

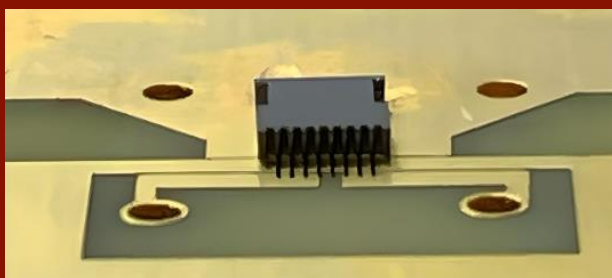
**ADVERTIMENT.** L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

**ADVERTENCIA.** El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

**WARNING.** The access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

**Tesis Doctoral**

# **Transducción directa del dominio electromagnético al mecánico**



**Raúl Ruiz Lobato**

**Julio 2025**

**Departament d'Enginyeria Electrònica**

**Escola d'Enginyeria**

**Universitat Autònoma de Barcelona**



**Tesis Doctoral**  
**Enginyeria Electrònica**  
Programa de Doctorat d'Enginyeria Electrònica i de  
Telecomunicació

**Transducción directa del  
dominio electromagnético al  
mecánico**

Autor:  
Raul Ruiz Lobato

Director:  
Gabriel Abadal Berini

Departament d'Enginyeria Electrònica  
Escola d'Enginyeria  
Universitat Autònoma de Barcelona

Bellaterra, Julio 2025



El Dr. Gabriel Abadal Berini, professor del *Departament d'Enginyeria Electrònica* de la *Escola d'Enginyeria* de la *Universitat Autònoma de Barcelona*.

CERTIFICA QUE:

La tesis titulada “*Transducción directa del dominio electromagnético al mecánico*” que presenta Raúl Ruiz Lobato para optar al grado de Doctor en Ingeniería Electrónica ha sido realizada bajo su dirección.

Bellaterra, 4 de Julio de 2025

A handwritten signature in blue ink, which appears to read 'Gabriel', is positioned above the printed name.

Gabriel Abadal Berini



# Resumen

---

El trabajo desarrollado en esta tesis se centra en el concepto de Transducción Directa del dominio Electromagnético al Mecánico (*Direct Electromagnetic to Mechanical Transduction, DEMeT*), el cual integra diversas tecnologías, como la Transmisión Inalámbrica de Potencia (*Wireless Power Transmission, WPT*) y los Sistemas Microelectromecánicos (*Micro-Electro-Mechanical Systems, MEMS*). El objetivo principal es demostrar la viabilidad de este enfoque, así como sus posibles aplicaciones, mediante el desarrollo de un nuevo dispositivo denominado *MEMSTENNA*<sup>1</sup>, que combina las propiedades de un elemento *MEMS* con las de una antena radioeléctrica convencional. Para ello, se diseñaron, fabricaron y caracterizaron experimentalmente varios prototipos, integrando *cantilevers*<sup>2</sup> comerciales en antenas construidas sobre sustratos de *FR4-PCB*. Utilizando potencias de radiofrecuencia del orden de 2 W en la banda de 1 GHz, fue posible accionar electrostáticamente los *cantilevers* a distancia, sin necesidad de que el sistema receptor cuente con baterías, fuentes de alimentación o mecanismos de recuperación energética. Se ha desarrollado y validado experimentalmente un modelo numérico que ha permitido simular distintos parámetros clave, como el acoplamiento entre la antena y el transductor *MEMS*, así como el comportamiento en frecuencia del dispositivo. Dicho modelo fue implementado utilizando herramientas como MATLAB y COMSOL Multiphysics.

La estrategia de transducción *resonant driving*, subyacente en el principio de funcionamiento de la *MEMSTENNA*, permitió implementar dos aplicaciones funcionales: un relé inalámbrico sin batería (*Wireless and Batteryless Relay*) y un receptor de radio *AM* con altavoz sin batería (*Batteryless AM Radio Receiver*). En el caso del relé, se experimentó con el llamado contacto dinámico, optimizando la fuerza de cierre y la resistencia eléctrica del contacto mediante modulación en amplitud (*AM*) de la señal de radio. Finalmente, se desarrolló un receptor de radio *AM* con altavoz sin batería basado

---

<sup>1</sup> Se empleará el término *MEMSTENNA* en lugar de *MEMSTENA*, en correspondencia con la palabra en inglés *antenna*, de la cual deriva

<sup>2</sup> *Cantilever* es un término en inglés que se traduce como "viga en voladizo", una estructura rígida sostenida únicamente por un extremo. A partir de este punto, se utilizará el término en inglés para mantener la consistencia con la literatura técnica especializada

en *cantilevers* dispuestos de forma interdigital, logrando diseñar y validar experimentalmente un dispositivo capaz de generar señales acústicas dentro del rango de frecuencias audible (100 Hz a 10 kHz), con niveles de presión sonora (*SPL*) de entre 40 dB y 60 dB. Este diseño, al permitir una actuación sin las limitaciones impuestas por el efecto *pull-in* típico de los actuadores electrostáticos clásicos, amplía significativamente el rango de vibración útil.



# Abstract

---

The work developed in this thesis focuses on the concept of Direct Electromagnetic to Mechanical Transduction (DEMeT), which integrates various technologies such as Wireless Power Transmission (WPT) and Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS). The main objective is to demonstrate the feasibility of this approach, as well as its potential applications, through the development of a novel device called MEMSTENNA, which combines the properties of a MEMS element with those of a conventional radiofrequency antenna.

To this end, several prototypes were designed, fabricated, and experimentally characterized, integrating commercial cantilevers into antennas built on FR4-PCB substrates. Using radiofrequency power levels around 2 W in the 1 GHz band, it was possible to electrostatically actuate the cantilevers remotely, without the need for energy sources such as batteries, power supplies or energy harvesting systems in the receiving device.

A numerical model was also developed and experimentally validated, allowing the simulation of key parameters such as the coupling between the antenna and the MEMS, as well as the frequency behavior of the device. This model was implemented using tools such as MATLAB and COMSOL Multiphysics.

The transduction strategy, known as resonant driving, underlying the working principle of the MEMSTENNA, enabled the implementation of two functional applications: a wireless and batteryless relay and a batteryless AM radio receiver with a microspeaker. In the case of the relay, experiments were carried out with so-called dynamic contact, optimizing the contact force and electrical resistance by means of amplitude modulation (AM) of the radio signal.

Finally, a MEMS loudspeaker embedded into the AM radio receiver, based on cantilevers arranged in an interdigital configuration was developed. This design was successfully validated through experiments and demonstrated the capability to generate acoustic signals within the audible frequency range (100 Hz to 10 kHz), achieving sound pressure levels (SPL) between 40 dB and 60 dB. This actuation method, by avoiding the limitations imposed by the pull-in effect characteristic of conventional electrostatic MEMS actuators, significantly extends the usable vibration range.

# Índice

---

RESUMEN .....	IV
ABSTRACT .....	VI
ÍNDICE .....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS .....	X
ÍNDICE DE TABLAS .....	XVI
ACRÓNIMOS.....	XVII
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1. OBJETIVOS Y VISIÓN GENERAL DE LA TESIS.....	1
1.2. DESARROLLO HISTÓRICO Y AVANCES DE LA TECNOLOGÍA <i>MEMS</i> EN EL CONTEXTO DEL SIGLO XXI	3
1.2.1. <i>RF MEMS</i> .....	5
1.2.2. <i>MEMS Altavoz</i> .....	9
1.3. ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	11
<b>2. TRANSDUCCIÓN DIRECTA ELECTROMAGNÉTICA A MECÁNICA .....</b>	<b>13</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	13
2.2. ARQUITECTURA DE LA <i>MEMSTENNA</i> .....	15
2.3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y MODELO ANALÍTICO .....	17
2.3.1. <i>Modelo MATLAB/Simulink</i> .....	19
2.4. DISEÑO Y FABRICACIÓN DE PROTOTIPOS .....	20
2.4.1. <i>Validación de la MEMSTENNA como dispositivo DEMeT</i> .....	21
2.4.1.1. Descripción del prototipo .....	21
2.4.1.2. Descripción del Sistema de medidas .....	23
2.4.1.3. Análisis de los resultados experimentales .....	24
2.4.2. <i>MEMSTENNA diseñada con tecnología FR4-PCB</i> .....	29
2.4.2.1. Descripción de los prototipos.....	29
2.4.2.2. Descripción del sistema de medidas .....	32
2.4.2.3. Resultados del test de los prototipos .....	33
<b>3. RELÉ INALÁMBRICO SIN BATERÍA .....</b>	<b>39</b>

3.1. INTRODUCCIÓN.....	39
3.2. ESTRUCTURA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO .....	40
3.2.1. <i>Estructura de relé MEMSTENNA</i> .....	40
3.2.2. <i>Principio de funcionamiento</i> .....	43
3.3. MODELIZACIÓN Y DISEÑO DE PROTOTIPOS .....	44
3.3.1. <i>MEMSTENNA Modelo analítico</i> .....	44
3.3.2. <i>Fuerza de contacto electrostática</i> .....	46
3.3.3. <i>Resistencia de contacto</i> .....	47
3.3.4. <i>Tiempo de conmutación</i> .....	48
3.4. MODELO COMSOL EM .....	48
3.4.1. <i>Antena dipolo de ranura</i> .....	49
3.4.2. <i>Sistema electromecánico MEMS</i> .....	52
3.5. DISEÑO DEL PROTOTIPO.....	54
3.5.1. <i>Fuerza y resistencia de contacto</i> .....	56
3.6. FABRICACIÓN DE PROTOTIPOS .....	57
3.7. <i>SETUP</i> DE MEDIDA .....	58
3.8. RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DE PROTOTIPO Y DISCUSIÓN .....	60
3.8.1. <i>Modos de vibración</i> .....	60
3.8.2. <i>Transitorios de conmutación</i> .....	61
3.8.3. <i>Contacto dinámico</i> .....	62
3.8.4. <i>Resistencia de contacto</i> .....	64
<b>4. RECEPTOR AM SIN BATERÍAS BASADO EN UNA MEMSTENNA FUNCIONANDO EN MODO DINÁMICO .....</b>	<b>67</b>
4.1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVO .....	68
4.2. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL ALTAVOZ <i>MEMSTENNA</i> .....	69
4.2.1. <i>Presión de sonido</i> .....	71
4.3. DISEÑO DEL ALTAVOZ <i>MEMSTENNA</i> .....	72
4.3.1. <i>Modelo COMSOL Multiphysics</i> .....	72
4.3.2. <i>Modelo altavoz MEMSTENNA</i> .....	74
4.4. FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO .....	75
4.5. <i>SETUP</i> DE MEDIDA .....	77
4.6. RESULTADOS EXPERIMENTALES .....	77
<b>5. CONCLUSIONES Y PROPUESTA DE LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO .....</b>	<b>81</b>
5.1. CONCLUSIONES.....	81
5.2. LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO .....	82
5.2.1. <i>Relé inalámbrico sin batería</i> .....	82
5.2.2. <i>Receptor de radio inalámbrica MEMS con altavoz MEMS sin batería ...</i>	83

<b>6.</b>	<b>ANEXOS .....</b>	<b>84</b>
6.1.	PUBLICACIONES.....	84
6.2.	CONTRIBUCIONES A CONGRESOS.....	85
<b>7.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>87</b>

# Índice de figuras

Figura 1.1: (a) Antena dipolo de longitud $l$ y caracterizada por campo eléctrico $E$ . (b) Cantilever con actuación electrostática mediante un electrodo a distancia $d$ y campo eléctrico $E$ . (c) Combinación de una estructura <b>MEMS</b> (b) y una ant <b>TENA</b> dipolo (a) que definen una estructura MEMSTENNA.....	2
Figura 1.2: Mercado de RF MEMS en 2024 y tasa de crecimiento [64].....	8
Figura 1.3 Tamaño del mercado de altavoces con sistemas microelectromecánicos (MEMS) en 2025 y tasa de crecimiento [81]. ....	10
Figura 2.1: Antena dipolo (a) y actuador electrostático (b). Representado el campo eléctrico en ambas estructuras como $E_x$ y $E_z$ .....	15
Figura 2.2: Vista lateral (a) y superior (b) de la estructura MEMSTENNA, basada en una antena dipolo cuyos brazos son vigas mecánicas en configuración empotrado-libre (clamped-free). (c) Flexión de los brazos de la MEMSTENNA producida por la fuerza electrostática, $F_{ee}$ . ....	15
Figura 2.3: Modelo de la MEMSTENNA compuesto por el circuito equivalente Thévenin de la antena dipolo (lado Izquierdo) cargada con una capacidad variable MEMS, representada por su modelo masa ( $m_1 - 2$ )-muelle ( $k_1 - 2$ )-amortiguador ( $b_1 - 2$ ) para cada uno de sus electrodos y una capacidad parásita $C_p$ (centro). ....	18
Figura 2.4: Diagrama de bloques del modelo MEMSTENNA utilizado en MATLAB/Simulink. ....	20
Figura 2.5: Respuesta en frecuencia de la impedancia del dipolo MEMSTENNA (a) y del voltaje en el actuador MEMS para diferentes gaps de transducción estáticos y $E_{INC}=190$ V/m (b). En los cálculos se considera una capacidad parásita en paralelo de $C_p = 0.7$ Cm.....	22
Figura 2.6: Diagrama de bloques del sistema de medición. Componentes utilizados: CCD: Cámara digital, PSD: Dispositivo de detección de posición (Position Sensitive Device), RFPA: Amplificador de potencia RF (12 W), ED: Dipolo emisor, RDL: Láser de diodo rojo ( $\lambda = 673.8$ nm), MP: Micro posicionador xyz. Recuadro: Imagen óptica del área de transducción capacitiva de la MEMSTENNA con un gap $g_0=42$ $\mu$ m. ....	23

Figura 2.7: Evolución temporal entre los estados desactivado-activado y activado-desactivado para una separación $g_0 = 54 \mu\text{m}$ (a) y $g_0 = 67 \mu\text{m}$ (b), para diferentes campos eléctricos y con una frecuencia de portadora constante de $f_c = 834 \text{ MHz}$ .....	25
Figura 2.8: Respuesta estacionaria experimental (puntos) y calculada (curvas sólidas) de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico aplicado, para diferentes valores de separación y una frecuencia de la portadora constante de $f_c = 834 \text{ MHz}$ . El mejor ajuste se obtiene cuando $C_p = 0.8 \cdot C_0$ .....	26
Figura 2.9: Deflexión vertical estacionaria calculada de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico para diferentes frecuencias de portadora. La separación se mantiene constante en $g_0 = 50 \mu\text{m}$ .....	27
Figura 2.10: Deflexión vertical estacionaria medida de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico y las correspondientes curvas de ajuste del modelo para frecuencias de portadora diferentes. La separación se mantiene constante en $g_0 = 110 \mu\text{m}$ . El mejor ajuste se obtiene $C_p = 0.7 C_0$ .....	28
Figura 2.11: MEMSTENNA de la publicación TRANSD21. Vista en planta de la antena dipolo con el cantilever acoplado en el punto de alimentación (a). Una reducción local del grosor de Cu en uno de los brazos del dipolo permite definir una distancia $s$ , generando así una capacidad vertical para la excitación electrostática del cantilever (b). .....	29
Figura 2.12: MEMSTENNA del artículo SAA2. Vista en planta de la antena dipolo con el cantilever acoplado en su punto de alimentación (a). Vista en planta del micro cantilever en forma de "V" (b) y sección transversal lateral que muestra una reducción local de grosor de Cu, lo que permite definir una distancia $g_0$ generando una capacidad vertical (c). .....	29
Figura 2.13: Respuesta en frecuencia de la impedancia de la antena obtenida en MATLAB mediante el método de los momentos (MoM) (SAA2). .....	31
Figura 2.14: Parámetro $S_{11}$ de la antena medido y simulado en MATLAB (SAA2). .....	31
Figura 2.15: (a) Simulación de la respuesta dinámica de la MEMSTENNA a una señal de excitación con modulación AM, cuya frecuencia moduladora $f_m = 17 \text{ kHz}$ y $f_m = 34 \text{ kHz}$ , con un índice de modulación de 0.8 y una frecuencia de portadora $f_c = 531 \text{ MHz}$ . (b) Ampliación realizada en el eje temporal. ....	32
Figura 2.16: Diagrama (a) y fotografía de los equipos de medida (b). Componentes utilizados: CCD: Cámara Digital, BS: Beam Splitter, WLS: Fuente de Luz Blanca, 4QPD: Fotodetector de 4-Cuadrantes, MO: Objetivo de Microscopio (50X), OW1: Ventana Óptica, OW2: Ventana Óptica, RFA: Amplificador de Potencia RF (2 W), ED: Antena Dipolo Emisora, RL: Laser Rojo ( $\lambda = 673.8 \text{ nm}$ ), VC: Cámara de Vacío.....	33
Figura 2.17: Respuestas transitorias estáticas del cantilever de la MEMSTENNA inducidas por una excitación con una señal portadora a $f_c = 763 \text{ MHz}$ , medidas en	

condiciones de aire (a) y vacío (b). Los valores positivos de la curvatura del cantilever corresponden a desplazamientos en la dirección de cierre del gap..... 34

Figura 2.18: Respuesta en frecuencia del cantilever excitado mediante una señal modulada en amplitud (AM) en condiciones de aire (curva negra) y vacío (curva roja). ..... 35

Figura 2.19: Respuesta en frecuencia del cantilever excitado mediante un haz láser infrarrojo de 3 mW modulado en intensidad, enfocado sobre la superficie de su extremo libre, en condiciones de presión atmosférica. .... 35

Figura 2.20: Amplitud de vibración en la resonancia en función de la distancia entre antenas,  $d$ , junto con sus respectivas curvas de ajuste  $1/d^2$ , a presión atmosférica (izquierda) y en vacío (derecha). ..... 37

Figura 2.21: Respuesta en frecuencia experimental de la amplitud de vibración del microcantilever de la MEMSTENNA, excitado mediante una señal modulada en amplitud (AM) a presión atmosférica (izquierda) y vacío (derecha) (curvas continuas), junto con la respuesta calculada correspondiente (curvas discontinuas). ..... 38

Figura 3.1: Vista en planta de la MEMSTENNA (a.) Corte de la sección Bs-Bs' de la MEMSTENNA, incluidos los cantilevers y la orientación de los campos eléctricos (EY, INC) y magnético (BX, INC) (b). Corte de la sección de As-As' de la estructura y los materiales propuestos (c). ..... 41

Figura 3.2: Sección transversal esquemática del relé MEMSTENNA en sus configuraciones activado donde  $g_s=0$  y  $g_g = z_g, \text{cont}$  (ON) y desactivado donde  $g_s=g_{s0}$  y  $g_g = g_{g0}$  (OFF). ..... 43

Figura 3.3: Circuito equivalente de Thévenin de la antena dipolo de ranura cargada con una capacidad variable  $C_m$  y una parásita  $C_p$ . Impedancia de la antena modelada mediante una Look-Up Table (LUT) (a). Actuador capacitivo MEMS, modelado como un sistema resorte-masa-amortiguador (b). ..... 44

Figura 3.4: Modelo COMSOL 3D de la estructura MEMSTENNA. (a) Vista completa de la antena dipolo de ranura con región de alimentación. (b) Vista ampliada del área de alimentación de la antena que muestra la matriz de cantilevers integrada. .... 49

Figura 3.5: Impedancia de la antena dipolo ranurada ( $R_a + X_{aj}$ ) y cantilever ( $-X_{cj}$ ). ..... 50

Figura 3.6: Comparación del voltaje  $V(C_g)$  obtenido mediante simulación MATLAB y COMSOL (a), y voltajes  $V_C$  y  $V_{no1} - no2$  simulados en COMSOL (b), en función de la frecuencia al radiar la MEMSTENNA con un campo eléctrico de 50 V/m. .... 51

Figura 3.7: Simulación 3D de uno de los microcantilever en estado OFF con  $V_g = 10$  V (a) y en el estado ON después aplicando  $V_g = 44.5$  V (b). ..... 52

<i>Figura 3.8: Vista transversal de uno de los cantilevers con <math>V_g = 10</math> V(a), primer plano de la región de contacto con <math>V_g = 21</math> V(b), y primer plano de la región de contacto con <math>V_g = 44.5</math> V (c).</i>	53
<i>Figura 3.9: Comparación entre simulaciones MATLAB y COMSOL del desplazamiento (a) y fuerza de contacto (b) bajo diferentes voltajes.</i>	53
<i>Figura 3.10: Desplazamiento vertical de extremo libre de los cantilevers en función del voltaje para distintas frecuencias de la portadora (a) y de la frecuencia de la portadora (b). La resonancia se detecta a 0.82 GHz.</i>	54
<i>Figura 3.11: Respuesta temporal del desplazamiento del cantilever a una frecuencia portadora de 0.82 GHz. Comparación del desplazamiento estático para dos niveles de voltaje aplicado (154 mV y 390 mV) (a) Comparación entre la respuesta a una excitación <math>V_{oc} = 198</math> mV y una señal AM con frecuencia moduladora de 1.17 kHz (b).</i>	55
<i>Figura 3.12: Desplazamiento del extremo libre de los cantilevers (a) y fuerza de contacto (b) calculada, a la frecuencia de portadora 0.82 GHz, en dos escenarios: con y sin modulación en amplitud (AM).</i>	56
<i>Figura 3.13: Resistencia de contacto calculada a la frecuencia de la portadora, 0.82 GHz, en función de la potencia, con y sin modulación en amplitud (AM).</i>	57
<i>Figura 3.14: Imágenes ópticas de la antena dipolo de ranura fabricada y el conjunto de cantilever de silicio integrado. (a) Vista superior de la matriz de cantilevers unida a la antena. (b) Vista semifrontal en detalle del relé MEMSTENNA. (c) Vista superior en detalle de la matriz de cantilevers y su interfaz con la antena.</i>	58
<i>Figura 3.15: Fotografía (a) y esquema (b) de la configuración de los equipos utilizados en la caracterización.</i>	59
<i>Figura 3.16: Respuesta dinámica simulada (SIM) y medida (LAB) en función de la frecuencia de modulación AM, para diferentes niveles de potencia (a). Amplitud de vibración en función de la potencia de la portadora <math>f = 1.2</math> kHz (b).</i>	60
<i>Figura 3.17: Comparación entre simulaciones y mediciones experimentales (LAB) del desplazamiento del extremo libre del cantilever en el dispositivo MEMSTENNA durante transitorios de conmutación. (a): Respuesta general al ciclo OFF–ON–OFF en una excitación de larga duración. (b): Detalle del transitorio de encendido (OFF–ON), donde se observa un sobre impulso característico seguido de estabilización. (c): Detalle del transitorio de apagado (ON–OFF), que muestra oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable.</i>	62
<i>Figura 3.18: Respuesta dinámica del extremo libre de los cantilevers, C1 y C2, simulada y medida en función de la frecuencia de modulación AM, con un índice de modulación <math>m = 0.8</math>.</i>	63
<i>Figura 3.19: Respuesta temporal simulada del desplazamiento del cantilever ante una señal portadora de 0.82 GHz y frecuencia moduladora de 600 Hz, para dos índices de</i>	



modulación: 0.4 y 0.8 (a). En (b), se muestra la respuesta para una frecuencia moduladora de 3 kHz, también con índices de modulación de 0.4 y 0.8. ....	64
Figura 3.20: Vistas transversales Bs-Bs de la estructura propuesta en la Figura 2-1. Estado apagado (a) Estado conectado (b).....	64
Figura 3.21: Resistencia de conmutación del relé en función del tiempo para diferentes potencias.....	65
Figura 3.22: Resistencia de contacto simulada y medida en función de la potencia radiada. ....	66
Figura 4.1: Vista en planta del altavoz MEMSTENNA, con los cantilevers inter digitados en el centro de la antena (a). Vista de la sección transversal As-As' (b). ....	70
Figura 4.2: Vista de la sección Bs-Bs' definida en la figura 4.1. Se muestra el desplazamiento vertical (azul claro) de dos cantilevers. El campo eléctrico y magnético asociado a la radiación EM están representado por EY, INC y BX, INC respectivamente desplazándose en la dirección z según el vector de propagación kz.....	70
Figura 4.3: Simulación COMSOL del parámetro S11 de la antena en ausencia de la carga.....	73
Figura 4.4: Impedancia de la antena, $R_{a\omega}$ y $X_{a\omega}$ , en función de la frecuencia y la impedancia calculada de los cantilevers $-jX_{Ce} + C_p\omega$ . Obtenidas con COMSOL.....	73
Figura 4.5: Voltaje $V_m$ en función de la frecuencia de la portadora con la MEMSTENNA cargada con los cantilevers considerados estáticos. ....	74
Figura 4.6: Circuito equivalente de Thévenin de la antena dipolo de ranura (lado izquierdo) acoplada con el actuador capacitivo MEMS. El actuador se modela como un sistema masa –muelle–amortiguador (m-k-b), con una capacidad parásita $C_p$ . ....	75
Figura 4.7: (a) Vista en planta del altavoz MEMSTENNA. (b-c) Detalle de las dos matrices de cantilevers con la soldadura fría realizada con pasta de plata.....	75
Figura 4.8 Fotografía del proceso de posicionado de los cantilevers mediante el uso de un sistema de posicionador XYZ, creado específicamente para montaje del altavoz MEMS. ....	76
Figura 4.9: Esquema de la configuración de los equipos utilizados en la caracterización del parámetro SPL. ....	77
Figura 4.10: Amplitud de vibración medida (LAB, curva negra) y simulada (SIM, curva roja) del altavoz MEMSTENNA en función de la frecuencia de modulación. ....	78
Figura 4.11: Nivel de presión sonora medido (LAB, curva negra) y simulado (SIM, curva roja) del altavoz MEMSTENNA en función de la frecuencia de modulación. ....	78
Figura 4.12: Nivel de presión sonora (SPL) del altavoz MEMSTENNA en función de la frecuencia de modulación, con una frecuencia portadora de 1 GHz. ....	79



# Índice de tablas

---

Tabla 2–1. Dimensiones y parámetros físicos del prototipo SAA1 ..... 21

Tabla 2–2 SAA2 Datos técnicos del prototipo ..... 30

Tabla 2–3 TRANSD21 Datos técnicos del prototipo ..... 30

Tabla 2–4 Frecuencias de los modos de vibración del *cantilever*..... 36

Tabla 3–1: Parámetros de la antena dipolo y *cantilever* ..... 43

Tabla 3–2: Parámetros del prototipo de *MEMSTENNA* Relé..... 43

Tabla 4–1: Parámetros de diseño de la *MEMSTENNA* Altavoz..... 80

Tabla 4–2: Frecuencia de los dos primeros modos verticales de vibración de los *cantilevers*. ..... 84

# Acrónimos

---

<i>AC</i>	<i>Corriente Alterna</i>
<i>CST</i>	<i>C S T Studio Suite</i>
<i>DARPA</i>	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
<i>DEMeT</i>	<i>Direct Electromagnetic to Mechanical Transduction</i>
<i>DMD</i>	<i>Digital Micromirror Device</i>
<i>EM</i>	<i>Electro Magnético</i>
<i>IoT</i>	<i>Internet of Thing</i>
<i>MEMSTENNA</i>	<i>MEMS + AnTENNA</i>
<i>MoM</i>	<i>Method of Moments</i>
<i>MOS</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor, Metal Oxido Semiconductor</i>
<i>no2</i>	<i>Contacto Normalmente Abierto 2</i>
<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board</i>
<i>Toff</i>	<i>Tiempo de Apagado</i>
<i>Ton</i>	<i>Tiempo de activacion</i>
<i>WPT</i>	<i>Wireless Power Transfer</i>



# 1. INTRODUCCIÓN

---

**E**n este capítulo se presentan los objetivos y la visión general de la tesis. Asimismo, se incluye una revisión histórica del origen y la evolución de los sistemas microelectromecánicos (*MEMS*), con especial énfasis en sus aplicaciones actuales en los campos de la radiofrecuencia y el audio.

Finalmente, se analiza el estado actual del mercado global de *MEMS*, así como sus proyecciones de crecimiento y tendencias futuras.

## 1.1. Objetivos y visión general de la tesis

La presente tesis gira alrededor del concepto de Transducción Directa del dominio Electromagnético al Mecánico, en el que se conjugan diferentes tecnologías como la de Transmisión Inalámbrica de Potencia (*Wireless Power Transmission, WPT*) y la de los Sistemas Microelectromecánicos (*Micro ElectroMechanical Systems, MEMS*). En este trabajo se pretende demostrar la viabilidad de este concepto, así como de sus posibles aplicaciones, a través del desarrollo de un nuevo dispositivo llamado *MEMSTENNA*. Una *MEMSTENNA*, en su concepción inicial y como se puede observar en la Figura 1.1c, combina las propiedades de un elemento *MEMS* (Figura 1.1b) con los de una antena radioeléctrica convencional (Figura 1.1a), para llevar a cabo dicha transducción directa de señal o energía en forma de radiación electromagnética (dominio electromagnético) a señal o energía en forma de flexión o vibración mecánica (dominio mecánico).

De entre las diferentes tecnologías *WPT*, como son por ejemplo las basadas en acoplamiento inductivo [1] o en acoplamiento resonante [2], nos centraremos en aquellas basadas en transmisión de potencia por radiofrecuencia en el rango de las microondas, donde los dispositivos de transmisión y recepción de la energía son antenas radioeléctricas convencionales [3].

La principal motivación de esta tesis consiste en desarrollar un demostrador que valide el concepto de Transducción Directa Electromagnética a Mecánica (*Direct Electromagnetic to Mechanical Transduction, DEMeT*). Esto es, ser capaz de demostrar que es posible llevar a cabo funciones de actuación a distancia sin necesidad de que en el sistema en el que tenga lugar la actuación existan elementos de suministro de energía (baterías, sistemas de alimentación o sistemas de reciclado de energía). El elemento o dispositivo de Transducción Directa Electromagnética a Mecánica, será el elemento clave de una nueva tecnología de Transmisión Inalámbrica de Potencia y Actuación (*Wireless Power Transmission and Actuation, WPTA*). A diferencia de otras técnicas *WPTA*, en las que la potencia eléctrica recibida en la antena es rectificada mediante *RECTENAS* [4][5] y procesada para alimentar la circuitería activa que controla la actuación, esta tesis se centrará en la transformación de dicha energía al dominio mecánico de forma directa, evitando el consumo de la circuitería activa.

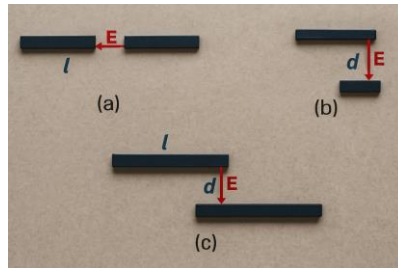


Figura 1.1: (a) Antena dipolo de longitud  $l$  y caracterizada por campo eléctrico  $E$ . (b) Cantilever con actuación electrostática mediante un electrodo a distancia  $d$  y campo eléctrico  $E$ . (c) Combinación de una estructura *MEMS* (b) y una *anTENA* dipolo (a) que definen una estructura *MEMSTENNA*.

En las primeras fases de la tesis, se estudiará la recepción de la energía mediante antenas dipolares de media onda, y su acoplo a estructuras mecánicas *MEMS* de tipo *cantilever*. Esta estructura básica se irá optimizando a través del estudio del acoplo tanto de antenas más complejas tipo antenas de ranura (*Slot Antenna*) como de elementos o conjuntos de elementos *MEMS* de mejores prestaciones que las ofrecidas por una estructura tipo *cantilever*. Las dos aplicaciones de los dispositivos *DEMeT* que se pretenden estudiar son, por una parte, la del relé inalámbrico sin batería (*Wireless and Batteryless Relay*), en la que la actuación directa sirve para cerrar un interruptor *MEMS* y, por otro lado, la de recepción de radio *AM* sin batería (*Batteryless AM Radio-Receiver*), en la que el elemento *MEMSTENNA* lleva a cabo las funciones de recepción, demodulación *AM* y generación de una señal acústica.

## 1.2. Desarrollo histórico y avances de la tecnología *MEMS* en el contexto del siglo XXI

Los Sistemas Microelectromecánicos (*MEMS*) constituyen un campo multidisciplinar que integra componentes mecánicos, eléctricos y, en algunos casos, ópticos, en una única plataforma o sistema a escala micrométrica. Esta tecnología ha revolucionado sectores como la automoción, la telefonía móvil, la biomedicina, la aeroespacial y la defensa, al permitir el desarrollo de sensores y actuadores altamente integrados, de bajo consumo y gran fiabilidad. Sin embargo, antes de consolidarse como disciplina bajo el término *MEMS* en 1986, numerosos desarrollos fundamentales ya habían anticipado sus principios clave. La evolución de los *MEMS* comienza en el contexto del auge de la microelectrónica, cuando los procesos de fabricación sobre obleas de silicio empezaron a utilizarse para algo más que circuitos electrónicos. En 1965, Harvey C. Nathanson, junto con Robert A. Wickstrom, desarrollaron en los Laboratorios de Investigación de Westinghouse el primer dispositivo considerado *MEMS*: *The resonant gate transistor*, una estructura en la que una estructura mecánica suspendida vibraba selectivamente para permitir el paso de corriente en un transistor *MOS* [6]. Este desarrollo fue patentado en 1967 bajo el nombre *Microelectric Frequency Selective Apparatus*, y constituyó el primer intento documentado de integrar funcionalidad mecánica dentro de un dispositivo fabricado mediante técnicas estándar de microfabricación.

Durante las siguientes dos décadas, diversos grupos de investigación contribuyeron al desarrollo de estructuras microelectromecánicas, aunque en aquel entonces no existía una denominación común para estas tecnologías emergentes. En 1979, White y Kates describieron interruptores formados por membranas micromecánicas sobre sustratos de silicio [7]. Este trabajo anticipaba el uso de microestructuras móviles como elementos funcionales integrados en sistemas electrónicos. En 1982 se publica el artículo más reconocido de Kurt Petersen [8], "*Silicon as a Mechanical Material*". Este trabajo resume y analiza investigaciones previas realizadas durante su tiempo en IBM, incluyendo el desarrollo de sensores de presión con diafragmas de silicio. Este artículo es considerado una piedra angular del campo. También durante los años setenta y principios de los ochenta, se realizaron importantes avances en técnicas de grabado anisotrópico, deposición en fase vapor (*CVD*) y micromecanizado en seco, lo que permitió el desarrollo de estructuras tridimensionales más complejas en silicio. Sin embargo, estos esfuerzos estaban dispersos entre distintas comunidades, instrumentación, sensores, física aplicada, microelectrónica, sin una identidad disciplinar claramente definida.

