



**Universitat Autònoma  
de Barcelona**

Departamento de Ingeniería Electrónica

**CMOS-MEMS para aplicaciones de  
RF: Osciladores**

Una tesis doctoral por

Guillermo Sobreviela Falces

En cumplimiento de los requisitos para el grado de  
Doctor en Ingeniería Electrónica y de Telecomunicación

Supervisada por la Dra. Arantxa Uranga del Monte

Bellaterra, Septiembre de 2016

# V.II CMOS MEMS: SilTerra

## 1 Introducción

Durante la duración de la tesis doctoral surgió la oportunidad de participar en el diseño de un sistema oscilador post-CMOS-MEMS como prueba de concepto o prototipo para una nueva tecnología MEMS emergente que la compañía SilTerra iba a lanzar al mercado. Esta tecnología de 0.18 $\mu\text{m}$  de nodo ha sido diseñada para depositar dispositivos MEMS sobre la última capa de la tecnología comercial CMOS de la misma empresa. El material estructural de estos es una aleación bimetalica de nitruro de aluminio. En sus diseños iniciales, enfocados hacia los resonadores MEMS electrostáticos, la tecnología ofrecía un gap de 90nm. A partir de un proceso de encapsulado realizado sobre la misma oblea se obtenían factores de calidad superiores a 1000 en condiciones ambientales, ya que el resonador dentro del encapsulado estaba en condiciones de vacío.

Como se verá en el capítulo, se han analizado dos resonadores, el primero es una estructura tipo puente y el segundo una estructura basada en un *double ended tuning fork*. Este capítulo está centrado en el estudio y caracterización de los fenómenos no lineales que tienen aparición en los distintos modos de resonancia de ambos resonadores.

Como resumen, se van a mostrar efectos no lineales, como la aparición de un doble ciclo de histéresis, la aparición del efecto de damping no lineal, o el incremento de la estabilidad de la frecuencia de resonancia con la temperatura en un resonador operando este en el régimen no lineal.

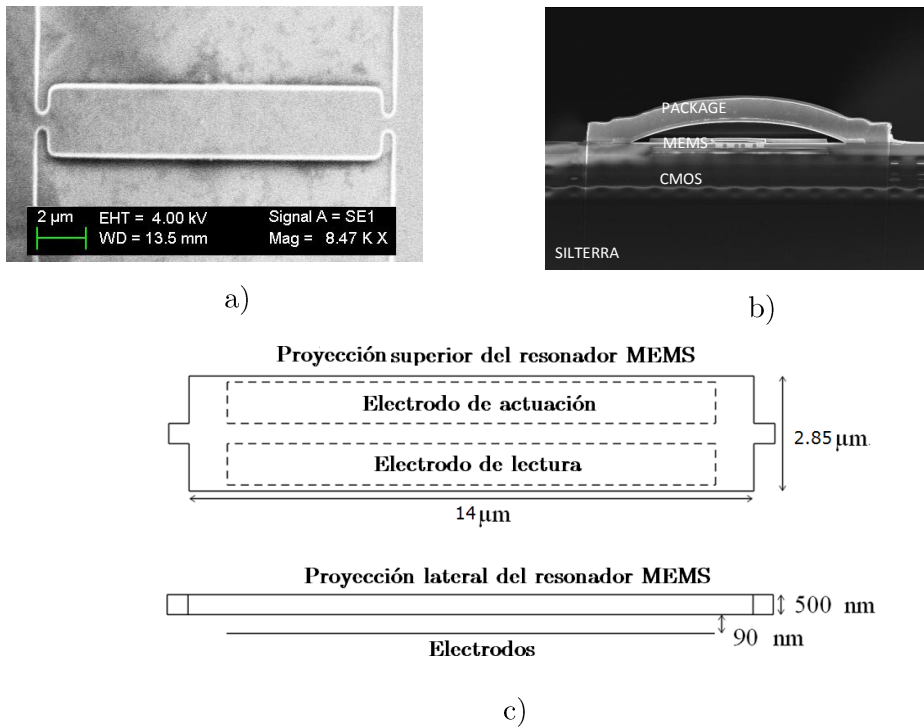
## 2 Dispositivos de aleación bimetalica de AlNi

Los resonadores MEMS han sido implementado en el nivel inmediatamente superior a la última capa de la tecnología comercial CMOS SilTerra 0.18  $\mu\text{m}$ . Esta tecnología permite la integración de resonadores sobre las capas CMOS. El material estructural en el que se diseñan las estructuras es una combinación es una aleación de AlN y titanio de 500 nm de grosor.

Los resonadores que se muestran en este capítulo no han sido diseñados por el autor de la tesis, sino que fueron diseñados desde la empresa SilTerra. El trabajo realizado en la presente tesis respecto a estos sistemas ha sido el caracterizar y justificar el comportamiento tanto lineal como no lineal de los resonadores MEMS presentados.

### 3 Resonador en configuración puente.

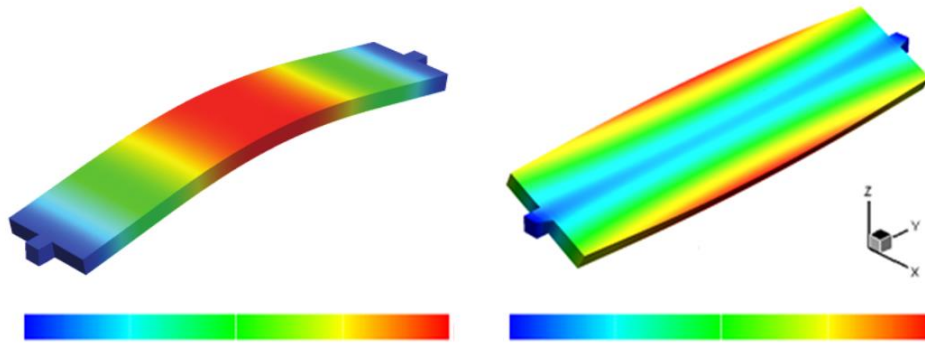
El resonador que se muestra en la figura 1.a ha sido implementado en la tecnología comercial CMOS SilTerra 0.18  $\mu\text{m}$ . Las dimensiones del puente son 14  $\mu\text{m}$  por 2.85  $\mu\text{m}$  para el rectángulo central y 500 nm por 500 nm para los anclajes. Bajo la estructura resonante, con el objetivo de actuar y transducir el movimiento de la estructura, se han integrado dos electrodos. La tecnología permite un gap o distancia entre la estructura y los electrodos de 90 nm. La tecnología incluye un último proceso que permite encapsular el resonador a nivel local dentro de la propia superficie de la oblea (*zero-level vacuum package*) [1]. Este encapsulado permite trabajar en condiciones de vacío.



**Figura 1.** a) Imagen SEM del resonador tipo puente, ya liberado y antes del proceso de encapsulado (0-level vacuum package). b) Imagen SEM del corte vertical de la oblea mostrando el resonador ya liberado y encapsulado. c) Vista esquemática superior y lateral del resonador tipo puente.

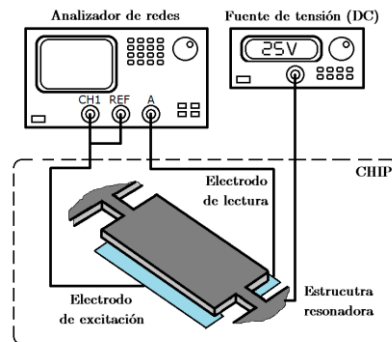
El movimiento del resonador MEMS se ha simulado mediante el software CoventorWare, obteniendo una frecuencia de resonancia teórica para los dos primeros modos de resonancia vertical y torsional de 14.2 MHz y 27.9 MHz respectivamente (Ver figura 2). En esta simulación se han utilizado los valores

aproximados de 190 GPa para el módulo de Young, y 3860 g/m<sup>3</sup> para su densidad dados por la empresa SilTerra.



**Figura 2.** Simulación mecánica del primer modo vertical de resonancia a 14.2 MHz y primer modo torsional de resonancia a 27.9 MHz. La gama de colores de azul a rojo representan el desplazamiento relativo de la estructura en el eje z, siendo máximo para el rojo y mínimo para el azul.

Para caracterizar el resonador, los electrodos de excitación y de sensado se han conectado respectivamente al puerto de salida (CH1) y entrada (A) del analizador de redes (E5100A Agilent Network Analyzer), mientras que la estructura MEMS se ha conectado a una fuente de tensión DC. Este esquema de medida se muestra en la figura 3.



