midiendo la fase de la señal de salida del oscilador, asumiendo que f_o es constante, se obtiene la variación de fase de la señal $\Delta\phi(t)$, puesto que el proceso de medida de la fase con el PNA-X lleva implícita una demodulación coherente que elimina el factor de portadora. A la medida obtenida $\Delta\phi(t)$ se le resta su valor medio para que a la hora de calcular el periodograma no salga una componente de DC que limita la resolución. La señal que queda solo contiene las fluctuaciones de fase respecto del valor medio, que dan lugar al ruido de fase.

Una vez obtenidas las muestras de la fase de la señal autónoma, éstas se procesan para calcular el periodograma modificado por la ventana de Hanning, según la expresión (2.19). Se ha elegido esta ventana ya que tiene un nivel de lóbulos secundarios bajo, -31 dB para el lóbulo secundario más cercano al origen que va disminuyendo al aumentar la frecuencia, lo que reduce el efecto de *leakage* espectral con respecto al obtenido al utilizar la ventana rectangular, reduciendo por ello el sesgo de la estimación. La anchura del lóbulo principal, $4\pi/N \text{ rad}$, no es un problema para esta aplicación ya que no se busca la separación de picos de frecuencias cercanas. En este caso en particular, dado que el número de muestras utilizado es muy elevado, la diferencia en el sesgo al utilizar la ventana de Hanning o la rectangular es muy reducida. Sin embargo, si el número de muestras disponible es más pequeño, las diferencias en el sesgo ocasionadas por los lóbulos secundarios de la ventana son considerables.

La varianza del periodograma calculado con estos datos puede reducirse realizando múltiples medidas consecutivas y promediando el resultado como se indica en la ecuación (2.21). Mediante las pruebas realizadas se ha determinado que un buen compromiso entre el número de periodogramas a promediar y el tiempo que se tarda en la obtención de las muestras es de $M = 100$. La disminución de la varianza al promediar muchos más periodogramas ($M = 1000$) no es significativa y se incrementa considerablemente el tiempo de medida.

En la figura 2.43 se compara el ruido de fase obtenido bajo régimen sincronizado para diferentes valores de potencia de la señal de referencia. Estas medidas se han realizado en el punto central de cada lazo de sincronización. Se observa que a medida que aumenta la potencia de la señal de sincronización, el ruido de fase del ILVCO disminuye. Esto ocurre ya que a mayor potencia, la señal de referencia tiene más influencia en el circuito, por lo que el ruido de fase se asemeja al de la señal de referencia que es menor que el de la señal autónoma del oscilador libre. Los picos que aparecen en la gráfica a partir de 200 kHz pueden deberse al ruido

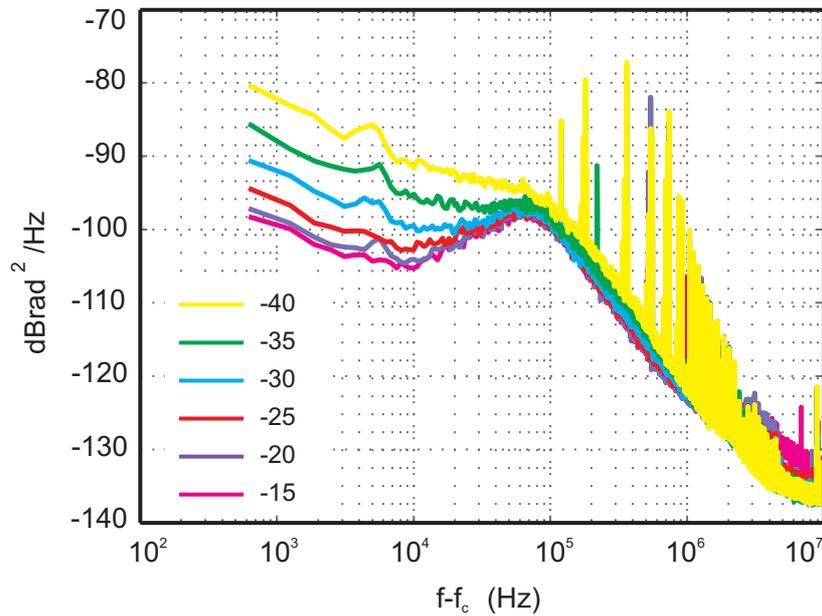


Figura 2.43: Ruido de fase del ILVCO obtenido para distintas potencias de la señal de referencia P_r entre -40 dBm y -15 dBm en pasos de 5 dB .

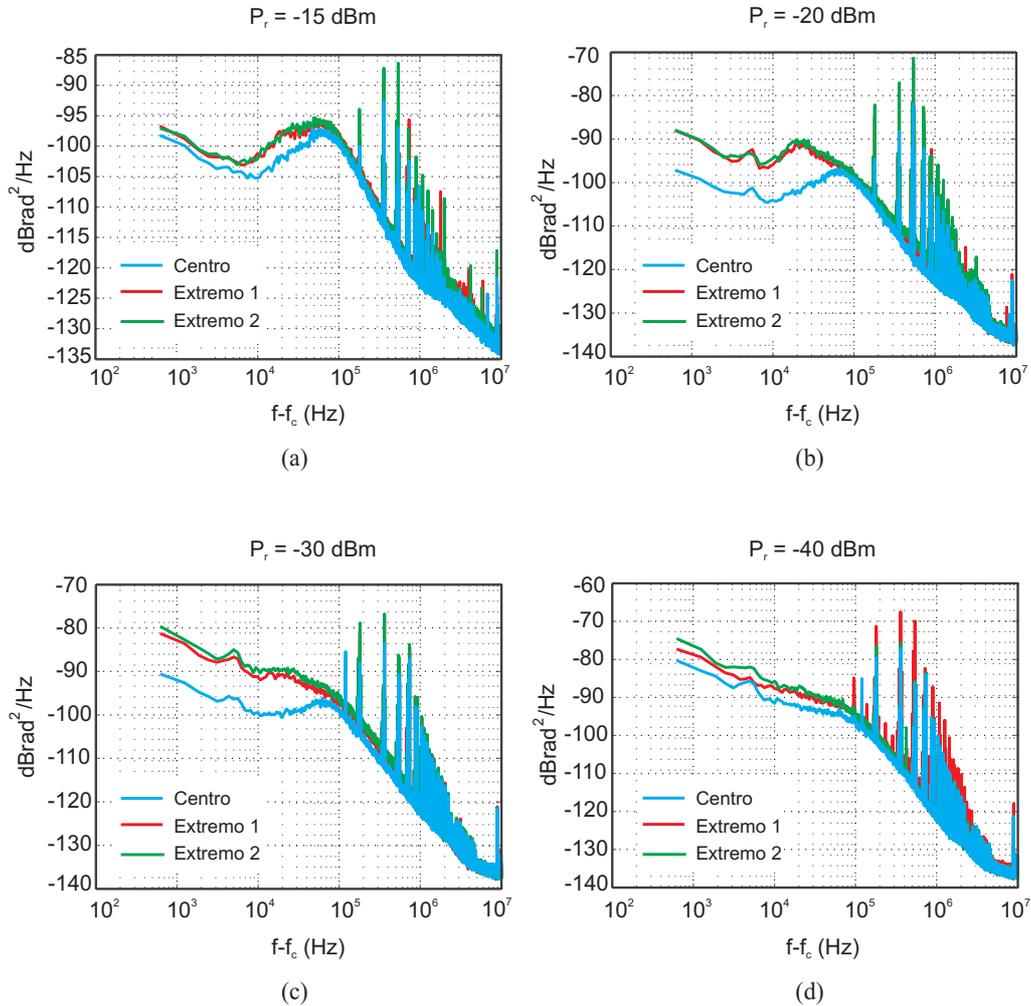


Figura 2.44: Ruido de fase obtenido en el centro y los dos extremos del lazo de sincronización para distintas potencias de la señal de referencia: (a) $P_r = -15 \text{ dBm}$, (b) $P_r = -20 \text{ dBm}$, (c) $P_r = -30 \text{ dBm}$, (d) $P_r = -40 \text{ dBm}$.

generado por la fuente de alimentación, que modula en AM la señal autónoma del oscilador.

Modificando el punto de trabajo sobre el lazo de sincronización pueden obtenerse las medidas del ruido de fase en los diferentes puntos de frecuencia del

lazo. El ruido de fase del oscilador sincronizado ha sido medido en tres puntos distintos del lazo de sincronización, el centro y los dos puntos de frecuencia donde comienza y se pierde la sincronización, para varias potencias de la señal de entrada entre -40 dBm y -15 dBm . La comparación de los valores de ruido de fase obtenidos para una misma potencia de la señal de entrada en los tres puntos del lazo de sincronización se muestran en la figura 2.44. En las gráficas representadas se puede ver como el ruido de fase en general es más bajo para la frecuencia central del lazo de sincronización que para las frecuencias de los bordes del mismo. En 2.44 (a), para una potencia de la señal de referencia alta, $P_r = -15 \text{ dBm}$, la sincronización es muy fuerte en todos los puntos del lazo, por lo que la diferencia de encontrarse en el centro o en los bordes del lazo de sincronización es reducida. Los bordes del lazo de sincronización tienden a comportarse como el punto central. En los casos intermedios, 2.44 (b) y (c), la diferencia de ruido de fase a encontrarse en el centro o en los bordes del lazo es elevada, ya que la sincronización en los bordes es más débil. En cambio, en 2.44 (d), para una potencia baja de la señal de referencia, $P_r = -40 \text{ dBm}$, la sincronización es débil en todos los puntos, por lo que la diferencia de encontrarse en el centro o en los bordes del lazo de sincronización es pequeña.

Para poder analizar el comportamiento del ruido de fase del oscilador sincronizado más cerca de la portadora se ha realizado otra medida aumentando el tiempo de adquisición de datos, lo que aumenta la resolución en frecuencia. Los parámetros de la nueva medida son:

- $N = 32001$
- $BW_{IF} = 2 \text{ MHz}$
- $T_{adq} = 16 \text{ ms}$
- $F_s = N/T_{adq} = 2 \text{ MHz}$
- $f_{min} = 1/T_{adq} = 62,5 \text{ Hz}$

Los datos obtenidos mediante las dos configuraciones del VNA se muestran en la figura 2.45. Ambas medidas se han realizado en el punto central del lazo de sincronización, con una potencia de la señal de referencia de -15 dBm . En la figura puede verse como las dos medidas se superponen casi perfectamente. El ruido de fase para frecuencias más cercanas a la portadora, medido con una frecuencia de muestreo de 2 MHz , sigue la tendencia lineal de las medidas realizadas con

frecuencia de muestreo de 20 MHz. Combinando ambas medidas se puede analizar el ruido de fase del oscilador sincronizado con un offset de frecuencia desde 62.5 Hz a 10 MHz.

En la figura 2.45 también se representa el ruido de fase del oscilador sincronizado medido con la aplicación FS-K4 incorporada en el analizador de espectros FSP-40 de la marca Rohde & Schwarz. Para poder comparar, al igual que en el caso anterior, esta medida se ha realizado cuando el circuito opera en un punto de trabajo situado sobre el centro del rango de sincronización, con una potencia de la señal de referencia de -15 dBm. La aplicación FS-K4 utiliza la técnica de medida directa del espectro para obtener el ruido de fase, por lo que no da una medida muy precisa. Puede comprobarse como el valor medido por el FSP es ligeramente más elevado que el obtenido con el método de medida utilizado, y además, presenta una varianza mayor, aunque en líneas generales concuerda con las medidas realizadas, por lo que puede darse por válido el método de medida de ruido de fase utilizado.

Oscilador libre

La medida del ruido de fase del oscilador libre es más complicada debido a la deriva en frecuencia producida por el ruido. Esta deriva hay que tenerla en cuenta al hacer las medidas, ya que éstas están referidas a la frecuencia de la portadora. Si la portadora se desplaza durante la realización de una medida y no se tiene en cuenta ese desplazamiento, la referencia sobre la que se toman las medidas habrá cambiado por lo que el ruido medido no será válido. Para que el cálculo del ruido de fase sea preciso, la deriva en frecuencia del oscilador debe ser muy pequeña o inexistente durante el tiempo de adquisición de los datos en el analizador de redes.

Cuando el oscilador trabaja en régimen libre, la fase de la señal autónoma sigue la expresión $2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)$ según se describió en (2.16). Esta fase no es constante como ocurre bajo régimen sincronizado, si no que crece o decrece continuamente en el tiempo. Una parte del término $\Delta\phi(t)$ es ruido de FM, que implica un cambio de frecuencia de la portadora, y la otra parte es ruido de fase, como el presente bajo régimen sincronizado. Para realizar una medida correcta del ruido de fase, el primer paso consiste en eliminar el término lineal $2\pi f_0 t$ puesto que esta componente es determinista y no da lugar al ruido de fase, obteniendo la componente $\Delta\phi(t)$. Como en el caso del oscilador sincronizado se elimina el valor medio de la componente $\Delta\phi(t)$ y se procesa a intervalos de tiempo más pequeños, para asegurar que en ese intervalo no se ha producido un cambio de la frecuencia de la portadora por efecto del ruido FM.

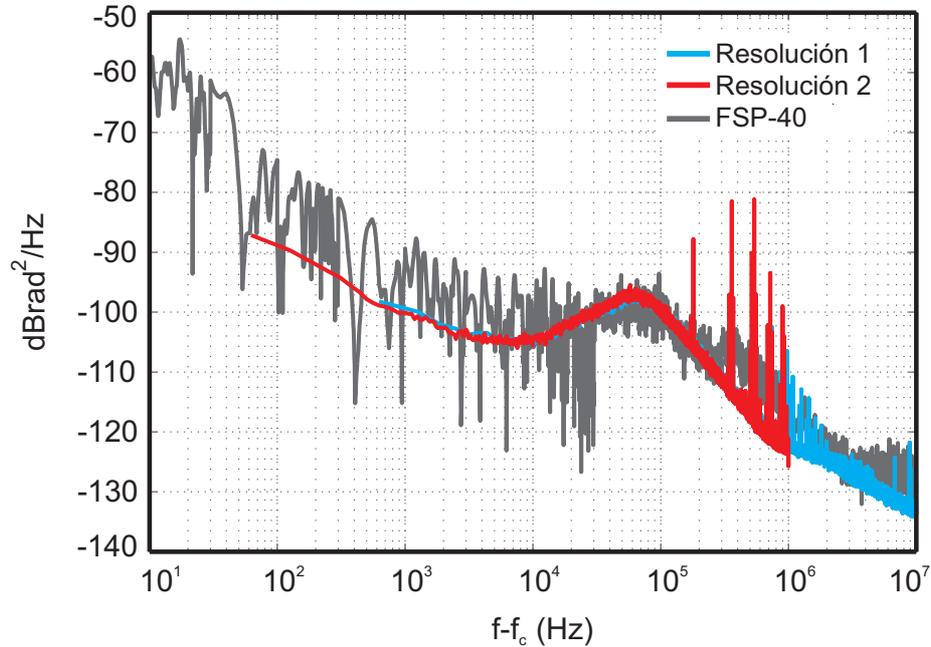


Figura 2.45: Ruido de fase obtenido en el centro del lazo de sincronización con $P_r = -15 \text{ dBm}$ con distintas configuraciones del equipo de medida

Los parámetros de adquisición de las muestras de la fase de la señal de oscilación con el PNA-X es la misma que en el caso del oscilador sincronizado, puesto que el VNA no permite un tiempo de adquisición menor para el máximo número de muestras y ancho de banda de frecuencia intermedia que se puede configurar.

- $N = 32001$
- $BW_{IF} = 15 \text{ MHz}$
- $T_{adq} = 1,6 \text{ ms}$
- $F_s = N/T_{adq} = 20 \text{ MHz}$

El número de medidas consecutivas realizadas para realizar el promediado de periodogramas ha sido también de $M = 100$.

Como $1,6 \text{ ms}$ es un tiempo de adquisición relativamente alto si el oscilador es muy inestable, cada una de las observaciones de N muestras se divide en L segmentos de K muestras ($N = L \times K$). Así, para cada uno de los segmentos el tiempo de adquisición es de $T_{adq_k} = T_{adq}/L$. El problema de dividir las observaciones en segmentos con menos muestras es que se reduce la resolución de la medida y con ello el mínimo offset de frecuencia al que se puede calcular el ruido de fase. Una vez divididas las observaciones, se las trata como observaciones independientes, restando a cada una de ellas la tendencia media, calculando el periodograma modificado por la ventana de Hanning y promediando el resultado de los $M \times L$ periodogramas calculados para reducir la varianza de la estimación. Escogiendo con cuidado el número de segmentos en los que se dividen los datos, la frecuencia instantánea del oscilador libre se mantendrá sin variación en cada uno de ellos.

Al dividir cada una de las observaciones y calcular los periodogramas de los segmentos con menos muestras, es muy importante escoger bien la ventana aplicada a cada uno de los segmentos antes del cálculo del periodograma. Si el número de muestras es pequeño, el sesgo producido por el nivel de lóbulos secundarios de la ventana será más relevante en la estimación. Por este motivo se ha escogido la ventana de Hanning con un nivel reducido de lóbulos secundarios.

Se ha decidido utilizar un factor de $L = 2$, con un número de muestras de $K = 16000$, ya que se observa que la frecuencia de la señal autónoma permanece constante en intervalos temporales de 0.8 ms . Con estos datos, la resolución y por tanto, el offset de frecuencia mínimo al que se puede determinar el ruido de fase es de $f_{min} = 1,25 \text{ kHz}$, por lo que se obtienen los valores del ruido de fase entre $1,25 \text{ kHz}$ y 10 MHz .

Las medidas del ruido de fase relativas al oscilador libre se muestran en la figura 2.46. En la misma gráfica se ha añadido la medida del ruido de fase del oscilador sincronizado con una señal de referencia de potencia $P_r = -15 \text{ dBm}$. Comparando ambas medidas se comprueba que el ruido de fase del oscilador ha disminuido al sincronizarlo, como se demuestra en los estudios realizados en [22]. Si se comparan los resultados de ruido de fase medidos para el oscilador en modo libre y sincronizado con el ruido de fase del oscilador interno del PNA-X, también representado en la gráfica a partir de su hoja de características. En modo libre, los resultados son muy distintos, mientras que en modo sincronizado con una potencia de la señal de referencia alta, el ruido de fase del oscilador tiende a igualarse con el del PNA-X, por tanto, con el ruido de fase de la señal de referencia.

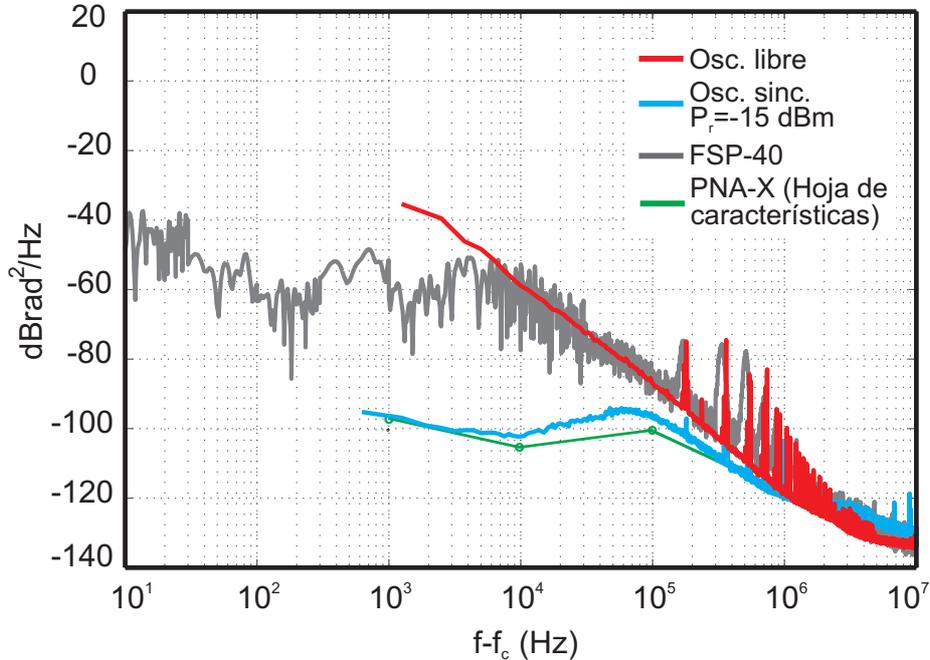


Figura 2.46: Medida del ruido de fase del oscilador libre.

En la gráfica 2.46 se muestran también los valores del ruido de fase del oscilador libre medidos con un analizador de espectros FSP-40, que calcula el ruido de fase mediante la medida directa del espectro. Como se dijo en el capítulo 1, la medida directa del espectro del ruido de fase no es una medida muy precisa ya que no diferencia entre el ruido de fase y el de amplitud. Además, no es adecuada para medir el ruido de fase de osciladores libres debido a la desviación en frecuencia de la portadora. Por estos motivos, puede verse como cerca de la portadora la medida del ruido de fase con el FSP dista mucho de la medida realizada mediante el periodograma, al estar afectada por la deriva en frecuencia de la portadora. En cambio, para frecuencias más alejadas de la portadora, los valores del ruido de fase son similares con los dos métodos, con lo que se comprueba de nuevo la veracidad de las medidas.

2.9 Comparación con diseños anteriores

A lo largo de los años se han estudiado distintas técnicas para el diseño de osciladores de alta eficiencia dada su gran importancia en equipos portátiles de comunicaciones, ya que normalmente son los que proporcionan la señal de oscilación local para las tareas de modulación. A continuación se hará una comparación de los resultados obtenidos en trabajos anteriores con los resultados obtenidos utilizando el método de diseño y optimización expuesto en este capítulo. Se han seleccionado los trabajos con mejores resultados publicados entre los años 1995 y 2012 que presentan un método de diseño de osciladores de alta eficiencia a frecuencias cercanas a la considerada en este diseño.

Referencia	Tipo	f_o (GHz)	ϵ (%)	V_{bias} (V)	P_o (dBm)
[1]	VCO	4.4	43	1.8	6.5
[1]	VCO	3.6	36	0.9	1.1
[2]	VCO	0.92	61	40	43.55
[3]	VCO	2.38	42.5	6	27
[4]	frec. fija	1.6	67	5.5	24
[5]	frec. fija	5	56	8	26.7
[6]	frec. fija	0.95	54	5	16.8
[7]	frec. fija	5	45	8	27.8
[8]	frec. fija	0.983	65	26	36.9
[9]	frec. fija	1.86	53.8	2.65	14.4
[10]	frec. fija	6	48	1.39	≈ 5
Este trabajo	VCO	2.5	46	1.5	11.4

Tabla 2.4: Comparación con otros diseños.

En la tabla 2.4 se muestra la comparación de los trabajos, indicando para cada uno de ellos el tipo de oscilador realizado, ya sea de frecuencia fija o controlado por tensión, su frecuencia de oscilación f_o , los valores de eficiencia medidos experimentalmente ϵ , potencia de salida P_o y la tensión de alimentación del transistor utilizada, V_{DC} . La tensión de DC es un dato muy importante a tener en cuenta cuando se utilizan los osciladores en equipos portátiles, puesto que las altas tensiones de alimentación de los circuitos limitan la autonomía de los mismos. Teniendo esto en cuenta, uno de los requisitos del VCO desarrollado ha sido la utilización de una baja tensión de alimentación, fijando un valor de 1.5 V.

De entre los trabajos seleccionados, solo cuatro se corresponden con osciladores controlados por tensión estando el resto de métodos de optimización aplicados a osciladores de frecuencia fija. Teniendo en cuenta los trabajos centrados en VCOs, todos ellos tienen una eficiencia menor a la conseguida aquí, excepto el diseño presentado en [2]. Hay que tener en cuenta que en este diseño se consigue una alta eficiencia y potencia de salida, pero para ello se utiliza una tensión de alimentación del transistor de 40 V, muy elevada para los requisitos que se imponen a los circuitos utilizados en sistemas portátiles, ya que la utilización de tensiones de alimentación elevadas limita la autonomía del sistema como se ha comentado.

En cuanto a los osciladores de frecuencia fija considerados, la eficiencia conseguida en muchos de ellos es algo superior a la aquí presentada, pero utilizando siempre mayores tensiones de alimentación. En el caso de utilizar tensiones de alimentación más reducidas, la potencia de salida obtenida es muy inferior.

De todos estos trabajos sobre osciladores de alta eficiencia, solo el que se presenta en esta tesis se sincroniza con una señal externa y se estudia su eficiencia bajo régimen sincronizado.

2.10 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado una nueva técnica para el diseño de osciladores controlados por tensión en la banda de microondas y la optimización de su eficiencia. Como aplicación de esta técnica se ha desarrollado un VCO a una frecuencia de 2.5 GHz, y se ha analizado la eficiencia de las diferentes soluciones posibles, tanto libres como sincronizadas.

El método propuesto se basa en el uso de un generador auxiliar para crear la base de frecuencias utilizada en el balance armónico. La eficiencia se toma como uno de los objetivos de optimización, añadiendo una condición adicional a la condición de no perturbación del generador auxiliar. De esta forma, se puede controlar el valor de eficiencia deseado directamente y de forma precisa, mientras que la convergencia del proceso de optimización se asegura gracias a la flexibilidad aportada por las cargas multiarmónicas utilizadas, basadas en líneas de transmisión con anchura modulada arbitrariamente. El valor máximo de eficiencia obtenido ha sido de $\epsilon = 44.96\%$ en simulación y de un 46% en medidas.

Dado que no es necesario calcular las formas de onda de tensión y corriente de la señal autónoma *a priori*, el método propuesto simplifica el proceso de diseño

y reduce considerablemente el tiempo de diseño requerido con respecto a otros métodos de optimización de eficiencia propuestos.

Por otra parte, una vez optimizada la eficiencia del VCO, éste se ha sincronizado con una señal de referencia y se ha analizado en profundidad la eficiencia de todas las posibles soluciones sincronizadas. Se ha estudiado el comportamiento del circuito como oscilador sincronizado y como desfasador variable controlado por tensión. En ambos casos se ha analizado la variación de la eficiencia de las soluciones sincronizadas a lo largo del rango de sincronización. Se ha comprobado que la eficiencia obtenida es similar a la que presenta el VCO en régimen libre y que la influencia de los parámetros de la señal de referencia sobre la eficiencia es mínima.

Para validar los resultados de la técnica de diseño descrita, se ha implementado y caracterizado experimentalmente un prototipo de oscilador sincronizado controlado por tensión de alta eficiencia en tecnología microstrip, con una frecuencia de oscilación de 2.5 GHz . Las medidas obtenidas con este diseño certifican la validez de la técnica consiguiendo un buen acuerdo con las simulaciones.