El punto de inflexión en la historia de esta tecnología se dio en 1986, cuando Jacobsen y Wood, investigadores de la Universidad de Utah, presentaron a *DARPA* una propuesta titulada *Micro Electro-Mechanical Systems (MEMS)*.

Ese mismo año, presentaron también una ponencia con el mismo título en el *IEEE Workshop on Microrobots and Teleoperators*, donde se definió por primera vez *MEMS* como una categoría unificada de dispositivos micromecánicos integrados. En dicho *Workshop* se publicó uno de los primeros artículos en utilizar explícitamente el término



*MEMS: SCOFSS: A Small Cantilevered Optical Fiber Servo System*, aplicando estos principios a sistemas ópticos de control [9].

La década de 1990 marcó un nuevo punto de inflexión en la historia de los *MEMS*. En 1991, Larry Larson desarrolló en Hughes Research Labs el concepto de interruptor y varactor *MEMS* para aplicaciones de microondas [10]. A pesar de su baja fiabilidad inicial, esta tecnología alcanzaba frecuencias de hasta 50 GHz, superando lo logrado con GaAs. Entre los años 1992 a 1995, Rockwell y Texas Instruments desarrollaron *RF MEMS SWITCH*, mientras Analog Devices lanzaba el ADXL50 [11], primer acelerómetro *MEMS* de superficie.

En 1994, Bosch desarrolló el proceso DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*), el cual permitió fabricar estructuras con relaciones de aspecto elevadas, esenciales para aplicaciones ópticas, micro fluidos y empaquetado de alto rendimiento [12].

Durante el siglo XXI, la tecnología *MEMS* ha experimentado un crecimiento exponencial en cuanto a diversidad de aplicaciones, miniaturización, integración con sistemas electrónicos y producción en masa. Este desarrollo ha propiciado el surgimiento de nuevos campos como la bioingeniería, las telecomunicaciones ópticas, los sistemas ciberfísicos y la nanotecnología.

Los *BioMEMS* representan una de las áreas de mayor crecimiento. Empresas como Debiotech han desarrollado bombas de insulina implantables con tecnología *MEMS* que permiten una dosificación precisa y continua [13]. Además, los dispositivos de diagnóstico rápido, como los chips de análisis de ADN y los sensores de glucosa, se han miniaturizado significativamente [14][15].

Los Sistemas Micro-Ópticos-ElectroMecánicos (*MOEMS*) han sido clave en el desarrollo de interruptores ópticos para redes de telecomunicaciones de alta velocidad [16]. Estos sistemas utilizan espejos micromecánicos móviles para redirigir señales ópticas con alta precisión y velocidad, mejorando el rendimiento de redes de fibra óptica. Un ejemplo destacado es el conmutador óptico de Lucent Technologies basado en micro espejos [17]. Además, Texas Instruments ha desarrollado sistemas de micro espejos digitales (*DMD*) para proyectores y pantallas, fabricados con procesos *MEMS* [18].

La evolución natural de los *MEMS* ha llevado al desarrollo de los Sistemas Nano electromecánicos (*NEMS*), los cuales operan en la escala nanométrica, ofreciendo mejoras en frecuencia de resonancia, sensibilidad y eficiencia energética. Los *NEMS* permiten la detección de fuerzas, masas o desplazamientos extremadamente pequeños, lo que los convierte en herramientas útiles en la investigación biomédica, física cuántica y sensores ambientales [19]. Un ejemplo notable es el uso de resonadores *NEMS* como sensores de masas atómicas individuales [20]. El crecimiento del Internet de las Cosas (*IoT*) ha impulsado la integración de *MEMS* en dispositivos conectados como smartphones, *wearables*, electrodomésticos y sensores industriales. Acelerómetros, giróscopos, micrófonos *MEMS* y sensores de presión son ahora componentes estándar en

dispositivos inteligentes, gracias a su bajo costo, consumo energético reducido y alta confiabilidad [21].

La evolución de los Sistemas Microelectromecánicos (*MEMS*) ha estado impulsada por avances sinérgicos en la microfabricación, los semiconductores y la ingeniería de sistemas. Desde su concepción como sensores de presión básicos hasta su integración en complejas arquitecturas ciberfísicas y nanotecnológicas, los *MEMS* han redefinido la manera en que interactuamos con el entorno tecnológico. Su continua miniaturización, funcionalidad ampliada e integración con redes digitales han permitido su adopción masiva en áreas como la salud, las comunicaciones, el transporte y la automatización industrial. El futuro de los *MEMS* se proyecta en la fusión con tecnologías emergentes como la inteligencia artificial, *edge computing*, los dispositivos implantables y los sistemas autónomos. Paralelamente, el desarrollo de los *NEMS* abre una nueva frontera para aplicaciones que requieren extrema sensibilidad y escalas de operación cuántica.

Los *RF MEMS switch* y los altavoces *MEMS (MEMS speaker)* constituyen dos aplicaciones fundamentales de los sistemas microelectromecánicos dentro del campo de la microelectrónica avanzada, y forman parte integral de las aplicaciones del dispositivo *MEMSTENNA*. Ambas tecnologías, por su relevancia funcional y principios de operación distintos, se abordan de manera individual en las secciones siguientes.

### 1.2.1. *RF MEMS*

Los dispositivos *MEMS* aplicados a la ingeniería de radio frecuencia han evolucionado en aplicaciones como redes de conmutación [22], osciladores de baja potencia [23][24], capacidades variables [25][26], reconfiguración de antenas [27][28][29], componentes de satélites [30], sistemas de radar [31] y sistemas de instrumentación [32].

Todos estos avances se deben principalmente a la evolución del dispositivo de conmutación basado en *MEMS* comúnmente llamado *RF MEMS Switch*, que han reemplazado a los convencionales conmutadores basados en transistores *FET* y diodos *PIN* [33], incluyendo dispositivos como el transistor de alta movilidad electrónica (*HEMT*) [34] y el transistor de efecto de campo por túnel (*TFET*), en sistemas de radiofrecuencia. Los interruptores *RF MEMS* ofrecen un rendimiento superior en frecuencias de *RF* para aplicaciones de baja a media potencia, además de un tamaño reducido, bajo consumo de energía en corriente continua (*DC*), y compatibilidad con sustratos de vidrio o silicio de bajo costo.

El estado del arte de los interruptores *RF MEMS*, publicado en [35][36], ha sido ampliado para cumplir con los requisitos de especificación del entorno 5G en [37]. En [35][36] los interruptores *RF MEMS* han sido clasificados en base a diversos factores, siendo uno de ellos el método de actuación, el cual incluye técnicas piezoeléctricas [38], electromagnéticas [39], electrotérmicas [40] y electrostáticas [41]. Parámetros como la fiabilidad, la velocidad de conmutación, el consumo de potencia, el voltaje de actuación

y el tamaño, se utilizan para evaluar las distintas técnicas de actuación empleadas en los interruptores *RF MEMS*.

Se ha observado que los interruptores piezoeléctricos y electrostáticos presentan altas capacidades de conmutación en frecuencia, mientras que los interruptores electrostáticos ofrecen la mejor fiabilidad y el menor consumo energético. Además, interruptores con bajo voltaje de actuación se encuentran en las categorías electro térmica y electromagnética.

Los interruptores *RF MEMS* electrostáticos son ampliamente reconocidos por su alto aislamiento y baja pérdida por inserción en frecuencias de microondas. Sus frecuencias de corte, que van desde decenas de GHz hasta más de 100 GHz, han permitido que los interruptores *RF MEMS* ganen una tracción considerable en distintos ámbitos. Sin embargo, una desventaja de estos interruptores es su alto voltaje de actuación, lo cual puede limitar su uso en ciertas aplicaciones de baja potencia. Para abordar esta limitación, se han desarrollado diversas técnicas enfocadas en reducir el voltaje de actuación de los interruptores electrostáticos, principalmente modificando parámetros que afectan al voltaje de colapso (*pull-in*). En [42] se presenta un interruptor *RF MEMS* tipo *shunt* con contacto metal-metal, que logra un bajo voltaje de actuación mediante la reducción del espacio y de la constante elástica de la estructura, usando estructuras tipo serpentín [43][44], *folded beam* [45] o disminuyendo el grosor del *cantilever* [46].

El crecimiento en el uso de interruptores *RF MEMS* ha sido posible gracias a mejoras significativas en su rendimiento y fiabilidad. Se han estudiado diversas configuraciones de circuito para mejorar tanto la pérdida por inserción como el aislamiento y mejorar su rendimiento. Estas incluyen configuraciones en serie (con contacto resistivo o capacitivo), configuraciones tipo *shunt* (con contacto capacitivo) y configuraciones híbridas (que combinan elementos de ambas). Los interruptores *RF MEMS* con configuración *shunt* típicamente emplean estructuras de tipo puente o *cantilever*, y funcionan principalmente como interruptores capacitivos, utilizando un diseño de contacto metal-dieléctrico-metal. No obstante, algunos diseños también presentan contacto resistivo (metal-metal) [47].

En configuraciones en serie, el interruptor se sitúa directamente sobre la línea de transmisión de la señal. Estos interruptores pueden adoptar una estructura tipo *cantilever* o puente, y el contacto puede ser resistivo [47] o capacitivo. Hasta la fecha, se han desarrollado y reportado diversos interruptores *RF MEMS* de contacto metálico para configuraciones en serie. En [48] un interruptor que utiliza silicio monocristalino (*SCS*) en contacto directo y un sustrato silicio-sobre-vidrio (*SiOG*) demuestra un funcionamiento desde DC hasta 30 GHz. A 2 GHz, este interruptor alcanza una pérdida por inserción de -0.18 dB y un aislamiento de -38.5 dB, con un voltaje de control de 26 V.

La mayoría de las publicaciones sobre interruptores *MEMS* se han centrado en conmutación de señales en el espectro de radiofrecuencia (*RF MEMS*). Sin embargo,

también se han explorado relés<sup>3</sup> *MEMS* en otras aplicaciones, especialmente aquellas en las que la conmutación se realiza a bajas frecuencias o en corriente continua (*DC*). En aplicaciones de potencia [49], los relés *MEMS* han demostrado un rendimiento y fiabilidad superior en comparación con los relés de estado sólido, destacando en parámetros clave como la resistencia en estado de conducción, el tiempo de conmutación (encendido/apagado) y la resistencia al desgaste (número de ciclos de conmutación).

Paralelamente al avance tecnológico en dispositivos *MEMS*, se han desarrollado diversas estrategias orientadas a superar las limitaciones intrínsecas de los actuadores, particularmente en el caso de los actuadores electrostáticos. Uno de los fenómenos más estudiados en este contexto es el efecto *pull-in*, también conocido como bifurcación de punto de silla (*saddle-node*), el cual restringe el rango de desplazamiento y compromete la funcionalidad del actuador. Numerosos trabajos han abordado esta problemática proponiendo soluciones como el control de voltaje mediante la introducción de una capacidad de retroalimentación en serie [50][51], el control por carga eléctrica [52][53], así como la implementación de circuitos de control en lazo cerrado [54][55], con el objetivo de extender el rango operativo de movimiento o vibración más allá del punto de inestabilidad. Un nuevo enfoque de actuación electrostática que emplea circuitos de transformación de impedancia (*resonant driving circuit*) como medio para superar el punto de *pull-in* con bajas tensiones de alimentación se presenta en [56].

En el campo de la reconfiguración de antenas los *MEMS* han sido incluidos como elementos clave para realizar múltiples diseños de antenas conmutadas, dipolo, ranura, *bowtie* o fractal, entre otras. Una revisión de este campo se ha publicado en [57]. Entre las distintas técnicas de reconfiguración, diodos PIN [58] o varactores [59], los actuadores *RF-MEMS* destacan por su baja pérdida, alta linealidad y compatibilidad con tecnologías de integración a escala de chip.

Estas antenas permiten modificar dinámicamente parámetros fundamentales como la frecuencia de operación, el patrón de radiación y la polarización [60][61], lo cual resulta esencial para abordar las exigencias de plataformas multibanda, radios cognitivas y redes 5G. En [62] la frecuencia de operación de una antena *microstrip* de parche se puede configurar de 8.56 a 8.9 GHz, activando o desactivando los conmutadores. En sistemas de comunicaciones basadas en radar [63], el patrón de radiación se reconfigura usando dos antenas con distinto patrón.

El aumento en las investigaciones científicas y desarrollos de productos por parte de las empresas del sector ha hecho crecer el mercado de productos que integran estos dispositivos.

---

<sup>3</sup> El término relé e interruptor son tratados como equivalentes en este trabajo

El mercado global (Figura 1.2) de sistemas *MEMS* de radiofrecuencia (*RF*) fue valorado en 9.400 millones de dólares estadounidenses en 2024 y se prevé que alcanzará los 21.100 millones de dólares en 2030, con una tasa de crecimiento anual compuesta (CAGR) del 14.5 % durante el período 2024–2030 [64].

### Radio Frequency (RF) MEMS Market

Market forecast to grow at a CAGR of 14,5%

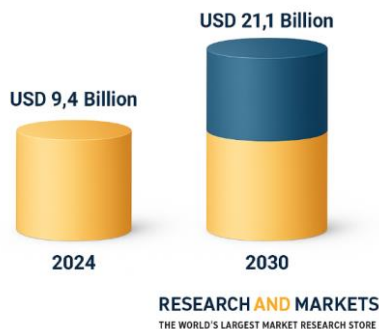


Figura 1.2: Mercado de RF MEMS en 2024 y tasa de crecimiento [64].

### 1.2.2. MEMS Altavoz

El desarrollo de la electrónica de consumo ha acelerado el mercado global del audio, que ha mostrado en la última década una tendencia sostenida hacia dispositivos más compactos, con menor consumo energético y mejores prestaciones. Los altavoces, como uno de los componentes esenciales en dispositivos electrónicos portátiles, tales como ordenadores portátiles, teléfonos inteligentes y auriculares inalámbricos, deben responder a crecientes demandas de miniaturización, ligereza y eficiencia energética.

En este contexto, hacia finales del siglo XX surgió un notable interés por soluciones acústicas basadas en tecnologías *MEMS*, dado que ofrecían precisamente estas cualidades: bajo consumo, tamaño reducido y la posibilidad de integración monolítica con circuitos electrónicos [65]. Estos altavoces basados en *MEMS* emplean diversos mecanismos de actuación, entre ellos: electrodinámico [66], termoacústico [67] piezoeléctrico [68][69] y electrostático [70]. Cada uno de estos enfoques presenta ventajas y desafíos particulares, definidos en gran medida por parámetros clave de funcionamiento y rendimiento, tales como el nivel de presión sonora (*Sound Pressure Level, SPL*), ancho de banda y calidad del sonido, esta última evaluada mediante el parámetro distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion, THD*).

El mecanismo de transducción en los altavoces *MEMS* se basa, en la mayoría de los casos, en la vibración mecánica de un diafragma para generar sonido. Una excepción a esto son los altavoces termoacústicos, cuyo funcionamiento se fundamenta en el intercambio de calor entre el electrodo (o el diafragma) y el medio circundante. Empresas como *TDK Corporation* y *Usound* han desarrollado productos comerciales de *MEMS Speaker* con actuación piezoeléctrica llegando a valores de *SPL* de 80 dB en un rango de frecuencias de 400 Hz a 20 kHz [71] y 116 dB [72] respectivamente.

Asimismo, la empresa *AudioPixels* ha desarrollado dispositivos basados en actuación piezoeléctrica, utilizando técnicas de reconstrucción digital del sonido (*DSR*) mediante conjuntos de *cantilevers*, lo que permite generar audio de alta calidad a través de configuraciones *MEMS* avanzadas [73].

La actuación piezoeléctrica ha captado el interés de la mayoría de las empresas del sector, debido a que requiere tensiones de operación relativamente bajas y es capaz de generar fuerzas de actuación elevadas, aunque no ofrece altos valores de *SPL*, típicamente del orden de 90 dB y la respuesta en frecuencia no es suficientemente plana. En este contexto, se han investigado diversos materiales piezoeléctricos como, ZnO, AlN, PZT obtenido por Sol-Gel, PZT depositado por *sputtering* y cerámica PZT-5H, con el objetivo de mejorar el rendimiento y las prestaciones acústicas de los altavoces *MEMS*.

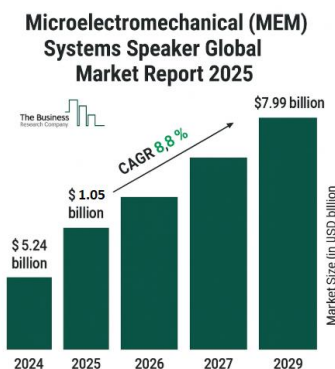
Otras compañías, como *Arioso Systems* [74], han optado por soluciones basadas en actuación electrostática, desarrolladas mediante procesos compatibles con tecnología *CMOS*. Este enfoque presenta múltiples ventajas. En primer lugar, su compatibilidad con procesos de micro fabricación *CMOS* facilita la integración monolítica, ya sea en forma de *Systems on Chip (SoC)* o *Systems In Package (SiP)*, como se demostró en los trabajos

de Neumann y Gabriel [75]. Además, estas estructuras destacan por su bajo consumo energético (menor a  $1 \mu\text{W}$ ) ya que, aunque operan con tensiones elevadas, requieren corrientes extremadamente bajas, lo que las hace especialmente adecuadas para dispositivos portátiles o de bajo consumo.

Adicionalmente, la masa reducida en los diseños basados en diafragmas permite alcanzar una respuesta en frecuencia que abarca todo el rango audible, desde los 20 Hz hasta los 20 kHz [76]. Sin embargo, los altavoces *MEMS* electrostáticos también presentan ciertas limitaciones. Uno de los principales desafíos es la necesidad de altos voltajes de operación, normalmente superiores a 40 V para valores de *SPL* de entre 40 dB y 80 dB. Se han reportado valores mayores de *SPL*. En [77], para conseguir un nivel de *SPL* de 113.4 dB a 7.68 kHz se necesita una actuación de 150 Vac o de 200 Vac en [78] para 78 dB de *SPL* a 16.35 kHz.

Nuevos diseños se han realizado en [79] con actuación electrostática periférica, alcanzando valores de *SPL* estándar, 40 dB y 80 dB reduciendo el radio y grosor del diafragma además de mejorar la eficiencia acústica ( $\eta = P_{\text{acústica}}/P_{\text{eléctrica}}$ ). Esta tendencia se ha continuado en [80] consiguiendo valores de *SPL* de 114 dB en aire a 1 cm de distancia.

Aunque se sigue investigando en la actuación electrostática la tendencia de las empresas se está centrando en productos piezoeléctricos. Se espera que el mercado de altavoces con sistemas microelectromecánicos (*MEMS*) experimente un fuerte crecimiento en los próximos años. Se proyecta que alcanzará los 7.990 millones de dólares en 2029 (*Figura 1.3*), con una tasa de crecimiento anual compuesta (CAGR) del 8.8 % [81].



*Figura 1.3* Tamaño del mercado de altavoces con sistemas microelectromecánicos (*MEMS*) en 2025 y tasa de crecimiento [81].

### 1.3. Estructura de la tesis

A continuación, se presentan los capítulos que estructuran el desarrollo de esta tesis:

El Capítulo 1 corresponde al presente capítulo, en el cual se introducen los objetivos generales y específicos de la tesis, así como la motivación que impulsa su desarrollo. Además, se establece el marco conceptual que guía la investigación y se contextualiza el trabajo dentro del estado actual del conocimiento en el área de los *RF MEMS*. Se analizan las tendencias tecnológicas recientes, las principales limitaciones de los enfoques existentes y las oportunidades que justifican la propuesta de un nuevo paradigma. Este capítulo sirve como punto de partida para comprender la relevancia científica y tecnológica del trabajo desarrollado.

El Capítulo 2 establece y define el concepto transducción directa del dominio electromagnético al dominio mecánico, que constituye el eje central de la investigación llevada a cabo en esta tesis. En este capítulo se describe la arquitectura física principal del dispositivo propuesto, denominado *MEMSTENNA*, detallando su estructura funcional y los principios que rigen su operación. Asimismo, se presenta el modelo analítico desarrollado para la simulación del comportamiento del sistema, el cual permite predecir su respuesta frente a distintos estímulos electromagnéticos.

El proceso de diseño, fabricación y caracterización experimental de tres prototipos sirve como plataforma de validación para las simulaciones numéricas, proporcionando una base sólida para contrastar teoría y práctica. Estos prototipos permiten identificar parámetros críticos de diseño, ajustar el modelo teórico, y explorar la viabilidad de futuras aplicaciones tecnológicas, tales como las dos aplicaciones desarrolladas en los capítulos 3 y 4.

El Capítulo 3 presenta la primera aplicación práctica del sistema *DEMeT*, un relé inalámbrico sin baterías. En esta implementación, el principio de funcionamiento de la *MEMSTENNA* resonante se concreta mediante una antena dipolo de ranura, optimizada para operar en el rango de microondas.

Se abordan en detalle los parámetros críticos que definen el comportamiento del relé inalámbrico sin batería, tales como la fuerza de actuación, la resistencia de contacto y la respuesta mecánica del elemento móvil. Asimismo, se incluyen simulaciones *F.E.M.* realizadas mediante la herramienta de cálculo COMSOL Multiphysics, las cuales permiten analizar el acoplamiento entre el campo electromagnético y la estructura mecánica del dispositivo de forma independiente. El capítulo concluye con la presentación del diseño final del sistema, su fabricación y la evaluación experimental de su funcionamiento. Los resultados obtenidos validan la idea propuesta y sientan las bases para su aplicación en sistemas de conmutación remota, comunicaciones inalámbricas autónomas y sensores sin batería.

El Capítulo 4 expone la segunda aplicación práctica desarrollada a partir de la idea de transducción directa, *DEMeT*, que corresponde a un receptor de radio *AM* y altavoz



*MEMS* inalámbrico y sin baterías. En continuidad con el enfoque de la *MEMSTENNA* resonante, se emplea nuevamente una antena dipolo de ranura como elemento de captación de energía electromagnética. No obstante, en esta ocasión se introduce una nueva estrategia de actuación sobre las microestructuras móviles, basada en una configuración de tipo interdigital, la cual permite una mayor eficiencia de acoplamiento y control en el dominio mecánico. Este capítulo describe el diseño completo de un sistema altavoz capaz de recibir y demodular señales de radiofrecuencia moduladas en amplitud (*AM*) dentro del espectro audible, transformándolas directamente en vibraciones mecánicas perceptibles como sonido. Al igual que en los anteriores prototipos desarrollados en capítulos anteriores, este enfoque permite eliminar la necesidad de componentes electrónicos activos, fuentes de energía locales o procesos de conversión intermedios. Se presenta el desarrollo del prototipo funcional, incluyendo el modelado analítico y numérico, así como los resultados de simulación que anticipan su comportamiento dinámico. Posteriormente, se valida experimentalmente el dispositivo, cuyos resultados se comparan con las predicciones teóricas, evidenciando la viabilidad del sistema propuesto. Esta aplicación abre la puerta a futuras soluciones de audio completamente pasivas y autónomas, especialmente útiles en entornos remotos o de difícil acceso.

## 2. TRANSDUCCIÓN DIRECTA ELECTROMAGNÉTICA A MECÁNICA

---

*Ellos no sabían que era imposible así que lo construyeron*

*Mark Twain*

**E**n este capítulo se presenta la idea de transducción directa del dominio electromagnético al dominio mecánico (*DEMeT*), el cual se materializa en un dispositivo innovador llamado *MEMSTENNA*.

La sección 2.2 define la arquitectura de este dispositivo, que integra en una sola estructura física las funciones de una antena dipolo y un actuador electrostático *MEMS*.

En la sección 2.3 se describe el principio de funcionamiento de la *MEMSTENNA* como dispositivo capaz de convertir directamente la potencia electromagnética radiada por una antena emisora en movimiento mecánico de un *microcantilever*. Asimismo, en esta sección se describe también el modelo numérico desarrollado para simular el comportamiento del dispositivo.

Finalmente, en la sección 2.4 el modelo numérico es validado experimentalmente a través de pruebas realizadas sobre tres demostradores que operan en la banda de frecuencias de microondas.

Dos de las posibles aplicaciones de la *MEMSTENNA*, el relé inalámbrico sin batería y el receptor de radio sin batería se describirán en los capítulos 3 y 4 respectivamente.

### 2.1. Introducción

Los voltajes en continua (*DC*) tanto de actuación como de polarización de las estructuras capacitivas *MEMS*, suelen aplicarse de forma externa o generarse directamente mediante circuitos integrados [82], utilizando en algunos casos tecnologías híbridas como la *CMOS-MEMS* [83]. Si bien los circuitos activos basados en tecnología *CMOS* operan con niveles de voltaje en continua relativamente bajos [84], es habitual que se requieran

tensiones de polarización elevadas, tanto para habilitar la activación del sistema [85][86] como para generar señales eléctricas detectables en sensores capacitivos [87]. Por esta razón, los dispositivos *MEMS* de naturaleza capacitiva se consideran intrínsecamente activos, dado que su funcionamiento depende de manera esencial de una fuente de voltaje en continua.

Una de las restricciones más relevantes en la transducción electrostática es la inestabilidad conocida como *pull-in*, la cual está asociada a la necesidad de aplicar una polarización a las estructuras. Es ampliamente conocido que, al emplear una fuente de voltaje para la actuación, el desplazamiento máximo alcanzable se ve limitado a cerca de un tercio del espacio de transducción capacitiva [88]. Para mitigar esta limitación, se han propuesto varias soluciones, entre ellas la excitación resonante [89][90][91][92] que se presenta como una opción altamente prometedora para extender el rango operativo de los actuadores electrostáticos. Esta técnica se basa en el empleo de un circuito resonante tipo LC, el cual permite accionar el dispositivo aprovechando las propiedades de resonancia.

En este enfoque, la variación del voltaje de excitación en alterna (*AC*) con la frecuencia introduce una retroalimentación negativa que ayuda a estabilizar la estructura frente a la inestabilidad *pull-in*. Adicionalmente, cuando se trabaja en la frecuencia de resonancia del circuito LC, se obtiene un efecto de amplificación del voltaje aplicado, lo que permite disminuir significativamente el voltaje necesario para activar el sistema.

En este capítulo, se introduce un nuevo concepto derivado de la estrategia de excitación electrostática resonante, que permite accionar una estructura *MEMS* capacitiva sin necesidad de aplicar ningún voltaje localmente sobre el dispositivo. Esta propuesta descrita en el artículo SAA1, y materializada en el dispositivo *MEMSTENNA*, muestra la funcionalidad dual antena-*cantilever* y cómo mediante la transferencia de potencia radioeléctrica inalámbrica (*WPT*) se puede accionar y controlar el dispositivo.

Sin embargo, como se discutirá más adelante en esta tesis, los niveles de potencia de *RF* necesarios para accionar mecánicamente el primer demostrador presentado en SAA1 son elevados y poco viables en aplicaciones prácticas. En este sentido, nuevos diseños de *MEMSTENNA* son presentados en los artículos SAA2 y TRANSD21 donde la potencia necesaria para activar el dispositivo se ha reducido al integrar en la *MEMSTENNA micro-cantilevers* comerciales con tecnología *FR4-PCB*. Estos tres diseños analizados en este capítulo presentan los fundamentos para el desarrollo de aplicaciones potenciales de la *MEMSTENNA*. Entre las aplicaciones destacadas se encuentra su uso en circuitos de activación remota (*wake-up*) inalámbricos [93], los cuales resultan especialmente prometedores en el contexto de tecnologías *IoT* [94].

## 2.2. Arquitectura de la MEMSTENNA

La Figura 2.1 ilustra la configuración convencional de una antena dipolo junto a un dispositivo MEMS. A partir de esta disposición, es posible inferir que ambas estructuras pueden integrarse en una única solución física, capaz de combinar de forma eficiente las funcionalidades electromagnética y mecánica.

La nueva configuración surge al superponer los dos brazos de la antena dipolo en la región de alimentación, tal como se representa en la Figura 2.2 y cuyas dimensiones se encuentran en la Tabla 2-1.

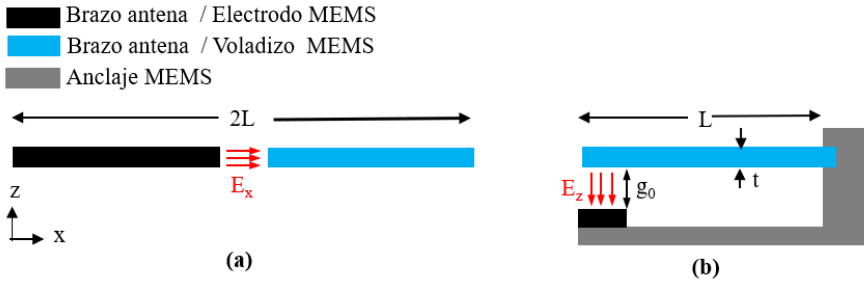


Figura 2.1: Antena dipolo (a) y actuador electrostático (b). Representado el campo eléctrico en ambas estructuras como  $E_x$  y  $E_z$ .

Como se muestra en la Figura 2.2 el primer dispositivo MEMSTENNA, publicado en SAA1, se compone de dos brazos metálicos de dimensiones  $L$ ,  $w$  y  $t$  (longitud, anchura y grosor), dispuestos en paralelo con una separación inicial en reposo  $g_0$  y una longitud de solapamiento  $l_m$ .

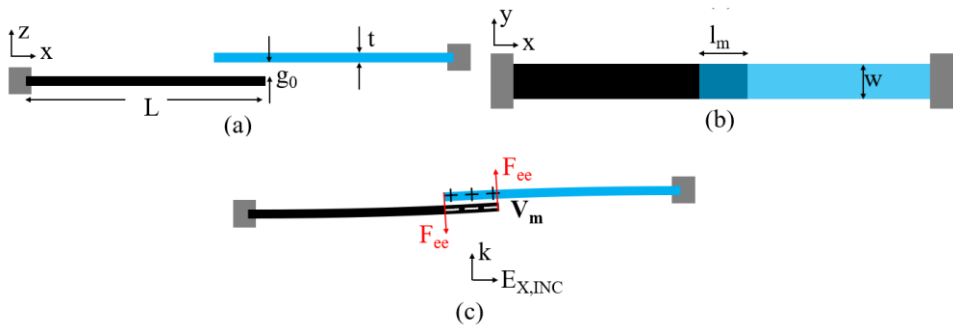


Figura 2.2: Vista lateral (a) y superior (b) de la estructura MEMSTENNA, basada en una antena dipolo cuyos brazos son vigas mecánicas en configuración empotrada-libre (clamped-free). (c) Flexión de los brazos de la MEMSTENNA producida por la fuerza electrostática,  $F_{ee}$ .

La región de solapamiento da lugar a una capacidad eléctrica,  $C_m$ , cuyo valor varía a lo largo del eje  $z$ , dado que en dicha zona los brazos no están anclados (*free*). Se genera así un actuador *MEMS* electrostático (*clamped-free*).

$$C_m(z) = \frac{\epsilon_0 A}{g_0 - z} \quad (2-1)$$

Donde  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío,  $A$  es el área ( $A = l_m w$ ) y  $g_0$  la separación inicial entre las dos vigas. La energía electrostática,  $U$ , almacenada es:

$$U = \frac{1}{2} C_m(z) V_m^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_0 - z)} V_m^2 \quad (2-2)$$

Donde  $V_m$  es el voltaje aplicado a la capacidad. La fuerza electrostática se calcula derivando la energía respecto al desplazamiento del *cantilever*:

$$F_{ee}(z) = \frac{dU}{dz} \quad (2-3)$$

Por lo tanto, la expresión final de la fuerza electrostática es:

$$F_{ee}(z) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_0 - z)^2} V_m^2 \quad (2-4)$$

Un parámetro importante y comúnmente utilizado en el análisis de sistemas accionados electrostáticamente es el voltaje de colapso,  $V_{PI}$  (*pull-in*). Este corresponde al voltaje de actuación crítico, en el cual la atracción electrostática entre el elemento móvil y el electrodo fijo supera la fuerza mecánica de restauración proporcionada por la elasticidad de la estructura. Más allá de este umbral, el sistema se vuelve inestable y la parte móvil colapsa abruptamente hacia el electrodo. Para la aproximación de placas paralelas, el voltaje de entrada  $V_{PI}$  se define en la ecuación (2-5) (2-8), donde  $k$  es la constante elástica del *cantilever*.

$$V_{PI} = \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \epsilon_0 A}} \quad (2-5)$$

Por otro lado, si el voltaje aplicado es una señal sinusoidal,  $V_m(t) = V_c \cos(\omega_c t)$ , donde  $V_c$  es la amplitud de la señal y  $\omega_c$  la frecuencia angular, la fuerza electrostática que depende de  $V_m^2$  queda definida como:

$$V_m^2(t) = \frac{V_c^2}{2} [1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2-6)$$

$$F_{ee}(t) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_0 - z(t))^2} \frac{V_c^2}{2} [1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2-7)$$

Por lo tanto, la fuerza tiene una componente constante (*DC*) además de una componente de alta frecuencia, correspondiente al doble de la frecuencia de la portadora ( $2\omega_c$ ). Situada en el rango de GHz, esta componente de alta frecuencia puede ser despreciada, ya que no afecta a la respuesta mecánica del *cantilever*, que ocurre a frecuencias del orden de kHz y, en consecuencia, la única respuesta que se produce consiste en una deflexión estática del *cantilever*.