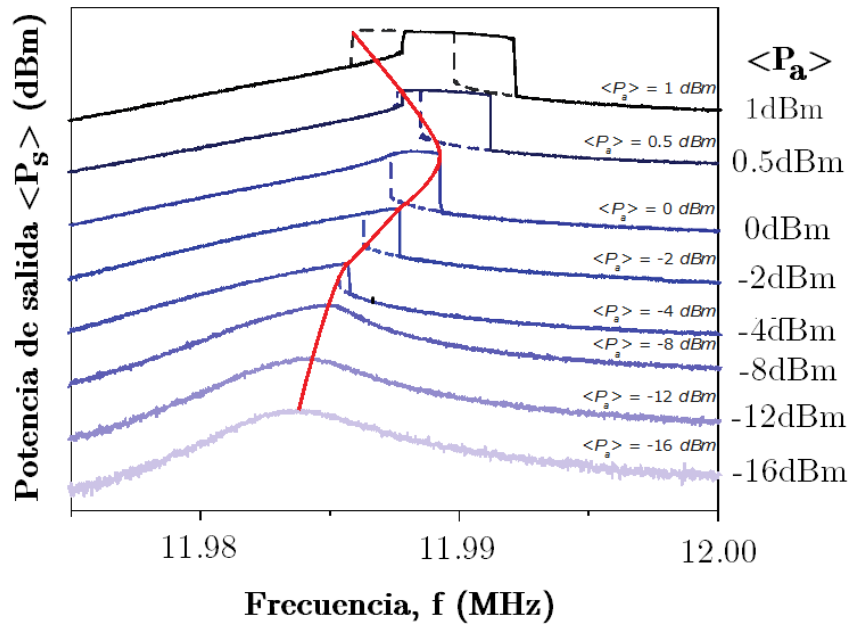
**Figura 3.** Esquema de medida para la caracterización de la estructura MEMS tipo puente.

Utilizando la configuración utilizada en la figura 3 se va a estudiar el comportamiento no lineal del resonador. Debido a que este resonador muestra diversos tipos de no linealidad se va a analizar primero el primer modo de resonancia, y a continuación se analizará el segundo modo de resonancia. En el primer modo el sistema va a trabajar con voltajes de polarización reducidos, entre

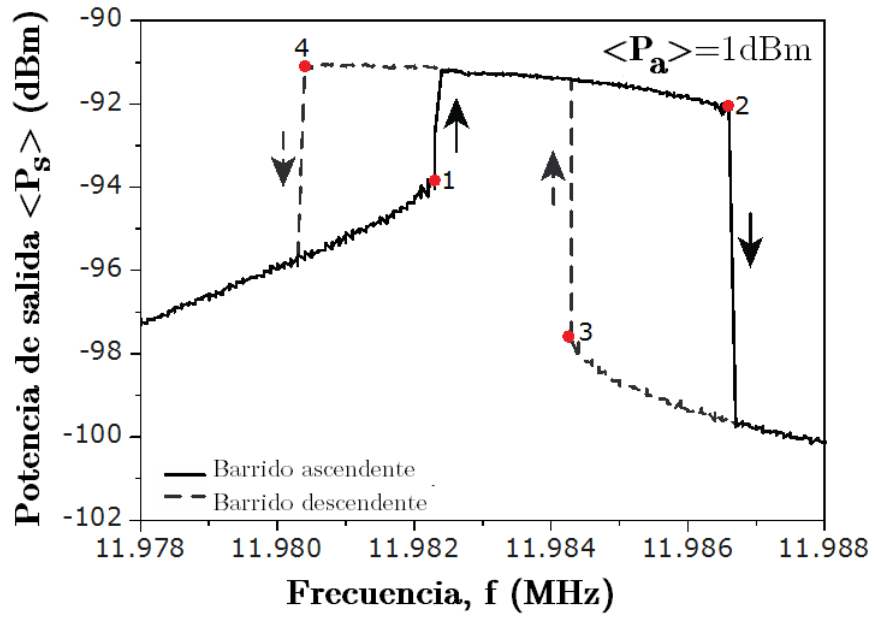
(1 V y 20 V) mientras que en el segundo modo el sistema va a trabajar con un voltaje de polarización de 20V. A continuación se muestran los resultados de la caracterización de cada modo.

### 3.1 Caracterización del modo vertical

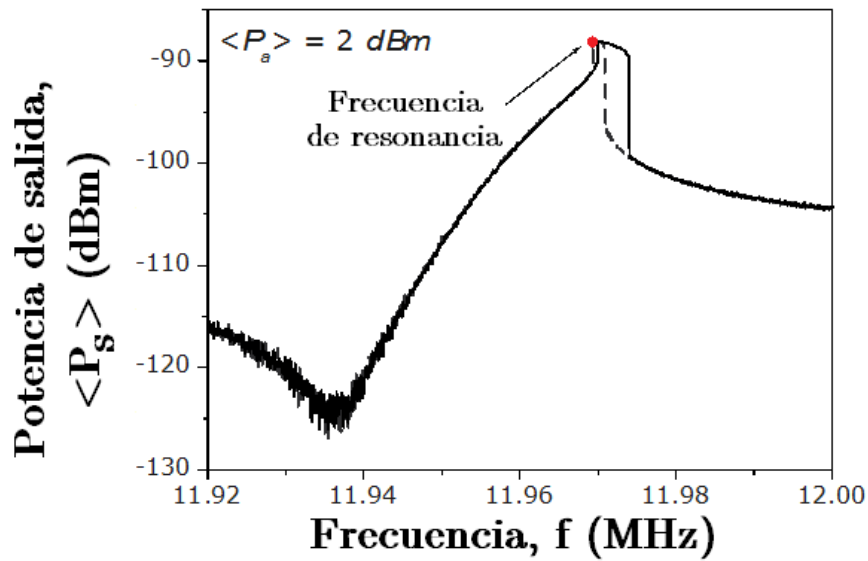
La figura 4.a muestra el análisis frecuencial de la potencia de salida del resonador del primer modo de resonancia para un voltaje de polarización de 10V y distintas potencias de actuación. En esta figura se observa la transición del dispositivo entre un régimen de operación lineal para bajas potencias de actuación y un régimen de operación no lineal profundo. Lo que resulta sorprendente de esta gráfica es que se pueden observar fenómenos correspondientes tanto a una no linealidad de origen mecánico como de origen eléctrico [2-4]. En la estructura tipo puente la no linealidad mecánica produce la inclinación de la curva de resonancia hacia frecuencias superiores, mientras que la inclinación de la curva de resonancia hacia frecuencias inferiores es provocada por las no linealidades de origen eléctrico [4]. Incrementando la potencia de actuación desde valores pequeños se puede observar que la primera no linealidad en aparecer es de origen mecánico, ya que la resonancia se inclina hacia la derecha. A continuación, se alcanza la potencia de actuación crítica, dando lugar al ciclo de histéresis de origen mecánico. Tras alcanzar este punto los términos correspondientes a la no linealidad eléctrica comienzan a dominar sobre los términos mecánicos, por lo que la curva de resonancia (que incluye el ciclo de histéresis mecánico) comienza a inclinarse hacia la izquierda. Si se sigue incrementando la potencia de actuación llega un momento en el que aparece un segundo ciclo de histéresis, esta vez de origen eléctrico. En la figura 4.b se muestra una curva más detallada mostrando este extraño comportamiento en el cual ambos ciclos de histéresis de origen mecánico y eléctrico coexisten.



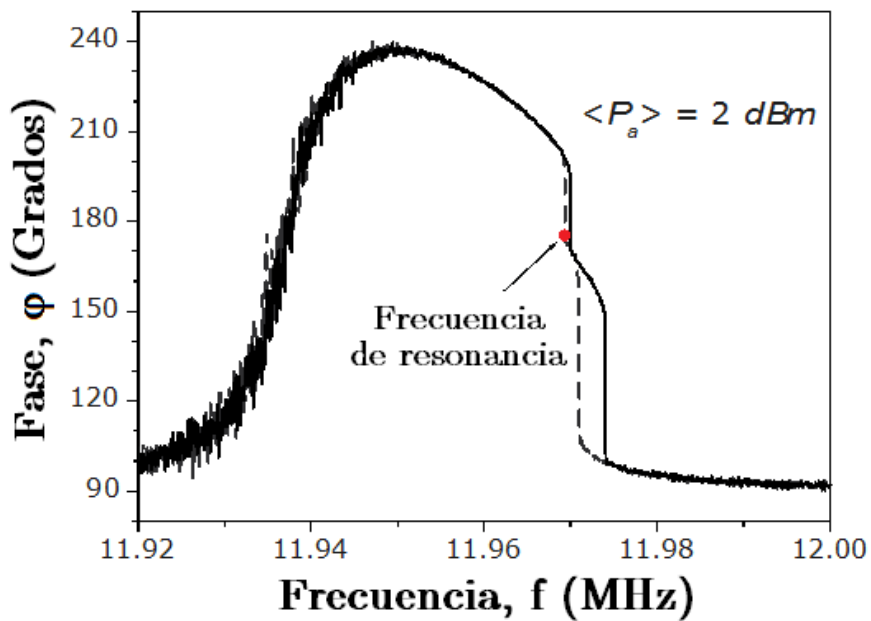
a)



b)



c)