Bibliografía

- [1] F. Ellinger, U. Lott, W. Bächtold, "Design of a low-supply-voltage high-efficiency class-E voltage-controlled MMIC oscillator at C-Band", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 49, núm. 1, págs. 203-206, 2001. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [2] S. W. Shin, G. W. Choi, H. J. Kim, S. H. Lee, S. H. Kim, J. J. Choi, "Frequency-tunable high-efficiency power oscillator using GaN HEMT", *IEEE Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, págs. 1000-1003, 2010. (Citado en las páginas 71, 143 y 144)
- [3] C. H. Lin, W. P. Li, H. Y. Chang, "A fully integrated 2.4-GHz 0.5-W high efficiency class-E voltage controlled oscillator in 0.15- μ m PHEMT process", *Microwave Conference Proceedings(APMC), 2011 Asia-Pacific*, págs. 864-867, 2011. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [4] M. Prigent, M. Camiade, G. Pataut, D. Reffet, J. Nebus, J. Obregon, "High efficient free running class-F oscillator", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, págs. 1317-1320, 1995. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [5] E. W. Bryerton, W. A. Shiroma, Z. B. Popovic, "A 5 GHz high-efficiency class-E oscillator", *IEEE Microwave And Guided Wave Letters*, vol. 6, núm. 12, págs. 441-443, 1996. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [6] M. C. Kwok-Keung, C. Kwok-Po, "Power optimization of high-efficiency microwave MESFET oscillators", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 48, núm. 5, págs. 787-790, 2000. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [7] A. Massari, E. Limiti, "5 GHz high efficiency oscillator with filtering feedback network ", *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC) 2011*, págs. 1-4, 2011. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [8] W. J. Hwang, S. W. Shin, G. W. Choi, H. J. Kim, J. J. Choi, "High-efficiency power oscillator using harmonic-tuned matching network", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT'09*, págs. 1505-1508, 2009. (Citado en las páginas 71, 86, 87 y 143)
- [9] L. Moon-Que, S. J. Yi, S. Nam, Y. Kwon, K. W. Yeom, "High-efficiency harmonic loaded oscillator with low bias using a nonlinear design approach",

- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, núm. 9, págs. 1670-1679, 1999. (Citado en las páginas 71, 86, 87 y 143)
- [10] S. Ver Hoeye, F. Ramírez, A. Suárez, "Nonlinear optimization tools for the design of high-efficiency microwave oscillators", *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 14, núm. 5, págs. 189-191, 2004. (Citado en las páginas 71 y 143)
- [11] P. Berini, M. Desgagne, F. M. Ghannouchi, R. G. Bosisio, "An experimental study of the effects of harmonic loading on microwave MESFET oscillators and amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, núm. 6, págs. 943-950, 1994. (Citado en las páginas 71, 86 y 87)
- [12] N. V. Nair, A. K. Mallick, "An Analysis of a Width-Modulated Microstrip Periodic Structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, núm. 2, págs. 200-204, 1984. (Citado en la página 72)
- [13] D. Nesic, A. Nesic, "Bandstop Microstrip PBG Filter with sinusoidal variation of the characteristic impedance and without etching in the ground plane", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, núm. 6, págs. 418-420, 2001. (Citado en la página 72)
- [14] M. A. G. Laso, T. Lopetegi, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, M. A. Muriel, M. Sorolla, M. Guglielmi, "Chirped Delay Lines in Microstrip Technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, núm. 12, págs. 486-488, 2001. (Citado en la página 72)
- [15] M. A. G. Laso, T. Lopetegi, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, M. A. Muriel, M. Sorolla, M. Guglielmi, "Real-Time Spectrum Analysis in Microstrip Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, núm. 3, págs. 705-717, 2003. (Citado en la página 72)
- [16] J. D. Schwartz, J. Azaña, D. V. Plant, "A Fully Electronic System for the Time Magnification of Ultra-Wideband Signals", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, núm. 2, págs. 327-334, 2007. (Citado en la página 72)
- [17] J. D. Schwartz, M. M. Guttman, J. Azaña, D. V. Plant, "Multi-channel Filters Using Chirped Bandgap Structures in Microstrip Technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, núm. 8, págs. 577-579, 2007. (Citado en la página 72)
- [18] S. Ver Hoeye, M. González, M. Fernández, C. Vázquez, L. F. Herrán, F. Las Heras, "Harmonic Optimization of Rationally Synchronized Oscillators",

-
- IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, núm. 5, págs. 317-319, 2009. (Citado en la página 74)
- [19] M. Fernández, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, R. Camblor, F. Las Heras, "Optimization of the Synchronization Bandwidth of Rationally Synchronized Oscillators Based on Bifurcation Control", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 119, págs. 299-313, 2011. (Citado en la página 74)
- [20] M. Fernández, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, R. Camblor, F. Las Heras, "Analysis of the Locking Range of Rationally Synchronized Oscillators With High Reference Signal Power", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, núm. 8, págs. 2494-2504, 2012. (Citado en la página 74)
- [21] S. Ver Hoeye, C. Vázquez, M. González, M. Fernández, L. F. Herrán, F. Las Heras, "Multi-Harmonic DC-Bias Network Based on Arbitrarily Width Modulated Microstrip Line", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 11, págs. 119-128, 2009. (Citado en la página 74)
- [22] K. Kurokawa, "Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators", *IEEE Proceedings*, vol. 61, núm. 10, págs. 1386-1410, 1973. (Citado en las páginas 101, 123 y 141)
- [23] R. Adler, "A Study of Locking Phenomena in Oscillators", *IEEE Proceedings*, vol. 61, núm. 10, págs. 1380-1385, 1973. (Citado en las páginas 103, 112 y 113)
- [24] P. Stoica, R. L. Moses, "Spectral Analysis of Signals", *Pearson Prentice Hall*, 2005. (Citado en las páginas 130 y 131)
- [25] R. B. Blackman, J. W. Tukey, "The Measurement of Power Spectra from the Point of View of Communications Engineering", *Dover publications*, 1958. (Citado en la página 132)
- [26] M. S. Bartlett, "Smoothing periodograms from time series with continuous spectra", *Nature*, vol. 161, págs. 686-687, 1948. (Citado en las páginas 132 y 133)
- [27] P. D. Welch, "The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms", *IEEE Transactions Audio Electroacoustics*, vol. 15, págs. 70-73, 1967. (Citado en las páginas 132 y 133)

Caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas para su utilización en circuitos basados en osciladores

3.1	Introducción	152
3.2	Descripción del grafeno	153
3.2.1	Breve historia	153
3.2.2	Estructura y propiedades	154
3.2.3	Aplicaciones potenciales	158
3.3	Obtención de muestras de grafeno y su integración en tecnología microstrip	159
3.3.1	Exfoliación mecánica de capas de grafito pirolítico altamente ordenado	160

3.3.2	Sputtering	161
3.3.3	Impresión con tintas de grafeno	162
3.4	Modelado y caracterización del grafeno en la banda de microondas	165
3.4.1	Proceso de fabricación de las muestras a caracterizar .	167
3.4.2	Resultados de la caracterización	172
3.5	Aplicación de las cargas de grafeno en circuitos basados en osciladores	196
3.6	Conclusiones	196

3.1 Introducción

Los materiales de dos dimensiones han estado muy presentes en los últimos años en investigaciones relacionadas con el desarrollo de nuevos dispositivos electrónicos. De entre estos materiales, el grafeno es el material que ha despertado mayor interés gracias a sus destacadas propiedades eléctricas y mecánicas.

En la última década se han presentado gran cantidad de trabajos en los que se utiliza grafeno en la fabricación de circuitos electrónicos [1–21]. Muchos de ellos operan en la banda de Terahercios [1–9], ya que las propiedades eléctricas del grafeno hacen posible el desarrollo de dispositivos a altas frecuencias más efectivos que los realizados con los materiales utilizados habitualmente en la banda de microondas, como por ejemplo generadores de señal, detectores o moduladores [10]. En cambio, la aplicación del grafeno en la banda de microondas no está tan extendida. En esta banda, el uso del grafeno se ha centrado en el desarrollo de transistores de alta velocidad [11–14], obteniendo buenos resultados, aunque con algunas limitaciones derivadas de la particular estructura de bandas del grafeno. En cualquier caso, se ha descrito la aplicación de estos transistores para la implementación de amplificadores [15, 16]. También se ha demostrado la utilidad del grafeno para implementar otro tipo de circuitos, como mezcladores [19, 20] y multiplicadores de frecuencia [21] e, incluso, antenas [17, 18].

En este capítulo se estudiarán las propiedades eléctricas del grafeno y se caracterizará el comportamiento de este material en la banda de microondas. El primer paso para la caracterización del grafeno es conseguir unas muestras del mismo que permitan aprovechar sus características eléctricas al introducirlas en el circuito. Una vez conseguidas, se estudiarán los métodos de integración de estas muestras de grafeno en la tecnología microstrip, para terminar con el modelado y caracterización de su comportamiento en la banda de microondas.

Una vez caracterizado el material sobre el sustrato microstrip, en base a los resultados obtenidos se analizarán las posibles aplicaciones de las cargas fabricadas con grafeno en los circuitos multifuncionales basados en osciladores en la banda de microondas. Se estudiará como aprovechar las características del grafeno, bien para añadir una mayor funcionalidad a estos circuitos o para conseguir una mejor adaptación a los objetivos de diseño. En el capítulo 4 se muestra un ejemplo de utilización de las estructuras de grafeno fabricadas junto con el VCO de alta eficiencia diseñado en el capítulo 2.

3.2 Descripción del grafeno

El grafeno es un material de dos dimensiones formado por una única capa de átomos de carbono dispuestos en una estructura regular hexagonal plana y unidos por enlaces covalentes. Es atómicamente delgado, ligero, flexible y mecánicamente fuerte. Además destaca por ser altamente conductor y electrónicamente ajustable.

Su estructura le confiere excelentes propiedades mecánicas y eléctricas, lo que ha generado enormes expectativas en cuanto a sus potenciales aplicaciones desde que fue descubierto en 2004. En los siguientes apartados se expondrán las propiedades y principales usos del grafeno.

3.2.1 Breve historia

Mientras que el grafito se conoce y ha sido ampliamente utilizado desde la antigüedad, la obtención de una única capa del grosor de un átomo de este material no ha sido posible hasta hace relativamente poco tiempo.

Descrito teóricamente en la década de 1930, en las décadas de 1960 y 1970 se estudiaron diferentes técnicas químicas para aislar grafeno, sin resultados prácticos. Se le prestó poca atención al pensarse que se trataba de un material inestable de forma aislada.

No fue hasta 2004, en la Universidad de Manchester, donde se obtuvo grafeno por primera vez. Las investigaciones de los científicos Andre Geim y Konstantin Novoselov hicieron que se consiguiera aislar por primera vez este material a partir de grafito (la estructura del grafito puede considerarse una pila de gran cantidad de láminas de grafeno superpuestas y unidas entre sí por fuerzas de Van der Waals). En su primera publicación sobre este tema [22] se describe una técnica de exfoliación micromecánica de grafito para aislar capas de grafeno individuales. La

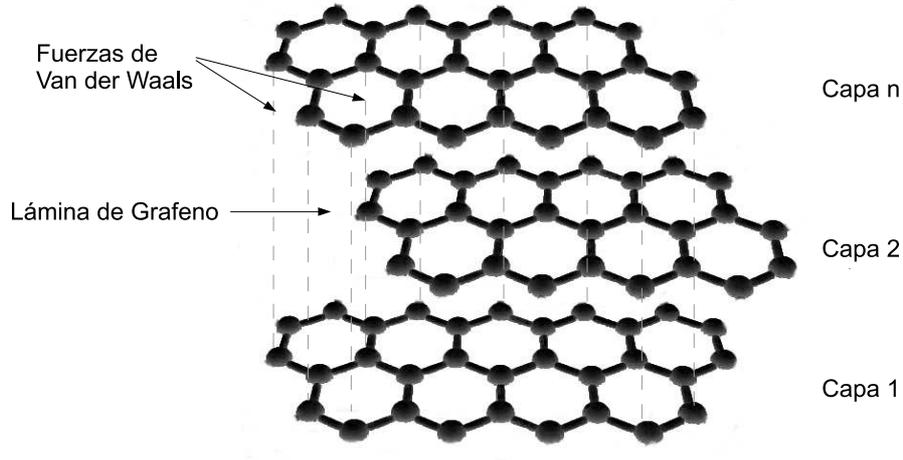


Figura 3.1: Estructura molecular del grafito.

disponibilidad de capas de grafeno hizo posible el estudio de sus propiedades, despertando el interés de la comunidad científica e iniciando la intensa actividad investigadora que se mantiene hasta hoy día. El hallazgo fue reconocido seis años más tarde con la concesión del Premio Nobel de Física.

3.2.2 Estructura y propiedades

Los átomos de carbono pueden conectarse entre sí de diversas formas mediante un proceso de hibridación formando gran variedad de estructuras sólidas. Los tres tipos de hibridación principales del carbono dan lugar a tres elementos diferentes, diamante, grafito y carbino. Es la hibridación sp^2 la que da lugar al grafito, y por tanto, al grafeno. En este tipo de hibridación el orbital atómico $2s$ se mezcla con dos orbitales $2p$ para generar tres orbitales moleculares σ dispuestos en forma trigonal. La estructura generada es una red de tipo hexagonal plana [23]. El orbital π restante es perpendicular a los orbitales σ y el electrón que se encuentra en dicho orbital está débilmente ligado y puede saltar de orbital a orbital dando lugar a las propiedades electrónicas de baja energía de este sistema. De esta peculiar estructura del grafeno se derivan propiedades electrónicas, mecánicas y químicas excepcionales.

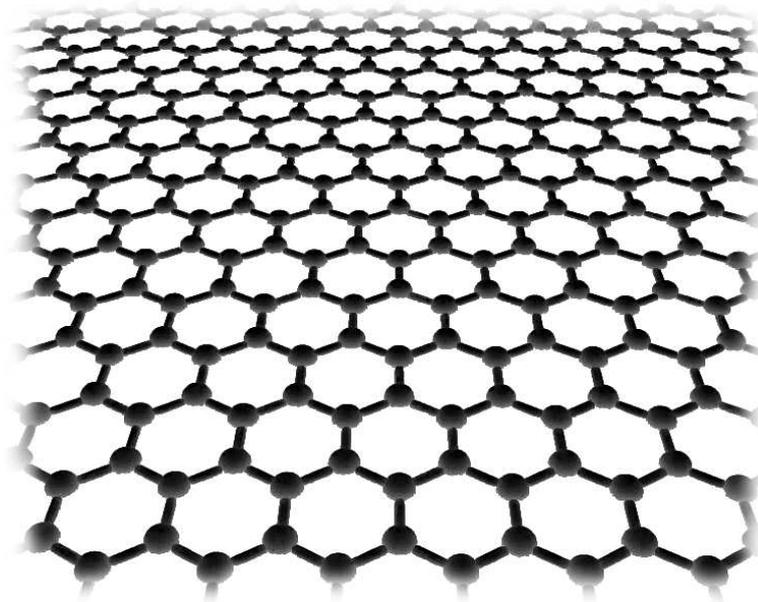


Figura 3.2: Estructura molecular del grafeno.

Como ya se ha indicado, el grafeno se obtiene aislando una única capa de grafito de un átomo de espesor. La figura 3.1 muestra la estructura molecular del grafito, formada por muchas capas de grafeno apiladas y unidas entre sí por fuerzas de Van der Waals. Separando mecánicamente una de las láminas se obtiene el grafeno, cuya estructura molecular se representa en la figura 3.2 en la que se ve la red de tipo hexagonal plana.

Entre las propiedades mecánicas del grafeno se pueden observar:

- Dureza y resistencia: Es un material muy resistente, con una tensión de rotura medida de 130 GPa y un módulo de Young de 1 TPa , por lo que es 200 veces más resistente a la rotura que el acero a pesar de ser únicamente una lámina de átomos [24].
- Alta elasticidad y flexibilidad: Su constante de resorte medida está entre 1 y 5 N/m para láminas de menos de 10 nm [25]. Puede estirarse hasta un 10% de su tamaño normal de forma reversible.

- Alta densidad: La distancia interatómica del grafeno es de 0.14 nm .
- Ligereza: Pesa unos 0.77 mg/m^2 .
- Transparencia.

Estas propiedades hacen al grafeno un material prometedor en múltiples campos, pero las propiedades más interesantes para la aplicación que se le quiere dar en este trabajo son sus propiedades eléctricas. A pesar de ser un alótropo del carbono que es un material mal conductor, el grafeno posee unas propiedades eléctricas propias de los metales, es un excelente conductor.

Una de las propiedades más útiles del grafeno es que es un semimetal con solape cero. Esto quiere decir que tanto los huecos como los electrones que lo forman son portadores de carga, lo que da lugar a una conductividad eléctrica muy alta. Esta propiedad se explica por la estructura de los átomos de carbono que forman la red. El número atómico del carbono es seis, lo que indica que tiene seis protones en el núcleo y seis electrones en la corteza. Dos de ellos están situados en la capa interior y cuatro en la capa exterior. Los cuatro electrones de la capa externa en un átomo de carbono individual están disponibles para la unión química con otros átomos. En el grafeno, mediante hibridación sp^2 cada átomo se conecta a otros 3 átomos de carbono en el plano bidimensional formando la estructura hexagonal, dejando uno de los electrones libre en la capa externa (orbital π) disponible para la conducción eléctrica. Principalmente, las propiedades electrónicas del grafeno vienen dadas por estos electrones altamente móviles situados en el orbital π .

Estrictamente no se puede definir el grafeno como un material conductor ni como un semiconductor, sino que comparte características entre ambos. La diferencia entre un material conductor, semiconductor y aislante se ve claramente al representar sus bandas de energía, la de valencia y la de conducción, y la energía de Fermi, que es el nivel máximo de energía hasta el que llegan los electrones de un sólido. En un metal, el nivel de Fermi está situado en la banda de conducción. Los electrones circulan libremente por esta banda facilitando la conducción. En el caso de los semiconductores y los aislantes, el nivel de Fermi está entre ambas bandas y únicamente se diferencian en la anchura del gap o banda prohibida. En los semiconductores el gap no es demasiado grande, lo que permite que puedan conducir la corriente eléctrica si se les aplica la suficiente energía, mientras que en los aislantes la mayor energía del gap impide la conducción.

En el caso del grafeno, las bandas de energía tienen forma de cono, en lugar de paraboloides como en la mayoría de los sólidos, y el nivel de Fermi está justo

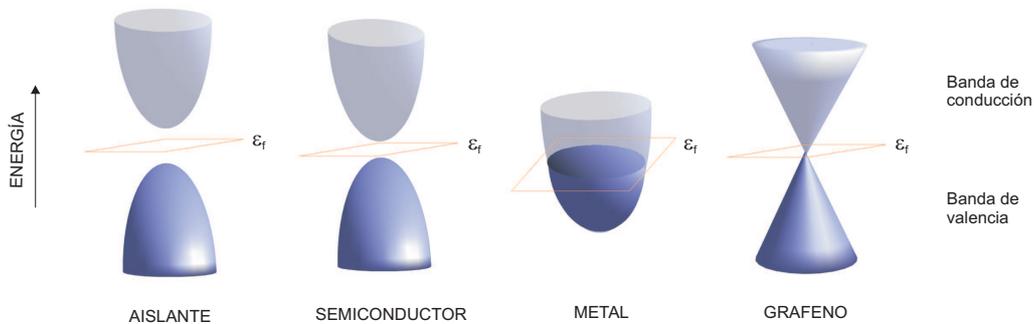


Figura 3.3: Bandas de energía de grafeno en comparación con metales, semiconductores y aislantes, y nivel de Fermi ϵ_f .

en la unión entre la banda de valencia y la de conducción. Esto quiere decir que la energía del gap es nula y los electrones pueden saltar sin problema de la banda de valencia a la banda de conducción. Por tanto, no puede clasificarse como un conductor puro ni como un semiconductor puro puesto que su nivel de Fermi no está en ninguna de las dos bandas, si no en el único punto de unión entre ambas. Por este motivo, el grafeno combina propiedades de metal (el gap entre las bandas es nulo) y de semiconductor (cuenta con dos tipos de portadores de carga, electrones y huecos).

Esta particular estructura de bandas del grafeno, hace que los portadores de carga de baja energía en este material sean descritos en términos de la ecuación relativista de Dirac para partículas sin masa, a diferencia de otros sistemas de dos dimensiones. Se ha demostrado que en grafeno, en el punto de Dirac los electrones y huecos tienen masa efectiva cero, lo que significa que los electrones no encuentran impedimentos al atravesar la red de átomos de carbono, y se mueven a una velocidad constante asociada a la energía del nivel de Fermi (del orden de 10^6 m/s) [26].

El carácter ambipolar del grafeno, que quiere decir que tanto los electrones como los huecos son portadores de carga, y su alta conductividad lo hacen perfecto para el desarrollo de nuevos dispositivos de radiofrecuencia. Al mismo tiempo, la estructura de bandas que hace posible la ambipolaridad del grafeno limita su aplicación para el desarrollo de transistores en conmutación, ya que debido a que la energía del gap entre las bandas de valencia y de conducción es nula, el cocien-

te entre las corrientes ON y OFF es pequeño y su eficiencia es baja, comparado con los transistores basados en semiconductores convencionales.

Por todos estos motivos, el grafeno es un material muy interesante y con muchas perspectivas en el campo de la electrónica. Tiene unas propiedades eléctricas excepcionales, resistividad $\rho \approx 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ y movilidad electrónica $\mu \approx 200000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ [26], comparada con $1400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ del silicio para electrones.

Otra característica interesante del grafeno es su no linealidad derivada de la descripción de los electrones y huecos mediante la ecuación relativista de Dirac para partículas sin masa. La aplicación de radiación electromagnética con la polarización adecuada sobre una lámina de grafeno excita la circulación de corriente que contiene componentes armónicos de la señal incidente. Se ha demostrado que la respuesta en frecuencia de este efecto es prácticamente plana hasta la banda de THz [27]. De esta manera, el grafeno puede utilizarse directamente para implementar multiplicadores y mezcladores hasta la banda de THz, sustituyendo a los dispositivos semiconductores tradicionales y superando las limitaciones de ancho de banda que presentan estos [7–9].

En este capítulo se aprovechará el carácter ambipolar del grafeno para el desarrollo de nuevos dispositivos que puedan integrarse en los circuitos multifuncionales basados en osciladores en la banda de microondas que se vienen estudiando en este trabajo.

3.2.3 Aplicaciones potenciales

Dado que el grafeno es un material relativamente nuevo, su uso todavía no está demasiado extendido a nivel industrial, pero actualmente hay muchos estudios para su aplicación en campos muy diversos que se exponen a continuación.

Está en desarrollo su aplicación en el campo de los paneles solares, como material absorbente de luz para conseguir una eficiencia mayor que con los materiales actuales [28]. Y también hay estudios que lo aplican al almacenamiento de energía para realizar baterías más duraderas y supercondensadores [29].

Se han fabricado sensores de gas en estado sólido hechos con grafeno con buenos resultados [30]. Incluso hay varios estudios iniciales de aplicación del grafeno en medicina para fabricar biosensores [31] o implantes, y para aplicaciones antibacterianas para medicinas y alimentos [32].

Otra línea de estudio está en el campo de los materiales. Gracias a sus propiedades físicas, el grafeno puede utilizarse como componente en la fabricación de

nuevos materiales compuestos más ligeros y resistentes, para su aplicación en la industria automovilística y de la aviación entre otros [33].

Como se ha comentado, en el campo de la electrónica se ha propuesto para múltiples aplicaciones, como en dispositivos fotónicos aprovechando sus propiedades ópticas, en el diseño de transistores más rápidos y eficaces, en la fabricación de pantallas flexibles, en el diseño de circuitos integrados y sistemas de alta frecuencia, y en otros componentes electrónicos [1–21].

Como se puede comprobar, el grafeno ha despertado gran interés y se está estudiando su utilización en aplicaciones muy diversas.

3.3 Obtención de muestras de grafeno y su integración en tecnología microstrip

Se han desarrollado diversas técnicas de producción de grafeno desde que se consiguió aislar por primera vez una lámina de este material a partir de una técnica de exfoliación micromecánica de grafito. Las principales técnicas de obtención de grafeno pueden agruparse en las siguientes categorías: exfoliación seca, exfoliación en fase líquida, crecimiento sobre silicio, crecimiento sobre metales por precipitación, deposición de vapor químico, crecimiento epitaxial por haces moleculares, deposición de capas atómicas o síntesis química [35].

Para la realización de este trabajo se necesitan láminas de grafeno para integrarlas sobre sustrato microstrip y posteriormente, caracterizarlas en la banda de microondas y aplicarlas al diseño de circuitos basados en osciladores. Para la caracterización del material en la banda de microondas se van a tener en cuenta dos tamaños de muestras de grafeno, el mayor con una longitud de 6 *mm*. Por lo tanto, el método de obtención de grafeno utilizado debe proporcionar láminas con una longitud de varios milímetros y que permita la transferencia de las mismas sobre el sustrato microstrip haciendo buen contacto con el cobre del circuito. Otro de los requisitos importantes de las muestras es que tengan baja resistencia.

Se han tenido en cuenta varias posibilidades para la obtención de las láminas de grafeno necesarias. Partiendo de las formas en las que se puede obtener grafeno en el mercado y los medios técnicos a los que se tiene acceso, se ha buscado una técnica reproducible, rápida y de bajo coste para la fabricación de las muestras de grafeno, teniendo en cuenta su posterior integración en tecnología microstrip.

Se ha empezado por la técnica más sencilla, la exfoliación mecánica a partir de bloques de grafito pirolítico altamente ordenado (HOPG). Aunque, tal y como se describió en [22], este método proporciona láminas de grafeno, se ha descartado debido a su escasa repetibilidad para el fin considerado aquí.

El siguiente paso ha sido la fabricación de las muestras de grafeno mediante la deposición de polvo de carbono utilizando una máquina de deposición de vapor químico (*sputtering*). La repetibilidad de este proceso es mayor que en el caso de la exfoliación, pero es un proceso lento y los resultados obtenidos en las primeras pruebas no han sido del todo satisfactorios.

Por último, se ha decidido utilizar tintas de grafeno para la realización de los circuitos, ya que la impresión de circuitos electrónicos es un método eficiente de fabricación muy estudiado en los últimos años [36–45]. Se han probado diferentes tintas comerciales e “in-house” hechas con grafeno y diferentes técnicas de impresión. Los resultados obtenidos en este caso han sido mejores que en los casos anteriores, por lo que se ha decidido utilizar este método para las siguientes fases del trabajo.

A continuación se exponen brevemente los pasos seguidos para la obtención de las muestras de grafeno que van a utilizarse para la caracterización de este material, los distintos métodos probados y la solución encontrada.

3.3.1 Exfoliación mecánica de capas de grafito pirolítico altamente ordenado

Se ha estudiado la forma de obtener una lámina de grafeno válida a partir de un bloque de grafito pirolítico altamente ordenado (HOPG) mediante exfoliación mecánica. El HOPG está formado por un número elevado de capas de grafeno apiladas y unidas entre sí por fuerzas de Van der Waals. Una vez aislada una capa del tamaño adecuado de un bloque de grafito, se traslada al sustrato de trabajo. En la imagen 3.4 se muestra una fotografía de un bloque de HOPG a partir del cual se obtiene el grafeno y alguna de las láminas extraída de él.

Los problemas encontrados con esta técnica son varios. Por una parte, es difícil aislar una única capa de grafeno del bloque de grafito del tamaño necesario. Además se rompen con facilidad al manejarlas, por lo que el proceso de transferencia de la lámina al sustrato microstrip es delicado. Por este motivo, el tiempo consumido hasta obtener una lámina de grafeno válida es elevado. Por otro lado, no hay forma de obtener muestras exactamente iguales siguiendo siempre el mismo proceso, por lo que la repetibilidad del método es mala.



Figura 3.4: Fotografía de un bloque de grafito pirolítico altamente ordenado.

La integración en el sustrato microstrip de las láminas de grafeno exfoliadas es otro de sus grandes problemas. Esta integración en los circuitos microstrip es una tarea delicada debido a la debilidad y al tamaño de las láminas. Una vez separada una lámina del tamaño necesario para el diseño que se va a realizar del bloque de grafito, se transfiere a un soporte intermedio para poder estructurarla con láser. Una vez estructurada se transfiere a su posición final sobre el circuito.

Las dos transferencias necesarias hacen que el procedimiento sea delicado y muy sensible frente a errores. Además, la transición entre el circuito y el grafeno se hace por simple contacto físico, originando una resistencia de contacto altamente variable. Por lo tanto, se ha considerado que este método no es adecuado para el fin propuesto.

3.3.2 Sputtering

Otra de las técnicas estudiadas para la obtención de las muestras de grafeno necesarias para el desarrollo de este capítulo es la pulverización catódica o *sputtering*.

El *sputtering* consiste en bombardear un sustrato con átomos del material seleccionado (carbono en este caso), de manera que se deposite una capa de grosor controlado. Aplicando una elevada diferencia de potencial sobre el blanco, en un entorno de alto vacío, se consigue crear el “vapor” de carbono, que en realidad es plasma, que se depositará sobre el sustrato elegido. Debido a las peculiaridades de la técnica, es necesaria una máscara.

La principal ventaja de este método es que permite cubrir áreas relativamente grandes con una capa de espesor uniforme y controlable. Además, la integración en el sustrato microstrip es inmediata al depositar directamente el material sobre el sustrato. Por todo esto, salva parte de los problemas encontrados al utilizar la técnica de la exfoliación mecánica. Sin embargo, requiere demasiado tiempo para obtener una muestra de grafeno con baja resistencia. Este inconveniente, unido a la necesidad de de una máscara ha hecho descartar el método.

3.3.3 Impresión con tintas de grafeno

La inyección de tinta es un método de impresión muy común y, en los últimos tiempos, uno de los métodos emergentes de fabricación de dispositivos y circuitos electrónicos. Recientemente se ha aplicado la técnica de inyección de tinta para la fabricación de pantallas flexibles [36], paneles solares [37], diferentes tipos de sensores [38, 39], y prototipos de antenas [40], transistores [41], etiquetas RFID [42], y otros componentes electrónicos, utilizando tintas conductoras y/o dieléctricas. Muchos de estos dispositivos ya están en el mercado, y en la actualidad existen innumerables investigaciones para desarrollar futuros aparatos de consumo mediante impresión de circuitos electrónicos.

Aunque se han publicado muchos trabajos sobre el desarrollo de circuitos electrónicos con tintas de grafeno [43–45], en el mercado actual hay pocas referencias de tintas de grafeno adecuadas para esta tarea. Dado que el desarrollo de la tinta está fuera de los límites de este trabajo, en primer lugar se ha realizado un proceso de búsqueda en el mercado de una tinta de grafeno que pueda aplicarse utilizando impresoras convencionales de inyección de tinta, ya que es un método de fabricación eficiente, flexible, escalable y compatible con la mayoría de sustratos planos. Además, si se aplica con una impresora de alta resolución, no requiere procesos de estructurados adicionales ni la utilización de máscaras. Otras de las ventajas de este método para la fabricación de circuitos electrónicos a gran escala es que los pasos de fabricación son reducidos y que no se desperdicia material como con otros métodos sustractivos de fabricación de circuitos, o con

otros métodos de impresión, en este caso la cantidad de material depositado en el sustrato está controlada.

La fabricación de tinta de grafeno se basa en la exfoliación en fase líquida de grafito en mezclas de disolventes. A la hora de elegir la tinta, es importante tener en cuenta el disolvente utilizado, ya que puede ser agresivo para el sustrato sobre el que se va a colocar o para los equipos que se utilizan en la impresión. Desde este punto de vista, las tintas a base de agua son las más adecuadas para este trabajo. Además, debe tenerse en cuenta el tamaño de las partículas de grafeno en la tinta y su densidad, para evitar la obstrucción de los inyectores de la impresora. La viscosidad de la tinta también es otro parámetro a tener en cuenta, ya que para que sea adecuada para inyección, debe estar alrededor de 10 *mPas*.

Aunque hay varios trabajos publicados, pocas empresas comercializan aún este tipo de tinta. En cambio, varias marcas comercializan tintas de grafeno para otros tipos de impresión, como *serigrafía* o *impresión flexográfica*. El tipo de tinta empleado en estos casos presenta buenas propiedades eléctricas, pero no es apropiado para la aplicación bajo estudio, debido al tamaño de las partículas que contienen.

Por otro lado, es necesario tener en cuenta el proceso de sinterización, es decir, el tratamiento al que hay que someter la tinta una vez impresa para conseguir que sea conductora. Entre los procesos de sinterización más comunes se encuentran los basados en la aplicación de calor, luz intensa o diferencia de potencial. Nótese que algunos de estos tratamientos podrían dañar el sustrato elegido, haciendo no viable la aplicación de esta técnica. En el caso bajo estudio, el método de sinterización más adecuado es el químico, en el que las partículas conductoras se unen entre sí a temperatura ambiente, por lo que puede verse como una simple evaporación del disolvente.