En cambio, el voltaje aplicado puede estar modulado en amplitud (*AM*), tal y como se define en la ecuación (2-8):

$$V_{m,am}(t) = V_c[1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \quad (2-8)$$

Donde  $m$  es el índice de modulación y  $\omega_m$  es la frecuencia angular de la señal moduladora. La fuerza electrostática, en este caso, queda definida en la ecuación (2-10), después de desarrollar el término  $V_{m,am}^2(t)$  en la ecuación (2-9) y sustituirla en la ecuación (2-4).

$$V_{m,am}^2(t) = \frac{V_c^2}{2} [1 + 2m \cos(\omega_m t) + m^2 \cos^2(\omega_m t)][1 + \cos(2\omega_c t)] \quad (2-9)$$

La fuerza electrostática contiene un término en *DC*, además de dos términos frecuenciales a la frecuencia de la señal moduladora y a la de su segundo armónico.

$$F_{ee,am}(t) = \frac{1}{4} \frac{\varepsilon_0 A}{(g_g - z(t))^2} V_g^2 \left[ 1 + 2m \cos(\omega_m t) + \frac{m^2}{2} (1 + \cos(2\omega_m t)) \right] \quad (2-10)$$

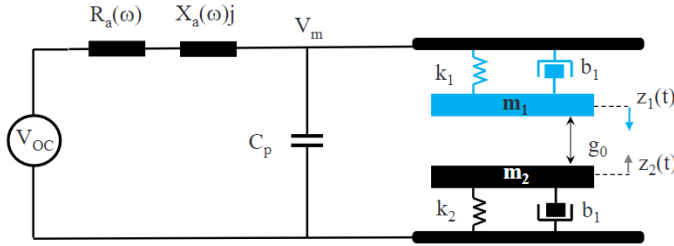
Al mismo tiempo, la estructura de la *MEMSTENNA* corresponde a una antena dipolo de media onda,  $\lambda/2$ , anclada por los extremos opuestos a la zona solapada o puerto de alimentación. Donde el solapamiento entre los dos brazos ha modificado el puerto de alimentación de la antena, cargándola capacitivamente con  $C_m$ .

## 2.3. Principio de funcionamiento y modelo analítico

El principio de funcionamiento se basa en la capacidad de la *MEMSTENNA* de funcionar como una antena en recepción. Cuando una onda electromagnética incide sobre la antena, representada en la Figura 2.2c por su campo eléctrico  $E_{x,INC}$  y propagándose en el eje  $z$ , se induce un voltaje,  $V_m$ , en el punto de alimentación de la antena. Este voltaje *AC* genera una fuerza electrostática,  $F_{ee}(t)$ , atractiva (ecuación (2-7)) entre las placas que constituyen la capacidad eléctrica, cuya componente continua (*DC*) es suficiente para provocar una deflexión estática en los *cantilevers* o una demodulación mecánica si el campo eléctrico que incide sobre la antena ha sido generado mediante una modulación en amplitud *AM* (ecuación (2-10)). De este modo, se logra una transducción directa de

energía electromagnética en energía mecánica sin necesidad de alimentación eléctrica local.

La Figura 2.3 muestra el modelo empleado para representar la interacción entre el dominio de radiofrecuencia y el comportamiento mecánico. La antena dipolo de media onda en modo de recepción está representada por su circuito equivalente de Thévenin [95], que define la antena como una impedancia,  $Z_a(\omega)$  y un voltaje de circuito abierto,  $V_{OC}$ . La impedancia eléctrica de la antena está representada por una resistencia de radiación y de pérdidas  $R_a(\omega)$  y una reactancia  $X_a(\omega)$ , ambos términos dependientes de la frecuencia.



*Figura 2.3: Modelo de la MEMSTENNA compuesto por el circuito equivalente Thévenin de la antena dipolo (lado Izquierdo) cargada con una capacidad variable MEMS, representada por su modelo masa ( $m_{1-2}$ )-muelle ( $k_{1-2}$ )-amortiguador ( $b_{1-2}$ ) para cada uno de sus electrodos y una capacidad parásita  $C_p$  (centro).*

El voltaje en circuito abierto puede calcularse [96] a partir de la longitud efectiva de la antena,  $L_{eff}$ , y del campo eléctrico incidente,  $E_{X,INC}$ , mediante la siguiente expresión:

$$V_{OC} = L_{eff} \cdot E_{X,INC} \quad (2-11)$$

La longitud efectiva para un dipolo  $\lambda/2$  se define en [96], considerando una distribución de corriente uniforme y sinusoidal a lo largo del dipolo. Por ello, se ha adoptado un valor promedio de  $2/\pi=0.642$  correspondiente a la distribución máxima de corriente sinusoidal. Dado que la longitud de la antena en nuestro dispositivo *MEMSTENNA*, en SAA1 y TRANSD21, es  $L=\lambda/2$  la longitud efectiva queda determinada por  $L_{eff}=0.64 \cdot L$ . Para antenas más complejas que el dipolo de media onda, como la antena diseñada en SAA2, el voltaje de circuito abierto se puede calcular a partir de la ecuación (2-12) [97]:

$$V_{OC} = \frac{E_{X,INC}}{AF} \quad (2-12)$$

Donde el parámetro factor de antena  $AF$  se define como:

$$AF = \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot \eta \cdot f^2}{c^2 \cdot G \cdot Z_{load}}} \quad (2-13)$$

Siendo,  $\eta$  es la impedancia intrínseca del espacio libre, aproximadamente  $377 \Omega$ ,  $c$  es la velocidad de la luz,  $f$  es la frecuencia de la onda plana incidente a la antena,  $G$  es la ganancia de la antena y  $Z_{load}$  es la impedancia de carga de la antena definida en la ecuación (2-14).

$$Z_{load} = \frac{1}{(C_m(z) + C_p)\omega j} \quad (2-14)$$

El voltaje,  $V_m$ , aplicado a la capacidad variable,  $C_m$ , y la capacidad parasita,  $C_p$ , queda definido por la ecuación:

$$V_m = V_{oc} \frac{1}{R_a(\omega) + X_a(\omega)j} \frac{1}{(C_m(z) + C_m)\omega j} \quad (2-15)$$

En la parte derecha de la Figura 2.3 se representa el modelo electromecánico correspondiente al actuador capacitivo *MEMS*, estructurado a partir de dos sistemas masa-muelle-amortiguador, los cuales están vinculados a los *cantilevers* superior e inferior que integran la *MEMSTENNA*.

El comportamiento dinámico de cada uno de estos elementos se describe mediante las ecuaciones de movimiento (2-16) y (2-17):

$$m_1 \cdot \frac{d^2 z_1(t)}{dt^2} + b_1 \cdot \frac{dz_1(t)}{dt} + k_1 \cdot z_1(t) = F_{ee} \quad (2-16)$$

$$m_2 \cdot \frac{d^2 z_2(t)}{dt^2} + b_2 \cdot \frac{dz_2(t)}{dt} + k_2 \cdot z_2(t) = F_{ee} \quad (2-17)$$

Donde  $m_1$  y  $m_2$  definen las masas,  $b_1$  y  $b_2$  los amortiguamientos y  $k_1$  y  $k_2$  las constantes elásticas de los *cantilevers*. Dado que ambos son nominalmente idénticos, las ecuaciones (2-16) y (2-17) pueden simplificarse, obteniéndose la siguiente expresión:

$$m \cdot \frac{d^2 z(t)}{dt^2} + b \cdot \frac{dz(t)}{dt} + k \cdot z(t) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_0 - 2z(t))^2} V_m^2 \quad (2-18)$$

### 2.3.1. Modelo MATLAB/Simulink

La Figura 2.4 presenta el diagrama de bloques correspondiente a la implementación del modelo utilizado en las simulaciones realizadas en MATLAB/Simulink.

El primer bloque, identificado como “1. Actuador electromecánico”, resuelve numéricamente la ecuación de movimiento de los *cantilevers*, ecuación (2-18), obteniendo como resultado la evolución temporal de su deflexión,  $z(t)$ .



En el segundo bloque, “2. Fuerza electrostática”, se calcula la fuerza electrostática,  $F_{ee}$ , en función de la deflexión  $z(t)$  y del voltaje aplicado,  $V_m$ .

El tercer bloque, “3. Antena dipolo”, correspondiente a la antena dipolo, calcula la capacidad de MEMS,  $C_m(z(t))$ , la cual depende del desplazamiento de los *cantilevers*, tomando como entrada la función  $z(t)$ . En este mismo bloque también se determinan las componentes de impedancia de la antena, la resistencia de radiación  $R_a$  y la reactancia  $X_a$ , obtenidas mediante el método de los momentos (MoM) [98].

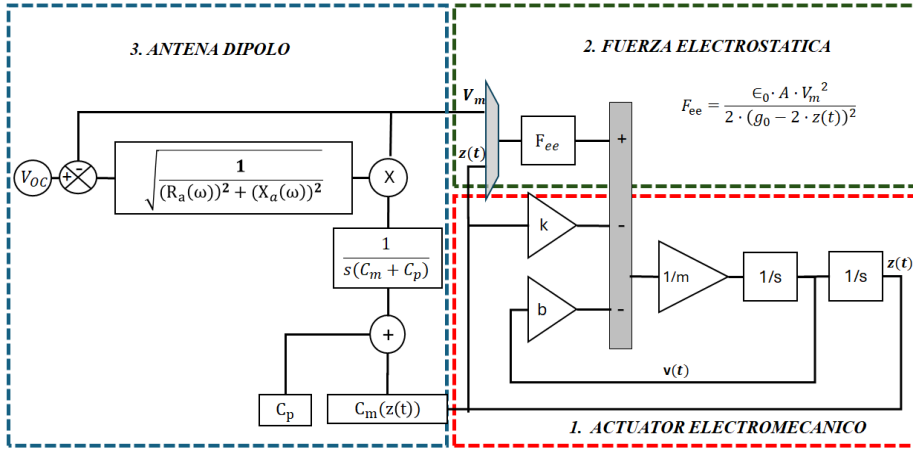


Figura 2.4: Diagrama de bloques del modelo MEMSTENNA utilizado en MATLAB/Simulink.

Finalmente, a partir de las impedancias de la antena y de la capacidad variable del MEMS, se calcula el voltaje en los terminales del actuador,  $V_m$  (ecuación (2-15)).

## 2.4. Diseño y fabricación de prototipos

En la fase inicial de la tesis se han diseñado, fabricado y validado tres prototipos, correspondientes a los desarrollos presentados en los artículos SAA1, TRANSD1 y SAA2. La descripción de estos prototipos se organiza en dos bloques. En primer lugar, se presenta el dispositivo descrito en el artículo SAA1, que constituye una prueba de concepto y ha permitido validar el objetivo principal de esta tesis: demostrar la transducción directa entre el dominio electromagnético y el mecánico. Este desarrollo inicial sentó las bases para avanzar hacia la integración de *cantilevers* sobre substratos de FR4-PCB. Esta integración sobre FR4-PCB se consolidó en dos trabajos publicados posteriormente (TRANSD1 y SAA2).

Aunque estos dos últimos prototipos no fueron evaluados bajo condiciones experimentales idénticas, comparten similitudes significativas en cuanto al proceso de fabricación, por lo que se presentan y analizan de forma conjunta.

En todos los diseños, las simulaciones realizadas se basan en el modelo presentado en la Figura 2.3 e implementados con el diagrama de bloques descrito en la Figura 2.4. Las impedancias de las antenas han sido calculadas mediante funciones en MATLAB que utilizan el método de los momentos (*MoM*) para los diseños SAA1 y TRANSD1, mientras que en SAA2 se ha utilizado el programa de simulación *CST*.

## 2.4.1. Validación de la *MEMSTENNA* como dispositivo *DEMeT*

### 2.4.1.1. Descripción del prototipo

La *MEMSTENNA* como dispositivo *DEMeT* ha sido validada en SAA1, donde el demostrador diseñado, fabricado y validado experimentalmente corresponde al descrito en la Figura 2.2 y cuyas principales características se resumen en la Tabla 2–1.

Tabla 2–1. Dimensiones y parámetros físicos del prototipo SAA1.

Parámetros:	Símbolo	Valor	Unidades
Densidad Acero	$\rho$	8050	kg/m <sup>3</sup>
Módulo de Young Acero	$E$	200	GPa
Longitud viga	$L_c$	83	mm
Longitud dipolo	$L$	88	mm
Anchura	$w$	5	mm
Solapamiento	$l_m$	803	μm
Grosor	$t$	100	μm
Distancia estática	$g_0$	50-150	μm
Constante elástica	$k$	0.43	mN/m
Frecuencia 1er modo de la viga	$f_0$	6.8	Hz
Frecuencia antena cargada con <i>MEMS</i> ( $g_0=50$ μm)	$f_a$	875	MHz

La impedancia de la antena dipolo en función de la frecuencia (que equivale a la *MEMSTENNA* sin el solapamiento de sus brazos) ha sido obtenida mediante simulación con el método de los momentos, *MoM*. Se puede observar en la Figura 2.5a que tiene una resonancia a 800 MHz. A frecuencias menores de la resonancia la respuesta de la antena es capacitiva ( $X_a(f < 800 \text{ MHz}) \approx R_a + (1/j \cdot \omega \cdot C_a)$ ) y a frecuencias mayores inductiva ( $X_a(f > 800 \text{ MHz}) \approx R_a + j \cdot \omega \cdot L_a$ ). Cuando la antena se carga con la capacidad asociada al solapamiento de los brazos de la antena  $C_m$ , y debido a que la reactancia de la antena  $X_a$  es inductiva a frecuencias mayores de 800 MHz, provoca que el circuito eléctrico equivalente del sistema, Figura 2.3, se comporte como un circuito RLC serie.

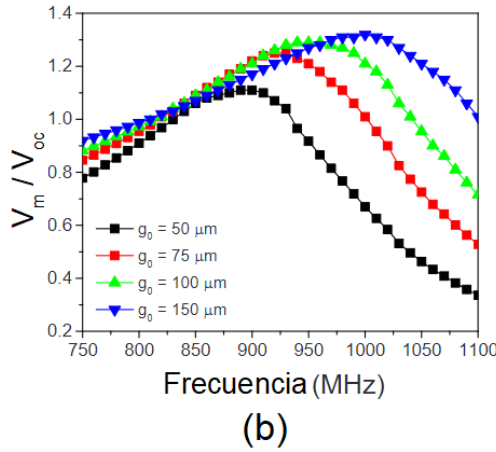
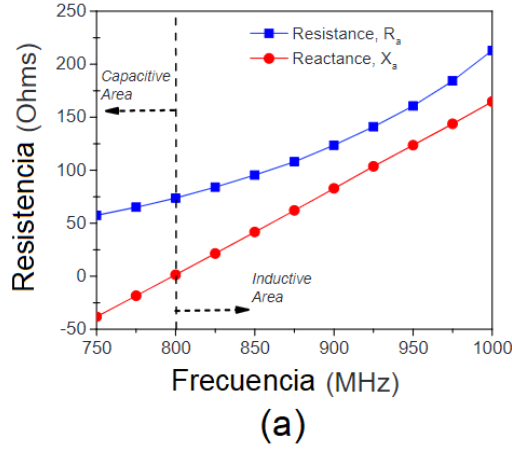


Figura 2.5: Respuesta en frecuencia de la impedancia del dipolo MEMSTENNA (a) y del voltaje en el actuador MEMS para diferentes gaps de transducción estáticos y  $E_{INC}=190 \text{ V/m}$  (b). En los cálculos se considera una capacidad parásita en paralelo de  $C_p = 0.7 C_m$ .

Las simulaciones realizadas se presentan en la Figura 2.5b, donde la capacidad,  $C_m$ , se ha dejado estática para observar la dinámica del sistema.

Tanto la frecuencia de resonancia,  $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_a(\omega)(C_m(\omega) + C_p)})$ , como la ganancia  $V_m/V_{oc} > 1$  se ven afectadas por la distancia de separación,  $g_0$ . Cuando el gap disminuye también disminuye la frecuencia de resonancia, por lo que el dispositivo en su funcionamiento normal tendrá una frecuencia de resonancia variable a medida que la distancia entre los *cantilevers* disminuya.

### 2.4.1.2. Descripción del Sistema de medidas

La configuración de los equipos utilizados para la medición experimental del desplazamiento de los *cantilevers* se muestra en la Figura 2.6.

El equipo de transmisión consiste en un generador de señal de radio frecuencia *RF* (HP 8647 A), seguido de un amplificador de potencia *RF* de 12 W (RFPA RF101000–10), conectado a una antena dipolo emisora (*emitter antenna, ED*) de longitud  $\lambda/2$ , diseñada para resonar a 940 MHz. El conjunto generador-amplificador puede suministrar una potencia *RF* ligeramente superior a 12 W a la antena emisora, la cual radia una señal portadora (mencionada anteriormente como onda electromagnética de excitación) con frecuencia  $f_c$ .

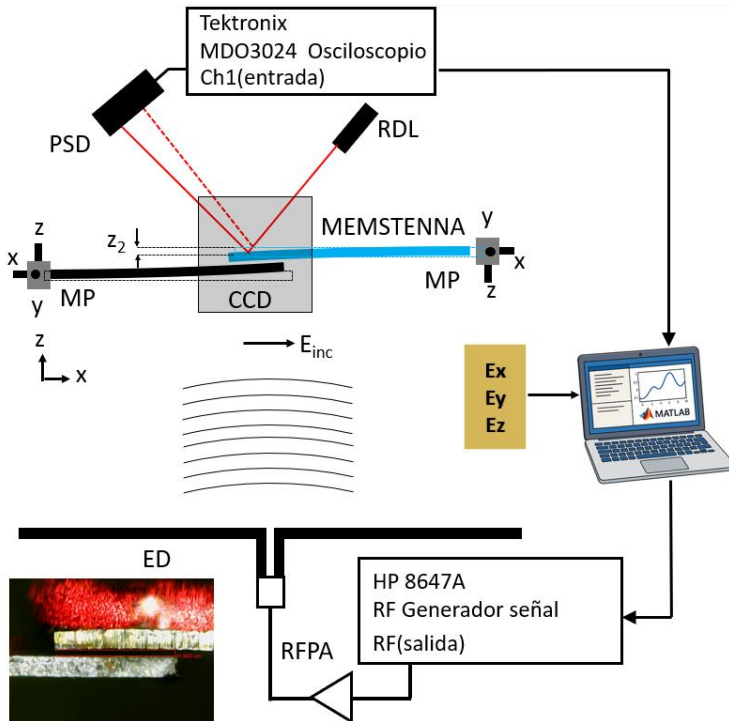


Figura 2.6: Diagrama de bloques del sistema de medición. Componentes utilizados: CCD: Cámara digital, PSD: Dispositivo de detección de posición (Position Sensitive Device), RFPA: Amplificador de potencia RF (12 W), ED: Dipolo emisor, RDL: Láser de diodo rojo ( $\lambda = 673.8$  nm), MP: Micro posicionador xyz. Recuadro: Imagen óptica del área de transducción capacitiva de la MEMSTENNA con un gap  $g_0 = 42 \mu\text{m}$ .

La *MEMSTENNA*, alineada sobre el eje  $x$ , se sitúa a una cierta distancia del dipolo emisor. Los anclajes de ambos *cantilevers* de la *MEMSTENNA* están sujetos a micro posicionadores XYZ, lo que permite un ajuste preciso de la separación  $g_0$  y de la longitud de solapamiento  $l_m$ .

El haz de luz de un diodo láser ( $RDL \lambda = 635 \text{ nm}$ ,  $1.2 \text{ mW}$ ) se enfoca en la cara posterior del *cantilever* superior y el ángulo de deflexión del haz reflejado se mide mediante un dispositivo sensible a la posición (*PSD*, por sus siglas en inglés) (New Focus 2930). El desplazamiento vertical del extremo libre del *cantilever* superior, representado como  $z_2$  en la Figura 2.6, se mide con un osciloscopio (Tektronix MDO3024) conectado a la salida del *PSD*.

Una cámara *CCD* cenital se coloca sobre la zona de transducción capacitiva de la *MEMSTENNA* para ajustar ópticamente la distancia de separación. En esta configuración, se considera que ambos brazos de la *MEMSTENNA* presentan el mismo desplazamiento ( $z_1 = z_2$ ) y que la onda incidente de *RF* es plana.

Para controlar el campo eléctrico de excitación a través del generador de señales, se ha medido la intensidad del campo eléctrico en la posición de la *MEMSTENNA* para distintos niveles de potencia del generador, utilizando una sonda de campo eléctrico (*Wavecontrol EFCube*).

### 2.4.1.3. Análisis de los resultados experimentales

#### ■ Análisis transitorio

En un primer conjunto de mediciones se analizó la respuesta temporal del sistema durante los transitorios de conmutación, tanto en el paso de desactivado a activado (*OFF-ON*) como en el de activado a desactivado (*ON-OFF*), bajo distintas intensidades de campo eléctrico y valores de separación, manteniendo una frecuencia portadora fija de ( $f_c = 834 \text{ MHz}$ ). Tal como se muestra en la Figura 2.7, la respuesta del *cantilever* exhibe una ligera sobreoscilación en ambos transitorios, la cual se superpone casi por completo con las fluctuaciones atribuibles al ruido mecánico presentes durante los estados estacionarios.

Por otro lado, la deflexión vertical promedio en estado estacionario alcanzada tras el transitorio *OFF-ON* aumenta al incrementar el campo eléctrico. En particular, cuando los *cantilevers* están separados por una distancia de  $g_0 = 54 \mu\text{m}$  (Figura 2.7a), el campo eléctrico de excitación puede aumentarse hasta  $200 \text{ V/m}$  antes de que se produzca el colapso entre ambas estructuras, lo cual ocurre cuando la *MEMSTENNA* se excita a  $210 \text{ V/m}$ , como lo evidencia la drástica reducción de las fluctuaciones de ruido en el estado estacionario *ON*. Cuando la distancia de separación se incrementa a  $g_0 = 67 \mu\text{m}$  (Figura 2.7b), el campo eléctrico de excitación puede aumentarse hasta  $230 \text{ V/m}$  sin que la estructura colapse.

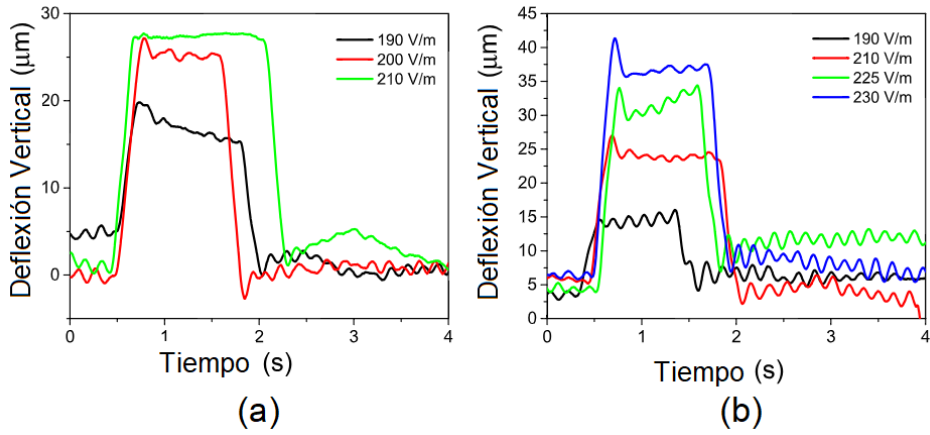


Figura 2.7: Evolución temporal entre los estados desactivado-activado y activado-desactivado para una separación  $g_0 = 54 \mu\text{m}$  (a) y  $g_0 = 67 \mu\text{m}$  (b), para diferentes campos eléctricos y con una frecuencia de portadora constante de  $f_c = 834 \text{ MHz}$ .

#### ■ Respuesta estacionaria

Para caracterizar con precisión la relación entre la deflexión vertical en estado estacionario y el campo eléctrico aplicado, se analizaron los datos obtenidos experimentalmente y se compararon con las curvas obtenidas a partir del modelo teórico, ambos mostrados en la Figura 2.8. Los resultados del modelo teórico se ajustan a los experimentales cuando la capacidad parásita se considera de  $C_p = 0.8 \cdot C_0$ . La correspondencia entre los datos medidos y las predicciones del modelo es notable, lo que permite describir con mayor claridad el fenómeno de colapso previamente señalado para una separación inicial de  $g_0 = 54 \mu\text{m}$ .

Asimismo, para valores de separación grandes ( $g_0 = 100 \mu\text{m}$  y  $g_0 = 140 \mu\text{m}$ ), la deflexión vertical estacionaria muestra una dependencia prácticamente lineal con el campo eléctrico. Sin embargo, esta relación lineal evoluciona hacia una tendencia de saturación a medida que la separación se reduce a valores cercanos al régimen de colapso ( $g_0 = 67 \mu\text{m}$  y  $g_0 = 54 \mu\text{m}$ ). Aunque esta respuesta no lineal parece contradecir la dependencia cuadrática de la fuerza electrostática con el voltaje (ecuación (2-4)) y, por lo tanto, con el campo eléctrico (ecuación (2-11)), puede explicarse parcialmente por la saturación del amplificador de potencia de RF.

A este efecto se suma una realimentación negativa intrínseca debida al aumento de la carga capacitiva, fenómeno que será analizado más adelante.

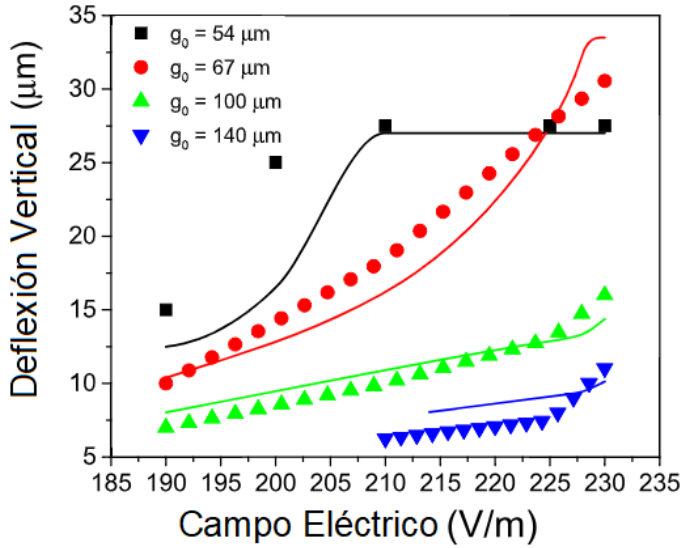


Figura 2.8: Respuesta estacionaria experimental (puntos) y calculada (curvas sólidas) de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico aplicado, para diferentes valores de separación y una frecuencia de la portadora constante de  $f_c = 834 \text{ MHz}$ . El mejor ajuste se obtiene cuando  $C_p = 0.8 \cdot C_0$ .

#### ■ Efecto de la frecuencia y la potencia de la portadora en la respuesta estacionaria

Para evidenciar claramente el efecto descrito en la sección anterior, se ha calculado cómo evoluciona la deflexión vertical estacionaria con la intensidad del campo eléctrico para diferentes frecuencias de portadora y una separación inicial de  $g_0 = 50 \mu\text{m}$ , utilizando las ecuaciones del modelo (Figura 2.3). Las curvas resultantes se representan en la Figura 2.9.

Para frecuencias de portadora inferiores a la frecuencia de resonancia del dipolo MEMSTENNA (ver Tabla 2–1), es decir,  $f_c < 875 \text{ MHz}$ , el *cantilever* colapsa de manera similar a cuando se excita mediante una fuente de voltaje, y la posición de colapso se sitúa cerca de  $g_0/3 = 16,7 \mu\text{m}$  (ver curvas discontinuas en la Figura 2.9, correspondientes a 0.7–0.85 GHz).

De hecho, el colapso ocurre antes por aumentar la capacidad de carga debido a la reducción del espacio entre las estructuras, la frecuencia de resonancia del dipolo MEMSTENNA se desplaza hacia valores más bajos ( $f_{res} = 1/(LC)^2$ ) y, en consecuencia, la amplitud del voltaje de excitación  $V_m$  aumenta, induciendo un efecto adicional de realimentación positiva que favorece el colapso de la estructura al requerir valores más bajos de campo eléctrico para inducirlo.

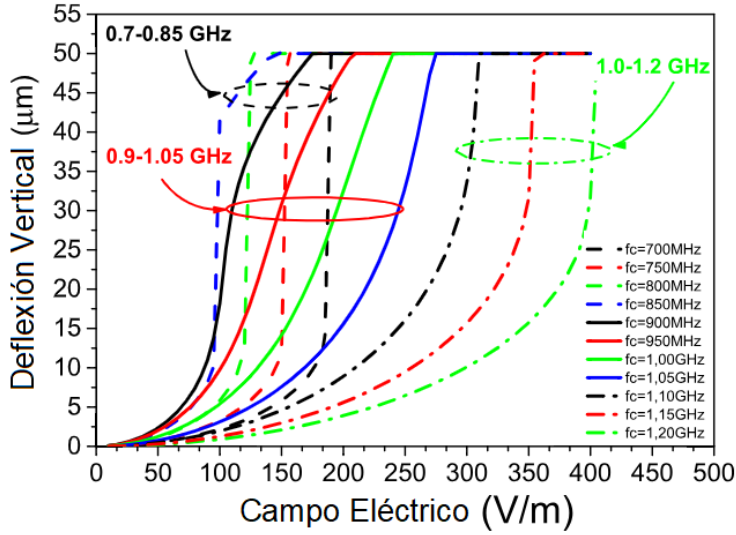


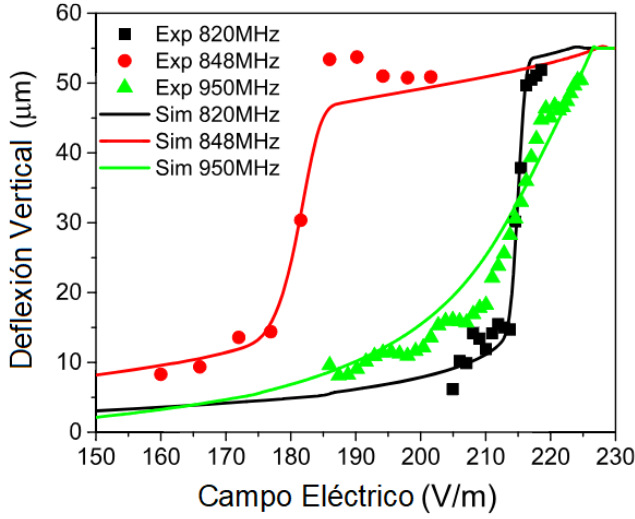
Figura 2.9: Deflexión vertical estacionaria calculada de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico para diferentes frecuencias de portadora. La separación se mantiene constante en  $g_0 = 50 \mu\text{m}$ .

Cuanto mayor es la frecuencia de portadora de las curvas discontinuas en Figura 2.9 (0.7–0.85 GHz), menor es el campo eléctrico necesario para inducir el colapso de la estructura. Por el contrario, se produce un efecto de realimentación opuesto cuando el punto de partida corresponde a una frecuencia de portadora superior a la frecuencia de resonancia del dipolo MEMSTENNA, es decir,  $f_c > 875 \text{ MHz}$ .

En este caso, la amplitud del voltaje de excitación,  $V_m$ , disminuye a medida que se cierra la separación, y la inestabilidad por colapso puede incluso evitarse (ver curvas continuas en la Figura 2.9, correspondientes a 0.9–1.05 GHz), como ya se ha reportado previamente en la literatura [99]. Finalmente, cuando la frecuencia de portadora es mucho mayor que la frecuencia de resonancia de la MEMSTENNA, es decir,  $f_c > 1.05 \text{ GHz}$ , el efecto de realimentación negativa previamente descrito se reduce progresivamente, de modo que el colapso de las estructuras vuelve a producirse, y la posición de colapso también disminuye conforme se incrementa la frecuencia de portadora (ver curvas con líneas y puntos en la Figura 8, correspondientes a 1.0–1.2 GHz).

Algunas de las curvas predichas por el modelo en la Figura 2.3 han sido reproducidas experimentalmente y se muestran en Figura 2.10. Los puntos medidos y las curvas ajustadas obtenidas para frecuencias de portadoras de  $f_c = 820 \text{ MHz}$  corresponden a la parte final del régimen de realimentación positiva (curvas discontinuas en la Figura 2.9, 0.7–0.85 GHz).





*Figura 2.10: Deflexión vertical estacionaria medida de la MEMSTENNA en función del campo eléctrico y las correspondientes curvas de ajuste del modelo para frecuencias de portadora diferentes. La separación se mantiene constante en  $g_0 = 110 \mu\text{m}$ . El mejor ajuste se obtiene  $C_p = 0.7C_0$ .*

Se observa claramente una reducción del campo eléctrico de colapso al aumentar la frecuencia de portadora de 820 MHz a 845 MHz. Sin embargo, cuando la excitación se realiza mediante una señal portadora de frecuencia  $f_c = 950 \text{ MHz}$ , dentro del régimen de realimentación negativa, el campo eléctrico necesario para accionar la estructura se incrementa y el colapso prácticamente se anula, tal como lo demuestra la forma sigmoide de la curva, similar a las predichas por el modelo (curvas continuas en la Figura 2.10, 0.9–1.05 GHz).

Considerando los resultados obtenidos desde la perspectiva de una futura aplicación como relé inalámbrico sin batería, la eficiencia energética puede optimizarse ajustando la distancia de transducción y la frecuencia de portadora dentro del régimen de realimentación positiva (0.7–0.85 GHz en el caso del demostrador), de manera que el colapso de la estructura ocurra con el mínimo campo eléctrico (o potencia de portadora). Específicamente, nuestros resultados experimentales muestran que el colapso se produce a 210 V/m (Figura 2.7) para  $g_0 = 54 \mu\text{m}$  y  $f_c = 834 \text{ MHz}$ , o a 185 V/m (Figura 2.8) para  $g_0 = 110 \mu\text{m}$  y  $f_c = 848 \text{ MHz}$ . Estos valores de campo eléctrico se alcanzan con potencias de portadora superiores a 12 W y 7 W, respectivamente.

Una mejora adicional que permitiría reducir aún más la potencia de portadora por debajo de 1 W, o alternatively aumentar la distancia entre la MEMSTENNA y la antena emisora de dipolo, consiste en reducir las dimensiones de la MEMSTENNA.

## 2.4.2. MEMSTENNA diseñada con tecnología FR4-PCB

### 2.4.2.1. Descripción de los prototipos

Los prototipos basados en la tecnología de *FR4-PCB* están referenciados en los artículos TRANSD21 y SAA2. Los dos prototipos utilizan *cantilevers* comerciales.