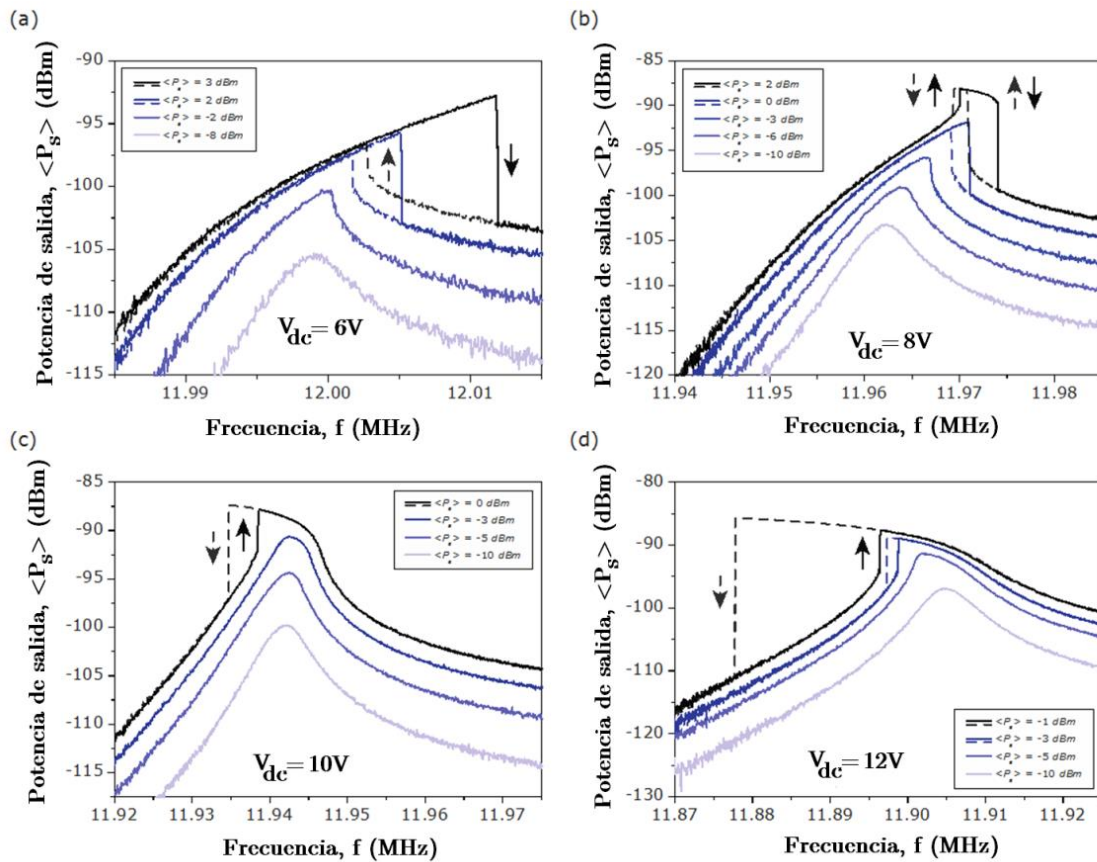
d)

**Figura 4.** Medida experimental de la respuesta frecuencial de la potencia de salida del resonador en el resonador tipo puente. Todas las respuestas se corresponden con una tensión de polarización DC de 10V. a) Respuesta frecuencial para las distintas potencias de actuación. Dichas potencias de actuación se indican a la derecha de la terminación de cada curva. Para poder visualizar mejor las distintas curvas se ha utilizado un eje vertical arbitrario. La línea sólida representa

el barrido en frecuencia ascendente mientras que la línea discontinua representa el barrido en frecuencia descendente. La curva roja dibujada une las frecuencias de resonancia de las distintas curvas para ayudar a visualizar la dependencia de la frecuencia de resonancia con la potencia de actuación. b) Respuesta frecuencial correspondiente a una potencia de actuación  $\langle P_a \rangle$  de 1 dBm. Los distintos puntos de bifurcación se han indicado y numerado con puntos rojos siendo: 1 - Punto de bifurcación inferior de origen eléctrico, 2 - Punto de bifurcación superior de origen mecánico, 3- Punto de bifurcación inferior de origen mecánico, 4 - Punto de bifurcación superior de origen eléctrico. Esta numeración se basa en el orden de aparición de los puntos al realizar un barrido en frecuencia ascendente seguido de un barrido descendente.

En la figura 5 se muestran las curvas correspondientes al análisis frecuencial de la potencia de salida para distintas potencias de actuación y cuatro voltajes de polarización DC diferentes. En la figura 5 se pueden observar cuatro comportamientos diferentes: a) Respuesta frecuencial en la que domina la no linealidad mecánica, dando lugar a un ciclo de histéresis de origen mecánico. b) Respuesta frecuencial en la que comienza dominando la no linealidad mecánica, dando lugar a un ciclo de histéresis de origen mecánico y en la que termina dominando la no linealidad eléctrica, generando el doble ciclo de histéresis de origen mecánico y eléctrico. c) Respuesta frecuencial en la que comienza dominando la no linealidad mecánica y en la que antes de producirse la histéresis mecánica comienza a dominar la no linealidad eléctrica, generando un ciclo de histéresis de origen eléctrico. d) Respuesta frecuencial en la que domina la no linealidad eléctrica, dando lugar a un ciclo de histéresis de origen eléctrico.



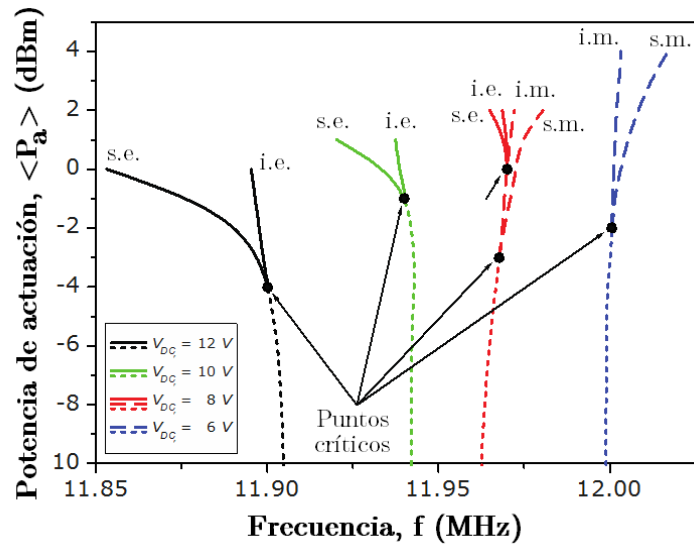


**Figura 5.** Medida experimental de la respuesta frecuencial de la potencia de salida para un conjunto de valores de potencia de excitación  $\langle P_s \rangle$  y voltajes de polarización  $V_{dc}$ . La línea continua representa el barrido en frecuencia ascendente mientras que la línea discontinua representa el barrido en frecuencia descendente.

Debido al comportamiento del resonador para estos cuatro voltajes de polarización  $V_{dc}$  se va a realizar un análisis de tanto de su *power handling* como de su efecto A-f (*duffing*).

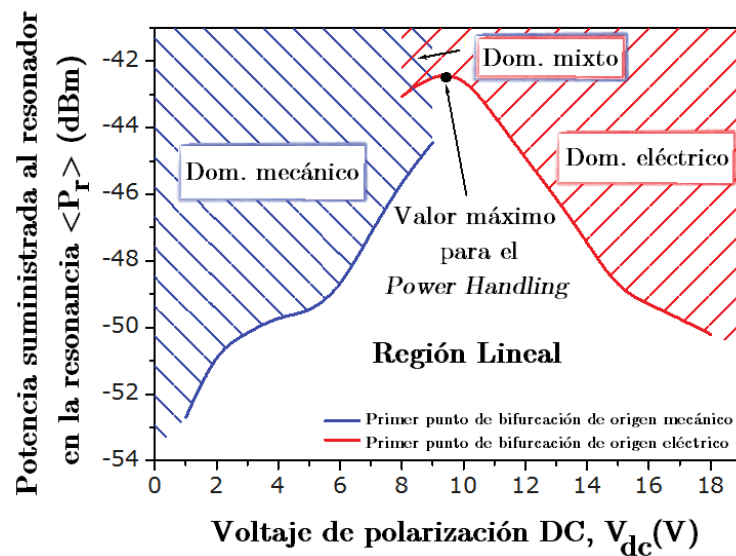
### A) Análisis del *Power Handling*

El *power handling* se define como la máxima potencia suministrada que puede gestionar el resonador antes de alcanzar su amplitud crítica, momento en el cual aparece el ciclo de histéresis. Imitando la forma de resumir la información de la figura 5 realizada en los artículos [5-7], la figura 6 muestra un resumen de la figura 5 con el objetivo de establecer cuáles son los puntos críticos y el comportamiento frecuencial de los distintos puntos de bifurcación.



**Figura 6.** Representación de la potencia de actuación frente la frecuencia correspondiente a los distintos puntos de bifurcación del sistema. Cada familia de curvas corresponde a un voltaje de polarización  $V_{dc}$  diferente. Dentro de cada familia de curvas de un mismo color se distinguen las curvas s.e. (punto de bifurcación superior eléctrico), i.e. (punto de bifurcación inferior eléctrico), s.m. punto de bifurcación superior mecánico y i.m. (punto de bifurcación inferior mecánico). Los fragmentos de curva representados mediante una línea de puntos representan la frecuencia de resonancia del resonador operando en el régimen lineal. Los fragmentos de curva representados mediante una línea rallada representan los puntos de bifurcación de origen mecánico mientras que la línea continua representa los puntos de bifurcación de origen eléctrico. Los puntos marcados por un círculo negro representan la amplitud crítica de actuación, a partir de la cual aparece el primer par de puntos de bifurcación, correspondientes al primer ciclo de histéresis. El quinto punto negro (situado sobre los demás) representa la amplitud crítica en la cual se crean el tercer y cuarto punto de bifurcación, correspondientes a la aparición del segundo ciclo de histéresis.