Una vez conseguida la tinta que presente las características apropiadas, se necesita una impresora de inyección piezoeléctrica que, según las especificaciones dadas por el fabricante, resulta adecuada para la impresión de este tipo de tinta. Esta tecnología de inyección se basa en la utilización de cristales piezoeléctricos en los cabezales de inyección que se desplazan al aplicarles tensión dejando caer las gotas de tinta de forma controlada. Además, esta impresora tiene que poder imprimir sobre sustrato rígido. Por tanto, el segundo paso ha sido la búsqueda de una impresora comercial de inyección piezoeléctrica de tinta. En el mercado existe alguna impresora de inyección específica para la impresión de circuitos electrónicos y de muy alta resolución que permite la impresión de la forma necesaria sobre el sustrato ya que cuentan con sistemas de posicionamiento del sustrato específi-

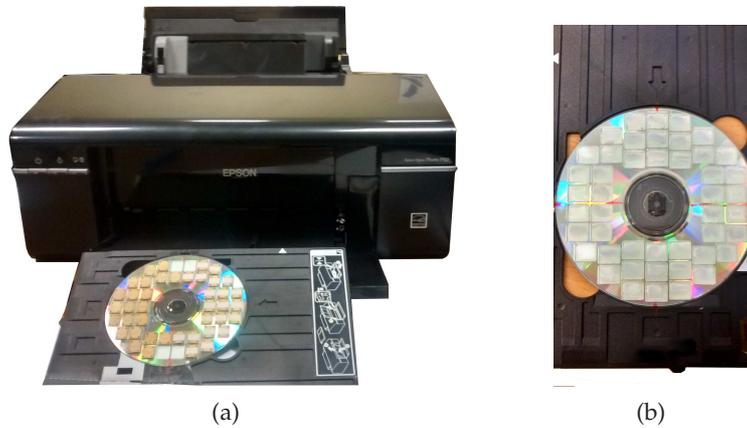


Figura 3.5: Fotografías de la impresora utilizada (a) y el molde realizado para colocar el sustrato sobre el que se imprime el grafeno (b).

cos, pero en este trabajo se utilizará una impresora doméstica para la impresión de los circuitos. Tras varias pruebas se ha decidido utilizar una impresora EPSON stylus photo P50 que tiene buena resolución. La impresora se ha adaptado para poder imprimir sobre sustratos rígidos, utilizando la bandeja de impresión de CD y desarrollando un soporte adecuado para colocar el sustrato sobre la misma. En la figura 3.5 (a) se muestra una fotografía de la impresora utilizada. Para imprimir el grafeno sobre el sustrato microstrip se ha realizado un molde. Con una máquina de estructuración mecánica se han hecho los huecos donde introducir el sustrato sobre el plástico de un DVD. El resultado se puede ver en la figura 3.5 (b).

La técnica de impresión de circuitos con grafeno en impresoras de inyección de tinta es muy atractiva ya que es compatible con la mayoría de sustratos, no requiere condiciones de fabricación especiales y permite la fabricación reproducible y de bajo coste. Por tanto, las pruebas definitivas para la obtención de las muestras de grafeno que se van a utilizar para la caracterización se han realizado con tintas de grafeno. En la siguiente sección se explicará en detalle el proceso seguido para obtener las muestras de grafeno mediante inyección de tinta, y los resultados de su caracterización.

3.4 Modelado y caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas

En esta sección se va a describir el proceso de integración de grafeno en tecnología microstrip y su caracterización experimental. Se ha elegido la técnica de impresión mediante tintas de grafeno, ya que es el proceso más eficiente en cuanto a tiempo y recursos utilizados. Y sobre todo, es un método reproducible, característica importante para poder caracterizar el comportamiento de las láminas obtenidas.

Las características de la tinta de grafeno utilizada para la fabricación de las muestras se indican en la tabla 3.1. La tinta tiene una alta conductividad y su viscosidad, densidad y tamaño máximo de partícula son adecuados para impresoras de inyección. Para evitar la aglomeración de las partículas de grafeno disueltas en la tinta, antes de colocar la tinta en el cartucho de la impresora, ésta se somete a la acción de ultrasonidos y a un proceso de filtrado mecánico.

Parámetro	Valor
Conductividad	300 S/cm
Viscosidad	8.82 mPas
Contenido sólido	0.4 – 0.5 %
pH	2.41 a 25°
Densidad	1.0 g/cm ³ a 25°
Punto ebullición	100°
Transparencia	98 %

Tabla 3.1: Características de la tinta de grafeno.

Como se ha comentado, se utiliza una impresora EPSON stylus photo P50, que proporciona una resolución de 5760 dpi. El sustrato elegido es el Rogers 3003 cuyas propiedades se indican en la tabla 3.2.

Como se revela en los estudios sobre el comportamiento del grafeno en la banda de microondas [46], las propiedades eléctricas de este material pueden modificarse sometiéndolo a una diferencia de potencial. Al aplicar una tensión positiva o negativa con respecto a una referencia, el nivel de Fermi del grafeno se mueve hacia la capa de valencia o la de conducción modificando, entre otros parámetros, su resistencia eléctrica. En este trabajo se aprovecha esta característica del grafeno para modificar los parámetros de dispersión o parámetros S, por tanto

Parámetro	Valor	Unidades
Grosor del dieléctrico (H)	0.75	mm
Permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r)	3	-
Permeabilidad magnética relativa (μ_r)	1	-
Conductividad (σ)	59.6×10^6	S/m
Grosor de la metalización (T)	0.018	mm
Pérdidas del dieléctrico ($\tan(\delta)$)	0.0013	-

Tabla 3.2: Características del sustrato Rogers 3003.

la respuesta en frecuencia, de las muestras de grafeno fabricadas.

Para el estudio de esta propiedad del grafeno se han impreso muestras sobre el sustrato microstrip *Rogers 3003* de dos tamaños, $1.86\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$ y $1.86\text{ mm} \times 6\text{ mm}$. La anchura de la muestra de 1.86 mm se ha escogido por ser la anchura de la línea con impedancia característica de $50\ \Omega$ a una frecuencia de 2.5 GHz , para sustrato microstrip elegido. Se tienen en cuenta estas dos longitudes del parche de grafeno para poder observar en que medida influye la longitud del mismo en su comportamiento.

Se han fabricado varias muestras con diferente número de capas impresas. Para cada una de las pasadas de impresión se medirá la resistencia de la muestra. Una vez medida su resistencia, se introduce en un circuito para poder modificar

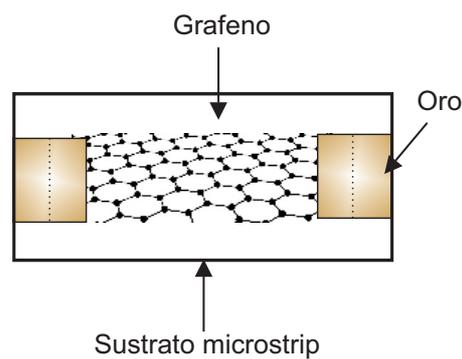


Figura 3.6: Esquema de la carga de grafeno diseñada para su caracterización.

la tensión que se aplica a la misma y observar el comportamiento de la carga de grafeno cuando se le aplica una diferencia de tensión en sus extremos.

3.4.1 Proceso de fabricación de las muestras a caracterizar

Cada una de las muestras a realizar está formada por un parche de grafeno fabricado mediante impresión directa de tinta de grafeno. El parche de grafeno se integrará en un circuito microstrip para poder realizar las medidas necesarias para su caracterización. Para que la conexión entre el grafeno y el cobre del sustrato microstrip en los extremos del parche sea correcta y no añadir una resistencia indeseada al circuito, se añaden a la muestra unos contactos metálicos recubriendo el inicio y el final de la misma con una película de oro mediante una máquina de *sputtering*. Para que la unión entre el grafeno y el oro sea buena se superponen ambas capas 2 *mm*. Para terminar, se unen los contactos de oro de la muestra con las líneas de cobre del resto del circuito mediante hilos conductores de oro utilizando una máquina de *wire-bonding*. En la figura 3.6 se muestra un esquema de la carga de grafeno con los contactos de oro en los extremos.

El primer paso a realizar para la fabricación de las muestras a caracterizar es la preparación del sustrato. Para ello se corta un trozo de sustrato microstrip

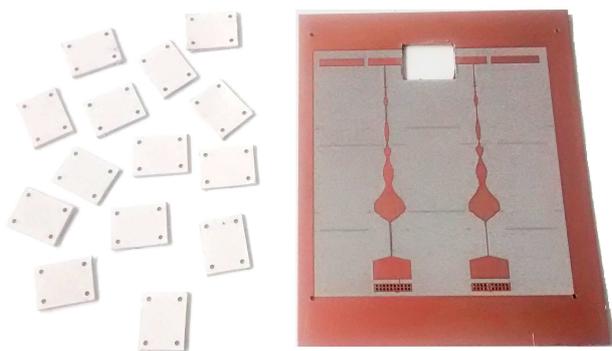


Figura 3.7: Sustrato de las cargas y el circuito preparados para su integración.

con longitud igual a la carga que se va a fabricar y se elimina la capa de cobre superior. En la figura 3.7 se muestran los trozos de sustrato cortados al tamaño adecuado para la impresión de la tinta de grafeno. En la misma imagen puede verse el circuito en el que se va a colocar la estructura fabricada. Para poder integrar esta estructura en el circuito, se ha cortado en el sustrato un rectángulo de igual tamaño al sustrato del parche de grafeno. Tanto el corte del sustrato sobre el que se imprime el grafeno como el del circuito en el que se coloca, se realiza con una máquina de estructuración mecánica.

El segundo paso consiste en colocar los contactos de oro, mediante *sputtering*, en los dos extremos del sustrato donde va a imprimirse el grafeno. Para recubrir los extremos de la carga con la película de oro, es necesaria la fabricación de una máscara que deje solo al descubierto la parte del circuito correspondiente a los contactos metálicos. La máscara se ha fabricado utilizando una impresora 3D de alta resolución debido a las pequeñas dimensiones que se manejan. En la figura 3.8 se muestra la máscara utilizada para recubrir de oro los contactos de cuatro de las muestras utilizadas en la caracterización.

Una vez que se tiene el sustrato preparado con los contactos de oro, se imprime la tinta de grafeno sobre él, solapando el oro y el grafeno unos 2 *mm* para que el contacto entre ellos sea bueno. Debido a que la concentración de grafeno en la tinta no es muy elevada, el proceso de impresión debe repetirse varias veces para obtener la conductividad necesaria. En la siguiente sección se mostrarán los resultados de la resistencia obtenida en función del número de capas impresas.

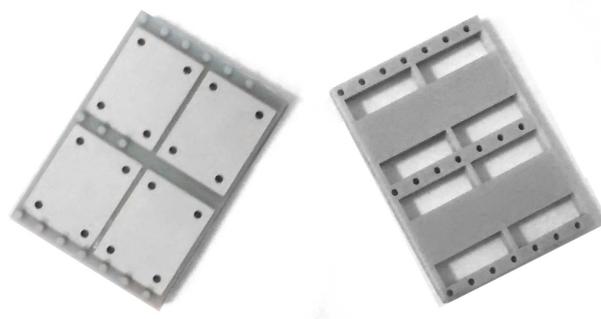


Figura 3.8: Máscara utilizada para poner los contactos metálicos en la carga.

Tras la impresión, se conforma la muestra con una máquina de estructurado láser. Este paso puede ser evitado si la impresión se realiza con una impresora específica para la impresión de circuitos electrónicos que cuente con mecanismos de posicionamiento exacto del sustrato. El resultado se muestra en la figura 3.9. El parche de grafeno se hace más visible entre los contactos de oro a medida que aumenta el número de capas impresas, siendo prácticamente transparente con las primeras capas.

Para poder estudiar el comportamiento del grafeno al aplicarle una diferencia de tensión, se introduce el parche de grafeno fabricado en un circuito que posibilite la aplicación de esa tensión entre los dos extremos del mismo. La topología del circuito diseñado se representa en la figura 3.10. El circuito se basa en una línea de transmisión con impedancia característica de 50Ω . La línea se separa en dos mitades, dejando el hueco en el que se insertará la muestra de grafeno a caracterizar. A ambos lados de este hueco se disponen dos redes de polarización, diseñadas con líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada para presentar alta

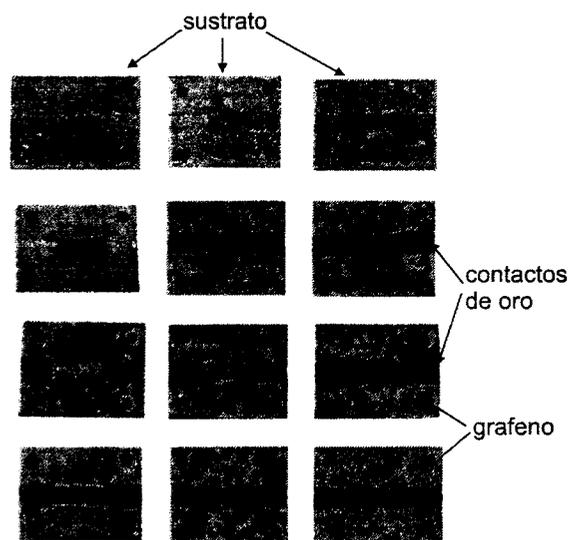


Figura 3.9: Parches de grafeno impreso con distinto número de capas preparados para su integración en el circuito.

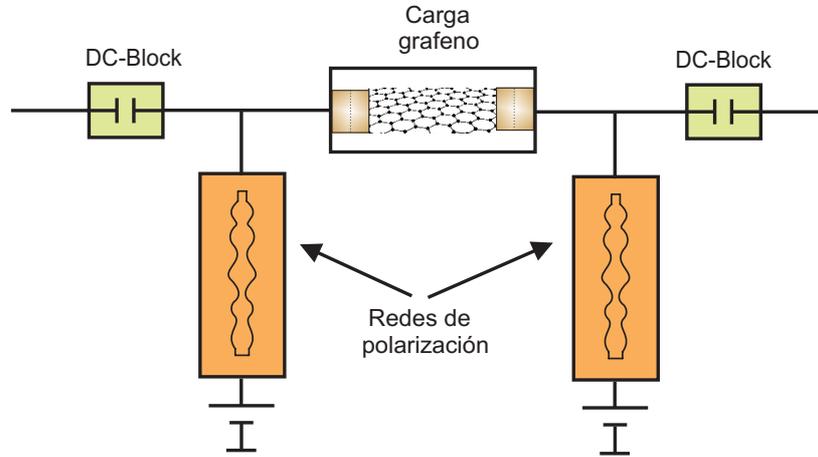


Figura 3.10: Topología del circuito utilizado para la caracterización de las muestras de grafeno.

impedancia de entrada en torno a 2.5 GHz y sus tres primeros armónicos. También se añaden dos DC-blocks para aislar las fuentes de DC del resto del sistema de medida. De esta manera, se podrá analizar la respuesta en frecuencia de los parámetros S de la tira de grafeno en función de la tensión aplicada, en torno a los puntos en los que funciona la red de polarización.

Como ya se ha comentado, para introducir el parche de grafeno impreso en el circuito, se encaja en el hueco dejado a tal efecto en el sustrato y se sueldan los contactos de oro al cobre de las líneas de transmisión del circuito mediante hilos conductores de oro con una técnica de *wire-bonding*. Se colocan tres hilos de oro de $50\ \mu\text{m}$ en cada lado. Con este proceso, la resistencia añadida en las uniones es prácticamente inexistente, aproximadamente de $0.8\ \Omega$ en DC. En la figura 3.11 se muestra uno de los parches de grafeno, de dimensiones $1.86\ \text{mm} \times 6\ \text{mm}$ y 200 capas de tinta, ya integrado en el circuito de test. En la misma imagen se puede ver una fotografía ampliada con el detalle de la soldadura con los hilos de oro en uno de los extremos.

En la figura 3.12 se representa el módulo de los parámetros S_{11} y S_{21} del circuito mostrado en la figura 3.10, sustituyendo la carga de grafeno por una línea microstrip convencional del mismo tamaño. A la vista de estas dos figuras

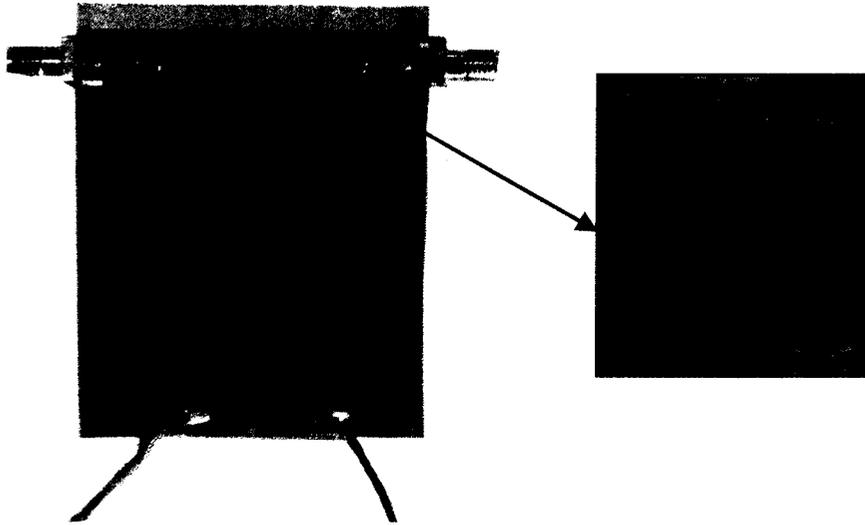


Figura 3.11: Fotografía del circuito fabricado para la caracterización del comportamiento de las muestras de tinta de grafeno.

se observa como el diseño de las redes de polarización funcionan adecuadamente a la frecuencia de 2.5 GHz y sus tres primeros armónicos, estando el parámetro $|S_{11}|$ por debajo de -30 dB a esas frecuencias y el parámetro $|S_{21}|$ cerca de 0 dB .

Resumiendo, los pasos seguidos para la fabricación de las muestras de tinta de grafeno impresas utilizando una impresora de inyección y su integración en un circuito microstrip son:

- Preparación del sustrato para la impresión de la carga eliminando la capa de cobre superior.
- Impresión con la tinta de grafeno. Se imprimirán las capas de tinta necesarias para conseguir la resistencia deseada.
- Fabricación de máscara necesaria para colocar los contactos de oro, utilizando una impresora 3D.
- Colocación de la capa de oro en los contactos metálicos mediante *sputtering*.

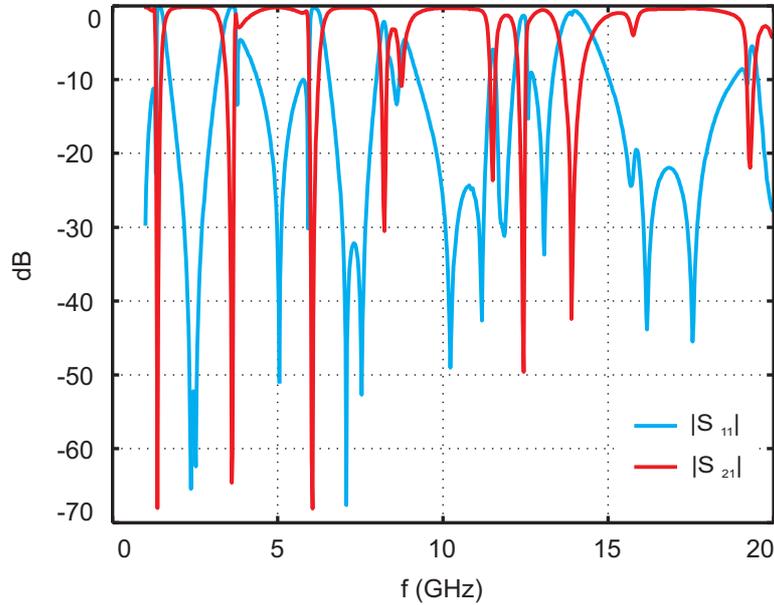


Figura 3.12: $|S_{11}|$ Y $|S_{21}|$ del circuito utilizado para la caracterización de las muestras sustituyendo el grafeno por cobre.

- Estructurado de la carga en una máquina de estructurado láser.
- Integración de la carga en el circuito y unión de los contactos de oro y el cobre del circuito mediante *wire-bonding*.

3.4.2 Resultados de la caracterización

En primer lugar se estudiará la variación de la resistencia de los parches de tinta de grafeno en función del número de capas de impresión. Para llevar a cabo este cometido se han fabricado varias muestras con diferente número de capas de tinta de grafeno impresas de cada uno de los dos tamaños de parche considerados. Para el parche de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, el de menor longitud, se han realizado muestras con entre una y 120 capas de tinta. No se ha tenido en cuenta un mayor número de capas ya que la resistencia prácticamente no disminuye para un número de capas superior. Para la muestra de grafeno de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ se ha aumentado el número de capas impresas hasta 200, ya que

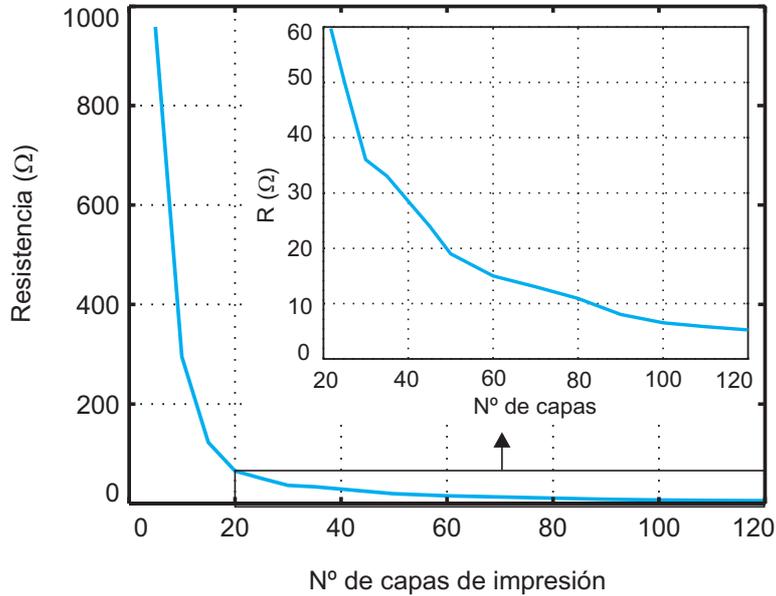


Figura 3.13: Resistencia de los parches de grafeno de dimensión $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ en función del número de capas impresas.

al tener el parche una mayor longitud e igual anchura la resistencia es mayor, y ésta sigue disminuyendo considerablemente entre 120 y 200 capas.

En la figura 3.13 se muestra la variación de la resistencia con respecto al número de capas impresas, para las muestras de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$. Se observa como la variación es muy grande para las primeras 20 capas, reduciéndose la resistencia en más de 800Ω . En la misma gráfica puede verse también un detalle ampliado de la variación de la resistencia para las muestras de entre 20 y 120 capas. El menor valor de resistencia, que se ha obtenido para una impresión de 120 capas, es de 5Ω .

Para las muestras de mayor tamaño, $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, la variación de la resistencia con respecto al número de capas impresas puede verse en la figura 3.14. En este caso, al tener un parche de mayor longitud, la resistencia es mayor. La resistencia medida comienza en un valor de $93.5 \text{ k}\Omega$ para la muestra con 5 capas impresas y, como en el caso anterior, cae abruptamente para las primeras 20 capas de impresión, obteniendo en este punto una resistencia de $1.3 \text{ k}\Omega$. En

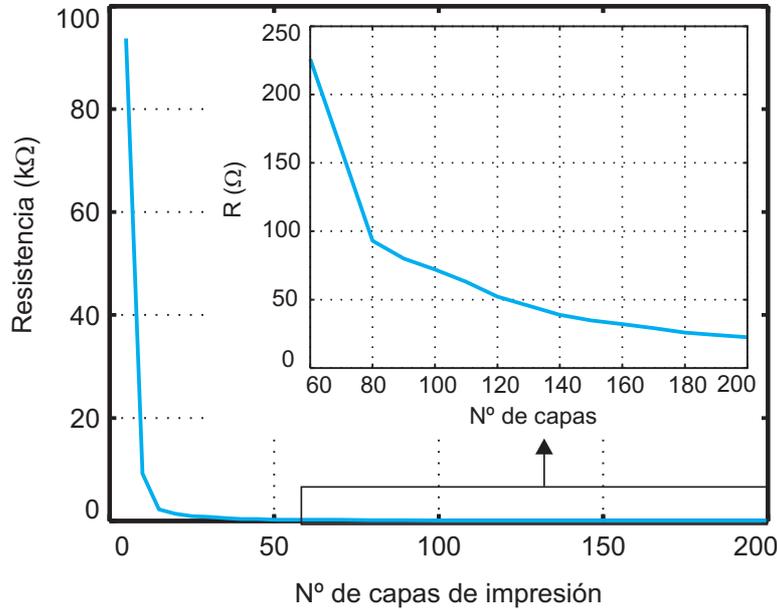


Figura 3.14: Resistencia de los parches de grafeno de dimensión $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ en función del número de capas impresas.

la figura también se muestra en detalle la evolución de la resistencia cuando el número de capas impresas varía entre 60 y 200, llegando a obtener una resistencia de 20Ω con 200 capas.

Una vez medida la resistencia de todas las muestras, éstas se introducen en el circuito mostrado en la figura 3.10 para medir sus parámetros S desde 0.5 GHz a 20 GHz , mientras se aplica una diferencia de tensión entre sus extremos. Dado que cada una de las muestras presenta diferente resistencia según el número de capas de grafeno impresas, la tensión necesaria en sus extremos para que varíe su respuesta en frecuencia es diferente en cada caso.

En primer lugar se muestran los resultados obtenidos para los parches de grafeno de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$. Para la representación de los parámetros S medidos se han elegido las muestras de 40, 80 y 120 capas. De esta forma se puede estudiar la variación de los parámetros S del circuito con la tensión aplicada al parche en función del número de capas de tinta de grafeno impresas en la muestra. El módulo de los parámetros S_{11} y S_{21} del circuito con el parche

de grafeno de 40 capas impresas, para distintos valores de diferencia de tensión aplicada, se muestran en las figuras 3.15 y 3.16 respectivamente. Se han medido los parámetros S del circuito haciendo un barrido de la tensión aplicada a la carga entre 0 V y 3 V en pasos de 0.1 V y se han representado en toda la banda medida y en detalle alrededor de las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz.

En la figura 3.15 se observa como el módulo del parámetro S_{11} varía ligeramente con la diferencia de tensión aplicada sobre el parche de grafeno. La flecha indica el sentido en el que se produce la variación del parámetro $|S_{11}|$ medido al aumentar la diferencia de tensión aplicada al parche. Estudiando la variación producida a las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz, puede verse que es similar en los

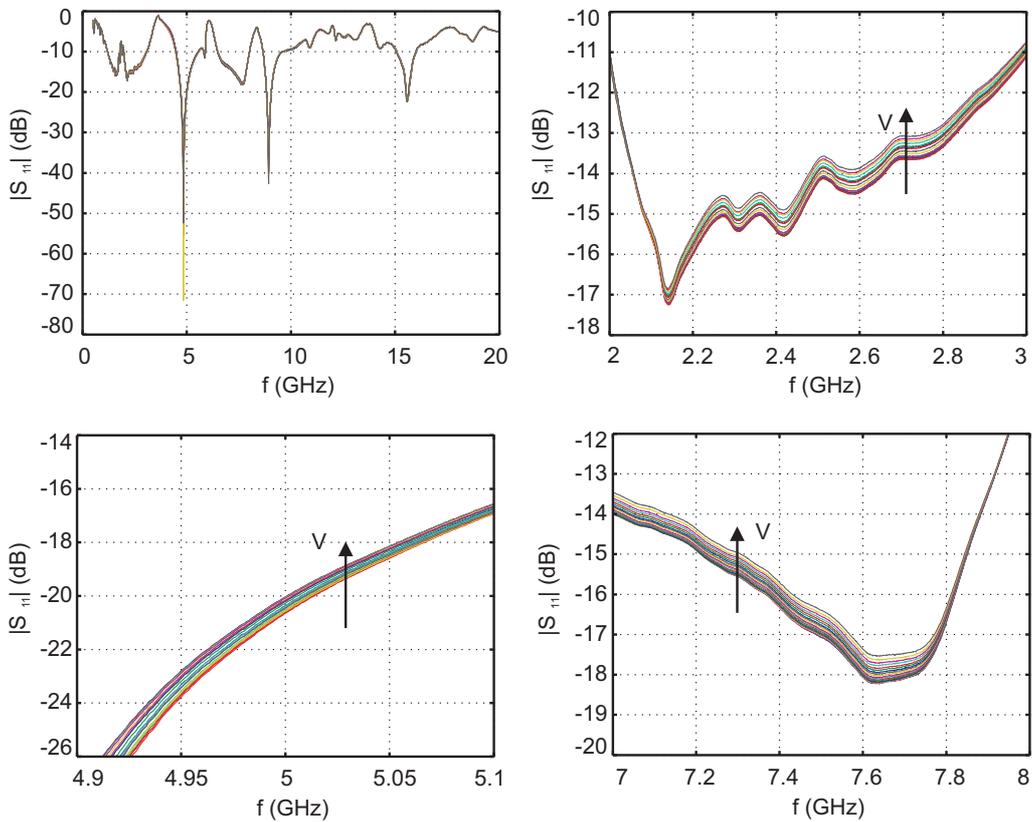


Figura 3.15: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 3 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

3. Caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas

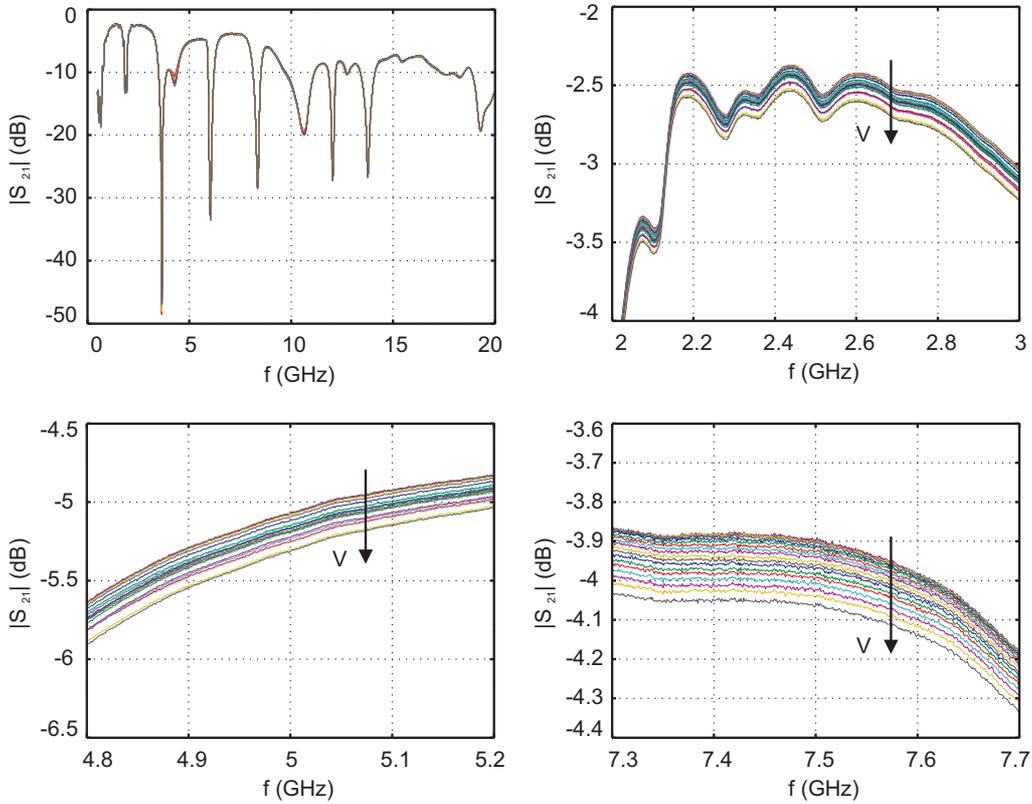


Figura 3.16: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 3 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

tres casos, aumentando el valor medido de $|S_{11}|$ en 0.7 dB al cambiar la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno desde 0 hasta 3 V.