En TRANSD21 se utilizan *microcantilevers* de silicio con un recubrimiento de Ti/Au (2 nm / 20 nm) ([www.micromotive.de](http://www.micromotive.de)) y en SAA2 se han utilizado *microcantilevers* triangulares de nitruro de silicio metalizadas en ambas caras con oro, *PNP-TR-TL-Au* [100], utilizados habitualmente en equipos *AFM*.

En ambos diseños la antena se ha fabricado en la capa superior de cobre, Cu, con una frecuencia de resonancia de 2.5 GHz (Figura 2.11) y 0.82 GHz (Figura 2.12). La integración de los *microcantilevers* sobre la antena se realiza girándolo hacia abajo y posicionándolos sobre el área de cobre correspondiente al punto de alimentación de la antena (Figura 2.11a y Figura 2.12a). Las separaciones,  $s$  y  $g_0$ , se generan reduciendo el grosor de cobre (Figura 2.11b y Figura 2.12c) en uno de los brazos de la antena y creado así una capacidad eléctrica  $C_{cd,transd21} = \epsilon_0 \cdot w_c \cdot l_o / s$ .

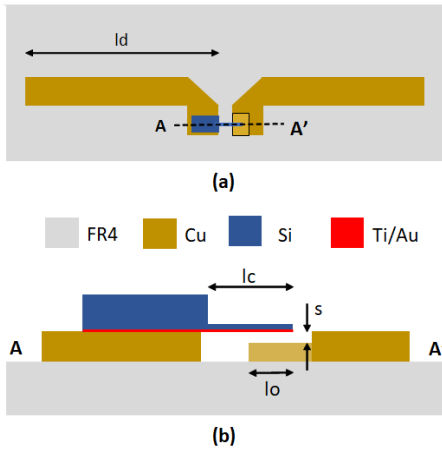


Figura 2.11: MEMSTENNA de la publicación TRANSD21. Vista en planta de la antena dipolo con el cantilever acoplado en el punto de alimentación (a). Una reducción local del grosor de Cu en uno de los brazos del dipolo permite definir una distancia  $s$ , generando así una capacidad vertical para la excitación electrostática del cantilever (b).

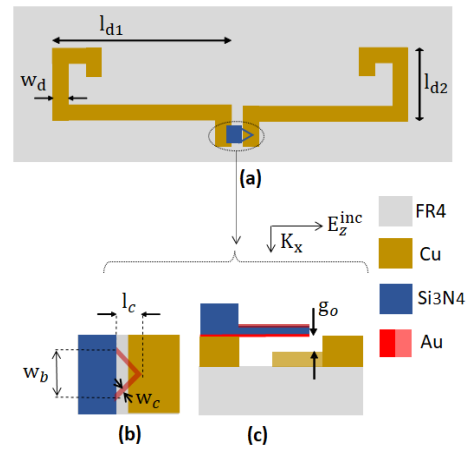


Figura 2.12: MEMSTENNA del artículo SAA2. Vista en planta de la antena dipolo con el cantilever acoplado en su punto de alimentación (a). Vista en planta del micro cantilever en forma de "V" (b) y sección transversal lateral que muestra una reducción local de grosor de Cu, lo que permite definir una distancia  $g_0$  generando una capacidad vertical (c).

Los valores de todos los parámetros de los dos prototipos están cuantificados en las tablas Tabla 2–2 y Tabla 2–3.

Tabla 2–2 Características de prototipo SAA2.

Parámetros:	Valor	Unidades
Longitud brazo dipolo ( $l_{d1}/l_{d2}$ )	35/50	mm
Anchura dipolo ( $w_d$ )	2	mm
Grosor dipolo ( $t_d$ )	35	$\mu\text{m}$
Longitud <i>cantilever</i> ( $l_c$ )	200	$\mu\text{m}$
Anchura <i>cantilever</i> ( $w_c$ )	28	$\mu\text{m}$
Anchura base <i>cantilever</i> ( $w_b$ )	184	$\mu\text{m}$
Constante elástica <i>cantilever</i> ( $k$ )	0.08	N/m
Grosor <i>cantilever</i> , Si3N4 ( $t_c$ )	0.6	$\mu\text{m}$
Distancia <i>gap</i> transducción capacitiva ( $g_0$ )	34	$\mu\text{m}$
Área solapamiento ( $A$ )	162	$\mu\text{m}^2$
Frecuencia de resonancia antena ( $f_d$ ): medida/simulada	0.88/0.82	GHz
Frecuencia de resonancia <i>cantilever</i> ( $f_c$ )	17	kHz

Tabla 2–3 Características del prototipo TRANSD21.

Parámetros:	Valor	Unidades
Longitud brazo dipolo ( $l_d$ )	17	mm
Anchura dipolo ( $w_d$ )	3	mm
Grosor dipolo ( $t_d$ )	35	$\mu\text{m}$
Longitud <i>cantilever</i> ( $l_c$ )	1000	$\mu\text{m}$
Anchura <i>cantilever</i> ( $w_c$ )	90	$\mu\text{m}$
Grosor <i>cantilever</i> ( $t_c$ )	1	$\mu\text{m}$
Distancia <i>gap</i> transducción capacitiva ( $s$ )	25	$\mu\text{m}$
Longitud solapamiento ( $l_o$ )	500	$\mu\text{m}$
Frecuencia de resonancia antena ( $f_d$ )	2.55	GHz
Frecuencia de resonancia <i>cantilever</i> ( $f_c$ )	1.2	kHz
Constante elástica <i>cantilever</i> ( $k_c$ )	3	mN/m

### ■ Simulaciones *AM* realizadas al prototipo SAA2

Las simulaciones presentadas en el artículo SAA2 se muestran en Figura 2.13 y Figura 2.14, ambas obtenidas mediante el método de los momentos (*MoM*). La impedancia de la antena constituye un parámetro fundamental que debe incorporarse en el modelo de simulación. En este caso, el análisis se ha realizado en el rango de frecuencias comprendido entre 400 MHz y 3 GHz. La frecuencia de resonancia de la antena se ha determinado experimentalmente, Figura 2.13, obteniendo un valor de 0.88 GHz ( $S_{11} = -12$  dB), mientras que en simulación es de 0.82 GHz ( $S_{11} = -9$  dB).

La respuesta de la *MEMSTENNA* excitada con un campo eléctrico modulado en amplitud (*AM*) se muestra en la Figura 2.15.

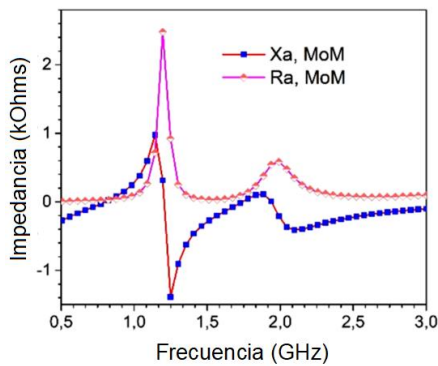


Figura 2.13: Respuesta en frecuencia de la impedancia de la antena obtenida en MATLAB mediante el método de los momentos (*MoM*) (SAA2).

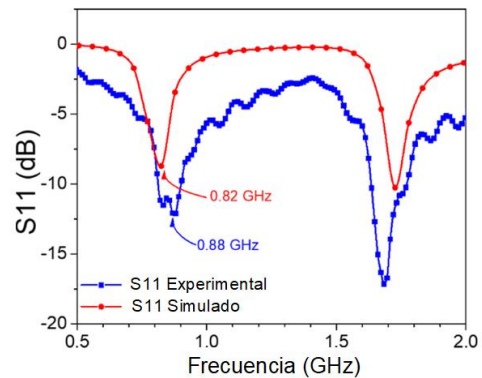


Figura 2.14: Parámetro  $S_{11}$  de la antena medido y simulado en MATLAB (SAA2).

Por otro lado, el desplazamiento dinámico del *cantilever*, según lo establecido en la ecuación (2-10), presenta un comportamiento oscilatorio a las frecuencias correspondientes a la señal moduladora,  $f_m = 17$  kHz y  $f_m = 34$  kHz. La simulación se ha llevado a cabo considerando un índice de modulación de 0.8 y una frecuencia de portadora de  $f_c = 531$  MHz. A esta frecuencia de portadora, la reactancia de la antena presenta un comportamiento capacitivo, conectándose en serie con la capacidad total del sistema, compuesta por  $(C_m + C_p)$ .

Como se muestra en la Figura 2.15, la amplitud de oscilación es mayor a 17 kHz que a 34 kHz, lo cual se debe a que el *cantilever* opera en su primer modo de vibración,  $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ . En este escenario la amplitud de oscilación,  $z_{max} \approx F_{ee}/(b \cdot \omega_0)$ , es mayor a 17 kHz que a 34 kHz, siendo  $b$  el amortiguamiento y  $m$  la masa.

En relación con el prototipo SAA2, aunque la respuesta de la antena (Figura 2.14) muestra un pico de máxima absorción de potencia en 0.8 GHz, el máximo acoplamiento entre

antenas se logra a ( $f_c = 557$  MHz). Esto se debe a que las antenas, emisora y receptora, no son perfectamente idénticas y la carga capacitiva del *cantilever* en la *MEMSTENNA* desplaza su frecuencia de resonancia. Además, las reflexiones en las paredes metálicas de la cámara de vacío (Figura 2.16) también modifican la respuesta en frecuencia de la *MEMSTENNA*.

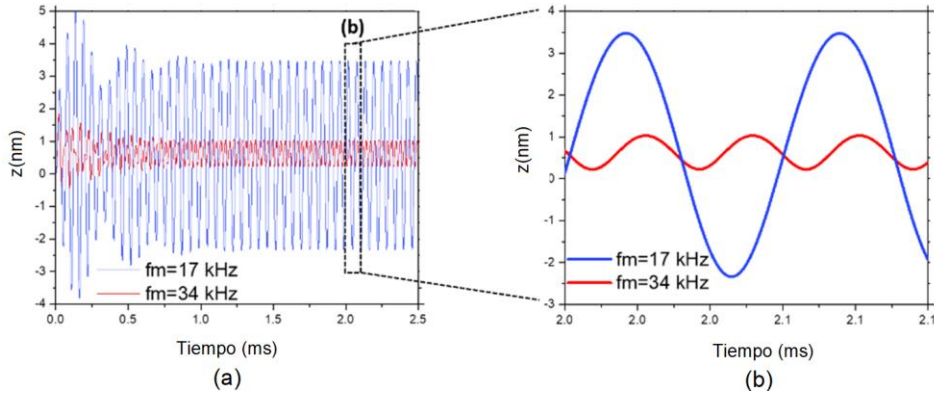


Figura 2.15: (a) Simulación de la respuesta dinámica de la *MEMSTENNA* a una señal de excitación con modulación AM, cuya frecuencia moduladora  $f_m = 17$  kHz y  $f_m = 34$  kHz, con un índice de modulación de 0.8 y una frecuencia de portadora  $f_c = 531$  MHz. (b) Ampliación realizada en el eje temporal.

#### 2.4.2.2. Descripción del sistema de medidas

Las medidas experimentales se realizaron utilizando la configuración de equipos mostrada en la Figura 2.16. El dispositivo *MEMSTENNA* y la antena dipolo emisora (*ED*) se colocaron en paralelo a una distancia  $d$ . La antena de la *MEMSTENNA* y la antena emisora poseen las mismas características físicas, frecuencia de resonancia, dimensiones y respuesta ( $S_{11}$ ). La *MEMSTENNA* se ubicó dentro de una cámara de vacío, mientras que la antena emisora (*ED*) se mantuvo en el exterior en SAA2 y en el interior en TRANS21.

La antena emisora *ED* se excita mediante una señal modulada en amplitud (*AM*), cuya portadora es generada por un generador de señales HP8647A y cuya señal moduladora proviene de la salida de un analizador de redes Agilent 5061B. La señal modulada se amplifica mediante un amplificador *RF* de 2 W. Las vibraciones mecánicas del *microcantilever* de la *MEMSTENNA* se detectan mediante un sistema óptico convencional similar al de un microscopio de fuerza atómica (*AFM*), basado en un láser de diodo rojo (*RL*) acoplado a un fotodetector de 4 cuadrantes (*4QPD*). La señal de lectura obtenida en la salida del fotodetector se analiza en frecuencia mediante el analizador de redes Agilent 5061B.

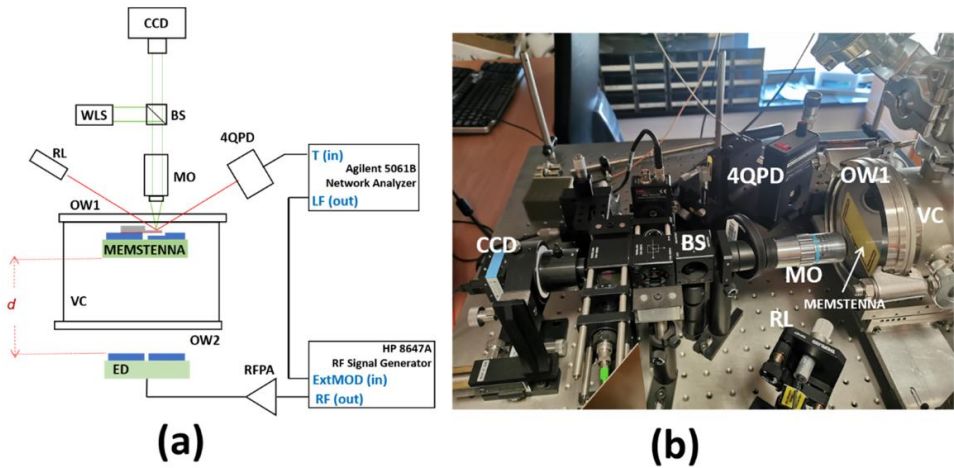


Figura 2.16: Diagrama (a) y fotografía de los equipos de medida (b). Componentes utilizados: CCD: Cámara Digital, BS: Beam Splitter, WLS: Fuente de Luz Blanca, 4QPD: Fotodetector de 4-Cuadrantes, MO: Objetivo de Microscopio (50X), OW1: Ventana Óptica, OW2: Ventana Óptica, RFPA: Amplificador de Potencia RF (2 W), ED: Antena Dipolo Emisora, RL: Láser Rojo ( $\lambda = 673.8 \text{ nm}$ ), VC: Cámara de Vacío.

Para posicionar el láser rojo sobre la punta del *microcantilever* se utiliza una configuración óptica estándar compuesta por un objetivo de microscopio de larga distancia de trabajo de 50X (MO: Mitutoyo M Plan APO SL50X NA = 0.42) y una cámara CCD con iluminación paraxial mediante una fuente de luz blanca (WLS) y un divisor de haz (BS).

### 2.4.2.3. Resultados del test de los prototipos

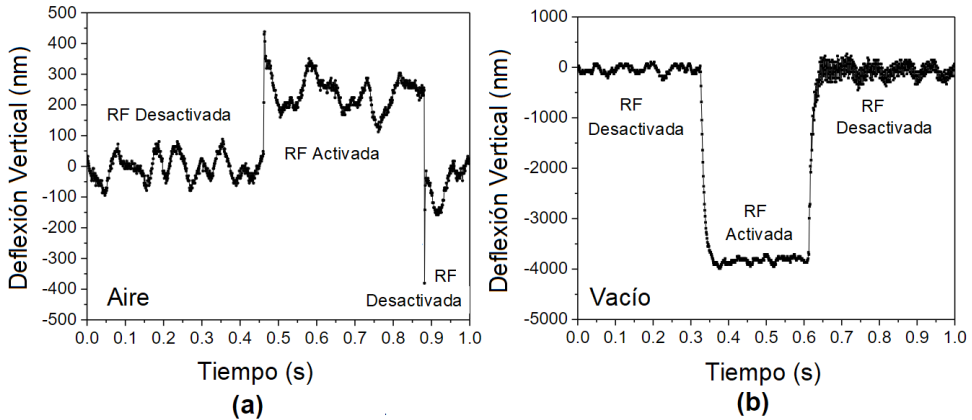
A continuación, se presentan los resultados experimentales obtenidos para los dos prototipos desarrollados. En el caso del trabajo descrito en TRANS21, las pruebas se centraron, principalmente, en la caracterización de los modos de vibración de los *cantilevers*, tal como se recoge en la Tabla 2–4.

En otro aspecto, el prototipo correspondiente a SAA2 permitió validar el funcionamiento del sistema *MEMSTENNA* bajo modulación en amplitud, evaluando su comportamiento a distintas distancias de la antena emisora.

#### ■ Respuesta estática (TRANS21)

En una primera fase, se excitó la *MEMSTENNA* a través de la antena dipolo emisora utilizando una señal portadora no modulada. Tal como se establece en la ecuación (2-7), la componente estática de la fuerza electrostática inducida provoca que el *cantilever* se

mueva en la dirección de cierre de la distancia entre *cantilever* y antena (*gap*). Esto se observa experimentalmente (ver Figura 2.17a) cuando el ensayo se realiza en condiciones de presión atmosférica. Sin embargo, cuando se activa la cámara de vacío, la deflexión se produce en la dirección opuesta, es decir, el *cantilever* se mueve en la dirección de apertura del *gap* (ver Figura 2.17b).



*Figura 2.17: Respuestas transitorias estáticas del cantilever de la MEMSTENNA inducidas por una excitación con una señal portadora a  $f_c = 763$  MHz, medidas en condiciones de aire (a) y vacío (b). Los valores positivos de la curvatura del cantilever corresponden a desplazamientos en la dirección de cierre del gap.*

Estos dos comportamientos diferentes, observados en el transitorio de conmutación y mostrados en la Figura 2.17, pueden explicarse asumiendo que un efecto de actuación termo-mecánica bimetalica, producido por el calentamiento por efecto Joule de la *MEMSTENNA*, compite con la actuación electrostática. El efecto bimetalico domina en condiciones de vacío debido al incremento de temperatura de la *MEMSTENNA*, causado por la eliminación de la disipación térmica a través del aire. Por el contrario, el efecto electrostático predomina sobre el efecto térmico cuando el ensayo se realiza en condiciones atmosféricas.

Esta explicación fenomenológica también es coherente con la forma del transitorio observado en la Figura 2.17: el transitorio inducido por el efecto electrostático (Figura 2.17a) es más rápido y presenta sobreoscilaciones (respuesta de segundo orden), las cuales no se observan en los transitorios térmicos más lentos (respuesta de primer orden en la Figura 2.17b).

#### ■ Respuesta dinámica AM (TRANS21)

La respuesta dinámica del prototipo descrito en TRANS21 a una radiación electromagnética con modulación en amplitud se muestra en la Figura 2.18.

Al barrer la frecuencia moduladora en el rango de 0 a 100 kHz, es posible excitar los primeros cinco modos verticales (*out-of-plane*) del *cantilever* (Tabla 2–4), tal como se muestra en la Figura 2.18.

Como puede observarse, el factor de calidad mecánico de los distintos modos se incrementa al pasar de condiciones atmosféricas (curva negra) a condiciones de vacío (curva roja).

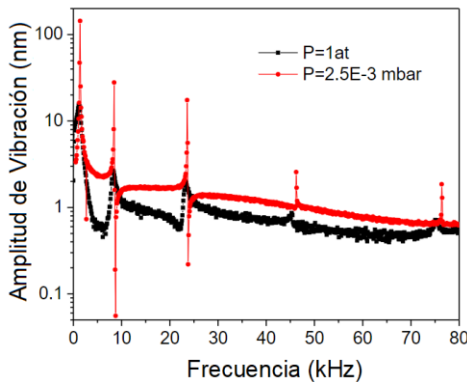


Figura 2.18: Respuesta en frecuencia del *cantilever* excitado mediante una señal modulada en amplitud (AM) en condiciones de aire (curva negra) y vacío (curva roja).

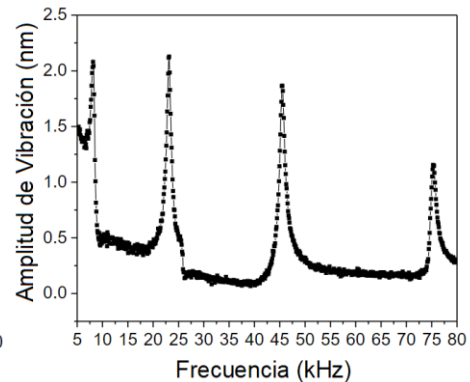


Figura 2.19: Respuesta en frecuencia del *cantilever* excitado mediante un haz láser infrarrojo de 3 mW modulado en intensidad, enfocado sobre la superficie de su extremo libre, en condiciones de presión atmosférica.

Cabe destacar que, a diferencia de las condiciones de excitación estática, cuando la *MEMSTENNA* se excita dinámicamente, es imposible distinguir si el mecanismo de actuación se debe principalmente al acoplamiento electrostático o al efecto bimetalico. Se espera que la misma fenomenología observada en condiciones estáticas (Figura 2.17b), es decir, la dependencia del equilibrio entre transducción electrostática y térmica con respecto a la disipación térmica del aire sea aplicable también en condiciones dinámicas.

Como método alternativo para confirmar la coherencia de la respuesta espectral mostrada en la Figura 2.18, se midió la dinámica del *cantilever* cuando es excitado directamente mediante un haz láser infrarrojo de 3 mW, modulado en intensidad y enfocado sobre su extremo libre, en condiciones de presión atmosférica (ver Figura 2.19). Bajo estas condiciones, la potencia del láser IR se absorbe directamente en la superficie del *cantilever* en su extremo libre, generando un aumento local de temperatura que provoca una flexión dinámica del *cantilever* a través del efecto bimetalico.



En la Figura 2.19 se muestran únicamente los cuatro picos que son visibles cuando el *cantilever* de la *MEMSTENNA* se excita ópticamente. En efecto, no hay motivo para suponer que el primer modo, ubicado en 1.2 kHz, no haya sido excitado. Por tanto, la razón por la cual no se detecta podría deberse a que está enmascarado por la gran respuesta termo mecánica de baja frecuencia, lo cual es coherente con las grandes deflexiones del orden de 4  $\mu\text{m}$  observadas en la respuesta estática termo mecánica de la Figura 2.17b, en comparación con las amplitudes de vibración de unos 10 nm medidas en el rango de bajas frecuencias bajo condiciones de presión atmosférica en la respuesta espectral de la Figura 2.18.

En la Tabla 2–4 se presenta una comparación entre las frecuencias teóricas esperadas de los cinco primeros modos verticales (*out-of-plane*) del *cantilever* y los valores extraídos de los experimentos de excitación *RF* y óptica *IR*.

Se observa una buena concordancia entre los valores teóricos y experimentales de frecuencia, lo cual confirma que los modos mecánicos excitados mediante transducción opto-térmica convencional [101] también pueden ser excitados mediante esta novedosa estrategia de excitación directa por *RF*.

Tabla 2–4 Frecuencias de los modos de vibración del *cantilever*, medidas a presión atmosférica y excitadas mediante acoplamiento *RF* (curva negra de la Figura 2.18)\* o mediante calentamiento por láser infrarrojo \*\* (Figura 2.19).

Modo	Frecuencia teórica	Frecuencia experimental (* / **)
1	1.27	1.21 kHz
2	7.94	8.21 / 8.14 kHz
3	22.23	23.23 / 23.16 kHz
4	43.58	45.25 / 45.51 kHz
5	7204	75.18 / 75.28 kHz

#### ■ Respuesta dinámica *AM* (SAA2)

La respuesta dinámica del prototipo descrito en SAA2 a una radiación electromagnética, con modulación en amplitud y una frecuencia de portadora de 557 MHz, medida tanto a presión atmosférica como en vacío, se muestra en la Figura 2.21.

Se ha medido la respuesta en frecuencia de la amplitud de vibración del primer modo mecánico de la *MEMSTENNA* para diferentes distancias, *d*, entre antenas (emisora y receptora). Como se muestra en la Figura 2.21, el valor experimental de la frecuencia resonante medida en condiciones de aire fue de 19.85 kHz. A dicha frecuencia, la amplitud pico de vibración detectada por el fotodetector fue de 30 nm. En condiciones de

vacío, la frecuencia resonante experimental fue de 14.405 kHz y la correspondiente amplitud en el pico de vibración detectada fue de 68 nm.

Las mediciones en condiciones atmosféricas se realizaron en el rango de distancias entre antenas de 9 a 19 cm, que corresponde a la zona de campo cercano radiativo, definida en [102]. Para  $f_c = 557 \text{ MHz}$ , el límite entre el campo cercano reactivo y el campo cercano radiativo, para un dipolo corto, es  $\lambda/2\pi=0.0857 \text{ m}$ . De la curva correspondiente a  $d=9 \text{ cm}$ , se obtuvieron una amplitud máxima de vibración de 32 nm y un factor de calidad de 20 en condiciones de presión atmosférica.

Al aumentar la distancia entre antenas,  $d$ , la potencia recibida disminuye con un factor  $1/d^2$ . Para analizar la respuesta del *cantilever* a distancias cercanas al régimen de campo lejano, donde para antenas muy pequeñas esta zona (región de Fraunhofer) se define para una distancia  $d_1 \approx 2\lambda$  [102], se redujo la presión en la cámara de vacío que contiene la *MEMSTENNA*, aumentando así el factor de calidad del *microcantilever* hasta  $Q=9600$ . La amplitud máxima de vibración del *microcantilever* (en la resonancia) también aumentó hasta 70 nm, a pesar de que la distancia entre antenas se incrementó hasta 50 cm, lo cual corresponde a  $d \approx \lambda$ . Esto indica que el sistema se encuentra en una zona de transición entre campo cercano y campo lejano.

La Figura 2.20 muestra que la amplitud de vibración del *microcantilever* de la *MEMSTENNA* decae con un factor  $1/d^2$ , como era de esperar, teniendo en cuenta que el campo eléctrico de excitación también decae con esa misma ley.

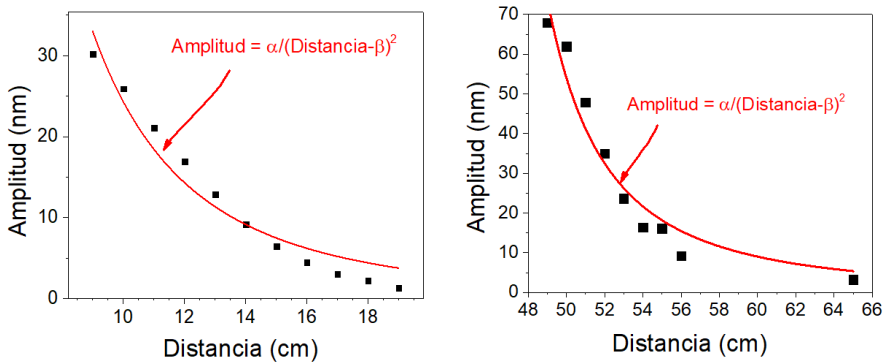


Figura 2.20: Amplitud de vibración en la resonancia en función de la distancia entre antenas,  $d$ , junto con sus respectivas curvas de ajuste  $1/d^2$ , a presión atmosférica (izquierda) y en vacío (derecha).

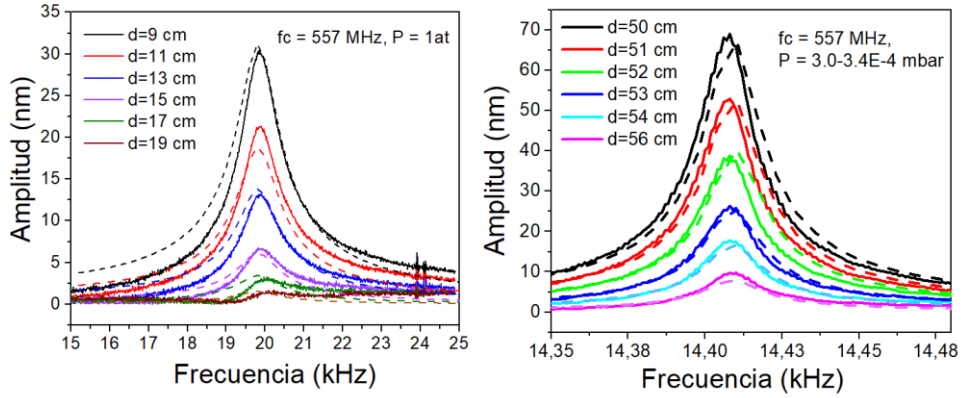


Figura 2.21: Respuesta en frecuencia experimental de la amplitud de vibración del microcantilever de la MEMSTENNA, excitado mediante una señal modulada en amplitud (AM) a presión atmosférica (izquierda) y vacío (derecha) (curvas continuas), junto con la respuesta calculada correspondiente (curvas discontinuas).

De manera interesante, se ha observado que la frecuencia de resonancia disminuye cuando se reduce la presión desde condiciones atmosféricas ( $f_{res} = 19.9 \text{ kHz}$ ) hasta vacío ( $f_{res} = 14.405 \text{ kHz}$ ). Este efecto, que no puede explicarse únicamente por la dependencia directa de la frecuencia de resonancia con el factor de calidad ( $f_{res} = f_0 \sqrt{(1 - 1/2Q^2)}$ ) siendo  $f_0$  la frecuencia de resonancia sin amortiguamiento), probablemente se deba a la dependencia térmica de la frecuencia de resonancia [103].

En efecto, como se ha reportado previamente TRANS21, la temperatura del MEMSTENNA en vacío es mayor que en aire, ya que el calor inducido en la antena por efecto Joule, producto de la excitación mediante la señal de RF, se evacúa de forma mucho menos eficiente en vacío que en condiciones atmosféricas.

## 3. RELÉ INALÁMBRICO SIN BATERÍA

---

En este capítulo se presenta el diseño, la fabricación y la caracterización experimental de una *MEMSTENNA* funcionando como relé<sup>4</sup> inalámbrico sin batería.

La sección 3.1 introduce los relés desarrollados mediante tecnología *MEMS* (*RF MEMS Relay*) y presenta el concepto de relé *MEMSTENNA*. En la sección 3.2 se describe la estructura propuesta y se detalla su principio de funcionamiento.

El modelo analítico introducido en el capítulo 1 se adapta en la sección 3.3 para su aplicación como relé, abordando parámetros clave como la fuerza de contacto, la resistencia eléctrica y el tiempo de conmutación. El diseño propuesto se analiza mediante herramientas de simulación, utilizando COMSOL en la sección 3.4 y MATLAB en la sección 3.5.

El proceso de fabricación del dispositivo y el sistema experimental empleado se describen en las secciones 3.6 y 3.7, respectivamente.

Finalmente, en la sección 3.8 se presentan los resultados experimentales obtenidos y se comparan con las simulaciones realizadas, con el fin de validar el comportamiento del sistema.

### 3.1. Introducción

El dispositivo *MEMSTENNA*, introducido inicialmente en el capítulo 2, demostró que una antena dipolo mecánicamente flexible podía flexionar físicamente en respuesta a una

---

<sup>4</sup> El termino relé y conmutador es tratado como equivalente e intercambiable en este capítulo

radiación electromagnética incidente en el rango de GHz. En este capítulo se realiza la primera implementación práctica, un relé-interruptor *MEMS* integrado dentro de una antena dipolo de ranura de cobre de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ), fabricada sobre un sustrato de *FR4*. Este dispositivo ha sido diseñado para conmutar con una potencia mínima de *RF* incidente (2W), aprovechando un acoplamiento resonante entre la impedancia de la antena y la del *cantilever*. Al mismo tiempo, la interfaz mecánica se ha optimizado para maximizar la fuerza de contacto. Se han evaluado y validado experimentalmente métricas clave de funcionamiento, como el tiempo de conmutación, la resistencia de contacto y el comportamiento dinámico del contacto, empleando tanto señales portadoras de *RF*, como señales moduladas en amplitud (*AM-RF*).

Este estudio demuestra la viabilidad funcional de la *MEMSTENNA* como conmutador *MEMS*, subrayando su potencial de integración en plataformas de comunicación inalámbricas sin batería y en otras aplicaciones de *RF* de baja potencia.

## 3.2. Estructura y principio de funcionamiento

### 3.2.1. Estructura de relé *MEMSTENNA*

La configuración de la *MEMSTENNA* como relé constituye una solución híbrida, estructurada en torno a tres componentes clave (Figura 3.1):

- Una antena dipolo de ranura, encargada de la captación y conversión de señales electromagnéticas.
- Una estructura electromecánica formada por *cantilevers*, que actúan como elementos móviles del sistema.
- Un sistema de conmutación por contacto, responsable del accionamiento del dispositivo mediante la interacción entre los *cantilevers* y los electrodos de salida del relé.

La sección de *RF* consta de una antena dipolo de ranura  $\lambda/2$  fabricada sobre la capa superior de Cu de 35  $\mu\text{m}$  de grueso de un sustrato *FR4-PCB*. En el centro de la antena, donde se encuentra el punto de alimentación, la ranura se estrecha reduciéndose de  $W_s$  a  $d_{ag}$ , para permitir el acoplamiento de los *microcantilevers*.