Los cuatro primeros puntos críticos indicados en la figura 6 marcan el límite de operación lineal del resonador MEMS. A partir de los puntos críticos mostrados en la figura 6, y los correspondientes a medidas realizadas a distintos voltajes de polarización  $V_{dc}$  no mostradas en la misma se puede extraer el *power handling* de la estructura para los distintos voltajes de polarización  $V_{dc}$  (ver figura 7).



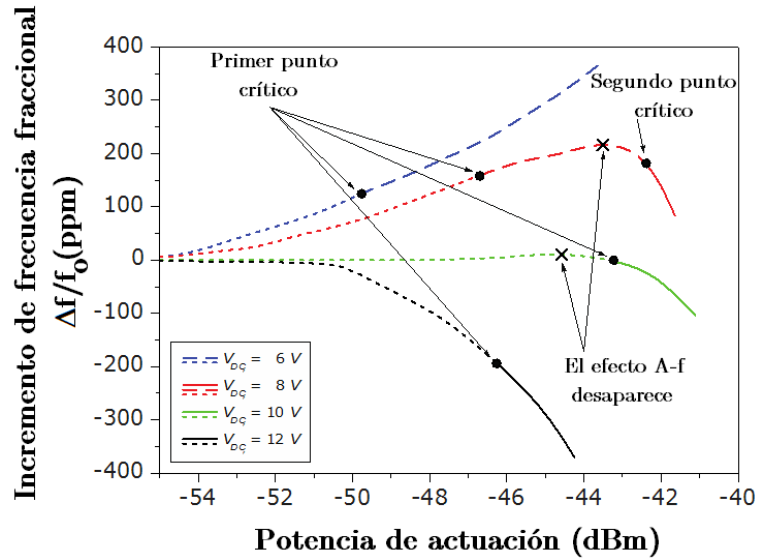
**Figura 7.** Representación del *power handling* del resonador para los distintos valores de  $V_{dc}$ , y representación del primer punto de bifurcación tanto de origen mecánico como eléctrico.

La técnica de incrementar el *power handling* retrasando la aparición del ciclo de histéresis mediante la compensación de la no linealidad mecánica con la no linealidad eléctrica ya ha sido estudiado previamente [4], [8-9] entre otros. Sin embargo nunca antes se había representado el *power handling* para un caso en el que el resonador pudiese llegar a mostrar el doble ciclo de histéresis como en la figura 7.

## B) Análisis del efecto A-f

Las no linealidades de origen mecánico y eléctrico inclinan la curva de resonancia hacia la derecha o la izquierda respectivamente. Esto implica un desplazamiento en la frecuencia de resonancia. Este desplazamiento representa un incremento de frecuencia en el caso de la no linealidad de origen mecánico y un decremento de la frecuencia en el caso de la no linealidad de origen eléctrico. Como se estudió en el capítulo dedicado al modelo dinámico de los resonadores MEMS este efecto se conoce como efecto A-f. En la figura 6 ya se intuye este efecto, ya que representa la potencia de actuación respecto a la frecuencia correspondiente a los puntos de bifurcación, siendo el punto de bifurcación superior el correspondiente a la frecuencia de resonancia. Observando la figura 5 se aprecia que el efecto A-f es mayor para los puntos de bifurcación superiores que para los inferiores. Con el objetivo de estudiar el efecto A-f se presenta la figura 8.

Esta figura representa el incremento fraccional de frecuencia  $\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)$  debido al efecto A-f del resonador no lineal frente a la potencia de actuación, donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia del resonador lineal y  $\Delta f = f - f_0$ , siendo  $f$  la frecuencia de resonancia no lineal.



**Figura 8.** Incremento de frecuencia fraccional respecto a la potencia de actuación para distintas familias de curvas correspondientes a distintos valores del voltaje de polarización  $V_{dc}$ . Dentro de cada familia de curvas de un mismo color se distinguen las curvas s.e. (punto de bifurcación superior eléctrico), i.e. (punto de bifurcación inferior eléctrico), s.m. punto de bifurcación superior mecánico y i.m. (punto de bifurcación inferior mecánico). Los fragmentos de curva representados mediante una línea de puntos representan la frecuencia de resonancia del resonador operando en el régimen lineal. Los fragmentos de curva representados mediante una línea ralla representan los puntos de bifurcación de origen mecánico mientras que la línea continua representa los puntos de bifurcación de origen eléctrico. Los puntos marcados por un círculo negro representan la amplitud crítica de actuación, a partir de la cual aparece el primer par de puntos de bifurcación, correspondientes al primer ciclo de histéresis. El quinto punto negro (situado sobre los demás) representa la amplitud crítica en la cual se crean el tercer y cuarto punto de bifurcación, correspondientes a la aparición del segundo ciclo de histéresis. En los puntos en los que la curva es horizontal el efecto A-f se cancela.

En la figura 8 las curvas correspondientes a las tensiones de polarización  $V_{dc}$  8 y 10 muestran una forma convexa para las cuales existe un valor máximo. En este punto máximo se cumple que la derivada de  $f$  respecto a la potencia de excitación es nula, o lo que es equivalente, el efecto A-f desaparece. Esto implica que en estos puntos las fluctuaciones en la potencia de actuación no se transforman en fluctuaciones en la frecuencia de resonancia. Este comportamiento se podía intuir ya en la figura 4.a, para la cual ya existía esta convexidad.

### C) Teoría del Oscilador CMOS-MEMS basado en el resonador no lineal mostrando dos ciclos de histéresis

En el apartado 3.1 se ha caracterizado el primer modo de resonancia del resonador tipo tuning fork (*DETF*). En este punto se va a discutir el cómo aprovechar el fenómeno de la aparición de la doble histéresis, integrando este resonador en un oscilador MEMS y logrando mejorar el ruido de fase. A partir de las referencias [10] y [11] se muestra la ecuación (1) más completa del ruido de fase (dentro del formalismo de Leeson [12]).

$$L(\Delta f) = 10 \cdot \log \left( \left[ \frac{2S_e}{\langle P_{amp} \rangle} + \frac{2S_m}{\langle P_r \rangle} + S_\phi \right] \left[ 1 + \left( \frac{1}{\Delta f} \right)^2 \left( \left. \frac{d\phi}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=f_0} \right)^2 \right] + \frac{S_f}{\Delta f^2} \right) \quad (1)$$

Donde  $S_e$  es la densidad espectral de potencia del ruido eléctrico aditivo del amplificador, que incluye ambos, ruido térmico y ruido Flicker,  $S_m$  es la densidad espectral de potencia del ruido termomecánico aditivo del resonador,  $\langle P_{amp} \rangle$  y  $\langle P_r \rangle$  son respectivamente la potencia de excitación suministrada al amplificador y resonador,  $S_\phi$  es la densidad espectral de potencia de ruido paramétrico, generado por los productos de intermodulado de frecuencias producidos por las no linealidades del sistema, y  $S_f$  la densidad espectral de potencia de fluctuaciones de frecuencia.  $\Delta f$  representa la frecuencia relativa a la frecuencia de oscilación y

$\left. \frac{d\phi}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=f_0}$  la pendiente de la fase eléctrica del resonador en el punto de operación correspondiente a la frecuencia de oscilación  $f_0$ .

Operar en el régimen no lineal permite reducir los términos  $\frac{2S_e}{\langle P_{amp} \rangle}$  y  $\frac{2S_m}{\langle P_r \rangle}$

mediante el incremento de las potencias de excitación, mejorando la relación señal ruido lejos de la frecuencia portadora. Por otra parte, trabajar en el régimen no lineal conduce inevitablemente a la aparición del ruido paramétrico  $S_\phi$  y la aparición de ruido de ruido en frecuencia derivado del efecto A-f  $S_f$ . El principal beneficio de operar el resonador en el régimen no lineal trabajando en los puntos

de bifurcación donde  $\left. \frac{d\phi}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=f_0} = 0$ , es que el ruido de fase realimentado queda

totalmente filtrado. Por lo tanto, trabajar en el régimen no lineal tiene dos ventajas y dos desventajas. Sin embargo, mediante el comportamiento no lineal mostrado en el DETF aparece un punto de operación en el cual el efecto A-f desaparece, lo que resultaría en un total de tres ventajas y una desventaja. Para comprender el funcionamiento de este punto se recuerda cómo funciona el efecto A-f. La ecuación (2) relaciona el ruido en amplitud del resonador con el ruido en frecuencia derivado del corrimiento de la frecuencia de resonancia.

$$S_f = \left| \frac{\partial f}{\partial \langle A \rangle} \right|^2 S_{\langle A \rangle} \alpha \left| \frac{\partial f}{\partial \langle P_r \rangle} \right|^2 S_{\langle P_r \rangle} \quad (2)$$

Donde A es la amplitud de movimiento del resonador, y  $P_r$  la potencia de excitación del resonador, y  $S_i$  las densidades espectrales en potencia de ruido de ambas variables. La conversión de ruido de amplitud en ruido de frecuencia se da a través de la derivada  $\frac{\partial f}{\partial \langle A \rangle}$ . En el punto de operación en el que esta derivada

se anula el sistema se vuelve insensible al ruido en amplitud de la señal realimentada. Esta derivada, y por lo tanto la conversión A-f, se anula al mismo tiempo que se anula la derivada  $\frac{\partial f}{\partial \langle P_r \rangle}$ . En la figura 8 se mostraba la frecuencia