En cuanto al parámetro S_{21} , la variación de su módulo en función de la tensión aplicada en la carga es pequeña, estando alrededor de 0.2 dB para las tres frecuencias mostradas en detalle en la figura 3.16. En este caso, el valor de $|S_{21}|$ disminuye al aumentar la diferencia de tensión aplicada al parche de grafeno como indican las flechas dibujadas en las gráficas de detalle a 2.5, 5 y 7.5 GHz.

Las medidas de los parámetros S realizadas con el parche de grafeno de 80 capas de tinta impresa se muestran en las figuras 3.17 y 3.18, para una variación

de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V. En la primera figura, que representa el módulo del parámetro S_{11} en toda la banda considerada, se puede ver como la variación es mayor que en el caso del parche de 40 capas. Si se tiene en cuenta la variación a las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz representadas en detalle en la misma figura, se observa que la tendencia de $|S_{11}|$ con el aumento de tensión es igual que en el caso anterior, aumentando al aumentar la diferencia de tensión aplicada a la carga, aunque en este caso la variación obtenida es mayor. En torno a 2.5 GHz se obtiene una variación de 5 dB, muy superior a los 0.7 dB obtenidos con la muestra de 40 capas impresas. Alrededor de 5 GHz la variación es de 2.5 dB y a

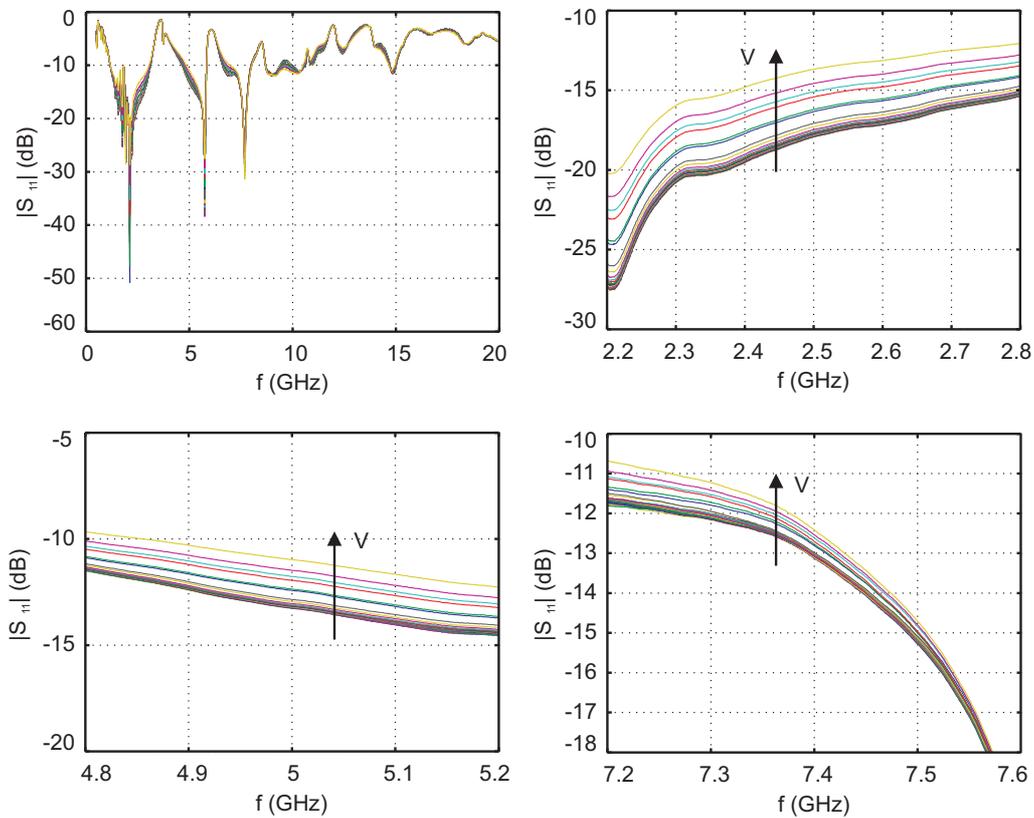


Figura 3.17: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

7.5 GHz de 1 dB, en ambos casos superior a la obtenida con el parche de grafeno de 40 capas impresas.

En cuanto al parámetro S_{21} del parche con 80 capas impresas, en la figura 3.18 se observa como su módulo disminuye con la diferencia de tensión aplicada al parche de grafeno, midiéndose una variación de 1 dB para las frecuencias de 2.5 y 5 GHz y de 0.7 dB a 7.5 GHz, superior en los tres casos a la variación obtenida con el parche de grafeno de 40 capas impresas.

Por último, de los parches de menor tamaño fabricados, se representan las variaciones de los parámetros S_{11} y S_{21} del circuito con el parche de grafeno

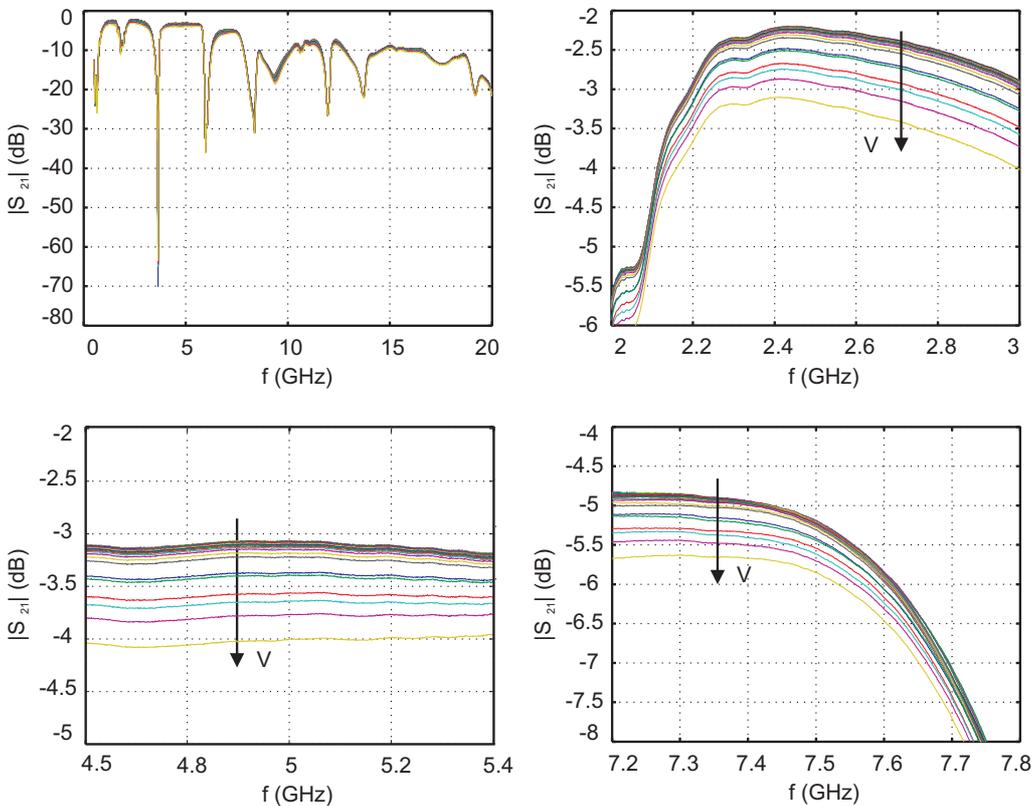


Figura 3.18: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

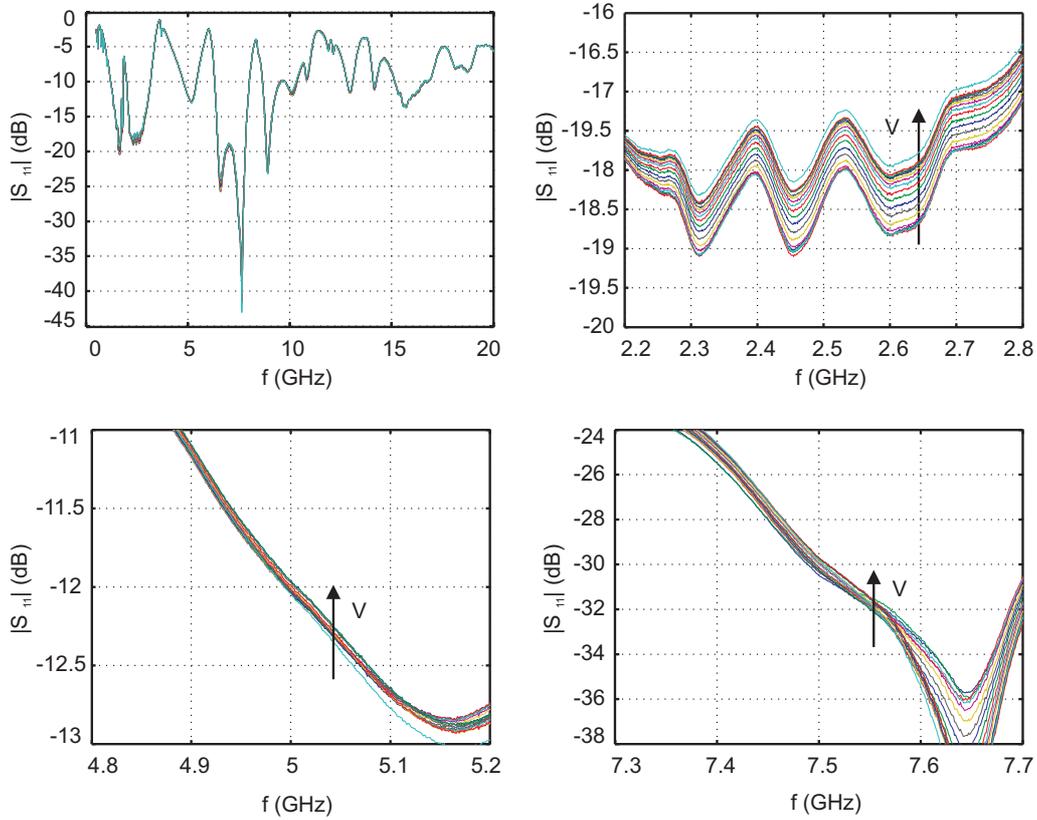


Figura 3.19: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

de 120 capas impresas. La diferencia de tensión aplicada a estas muestras está comprendida entre 0 y 2 V, y los parámetros S del circuito se miden en pasos de 0.1 V. Como en los casos anteriores, en primer lugar se representa en la figura 3.19 el módulo de S_{11} en toda la banda de frecuencia considerada y en detalle alrededor de las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz. En ella puede verse como la variación del módulo del parámetro S_{11} sigue la misma tendencia que en los dos casos anteriores, aumentando a medida que aumenta el valor de diferencia de tensión aplicado al parche de grafeno, pero en este caso, la variación obtenida es menor que para la muestra de 80 capas. A 2.5 GHz la variación de $|S_{11}|$ al

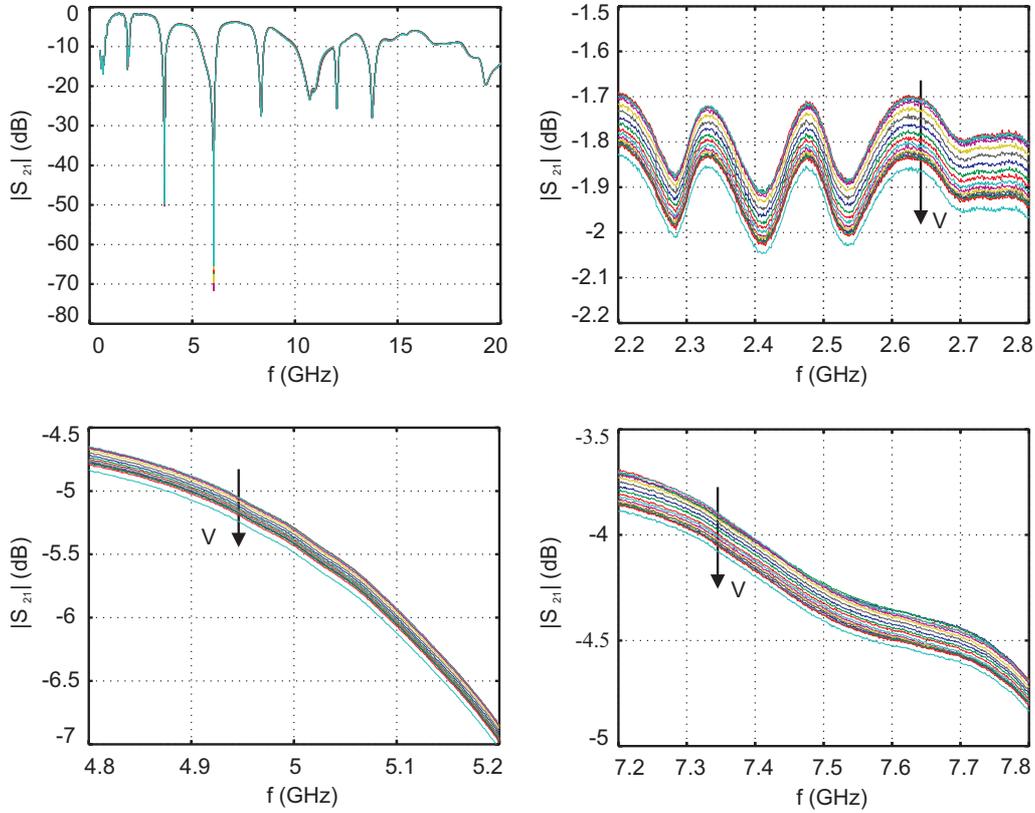


Figura 3.20: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm.

aumentar la diferencia de tensión aplicada a la carga es de 4 dB y a las frecuencias de 5 y 7.5 GHz la variación es de 2.25 y 0.6 dB respectivamente, en todos los casos más pequeña que la obtenida con 80 capas.

La variación del módulo del parámetro S_{21} para el circuito con el parche de grafeno de 120 capas impresas se representa en la figura 3.20. En ella puede verse como $|S_{21}|$ disminuye al aumentar la diferencia de tensión aplicada al parche de grafeno en todas las frecuencias de interés. Esta disminución es ligeramente inferior a la experimentada con el parche de grafeno de 80 capas impresas.

Se han medido también los parámetros S de los parches de grafeno con un número de capas intermedio entre 80 y 120, observando que a partir de 80 capas de tinta de grafeno impresa, la variación total que se obtiene en los parámetros S en función de la tensión aplicada es más pequeña que la obtenida con ese número de capas. A la vista de estos resultados cabe concluir que el número de capas de impresión óptimo para el parche de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ es de 80. A medida que se aumenta el número de capas de tinta impresas, se aumenta el número de partículas de grafeno en la muestra hasta que con un número de capas elevado, la densidad de grafeno y su distribución hacen que se empiece a formar grafito, perdiendo las buenas propiedades eléctricas del grafeno.

Comparando los datos mostrados de los parámetros S_{11} y S_{21} de los circuitos con los parches de grafeno, con los representados en la figura 3.12 obtenidos colocando en el circuito una línea de transmisión convencional en lugar de grafeno, puede verse como el módulo de S_{11} sigue siendo bajo a la frecuencia de trabajo y sus armónicos en todos los casos, mientras que $|S_{21}|$ se mantiene a un nivel bastante alto a esas frecuencias, aunque baja varios dB debido a la resistencia que presenta la carga de grafeno. A medida que aumenta el número de capas de grafeno impresas, esa resistencia disminuye por lo que el módulo del parámetro S_{21} será más alto a las frecuencias consideradas acercándose cada vez más al del circuito con la línea de cobre.

A partir de las medidas de parámetros S presentadas, se extraerá la impedancia de entrada de la muestra. La variación de este parámetro con la tensión aplicada se aprovechará en el diseño de un oscilador que se describirá en el siguiente capítulo.

La impedancia de entrada Z_{in} del circuito que incluye el parche de grafeno se relaciona con el parámetro S_{11} medido mediante la expresión:

$$S_{11} = 20 \log(\rho_{in}) \quad (3.1)$$

con

$$\rho_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.2)$$

donde Z_0 es la impedancia de referencia utilizada para realizar la medida, que en este caso es de 50Ω .

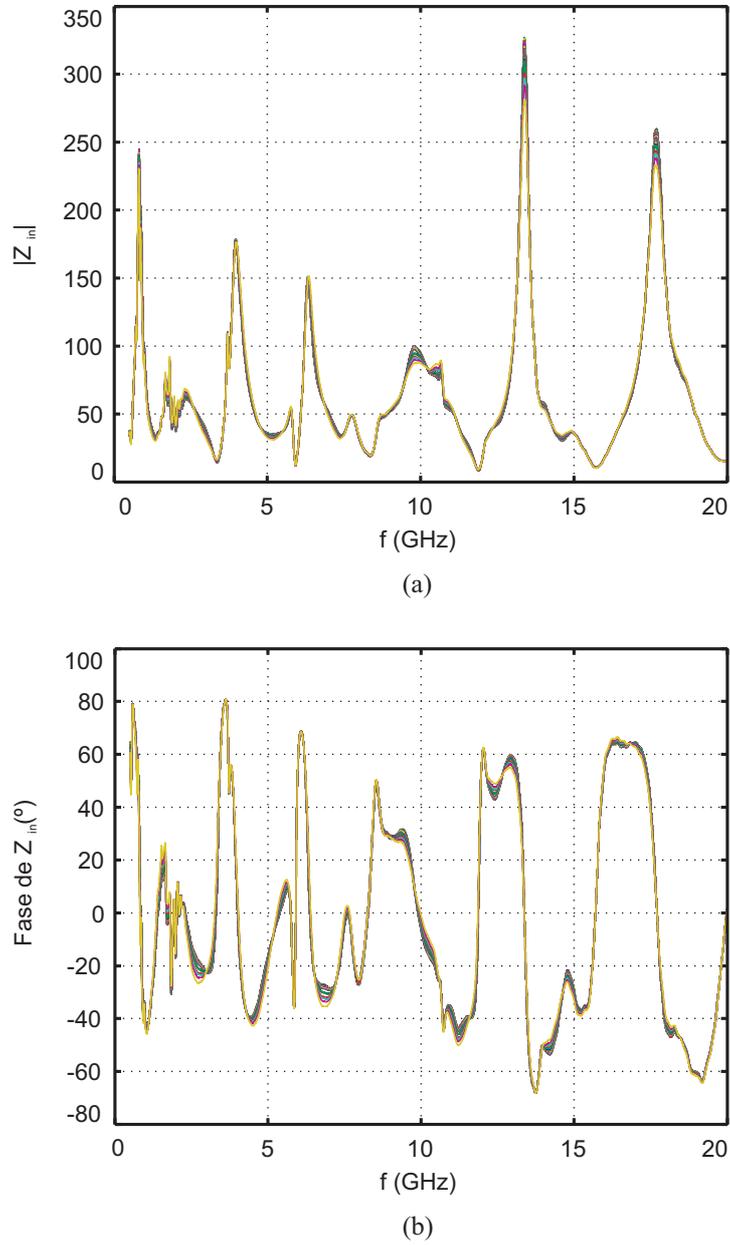


Figura 3.21: Z_{in} calculada para valores de diferencia de tensión entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 80 capas y tamaño 1.86 mm x 0.3 mm: (a) Módulo. (b) Fase.

En la figura 3.21 se muestran el módulo (a) y la fase (b) de la impedancia de entrada del circuito con el parche de grafeno de 80 capas impresas para toda la banda de frecuencias entre 0.5 y 20 GHz, calculados a partir de la expresión (3.1). En esta figura se muestran las trazas de la impedancia de entrada para distintos valores de la tensión aplicada al parche de grafeno entre 0 y 2.6 V en pasos de 0.1 V. Se observa que se produce una variación de la impedancia de entrada a algunas frecuencias, aunque debido a la gran amplitud de los datos representados tanto en el eje X como en el eje Y, esta variación no puede verse con claridad.

Para observar mejor la variación de la impedancia de entrada del circuito en función de la tensión aplicada a la carga, se ha representado en detalle alrededor de las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz. En la figura 3.22 se representa la variación del módulo de la impedancia de entrada del circuito en función de la tensión aplicada a la carga de grafeno. La tensión aplicada está comprendida en un rango entre 0 y 2.6 V. Para la frecuencia de 2.5 GHz, se observa como a medida que aumenta la tensión aplicada, también aumenta el módulo de la impedancia de entrada del circuito, obteniéndose una variación máxima de 3 Ω . En cambio, en torno a las frecuencias de 5 y 7.5 GHz, el módulo de la impedancia de entrada disminuye al aumentar la tensión aplicada al circuito, obteniéndose una variación de 3.5 Ω a 5 GHz y 1.2 Ω a 7.5 GHz.

La variación de la fase de la impedancia de entrada del circuito en función de la tensión aplicada al mismo se representa en detalle en la figura 3.23 para las frecuencias (a) 2.5 GHz, (b) 5 GHz y (c) 7.5 GHz. Alrededor de las frecuencias de 2.5 y 5 GHz, se observa como a medida que aumenta la tensión aplicada al parche de grafeno disminuye la fase de la impedancia de entrada, obteniéndose unos valores máximos de variación de 9° a 2.5 GHz y de 4.5° a 5 GHz. En torno a la frecuencia de 7.5 GHz, la variación de fase máxima obtenida es de 4.5° pasando de un valor de -5° a -0.5° a medida que aumenta la tensión aplicada al parche de grafeno.

Para que la caracterización sea más completa, en las figuras 3.24 y 3.25 se ha representado la variación de la impedancia de entrada del circuito en módulo y fase en función de la potencia DC disipada, que está comprendida entre 0 y 0.27 W.

En la figura 3.24 se observa como el módulo de la impedancia de entrada alrededor de 2.5 GHz aumenta al aumentar la potencia disipada mientras que en torno a 5 y 7.5 GHz la tendencia es la inversa, es decir, el módulo de la impedancia de entrada disminuye a medida que aumenta la potencia disipada en la carga.

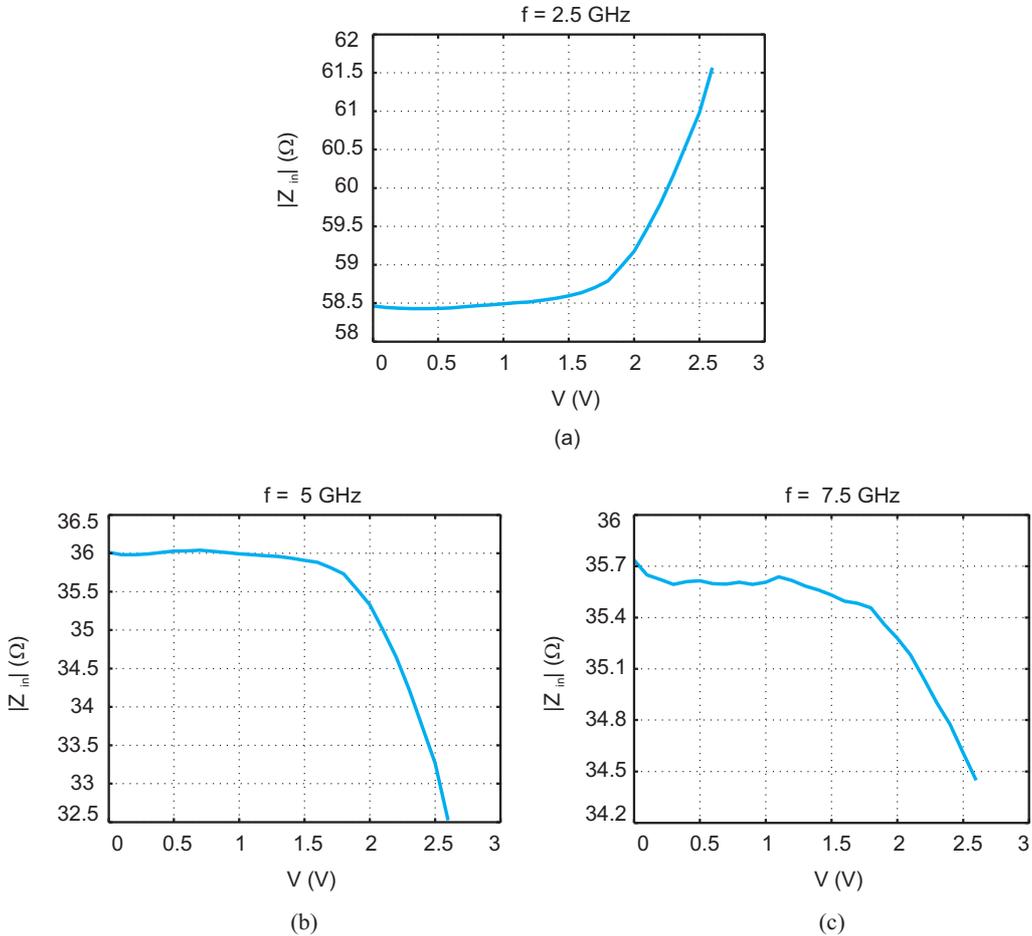


Figura 3.22: $|Z_{in}|$ en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz . (b) 5 GHz . (c) 7.5 GHz .

En la figura 3.25 se puede ver la variación de la fase de la impedancia de entrada del circuito en función de la potencia disipada en el parche de grafeno. La tendencia de variación de la fase es igual a la observada para la tensión aplicada.

En cuanto a las muestras de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, se representan los parámetros S medidos para las muestras de 40, 120 y 200 capas. En la figura 3.26 se representa el módulo del parámetro S_{11} del circuito con el parche de grafeno

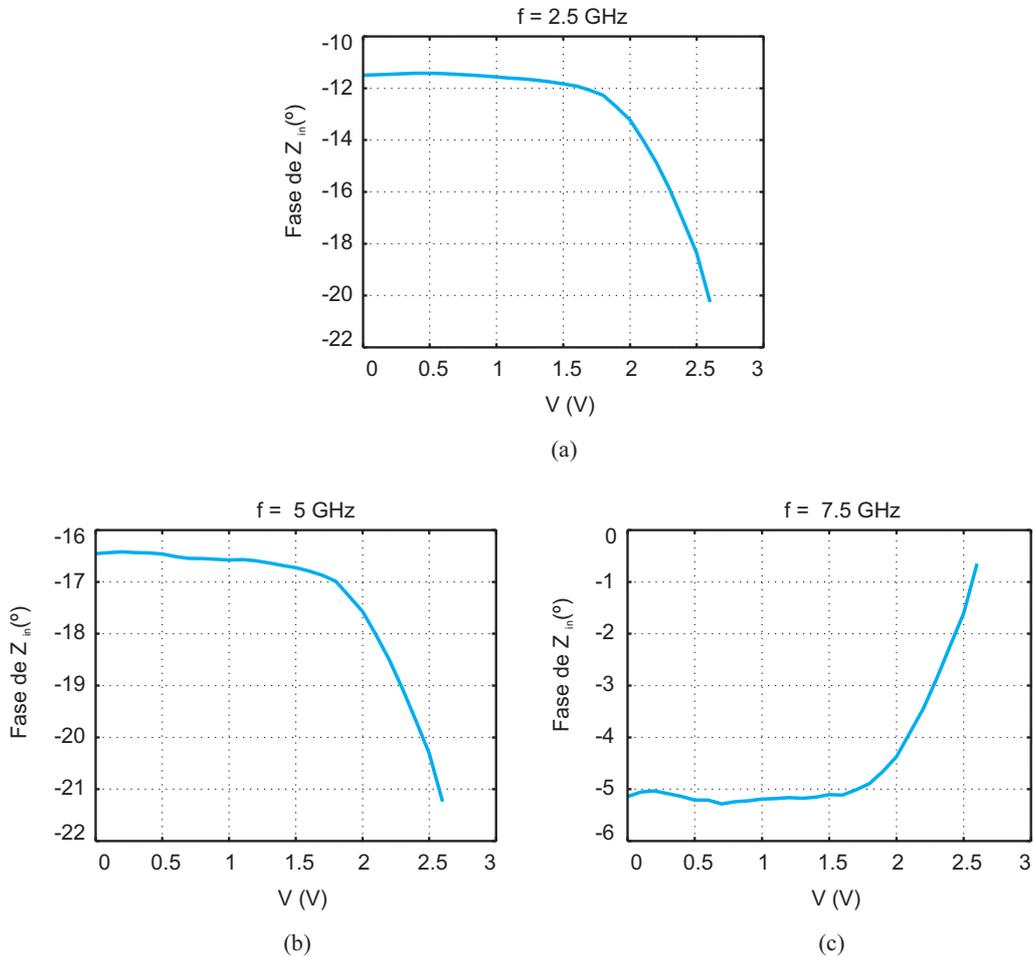


Figura 3.23: Fase de Z_{in} en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz . (b) 5 GHz . (c) 7.5 GHz .

de 40 capas, para una diferencia de tensión aplicada entre 0 y 17 V en pasos de 0.2 V. Se ha representado tanto la variación de $|S_{11}|$ en toda la banda de frecuencias medida, de 0.5 a 20 GHz, como el detalle alrededor de las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz, mostrando en ellas el sentido en el que varía el parámetro al aumentar la tensión.

3. Caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas

Para las tres frecuencias consideradas, $|S_{11}|$ aumenta al aumentar la tensión aplicada, siendo la máxima variación de 0.1 dB a 2.5 GHz, 1.4 dB a 5 GHz y 0.65 dB a 7.5 GHz.

El módulo del parámetro S_{21} del circuito con el parche de 40 capas se representa en la figura 3.27. En torno a todas las frecuencias consideradas, $|S_{21}|$ disminuye a medida que aumenta la tensión aplicada, obteniendo una variación máxima de 0.8 dB a 2.5 GHz, 1.7 dB a 5 GHz y 5 dB a 7.5 GHz.

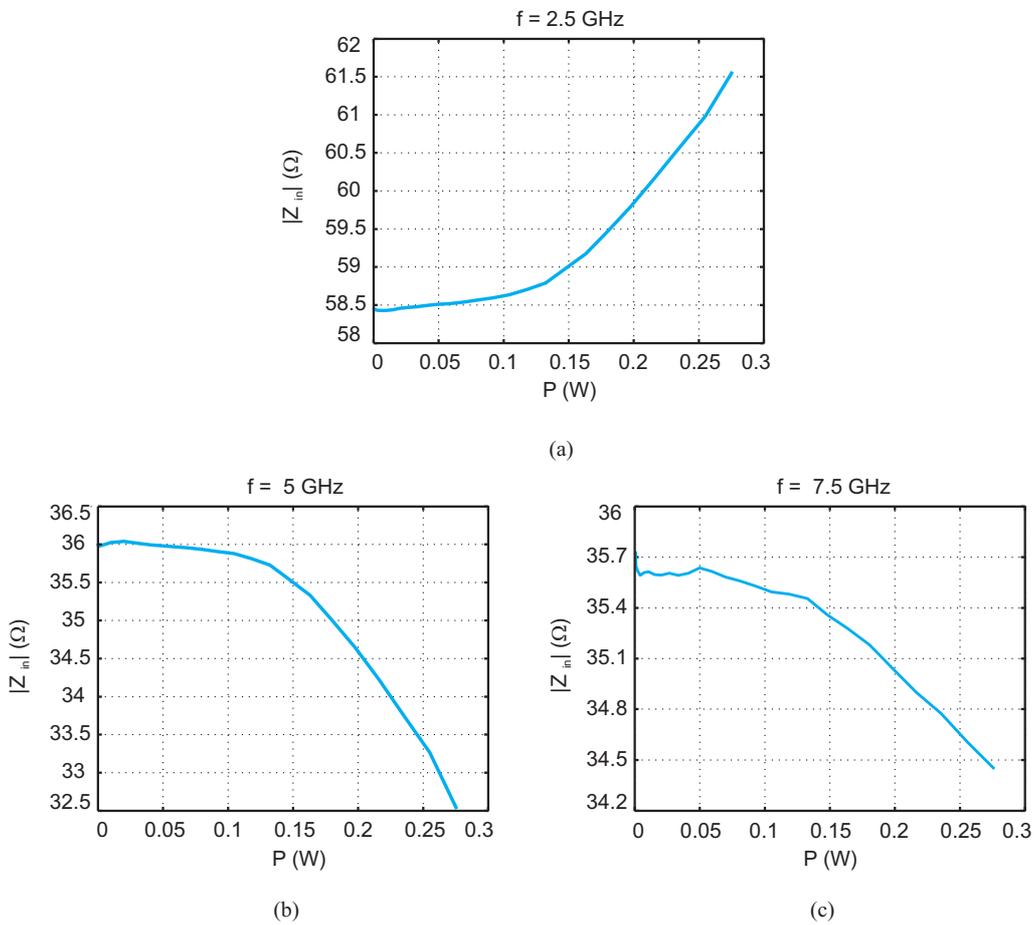


Figura 3.24: $|Z_{in}|$ en función de la potencia disipada en el parche de grafeno de 80 capas de dimensiones 1.86 mm x 0.3 mm para las frecuencias: (a) 2.5 GHz. (b) 5 GHz. (c) 7.5 GHz.

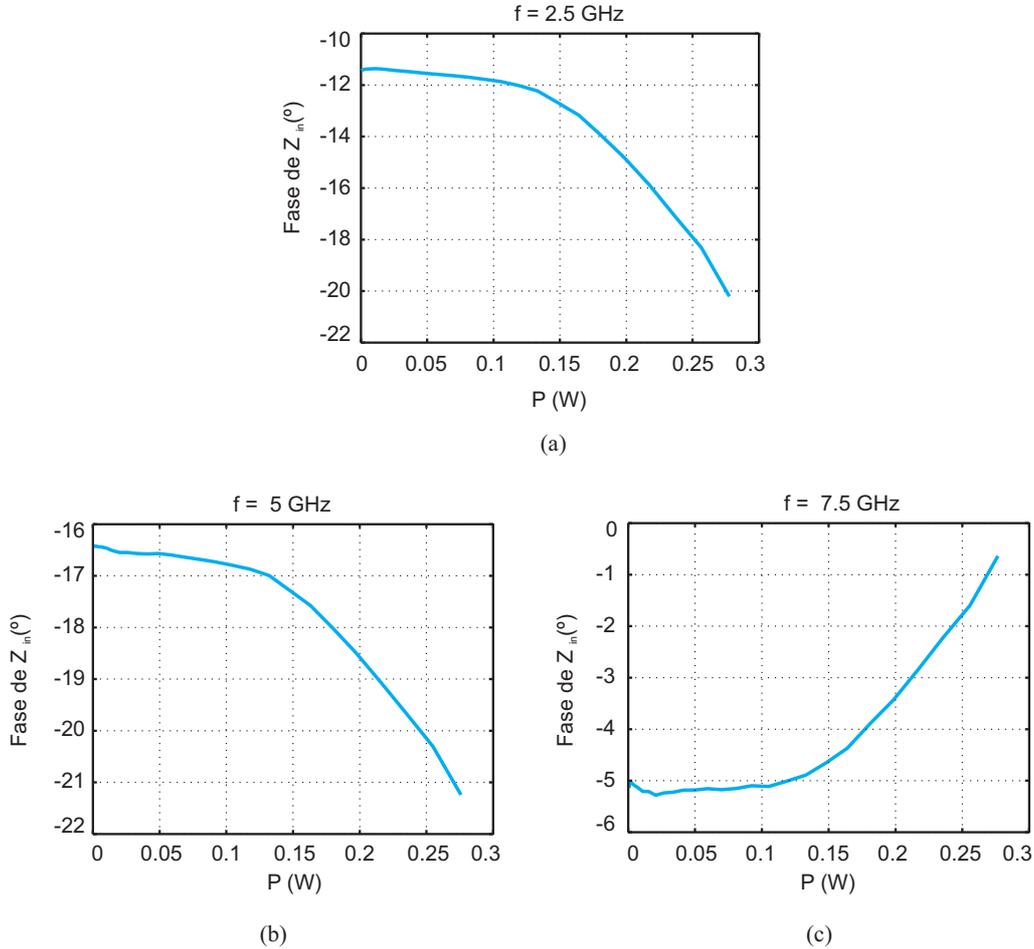


Figura 3.25: Fase de Z_{in} en función de la potencia disipada en el parche de grafeno de 80 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz . (b) 5 GHz . (c) 7.5 GHz .

Los resultados obtenidos aumentando el número de capas de tinta de grafeno impresas a 120 se muestran en las figuras 3.28 y 3.29. En 3.28 se indica la variación de $|S_{11}|$ con la tensión aplicada a la muestra de grafeno entre 0 y 8 V. El módulo del parámetro S_{11} aumenta con la tensión obteniéndose una variación de 0.7 dB para las frecuencias de 2.5 y 7.5 GHz y de 7.5 dB a 5 GHz .

3. Caracterización del comportamiento del grafeno en la banda de microondas

La representación del módulo de S_{21} se puede ver en la figura 3.29. Como en los casos anteriores, este parámetro disminuye a medida que aumenta la tensión aplicada a la carga. La variación máxima obtenida es de 0.3 dB a 2.5 GHz , 2.7 dB a 5 GHz y 1.2 dB a 7.5 GHz . Como ocurre con las medidas obtenidas del parche de 40 capas, la variación a 5 GHz es bastante mayor que la obtenida a las otras frecuencias para los dos parámetros representados.

Por último, se representan los parámetros S medidos para el parche de 200 capas, cuando la diferencia de tensión aplicada al mismo varía entre 0 y 7.5 V . Para el módulo del parámetro S_{11} se obtienen unas variaciones máximas de 2 dB

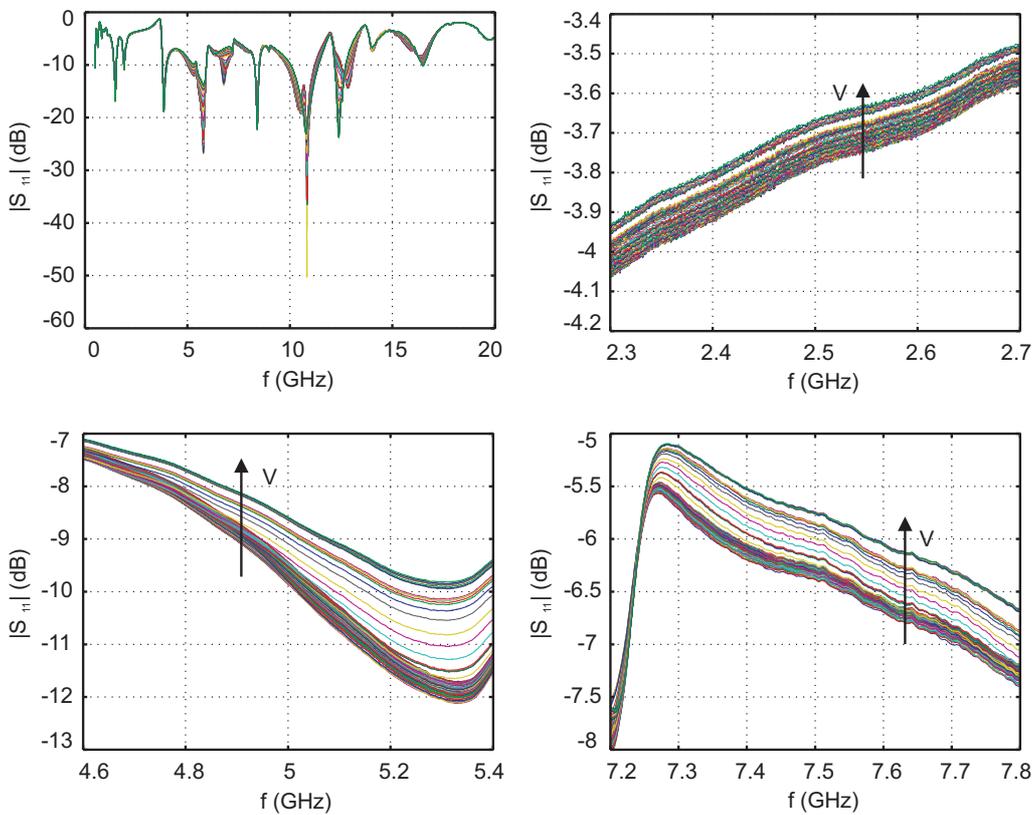


Figura 3.26: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 17 V en pasos de 0.2 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$.

a 2.5 GHz, 1 dB a 5 GHz y 5 dB a 7.5 GHz, disminuyendo en todos los casos a medida que aumenta la diferencia de tensión aplicada. Comparando las variaciones de $|S_{11}|$ obtenidas para los parches de grafeno de 40, 120 y 200 capas se observa que, mientras que para las frecuencias de 2.5 y 7.5 GHz la variación aumenta a medida que se añaden más capas impresas a la muestra, a la frecuencia de 5 GHz disminuye en la medida obtenida para el parche de 200 capas.

En el caso del módulo del parámetro S_{21} , las variaciones máximas obtenidas en función de la tensión aplicada son de 0.8, 1.75 y 1 dB para 2.5, 5 y 7.5 GHz respectivamente. Disminuyendo a medida que aumenta la tensión aplicada al parche de grafeno impreso.

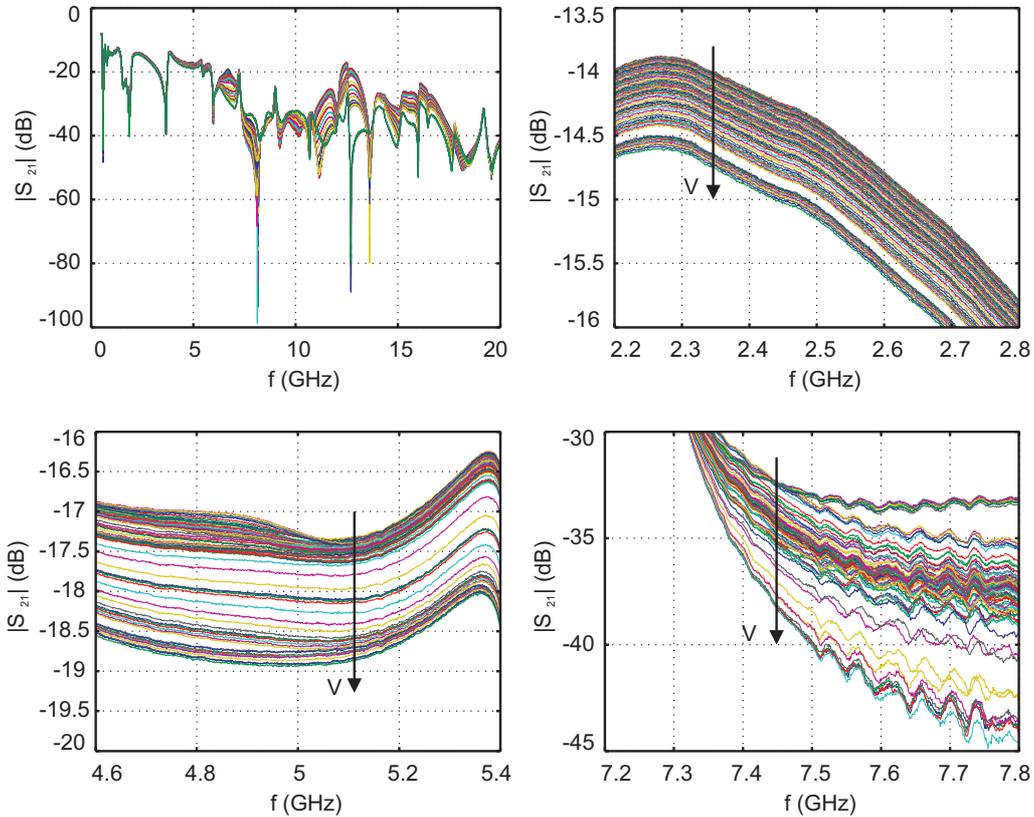


Figura 3.27: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 17 V en pasos de 0.2 V aplicada al parche de grafeno de 40 capas y tamaño 1.86 mm x 6 mm.

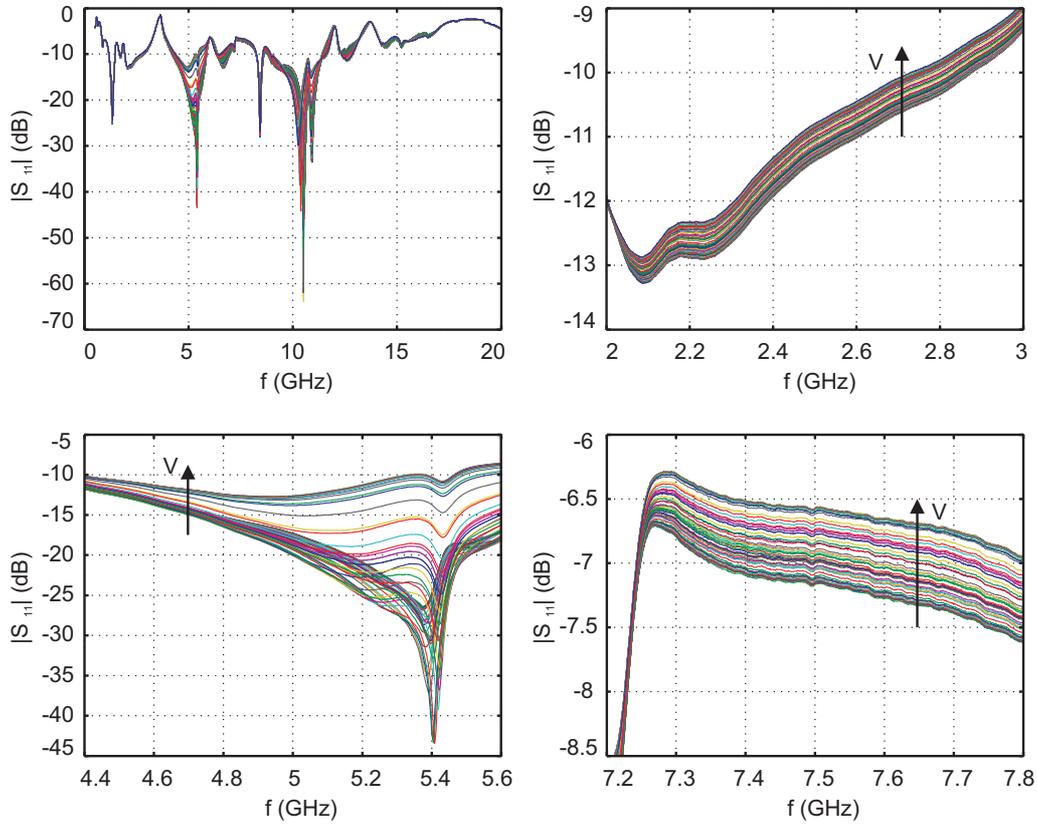


Figura 3.28: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 8 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño 1.86 mm x 6 mm.

A pesar de ser menor la variación obtenida a la frecuencia de 5 GHz al pasar de 120 a 200 capas impresas, el aumento de variación obtenido al resto de frecuencias y la menor resistencia conseguida al aumentar el número de capas, que pasa de 50 Ω con 120 capas a 20 Ω con 200, hace que se considere el parche de 200 capas como la mejor opción en este tamaño.

Para mostrar la variación que se produce en la impedancia de entrada del circuito que contiene la carga de grafeno de 200 capas de tamaño 1.86 mm x 6 mm, en función de la diferencia de tensión aplicada a la misma, se calcula Z_{in} a partir del parámetro S_{11} mediante la expresión (3.1), y se representan los resultados obtenidos en las figuras 3.32 y 3.33 a las frecuencias de (a) 2.5 GHz, (b) 5 GHz y

(c) 7.5 GHz. La figura 3.32 muestra la variación del módulo de la impedancia de entrada del circuito en función de la diferencia de tensión aplicada a la carga, que va de 0 a 7.5 V. La variación de $|Z_{in}|$ obtenida a 2.5 GHz es de 6.5 Ω , aumentando su valor al aumentar la diferencia de tensión aplicada a la carga. En cambio, para las frecuencias de 5 y 7.5 GHz el módulo de la impedancia de entrada disminuye al aumentar la tensión con una variación máxima de 1.2 Ω y 3 Ω respectivamente.

La variación de la fase de la impedancia de entrada del circuito en función de la tensión, a las frecuencias de 2.5, 5 y 7.5 GHz, se muestra en la figura 3.33. Se obtienen unos datos de variación máxima de 5, 3 y 6.6° respectivamente, dis-

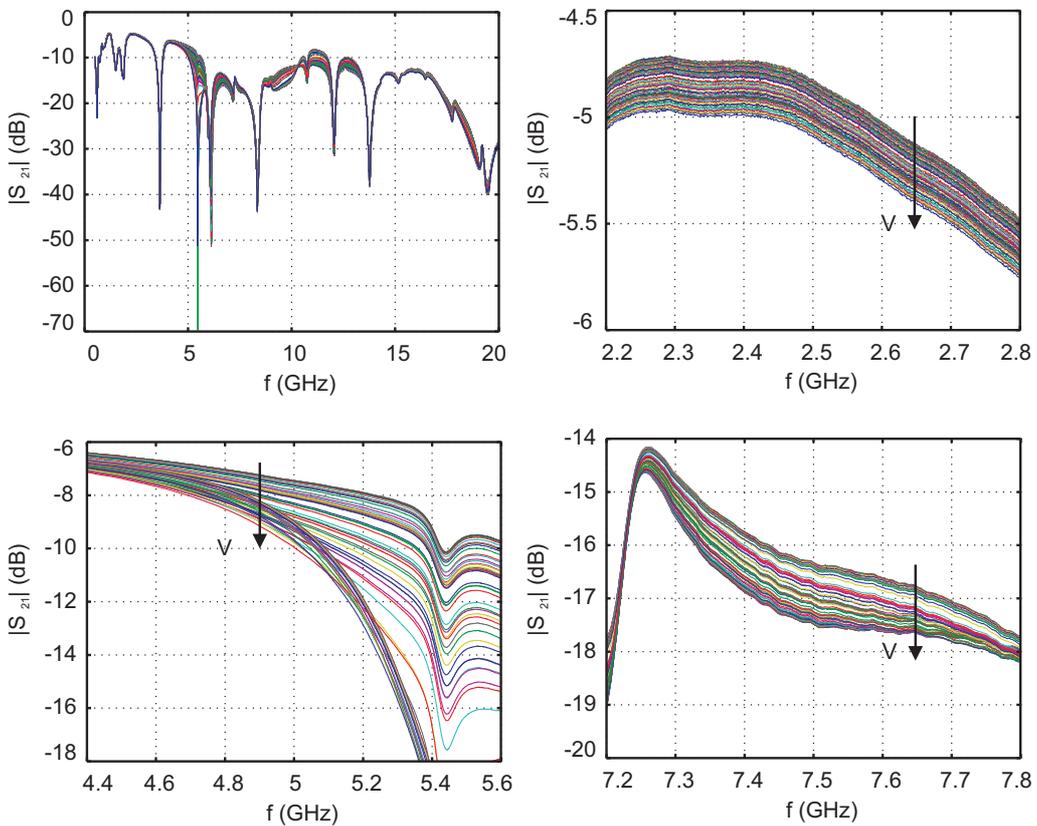


Figura 3.29: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 8 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 120 capas y tamaño 1.86 mm x 6 mm.

minuyendo en los tres casos la fase de la impedancia de entrada al aumentar la diferencia de tensión aplicada a la carga.

Comparando los resultados obtenidos con los dos tamaños de muestras, se concluye que la mejor opción para la utilización de estas estructuras fabricadas con grafeno es el parche de 80 capas impresas de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ por los siguientes motivos. Para los dos tamaños considerados se observa que cuanto mayor es el número de capas de tinta de grafeno, mayor es el efecto de variación que se produce en los parámetros del circuito en función de la tensión aplicada, hasta llegar a un punto en el que la saturación del material en la muestra hace que

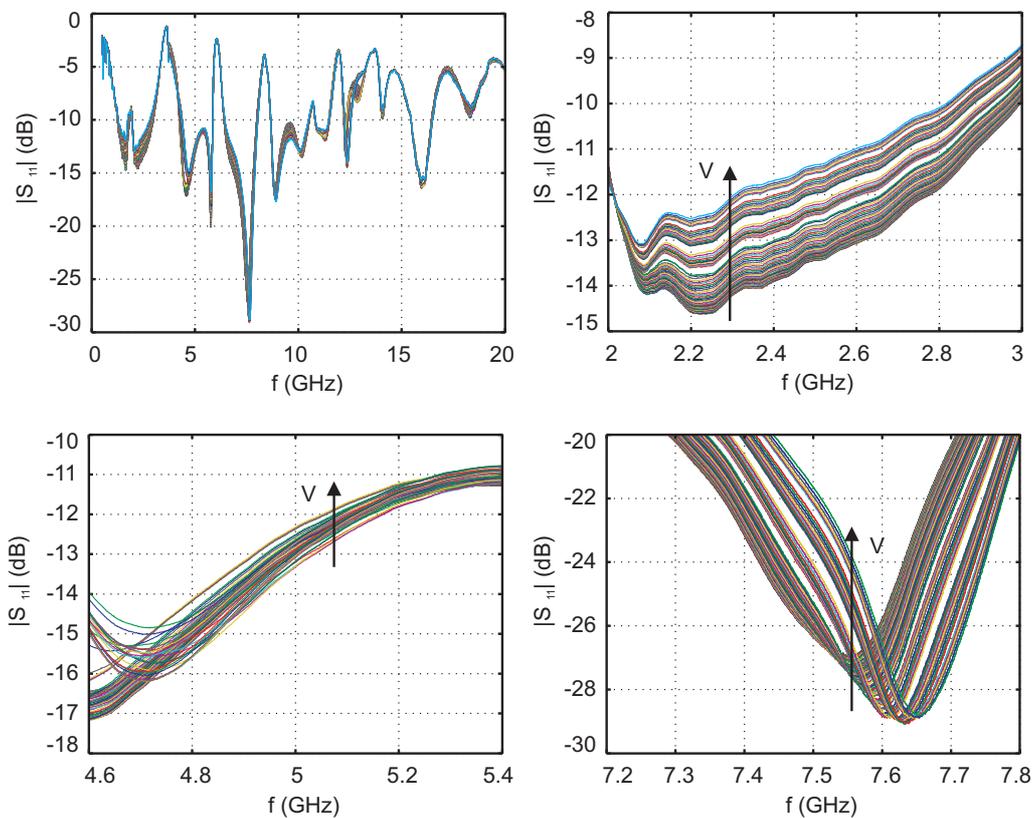


Figura 3.30: $|S_{11}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 7.5 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 200 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$.

se pierdan estas propiedades, al convertirse en grafito. Para el parche de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, el límite de capas obtenido está en 80, mientras que para el parche de mayor tamaño, $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, el comportamiento de la tinta de grafeno es el esperado hasta 200 capas de impresión. A igual número de capas impresas, la variación de la respuesta en frecuencia de la carga obtenida en el parche de menores dimensiones es mayor, aunque en términos globales, considerando las mejores muestras de cada tamaño, los resultados obtenidos son similares. Por tanto, la mayor diferencia entre los resultados obtenidos entre las muestras de los dos tamaños reside en la diferencia de resistencia eléctrica de ambas, siendo mucho menor la obtenida para el parche de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, ob-

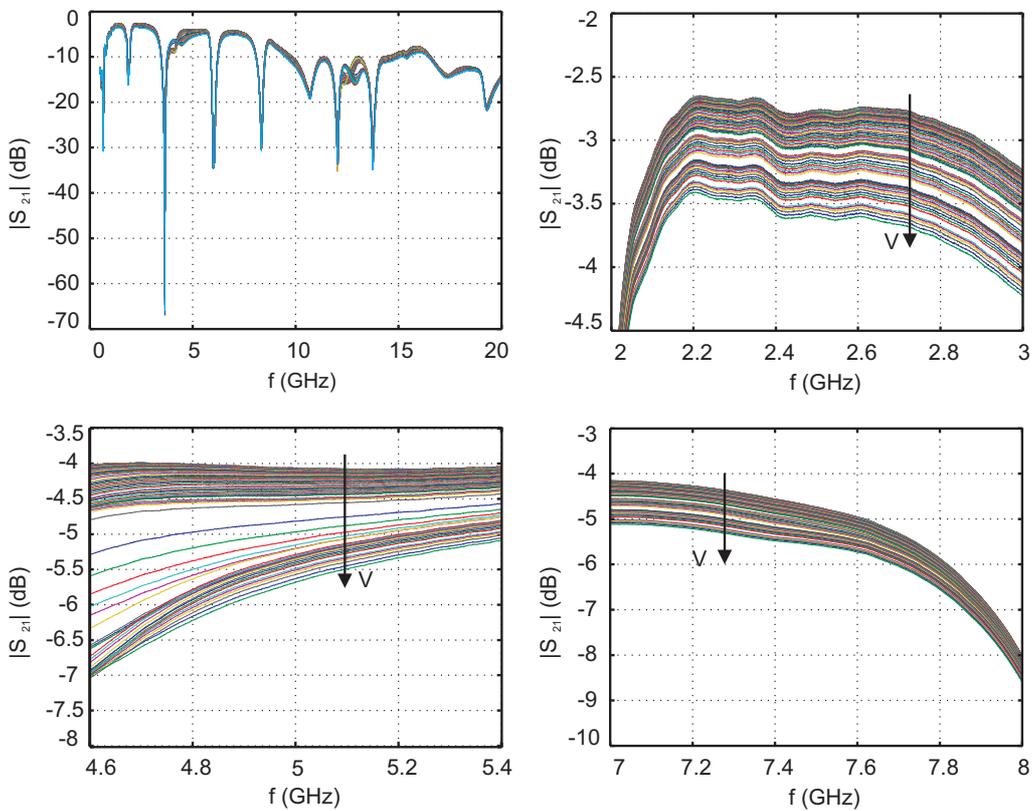


Figura 3.31: $|S_{21}|$ medido para valores de diferencia de tensión entre 0 y 7.5 V en pasos de 0.1 V aplicada al parche de grafeno de 200 capas y tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$.