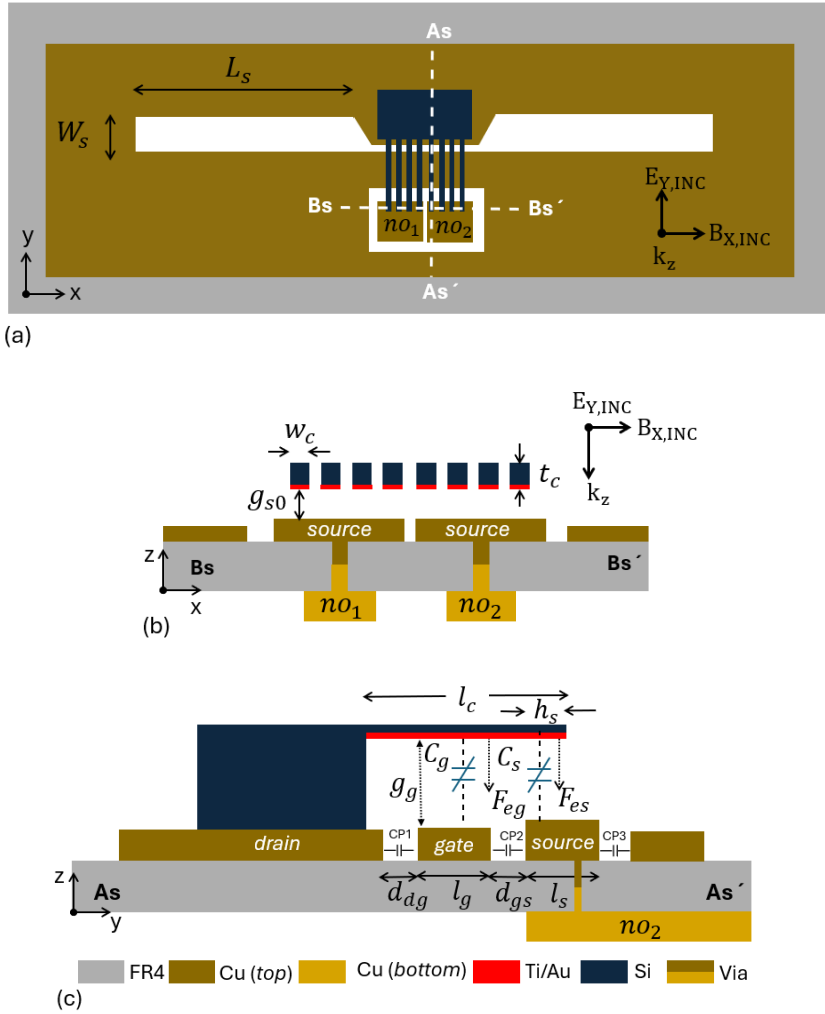


Figura 3.1: Vista en planta de la MEMSTENNA (a.) Corte de la sección  $Bs-Bs'$  de la MEMSTENNA, incluidos los cantilevers y la orientación de los campos eléctricos ( $E_{Y,INC}$ ) y magnético ( $B_{X,INC}$ ) (b.) Corte de la sección de  $As-As'$  de la estructura y los materiales propuestos (c).

Además, se incorporan dos aperturas adicionales en la capa superior de cobre, destinadas a implementar los contactos  $no_1$  y  $no_2$  (*no*: *normally open*) que funcionan como terminales de conmutación del relé. La geometría de estos contactos define parámetros clave del diseño, como la distancia de separación ( $g_s$  y  $g_g$ ), la longitud del contacto ( $h_s$ ) así como el área de contacto efectiva  $A_c = w_c \cdot h_s$ , donde  $w_c$  es la anchura del *cantilever*, los cuales inciden directamente en la fuerza de contacto y en la resistencia eléctrica durante la conmutación. Los contactos  $no_1$  y  $no_2$  se conectan a la capa inferior de la PCB mediante vías metalizadas, que conducen a dos puertos de entrada/salida denominados

también  $no_1$  y  $no_2$ . Esta configuración permite que el sistema *MEMSTENNA* relé pueda interactuar con aplicaciones externas de manera eficiente. La estructura electromecánica está compuesta por ocho *cantilevers* de silicio comerciales [111] recubiertos con una capa de *Au/Ti* de 2 nm/20 nm, cuyas dimensiones físicas se detallan en la Tabla 3–1. La integración de los *cantilevers* con la antena se muestra en la Figura 3.1. El *chip* que contiene los *cantilevers* se coloca en el centro de la antena, precisamente en el punto de alimentación, en orientación invertida (*abatido hacia abajo*). De esta forma cuatro *cantilevers* están sobre el contacto  $no_1$  y los otros cuatro sobre el  $no_2$ . Una vez colocados los *cantilevers*, se forma el dispositivo tipo relé, estructurado en torno a tres terminales funcionales: drenador (*drain*), puerta (*gate*) y fuente (*source*).

Tabla 3–1: Parámetros de la antena dipolo y *cantilever*.

Antena dipolo			<i>Cantilever</i>		
Parámetros:	Símbolo	Valor	Parámetro	Símbolo	Valor
Ancho	$W_s$	3.5 mm	Ancho	$w_c$	90 $\mu\text{m}$
Longitud	$L_s$	35 mm	Longitud	$l_c$	1000 $\mu\text{m}$
Ancho de alimentación	$d_{dg}$	100 $\mu\text{m}$	Distancia <i>source</i>	$g_{s0}$	20 $\mu\text{m}$
Longitud $C_g$	$l_g$	700 $\mu\text{m}$	Distancia <i>gate</i>	$g_{g0}$	30 $\mu\text{m}$
Longitud ( <i>gap</i> )	$d_{gs}$	100 $\mu\text{m}$	Grosor <i>cantilever</i>	$t_c$	1 $\mu\text{m}$
Longitud Contacto $no_{1/2}$	$l_s$	400 $\mu\text{m}$	Constante elástica	$k$	3 mN/m
<i>PCB</i> grosor ( <i>FR4</i> )	$h$	1.6 mm	Masa efectiva	$m_{\text{eff}}$	$5 \cdot 10^{-11}$ kg
Longitud $C_s$	$h_s$	100 $\mu\text{m}$	Amortiguación	$b$	0.42 $\mu$ Ns/m
Impedancia (0.82 GHz)	$R_a$	1.11 $\Omega$			
Impedancia (0.82 GHz)	$X_a$	139.6 $\Omega$			

Tabla 3–2: Parámetros del prototipo de *MEMSTENNA* relé.

<i>MEMSTENNA</i> relé			
Parámetros:	Símbolo	Valor	Unidades
Capacidad parásita	$C_p$	1	pF
Fuerza de contacto	$F_{T,CONT}$	0.8	$\mu\text{N}$
Punto aplicación fuerza	$a$	680	$\mu\text{m}$
Área de contacto	$h_s \cdot w_c$	$6.3 \cdot 10^{-8}$	$\text{m}^2$
Voltaje de colapso	$V_{pull-in}$	44	V
Frecuencia de resonancia	$F_r$	0.82	GHz
Resistencia de contacto	$R_c$	0.5	m $\Omega$

### 3.2.2. Principio de funcionamiento

Cuando el dispositivo *MEMSTENNA* es radiado por ondas electromagnéticas de radiofrecuencia, emitidas desde una antena tipo Yagi-Uda operando en el rango de los GHz, se induce un voltaje ( $V_g$ ) en el punto de alimentación de la antena dipolo de ranura. Este fenómeno, mostrado en la Figura 3.2 mediante el campo eléctrico incidente polarizado ( $E_{Y,INC}$ ) representa el acoplamiento inicial entre el campo electromagnético externo y el sistema receptor (antena). Como consecuencia del voltaje inducido ( $V_g$ ), se generan fuerzas electrostáticas ( $F_{eg}$ ,  $F_{es}$ ) que actúan sobre los *cantilevers* a través de las capacidades variables ( $C_g$ ) y ( $C_s$ ), tal como se muestra en la Figura 3.1c. Debido a la dependencia cuadrática entre la fuerza electrostática y el voltaje aplicado, se origina una componente de fuerza constante y una componente frecuencial al doble de la frecuencia de la portadora (ecuación (2-7)). La primera provoca la deflexión estática de los *cantilevers* y su eventual contacto con los electrodos  $no_1$  y  $no_2$ .

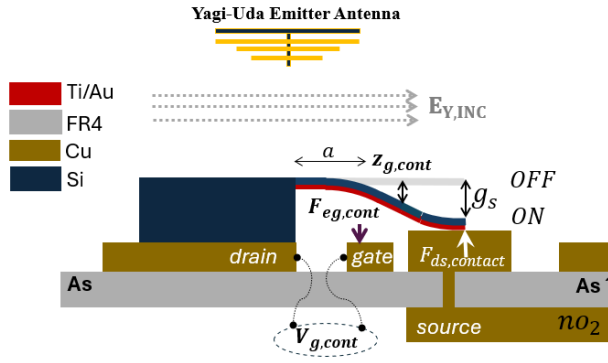


Figura 3.2: Sección transversal esquemática del relé *MEMSTENNA* en sus configuraciones activado donde  $g_s=0$  y  $g_g = z_{g,cont}$  (ON) y desactivado donde  $g_s=g_{s0}$  y  $g_g = g_{g0}$  (OFF).

Cuando el voltaje inducido en la antena alcanza un valor suficiente,  $V_{g,cont}$ , los extremos de los *cantilevers* establecen contacto con los electrodos  $no_1$  y  $no_2$ , conmutando el relé al estado conectado (ON). Este contacto se produce antes de alcanzar el punto de colapso (*pull-in*), ya que el sistema ha sido diseñado intencionadamente para operar en ese régimen. Inicialmente, se cumple  $g_g = g_{g0}$  y  $g_s = g_{s0}$ , y en el instante del contacto,  $g_s = 0$  y  $g_g = z_{g,cont}$ , siendo este último dependiente del voltaje de circuito abierto de la antena y, por tanto, de la potencia suministrada por la antena emisora. Una vez eliminada la potencia radiada, el relé pasa al estado de desconectado (OFF).



### 3.3. Modelización y diseño de prototipos

El proceso de diseño se basa en la resolución del conjunto de ecuaciones que gobiernan el comportamiento de la *MEMSTENNA*. Este modelo integra, por un lado, las ecuaciones de movimiento de los *cantilevers*, los cuales son excitados electrostáticamente por la tensión inducida en el puerto de alimentación de la antena, y por otro, las ecuaciones correspondientes al comportamiento eléctrico de la antena, representada mediante su circuito equivalente de Thévenin. Adicionalmente, se incorporan al modelo las ecuaciones específicas del relé, incluyendo el cálculo del tiempo de conmutación, la fuerza y resistencia de contacto. Todo el sistema ha sido formulado e implementado utilizando el lenguaje de programación de MATLAB (*M-code o script M*).

#### 3.3.1. *MEMSTENNA* Modelo analítico

El modelo analítico aplicado en esta implementación práctica del dispositivo *MEMSTENNA* fue previamente desarrollado en el apartado 2.3. La principal diferencia, en este caso, puede observarse al comparar la Figura 2.3 y la Figura 3.3 donde únicamente, en esta aplicación, los *cantilevers* superiores participan en el movimiento ( $C_m$ ).

La impedancia de la antena se modela mediante una resistencia de pérdida dependiente de la frecuencia,  $R_a(\omega)$ , y una reactancia asociada,  $X_a(\omega)j$ , cuyos valores han sido obtenidos a partir de simulaciones en COMSOL utilizando el método de los elementos finitos (*FEM*). Estos valores se implementan en una *Look-Up Table (LUT)* que permite su selección en función de la frecuencia.

Para representar el comportamiento dinámico de los *cantilevers*, se adopta un modelo masa-resorte-amortiguador (Figura 3.3b). Finalmente, se incorpora una capacidad parásita  $C_p$ , que representa los efectos capacitivos introducidos por los contactos  $no_1$  y  $no_2$ .

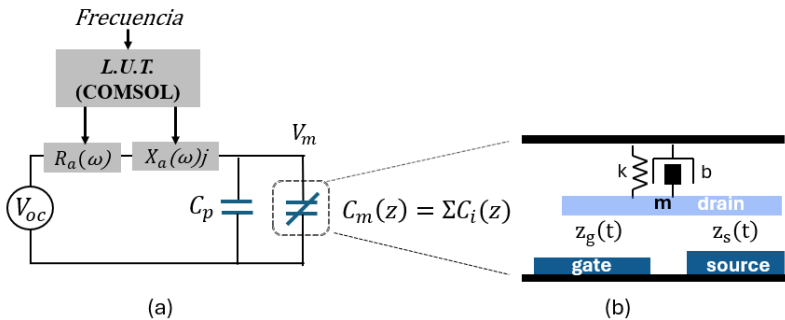


Figura 3.3: Circuito equivalente de Thévenin de la antena dipolo de ranura cargada con una capacidad variable  $C_m$  y una parásita  $C_p$ . Impedancia de la antena modelada mediante una *Look-Up Table (LUT)* (a). Actuador capacitivo MEMS, modelado como un sistema resorte-masa-amortiguador (b).

El voltaje de circuito abierto,  $V_{oc}$ , de la antena se puede determinar integrando el campo eléctrico,  $E_{YINC}$ , a lo largo del ancho del puerto de alimentación,  $W_s$ , como se expresa en la siguiente ecuación [102]:

$$V_{oc} = E_y W_s \quad (3-1)$$

El campo eléctrico se calcula aproximadamente mediante la ecuación (3-2).

$$E_y = \sqrt{\frac{P_{rad} \cdot G \cdot \eta}{4\pi r^2}} \quad (3-2)$$

Donde,  $P_{rad}$  es la potencia radiada por la antena Yagui-Uda (Figura 3.2),  $G$  es la ganancia lineal de la antena (dBi),  $\eta$  la impedancia del espacio libre (aproximadamente  $377 \Omega$ ) y  $r$  es la distancia al punto de medición.

La respuesta dinámica de los *cantilevers* se describe mediante un modelo masa-resorte-amortiguador, como se muestra en la ecuación (3-3). Siendo,  $m$  es la masa,  $b$  es el coeficiente de amortiguación,  $k$  es la constante elástica.

$$m \cdot \frac{d^2 z(t)}{dt^2} + b \cdot \frac{dz(t)}{dt} + k \cdot z(t) = F_{eg} \quad (3-3)$$

La ecuación (3-4) ilustra la expresión de la fuerza electrostática,  $F_{eg}$ , actuando sobre un *cantilever* asumiendo un modelo de capacidad de placas paralelas ya definida previamente en la ecuación (2-4).

$$F_{eg} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_{g0} - z(t))^2} V_g^2 \quad (3-4)$$

La función de transferencia correspondiente a Figura 3.3a se muestra en la ecuación (3-5), mientras que la frecuencia de resonancia se define en la ecuación (3-6).

$$H(j\omega) = \frac{V_g(j\omega)}{V_{oc}(j\omega)} = \frac{1}{1 - X_a(\omega)(C_p + C_m)\omega + j\omega R_a(\omega)(C_p + C_m)} \quad (3-5)$$

Esta frecuencia resonante,  $\omega_o$ , no es constante, disminuye a medida que los *cantilevers* se flexionan.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_a(C_p + C_m)}} \quad (3-6)$$

### 3.3.2. Fuerza de contacto electrostática

La fuerza electrostática necesaria para establecer contacto entre el *drain* y la *source* se muestra en la ecuación (3-7).

$$F_{eg,cont} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g_{g0} - z_{g,cont})^2} V_{g,cont}^2 \quad (3-7)$$

Donde,  $z_{g,cont} = (2a/(3l_c - a))g_s$ , es el desplazamiento en la posición del *gate* cuando el *drain* y la *source* están en contacto y  $a$  es el punto de aplicación de la fuerza [106] tal y como se muestra en la Figura 3.2.

Usando la teoría de flexión de vigas, el desplazamiento estacionario del *cantilever* a lo largo de la dirección longitudinal  $y$ ,  $z(y)$ , bajo una fuerza aplicada,  $F_{ee}$ , en el punto  $a$  se deriva analíticamente, según [106]:

$$z(y) = \frac{F_{ee} y^2}{6EI} (3a - y) \quad (0 < y < a) \quad (3-8)$$

$$z(y) = \frac{F_{ee} a^2}{6EI} (3y - a) \quad (a < y < l_c) \quad (3-9)$$

Teniendo en cuenta que  $I = w_c t_w^3/12$  es el momento de inercia del *cantilever*, el desplazamiento estacionario del *cantilever* en los puntos  $y=a$  y  $y=l_c$  viene dado según las ecuaciones (3-8) y (3-9) por:

$$z(y = a) = \frac{4a^2}{w_c t_w^3 E} F_{ee} \quad (3-10)$$

$$z(y = l_c) = \frac{2a^2}{w_c t_w^3 E} (3l_c - a) F_{ee} \quad (3-11)$$

En otro aspecto, la fuerza de contacto,  $F_{ds,cont}$ , descrita en la ecuación (3-12), contiene dos fuerzas que actúan sobre el *cantilever* [106]. La primera corresponde a la fuerza electrostática aplicada en el punto  $a$ , que es parcialmente contrarrestada por la fuerza elástica (segundo término) evaluada a partir de la constante elástica del *cantilever* y su desplazamiento en el extremo libre  $z(l_c) = g_s + \alpha$ , donde  $\alpha$  es la deformación vertical del material.

$$F_{ds,contact} = \frac{F_e z_{g,cont}}{2l_c^3} a^2 (3l_c - a) - \frac{E w_c t_w^3}{4 l_c^3} (g_s + \alpha) \quad (3-12)$$

El modelo analítico descrito anteriormente no tiene en cuenta la deformación elástica o reversible que se produce en el material después del contacto eléctrico entre dos superficies. Este comportamiento se puede representar utilizando la teoría de contacto de

Hertz, que permite estimar tanto el área de contacto,  $A = \pi R \alpha$ , como la fuerza de contacto elástica,  $F_{ds,elástico}$ , en función de la deformación vertical [107].

$$F_{ds,elast} = \frac{4}{3} E' \alpha \sqrt{R \alpha} \quad (3-13)$$

En este contexto,  $R$  es el radio de curvatura,  $\alpha$  es la deformación vertical, y  $E'$  representa el módulo de Young efectivo, que está determinado por las propiedades elásticas de ambos materiales en contacto según la ecuación (3-14).  $E_{Cu}$  y  $E_{Si}$  son los módulos de Young, y  $\nu_{Cu}$  y  $\nu_{Si}$  son los coeficientes de Poisson correspondientes a cada material. En el caso del relé *MEMSTENNA*, estos materiales son cobre y silicio.

$$\frac{1}{E'} = \frac{1 - \nu_{Cu}^2}{E_{Cu}} + \frac{1 - \nu_{Si}^2}{E_{Si}} \quad (3-14)$$

En el caso de superficies con área de contacto circular, las ecuaciones descritas anteriormente permiten determinar el radio de contacto efectivo.  $r_{eff}$  usando la siguiente expresión:

$$r_{eff} = \sqrt[3]{\frac{3 R F_{ds,elast}}{4 E'}} \quad (3-15)$$

A partir de esta relación, la deformación vertical  $\alpha$  se puede expresar directamente como una función de la fuerza de contacto.

$$\alpha = \frac{3 F_{ds,elast}}{4 E' r_{eff}} \quad (3-16)$$

### 3.3.3. Resistencia de contacto

La resistencia de contacto ( $R_c$ ) puede expresarse en función de la fuerza de contacto ( $F_{ds,contacto}$ ) utilizando la teoría de Hertz y la ecuación de Holm [107].

$$R_c = \frac{\rho_{eff}}{2} \left( \frac{4 E'}{3 R F_{ds,contacto}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3-17)$$

Aquí,  $\rho_{eff}$  es la resistividad efectiva de los dos materiales en contacto, oro y cobre, y  $R$  es el radio de curvatura efectivo en la interfaz de contacto. La resistividad efectiva se define como:

$$\rho_{eff} = \frac{\rho_{Au} + \rho_{Cu}}{2} \quad (3-18)$$

El módulo elástico efectivo,  $E'$ , combina las propiedades de ambos materiales, donde  $E_{Au}$  es el módulo de Young del oro,  $E_{Cu}$  es el módulo de Young del cobre, y  $\nu_{Au}$  y  $\nu_{Cu}$  son sus respectivos índices de Poisson.

$$\frac{1}{E'} = \frac{1 - \nu_{Au}^2}{E_{Au}} + \frac{1 - \nu_{Cu}^2}{E_{Cu}} \quad (3-19)$$

### 3.3.4. Tiempo de conmutación

El tiempo de conmutación,  $t_s$ , se refiere al tiempo requerido para que un dispositivo pase del estado apagado (*OFF*) al estado encendido (*ON*) [108]. Para *microcantilevers* con baja amortiguación y un factor de calidad  $Q > 2$ , el tiempo de conmutación se puede aproximar de la siguiente manera [109]:

$$t_s \approx 3.67 \frac{V_{pull-in}}{\omega_o \cdot V_m} \quad (3-20)$$

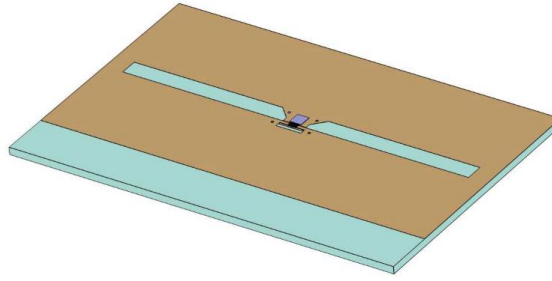
Donde  $V_{pull-in}$  es el voltaje de colapso,  $\omega_o$  es la frecuencia de resonancia mecánica natural del *cantilever* y  $V_m$  la tensión de actuación aplicada.

## 3.4. Modelo COMSOL EM

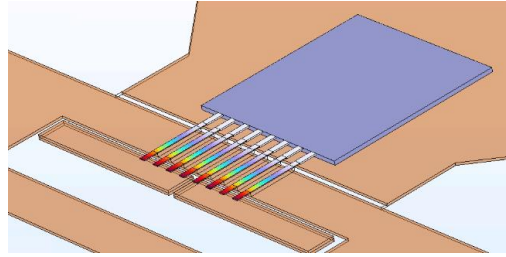
El relé *MEMSTENNA* se ha modelado y simulado mediante COMSOL Multiphysics en dos etapas distintas.

Primero, se analizó la estructura como una antena dipolo ranurada, enfocándose en su comportamiento electromagnético y características de impedancia (Figura 3.4a). En la segunda etapa, el modelo se amplió para incluir el mecanismo de actuación electrostático mediante la integración de los *cantilevers* en la región de alimentación de la antena (Figura 3.4b).

Los resultados de la simulación de ambas etapas se utilizaron para validar la respuesta electromagnética y el comportamiento de conmutación dinámica del dispositivo *MEMSTENNA*.



(a)



(b)

*Figura 3.4: Modelo COMSOL 3D de la estructura MEMSTENNA. (a) Vista completa de la antena dipolo de ranura con región de alimentación. (b) Vista ampliada del área de alimentación de la antena que muestra la matriz de cantilevers integrada.*

### 3.4.1. Antena dipolo de ranura

La antena dipolo de ranura se crea grabando una ranura estrecha en una superficie conductora. Según el principio de dualidad electromagnética de Babinet, una ranura de media longitud de onda en un plano conductor radia de manera similar a una antena dipolo eléctrica convencional, pero con polarización ortogonal. En el proceso de diseño de la antena dipolo ranurada, un parámetro clave es la constante dieléctrica efectiva,  $\epsilon_{eff}$ , que tiene en cuenta que la perturbación electromagnética viaja más lentamente en un dieléctrico que en el espacio libre:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W_s} \right)^{-0.5} \quad (3-21)$$

Donde  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato,  $h$  es el grosor del sustrato, y  $W_s$  es el ancho de la ranura. Para  $h=1.6$  mm y  $W_s=3.5$  mm, se obtiene una constante dieléctrica efectiva de  $\epsilon_{eff}=3.16$ . El siguiente paso consiste en determinar la longitud de la ranura ( $L$ ) que incorpora el efecto retardador debido a la permitividad del sustrato:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3-22)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz, y  $f_0$  es la frecuencia de diseño (2.41 GHz). La longitud de onda guiada viene dada por:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3-23)$$

Finalmente, el ancho de la ranura ( $W_s$ ) afecta tanto al ancho de banda de la antenna como a su impedancia de entrada. Aunque aumentando  $W_s$  puede ampliar el ancho de banda, también altera la impedancia de entrada de manera que pueden ser deseables o no. Como resultado, normalmente se elige que el ancho esté entre  $0.05\lambda_g$  y  $0.1\lambda_g$ . Los valores finales se resumen en la Tabla 3–1. Debido a la compleja geometría de la antenna, se realizaron simulaciones para ajustar sus parámetros, que inicialmente se estimaron analíticamente basándose en un modelo de dipolo de ranura estándar.

#### ■ Simulación de la antenna en transmisión sin carga

En modo transmisión la impedancia de la antenna dipolo ranurada se muestra en la Figura 3.5, donde se observa una resonancia a 2.5 GHz y una antirresonancia a 1.15 GHz. En este escenario, la antenna no está acoplada a los *cantilevers*, lo que permite analizar su comportamiento eléctrico de forma independiente.

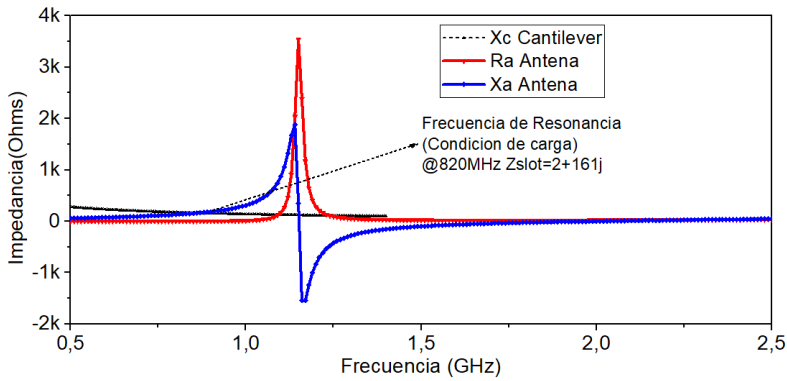


Figura 3.5: Impedancia de la antenna dipolo ranurada ( $R_a + X_{aj}$ ) y cantilever ( $-X_{cj}$ ).

#### ■ Simulación de la antenna en recepción cargada con la capacidad de los *cantilevers*

El siguiente análisis se centró en la respuesta en frecuencia de las tensiones inducidas en los electrodos del relé *MEMSTENNA* cuando es excitado por una onda plana polarizada lineal ( $E_{Y,INC}$ ,  $B_{X,INC}$ ,  $k_z$ ), es decir en modo antenna receptora. En este escenario los *cantilevers* cargan capacitivamente la antenna, pero de forma estática, sin movimiento ni

vibración. Los resultados de la Figura 3.6 muestran la frecuencia de resonancia de 0.82 GHz predicha en la Figura 3.5, correspondiente a la compensación de la impedancia reactiva de la antena con la impedancia de los *cantilevers*.

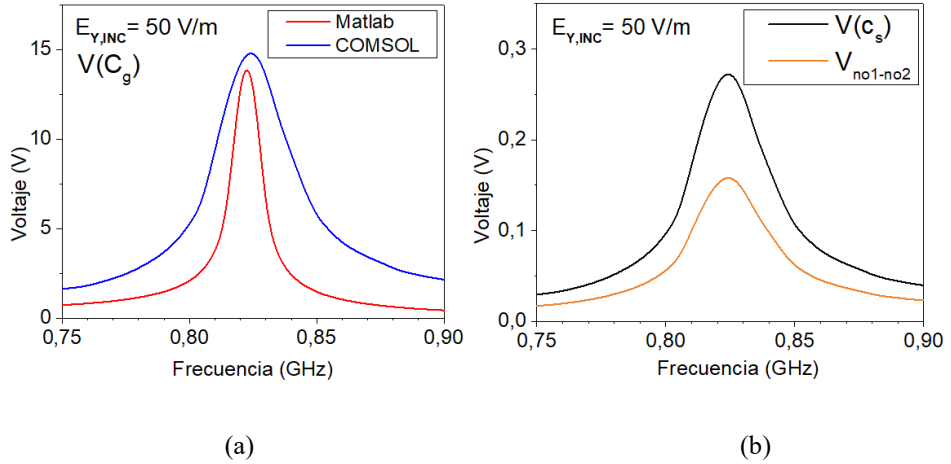


Figura 3.6: Comparación del voltaje  $V(C_g)$  obtenido mediante simulación MATLAB y COMSOL (a), y voltajes  $V(C_s)$  y  $V_{no1-no2}$  simulados en COMSOL (b), en función de la frecuencia al radiar la MEMSTENNA con un campo eléctrico de 50 V/m.

Cuando la MEMSTENNA es radiada por un campo eléctrico incidente  $E_{Y,INC} = 50 \text{ V/m}$ , el voltaje  $V(C_g)$  supera voltaje de *pull-in*, el relé se cierra (ON). Este nivel de campo eléctrico define el umbral mínimo de excitación necesario para activar el dispositivo. En este estado, los contactos  $no_1$  y  $no_2$  no presentan aislamiento eléctrico respecto a la antena, como se observa en la Figura 3.6b, lo que da lugar a una tensión no deseada entre ellos,  $V_{no1-no2} = 150 \text{ mV}$ . Este valor resulta significativo, dado el papel crítico de estos nodos como terminales de conmutación. Por el contrario, otro voltaje observado en el nodo  $V(C_s)$  tiene un efecto positivo, ya que contribuye a incrementar la deflexión del *cantilever*. En el análisis presentado, como se ha comentado, se considera que los *cantilevers* permanecen fijos (sin desplazamiento), lo que permite comparar directamente el modelo eléctrico equivalente de la MEMSTENNA, implementado en MATLAB, con los resultados obtenidos mediante simulaciones en COMSOL. Cabe señalar que, con el objetivo de simplificar los cálculos, el modelo implementado en MATLAB no considera explícitamente los resultados obtenidos en las simulaciones de COMSOL relacionados con los voltajes  $V(C_s)$  y  $V_{no1-no2}$ .

Extrapolando este valor de campo eléctrico simulado de 50 V/m al laboratorio, dicho campo eléctrico es generado por una antena Yagi-Uda, con una ganancia estimada de 10 dBi, medida a una distancia de 0.5 m y con una eficiencia de radiación aproximada del



80 %. Lo que corresponde a una potencia radiada aproximada de  $P_{\text{rad}}=0.75 \text{ W}$ , y a una potencia eléctrica de entrada de  $P_e=0.93 \text{ W}$ .

### 3.4.2. Sistema electromecánico MEMS

El sistema electromecánico del relé *MEMSTENNA*, que consta de ocho *cantilevers* electrostáticos, se analiza de forma independiente, sin incluir la conexión a la antena. Las simulaciones se realizan utilizando el método de elementos finitos en COMSOL Multiphysics, lo que permite la representación precisa de la geometría real del *cantilever*. Además, se simula la fuerza de contacto del relé para evaluar con precisión el comportamiento de conmutación y la interacción mecánica en condiciones realistas y se compara con la ecuación (3-12). La respuesta del *cantilever* al modo *ON-OFF* bajo la aplicación de un voltaje se presenta en la Figura 3.7. Cuando se aplica una tensión de 10 V, el desplazamiento alcanza aproximadamente  $2 \mu\text{m}$ . Si la tensión supera los 20 V, el actuador entra en contacto físico, alcanzando una distancia de contacto ( $g_s$ ) de  $20 \mu\text{m}$ , correspondiente al desplazamiento mostrado en la Figura 3.6b.

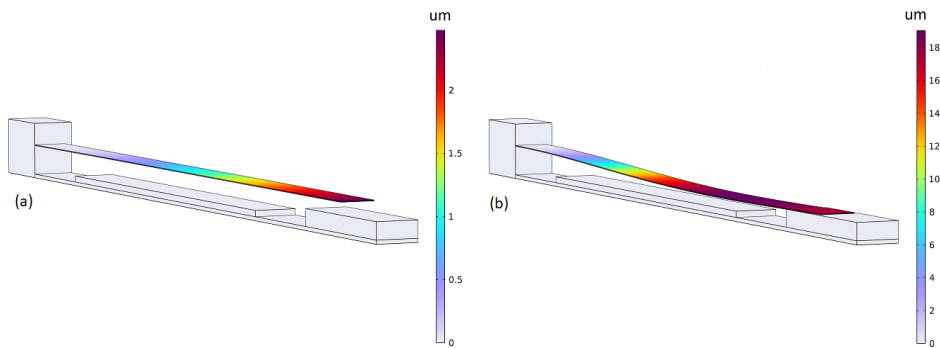


Figura 3.7: Simulación 3D de uno de los microcantilever en estado OFF con  $V_g = 10 \text{ V}$  (a) y en el estado ON después aplicando  $V_g = 44.5 \text{ V}$  (b).

El modelo de contacto utilizado en COMSOL [110] para las simulaciones emplea el Método de Penalización. En este enfoque, la interacción entre dos superficies en contacto se modela mediante la introducción de un resorte virtual no lineal, cuyo parámetro, conocido como factor de penalización ( $F_p$ ), representa la rigidez del resorte.

Un factor de penalización demasiado alto, en la simulación, puede inducir inestabilidad en el sistema e impedir que se establezca un contacto adecuado, mientras que un valor demasiado bajo podría provocar que las dos superficies se fusionen durante las iteraciones iniciales del cálculo. Por lo tanto, seleccionar el factor de penalización apropiado es esencial para lograr una simulación precisa y estable del contacto mecánico. El factor de

penalización utilizado en las simulaciones se establece en  $F_p = 10 \mu$ , las fuerzas de fricción y adhesión no se han incluido en el modelo de simulación. Como no incluimos efectos de fricción o adhesión en nuestro modelo de contacto COMSOL, la Figura 3.8 muestra cómo evoluciona el área de contacto a medida que aumenta el voltaje.

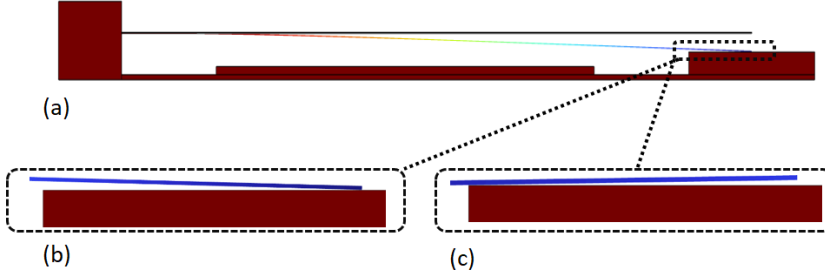


Figura 3.8: Vista transversal de uno de los cantilevers con  $V_g = 10$  V(a), primer plano de la región de contacto con  $V_g = 21$  V(b), y primer plano de la región de contacto con  $V_g = 44.5$  V (c).

El contacto inicial se produce en la punta del *cantilever* a 21 V (Figura 3.8b), generando una fuerza de contacto mínima. Cuando el voltaje aumenta a 44.5 V (Figura 3.8c), la región de contacto se desplaza hacia la izquierda y la fuerza de contacto aumenta hasta  $0.4 \mu\text{N}$ .