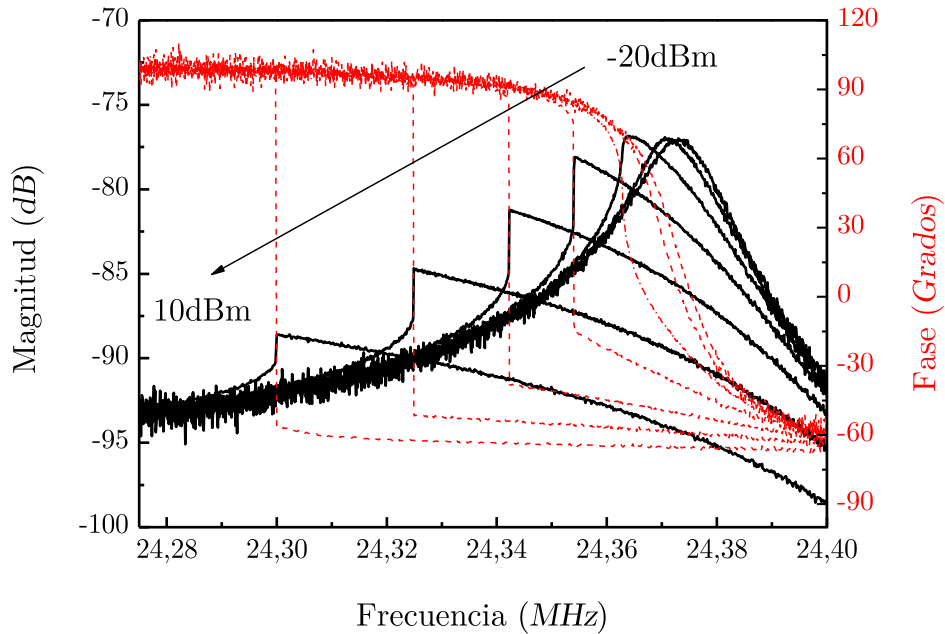
fraccional respecto a la potencia de actuación  $P_r$ . Como se puede observar, en los puntos correspondientes a (8V, -43dBm) y (10V, -44dBm) la dependencia de la frecuencia fraccional con la potencia de excitación es plana, por lo que su derivada se anula. Operando en cualquiera de estos dos puntos se anula el efecto A-f, sin embargo, el punto (8V, -43dBm) no sólo anula el efecto A-f sino que, al estar

localizado en un punto de bifurcación, también anula la derivada  $\left. \frac{d\phi}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=f_0} = 0$ .

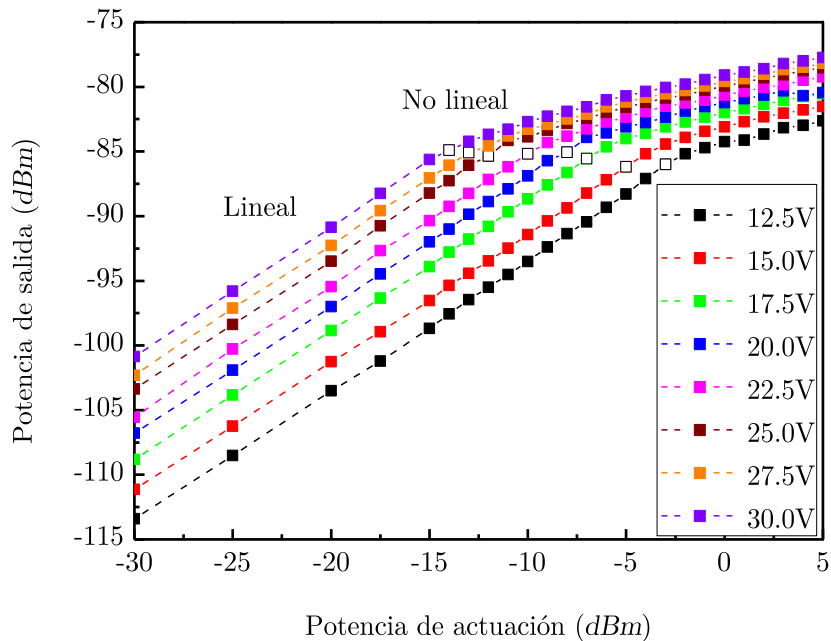
De esta manera, la doble no linealidad que experimenta el resonador permite diseñar osciladores MEMS no lineales cuya única desventaja es la aparición de ruido paramétrico, mientras que tiene como ventajas principales reduce el ruido de fase térmico (reduciendo  $\frac{2S_e}{\langle P_{amp} \rangle}$  y  $\frac{2S_m}{\langle P_r \rangle}$ ), el ruido de fase cerca de la portadora (incrementando  $\frac{d\phi}{d\Delta f}$ ) y eliminando la conversión A-f (anulando  $\frac{\partial f}{\partial \langle P_r \rangle}$ ).

### 3.2 Caracterización del modo torsional

La figura 9.a muestra la respuesta frecuencial del resonador MEMS cuando se aplica una tensión DC de 20V y señales de excitación de potencias comprendidas entre los -20dBm y los 10dBm. Se han utilizado valores altos de potencia de actuación debido a que se ha buscado inducir el régimen no lineal de operación en el resonador.



a)



b)

**Figura 9.** a) Respuesta frecuencia del resonador MEMS para un voltaje de polarización de 20V y potencias de actuación comprendidas entre -20dBm y 10dBm con un incremento de 5dBm entre cada potencia utilizada. Las curvas se han obtenido realizando barridos descendientes de frecuencia para capturar la rama superior de la resonancia no lineal una vez sobrepasada la amplitud de actuación crítica. b) Familia de curvas correspondiente a la potencia de salida correspondiente a la resonancia del resonador MEMS para distintos valores de potencia de actuación y voltajes de polarización DC. Los cuadrados blancos indican la amplitud crítica de actuación a partir de la cual aparece un ciclo de histéresis en la respuesta frecuencial del resonador.

En la figura 9.a se aprecia como el incremento en la potencia de actuación produce la inclinación hacia la izquierda de la frecuencia de resonancia, debido a la no linealidad de origen eléctrico. Además, se puede apreciar un segundo efecto no lineal que aparece junto al incremento de potencia. Para valores de excitación pequeños el valor de magnitud correspondiente al pico de la resonancia se mantiene constante. Cuando la potencia de excitación sobrepasa, en nuestro caso, el valor de -10dBm (para una polarización de 20V) el resonador empieza a mostrar no solamente un corrimiento en la frecuencia de resonancia (producida por la inclinación de la resonancia), sino que además el valor máximo de magnitud correspondiente a la resonancia se ve progresivamente reducido. Este segundo



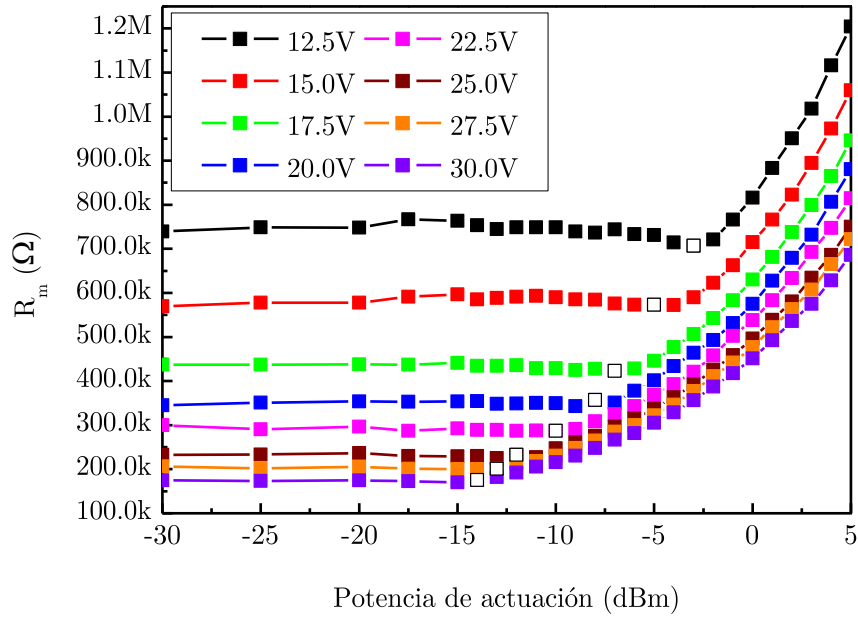
efecto puede ser atribuido a dos causas: La primera, la amplitud de movimiento del resonador ha alcanzado su máximo valor, 90nm, correspondiente a la distancia entre el electrodo y la estructura en reposo. Al estar contactando y colisionando la estructura con el electrodo (sin quedar destruida por los impactos), su amplitud de movimiento queda limitada a la distancia del gap. Al no crecer la amplitud al incrementar el valor de la potencia de actuación la magnitud se vería reducida. El segundo caso se atribuye a la aparición de un mecanismo de disipación no lineal. Como se introdujo en el capítulo dedicado al modelo dinámico del resonador, recientes estudios han demostrado como en los resonadores M/NEMS el amortiguamiento puede depender de la amplitud del movimiento [13]. Este amortiguamiento no lineal actúa como un proceso de disipación, reduciendo la magnitud de la curva de resonancia [14].