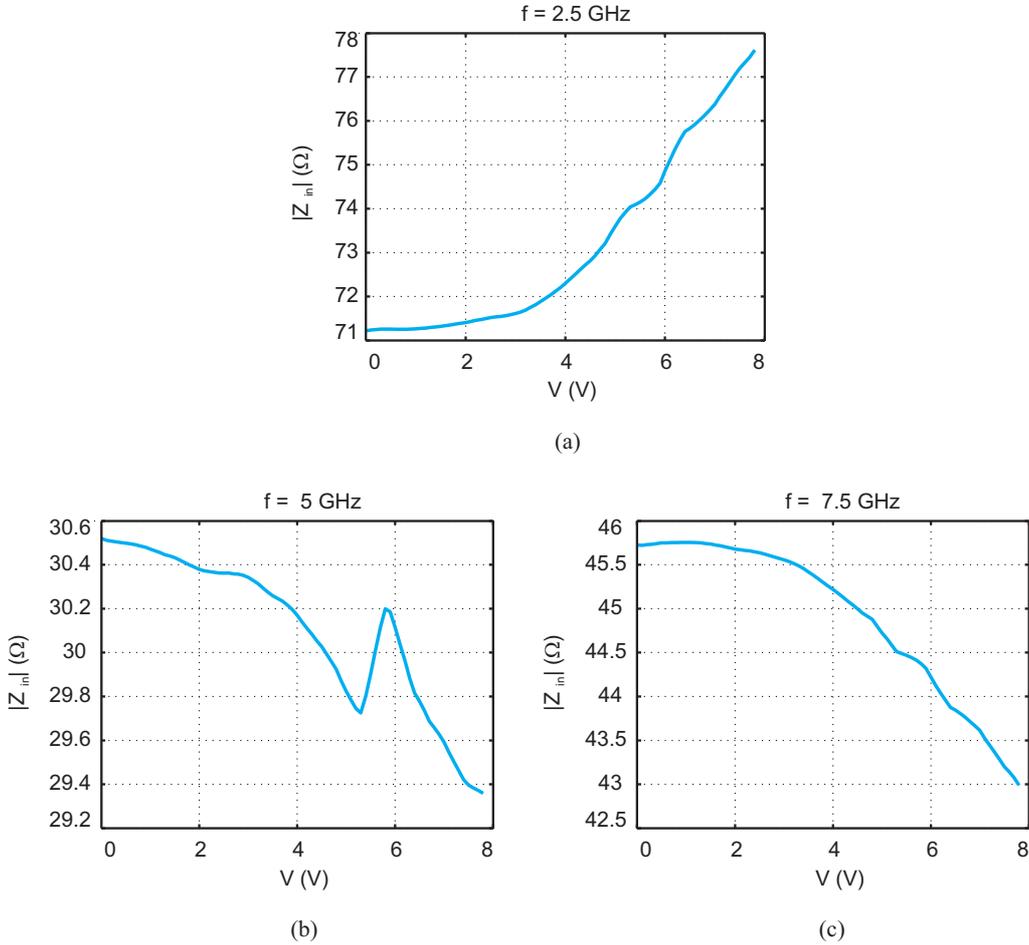


Figura 3.32: $|Z_{in}|$ en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 200 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz . (b) 5 GHz . (c) 7.5 GHz .

teniendo un valor mínimo de 5Ω comparado con los 20Ω del parche de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$. A la vista de todos los resultados presentados, hay que destacar, que la reducción de la longitud del parche de grafeno en la carga mejora los resultados, ya que con ello se disminuye en gran medida la resistencia eléctrica del parche facilitando su integración con otros circuitos, y haciendo que la diferencia de tensión que hay que aplicar a la carga para que se modifique su respuesta en

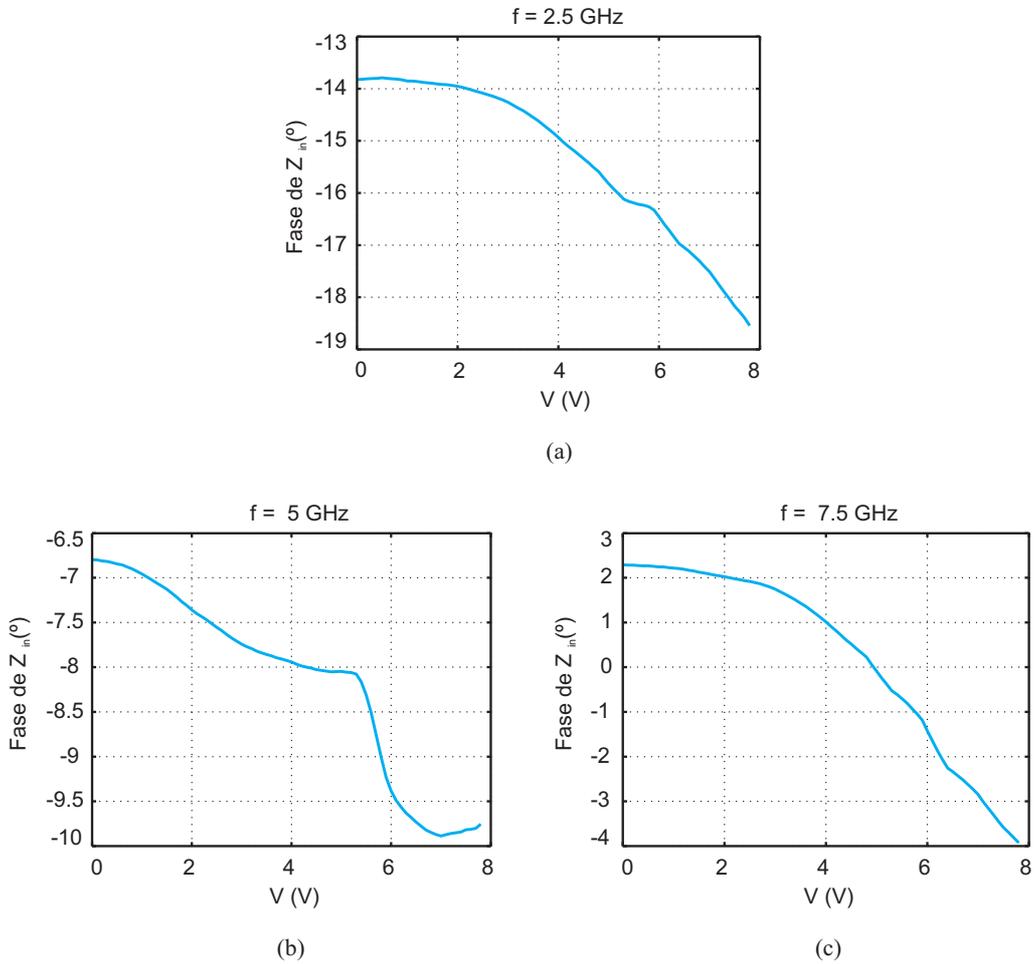


Figura 3.33: Fase de Z_{in} en función de la tensión aplicada al parche de grafeno de 200 capas de dimensiones $1.86 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ para las frecuencias: (a) 2.5 GHz . (b) 5 GHz . (c) 7.5 GHz .

frecuencia sea menor, con lo que la potencia disipada en la misma también será menor. Además, a menor longitud hace falta un número más bajo de capas impresas para obtener unos resultados adecuados, lo que disminuye el tiempo de fabricación.

3.5 Estudio de las posibles aplicaciones de las muestras de grafeno fabricadas en circuitos multifuncionales basados en osciladores

Los resultados presentados en la sección anterior indican que la tinta de grafeno presenta una impedancia de entrada ajustable mediante tensión. Este efecto puede aplicarse al diseño y optimización de circuitos realizados en tecnología microstrip. Además, la integración es directa, al haber realizado la caracterización de la tinta sobre el mismo sustrato.

Estas estructuras realizadas con grafeno se utilizarán como cargas activas dentro de los circuitos multifuncionales basados en osciladores implementados en tecnología microstrip. Dado que las cargas permiten un ajuste de su impedancia de entrada a distintas frecuencias, pueden afectar de forma distinta a los armónicos de la señal autónoma presente en el circuito, modificando el comportamiento del mismo. Por tanto estas estructuras podrían utilizarse en el diseño y optimización de circuitos osciladores racionalmente sincronizados (ORS) para ajustar el ancho de banda de sincronización que depende del contenido armónico de las señales presentes en el circuito como se concluye en [46, 47] o para la optimización de la ganancia de conversión de un mezclador auto-oscilante armónico (MAOA) [48], ya que se ha demostrado que este parámetro depende de la amplitud y fase de los armónicos de las señales que están presentes en el circuito.

En el siguiente capítulo se describirá una aplicación de estas estructuras realizadas con grafeno en el diseño y optimización de un oscilador de alta eficiencia. La carga se utilizará en este caso para controlar la eficiencia y la potencia de salida del oscilador.

3.6 Conclusiones

Hasta el momento, la aplicación del grafeno en circuitos que operan en la banda de microondas se ha centrado en el comportamiento no lineal de este material, para el desarrollo de transistores, amplificadores, y en menor medida en el de multiplicadores o mezcladores. En este capítulo se ha realizado uno de los primeros estudios del comportamiento del grafeno en la banda de microondas al aplicarle tensión.

Se han estudiado diferentes técnicas de obtención de grafeno para la fabricación de las cargas y se ha seleccionado la de impresión de tinta de grafeno

comercial. La técnica de impresión mediante inyección de tinta es un mecanismo de fabricación eficiente, ya que no se desperdicia material, flexible y puede escalarse fácilmente a la fabricación en masa y con bajo coste. Además, es compatible con la mayoría de sustratos y permite una integración sencilla del grafeno en la tecnología microstrip, cosa que no ocurre con otras técnicas de obtención de láminas grafeno disponibles.

Se comprueba que, para un tamaño dado del parche de tinta de grafeno, la resistencia de la muestra disminuye al aumentar el número de capas impresas, aunque presenta un punto de saturación, a partir del cual la agregación de las partículas de grafeno forma grafito.

A partir de los resultados obtenidos, se demuestra que se puede modificar la impedancia de entrada de estas estructuras, sobre todo en fase, al aplicar tensión sobre las muestras. Este efecto se aplicará al diseño de circuitos multifuncionales basados en osciladores. La variación de la impedancia de entrada de la carga modifica el contenido armónico del circuito en amplitud y fase. Por este motivo, las estructuras diseñadas pueden utilizarse para realizar un ajuste de los parámetros relevantes en estos circuitos que dependen del contenido armónico de las señales presentes en ellos, ya sea para compensar las diferencias que se producen entre simulación y medidas experimentales, o para compensar los cambios en su funcionamiento provocados por la temperatura o el paso del tiempo.

Por último, cabe destacar que la integración de estas cargas de grafeno en circuitos planares es bastante directa con la técnica propuesta, gracias a la selección adecuada de la tinta y de la impresora, y del uso de hilos de bonding para conectarlas al resto del circuito.

Bibliografía

- [1] Y. M. Lin, C. Dimitrakopoulos, K. A. Jenkins, D. B. Farmer, H.Y. Chiu, A. Grill, Ph. Avouris, "100-GHz Transistors from Wafer-Scale Epitaxial Graphene", *Science*, vol. 327, núm. 5966, págs. 662, 2010. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [2] L. Liao, Y.C. Lin, M. Bao, R. Cheng, J. Bai, Y. Liu, Y. Qu, K. L. Wang, Y. Huang, X. Duan, "High-speed Graphene Transistors with a Self-aligned Nanowire Gate", *Nature*, vol. 467, págs. 305–308, 2010. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [3] R. Cheng, J. Bai, L. Liao, H. Zhou, Y. Chen, L. Liu, Y. C. Lin, S. Jiang, Y. Huang, X. Duan, "High-frequency Self-aligned Graphene Transistors with Transferred Gate Stacks", *PNAS*, vol. 109, núm. 29, págs. 11588–11592, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [4] M. Dragoman, A. A. Muller, D. Dragoman, F. Cocchetti, R. Plana, "Terahertz Antenna Based on Graphene", *Journal of Applied Physics*, vol. 107, núm. 10, 104313, 2010. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [5] I. Llatser, C. Kremers, A. Cabellos-Aparicio, J. M. Jornet, E. Alarcón, D. N. Chigrin, "Graphene-based Nano-patch Antenna for Terahertz Radiation", *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*, vol. 10, págs. 353-358, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [6] Y. Huang, L. S. Wu, M. Tang, J. Mao, "Design of a Beam Reconfigurable THz Antenna With Graphene-Based Switchable High-Impedance Surface", *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 11, núm. 4, págs. 836-842, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [7] H. Wang, A. Hsu, J. Wu, J. Kong, T. Palacios, "Graphene-Based Ambipolar RF Mixers", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, núm. 9, págs. 906-908, 2010. (Citado en las páginas 152, 158 y 159)
- [8] C. Vázquez, A. Hadarig, S. Ver Hoeye, M. Fernández, R. Cambior, G. R. Hotopan, F. Las Heras, "High-Order Subharmonic Millimeter-Wave Mixer Based on Few-Layer Graphene", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, núm. 4, págs. 1361-1369, 2015. (Citado en las páginas 152, 158 y 159)
- [9] A. Hadarig, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, M. Fernández, G. Hotopan, R. Cambior, F. Las Heras, "7th Order Sub-Millimeter Wave Frequency Multiplier

- Based On Graphene Implemented Using a Microstrip Transition Between Two Rectangular Waveguides”, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2014* , págs. 757-760, 2014. (Citado en las páginas 152, 158 y 159)
- [10] B. Sensale-Rodriguez, T. Fang, R. Yan, M. M. Kelly, D. Jena, L. Liu, H. Xing, “Unique prospects for graphene-based terahertz modulators”, *Applied Physics Letters* vol. 99, núm. 11, 113104, 2011. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [11] J. S. Moon, D. Curtis, M. Hu, D. Wong, C. McGuire, P. M. Campbell, G. Jernigan, J. L. Tedesco, B. VanMil, R. Myers-Ward, C. Eddy, Jr., D. K. Gaskill, “Epitaxial-Graphene RF Field-Effect Transistors on Si-Face 6H-SiC Substrates”, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, núm. 6, págs. 650-652, 2009. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [12] M. Dragoman, G. Deligeorgis, D. Neculoiu, D. Dragoman, G. Konstantinidis, A. Cismaru, R. Plana, “Microwave Field Effect Transistor Based on Graphene”, *International Semiconductor Conference (CAS), 2010* , págs. 279-282, 2010. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [13] J. S. Moon, D. Curtis, D. Zehnder, S. Kim, D. K. Gaskill, G. G. Jernigan, R. L. Myers-Ward, C. R. Eddy, Jr., P. M. Campbell, K.-M. Lee, P. Asbeck, “Low-Phase-Noise Graphene FETs in Ambipolar RF Applications”, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 32, núm. 3, págs. 270-272, 2011. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [14] H. Wang, T. Taychatanapat, A. Hsu, K. Watanabe, T. Taniguchi, P. Jarillo-Herrero, T. Palacios, “BN/Graphene/BN Transistors for RF Applications”, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 32, núm. 9, págs. 1209-1211, 2011. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [15] M.A. Andersson, O. Habibpour, J. Vukusic, J. Stake, “10 dB small-signal graphene FET amplifier”, *Electronics Letters*, vol. 48, núm. 14, págs. 861-863, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [16] H. Madan, M.J. Hollander, J.A. Robinson, S. Datta, “Analysis and Benchmarking of Graphene Based RF Low Noise Amplifiers”, *IEEE Device Research Conference (DRC), 2013*, págs. 41-42, 2013. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [17] L.Pierantoni, M. Dragoman, D. Mencarelli, “Analysis of a Microwave Graphene-Based Patch Antenna”, *European Microwave Conference (EuMC)*, págs. 381-383, 2013. (Citado en las páginas 152 y 159)

- [18] M. Donelli, G. Oliveri, "Design of tunable graphene-based antenna arrays for microwave applications", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014*, págs. 908-909, 2014. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [19] O. Habibpour, S. Cherednichenko, J. Vukusic, K. Yhland, J. Stake, "A Sub-harmonic Graphene FET Mixer", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 33, núm. 1, págs. 71-73, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [20] H. Madan, M. J. Hollander, M. LaBella, R. Cavalero, D. Snyder, J. A. Robinson, S. Datta, "Record High Conversion Gain Ambipolar Graphene Mixer a Using Scaled Gate Oxide", *IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2012*, págs. 4.3.1-4.3.4, 2012. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [21] H. Wang, A. Hsu, K. K. Kim, J. Kong, T. Palacios, "Gigahertz Ambipolar Frequency Multiplier based on CVD Graphene", *IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2010*, págs. 23.6.1-23.6.4, 2010. (Citado en las páginas 152 y 159)
- [22] K. S. Novoselov, A. K. Geim, S. V. Morozov, D. Jiang, V. Zhang, S. V. Dubonos, I. V. Grigorieva, A. A. Firsov, "Electric field effect in atomically thin carbon films", *Science*, vol. 306, núm. 3696, págs. 666-669, 2004. (Citado en las páginas 153 y 160)
- [23] P. R. Wallace, "Band Theory of Graphite", *Physical Review*, vol. 71, págs. 622-634, 1947. (Citado en la página 154)
- [24] C. Lee, X. Wei, J. W. Kysar, J. Hone, "Measurement of the Elastic Properties and Intrinsic Strength of Monolayer Graphene", *Science*, vol. 321, núm. 5887, págs. 385-388, 2008. (Citado en la página 155)
- [25] I. W. Frank, D. M. Tanenbaum, A.M. Van Der Zande, P. L. McEuen, "Mechanical properties of suspended graphene sheets", *J. Vac. Sci. Technol.*, vol. 25, núm. 6, págs. 2558-2561, 2007. (Citado en la página 155)
- [26] S. V. Morozov, K. S. Novoselov, M. I. Katsnelson, F. Schedin, D. C. Elias, J. A. Jaszczak, A. K. Geim, "Giant intrinsic carrier mobilities in graphene and its bilayer", *Physical Review Letters*, vol. 100, núm. 1, 016602, 2008. (Citado en las páginas 157 y 158)
- [27] S. A. Mikhailov "Non-linear Electromagnetic Response of Graphene", *Europhysics Letters (EPL)*, vol. 79, núm. 2, 27002, 2007. (Citado en la página 158)

- [28] H. Park, S. Chang, X. Zhou, J. Kong, T. Palacios, S. Gradecak, "Flexible Graphene Electrode-Based Organic Photovoltaics with Record-High Efficiency", *ACS Nano Lett.*, vol. 14, págs. 5148–5154, 2014. (Citado en la página 158)
- [29] Y. Xu, Z. Lin, X. Huang, Y. Liu, Y. Huang, X. Duan, "Flexible Solid-State Supercapacitors Based on Three-Dimensional Graphene Hydrogel Films", *ACS Nano*, vol. 7, núm. 5, págs. 4042–4049, 2013. (Citado en la página 158)
- [30] Y. Liu, J. Chang, L. Lin, "A flexible graphene FET gas sensor using polymer as gate dielectrics", *IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, págs. 230-233, 2014. (Citado en la página 158)
- [31] S. Nam, S. Chun, J. Choi, "All-carbon graphene bioelectronics", *International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, págs. 5654-5657, 2013. (Citado en la página 158)
- [32] M. Wu, D. Lu, Y. Zhao, T. Ju, "Facile synthesis of silver-modified functionalised graphene oxide nanocomposite with enhanced antibacterial property", *Micro & Nano Letters, IET*, vol. 8, núm. 2, págs. 82-85, 2013. (Citado en la página 158)
- [33] T. Kuilla, S. Bhadra, D. Yao, N. H. Kim, S. Bose, J. H. Lee "Recent advances in graphene based polymer composites", *Progress in Polymer Science*, vol. 35, núm. 11, págs. 1350–1375, 2010. (Citado en la página 159)
- [34] J. Capmany, D. Domenech, P. Muñoz, "Silicon graphene photonic integrated circuits for microwave photonic applications", *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, págs. 1-4, 2014.
- [35] F. Bonaccorso, A. Lombardo, T. Hasan, Z. Sun, L. Colombo, A. C. Ferrari, "Production and processing of graphene and 2d crystals", *Materials Today*, vol. 15, núm. 12, págs. 564-599, 2012. (Citado en la página 159)
- [36] N. C. van der Vaart, H. Lifka, F. P. M. Budzelaar, J. E. J. M. Rubingh, J. J. L. Hoppenbrouwers, J. F. Dijkman, R. G. F. A. Verbeek, R. van Woudenberg, F. J. Vossen, M. G. H. Hiddink, J. J. W. M. Rosink, T. N. M. Bernards A. Giraldo, N. D. Young, D. A. Fish, M. J. Childs, W. A. Steer, D. Lee, D. S. George "Towards large-area full-color active-matrix printed polymer OLED television", *Journal of the Society for Information Display*, vol. 13, núm. 1, págs. 9-16, 2005. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [37] T. M. Eggenhuisen, Y. Galagan, A. Biezemans, M. Coenen, J. Gilot, P. Groen, R. Andriessen, "Organic photovoltaic cells with all inkjet printed layers and freedom of form", *IEEE Photovoltaic Specialist Conference (PVSC) 2014*, págs. 2842-2845, 2014. (Citado en las páginas 160 y 162)

- [38] T. Wang, C. Cook, B. Derby, "Fabrication of a Glucose Biosensor by Piezoelectric Inkjet Printing", *IEEE Sensor Technologies and Applications 2009*, págs. 82-85, 2009. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [39] S. Kim, A. Traille, H. Lee, H. Aubert, K. Yoshihiro, A. Georgiadis, A. Collado, M.M. Tentzeris, "Inkjet-printed sensors on paper substrate for agricultural applications", *Microwave Conference (EuMC), 2013*, págs. 866-869, 2013. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [40] J. Mujal, E. Ramón, E. Díaz, J. Carrabina, A. Calleja, R. Martínez, L. Teres, "Inkjet printed antennas for NFC systems", *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2010*, págs. 1220-1223, 2010. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [41] M. Ha, Y. Xia, A. A. Green, W. Zhang, M. J. Renn, C. H. Kim, M. C. Hersam, C. D. Frisbie "Printed, Sub-3V Digital Circuits on Plastic from Aqueous Carbon Nanotube Inks", *ACS Nano*, vol. 4, págs. 4388-4395, 2010. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [42] V. Lakafosis, A. Rida, R. Vyas, L. Yang, S. Nikolaou, M. M. Tentzeris, "Progress Towards the First Wireless Sensor Networks Consisting of Inkjet-Printed, Paper-Based RFID-Enabled Sensor Tags", *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, págs. 1601-1609, 2010. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [43] L. Huang, Y. Huang, J. Liang, X. Wan, Y. Chen "Graphene-based Conducting Inks for Direct Inkjet Printing of Flexible Conductive Patterns and their Applications in Electric Circuits and Chemical Sensors", *Nano Research*, vol. 4, núm. 7, págs. 675-684, 2011. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [44] E. B. Secor, P. L. Prabhurashi, K. Puntambekar, M. L. Geier, M. C. Hersam "Inkjet Printing of High Conductivity, Flexible Graphene Patterns", *Journal Physical Chemistry Letters*, vol. 4, págs. 1347-1351, 2013. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [45] F. Torrisi, T. Hasan, W. Wu, Z. Sun, A. Lombardo, T. Kulmala, G. W. Hshieh, S. J. Jung, F. Bonaccorso, P. J. Paul, D. P. Chu, A. C. Ferrari "Ink-Jet Printed Graphene Electronics", *American Chemical Society Nano*, vol. 6, núm. 4, págs. 2992-3006, 2012. (Citado en las páginas 160 y 162)
- [46] G. Deligeorgis, M. Dragoman, D. Neculoiu, D. Dragoman, G. Konstantinidis, A. Cismaru, R. Plana "Microwave propagation in graphene", *Applied Physics Letters*, vol. 95, núm. 7, 073107, 2009. (Citado en las páginas 165 y 196)

- [47] S. Ver Hoeye, M. González, M. Fernández, C. Vázquez, L.F. Herrán, F. Las Heras, "Harmonic Optimization of Rationally Synchronized Oscillators", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, núm. 5, págs. 317-319, 2009. (Citado en la página 196)
- [48] M. Fernández, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, R. Cambior, F. Las Heras, "Analysis of the Locking Range of Rationally Synchronized Oscillators With High Reference Signal Power", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, núm. 8, págs. 2494-2504, 2012. (Citado en la página 196)
- [49] M. Fernández, S. Ver Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, R. Cambior, F. Las Heras, "New Non-Linear Approach for the Evaluation of the Linearity of High Gain Harmonic Self-Oscillating Mixers", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 126, págs. 149-168, 2012.

Aplicación de las estructuras realizadas con grafeno en la optimización no lineal de un oscilador de alta eficiencia

4.1	Introducción	206
4.2	Topología	206
4.3	Diseño	208
4.3.1	Análisis en pequeña señal	208
4.3.2	Análisis en gran señal	209
4.4	Optimización de la eficiencia	210
4.4.1	Optimización sin las cargas multiarmónicas	211
4.4.2	Optimización incluyendo las cargas multiarmónicas	215
4.5	Implementación y resultados experimentales	222
4.5.1	Caracterización experimental	223
4.6	Conclusiones	227

4.1 Introducción

En este capítulo se muestra un ejemplo de utilización de las cargas basadas en tinta de grafeno que fueron caracterizadas en el capítulo 3. Estas estructuras permiten el ajuste de su impedancia de entrada mediante la aplicación de una diferencia de tensión en sus extremos. Este efecto se utilizará para modificar el contenido armónico de las señales presentes en el circuito, y con ello, su respuesta global.

Partiendo de la topología de un oscilador de alta eficiencia como el diseñado en el capítulo 2, se modifica su estructura para integrar en él la nueva carga de grafeno. La introducción de esta carga en el circuito aporta un mecanismo para ajustar el comportamiento del mismo. Al modificar la impedancia de entrada de la carga a la frecuencia de la señal de oscilación y sus armónicos, se modifica la amplitud y fase de estos componentes, y con ello, la eficiencia y la potencia de salida del circuito. Tras el diseño y la optimización del circuito se hará un estudio de como afecta la variación de tensión en la carga de grafeno en la eficiencia y potencia de salida del oscilador.

4.2 Topología

En esta sección se describen las modificaciones realizadas a partir del oscilador de alta eficiencia diseñado en el capítulo 2 para incluir en él una carga realizada con grafeno.

La topología del circuito se muestra en la figura 4.1. Dado que se trata de un oscilador como el diseñado el en capítulo 2, también está basado en un único transistor PHEMT de bajo ruido, el ATF-36077 de Avago, al que se conecta una red de realimentación en su terminal fuente que hace posible la existencia de la solución autónoma con frecuencia $f_o = 2.5 \text{ GHz}$. Esta red incluye un diodo varactor que permite ajustar ligeramente la frecuencia de la señal autónoma modificando su tensión de control. En la figura 4.1 se muestra la conexión en el terminal drenador del generador auxiliar utilizado en las etapas de diseño, optimización y análisis del oscilador.

La señal de salida se obtiene en el terminal drenador del transistor a través de un filtro paso-banda basado en líneas acopladas y centrado a la frecuencia de 2.5 GHz , con un ancho de banda de 400 MHz y con bandas de bloqueo a las frecuencias de sus armónicos. En la entrada se coloca otro filtro de similares características.

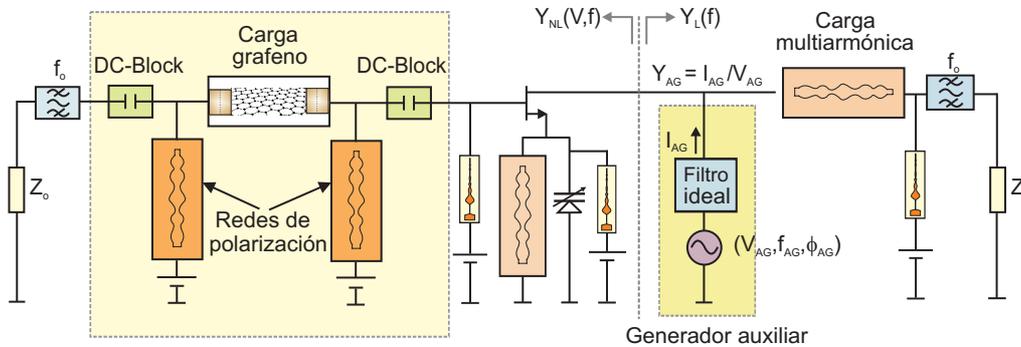


Figura 4.1: Topología.

La principal diferencia con respecto al circuito diseñado en el capítulo 2 reside en que, en este caso, se sustituye la carga multiarmónica de la entrada del circuito, por una carga basada en tinta de grafeno. Para decidir la posición de la carga de grafeno dentro del circuito se ha realizado un estudio de sensibilidad para determinar cual de las tres cargas multiarmónicas colocadas en el VCO afecta más a su eficiencia. Tras el estudio se ha concluido que la carga que más influencia ejerce sobre la eficiencia del oscilador es la colocada en el drenador del transistor, seguida por la conectada al terminal puerta del mismo. Sin embargo, si la carga se coloca en el drenador del transistor, las pérdidas introducidas provocan que el valor máximo de eficiencia disminuya considerablemente con respecto al obtenido en el capítulo 2. Por este motivo se ha decidido colocar la carga en el terminal puerta del transistor.