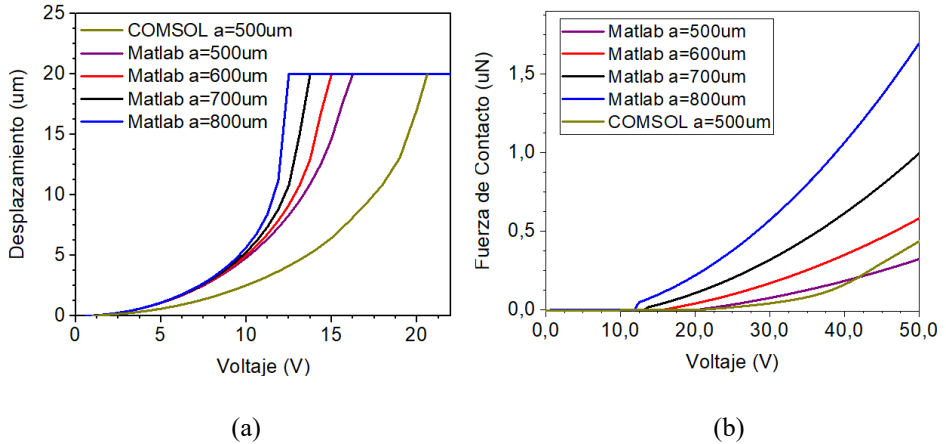


Figura 3.9: Comparación entre simulaciones MATLAB y COMSOL del desplazamiento (a) y fuerza de contacto (b) bajo diferentes voltajes.

Las simulaciones del comportamiento mecánico del *cantilever* se han realizado utilizando el modelo descrito por las ecuaciones (3-12) y (3-7) en MATLAB, considerando varias posiciones ("a") de la fuerza aplicada. Los resultados del modelo masa-resorte-

amortiguador de MATLAB coinciden aproximadamente con los de COMSOL en términos de fuerza de contacto, particularmente para  $a = 500 \mu\text{m}$ , produciendo valores alrededor de  $0.30\text{--}0.50 \mu\text{N}$  (Figura 3.9b). Este bajo valor de fuerza de contacto se debe a la constante del resorte del *cantilever* ( $k = 3 \text{ mN/m}$ ). Sin embargo, las simulaciones de desplazamiento presentan diferencias (Figura 3.9a) entre MATLAB y COMSOL. Mientras que en MATLAB el cálculo se realiza aplicando una fuerza electrostática puntual, en COMSOL dicha fuerza se distribuye sobre un área como, se observa en la Figura 3.8.

### 3.5. Diseño del prototipo

Esta sección proporciona una descripción del proceso de diseño del relé *MEMSTENNA*, basado en el modelo analítico previamente presentado e ilustrado en la Figura 3.3 y apoyado por simulaciones MATLAB. El objetivo es optimizar el rendimiento del dispositivo para que el cambio entre los estados *ON* y *OFF* se produzca con una mínima potencia de radiación de radiofrecuencia. Otro aspecto clave del diseño es maximizar la fuerza de contacto del relé para garantizar una conexión eléctrica fiable. Además, se debe minimizar la resistencia eléctrica en los puntos de contacto, ya que una resistencia de contacto alta puede provocar pérdidas de energía importantes o fallos funcionales.

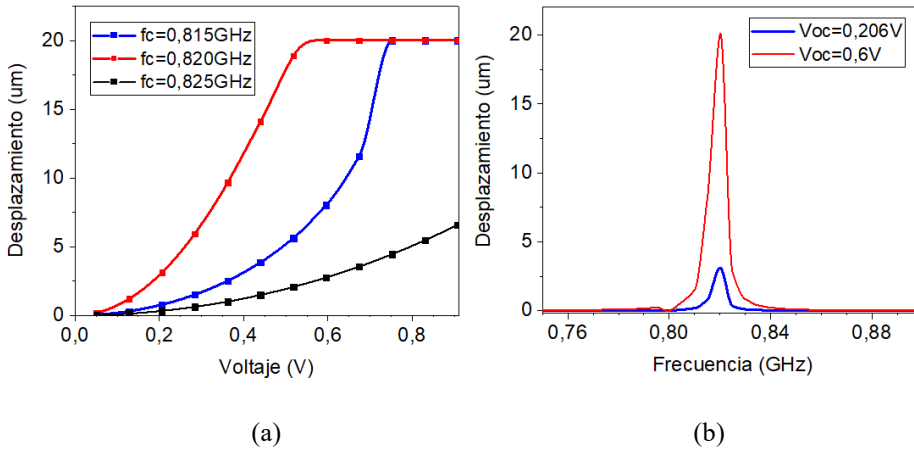


Figura 3.10: Desplazamiento vertical de extremo libre de los cantilevers en función del voltaje para distintas frecuencias de la portadora (a) y de la frecuencia de la portadora (b). La resonancia se detecta a 0.82 GHz.

Se ha diseñado el sistema formado por antena y *cantilever* para que sea resonante a 0.82 GHz, como se ha observado en las simulaciones COMSOL. A esta frecuencia la reactancia de la antena  $X_a$ , que es inductiva, se cancela con la reactancia capacitiva de los *cantilevers*,  $X_{(Cg+C_s)}$  y la reactancia asociada a la capacidad parásita,  $X_{C_p}$ . Las

capacidades quedan definidas como  $C_g = n \cdot \epsilon_0 \cdot A_g / g_{g0}$  y  $C_s = n \cdot \epsilon_0 \cdot A_s / g_{s0}$ . Donde,  $n$  representa el número de *cantilevers*,  $A_g$  y  $A_s$  representan sus respectivas áreas definidas en la Tabla 3–1. La reactancia capacitiva total,  $X_T$ , queda definida como  $X_T = X_{Cg+C_s+C_p}$ .

En las simulaciones MATLAB (Figura 3.10b) se observa que a 0.82 GHz el desplazamiento es máximo. A medida que el *cantilever* se mueve y la distancia ( $g_s$ ) disminuye, la capacidad aumenta y por consiguiente la impedancia  $X_T$  disminuye. La dinámica del sistema funciona diferente si la frecuencia de funcionamiento está por encima o por debajo de la frecuencia de resonancia, dándose los dos casos siguientes (Figura 3.10a):

- Si la frecuencia de excitación, 0.825 GHz, de la *MEMSTENNA* es superior a la de resonancia e inferior a la frecuencia de antirresonancia se da el caso de que no hay situación de resonancia. La impedancia de la antena,  $X_a$ , siempre es mayor que la de los *cantilevers*,  $X_a > X_T$ , y esta diferencia aumenta a medida que los *cantilevers* se mueven. Además, se necesita aumentar el voltaje para poder mover los *cantilevers* a medida que la frecuencia aumenta,  $X_T = 1/j\omega C_T$ . Otro efecto está relacionado con el *pull-in* que desaparece y el *cantilever* puede desplazarse más allá de  $g_0/3$ .
- Si la frecuencia de excitación, 0.815 GHz, de la *MEMSTENNA* es inferior a la de resonancia, la impedancia de los *cantilevers* es superior a la de la antena  $X_T > X_a$ . A medida que los *cantilevers* se mueven,  $X_T$  disminuye, por lo que en algún momento se da el caso de que  $X_T = X_a$ , generándose un estado de resonancia.

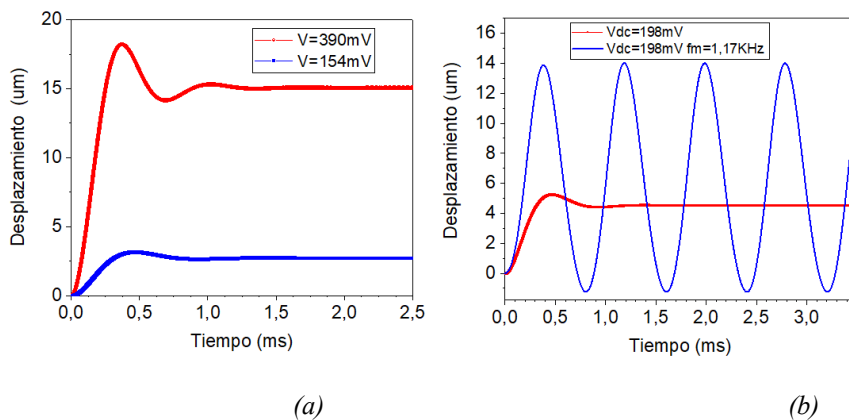


Figura 3.11: Respuesta temporal del desplazamiento del cantilever a una frecuencia portadora de 0.82 GHz. Comparación del desplazamiento estático para dos niveles de voltaje aplicado (154 mV y 390 mV) (a) Comparación entre la respuesta a una excitación  $V_{dc} = 198 \text{ mV}$  y una señal AM con frecuencia moduladora de 1.17 kHz (b).

El análisis temporal del desplazamiento del extremo libre de los *cantilevers* mostrado en la Figura 3.11a corresponde a dos condiciones de voltaje en circuito abierto: 0.39 V y 0.154 V. Para estos valores, se obtiene una amplitud de desplazamiento de aproximadamente 15  $\mu\text{m}$  y 2.5  $\mu\text{m}$ , respectivamente. En contraste, la Figura 3.11b muestra la evolución temporal de la amplitud de desplazamiento del *cantilever* bajo dos condiciones: con y sin modulación en amplitud (*AM*). En ambos casos, la señal portadora mantiene constante su amplitud y frecuencia. No obstante, al excitar el sistema a la frecuencia correspondiente al primer modo de vibración del *cantilever* (1.17 kHz), se registra un pico de oscilación de aproximadamente 14  $\mu\text{m}$  cuando se aplica modulación, frente a los 4  $\mu\text{m}$  obtenidos en ausencia de señal moduladora. Este comportamiento ha sido confirmado experimentalmente y se analiza en mayor profundidad en la sección 3.8.3, dedicada al estudio del contacto dinámico.

### 3.5.1. Fuerza y resistencia de contacto

El desplazamiento y la fuerza de contacto,  $F_{ds,contacto}$ , calculada a partir de la ecuación (3-12) se muestra en la Figura 3.12b para una distancia  $a=650 \mu\text{m}$  y un gap  $g_{s0}=20 \mu\text{m}$ . En el momento del contacto, la fuerza electrostática es igual que la fuerza elástica del *cantilever* por lo que la fuerza de contacto es muy débil, al aumentar el voltaje,  $V_{oc}$  (o la potencia radiada), la fuerza de contacto aumenta llegando a 1.75  $\mu\text{N}$ . El diseño de la *MEMSTENNA* relé se ha realizado de forma que se llegue al contacto *drain-source* antes de que se alcance el punto de *pull-in*.

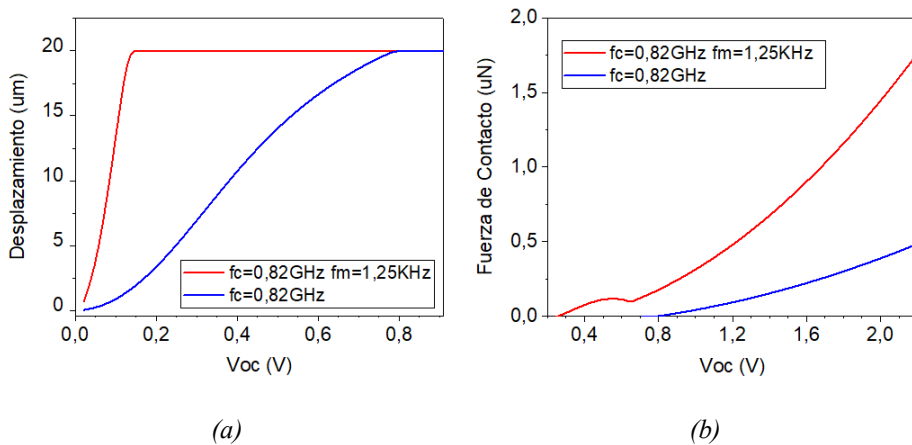


Figura 3.12: Desplazamiento del extremo libre de los *cantilevers* (a) y fuerza de contacto (b) calculada, a la frecuencia de portadora 0.82 GHz, en dos escenarios: con y sin modulación en amplitud (*AM*).

La resistencia de contacto se ha calculado para diferentes potencias como se muestra en la Figura 3.13 y, como en el caso de la fuerza de contacto, la resistencia de contacto presenta valores más bajos en el escenario de modulación *AM*.

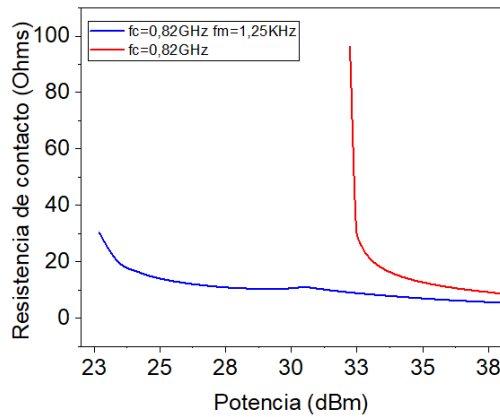


Figura 3.13: Resistencia de contacto calculada a la frecuencia de la portadora, 0.82 GHz, en función de la potencia, con y sin modulación en amplitud (AM).

### 3.6. Fabricación de prototipos

La antena dipolo de ranura se fabricó utilizando técnicas de fabricación de *PCB* convencionales sobre un sustrato *FR4* de doble cara. Este sustrato está formado por dos capas de cobre de 35  $\mu\text{m}$  y una base *FR4* de 1.6 mm de grosor. La ranura, visible en la Figura 3.14a, se forma sobre la capa superior de cobre. Se integró una matriz de *cantilevers* comerciales de silicio, procedente de Micromotive GmbH [111], en el puerto de alimentación de la antena utilizando adhesivo *epoxi*. La conexión eléctrica entre la matriz de *cantilevers* y la *PCB* se estableció con pasta de plata para garantizar una transmisión adecuada de la señal. La Figura 3.14a proporciona una vista frontal del conjunto de *cantilever*, mostrando su posición sobre la antena de ranura, revelando su alineación precisa con el área de contacto no1 y no2 (Figura 3.14b).

La alineación y posicionamiento preciso de los componentes se realizó con la ayuda de un microscopio óptico y micro posicionadores XYZ.

Garantizar una alta calidad de unión y conexiones eléctricas estables entre la matriz de *cantilevers* y la *PCB* es crucial para minimizar la pérdida de señal y mantener una adaptación de impedancia constante en altas frecuencias. Las variaciones en la aplicación de pasta de plata o la adhesión de *epoxi* pueden provocar fluctuaciones de resistencia no deseadas, mientras que los desajustes de expansión térmica entre los *cantilevers* de silicio y la *PCB* pueden inducir tensión mecánica con el tiempo, alterando potencialmente las características de resonancia del sistema. Una de las consideraciones clave durante el montaje fue el problema del gap ( $g_0$ ) entre el conjunto de *cantilever* y la antena de ranura, ya que pequeñas desalineaciones afectan a parámetros como la fuerza electrostática y la resistencia eléctrica de los contactos. Aunque se realizó una compensación durante la

fabricación, la inspección óptica reveló una ligera flexión de los *cantilevers* provocada por el estrés residual de la metalización. Las optimizaciones futuras podrían implicar técnicas de unión refinadas o adhesivos conductores alternativos para mejorar tanto la robustez mecánica como la estabilidad eléctrica.

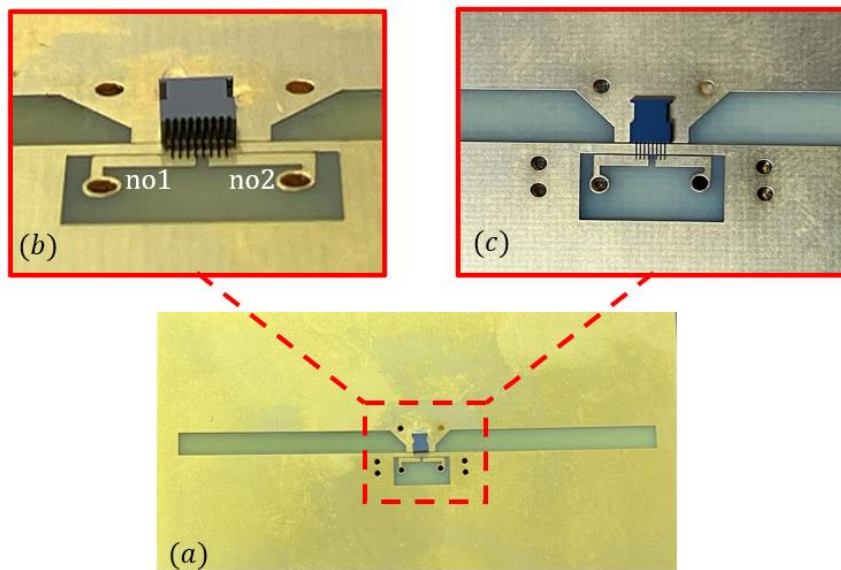
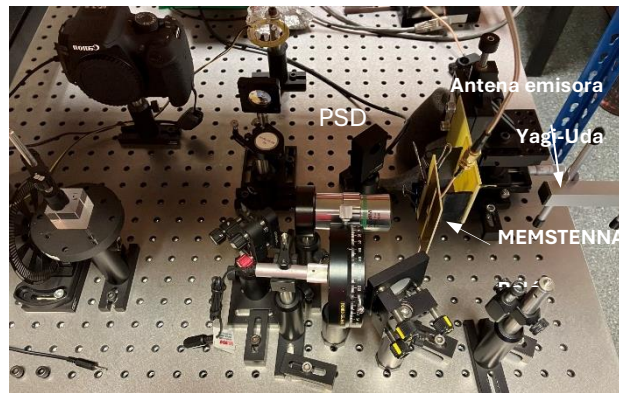


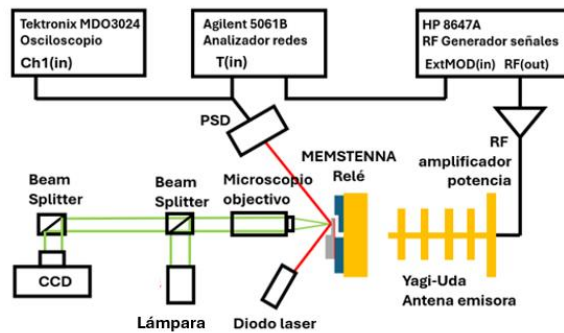
Figura 3.14: Imágenes ópticas de la antena dipolo de ranura fabricada y el conjunto de cantilever de silicio integrado. (a) Vista superior de la matriz de cantilevers unida a la antena. (b) Vista semifrontal en detalle del relé MEMSTENNA. (c) Vista superior en detalle de la matriz de cantilevers y su interfaz con la antena.

### 3.7. Setup de medida

El prototipo relé *MEMSTENNA* se caracterizó experimentalmente en el laboratorio mediante el montaje que se muestra en la Figura 3.15. Se utilizó una antena Yagi-Uda como antena transmisora, convirtiendo la energía eléctrica ( $P_e$ ) proporcionada por un amplificador de potencia de *RF* de 2W en energía electromagnética radiada ( $P_r$ ). Esta señal de *RF*, emitida por la antena transmisora, ha sido modulada en amplitud (AM), donde la portadora es suministrada por un generador de señales HP8647A y la señal moduladora proviene de la salida de un analizador de redes Agilent 5061B. Posteriormente, la señal modulada se amplifica utilizando un amplificador de radiofrecuencia de 2 W.



(a)



(b)

Figura 3.15: Fotografía (a) y esquema (b) de la configuración de los equipos utilizados en la caracterización.

La respuesta mecánica del relé *MEMSTENNA*, específicamente, la flexión estática o dinámica de su *cantilever*, se detectó mediante un láser de diodo rojo acoplado a un fotodetector (*PSD*) de 4 cuadrantes (Figura 3.15). La señal a la salida del fotodetector se analizó tanto en el dominio de la frecuencia, utilizando el analizador de redes Agilent 5061B, como en el dominio del tiempo, utilizando un osciloscopio Tektronix MDO3024. El *spot* láser se posiciona con precisión sobre el extremo libre del *cantilever* mediante micro posicionadores *xyz* y un sistema de visión óptica basado en una cámara *CCD*, equipada con iluminación paraxial y un objetivo de microscopio 20X de larga distancia de trabajo.



### 3.8. Resultados de las pruebas de prototipo y discusión

Los resultados de las medidas realizadas se presentan en esta sección, donde se comparan con el modelo en MATLAB descrito en la sección 3.3. Las medias realizadas se han centrado en caracterizar el dispositivo con los parámetros físicos, más relevantes que se utilizan en el diseño de relés basados en *MEMS* como son: el tiempo de conmutación y la resistencia de contacto. Se ha incluido la caracterización en *AM* por los efectos positivos que aparecen como son: la activación del relé con menos potencia radiada y la disminución de la resistencia de contacto.

#### 3.8.1. Modos de vibración

La Figura 3.16 muestra los resultados de la medida de la respuesta del dispositivo *MEMSTENNA* cuando es excitado por una señal de radiofrecuencia modulada en amplitud, con una frecuencia de portadora fija de 0.82 GHz. Al barrer la frecuencia de la moduladora en el rango de 100 Hz a 10 kHz, se observan dos picos pronunciados en la amplitud del desplazamiento del extremo libre del *cantilever*, que corresponden a sus dos primeros modos de vibración situados en 1.27 kHz y 7.8 kHz. A medida que se incrementa la potencia de la señal radiada ( $P_r$ ), también lo hace la amplitud de desplazamiento. En particular, para una potencia de 2 W, se alcanza una amplitud de desplazamiento máximo de aproximadamente 20  $\mu\text{m}$ , valor cercano al umbral de cierre de los contactos del relé. Se aprecia una buena concordancia entre los resultados experimentales y las simulaciones en torno al primer modo de vibración. El segundo modo, ubicado en 7.8 kHz, no aparece en los resultados simulados, ya que no ha sido considerado en el modelo analítico empleado.

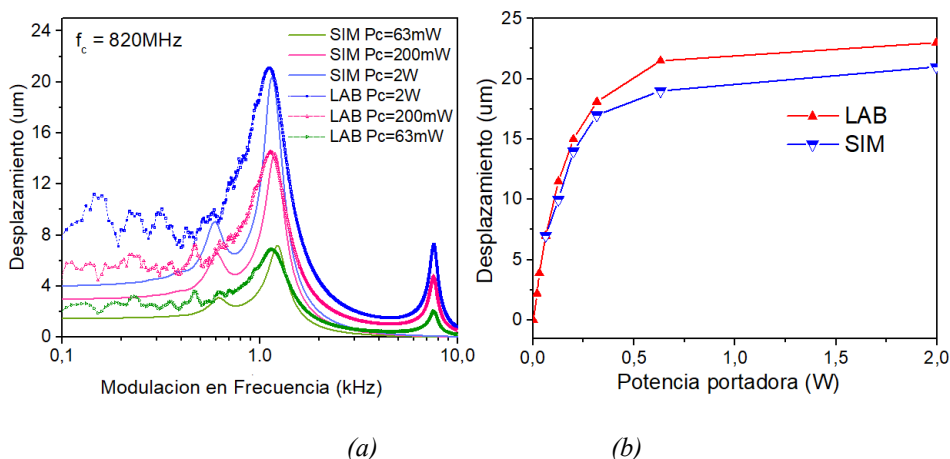


Figura 3.16: Respuesta dinámica simulada (SIM) y medida (LAB) en función de la frecuencia de modulación AM, para diferentes niveles de potencia (a). Amplitud de vibración en función de la potencia de la portadora  $f=1.2\text{ kHz}$  (b).

El gráfico de la derecha ilustra la amplitud de la vibración en función de la potencia de la portadora, mostrando un aumento no lineal con la potencia. Los resultados de laboratorio exhiben amplitudes ligeramente mayores en comparación con las simulaciones, lo que sugiere la presencia de factores experimentales como pérdidas o no linealidades adicionales. La tendencia general valida los efectos de modulación esperados, al tiempo que resalta pequeñas discrepancias entre los datos numéricos y experimentales.

### 3.8.2. Transitorios de conmutación

Inicialmente, se llevó a cabo una primera medición experimental radiando el dispositivo *MEMSTENNA* con una potencia de radiofrecuencia constante de 2 W. En estas condiciones, el *cantilever* alcanzó un desplazamiento máximo estable de aproximadamente 7  $\mu\text{m}$ , tal como se muestra en la *Figura 3.17a*. El desplazamiento máximo calculado del *cantilever* durante la fase de activación *OFF-ON* coincide con los datos medidos experimentalmente, mostrando un tiempo de encendido ( $T_{on}$ ) de 1.8 ms. El valor de  $T_{on}$  calculado (ecuación (3-20)), es aproximadamente  $T_{on} \approx 1.3 \text{ ms}$ , donde  $V_{pull-in} = 21.5 \text{ V}$  y  $V_m = 8 \text{ V}$ .

El transitorio de apagado (*ON-OFF*) se muestra en la *Figura 3.17c*. En él se observa claramente el fenómeno dinámico conocido como tiempo de caída,  $T_{off}$ , caracterizado por una rápida caída inicial del *cantilever* seguida de una serie de oscilaciones amortiguadas antes de estabilizarse completamente en su posición de equilibrio. Se encontró que la duración total de esta transición era del orden de milisegundos, con un tiempo de apagado medido ( $T_{off}$ ) de 3.6 ms.

Las discrepancias observadas entre la simulación y las mediciones experimentales pueden atribuirse a efectos de amortiguación parásitos y ligeras variaciones en las propiedades mecánicas de los *cantilevers* fabricados.

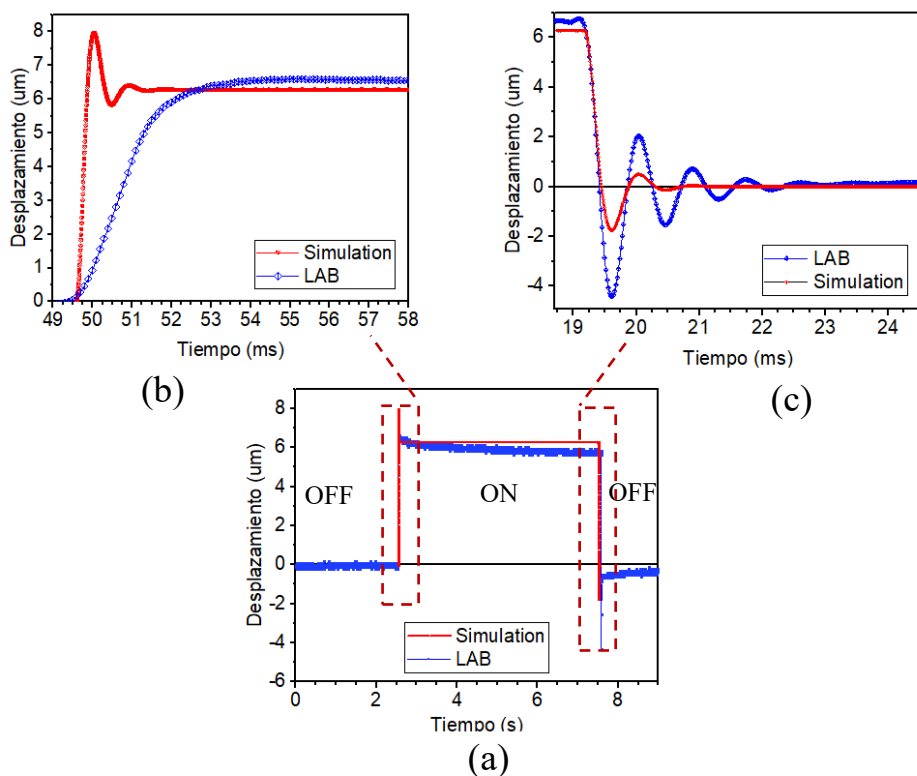


Figura 3.17: Comparación entre simulaciones y mediciones experimentales (LAB) del desplazamiento del extremo libre del cantilever en el dispositivo MEMSTENNA durante transitorios de conmutación. (a): Respuesta general al ciclo OFF–ON–OFF en una excitación de larga duración. (b): Detalle del transitorio de encendido (OFF–ON), donde se observa un sobre impulso característico seguido de estabilización. (c): Detalle del transitorio de apagado (ON–OFF), que muestra oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable.

### 3.8.3. Contacto dinámico

Denominamos contacto dinámico a la conmutación del relé provocada por una excitación de la MEMSTENNA mediante una señal modulada en amplitud. Se ha mostrado en la Figura 3.11b que la modulación AM permite conseguir un mayor desplazamiento cuando la frecuencia de la moduladora coincide con el primer modo de vibración del cantilever.

Los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio, Figura 3.18, confirman este efecto. Una vez que se establece el contacto, este permanece cerrado en un rango de frecuencias, y tiende a abrirse al aumentar dicha frecuencia.

Específicamente, el *cantilever* C2, segundo *cantilever* por la izquierda, exhibió experimentalmente contacto persistente hasta 2 kHz y hasta 5 kHz en simulaciones, mientras que el *cantilever* C1 permaneció cerrado hasta 10 kHz. Las diferencias entre los resultados experimentales y simulados pueden atribuirse a variaciones en la fabricación y colocación de los *cantilevers* en la PCB, lo que lleva a asimetrías en los espacios de separación. Los resultados experimentales han confirmado este efecto de contacto dinámico, demostrando que, incluso a frecuencias moduladoras inferiores al primer modo de vibración del *cantilever*, es posible activar la conmutación con niveles de potencia relativamente bajos, como en este caso con 2 W de potencia radiada.

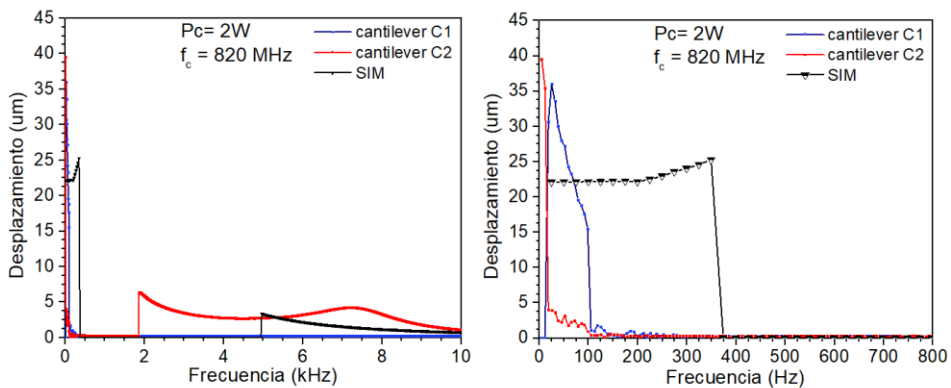


Figura 3.18: Respuesta dinámica del extremo libre de los cantilevers, C1 y C2, simulada y medida en función de la frecuencia de modulación AM, con un índice de modulación  $m=0.8$ .

Este efecto, descrito en [109], se asocia a la influencia del índice de modulación,  $m$ , unido a bajas frecuencias de la señal moduladora, que hacen que el *cantilever* pueda reaccionar a esta dinámica y puede entrar en colapso la estructura. Como se observa en las simulaciones de la Figura 2.19a, a la frecuencia de 600 Hz el índice de modulación puede hacer que la estructura colapse. En este caso el colapso se produce a  $m = 0.8$ . En cambio, con el mismo índice de modulación,  $m=0.8$ , la estructura no colapsa si se aumenta la frecuencia de la moduladora a 3 kHz como se puede observar en la Figura 2.19b.

Estos resultados demuestran que el contacto dinámico es una alternativa viable al contacto electrostático convencional, ya que puede activar el relé con una menor potencia de radiación.



La Figura 3.20b modela en  $RF$  el relé en estado conectado (ON). La resistencia total se define como:  $R_{no1-no2} = R_{c1} + R_{c2} + R_{sl1} + R_{sl2} + R_l$ , donde,  $R_{c1}$  y  $R_{c2}$ , son la resistencia de contacto,  $R_{sl1}$  y  $R_{sl2}$ , resistencia serie asociada al Cu de los pads y  $R_l$  la resistencia de los *cantilevers*. Simplificando  $R_{no1-no2} = 2R_{c1} + 2R_{sl1} + R_l$ , esta resistencia disminuye al aumentar la potencia debido a que la resistencia de contacto,  $R_{c1}$  y  $R_{c2}$  también disminuye. El valor de  $R_{c1}$  se ha calculado en la Figura 3.22.

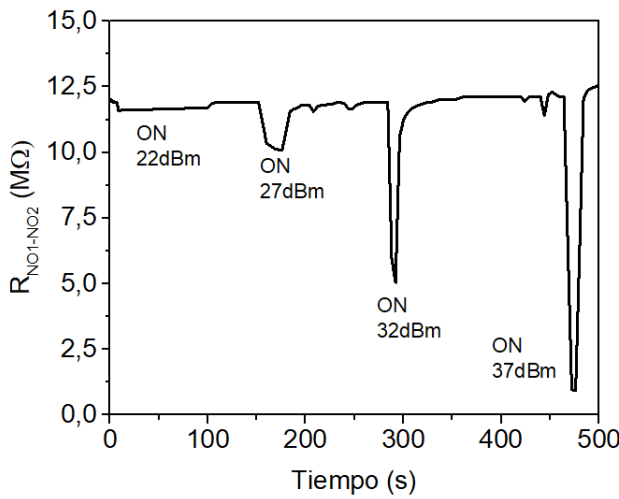


Figura 3.21: Resistencia de conmutación del relé en función del tiempo para diferentes potencias.

Los valores de resistencia,  $R_{no1-no2}$ , entre los contactos  $no_1$  y  $no_2$ , en estado ON, se han medido para diferentes valores de potencia aplicada a la antena Yagui-Uda. Al aumentar la potencia en la antena emisora aumenta la potencia captada por la MEMSTENNA relé, lo que provoca un aumento de la fuerza de contacto y una disminución de la resistencia  $R_{no1-no2}$ . Esta dinámica se muestra en la Figura 3.21.

La resistencia de conmutación obtenida experimentalmente y la resistencia de contacto calculada se muestra en la Figura 3.22. La resistencia de conmutación muestra valores muy altos de resistencia. Esto es debido a que no se ha filtrado a la hora de hacer la medida las señales de  $RF$  que se propagan a los contactos  $no_1$  y  $no_2$ . Al no estar aislados los contactos  $no_1$  y  $no_2$ , como se ha detectado en las simulaciones COMSOL (Figura 3.6), aparece un voltaje entre los terminales,  $V_{no1-no2}$ , que modifica la resistencia medida en el laboratorio. Cabe destacar también que de los ocho *cantilevers*, cuatro conmutan en  $no_1$  y los otros cuatro en  $no_2$ . En algunos ensayos se ha observado que algunos quedan degradados térmicamente después de producirse el contacto provocando un aumento de la resistencia de contacto. Además, las pistas de la capa inferior asociadas a los contactos

$no_1$  y  $no_2$  no están adaptadas a la impedancia correcta y al conectar el equipo de medida de resistencia hay reflexiones que provocar errores en la medida.