La principal diferencia entre la colisión de la estructura con los electrodos y el amortiguamiento no lineal reside ya no en el valor de la magnitud de la curva de resonancia sino en el comportamiento de la potencia de la señal de salida. Cuando se alcanza una amplitud de desplazamiento igual al gap, la potencia de la señal de la salida se mantiene constante, independientemente de que se incremente la potencia de excitación. En el caso del *damping* no lineal, la potencia de la señal de la salida sigue creciendo con respecto a la potencia de actuación, aunque a un ritmo más lento que en el régimen lineal.

Con el objetivo de identificar el tipo de mecanismo de disipación, en la figura 9.b se ha representado la potencia de salida correspondiente a la resonancia frente a la potencia de actuación para distintos valores de voltaje de polarización DC. A partir de esta figura se puede determinar que el comportamiento de la potencia de salida se corresponde con el efecto del *damping* no lineal y no de la colisión de la estructura con los electrodos.

Desde el punto de vista electrónico resulta interesante tener un modelo electrónico equivalente del resonador MEMS. Como se vio en el capítulo dedicado al modelo electromecánico del resonador es posible representar el comportamiento de la corriente mecánica del resonador MEMS a partir de un circuito RLC equivalente junto a una capacidad parásita  $C_p$  en paralelo modelizando la capacidad parásita. En el caso en el que la resonancia y la anti-resonancia del modo estudiado estén suficientemente lejos el resonador tendrá un comportamiento puramente resistivo en su resonancia ya que el voltaje de excitación y la corriente mecánica estarán en fase y la corriente parásita será despreciable frente a la corriente mecánica. En el resonador no lineal el sistema RLC pierde el sentido, ya que el sistema deja de ser simétrico y lineal. Sin embargo, el comportamiento del resonador en el punto superior de bifurcación (resonancia no lineal) sigue teniendo un comportamiento puramente resistivo. Así pues, a partir de la magnitud del punto superior de bifurcación puede obtenerse una resistencia mecánica equivalente [15-16]. La figura 10 representa la resistencia

mocional equivalente extraída para distintos valores de polarización DC y potencias de actuación. En esta figura se puede ver cómo el efecto del amortiguamiento no lineal sobre la resistencia mocional equivalente del resonador, haciéndolo más resistivo con el incremento de la potencia de actuación.

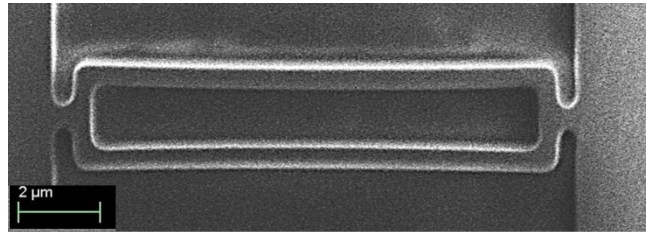


**Figura 10.** Familia de curvas correspondiente a la resistencia mocional equivalente del resonador MEMS para distintos valores de voltaje de polarización DC representadas frente a la potencia de actuación. Los cuadrados blancos indican la amplitud crítica de actuación a partir de la cual aparece un ciclo de histéresis en la respuesta frecuencial del resonador.

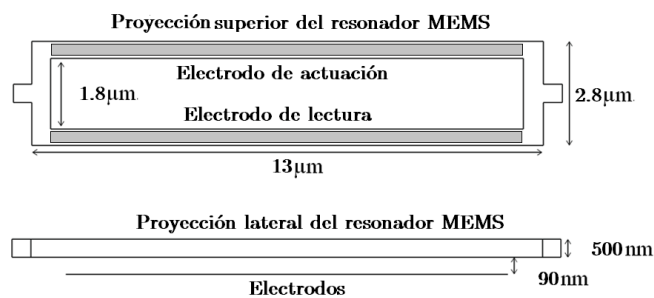
#### 4 Resonador en configuración tuning fork

Al igual que el resonador anterior, el resonador de tipo *double ended tuning fork* que se muestra en la figura 11.a ha sido implementado en el nivel inmediatamente superior a la última capa de la tecnología comercial CMOS SilTerra 0.18  $\mu\text{m}$ . Las dimensiones de cada puente son 13  $\mu\text{m}$  por 0.5  $\mu\text{m}$  de ancho. Ambos puentes están separados entre sí por una distancia de 1.8  $\mu\text{m}$ . Este sistema está unido a los anclajes a través de dos conexiones en sus extremos de 500 nm por 500 nm. Bajo la estructura resonante, con el objetivo de actuar y transducir el movimiento de la estructura, se han integrado dos electrodos. El gap implementado es de 90nm. En las medidas que se presentarán a continuación el

sistema no ha sido encapsulado, quedando el resonador como se muestra en la figura 11.a.



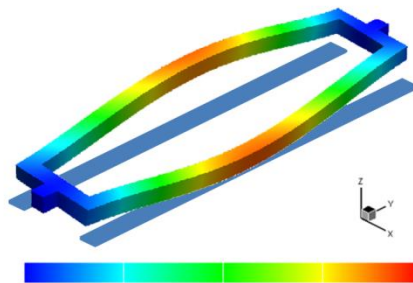
a)



b)

**Figura 11.** a) Imagen SEM del resonador tipo doble puente (*double ended tuning fork*), ya liberado y antes del proceso de encapsulado (0-level vacuum package). b) Vista esquemática superior y lateral del resonador tipo doble puente.

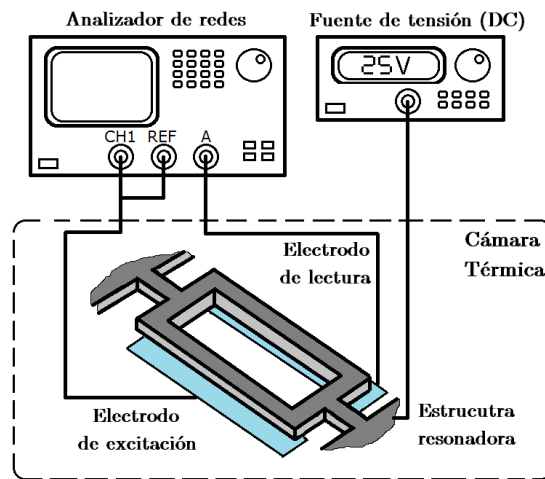
El movimiento del resonador MEMS se ha simulado mediante el software CoventorWare, obteniendo una frecuencia de resonancia teórica para el primer modo torsional de 16.5 MHz (Ver figura 12). En esta simulación se han utilizado los valores aproximados de 190 GPa para el módulo de Young, y 3860 g/m<sup>3</sup> para su densidad.



**Figura 12.** Primer modo vertical de resonancia en antifase. La frecuencia de resonancia aparece a los 16.5 MHz. Los electrodos de actuación y lectura se han añadido como referencia para facilitar la visualización del desplazamiento. La

gama de colores de azul a rojo representan el desplazamiento relativo de la estructura en el eje z, siendo máximo para el rojo y mínimo para el azul.

En la figura 13 se describe la configuración utilizada para caracterizar en temperatura el resonador NEMS. Los electrodos de actuación y lectura se han conectado, respectivamente, a los puertos de salida (CH1) y entrada (A) del analizador de redes (Rohde & Schwarz FSUP8 Network Analyzer). La estructura móvil ha sido conectada a una fuente de tensión DC. Finalmente, la oblea que contiene el resonador NEMS ha sido introducida en una cámara térmica compatible con la mesa de puntas.



**Figura 13.** Esquema de medida para la caracterización de la estructura MEMS tipo doble puente.

#### 4.1 Dependencia térmica: Resonador lineal

La figura 14 muestra la respuesta lineal del resonador basado en el doble puente bajo una serie de temperaturas desde  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $80^{\circ}\text{C}$  con un voltaje de polarización fijado a 25V y una potencia de actuación de -20dBm. El incremento de temperatura da lugar a la reducción de la frecuencia de resonancia debido a que la constante elástica del resonador se hace más blanda. Como se puede observar, existe una dependencia lineal entre la frecuencia de resonancia y la temperatura, mostrando un coeficiente térmico de  $-251 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ .

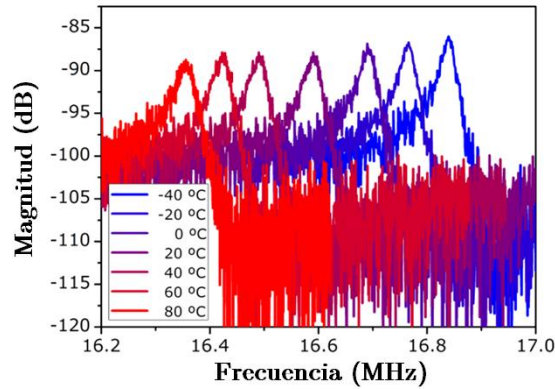
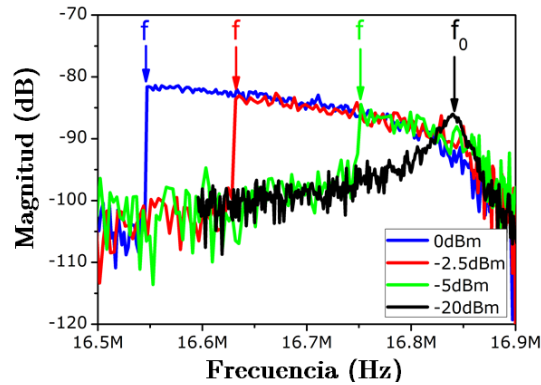


Figura 14. Medida experimental de la respuesta frecuencial de la magnitud del resonador en el resonador tipo doble puente. Las curvas se han medido a temperaturas entre  $-40^{\circ}\text{C}$  y  $80^{\circ}\text{C}$ , con un voltaje de polarización de  $25\text{V}$  y una potencia de actuación de  $-20\text{ dBm}$ .