A parte de la carga basada en tinta de grafeno, se mantiene el uso de dos cargas multiarmónicas basadas en AWMML, conectadas a los terminales drenador y fuente del transistor. Estas cargas se utilizan en el proceso de optimización de la eficiencia del oscilador para conseguir que la señal autónoma tenga el contenido armónico necesario para maximizar la eficiencia. Esto se consigue obteniendo a la salida unas formas de onda de tensión y corriente cuadradas y desfasadas 180° .

La carga conectada al terminal puerta del transistor se fabrica mediante la impresión de inyección de 80 capas de tinta de grafeno de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$ directamente sobre el sustrato, ya que son las que proporcionan mejores resultados en cuanto al ajuste de su respuesta en frecuencia y la resistencia total que añaden al sistema, como se indica en el capítulo 3. La tensión DC se aplica a la carga a través de dos redes de polarización diseñadas para presentar elevada im-

pedancia de entrada a 2.5 GHz y sus primeros armónicos. Además, para evitar cambios en el punto de polarización del transistor, se aísla en DC del mismo utilizando dos componentes de bloqueo de continua. Nótese que el conjunto de carga basada en tinta de grafeno y las redes auxiliares forman un circuito idéntico al utilizado en el capítulo 3. Este conjunto se muestra en la figura 4.1 sobre fondo de color amarillo.

La tensión aplicada para la polarización del transistor del circuito se mantiene en un valor reducido, alrededor de 1.5 V, ya que es un parámetro importante para la autonomía del circuito si se utiliza en sistemas de comunicaciones inalámbricos.

4.3 Diseño

El diseño y análisis del circuito se realiza mediante simulaciones basadas en balance armónico con la ayuda de un generador auxiliar que se utilizará para imponer los parámetros de operación de la señal autónoma. El diseño del oscilador se divide en las dos etapas ya conocidas.

A partir de las medidas de los parámetros S que se realizaron en el capítulo 3, para las cargas con 80 capas de tinta de grafeno, se ha creado un componente en el programa de diseño de circuitos ADS de la marca Agilent. Para cada valor de tensión aplicada a la carga se dispone de un fichero de parámetros S, que se irá cargando en el componente para simular el comportamiento del circuito en todo el rango de tensiones aplicadas a la carga. La diferencia de tensión necesaria en los extremos de la carga para que se varíe su impedancia está comprendida en el rango de 0 a 2.6 V. De esta forma se puede utilizar la carga en el diseño y optimización del oscilador de alta eficiencia.

Para las fases de diseño y optimización del circuito se ha utilizado el fichero de parámetros S asociado a un valor de tensión aplicada a la carga de $V_{dif} = 1.3 V$, el valor medio del rango considerado.

4.3.1 Análisis en pequeña señal

En primer lugar se realiza un análisis en pequeña señal. En esta primera etapa se coloca el generador auxiliar en la puerta del transistor. El circuito puede ser visto como la unión de dos subredes, una no lineal que incluye al transistor y una lineal. En la figura 4.1 se indica esta separación.

El objetivo de este análisis es conseguir que se cumplan las condiciones de arranque de la oscilación a la frecuencia de 2.5 GHz. Como es sabido, la condición de arranque de la oscilación en pequeña señal puede expresarse en términos de las variables que definen el generador auxiliar como:

$$\begin{cases} \Re\{Y_T(V = V_{ps}, f = f_{ps}, \delta_{V_{dif}})\} = \Re\{Y_{AG}(V_{AG} = V_{ps}, f_{AG} = f_{ps}, \delta_{V_{dif}})\} < 0 \\ \Im\{Y_T(V = V_{ps}, f = f_{ps}, \delta_{V_{dif}})\} = \Im\{Y_{AG}(V_{AG} = V_{ps}, f_{AG} = f_{ps}, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

donde Y_{AG} es la admitancia calculada en el punto de interconexión del generador auxiliar con el circuito, V_{AG} es la amplitud del generador auxiliar, f_{AG} es su frecuencia de operación y $\delta_{V_{dif}}$ representa la carga de grafeno sometida a una determinada tensión.

En esta parte del análisis, se fija la amplitud de la tensión del generador auxiliar a un valor muy bajo para asegurar las condiciones de pequeña señal, $V_{AG} = 0.01 V$ y se barre su frecuencia alrededor de la frecuencia de oscilación deseada para la señal autónoma, $f_{ps} = 2.5GHz$. Mediante simulaciones en balance armónico se analiza el circuito y tras un proceso de optimización se modifican algunos parámetros de las líneas de transmisión que lo componen, para conseguir que se cumplan las condiciones expresadas en el sistema de ecuaciones (4.1).

En pequeña señal se garantiza el arranque de una señal autónoma con una frecuencia en torno a 2.5 GHz. Sin embargo, no se pueden predecir ni la frecuencia exacta, ni la amplitud, ni el contenido armónico de la señal autónoma en estado estacionario, por lo tanto, hace falta un análisis en gran señal.

4.3.2 Análisis en gran señal

Para imponer la frecuencia y amplitud de la señal autónoma del oscilador en estado estacionario se realiza un análisis en gran señal, aplicando la técnica del generador auxiliar junto con simulaciones en balance armónico. Para este análisis, se mueve el generador auxiliar al drenador del transistor. Este generador auxiliar debe cumplir la condición de no perturbación del circuito que, al tratarse de una fuente de tensión, indica que la corriente que pasa por él sea nula, o lo que es lo mismo, que la admitancia que representa sea nula. Esta condición, que se muestra en la expresión (4.2), es equivalente a la condición de oscilación estacionaria en gran señal:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

En esta etapa del diseño, el generador auxiliar debe operar con la frecuencia y amplitud que se desea que tenga la señal autónoma en estado estacionario. Bajo estas condiciones, y mediante un proceso de optimización, se modifican varios parámetros del circuito hasta que se cumple la condición de no perturbación del generador auxiliar, expresada en (4.2). El sistema de ecuaciones a resolver es entonces:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_c, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_c, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

donde $\tilde{\gamma}_c$ es el conjunto de parámetros de optimización.

Una vez satisfecha dicha condición y determinado que la solución encontrada es estable, se puede asegurar que el circuito es capaz de mantener por si mismo una señal autónoma con frecuencia $f_o = f_{AG} = 2.5 \text{ GHz}$ y amplitud $V_o = V_{AG}$. El análisis de estabilidad en torno a la solución de gran señal se ha realizado utilizando el método del diagrama de admitancia explicado en la sección 1.4.2.2, como se hizo con el VCO diseñado en el capítulo 2.

4.4 Optimización de la eficiencia

Además de imponer la frecuencia y la amplitud de la señal autónoma en estado estacionario utilizando un generador auxiliar, éste también se puede utilizar para maximizar la eficiencia del circuito. Para ello, la eficiencia mínima requerida se añade a la condición de no perturbación expresada en (4.2). El conjunto de condiciones de optimización resultante se puede expresar como:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \epsilon(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \tilde{\gamma}_d, \delta_{V_{dif}}) > \epsilon_{min} \end{cases} \quad (4.4)$$

siendo ϵ_{min} el mínimo valor de eficiencia a alcanzar en el proceso de optimización, $\tilde{\gamma}_d$ el conjunto de variables de optimización del circuito y $\delta_{V_{dif}}$ representa la

carga de grafeno sometida a una determinada tensión. Recuérdese que la flexibilidad que aporta el uso de estructuras AWMML garantiza la convergencia de este proceso de optimización para alcanzar la máxima eficiencia.

Para este circuito, el proceso de optimización de la eficiencia se realizará en dos pasos. En primer lugar, se dejarán fijos los parámetros que definen la geometría de las cargas multiarmónicas presentes en el circuito, actuando éstas como líneas de transmisión convencionales, y se realizará el proceso de optimización de la eficiencia con el conjunto de variables $\bar{\gamma}_d$ formado por los parámetros que definen el resto de las líneas de transmisión que componen el circuito.

A continuación, se añaden al conjunto de variables de optimización los parámetros que definen la geometría de las cargas multiarmónicas basadas en estructuras AWMML, para conseguir maximizar la eficiencia.

Se presentarán las soluciones obtenidas en los dos pasos del proceso de optimización. En ambos casos se optimiza el oscilador utilizando el fichero de parámetros S asociado a una tensión de $V_{dif} = 1.3 V$ aplicada a la carga de grafeno, el valor medio del rango de variación considerado. Una vez optimizada la eficiencia del oscilador para este valor de tensión aplicada a la carga, se va sustituyendo el fichero de parámetros S por los ficheros medidos para el resto de valores de V_{dif} entre 0 y 2.6 V y se analiza para cada caso el comportamiento del circuito mediante un análisis en balance armónico.

La eficiencia de un oscilador y su potencia de salida están fuertemente ligadas al contenido armónico del mismo, tal y como se demuestra en [1, 2]. En los mismos trabajos se expone la relación entre las formas de onda de la corriente y la tensión en el drenador del transistor y la eficiencia del circuito. Estas formas de onda están compuestas por las señales presentes en el circuito a la frecuencia de trabajo y a las de sus armónicos. La variación de la tensión aplicada a la carga de grafeno hace que se modifique su impedancia de entrada a la frecuencia fundamental de trabajo y a la de sus armónicos, de forma diferente para cada frecuencia. Por lo tanto, variará el contenido armónico del circuito, modificando a su vez la forma de onda de las señales de salida, y con ello la eficiencia y potencia de salida del circuito.

4.4.1 Optimización sin las cargas multiarmónicas

En primer lugar se resuelve el sistema de ecuaciones (4.4) sin incluir en el conjunto de parámetros de optimización los parámetros que definen la estructura de las dos cargas AWMML que permanecen en el circuito, de manera que

estas se comportarán como líneas de transmisión convencionales, teniendo la misma anchura todas las secciones de la carga. Al no aprovechar el potencial de las estructuras AWMML, no se podrán alcanzar valores máximos de eficiencia comparables a los presentados en el capítulo 2, ya que para valores muy altos de eficiencia el proceso de optimización no converge. Sin embargo, se podrá analizar el efecto que tiene la carga de grafeno sobre el comportamiento global del circuito, sin que éste quede enmascarado por el comportamiento de las cargas AWMML demasiado optimizadas.

La optimización se ha llevado a cabo considerando la carga obtenida cuando la tensión a la que se somete la lámina de grafeno es 1.3 V. A continuación se ha analizado la influencia de esta tensión sobre la eficiencia y la potencia de salida del oscilador. Para estudiar este efecto, una vez optimizado el circuito con el fichero de parámetros S medidos con 1.3 V, se analiza el circuito para todos los valores de V_{dif} considerados en las medidas, cambiando el fichero de parámetros S asociado a la carga de grafeno en el circuito. En este análisis, para cada valor de tensión, se realiza un nuevo proceso de optimización, manteniendo fijas todas las variables del circuito, en el que se recalculan los valores de amplitud y frecuencia del generador auxiliar que cumplen el nuevo sistema de ecuaciones indicado en (4.5):

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG}, V_{AG}, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG}, V_{AG}, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

donde $\delta_{V_{dif}}$ es un parámetro asociado al valor de tensión aplicada a la carga, distinto para cada caso y f_{AG} y V_{AG} son la nueva frecuencia y amplitud del generador auxiliar que se modifican ligeramente respecto a los valores impuestos para optimizar el circuito con $V_{dif} = 1.3$ V.

Los resultados obtenidos de eficiencia y potencia de salida para distintos valores de tensión aplicada a la carga se muestran en la tabla 4.1. A la vista de estos resultados, el rango de variación de la eficiencia obtenido en este punto está cerca del 13 %, consiguiendo un valor de eficiencia del 42.07 % cuando no existe diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno y un 29 % para el máximo valor de diferencia de tensión aplicada a la misma, 2.6 V.

En cuanto a la potencia de salida del circuito, el rango de variación conseguido en función de la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno es de 1.72 dB, siendo la máxima potencia de salida de 11.62 dBm para una diferencia de tensión de 0 V.

Diferencia de tensión aplicada	Eficiencia (ϵ)	Potencia de salida (P_o)
0 V	42.07 %	11.62 dBm
1 V	42 %	11.6 dBm
1.3 V	41.5 %	11.5 dBm
2 V	36.06 %	10.7 dBm
2.6 V	29.5 %	9.9 dBm

Tabla 4.1: Valores de eficiencia y potencia de salida del oscilador obtenidos para diferentes valores de tensión aplicada a la carga de grafeno después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas.

En la figura 4.2 se muestra la evolución de las formas de onda de la tensión y la corriente en el drenador del transistor cuando la tensión aplicada a la carga varía entre 0 y 2.6 V. Se han ampliado las zonas de la gráfica donde se produce la mayor variación de tensión y corriente para poder comparar mejor las diferencias entre las trazas dibujadas.

En ambos casos se puede ver que la evolución de la forma de onda tiende a una onda cuadrada a medida que disminuye la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno, aumentando con ello la eficiencia y la potencia de salida del oscilador. Sin embargo, no se aprecia cambio en su desfase. Esto puede deberse a que en el proceso de optimización previo se consigue una eficiencia no óptima, pero cercana. Esto implica que se ha llegado a una solución en la que el desfase entre las señales de corriente y tensión es de casi 180° , que seguramente se deba a la carga que ve el transistor en el drenador.

En la tabla 4.2 se presentan los valores en amplitud y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente, evaluados en el drenador del transistor, para los valores de diferencia de tensión aplicada a la carga de 0 V, 1 V, 1.3 V, 2 V y 2.6 V.

En la figura 4.3 se han representado de forma gráfica los datos incluidos en la tabla 4.2, para poder observar mejor su variación. Se aprecia que la variación de la tensión, tanto en módulo como en fase, a la frecuencia fundamental de oscilación y sus dos primeros armónicos es considerable, obteniéndose una diferencia máxima de 0.359 V a 5 GHz y de 20.73° a 7.5 GHz. En cuanto a la corriente, la mayor variación en módulo se obtiene a 2.5 GHz siendo de 7 mA mientras que su fase varía unos 22.6° a la frecuencia del segundo armónico de la señal de oscilación libre. Estas variaciones se producen en todos los casos al cambiar la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno de 0 V a 2.6 V.

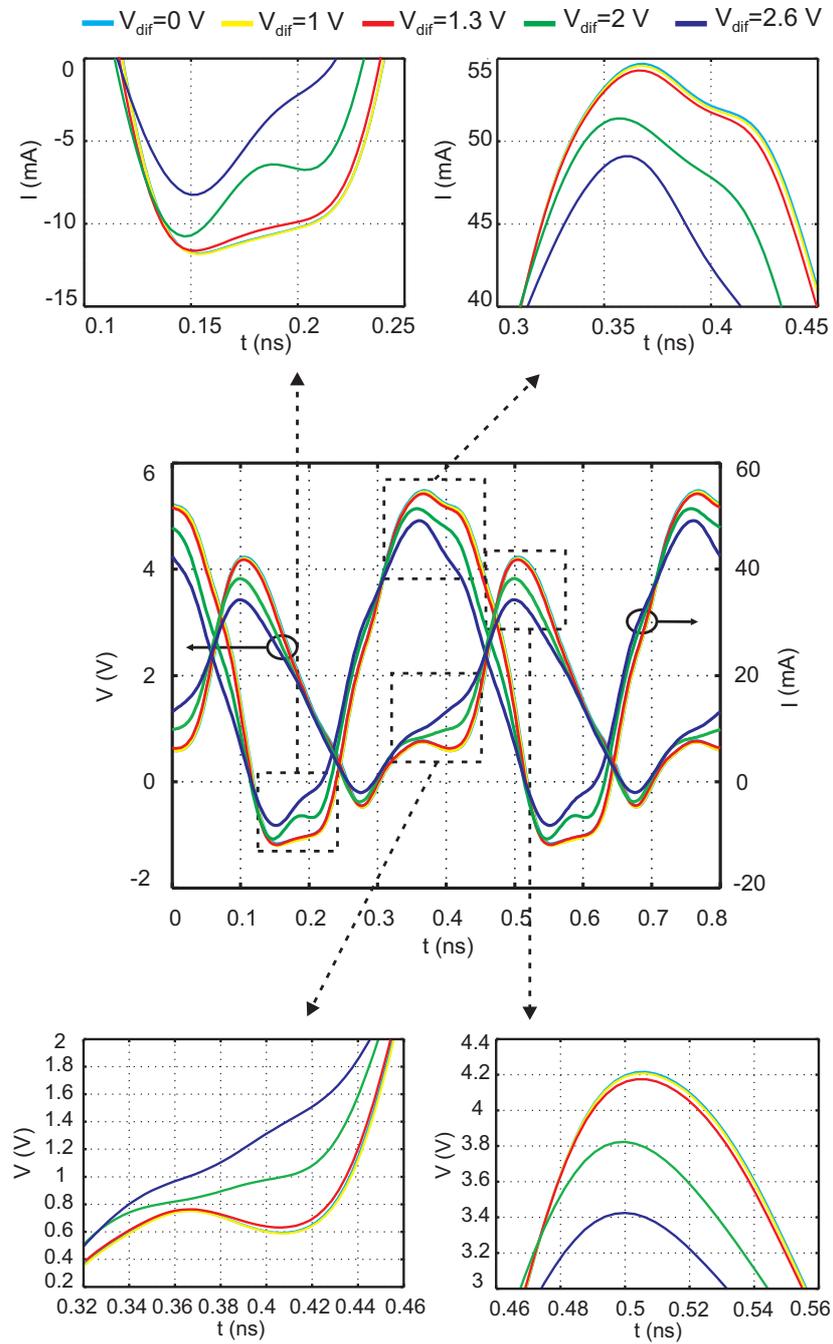


Figura 4.2: Evolución de las formas de onda de la tensión y la corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas, para distintos valores de tensión aplicada a la carga de tinta de grafeno.

Dif. tensión V_{dif} (V)	Armónicos f (GHz)	Tensión		Corriente	
		Módulo (V)	Fase (°)	Módulo (mA)	Fase (°)
0	2.5	1.854	-102.32	35	17.38
	5	0.722	133.12	2	-133.72
	7.5	0.388	109.14	2	-156.44
	10	0.056	-8.1	1	85.44
1	2.5	1.853	-102.15	35	17.55
	5	0.721	133.36	2	-133.47
	7.5	0.386	109.53	2	-156.04
	10	0.056	-7.65	1	85.88
1.3	2.5	1.838	-101.02	35	18.73
	5	0.704	134.62	2	-133.18
	7.5	0.378	112.44	2	-153.1
	10	0.057	-6.06	1	87.48
2	2.5	1.673	-94.27	32	26.2
	5	0.529	134.45	1	-131.72
	7.5	0.309	127.21	1	-137.68
	10	0.066	-8.85	1	85.02
2.6	2.5	1.501	-88.89	28	32.29
	5	0.363	123.21	0.73	-141.92
	7.5	0.198	129.87	0.63	-133.83
	10	0.059	-7.61	1	86.78

Tabla 4.2: Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas.

4.4.2 Optimización incluyendo las cargas multiarmónicas

A continuación, se optimizará la eficiencia del circuito aprovechando la flexibilidad que aportan las cargas AWMML, de la misma manera que se hizo en el capítulo 2. Esta flexibilidad hace que el proceso de optimización converja imponiendo valores más altos de eficiencia. Después, se estudiará la variación de dicha eficiencia con la tensión aplicada a la carga basada en tinta de grafeno.

Como en el caso anterior, el proceso de optimización se realiza para una diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno de 1.3 V, el valor medio del rango de variación considerado. En este proceso de optimización se resuelve el sistema de ecuaciones (4.4) modificado para añadir al conjunto de variables de optimización las que definen las dos cargas AWMML colocadas en los terminales

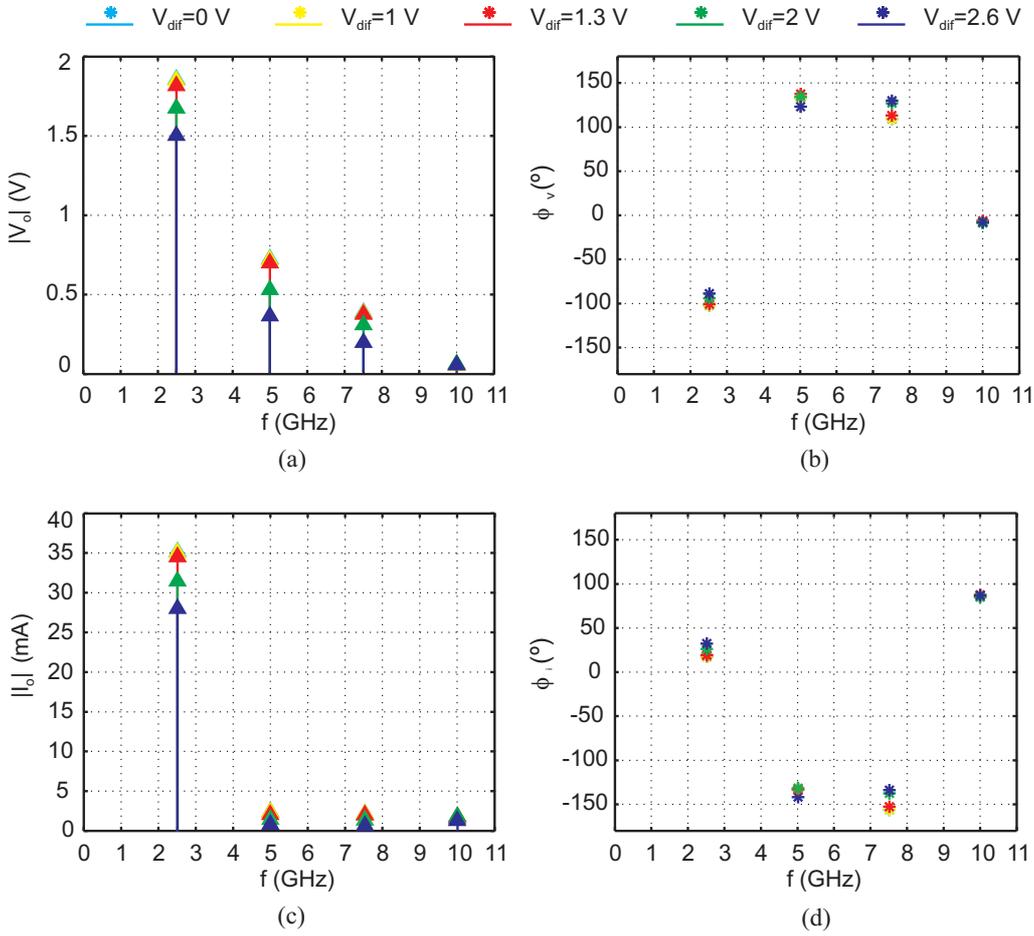


Figura 4.3: Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos presentes en las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor, después del proceso de optimización sin las cargas multiarmónicas. (a) Módulo de la tensión, $|V_o|$ (V); (b) Fase de la tensión, ϕ_V ($^\circ$); (c) Módulo de la corriente, $|I_o|$ (mA); (d) Fase de la corriente, ϕ_I ($^\circ$).

drenador y fuente del transistor, por lo que el nuevo conjunto de parámetros de optimización se denomina $\bar{\gamma}_e$. Además, la variable que representa a la carga de grafeno será la correspondiente a la tensión de $V_{dif} = 1.3 V$, $\delta_{(1,3)}$. Por lo tanto, el nuevo sistema de ecuaciones que representa el proceso de optimización es:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \bar{\gamma}_e, \delta_{(1,3)})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \bar{\gamma}_e, \delta_{(1,3)})\} = 0 \\ \epsilon(f_{AG} = f_o, V_{AG} = V_o, \bar{\gamma}_e, \delta_{(1,3)}) > \epsilon_{min} \end{cases} \quad (4.6)$$

Resolviendo este sistema se obtiene una eficiencia del 48.2 %, mayor que la obtenida en el apartado anterior sin incluir en el proceso de optimización las cargas multiarmónicas presentes en el circuito.

A continuación, se sustituye en el simulador el fichero de parámetros S asociado a la carga con una tensión aplicada de 1.3 V, por el resto de ficheros obtenidos con una diferencia de tensión aplicada a la carga entre 0 y 2.6 V, y para cada uno se realiza un nuevo proceso de optimización en el que se mantienen fijas todas las variables que definen las líneas del circuito y se recalcula, para cada valor de $\delta_{V_{dif}}$, la amplitud y frecuencia del generador auxiliar solución al sistema:

$$\begin{cases} \Re\{Y_{AG}(f_{AG}, V_{AG}, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \\ \Im\{Y_{AG}(f_{AG}, V_{AG}, \delta_{V_{dif}})\} = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

donde $\delta_{V_{dif}}$ depende del valor de tensión aplicado a la carga de tinta de grafeno.

En la tabla 4.3 se indican los valores de eficiencia obtenidos para distintos valores de diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno tras este proceso de optimización que incluye las cargas multiarmónicas.

Diferencia de tensión aplicada	Eficiencia (ϵ)	Potencia de salida (P_o)
0 V	48.57 %	12.29 dBm
1 V	48.54 %	12.28 dBm
1.3 V	48.2 %	12.25 dBm
2 V	46.2 %	12.03 dBm
2.6 V	45.13 %	11.89 dBm

Tabla 4.3: Valores de eficiencia y potencia de salida del oscilador obtenidos para diferentes valores de tensión aplicada a la carga de grafeno después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas.

En este caso, la máxima eficiencia obtenida es del 48.57 % cuando la diferencia de tensión aplicada es de 0 V, un 6.5 % mayor que la obtenida sin las cargas multiarmónicas. Este resultado justifica de nuevo la utilizad de estas cargas basadas

en estructuras AWMML para conseguir una mayor adaptación del circuito a los objetivos de optimización. Pero por otro lado, al introducir en el circuito unos elementos que le aportan la impedancia necesaria para imponer el contenido armónico asociado a máxima eficiencia, disminuye el efecto producido por la carga realizada con grafeno al variar la diferencia de tensión aplicada en sus extremos. Las variaciones de la impedancia de la carga de grafeno afectan en menor medida a la eficiencia del circuito como se deduce de los valores mostrados en la tabla 4.3. La mayor variación de eficiencia al variar la diferencia de tensión aplicada a la carga de grafeno es del 3.44 %, pasando de una eficiencia del 45.13 % cuando $V_{dif} = 2.6 V$ al 48.57 % con $V_{dif} = 0 V$. En cuanto a la potencia de salida, su máximo valor también es mayor al obtenido sin las cargas multiarmónicas, $P_0 = 12.29 dBm$ cuando $V_{dif} = 0 V$.

En la figura 4.4 se representan las formas de onda de las señales de tensión y corriente, evaluadas en el drenador del transistor, y obtenidas aplicando diferentes valores de tensión a la carga de grafeno. Las formas de onda obtenidas utilizando las cargas multiarmónicas en el proceso de optimización son muy cuadradas y están desfasadas prácticamente 180° . De esta manera, queda claro que hay muy poco margen de mejora. Esta situación es bastante diferente a la obtenida sin las cargas multiarmónicas cuyas formas de onda son ligeramente menos cuadradas y la variación de la tensión aplicada a la carga de grafeno afecta más a su forma de onda y por tanto a la eficiencia conseguida por el oscilador, aunque como se ha comentado, en este punto se obtienen valores de eficiencia y de potencia de salida mayores, ya que las cargas multiarmónicas proporcionan al circuito el mecanismo para sintetizar la impedancia necesaria para imponer el contenido armónico asociado a máxima eficiencia. Centrándose en las gráficas que muestran ampliadas las zonas de mayor interés, se observa que el efecto de cambiar la tensión aplicada a la carga de grafeno es menor que el obtenido en el caso en el que no se utilizaron las cargas multiarmónicas.

En la tabla 4.4 se indican los armónicos presentes en las señales de corriente y tensión, evaluadas en el drenador del transistor, en módulo y fase. Comparando los valores de esta tabla con los mostrados en la tabla 4.2, obtenidos tras la optimización sin las cargas multiarmónicas, se observa que la variación con la tensión aplicada a la carga de grafeno es menor en este caso. Esta menor variación se debe, como se ha explicado, a que las cargas multiarmónicas aportan al circuito la impedancia necesaria para que las señales de tensión y corriente presenten los componentes armónicos óptimos para obtener una eficiencia alta, por lo que al variar la impedancia de la carga de grafeno, no afecta tanto en los componentes armónicos de la señal autónoma, ni en la eficiencia del circuito.