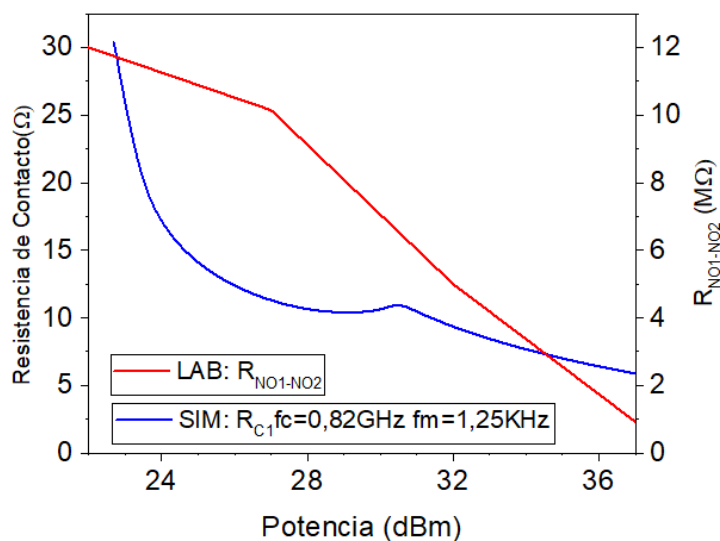


Figura 3.22: Resistencia de contacto simulada y medida en función de la potencia radiada.

## 4. RECEPTOR AM SIN BATERÍAS BASADO EN UNA *MEMSTENNA* FUNCIONANDO EN MODO DINÁMICO

---

Este capítulo aborda el diseño, la fabricación y la caracterización de un dispositivo *MEMSTENNA*, concebido como receptor de radio *AM* completo, incluyendo la antena receptora, el demodulador *AM* y el altavoz.

Su principio de funcionamiento, en línea con lo expuesto en los capítulos anteriores, se fundamenta en la capacidad del sistema para convertir la energía electromagnética radiada por una antena emisora en energía vibracional mecánica de una estructura *MEMS* que, a su vez, se transforma en energía acústica radiada.

La arquitectura del dispositivo y su mecanismo de operación se especifica en la sección 4.2. A continuación, el proceso de diseño se expone en la sección 4.3, seguido por una descripción detallada del procedimiento de fabricación en la sección 4.4. El entorno de prueba y las condiciones experimentales empleadas se presentan en la sección 4.5.

Finalmente, la sección 4.6 ofrece un análisis de los resultados experimentales obtenidos, los cuales se contrastan con las predicciones generadas por el modelo numérico desarrollado para la simulación del sistema.



## 4.1. Introducción y objetivo

El dispositivo *MEMSTENNA* presentado en este trabajo, representa un nuevo enfoque para la transducción acústica, al combinar un altavoz implementado con tecnología *MEMS* con una antena dipolo de ranura. De aquí en adelante, llamaremos a este receptor de radio *AM*, basado en una *MEMSTENNA* y funcionando en modo dinámico, como dispositivo altavoz *MEMSTENNA*, puesto que nos vamos a centrar en la conversión final de toda la cadena de transducción, que dará lugar a la radiación de potencia en el dominio acústico.

El objetivo principal del altavoz *MEMSTENNA* es ofrecer una solución totalmente inalámbrica y sin fuente de alimentación local, utilizando una señal *RF AM* externa (portadora de 1 GHz) como fuente simultánea de energía e información (*Batteryless AM Radio Receiver*).

El concepto de receptor de radio operando sin batería fue inventada a finales del siglo XIX y principios del XX, llamado Radio de Galena [113]. Recibe su nombre por utilizar el mineral de plomo, Galena, como elemento rectificador y demodular señales moduladas en *AM*. Aunque no se le atribuye la invención a alguien en particular, en 1901 Bose [114] presentó una patente en relación con este dispositivo. Con la aparición de las válvulas de vacío en 1920 se dejan de utilizar. Aunque durante la segunda guerra mundial, por su facilidad de construcción e imposibilidad de ser detectados al no usar un oscilador local, se empiezan a construir a nivel particular [115]. Algunos diseños utilizaban la propia capacidad de la antena y una bobina externa como elemento de sintonización, una similitud que se presenta en los diferentes dispositivos *MEMSTENNA* diseñados en esta tesis.

El principio de funcionamiento de la *MEMSTENNA* como transductor acústico fue analizado y publicado en el artículo SAA2 y presentado en el congreso TRANSD21, en ambos casos las amplitudes de vibración eran solamente del orden de pocas micras.

Un nuevo diseño se ha realizado y publicado en TRANSD25, donde la antena utilizada para la integración de los *cantilevers* vuelve a ser, igual que en la aplicación de relé del capítulo anterior, una antena dipolo de ranura y donde una nueva configuración de *cantilevers* trabajando interdigitalmente ha mostrado valores aceptables de nivel de presión de sonido (*SPL*) dentro de la media del estado del arte, de 52 dB a 62 dB, de los transductores electrostáticos basados en *MEMS* [116] [117], aunque nuevos diseños publicados empiezan a alcanzar niveles de 115 dB a frecuencias de 10 kHz [118], al utilizar actuación electrostática periférica.

## 4.2. Principio de operación del altavoz **MEMSTENNA**

El principio de funcionamiento del dispositivo presentado corresponde al descrito en el capítulo 2. En esencia, el voltaje inducido  $V_m$ , en la antena, según la ecuación (4-1), por una señal de *RF* genera una fuerza electrostática entre *cantilevers* adyacentes.

Esta fuerza electrostática (ecuación (4-2)), dependiente del cuadrado del voltaje inducido,  $V_m^2$ , provoca vibraciones mecánicas resonantes en los *cantilevers* cuando la frecuencia de modulación coincide con la de sus modos de vibración. Es importante destacar que el sistema, al igual que en todos los diseños basados en **MEMSTENNA**, no requiere polarización *DC* ni fuente de alimentación interna, ya que la energía de actuación se extrae directamente del campo electromagnético que radia la antena. El sistema opera óptimamente cuando la impedancia reactiva de la antena y la reactancia capacitiva de los *cantilevers* se cancelan mutuamente, hecho que ocurre en este caso a 1 GHz, permitiendo la absorción de potencia máxima y la generación de voltaje adecuado para provocar el movimiento.

El dispositivo altavoz **MEMSTENNA**, ha sido diseñado para emitir ondas acústicas dentro del espectro audible, abarcando frecuencias desde los 100 Hz hasta los 10 kHz. En este contexto, el sistema incorpora dos estructuras *MEMS*, cada una conformada por ocho *cantilevers* [111], integradas sobre una antena dipolo de ranura, implementada sobre un sustrato de circuito impreso *FR4-PCB* (Figura 4.1a y Figura 4.7a), con un grosor de Cu de 35  $\mu\text{m}$ . Los *cantilevers* se disponen de forma interdigital en la región central de la antena, tal como se muestra en las Figura 4.1b y Figura 4.7c. Su geometría se define por una separación lateral  $S_L$  y una distancia vertical inicial  $S_{V0}$ , parámetros que se ilustran en detalle en la Figura 4.2.

En esta aplicación, el dispositivo **MEMSTENNA** es excitado mediante una señal de radiofrecuencia modulada en amplitud (ecuación (2-8)). El cuadrado del voltaje que se genera en los *cantilevers* se expresa en la ecuación 4.1, descrita anteriormente en la Sección 2.2.

$$V_m^2(t) = \frac{V_c^2}{2} \left[ 1 + 2m \cos(\omega_m t) + \frac{m^2}{2} (1 + \cos(2\omega_m t)) \right] \quad (4-1)$$

El voltaje inducido  $V_m$  genera una fuerza electrostática  $F_{ee}$  sobre los *cantilevers* (ecuación (4-2)), la cual produce un desplazamiento  $z_a(t)$  como se muestra en la Figura 4.1b.

$$F_{ee} = \frac{1}{2} V_m^2 \frac{dC_e}{dz} \quad (4-2)$$

Como se mencionó previamente en la Sección 2.2, el término  $V_m^2$  actúa dentro de la expresión de la fuerza electrostática como un demodulador de la señal *AM*. En consecuencia, el movimiento de los *cantilevers* queda directamente vinculado a la frecuencia de la señal moduladora  $\omega_m$ .

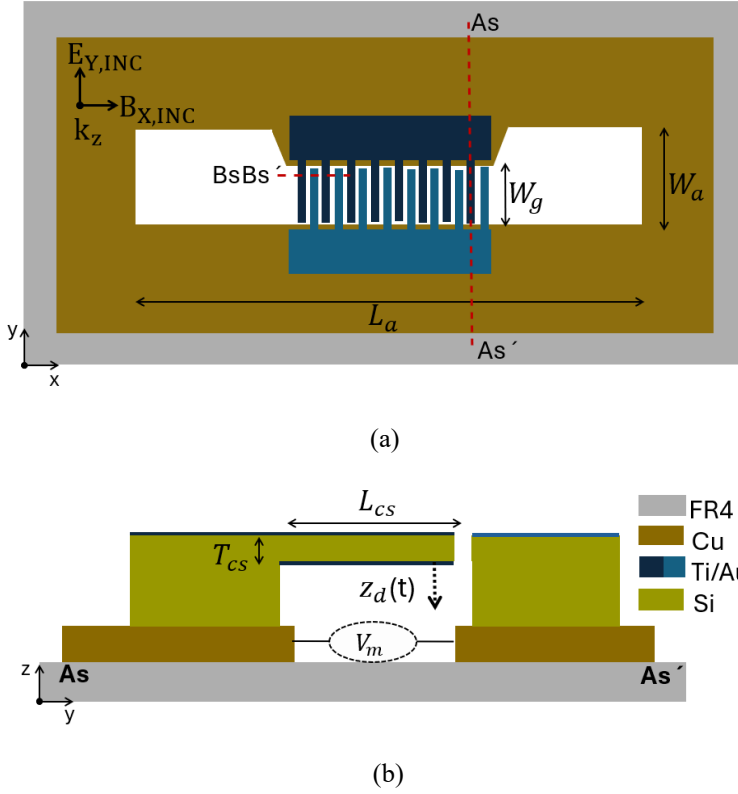


Figura 4.1: Vista en planta del altavoz MEMSTENNA, con los cantilevers interdigitados en el centro de la antena (a). Vista de la sección transversal  $As-As'$  (b).

Adicionalmente, la fuerza electrostática depende del gradiente de la capacidad eléctrica entre los *cantilevers*, representada como  $C_e$ .

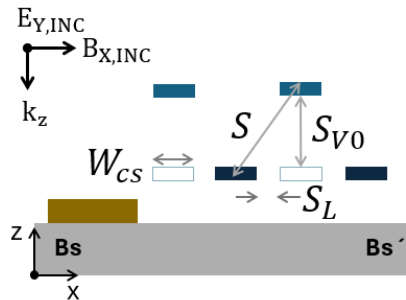


Figura 4.2: Vista de la sección  $Bs-Bs'$  definida en la figura 4.1. Se muestra el desplazamiento vertical (azul claro) de dos cantilevers. El campo eléctrico y magnético asociado a la radiación EM están representado por  $E_{Y,INC}$  y  $B_{X,INC}$  respectivamente desplazándose en la dirección  $z$  según el vector de propagación  $k_z$ .

Esta capacidad puede aproximarse mediante la ecuación (4-3), que modela la capacidad eléctrica entre dos conductores eléctricos paralelos, como se muestra en la Figura 4.6:

$$C_e \approx \epsilon_o \frac{\pi L_{cs}}{\ln \left( \frac{S}{W_{cs}/2} \right)} \quad (4-3)$$

donde S representa la distancia entre *cantilevers* (ecuación (4-4)),  $W_{cs}$  la anchura y  $L_{cs}$  la longitud.

$$S = \sqrt{(S_{v0} - Z_d)^2 + S_L^2} \quad (4-4)$$

La derivada de la capacidad respecto a la posición,  $dC_e/dz$ , correspondiente a la componente z del gradiente, se muestra en la ecuación (4-5) y su forma operativa final se presenta en la ecuación (4-6). Esta componente del gradiente nos proporcionará la componente vertical, (z, *out-of-plane*) de la fuerza y, por ende, de la vibración de los *cantilevers*:

$$\frac{dC_e}{dz} = \frac{\epsilon_o \pi L_{cs}}{\ln(2S/W_{cs})^2} \frac{d}{dz} \left[ \frac{2 \sqrt{(S_{v0} - z)^2 + S_L^2}}{W_{cs}} \right] \quad (4-5)$$

$$\frac{dC_e}{dz} = \frac{\epsilon_o \pi L_{cs} (S_{v0} - z)}{S^2 [\ln(2S/W_{cs})]^2} \quad (4-6)$$

Dado que los *cantilevers* están dispuestos de forma interdigital, cada uno de ellos experimenta la fuerza electrostática generada por los *cantilevers* adyacentes. Además, considerando que solo una porción de su longitud efectiva participa en la flexión, la fuerza total resultante se puede expresar como:

$$F_{ee} = 0.24 \epsilon_o \pi L_{cs} \frac{S_{v0} - Z_d}{S^2 [\ln(2S/W_{cs})]^2} V_m^2 \quad (4-7)$$

#### 4.2.1. Presión de sonido

La vibración de los *cantilevers* provoca una variación periódica en el volumen de aire adyacente, generando una perturbación de presión que se propaga en forma de onda sonora. Para estimar la presión acústica generada, se emplea el modelo de pistón circular en un baffle infinito, el cual supone que los *cantilevers* actúan como superficies vibrantes planas montadas en una pared rígida infinita, evitando pérdidas por difracción.

Bajo esta aproximación, el movimiento colectivo de los *cantilevers* desplaza el aire en la dirección perpendicular a su plano, generando una presión acústica que puede medirse en

un punto situado a una distancia  $z$ . La presión sonora en ese punto,  $P_{eff}$ , puede aproximarse mediante la siguiente expresión [65]:

$$P_{eff}(z) = \frac{P(z)}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}\pi\rho s_a a_v f^2}{z} \quad (4-8)$$

$$SPL(dB) = 20\log\left(\frac{P_{eff}(z)}{P_{ref}}\right) \quad (4-9)$$

Donde,  $s_a$  representa el área de los *cantilevers*,  $a_v$  es su amplitud de vibración,  $\rho$  la densidad del aire y  $f$  es la frecuencia. La presión sonora de referencia,  $P_{ref}$ , se establece en 20  $\mu$ Pa. Como se indica en la Ecuación (4-9), el nivel de presión sonora (*SPL*) generado por el diafragma acústico es directamente proporcional a su superficie, a la amplitud de vibración y al cuadrado de la frecuencia de operación. Las medidas de *SPL* se realizan una distancia de 1 cm [119].

### 4.3. Diseño del altavoz *MEMSTENNA*

El dispositivo mostrado en la Figura 4.1, ha sido diseñado como un receptor de radio optimizado para operar con una señal de radiofrecuencia, cuya portadora se encuentra a 1 GHz. A dicha frecuencia, la reactancia total de los *cantilevers*, considerando una capacidad parásita  $C_p = 0,2 C_e$ , según se establece en la ecuación (4-3), resulta ser  $X(C_e + C_p) = -500j \Omega$ . Para lograr una transferencia eficiente de energía desde la antena hacia el actuador *MEMS*, es necesario que la antena compense dicha reactancia capacitiva. En consecuencia, se ha diseñado la antena de modo que presente una reactancia inductiva de  $X_a = 500j \Omega$  a 1 GHz. Se ha optado por emplear una antena dipolo de ranura, al igual que en la aplicación de relé del capítulo anterior, dado que a esta frecuencia dicha antena exhibe un comportamiento predominantemente inductivo.

El diseño de la antena se ha llevado a cabo utilizando el software de simulación COMSOL Multiphysics, evaluando su comportamiento tanto en transmisión como en recepción.

Por otro lado, el comportamiento global del dispositivo *MEMSTENNA* se ha examinado mediante el modelo implementado en MATLAB (Figura 2.4), el cual ha sido modificado para incorporar el cálculo de la fuerza electrostática en la estructura de *cantilevers* interdigitados tal y como se describe gráficamente en la Figura 4.6.

#### 4.3.1. Modelo COMSOL Multiphysics

El diseño de la antena dipolo de ranura se ha llevado a cabo siguiendo el mismo procedimiento descrito para la aplicación del relé (sección 3.4.1), y cuyas dimensiones se recogen en la Tabla 4–1. En ausencia de la carga proporcionada por los *cantilevers*, la

antena presenta una resonancia a 2.25 GHz alcanzando un coeficiente de reflexión  $S_{11} = -20 \text{ dB}$ , tal y como se muestra en la Figura 4.3.

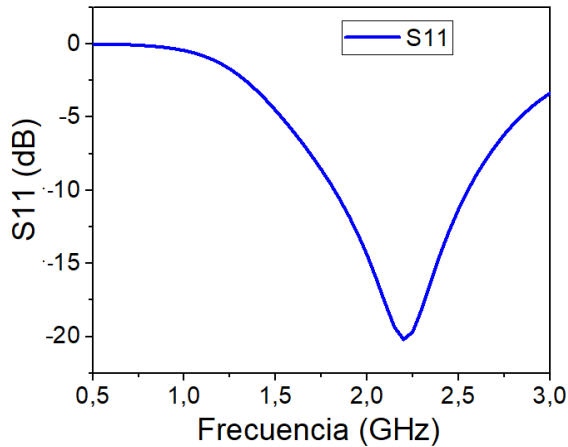


Figura 4.3: Simulación COMSOL del parámetro  $S_{11}$  de la antenna en ausencia de la carga.

La impedancia de la antenna,  $Z_a = R_a + jX_a$  obtenida mediante simulación en COMSOL, se presenta en la Figura 4.4, junto con la impedancia teórica capacitiva de los *cantilevers*,  $-jX_c$ , calculada a partir de la ecuación (4-3). Esta comparación permite identificar una frecuencia de resonancia conjunta a 1 GHz.

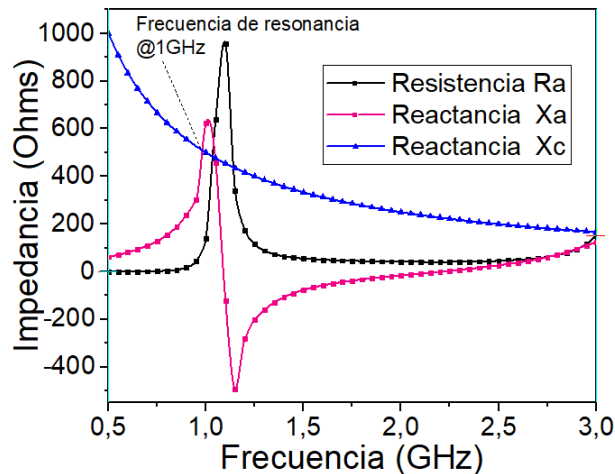


Figura 4.4: Impedancia de la antenna,  $R_a(\omega)$  y  $X_a(\omega)$ , en función de la frecuencia y la impedancia calculada de los cantilevers  $-jX_{c_e+c_p}(\omega)$ . Obtenidas con COMSOL.

Con el fin de validar los resultados presentados en la Figura 4.4, se llevó a cabo el modelado y la simulación de la antena junto con los *cantilevers* utilizando el software COMSOL. En este caso, la antena se configuró en modo recepción, siendo radiada por un campo eléctrico incidente plano,  $E_{Y,INC}$ , con amplitudes de 50 V/m y 60 V/m. Para simplificar el análisis, los *cantilevers* se consideraron estáticos, es decir, sin desplazamiento mecánico. Los resultados obtenidos bajo estas condiciones se muestran en la Figura 4.5, donde se observa que la antena en modo receptor presenta una resonancia en torno a 1 GHz.

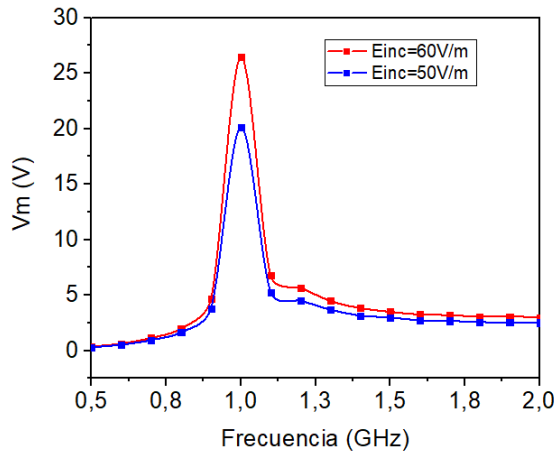


Figura 4.5: Voltaje  $V_m$  en función de la frecuencia de la portadora con la MEMSTENNA cargada con los *cantilevers* considerados estáticos.

#### 4.3.2. Modelo altavoz MEMSTENNA

El modelo utilizado para las simulaciones de la MEMSTENNA se basa en la configuración mostrada en la Figura 4.6, donde la antena se representa mediante su circuito equivalente de Thévenin. El cálculo del voltaje en circuito abierto,  $V_{oc}$ , se ha realizado utilizando la ecuación (2-12), mientras que la impedancia de la antena corresponde a la obtenida previamente mediante simulaciones electromagnéticas en COMSOL (Figura 4.4). Los *cantilevers* se modelan como un sistema masa-muelle-amortiguador (m-k-b).

Las simulaciones fueron realizadas en MATLAB, a partir de la implementación del diagrama de bloques presentado en la Figura 2.4, incorporando además el cálculo de la fuerza electrostática conforme a la ecuación (4.7).

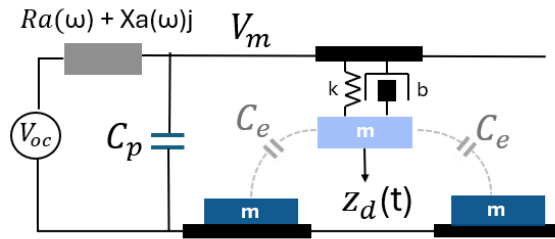


Figura 4.6: Circuito equivalente de Thévenin de la antena dipolo de ranura (lado izquierdo) acoplada con el actuador capacitivo MEMS. El actuador se modela como un sistema masa–muelle–amortiguador ( $m$ - $k$ - $b$ ), con una capacidad parásita ( $C_p$ ).

#### 4.4. Fabricación del prototipo

La antena dipolo de ranura fue fabricada mediante tecnología *PCB* estándar sobre un sustrato monocapa, compuesto por una lámina de cobre de  $35\ \mu\text{m}$  de grosor y un laminado de *FR4* con un grosor de  $1.6\ \text{mm}$  (Figura 4.7a). En el puerto de alimentación de la antena se integraron dos matrices de *cantilevers* de silicio ([www.micromotive.de](http://www.micromotive.de)), dispuestas en configuración interdigital (Figura 4.7b-c), y fijadas mediante adhesivo *epoxy*.

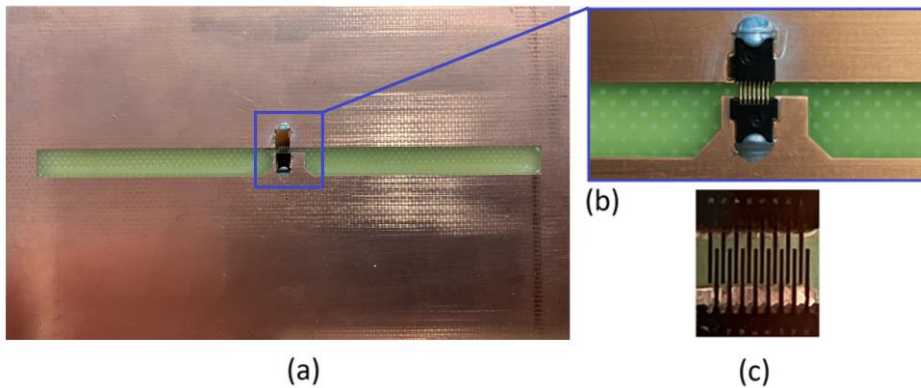


Figura 4.7: (a) Vista en planta del altavoz MEMSTENNA. (b-c) Detalle de las dos matrices de cantilevers con la soldadura fría realizada con pasta de plata.



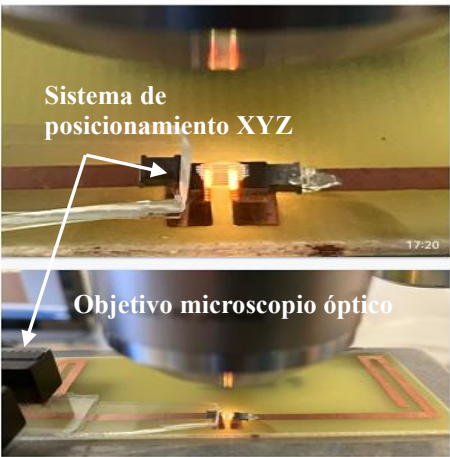


Figura 4.8 Fotografía del proceso de posicionado de los cantilevers mediante el uso de un sistema de posicionador XYZ, creado específicamente para montaje del altavoz MEMS.

El proceso de alineación y montaje se llevó a cabo utilizando un microscopio óptico junto con micro-posicionadores XYZ, tal y como se muestra en la Figura 4.8. Las dimensiones detalladas de los componentes se presentan en la Tabla 4–1.

Tabla 4–1: Parámetros de diseño del altavoz *MEMSTENNA*.

Parámetros: Antena	Símbolo	Valor	Unidades
Anchura ranura	$W_a/W_g$	5.1/900	mm/ $\mu$ m
Longitud ranura	$L_a$	87	mm

Parámetros: <i>Cantilever</i>	Símbolo	Valor	Unidades
Anchura	$W_{cs}$	90	$\mu$ m
Longitud	$L_{cs}$	1000	$\mu$ m
Grosor	$T_{cs}$	1	$\mu$ m
Distancia	$S_{V0}/S_L$	1/35	$\mu$ m
Constante elástica	$k$	0.03	N/m
Amortiguación	$b$	$1.97 \cdot 10^{-8}$	Ns/m
Masa	$m$	$5 \cdot 10^{-11}$	kg
Impedancia <i>cantilever</i> (1Ghz)	$X_{ce}$	-500j	$\Omega$

## 4.5. Setup de medida

El sistema de test y el procedimiento de medición empleados en esta aplicación son equivalentes a los descritos para el relé *MEMSTENNA* en la sección 3.7. La principal diferencia radica en la incorporación de la medición del nivel de presión sonora (*SPL*), realizada mediante un micrófono MiniDSP-Mic1 [120] como se muestra en la Figura 4.9. El micrófono tiene una respuesta en frecuencia de 20 Hz a 20 kHz y un rango de medida de hasta 133 dB *SPL* a 1 kHz. Para reducir la influencia del ruido acústico externo, tanto la *MEMSTENNA* como el micrófono fueron ubicados en el interior de una caja equipada con amortiguadores acústicos (cámara anecoica).

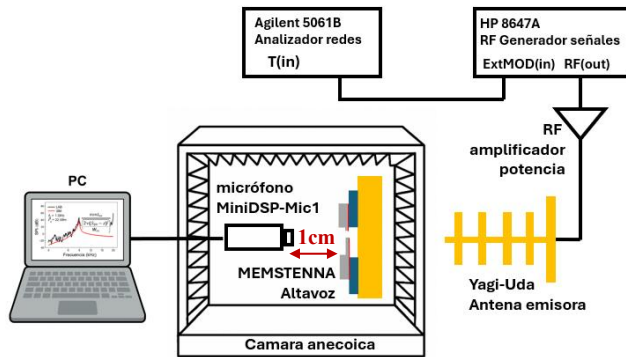


Figura 4.9: Esquema de la configuración de los equipos utilizados en la caracterización del parámetro *SPL*.

## 4.6. Resultados experimentales

La respuesta del altavoz *MEMSTENNA* al ser excitado por una señal *RF-AM* con una frecuencia de portadora de  $f_c = 1 \text{ GHz}$  y una potencia de  $P_c = 22 \text{ dBm}$  se ha medido utilizando el *setup* de la Figura 4.9. Los resultados de esta medida se presentan en la Figura 4.10, junto con las simulaciones realizadas en MATLAB.

En el espectro mecánico medido se identifican tres picos de vibración en las frecuencias de 1.14 kHz (13.5  $\mu\text{m}$ ), 2.8 kHz (16.6  $\mu\text{m}$ ) y 7.9 kHz (2.9  $\mu\text{m}$ ). El primer y tercer pico corresponden a modos de vibración propios de los *cantilevers*, definidos en la Tabla 4-2. El tercer pico no aparece en la simulación realizada en MATLAB, dado que dicho modelo considera únicamente el primer modo de vibración.

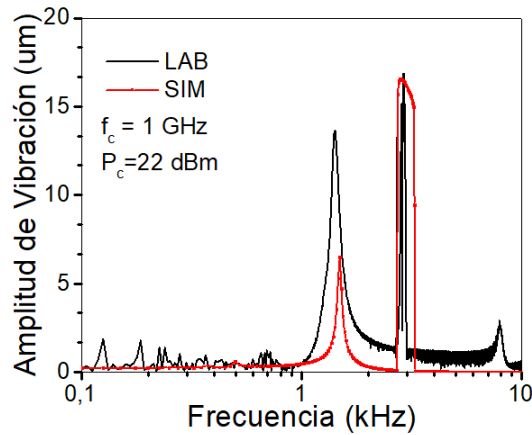


Figura 4.10: Amplitud de vibración medida (LAB, curva negra) y simulada (SIM, curva roja) del altavoz MEMSTENNA en función de la frecuencia de modulación.

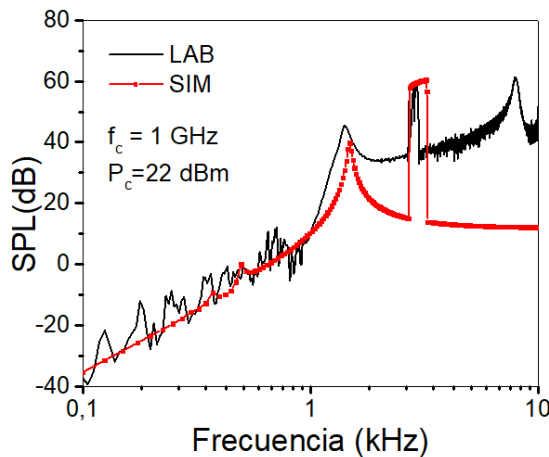


Figura 4.11: Nivel de presión sonora medido (LAB, curva negra) y simulado (SIM, curva roja) del altavoz MEMSTENNA en función de la frecuencia de modulación.

El segundo pico observado a 2.8 kHz se atribuye a la vibración de los *cantilevers* en su primer modo de vibración, correspondiente a 1.4 kHz, aunque excitados a una frecuencia que duplica dicho valor. Este pico únicamente aparece cuando la potencia de excitación alcanza un nivel suficientemente alto como para inducir amplitudes de oscilación superiores a la separación vertical estática ( $S_{V0}$ ). En este régimen no lineal, los *cantilevers* oscilan alternativamente por encima y por debajo del plano definido por sus elementos vecinos, lo que permite una excitación electrostática simétrica y doblemente eficiente, con fuerzas alternas de atracción hacia arriba y hacia abajo (Figura 4.2). Este comportamiento también es reproducido por el modelo teórico, lo que confirma la precisión de las predicciones obtenidas.

El nivel de presión de sonido, *SPL*, mostrado en la Figura 4.11 se ha calculado a partir de la ecuación 4.6 y está basado en los datos representados en la Figura 4.10, que se han obtenido a una distancia de 1 cm de la *MEMSTENNA* altavoz. Las medidas de la Figura 4.12, se han obtenido utilizando el *setup* de medida descrito en el apartado 4-5. Estos últimos resultados confirman que, al aumentar la potencia de radiación, también aumenta el valor de *SPL*, llegando a valores máximos de 50 dB y 60 dB.

No obstante, las mediciones revelan la presencia de un nivel de ruido de fondo en torno a los 30 dB, atribuible probablemente a un aislamiento acústico deficiente. A pesar de esta limitación, la evolución de la respuesta en frecuencia mantiene una notable coherencia entre los resultados experimentales y las simulaciones, permitiendo además la detección acústica de los dos primeros modos de vibración.

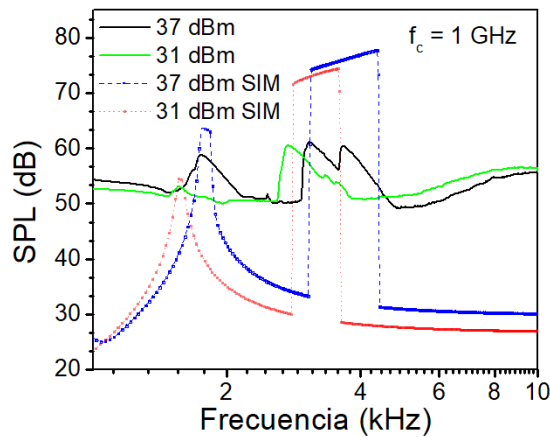


Figura 4.12: Nivel de presión sonora (*SPL*) del altavoz *MEMSTENNA* en función de la frecuencia de modulación, con una frecuencia portadora de 1 GHz.

Es particularmente destacable que, al incrementarse la potencia de excitación, se observe una expansión en el ancho de banda asociado al segundo pico, lo que sugiere una respuesta en frecuencia más amplia a mayores niveles de entrada.

Tabla 4–2: Frecuencia de los dos primeros modos verticales de vibración de los *cantilevers*.

Modo Orden	Frecuencia Teórica	Frecuencia Medida/COMSOL/MATLAB	Unidades
1	1.27	1.4/1.1/1.2	kHz
2	7.94	7.9/7.4/-	kHz



## 5. CONCLUSIONES Y PROPUESTA DE LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO

---

### 5.1. Conclusiones

El objetivo de esta tesis ha sido principalmente el estudio y desarrollo práctico del concepto de **Transducción Directa del dominio Electromagnético al Mecánico** (*Direct Electromagnetic to Mechanical Transduction, DEMeT*), y demostrar la viabilidad de este enfoque, así como sus posibles aplicaciones, mediante el desarrollo de un nuevo dispositivo denominado **MEMSTENNA**.