Es importante remarcar que el factor de calidad del resonador se ve reducido de 398 a  $-40^{\circ}\text{C}$  hasta 339 a  $80^{\circ}\text{C}$  (lo que representa una variación total del 15% en el intervalo de  $120^{\circ}\text{C}$ ). En otros trabajos en los que se estudia el factor de calidad de los resonadores MEMS en vacío se muestra que la principal contribución al factor de calidad es el amortiguamiento termo-elástico, altamente dependiente con la temperatura [17]. Sin embargo, dado que el resonador no ha sido encapsulado y las medidas se han hecho a presión ambiente, la contribución dominante al amortiguamiento viene de las pérdidas del aire que rodea a la estructura [18].

## 4.2 Dependencia térmica: Resonador no lineal

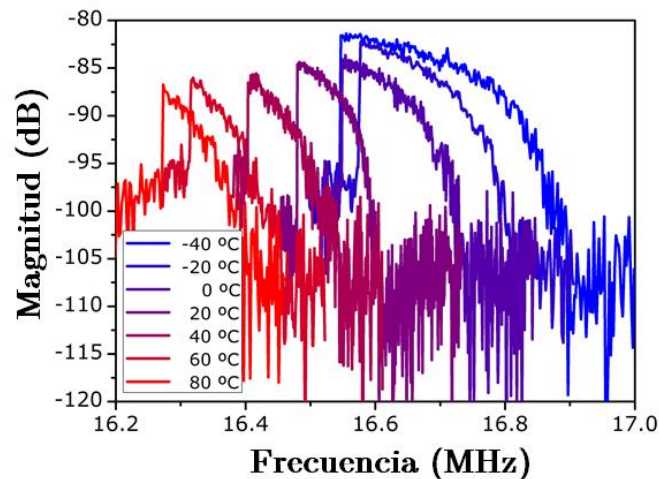
La figura 15 representa la respuesta frecuencial del resonador MEMS para un conjunto de valores de potencia de actuación entre  $-20$  y  $0\text{ dBm}$ , con una temperatura fija de  $-40^{\circ}$  y un voltaje de polarización de  $25\text{V}$ . Es importante añadir que la potencia de actuación máxima antes de que la estructura colapse y se destruya es  $0\text{dBm}$ . Se han realizado barridos descendentes de frecuencia para capturar la rama superior de la resonancia no lineal, ya que la no linealidad dominante para ese voltaje de polarización es de origen eléctrico.



**Figura 15.** Medida experimental de la respuesta frecuencial de la magnitud del resonador en el resonador tipo doble puente. Las curvas se han medido a temperatura de  $-40^\circ$  con un voltaje de polarización de 25V. Las potencias de actuación utilizadas están comprendidas entre -20 dBm y 0 dBm. Como se puede apreciar, la no linealidad es mayor cuanto menor es la temperatura.

### 4.3 Compensación de la dependencia en temperatura

Al igual que se ha presentado en la figura 15, ahora, en la figura 16 se representa la respuesta no lineal del resonador. Esta vez, en lugar de realizar un barrido en la potencia de actuación se realiza un barrido de temperatura manteniendo la potencia de actuación constante a 0 dBm.

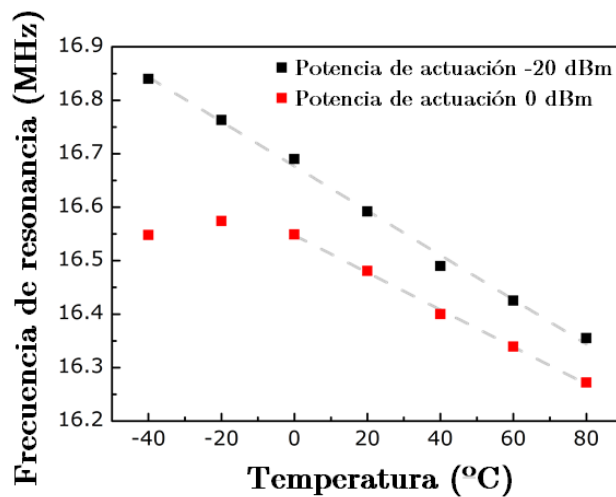


**Figura 16.** Medida experimental de la respuesta frecuencial de la magnitud del resonador en el resonador tipo doble puente. Las curvas se han medido a potencia de actuación de 0 dBm y un voltaje de polarización de 25V. La temperatura aplicada al sistema está comprendida entre los  $-20^\circ\text{C}$  y los  $80^\circ\text{C}$ .

Como se puede apreciar, la no linealidad es mayor cuanto menor es la temperatura.

De las figuras 14 y 16 pueden extraerse dos comportamientos: a) La frecuencia de resonancia del resonador correspondiente al resonador operando en el régimen lineal se desplaza a frecuencias más bajas al incrementar la temperatura. b) El comportamiento no lineal del resonador se incrementa o se hace más evidente cuando la temperatura se ve reducida. Por lo tanto, un incremento en la temperatura, al reducir la intensidad de la no linealidad, implica un desplazamiento de la frecuencia de resonancia no lineal a frecuencias superiores.

En la figura 16 se puede observar la superposición de estos dos efectos. Cuando se representan las frecuencias de resonancia respecto a la temperatura para distintas potencias de actuación se obtiene la figura 17.



**Figura 17.** Frecuencia de resonancia frente a temperatura. El voltaje de polarización es en ambos casos 25V, y la potencia de actuación -20 dBm y 0 dBm.

La frecuencia de resonancia lineal muestra una dependencia negativa con la temperatura de  $-251 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Para un valor de voltaje de polarización y potencia de excitación el régimen no lineal de operación del resonador se ve reducido con la temperatura, dando lugar a una dependencia positiva con la temperatura. Teniendo en cuenta la superposición de ambos efectos se puede compensar la dependencia en la temperatura del resonador MEMS no lineal como se muestra en la figura 17, para la cual la dependencia en temperatura se anula entre las temperaturas  $-40^\circ$  y  $-20^\circ$  para un voltaje de actuación de 0 dBm.

Esta compensación permite pasar de una dependencia total de 10100 ppm para el resonador lineal entre  $-40^\circ$  y  $0^\circ$  a una dependencia total de 1600 ppm para el caso no lineal. Para las temperaturas comprendidas entre  $0^\circ$  y  $80^\circ$  la compensación no tiene lugar, por lo que las dependencias son bastante similares, siendo 20000 ppm para el caso lineal y 16388 ppm para el caso no lineal.

Este método de compensación pasivo da lugar a una mayor estabilidad en temperatura de la frecuencia de resonancia, que puede ser implementada junto a otras soluciones tanto pasivas como activas para compensar la dependencia en temperatura [19-20].

## 5 Referencias

[1] A. Uranga, G. Sobreviela, N. Barniol, E. Marigó, C. Tay-Wee-Song, M. Shunmugam, A. A. Zainuddin, A. Kumar-Kantimahanti, V. Madhavan, and M. Soundara-Pandian, "Dual-clock single and monolithic 0-Level vacuum packaged MEMS-on-CMOS resonator," *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 28<sup>th</sup> IEEE International Conference on. Pp 1004-1007. 2015.

[2] M. Agarwal, K. Park, R. Candler, B. Kim, M. Hopcroft, S. Chandorkar, C. Jha, R. Melamud, T. Kenny, and B. Murmann, "Nonlinear Characterization of Electrostatic MEMS Resonators," presented at the 2006 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, pp. 209–212.

[3] M. Agarwal, S. A. Chandorkar, H. Mehta, R. N. Candler, B. Kim, M. A. Hopcroft, R. Melamud, C. M. Jha, G. Bahl, G. Yama, T. W. Kenny, and B. Murmann, "A study of electrostatic force nonlinearities in resonant microstructures," *Applied Physics Letters*, vol. 92, no. 10, p. 104106, 2008.

[4] L. C. Shao, M. Palaniapan, and W. W. Tan, "The nonlinearity cancellation phenomenon in micromechanical resonators," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 18, no. 6, p. 065014, May 2008.

[5] R. M. C. Mestrom, R. H. B. Fey, J. Van Beek, K. L. Phan, and H. Nijmeijer, "Modelling the dynamics of a MEMS resonator: Simulations and experiments," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 142, no. 1, pp. 306–315, 2008.

[6] B. E. DeMartini, J. F. Rhoads, K. L. Turner, S. W. Shaw, and J. Moehlis, "Linear and Nonlinear Tuning of Parametrically Excited MEMS Oscillators," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 16, no. 2, pp. 310–318, Apr. 2007.

[7] J. F. Rhoads, S. W. Shaw and K. L. Turner "The nonlinear response of resonant microbeam systems with purely-parametric electrostatic actuation," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 16, n 5. March 2006.