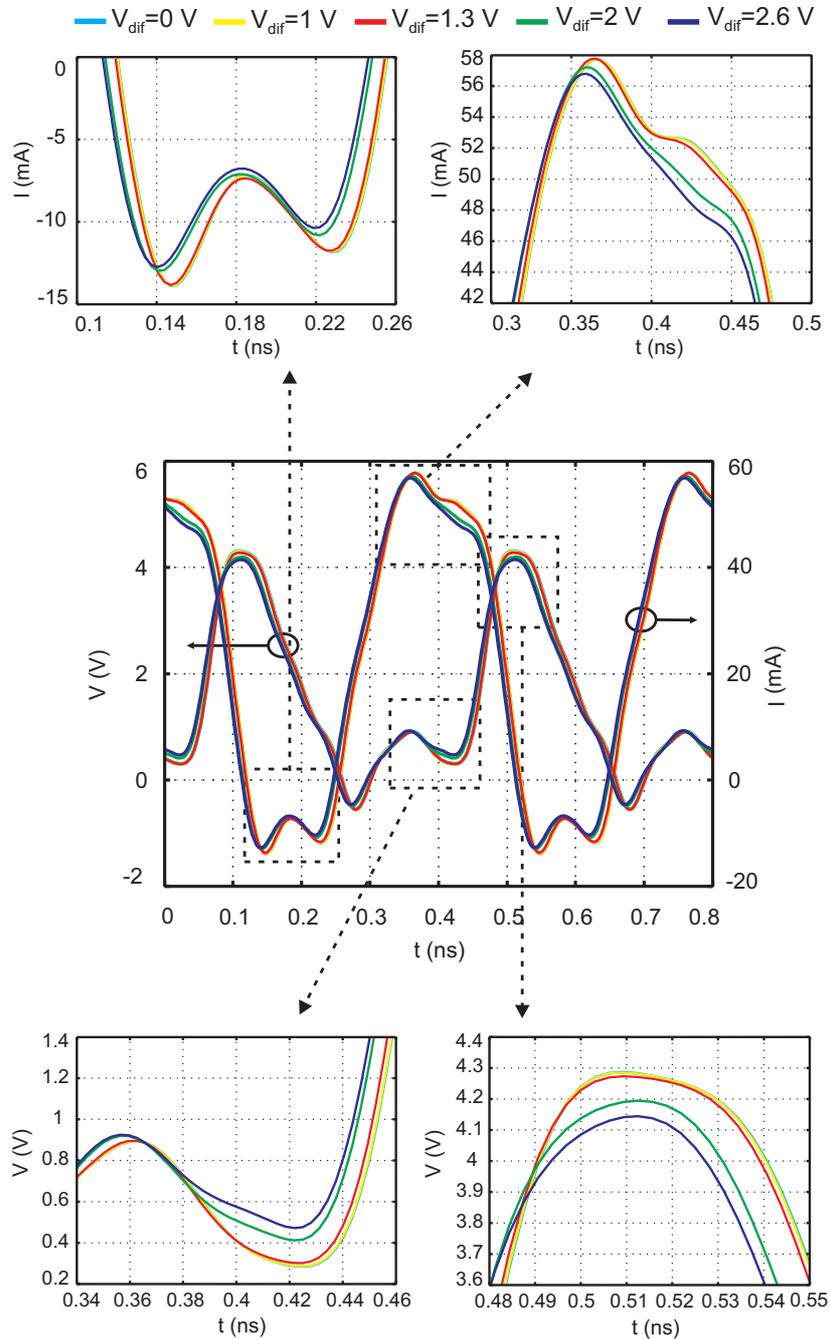


Figura 4.4: Evolución de las formas de onda de la tensión y la corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas, para distintos valores de tensión aplicada a la carga de tinta de grafeno.

Dif. tensión V_{dif} (V)	Armónicos f (GHz)	Tensión		Corriente	
		Módulo (V)	Fase (°)	Módulo (mA)	Fase (°)
0	2.5	1.84	-112.42	38	8.18
	5	0.925	119.35	2	-145.7
	7.5	0.478	96.1	6	-171.7
	10	0.087	-23.96	3	71.6
1	2.5	1.84	-112.25	38	8.34
	5	0.924	119.66	2	-145.4
	7.5	0.477	96.46	6	-171.35
	10	0.087	-23.25	3	72.32
1.3	2.5	1.83	-111.23	37	9.33
	5	0.917	121.3	2	-143.82
	7.5	0.472	98.75	6	-169.07
	10	0.087	-19.25	3	76.32
2	2.5	1.79	-106.08	37	14.4
	5	0.85	127.97	2	-137.3
	7.5	0.442	109.23	6	-158.59
	10	0.087	-1.93	3	93.63
2.6	2.5	1.76	-104.51	36	15.96
	5	0.812	129.09	2	-136.2
	7.5	0.429	111.48	5	-156.33
	10	0.087	1.38	3	96.95

Tabla 4.4: Módulo y fase de los componentes armónicos de las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor después del proceso de optimización con las cargas multiarmónicas.

En la figura 4.5 se muestran de forma gráfica los datos incluidos en la tabla 4.4 donde se puede ver mejor su variación en función de la tensión aplicada a la carga de grafeno. En este caso, la mayor variación obtenida en el módulo de la tensión a las frecuencias de los armónicos de la señal de salida es de 0.113 V a 5 GHz y en la fase de 25.34° a 10 GHz. A su vez, el módulo de la corriente varía en 2 mA a la frecuencia fundamental de oscilación y su fase en 25.35° a 10 GHz.

Comparando estos resultados con los obtenidos en el capítulo 2 para el oscilador libre, diseñado y optimizado con la misma técnica y con la única diferencia la carga fabricada con grafeno, en este caso la eficiencia conseguida del 48.57% es mayor a la obtenida en el capítulo 2 sin la carga de grafeno que estaba cerca del 45%. Dado que la mayor eficiencia teórica posible para un oscilador clase A como el diseñado es del 50%, se demuestra que el uso combinado de la técnica

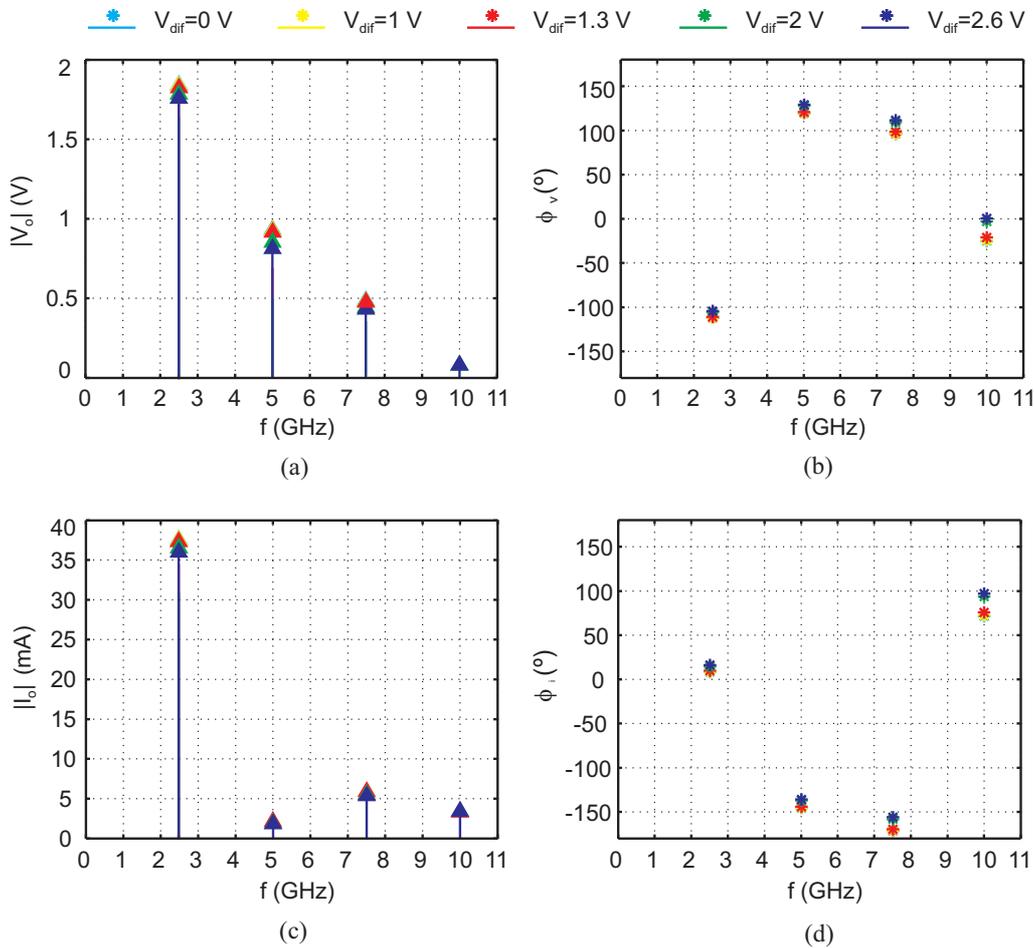


Figura 4.5: Módulo y fase de los tres primeros componentes armónicos presentes en las señales de tensión y corriente en el drenador del transistor, después del proceso de optimización que incluye las cargas multiarmónicas. (a) Módulo de la tensión, $|V_o|$ (V); (b) Fase de la tensión, ϕ_V ($^\circ$); (c) Módulo de la corriente, $|I_o|$ (mA); (d) Fase de la corriente, ϕ_I ($^\circ$).

de optimización propuesta en el capítulo 2 y la inclusión de elementos ajustables basados en grafeno permite obtener un valor de eficiencia próximo al máximo teórico, y modificarlo aplicando una señal externa de control.

Hay que mencionar que los valores de eficiencia indicados se han calculado teniendo en cuenta únicamente la potencia disipada en el transistor. Con la configuración planteada, la carga de grafeno también supone un consumo de potencia al circuito. Este consumo se puede reducir consiguiendo unas tiras de grafeno con menor resistencia, o buscando una configuración en la que se consigan aprovechar las características del grafeno sin que circule corriente a través de la carga. De todas formas, hay que destacar que el mayor valor de eficiencia se obtiene cuando no circula corriente por la carga, por lo que el valor máximo de eficiencia se mantendría aún teniendo en cuenta el consumo de la carga de grafeno. La gran utilidad de estas cargas es la posibilidad de controlar alguno de los parámetros de operación del circuito una vez fabricado, para el caso del oscilador diseñado en este capítulo, el ajuste de la potencia de salida sin la necesidad de añadir un atenuador adicional que introduzca más ruido al sistema.

4.5 Implementación y resultados experimentales

Para validar los resultados obtenidos en simulación se ha fabricado un prototipo del circuito final diseñado con las cargas multiarmónicas. El circuito se



Figura 4.6: Fotografía de la máquina de bonding utilizada.

implementa en tecnología microstrip utilizando el sustrato *Rogers 3003*. Se ha utilizado el mismo transistor PHEMT de bajo ruido que en el oscilador del capítulo 2, el ATF-36077 de Avago. Las redes de polarización, realizadas con estructuras basadas en AWMML, y los filtros de líneas acopladas son similares a los diseñados en el capítulo 2.

Con paso previo a la fabricación, se ha calculado la respuesta en frecuencia de todas las redes pasivas del circuito mediante un simulador electromagnético basado en el método de los momentos y, en caso de ser necesario, se han corregido sus parámetros para que su respuesta concuerde con la obtenida con los elementos circuitales utilizados en la simulación. De este modo se minimizará el impacto de los errores derivados del uso de modelos circuitales aproximados en la etapa de simulación sobre el comportamiento del prototipo.

El proceso de fabricación consta de los siguientes pasos:

- Realización de todas las vías a masa y metalizado de las mismas mediante el proceso ProConduct de LPKF.
- Preparación del sustrato para colocar en él la carga de grafeno, cortando el hueco en el que va situada con una máquina de estructuración mecánica LPKF ProtoMat H100.
- Estructuración del circuito mediante proceso láser, utilizando la máquina LPKF ProtoLaser S.
- Fabricación de la carga de grafeno, de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, según se ha indicado en el capítulo 3. Se aplican 80 capas de tinta de grafeno a la misma.
- Integración de la carga en el circuito utilizando hilos de bonding. La máquina utilizada, IPT HB16 se muestra en la imagen 4.6, en la que se puede ver el detalle de los hilos de oro entre la carga y el cobre del resto del circuito.

El prototipo del circuito fabricado se muestra en la figura 4.7 en la que se pueden apreciar los principales elementos que lo componen. En la imagen se destaca la carga fabricada con grafeno junto con sus redes de polarización.

4.5.1 Caracterización experimental

En la figura 4.8 se muestra el setup de medida empleado en este caso. La potencia de la señal de salida del oscilador se evalúa utilizando un analizador

implementa en tecnología microstrip utilizando el sustrato *Rogers 3003*. Se ha utilizado el mismo transistor PHEMT de bajo ruido que en el oscilador del capítulo 2, el ATF-36077 de Avago. Las redes de polarización, realizadas con estructuras basadas en AWMML, y los filtros de líneas acopladas son similares a los diseñados en el capítulo 2.

Con paso previo a la fabricación, se ha calculado la respuesta en frecuencia de todas las redes pasivas del circuito mediante un simulador electromagnético basado en el método de los momentos y, en caso de ser necesario, se han corregido sus parámetros para que su respuesta concuerde con la obtenida con los elementos circuitales utilizados en la simulación. De este modo se minimizará el impacto de los errores derivados del uso de modelos circuitales aproximados en la etapa de simulación sobre el comportamiento del prototipo.

El proceso de fabricación consta de los siguientes pasos:

- Realización de todas las vías a masa y metalizado de las mismas mediante el proceso ProConduct de LPKF.
- Preparación del sustrato para colocar en él la carga de grafeno, cortando el hueco en el que va situada con una máquina de estructuración mecánica LPKF ProtoMat H100.
- Estructuración del circuito mediante proceso láser, utilizando la máquina LPKF ProtoLaser S.
- Fabricación de la carga de grafeno, de tamaño $1.86 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, según se ha indicado en el capítulo 3. Se aplican 80 capas de tinta de grafeno a la misma.
- Integración de la carga en el circuito utilizando hilos de bonding. La máquina utilizada, IPT HB16 se muestra en la imagen 4.6, en la que se puede ver el detalle de los hilos de oro entre la carga y el cobre del resto del circuito.

El prototipo del circuito fabricado se muestra en la figura 4.7 en la que se pueden apreciar los principales elementos que lo componen. En la imagen se destaca la carga fabricada con grafeno junto con sus redes de polarización.

4.5.1 Caracterización experimental

En la figura 4.8 se muestra el setup de medida empleado en este caso. La potencia de la señal de salida del oscilador se evalúa utilizando un analizador

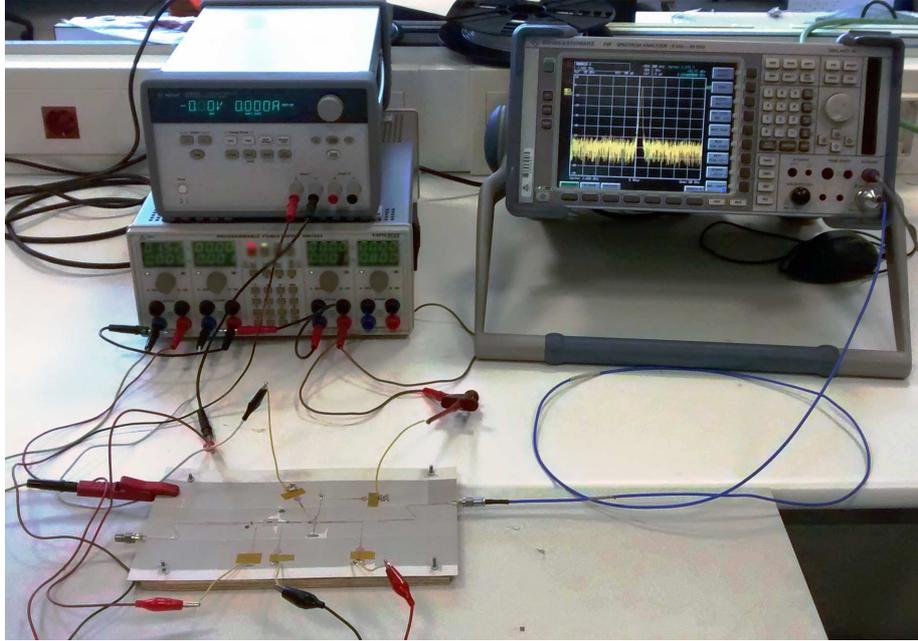


Figura 4.8: Setup de medida.

Diferencia de tensión V_{dif} (V)	Eficiencia (ϵ)		Potencia de salida (P_o)	
	Simulación	Medidas	Simulación	Medidas
0	48.57 %	46.08 %	12.29 dBm	10.7 dBm
1	48.54 %	45.96 %	12.28 dBm	10.69 dBm
1.3	48.2 %	45.75 %	12.25 dBm	10.67 dBm
2	46.2 %	44.2 %	12.03 dBm	10.52 dBm
2.6	45.13 %	43.5 %	11.89 dBm	10.45 dBm

Tabla 4.5: Valores medidos de potencia de salida y eficiencia.

Como se observa, el valor máximo de eficiencia obtenido en las medidas es del 46.08 %, muy próximo del predicho en simulación. Comparando los valores de potencia y eficiencia obtenidos aplicando una diferencia de tensión a la carga

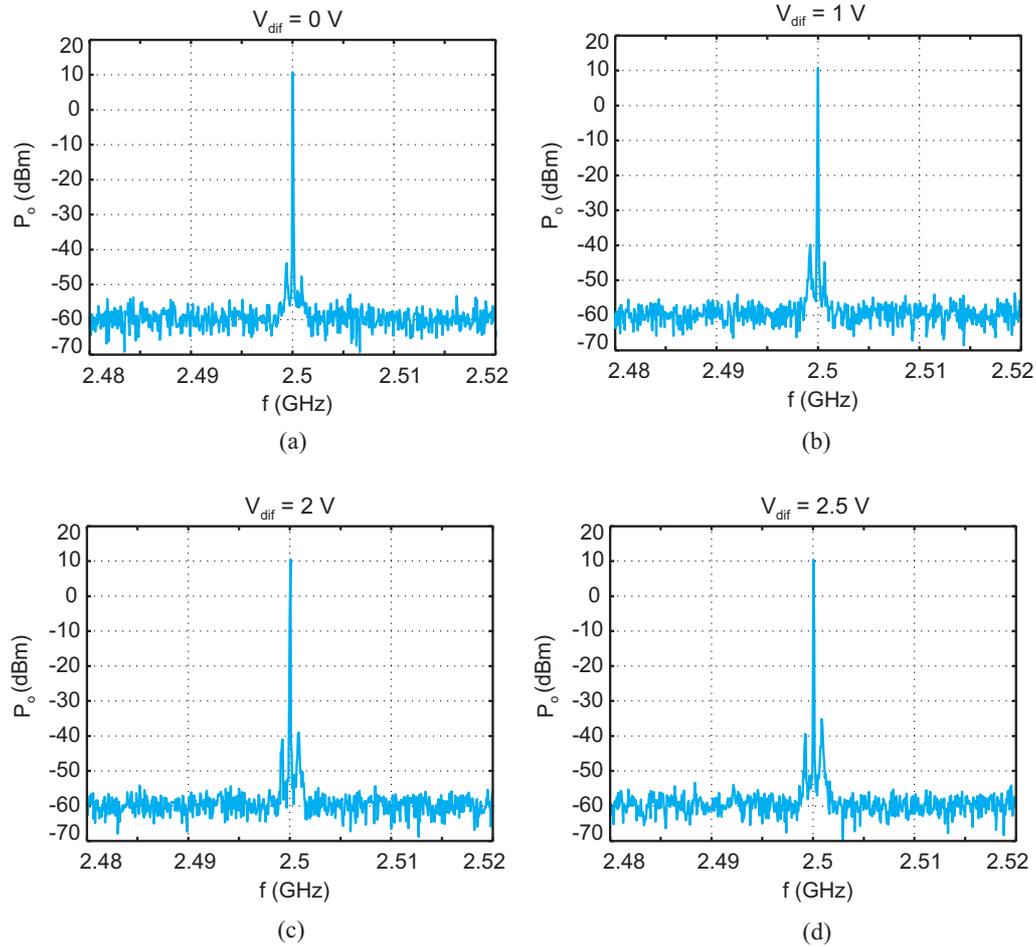


Figura 4.9: Medida de la señal de oscilación del circuito fabricado para diferentes tensiones aplicadas a la carga de grafeno: (a) Con $V_{dif} = 0$ V; (b) Con $V_{dif} = 1$ V; (c) Con $V_{dif} = 2$ V; (d) Con $V_{dif} = 2.6$ V.

de grafeno de 0 V, 1 V, 1.3 V, 2 V y 2.6 V, se obtiene que la máxima variación en la eficiencia es de un 2.58 % mientras que la potencia varía entre 10.7 dBm con una diferencia de tensión de 0 V y 10.45 dBm cuando la diferencia de tensión en los extremos de la carga es de 2.6 V.

4.6 Conclusiones

En este capítulo se ha demostrado la posibilidad de utilizar cargas basadas en tinta de grafeno sometidas a diferencias de potencial variable para controlar algunos parámetros de operación de circuitos basados en osciladores.

En primer lugar se ha demostrado la utilidad de las cargas propuestas a la hora de ajustar la eficiencia y la potencia de salida del oscilador. Se llega a obtener una variación del 13 %, a la vez que se comprueba la influencia de la carga en las formas de onda de tensión y corriente en el drenador del transistor.

Por otro lado, se propone el uso combinado de dos cargas AWMML y una implementada con tinta de grafeno. En este caso, la optimización basada en cargas AWMML proporciona un valor mayor de eficiencia, que disminuye la influencia de la carga de grafeno. Aún así, la modificación de la tensión aplicada a esta última todavía permite modificar las condiciones de operación del circuito.

En cualquier caso, se ha comprobado que la frecuencia de la señal autónoma es prácticamente independiente de las condiciones de operación de la carga de grafeno. Este hecho, combinado con la capacidad de ajuste de la potencia de salida y de la eficiencia, podrían utilizarse para minimizar las diferencias producidas entre los datos obtenidos en simulación y las medidas del oscilador fabricado, o para compensar los efectos que produce la temperatura de trabajo o el paso del tiempo en los componentes del circuito.

Bibliografía

- [1] L. Moon-Que, S. J. Yi, S. Nam, Y. Kwon, K. W. Yeom, "High-efficiency harmonic loaded oscillator with low bias using a nonlinear design approach", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, núm. 9, págs. 1670-1679, 1999. (Citado en la página 211)
- [2] P. Berini, M. Desgagne, F. M. Ghannouchi, R. G. Bosisio, "An experimental study of the effects of harmonic loading on microwave MESFET oscillators and amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, núm. 6, págs. 943-950, 1994. (Citado en la página 211)

Conclusiones generales

En este trabajo se han estudiado nuevos métodos para el análisis, diseño y optimización no lineal de circuitos multifuncionales basados en osciladores que operan en la banda de microondas.

En el segundo capítulo se ha presentado una nueva técnica no lineal para la optimización de la eficiencia de un oscilador controlado por tensión. La técnica desarrollada se basa en simulaciones de balance armónico junto con la herramienta del generador auxiliar, y se centra en la utilización de unas cargas multiarmónicas basadas en líneas microstrip de anchura arbitrariamente modulada. El valor de eficiencia deseado se introduce como una nueva condición de optimización que se añade a la condición de no perturbación del generador auxiliar, mientras que la convergencia del proceso de optimización se garantiza gracias a la gran flexibilidad que aportan las cargas multiarmónicas utilizadas. El valor de eficiencia alcanzado para el oscilador libre aplicando esta técnica es del 46 %, que permanece constante en un rango de frecuencia de unos 20 MHz.

La técnica propuesta no requiere calcular *a priori* el contenido armónico de la señal autónoma, ni calcular las impedancias a colocar en el transistor. El contenido armónico de la señal autónoma evoluciona a lo largo del proceso de optimización en el sentido adecuado para obtener máxima eficiencia. Por lo tanto, es un método sencillo y rápido de implementar y ejecutar, que puede aplicarse en software comercial. De esta forma, se aumenta el control del diseñador sobre el circuito y se reduce considerablemente el tiempo de diseño requerido con respecto a otras técnicas presentadas.

Por otro lado, se ha realizado un estudio de la eficiencia de todas las soluciones sincronizadas posibles, para analizar la relación de la eficiencia del circuito con los parámetros de la señal de referencia del oscilador, bajo dos formas diferentes de operación, como oscilador sincronizado y como desfasador variable

controlado por tensión. Con este estudio se ha demostrado que la eficiencia es prácticamente constante a lo largo de los lazos de sincronización y la influencia de los parámetros de la señal de referencia sobre ella es mínima.

Esta nueva técnica de diseño y optimización ha sido validada mediante la fabricación y medida de un prototipo de oscilador controlado por tensión, tanto libre como sincronizado bajo diferentes regímenes de operación, alcanzando en todos los casos un buen acuerdo con los datos obtenidos en simulación. Este buen acuerdo entre simulación y medidas se ha conseguido, en parte, gracias al uso de las cargas basadas en estructuras AWMML, que evitan problemas asociados a otro tipo de estructuras como son la radiación en los bordes o el acoplamiento electromagnético, y también gracias a la disponibilidad de un buen modelo en gran señal del transistor utilizado.

En el siguiente capítulo se ha realizado un estudio en profundidad del comportamiento del grafeno sobre sustrato microstrip en la banda de microondas. Para ello se han analizado diferentes técnicas de obtención de láminas de grafeno con las características adecuadas para su integración en circuitería microstrip. De entre las técnicas existentes para la obtención de grafeno, contando con las restricciones de los medios disponibles, se han evaluado las técnicas de exfoliación mecánica a partir de un bloque de HOPG, sputtering e impresión de tintas de grafeno. Tras este análisis se concluye que la técnica más apropiada para los fines propuestos es la de inyección de tinta de grafeno, puesto que permite obtener láminas de grafeno directamente sobre sustrato microstrip de forma rápida, eficiente y reproducible. A continuación se ha diseñado un circuito de test para la caracterización de estas muestras basadas en tinta de grafeno, prestando especial atención a los contactos del grafeno con el resto del circuito. Estos contactos se han realizado mediante pads de oro, fabricados mediante sputtering, e hilos conductores de oro, colocados con la técnica de wire-bonding, para unir los pads de oro al cobre del resto del circuito. Por último, se ha caracterizado la respuesta en frecuencia de la carga de grafeno integrada en el circuito microstrip, obteniendo que la impedancia de entrada de la misma varía en función de la tensión aplicada en sus extremos. A la vista de estos resultados, se plantea la utilización de las cargas basadas en tinta de grafeno en el diseño de circuitos multifuncionales basados en osciladores, ya que es posible modificar el contenido armónico de las señales presentes en el circuito al modificar la impedancia de entrada de la carga de grafeno mediante la tensión aplicada.

Por último, en el cuarto capítulo se ha comprobado la utilidad de las cargas fabricadas con tinta de grafeno integradas en microstrip, para el control de la eficiencia y la potencia de salida de un oscilador de alta eficiencia. Se ha estudiado la mejor posición de la carga diseñada dentro del oscilador, concluyendo que de-

be colocarse en la puerta del transistor, ya que en esta posición tiene una gran influencia sobre la eficiencia del oscilador, mientras que la resistencia que añade al circuito no le afecta negativamente. Para la optimización del circuito se ha utilizado la técnica propuesta en el capítulo 2, siguiendo dos estrategias de optimización. En primer lugar, no se añaden al conjunto de variables de optimización los parámetros que definen las cargas multiarmónicas basadas en AWMML, por lo que éstas actúan como líneas de transmisión convencionales. Tras esta optimización se observa un amplio ajuste de eficiencia y potencia de salida en función de la tensión aplicada a la carga de grafeno, aunque el valor de eficiencia máximo alcanzado no es muy elevado. Se obtiene un rango de variación de la eficiencia del 13% con un valor máximo de eficiencia del 42.07%. En una segunda optimización se añaden las cargas multiarmónicas, de esta forma se obtiene un valor de eficiencia máxima mayor, del 48.57%, aunque la influencia de la tensión aplicada a carga de grafeno en la eficiencia del circuito es menor, del 3%. Esto es debido a que las cargas basadas en estructuras AWMML imponen al circuito un contenido armónico cercano al óptimo, dejando muy poco margen de mejora con la tensión aplicada a la carga de grafeno. Aún así, la modificación de esta tensión todavía permite modificar las condiciones de operación del circuito.

Líneas futuras

A partir de los datos presentados en este trabajo, se pueden seguir varias líneas de investigación entre las que destacan las siguientes:

En cuanto a la técnica de diseño y optimización de un VCO de alta eficiencia presentada en el capítulo 2, puede adecuarse para su aplicación en el diseño de osciladores de alta potencia o para el diseño de osciladores que trabajen en otra banda de frecuencias, como la banda de frecuencias submilimétricas. Además, puede realizarse un estudio en profundidad del ruido de fase presente en estos circuitos osciladores fabricados en tecnología microstrip, comparándolos con otros tipos de osciladores de similares características.

Para confirmar el buen comportamiento de las cargas de tinta de grafeno diseñadas, se plantea su utilización en otros circuitos basados en osciladores en la banda de microondas en los que los objetivos de optimización dependan del contenido armónico de las señales presentes en el mismo. Por ejemplo, en la optimización del rango de sincronización de un oscilador racionalmente sincronizado, dado que se ha demostrado la dependencia de este rango de sincronización con el contenido armónico de la señal de entrada al circuito y la señal de oscilación. También pueden utilizarse en la optimización de la ganancia de conversión de un mezclador auto-oscilante armónico que depende entre otras cosas del contenido armónico de la señal autónoma.

Otra línea de estudio en relación con las cargas de grafeno estaría orientada a la búsqueda de una tinta de grafeno para inyección con mejores características, que permita la fabricación de estas cargas con menor resistencia y sin la necesidad de imprimir muchas capas para conseguirlo. Así, se reduciría el tiempo de fabricación de las mismas. Si se consiguiese la fabricación de estas cargas con mínima resistencia, podrían colocarse en la salida del oscilador diseñado proporcionando

un rango de ajuste de la eficiencia y potencia de salida mayor que el conseguido al colocar la carga de tinta de grafeno en la puerta del transistor.

Por último, para una caracterización completa del comportamiento de la tinta de grafeno impresa sobre sustrato microstrip, puede plantearse un estudio del comportamiento no lineal de estas estructuras para el desarrollo de mezcladores o multiplicadores eficientes en la banda de microondas, dado que en la actualidad hay pocos trabajos que se centren en el desarrollo de estos componentes con grafeno a frecuencias de microondas. Para este cometido hay que buscar un circuito adecuado para generar un campo tangencial a la muestra de grafeno impresa que produzca la generación de los armónicos de la frecuencia de la señal incidente en el mismo.