- Este concepto ha sido validado a través de prototipos realizados con tecnología *PCB* y dispositivos MEMS comerciales, publicados en SAA1, SAA2 y TRANSD21.
- Se han desarrollado modelos numéricos mediante las herramientas MATLAB y COMSOL Multiphysics, y se ha validado experimentalmente. Ha quedado demostrado que, para interactuar con estos dispositivos, se requieren potencias de radiación elevadas, cuyo valor se sitúa en un rango de entre 3 y 8 W. Al mismo tiempo, se ha comprobado que, aplicando técnicas como *resonant driving*, esta potencia puede reducirse hasta 2 W. También se ha experimentado con los efectos térmicos que estos dispositivos sufren al aplicar potencias elevadas de radiación.
- Estos prototipos han permitido estudiar los dos modos de actuación de las estructuras: el modo estático, que da lugar a una deflexión, y el modo dinámico, que produce una vibración. Cada uno ha sido útil para el diseño de distintas aplicaciones. La deflexión se orienta principalmente a aplicaciones en conmutación, mientras que las vibraciones se utilizan en dispositivos asociados a la reproducción de audio. Se ha estudiado el efecto *pull-in* en estos primeros pasos, observando que, en ciertos escenarios de alta frecuencia de radiación, este valor se modifica e incluso puede desaparecer, permitiendo el desplazamiento de los *cantilevers* más allá del rango teórico de colapso.

- Con los resultados obtenidos de los prototipos, se han podido desarrollar dos aplicaciones: un relé inalámbrico sin baterías (*Wireless and Batteryless Relay*), presentado en MNE25, y un altavoz *MEMS* integrado en un receptor de radio *AM* (*Batteryless AM Radio Receiver*), también sin baterías, presentado en TRANSD25. Ambas han sido diseñadas utilizando la técnica de *resonant driving*.
- En la aplicación del relé, se ha introducido el concepto de contacto dinámico, lo cual ha permitido cerrar los contactos con menor potencia de radiación (2 W). Se ha estudiado la fuerza y la resistencia de contacto en función de dicha potencia, obteniendo valores del orden de 1.5  $\mu\text{N}$  y 30  $\Omega$ . Cabe destacar que el dispositivo presenta acoplamiento de señal *RF* debido a la falta de aislamiento eléctrico en los contactos del relé, lo que provoca errores en las mediciones de la resistencia de contacto.
- El altavoz *MEMS* integrado en el receptor de radio sin baterías ha alcanzado niveles estándar de *SPL* para actuadores electrostáticos, logrando diseñar y validar experimentalmente un dispositivo capaz de generar señales acústicas dentro del rango audible (100 Hz a 10 kHz), con niveles de presión sonora entre 40 dB y 60 dB. El posicionado interdígital de los *cantilevers* ha permitido que el desplazamiento no estuviera limitado por la separación entre *cantilevers* y electrodo de actuación. Este diseño ha posibilitado una actuación sin las limitaciones impuestas por el efecto *pull-in*, típico de los actuadores electrostáticos clásicos, ampliando significativamente el rango útil de vibración.

## 5.2. Líneas futuras de trabajo

Las líneas futuras de investigación están relacionadas con las dos aplicaciones desarrolladas en esta tesis: el **relé inalámbrico sin batería** (*Wireless and Batteryless Relay*) y el **receptor de radio AM con altavoz MEMS sin batería** (*Batteryless AM Radio Receiver*).

### 5.2.1. Relé inalámbrico sin batería

- En la línea del relé inalámbrico sin batería, se presenta una oportunidad para el desarrollo del dispositivo *MEMSTENNA* utilizando tecnologías *CMOS* o procesos específicos de fabricación *MEMS*. Esta integración permitiría incorporar la antena y los *MEMS* directamente sobre silicio, facilitando una mayor flexibilidad en la adaptación de las dimensiones de las estructuras mecánicas al diseño de la antena.

En el caso de tecnologías *CMOS*, la integración de circuitos abriría el campo a aplicaciones como la activación remota de sistemas de bajo consumo.

- Los modelos de simulación constituyen otro campo de estudio. La realización de co-simulaciones electromagnéticas y mecánicas, que incluyan parámetros como fuerza de contacto, la resistencia y los análisis térmicos, permitiría diseñar dispositivos más fiables y con mejores prestaciones. También se contemplan mejoras en el aislamiento entre señales *RF* y *DC* en la zona de contactos del relé.
- Realización de circuitos analógico-digitales *CMOS* aplicados al test de estructuras *MEMSTENNA*, donde se pueda caracterizar el dispositivo en sistemas con técnicas estándar *ABIST* (*Analog Built-In Self-Test*) aplicadas a *MEMSTENNAS*.

### 5.2.2. Receptor de radio inalámbrica *MEMS* con altavoz *MEMS* sin batería

- Los primeros resultados obtenidos en esta aplicación muestran líneas de investigación en el campo del audio, donde la *MEMSTENNA* puede trabajar como un dispositivo complementario dentro de un sistema más completo, donde se precise bajo consumo.
- El altavoz *MEMSTENNA* podría utilizarse en aplicaciones de seguridad donde se trabaje sin una fuente de alimentación, siendo en este caso necesario el diseño de nuevas estructuras con tecnologías microelectrónicas compatibles con *CMOS*.
- Otra línea de estudio está relacionada con el posicionado interdigital de los *cantilevers*. Esta configuración puede mejorar los diseños electrostáticos existentes ya que el desplazamiento no está limitado a la distancia de separación *cantilever* y electrodo, por lo que puede incrementar los valores de *SPL*. La desaparición del efecto de *pull-in* que provoca la antena sobre la estructura *MEMS*, a altas frecuencias de funcionamiento, puede mejorar la distorsión de la señal.
- La investigación en los modelos de co-simulación, electromagnéticos-mecánicos-acústicos permitirían modelizar y diseñar dispositivos con nuevas prestaciones, incluyendo, por ejemplo, otro tipo de modulaciones como *FM*.
- Realización de circuitos analógico-digitales *CMOS-ROM* que puedan cambiar parámetros de configuración de la *MEMSTENNA* en tiempo real, tales como los relacionados con la reconfiguración de la antena, parámetros mecánicos o parámetros acústicos.



## 6. ANEXOS

---

### 6.1. Publicaciones

■ SAA1:

Ruiz, Raul, J. Bonache, and G. Abadal. "A flexible dipole antenna for direct transduction of microwave radiated power into DC mechanical deflection". *Sensors and Actuators A: Physical* 340 (2022): 113536.

■ SAA2:

Ruiz, Raul, and Gabriel Abadal. "Remote dynamic actuation of an electrostatically driven microcantilever by a wireless power transfer system". *Sensors and Actuators A: Physical* 345 (2022): 113798.

■ TRANSD21:

R. Ruiz and G. Abadal, "Direct Transduction from Radiofrequency Radiated Power to Static and Dynamic Flexural Mechanical Modes".

21st International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers), Orlando, FL, USA, 2021, pp. 144-14. IEEE Xplore: 06 August 202.

■ MNE25:

R. Ruiz, D. K. Maram, X. Cartoixà and G. Abadal "A MEMSTENNA relay: coupling a slot dipole antenna with a MEMS relay for wireless and batteryless switching control".

Micro and Nano Engineering Conference, Montpellier September 16, 2024.

En preparación para enviar a Special Issue MNE24.

■ TRANSD25:

R. Ruiz, D. K. Maram, X. Cartoixà and G. Abadal, "Integrating a MEMS Speaker with a Slot Dipole Antenna: A wireless and batteryless acoustic transducer".

25th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems

(Transducers), Orlando, FL, USA, 2025.

## 6.2. Contribuciones a congresos

- MNE21: (poster)

R. Ruiz and G. Abadal “A microcantilever driven by a wireless power transfer system”. Micro and Nano Engineering Conference, Turin September 20, 2021.

- MNE25c:

D. K. Maram, X. Borrisé, J. Garcia, R. Ruiz, X. Cartoixà and G. Abadal “Tuning fork optomechanical NIR antenna with integrated optical transmission line”. Micro and Nano Engineering Conference, Montpellier September 16, 2024.

- MNE23c:

D. K. Maram, X. Borrisé, J. Garcia, R. Ruiz, X. Cartoixà and G. Abadal “Design and fabrication of an opto-mechanical antenna in the NIR range”. Micro and Nano Engineering Conference, Berlin September 23, 2023.



## 7. BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] J. Kim, H. Kim, D. Kim, D. Jeong, S. Ahn, "Analysis of Efficiency According to the Design of Transmitter Coil for Wireless Power Transfer Implantable Medical Device," 2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2020, pp. 312–314, doi: 10.1109/WPTC48563.2020.9295618.
- [2] Pflug, H., Beumer, S., Weijand, K., Bartulovic, T., Tol, J., & Visser, H. (2019). "Parallel resonant inductive wireless power transfer". In 2019 IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC 2019 (pp. 182-187). Article 9055623 Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [3] P.S. Yedavalli, T. Riihonen, X. Wang, J.M. Rabaey, "Far-field RF wireless power transfer with blind adaptive beamforming for internet of things devices", IEEE Access vol. 5 (2017) 1743–1752, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2666299>.
- [4] X. Gu, S. Hemour, K. Wu, "Far-field wireless power harvesting: nonlinear modeling, rectenna design, and emerging applications", Proc. IEEE vol. 110 (1) (2022) 56–73, <https://doi.org/10.1109/JPROC.2021.3127930> (Jan)
- [5] S. Bellal, H. Takhedmit, L. Cirio, "Design and experiments of transparent rectennas for wireless power harvesting" 2016 IEEE Wirel. Power Transf. Conf. (WPTC) 2016 1 4 doi: 10.1109/WPT.2016.7498848.
- [6] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom and J. R. Davis, "The resonant gate transistor," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 14, no. 3, pp. 117-133, March 1967, doi: 10.1109/T-ED.1967.15912.
- [7] R. M. White and R. W. Kates, "Micromechanical membrane switches on silicon," IEEE Trans. Electron Devices, vol. 26, no. 12, pp. 1882–1887, Dec. 1979.
- [8] K. E. Petersen, "Silicon as a Mechanical Material," *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no. 5, pp. 420–457, May 1982. doi: 10.1109/PROC.1982.12373
- [9] J. E. Wood, S. C. Jacobsen, and K. W. Grace, "SCOFSS: A Small Cantilevered Optical Fiber Servo System," in \*Proc. IEEE Workshop on Microrobots and Teleoperators\*, 1987.

- [10] L. E. Larson, "Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology—a new tuning approach for microwave integrated circuits," in *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, 1991, pp. 27–30.
- [11] Analog Devices, "ADXL50 Accelerometer Datasheet," 1993.
- [12] Bosch, "Deep Reactive Ion Etching Process Patent," DE4409151C1, 1994
- [13] D. G. Rodgers, "The Debiotech *MEMS*-based insulin pump for diabetes therapy" *Biomedical Microdevices*, vol. 8, no. 3, pp. 375–386, 2006.
- [14] M. Mehregany and C. A. Zorman, "*MEMS* for biomedical applications," in *Microsystem Design*, Springer, 2000, pp. 515–534.
- [15] Jin-Woo Choi et al., "A disposable plastic biochip cartridge with on-chip power sources for blood analysis," *The Sixteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2003. MEMS-03 Kyoto. IEEE, Kyoto, Japan, 2003, pp. 447–450, doi: 10.1109/MEMSYS.2003.1189782.
- [16] H. Gröger, "MOEMS and MEMS - Technology, Benefits & Uses", in Ed.: R. Crocombe, P. Leary, B. Kammrath, *Portable Spectroscopy and Spectrometry*, Wiley, 2021, pp. 89–113. DOI: 10.1002/9781119636489.ch5.
- [17] J. Ford et al., "Micromechanical optical switching technologies for fiber networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, no. 1, pp. 72–78, Jan. 2001.
- [18] L. J. Hornbeck, "Digital Light Processing and *MEMS*: Timely convergence for a bright future," *Proc. SPIE 2639, Projection Displays*, 1995.
- [19] M. L. Roukes, "Nanoelectromechanical systems face the future," *Physics World*, vol. 14, no. 2, pp. 25–31, Feb. 2001.
- [20] K. Jensen et al., "Atomic-resolution mass sensing using carbon nanotube resonators," *Nature Nanotechnology*, vol. 3, no. 9, pp. 533–537, 2008.
- [21] Bosch Sensortec, "*MEMS* sensors for IoT and smart applications," White Paper, 2019.
- [22] G.M. Rebeiz, K. Entesari, I.C. Reines, S.J. Park, M.A. El-Tanani, A. Grichener, A. R. Brown, Tuning in to RF *MEMS*, *IEEE Microw. Mag.* 10 (6) (2009) 55–72.
- [23] W.T. Hsu, Vibrating RF *MEMS* for timing and frequency references. In 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2006, June, pp. 672–675). IEEE.
- [24] R. Malmqvist, P. Rantakari, C. Samuelsson, M. Lahti, S. Cheng, J. Saijets, J. Varis, RF *MEMS* based impedance matching networks for tunable multi-band microwave low noise amplifiers, *Int. Semicond. Conf.* 1 (2009) 303–306.
- [25] T.G. Rijks, J.T. M. Van Beek, P.G. Steeneken, M.J. E. Ulenaers, J. De Coster, R. Puers. RF *MEMS* tunable capacitors with large tuning ratio. In 17th IEEE

- International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. Maastricht *MEMS* 2004 Technical Digest. 2004, January, pp. 777–780. IEEE.
- [26] DeReus, D.R. & Natarajan, S. & Cunningham, Shawn & Morris, Arthur. (2011). Tunable capacitor series/shunt design for integrated tunable wireless front end applications. 805 - 808. 10.1109/MEMSYS.2011.5734547.
- [27] Deng, Z.; Wang, Y.; Lai, C. Design and Analysis of Pattern Reconfigurable Antenna Based on RF *MEMS* Switches. *Electronics* 2023, 12, 3109. [Google Scholar] [CrossRef]
- [28] A. Pourziad, S. Nikmehr, H. Veladi, A novel multi-state integrated RF *MEMS* switch for reconfigurable antennas applications, *Prog Electromagn. Res.* 139 (2013) 389–406.
- [29] C. G. Christodoulou, "RF-*MEMS* and its applications to microwave systems, antennas and wireless communications," Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC 2003. (Cat. No.03TH8678), Foz do Iguacu, 2003, pp. 525-531, vol.1.
- [30] P Ashok Kumar, K Girija Sravani, BVS Sailaja, KV Vineetha, Koushik Guha, and K Srinivasa Rao. Performance analysis of series: shunt configuration based rf *MEMS* switch for satellite communication applications. *Microsystem Technologies*, 24(12):4909–4920, 2018.
- [31] Park, J.; Shim, E.S.; Choi, W.; Kim, Y.; Kwon, Y.-S.; Cho, D.-I.D. A Non-Contact-Type RF *MEMS* Switch for 24-GHz Radar Applications. *J. Microelectromech. Syst.* 2009, 18, 163–173.
- [32] Ongkodjojo, A.; Tay, F.E.H. Optimized design of a micromachined G-switch based on contactless configuration for health care applications. *J. Phys. Conf. Ser.* 2006, 34, 1044–1052.
- [33] The PIN Diode Circuit Designers' Handbook. Watertown, MA, USA: MicrosemiCorp., 1998.
- [34] R Negra, TD Chu, M Helaoui, S Boumaiza, GM Hegazi, and FM Ghan-nouchi. Switch-based gan hemt model suitable for highly-efficient rf poweramplifier design. In 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, pages 795–798. IEEE, 2007
- [35] Kurmendra, Dr & Kumar, Rajesh. (2021). A review on RF micro-electro-mechanical-systems (*MEMS*) switch for radio frequency applications. *Microsystem Technologies*. 10.1007/s00542-020-05025-y.
- [36] Muhammad M Saleem and Hamid Nawaz. A systematic review of reliability issues in rf-*MEMS* switches. *Micro and Nanosystems*, 11(1):11–33, 2019.

- [37] L. -Y. Ma, N. Soin, M. H. Mohd Daut and S. F. Wan Muhamad Hatta, "Comprehensive Study on RF-MEMS Switches Used for 5G Scenario," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 107506-107522, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2932800.
- [38] Tim Giffney, Kean Aw, Miao Yu, Wei Gao, and Haixia Zhang. "Design and modeling of a continuously variable piezoelectric rf MEMS switch". *Microsystem Technologies*, 21(6):1293–1300, 2015.
- [39] Il-Joo Cho, Taeksang Song, Sang-Hyun Baek, and Euisik Yoon. "A lowvoltage and low-power rf MEMS series and shunt switches actuated by combination of electromagnetic and electrostatic forces". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(7):2450–2457, 2005.
- [40] David Girbau, Lluís Pradell, Antonio Lazaro, and Alvar Nebot. Electrothermally actuated rf MEMS switches suspended on a low-resistivity substrate. *Journal of microelectromechanical systems*, 16(5):1061–1070, 2007.
- [41] T Lakshmi Narayana, K Girija Sravani, and K Srinivasa Rao. A micro level electrostatically actuated cantilever and metal contact based series rf MEMS switch formulti-band applications. *Cogent Engineering*, 4(1):1323367, 2017.
- [42] R. Chan,R.Lesnick,D.Becher,and M. Feng, "Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 12, no. 5, pp. 713–719, Oct. 2003.
- [43] R.Chan,R.Lesnick,D.Becher,and M. Feng, "Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 12, no. 5, pp. 713–719, Oct. 2003.
- [44] D. Yamane, W. Sun, H. Seita, S. Kawasaki, H. Fujita, and H. Toshiyoshi, "A Ku-band dual-SPDT RF-MEMS switch by double-side SOI bulk micromachining," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 20, no. 5, pp. 1211–1221, 2011.
- [45] C.-L. Dai and J.-H. Chen, "Low voltage actuated RF micromechanical switches fabricated using CMOS-MEMS technique," *Microsyst. Tech-nol.*, vol. 12, no. 12, pp. 1143–1151, 2006.
- [46] K. Kuwabara, N. Sato, T. Shimamura, H. Morimura, J. Kodate, T. Sakata,S. Shigematsu, K. Kudou, K. Machida, M. Nakanishi, and H. Ishii, "RF CMOS-MEMS switch with low-voltage operation for single-chip RF LSIs," in *IEDM Tech. Dig.*, Dec. 2006, pp. 1–4
- [47] C. D. Patel and G. M. Rebeiz, "A High-Reliability High-Linearity High-Power RF MEMS Metal-Contact Switch for DC–40-GHz Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 10, pp. 3096–3112, Oct. 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2211888.
- [48] J.-M. Kim, J.-H. Park, C.-W. Baek, and Y.-K. Kim, "The SiOG-based single-crystalline silicon (SCS) RF MEMS switch with uniform characteristics," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 13, no. 6, pp. 1036–1042, Dec. 2004.

- [49] T. Shimura, Y. Mimino, K. Nakamura, Y. Aoki, and S. Kuroda, "High isolation V-band SPDT switch MMIC for high power use [HEMTs application]," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest 2001, vol. 1, Phoenix, AZ, USA, May 20–25, 2001, pp. 245–248.
- [50] D. H. S. Maithripala, J. M. Berg and W. P. Dayawansa, "Capacitive stabilization of an electrostatic actuator: Output feedback viewpoint", American Control Conference 2003, vol. 5, pp. 4053-4058, 2003.
- [51] E. K. Chan and R. W. Dutton, "Electrostatic micromechanical actuator with extended range of travel", J. Microelectromech Syst., vol. 9, pp. 321-328, 2000.
- [52] J.I. Seeger and S.B. Crary, "Stabilization of electrostatically actuated mechanical devices", Interneational Conference on Solid-State Sensors and Actuator, vol. 2, pp. 1133-1136, 1997.
- [53] J.I. Seeger and B.E. Boser, "Charge control of parallel-plate, electrostatic actuators and the tip-in instability", J. Microelectromech Syst., vol. 12, no. 5, pp. 656-671, 2003.
- [54] K. O. Owusu and F. L. Lewis, "Solving the pull-in instability problem of electrostatic microactuators using nonlinear control techniques", the 2nd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, pp. 1190-1195, 2007.
- [55] C. G. Agudelo, M. Packirisamy, G. Zhu and L. Saydy, "Nonlinear control of an electrostatic micromirror beyond pull-in with experimental validation", J. Microelectromech Syst, vol. 18, pp. 914-923, 2009.
- [56] S. Park, Low Voltage Electrostatic Actuation and Displacement Measurement through Resonant Drive Circuit, Ph.D. dissertation, Dept. of Systems Design Engineering, Univ. of Waterloo, Waterloo, ON, Canada, 2011.
- [57] A. Kumar, M. Aljaidi, I. Kansal, K. Alshammari, G. Gupta, and S. M. Alenezi, "Recent Trends in Reconfigurable Antennas for Modern Wireless Communication: A Comprehensive Review," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2024, no. 1, pp. 8816812, 2024. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1155/ijap/8816812>
- [58] R. K. Singh, A. Basu, and S. K. Koul, "Reconfigurable Microstrip Patch Antenna With Polarization Switching in Tree Switch- able Frequency Bands," IEEE Access 8 (2020): 119376–119386, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3005482>
- [59] A. Kantemur, J. Tak, P. Siyari, A. H. Abdelrahman, M. Krunz, and H. Xin, "A Novel Compact Reconfigurable Broadband Antenna for Cognitive Radio Applications," IEEE Trans- actions on Antennas and Propagation 68, no. 9 (2020): 6538–6547, <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2996803>.



- [60] M. Kovitz, H. Rajagopalan, and Y. Rahmat-Samii, "Design and Implementation of Broadband MEMS RHCP/LHCP Reconfigurable Arrays Using Rotated E-Shaped Patch Elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63, no. 6 (2015): 2497–2507, <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2417892>.
- [61] T. J. Jung, I. Hyeon, C. Baek, and S. Lim, "Circular/Linear Polarization Reconfigurable Antenna on Simplified RF-MEMS Packaging Platform in K-Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60, no. 11 (2012): 5039–5045, <https://doi.org/10.1109/tap.2012.2207662>.
- [62] T. Garg, "Hexagonal Shaped Reconfigurable Microstrip Patch Antenna," *International Journal of Engineering Science* 6, no. 3 (2016): 2944–2947, <https://doi.org/10.4010/2016.686>.
- [63] X. S. Yang, B. Z. Wang, and Y. Zhang, "A Reconfigurable Hilbert Curve Patch Antenna," *IEEE Antennas Propag. Soc. AP-S Int. Symp.* 2 (2005): 613–616, <https://doi.org/10.1109/AP.2005.1552086>.
- [64] Research and Markets. (2025). "RF MEMS Market" <https://www.researchandmarkets.com/report/rf-MEMS-market#tag-pos-1>
- [65] H. Wang, Y. Ma, Q. Zheng, K. Cao, Y. Lu, and H. Xie, "Review of recent development of MEMS speakers," Oct. 01, MDPI, 2021 .
- [66] G. Lemarquand, R. Ravaud, I. Shahosseini, V. Lemarquand, J. Moulin, E. Lefeuvre, "MEMS electrodynamic loudspeakers for mobile phones". *Appl. Acoust.*, 73, 379–385. 2012.
- [67] W. Fei, J. Zhou, W. Guo, "Low-voltage driven graphene foam thermoacoustic speaker". *Small*, 11, 2252–2256, 2015.
- [68] L. Xu, M. Sun, M. Zhang, C. Liu, X. Yang and W. Pang, "A Piezoelectric MEMS Speaker with Stretchable Film Sealing," 2023 IEEE 36th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Munich, Germany, pp. 673-676, 2023.
- [69] Fabian Stoppel, Johannes Fankhänel, Thorsten Giese, Christian Eisermann, Isa Pieper, Fabian Lofink, "Highly miniaturized 115 dB full-range MEMS loudspeaker for in-ear applications" *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 387, 2025, 116373, ISSN 0924-4247, <https://doi.org/10.1016/j.sna.2025.116373>.
- [70] H.-Y. Chiang and Y.-H. Huang, "Vibration and sound radiation of an electrostatic speaker based on circular diaphragm," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 137, no. 4, pp. 1714–1721, 2015.
- [71] TDK Corporation. Available on line: [https://www.tdk.com/en/news\\_center/press/20190521\\_01.html](https://www.tdk.com/en/news_center/press/20190521_01.html) (2021). *Micromachines* 2021, 12, 1257 27 of 29

- [72] Usound GmbH. Available online: <https://www.usound.com/home/> (accessed on 13 October 2021).
- [73] Audio Pixels Limited. Available online: <https://www.audiopixels.com.au/index.cfm/technology/> (October 2021).
- [74] Arioso Systems GmbH. Available online: <https://arioso-systems.com/> (October 2021).
- [75] John J. Neumann, Kaigham J. Gabriel, "CMOS-MEMS membrane for audio-frequency acoustic actuation" *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 95, Issues 2–3, 2002, Pages 175-182, ISSN 0924-4247, [https://doi.org/10.1016/S0924-4247\(01\)00728-2](https://doi.org/10.1016/S0924-4247(01)00728-2)
- [76] Q. Zhou and A. Zettl, "Electrostatic graphene loudspeaker," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 102, no. 22, Jun. 2013, Art. no. 223109, doi: 10.1063/1.4806974
- [77] Kim, H.; Astle, A.A.; Najafi, K.; Bernal, L.P.; Washabaugh, P.D.; Cheng, F. Bi-directional electrostatic micro speaker with two large-deflection flexible membranes actuated by single/dual electrodes. In *Proceedings of the SENSORS, 2005 IEEE*, Irvine, CA, USA, 30 October–3 November 2005; pp. 89–92. [CrossRef]
- [78] R. C. Roberts, J. Du, A. O. Ong, D. Li, C. A. Zorman, and B. N. C. Tien, "Electrostatically driven touch-mode poly-SiC microspeaker," in *Proc. SENSORS*, Oct. 2007, pp. 284–287.
- [79] M.V. Garud and R. Pratap, "A novel MEMS speaker with peripheral electrostatic actuation", *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 29, no. 4, pp. 592-599, 2020.
- [80] M. E. H. Bhuiyan, P. Palit and S. Pourkamali, "Electrostatic MEMS Speakers With Embedded Vertical Actuation," in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 33, no. 4, pp. 446-455, Aug. 2024, doi: 10.1109/JMEMS.2024.3394809.
- [81] The business research company "Microelectromechanical (MEM) Systems Speaker Global Market Report 2025". <https://www.thebusinessresearchcompany.com/report/microelectromechanical-mem-systems-speaker-global-market-report>
- [82] J. Wang, J. Yang, D. Chen, L. Jin, Y. Li, Y. Zhang, F. Wu, "Gas detection microsystem with MEMS gas sensor and integrated circuit", *IEEE Sens. J.* 18 (16) (2018) 6765–6773.
- [83] H. Baltes, O. Brand, A. Hierlemann, D.A.L.D. Lange, C.A.H.C. Hagleitner. "CMOS MEMS-present and future." In *Technical Digest. MEMS 2002 IEEE International Conference. Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems* (Cat. No. 02CH37266), 2002, January, pp. 459–466.
- [84] J. Verd, A. Uranga, J. Segura, N. Barniol. "A 3V CMOS-MEMS oscillator in 0.35  $\mu\text{m}$  CMOS technology". In *2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th*

- International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII). 2013 (pp. 806–809). IEEE.
- [85] M. Pallay, R.N. Miles, S. Towfighian, Towards a high bias voltage MEMS filter using electrostatic levitation, *Mech. Syst. Signal Process.* 150 (2021), 107250.
- [86] J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 11 (8) (2001) 334–336.
- [87] H. Yang J.S. Cho Y. Yang S. Kim. A load variation tolerant readout interface for high linear MEMS capacitive microphones. In 2017 IEEE international symposium on circuits and systems (ISCAS). 2017, May (pp. 1–4). IEEE.
- [88] W.M. Zhang, H. Yan, Z.K. Peng, G. Meng, Electrostatic pull-in instability in MEMS/ NEMS: a review, *Sens. Actuators A Phys.* 214 (2014) 187–218.
- [89] S. Park, E. Abdel-Rahman, Low voltage electrostatic actuation and displacement measurement through resonant drive circuit. International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, American Society of Mechanical Engineers, 2012, pp. 119–126.
- [90] J.M. Kyynäräinen, A.S. Oja, H. Seppä, Increasing the dynamic range of a micromechanical moving-plate capacitor, *Analog Integr. Circuits Signal Process.* 29 (1) (2001) 61–70.
- [91] S. Park, Y. Bai, J.T. Yeow. Design and analysis of resonant drive circuit for electrostatic actuators. In 2010 International Symposium on Optomechatronic Technologies. 2010, October) (pp. 1–6). IEEE.
- [92] B. Cagdaser, B.E. Boser. Resonant drive for stabilizing parallel-plate actuators beyond the pull-in point. In The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS'05. 2005, June, (Vol. 1, pp. 688–692). IEEE.
- [93] F. Hutu, A. Khoumeri, G. Villemaud, J.M. Gorce, 2014, January. Wake-up radio architecture for home wireless networks. In 2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS) (pp. 256–258). IEEE.
- [94] A. Frøytlog, L.R. Cenkeramaddi. Design and implementation of an ultra-low power wake-up radio for wireless IoT devices. In 2018 IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS). 2018 Dec 16, (pp. 1–4). IEEE
- [95] R.P. Meys, A summary of the transmitting and receiving properties of antennas, *IEEE Antennas Propag. Mag.* 42 (3) (2000) 49–53.
- [96] J.D. Kraus, *Antennas for All Applications*, McCraw-Hill, New York, 1997, pp. 254–256.

- [97] O. Losito, et al., Antenna factor determination with Antenna Impedance Measurements, Int. Symp. . Electromagn. Compat. - EMC EUROPE (2012) 1–4, <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2012.6396668>.
- [98] S.N. Makarov, V. Iyer, S. Kulkarni, S.R. Best, Antenna and EM Modeling with MATLAB Antenna Toolbox, John Wiley & Sons, 2021.
- [99] J.M. Kyynäräinen, A.S. Oja, H. Seppä, Increasing the dynamic range of a micromechanical moving-plate capacitor, Analog Integr. Circuits Signal Process. 29 (1) (2001) 61–70
- [100] <https://www.nanoworld.com/pyrex-nitride-gold-coated-triangular-silicon-nitride-tipless-cantilever-afm-tip-pnp-tr-tl-au>
- [101] O. Marti, A. Ruf, M. Hipp, H. Bielefeldt, J. Colchero, J. Mlynek, “Mechanical and thermal effects of laser irradiation on force microscope cantilevers”, Ultramicroscopy, Volumes 42–44, Part 1, 1992, pp. 345-350
- [102] C.A. Balanis, Antenna Theory. Analysis and Design, John Wiley & Sons, New Jersey, 2005, 2.2, 2.5, 2.8, 3.2, 4.1
- [103] F. Aguilar Sandoval, M. Geitner, E. Bertin, L. Bellon, Resonance frequency shift of strongly heated micro-cantilevers, J. Appl. Phys. 117 (23) (2015), 234503.
- [104] Benjamin B. Fisher, *Leon Theremin - CIA Nemesis* CIA historical article on Theremin. Date unknown, but probably mid-2002. Partly declassified on 28 December 2010.
- [105] <https://www.cryptomuseum.com/covert/bugs/thing/index.htm>
- [106] Coutu, Ronald A. Jr., "Contact Force Models, including Electric Contact Deformation, for Electrostatically Actuated, Cantilever-Style, RF-MEMS-Switches"(2004). *Electrical and Computer Engineering Faculty Research and Publications*. 662.
- [107] R. Holm, Electric Contacts: Theory and Application. Springer, 1967.
- [108] Kurmendra, and Saurabh Agarwal. 2024. "MEMS Switch Realities: Addressing Challenges and Pioneering Solutions" *Micromachines* 15, no. 5: 556. <https://doi.org/10.3390/mi15050556>
- [109] Rebeiz, G. *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*; John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2003; ISBN 978-0-471-20169-4.
- [110] M. Goldfarb and N. Perreault, "Contact Resistance in Microelectromechanical Switches," Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 9, no. 2, pp. 147-159, 2000.
- [111] Micromotive GmbH (<http://www.micromotive.de>), Octosensis Chip 8 Cantilever per chip

- [112] G.M. Rebeiz, K. Entesari, I.C. Reines, S.J. Park, M.A. El-Tanani, A. Grichener, A. R. Brown, Tuning in to RF MEMS, *IEEE Microw. Mag.* 10 (6) (2009) 55–72.
- [113] [https://es.wikipedia.org/wiki/Radio\\_de\\_galena](https://es.wikipedia.org/wiki/Radio_de_galena)
- [114] J. C. Bose : «On elektromotive wave accompanying mechanical disturbance in metals in contact with electrolyte», artículo en *Procedures of Royal Society*, n.º 70, págs. 273-294. Londres, 1902.
- [115] Lescarboursa, Austin C. (1922). *Radio for Everybody*. New York: Scientific American Publishing Co. pp. 4, 110, 268.
- [116] A. Murarka, J. H. Lang, and V. Bulovic, “Printed membrane electrostatic MEMS microspeakers,” in *Proc. IEEE 29th Int. Conf. Micro Electro Mech. Syst. (MEMS)*, pp. 1118–1121, 2016.
- [117] M.V. Garud and R.Pratap, "A novel MEMS speaker with peripheral electrostatic actuation", *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 29, no. 4, pp. 592-599, 2020.
- [118] M. Bhuiyan, P. Palit and S. Pourkamali, "Electrostatic MEMS Speakers With Embedded Vertical Actuation," in *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 33, no. 4, pp.446-455, 2024.
- [119] Švec, J.G.; Granqvist, S. Tutorial and guidelines on measurement of sound pressure level in voice and speech. *J. Speech Lang. Hear. Res.* 2018, 61, 441–461. [Google Scholar] [CrossRef]
- [120] <https://www.minidsp.com/products/acoustic-measurement/umik-1>