[8] M. Agarwal, S. A. Chandorkar, R. N. Candler, B. Kim, M. A. Hopcroft, R. Melamud, C. M. Jha, T. W. Kenny, and B. Murmann, "Optimal drive condition



for nonlinearity reduction in electrostatic microresonators,” *Applied Physics Letters*, vol. 89, no. 21, p. 214105, 2006.

[9] J. Juillard, G. Arndt, and E. Colinet, “Enhancing the frequency stability of a NEMS oscillator with electrostatic and mechanical nonlinearities,” *Procedia Chemistry*, vol. 1, no. 1, pp. 1415–1418, Sep. 2009.

[10] P. Ward and A. Duwel, “Oscillator phase noise: systematic construction of an analytical model encompassing nonlinearity,” *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, vol. 58, no. 1, pp. 195–205.

[11] M. Pardo, L. Sorenson, and F. Ayazi, “An Empirical Phase-Noise Model for MEMS Oscillators Operating in Nonlinear Regime,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 59, no. 5, pp. 979–988, Apr. 2012.

[12] D. B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” *Proc. IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 329–330, Feb. 1966.

[13] A. Eichler, J. Moser, J. Chaste, M. Zdrojek, and A. Bachtold. “Nonlinear damping in mechanical resonators made from carbon nanotubes and graphene,” *Nature Nanotechnology* 6, 339-342. 2011.

[14] Stav Zitsev and Eyal Buks. “Nonlinear damping in nanomechanical beam oscillator” ENOC-2005, Eindhoven, Netherlands, 7-12 August 2005.

[15] Yu-Wei Lin, Seungbae Lee, Sheng-Shiang Li, Yuan Xie, Zeying Ren, C. T. -C. Nguyen, “Series-resonant VHF micromechanical resonator reference oscillators”, *Journal of Solid-State Circuits*, Vol 39, Issue 12, pp 2477-2491. Dec 2004.

[16] Seungbae Lee and Clark T. -C. Nguyen, “Phase noise amplitude dependence in self-limiting wine-glass disk oscillators” *Tech. Digest, 2002 Solid-State Sensor, Actuator, and Microsystems Workshop*, Hilton Head, South Carolina, June 6-10, pp 33-36. 2004.

[17] H. K. Lee, R. Melamud, B. Kim, S. Chandorkar, J. C. Salvia, T. W. Kenny, “The effect of the temperature-dependent nonlinearities on the temperature stability of micromechanical resonators”, *J. of Applied Physics*, Vol 114, Issue 15. pp. Oct. 2013.

[18] X. Zou, A. Seshia, “The Impact of Damping on the Frequency Stability of Nonlinear MEMS Oscillators”, *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 24, Issue 3, pp. 537–544, Feb. 2015.

[19] Ming-Huang Li, Chao-Yu Chen, Cheng-Syun Li, Chi-Hang Chin, Sheng-Shian Li, “A Monolithic CMOS-MEMS Oscillator Based on an Ultra-Low-Power Ovenized Micromechanical Resonator”, *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 24, no. 2, July 2014.

[20] Yu-Chia Liu, Ming-Han Tsai, Wen-Chien Chen, Ming-Huang Li, Sheng-Shian Li, Weileun Fang, “Temperature-Compensated CMOS-MEMS Oxide Resonators”, *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 22, no. 5, pp. 1054–1065, Oct. 2013.

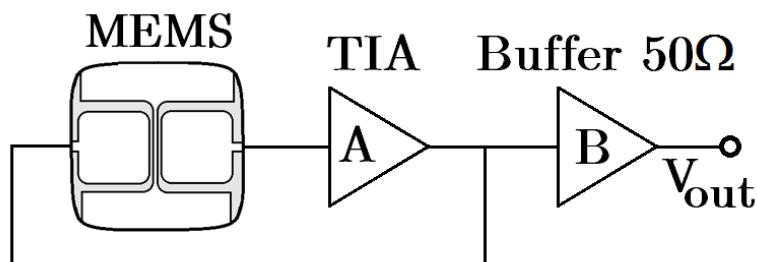
# VI. Osciladores CMOS-MEMS

## 1 Introducción

En el presente capítulo se presentarán y analizarán los osciladores CMOS-MEMS que se han diseñado durante la presente tesis. En un primer bloque se analizarán los osciladores basados en la tecnología de AMS 0.35  $\mu\text{m}$  mientras que en el segundo bloque corresponderá a osciladores basados en la tecnología de SilTerra 0.18  $\mu\text{m}$ . En ambas tecnologías se va a analizar el funcionamiento de los sistemas osciladores haciendo especial hincapié en el comportamiento del ruido de fase. En todos los sistemas que se mostrarán se podrá observar el efecto de la no linealidad de los distintos componentes del sistema oscilador sobre el ruido de fase de la señal de salida.

## 2 Introducción al funcionamiento del sistema oscilador

En el sistema oscilador más sencillo como el mostrado en la figura 1 está compuesto por un amplificador y un elemento selector de frecuencia (como es el resonador MEMS), el estado de oscilación estable se alcanza en dos etapas: Primero, la generación y crecimiento en amplitud de la señal de oscilación a la frecuencia de resonancia del MEMS, y segundo, la estabilización de la amplitud de dicha señal.



**Figura 1.** Esquema del sistema oscilador. El sistema formado por el resonador y el amplificador está realimentado. Sobre su nodo de salida (en este caso la salida del amplificador) se ha añadido un buffer adaptado a 50Ω para permitir su lectura.

Como se explicó en el capítulo III la generación de la señal se basa en el cumplimiento del criterio de Barkhausen. En un estado inicial la transimpedancia

del amplificador a la frecuencia de resonancia del MEMS ha de ser superior a la resistencia mecánica del mismo. A partir de esta condición, el ruido generado por los distintos módulos del sistema amplificador se ve continuamente amplificado a lo largo del tiempo. El resonador MEMS actúa como un filtro pasa banda alrededor de su frecuencia de resonancia, dando forma al espectro de la señal, y la condición de oscilación de Barkhausen para la fase (fase total del lazo  $0^\circ$ ) fija la amplitud de la señal portadora de la oscilación, creando entre ambos efectos una señal de oscilación coherente.

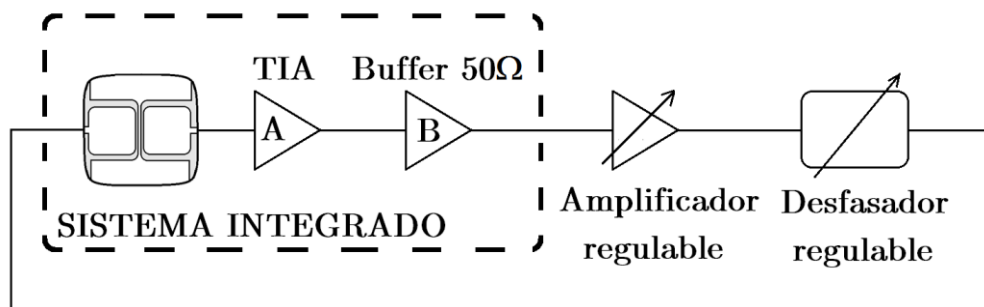
Para fijar la amplitud de oscilación se necesita que al menos uno de los módulos incluidos en el sistema oscilador entre en un régimen de operación no lineal en su magnitud respecto a la amplitud de la señal de excitación. La no linealidad reducirá la ganancia en lazo abierto del sistema, fijándola a 0 dB y manteniendo la amplitud de la oscilación constante.

Como se estudió en el capítulo III, la operación no lineal de los módulos pertenecientes al sistema oscilador afectará al ruido de fase del sistema oscilador.

### **3 Osciladores MEMS: Tecnología AMS 0.35 $\mu$ m**

Los resonadores diseñados en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m utilizando como material estructural el tungsteno de la capa VIA han sido mostrados en el capítulo IV. En él se mostraba que una vez fabricados, los dos mejores resonadores han sido la palanca y el puente de tungsteno. Esto se debe a que una vez caracterizados el resonador torsional de tungsteno, la palanca de MET-VIA-SiO<sub>2</sub>, y la palanca de doble VIA, estos no mostraban ventajas en cuanto a resistencia mecánica en comparación con las dos estructuras anteriores. Por lo tanto, ambos resonadores, la palanca y puente de tungsteno se han seleccionado como los dispositivos más válidos para optimizar el ruido de fase del sistema oscilador.

A continuación se muestran dos osciladores en los cuales el mecanismo de estabilización de la amplitud de oscilación es la no linealidad del uno de los dos, el amplificador o el resonador MEMS. Para cerrar el lazo de ambos sistemas se ha utilizado el amplificador Push-pull a modo de preamplificador integrado en el chip junto al resonador MEMS. Como se vio en el capítulo V.I la ganancia del amplificador Push-Pull no es suficiente como para cerrar el lazo y lograr la oscilación, sin embargo, su bajo ruido térmico lo convierte en el principal candidato para preamplificar la señal de salida del resonador. Dado que este amplificador no es capaz de mantener la oscilación del sistema por sí mismo, al sistema total se le añade un amplificador externo (ZFL-1200G+ Minicircuits) y un desfaseador (JSPHS Minicircuits), lo que permitirá al sistema cumplir las condiciones del criterio de Barkhausen. El sistema total se muestra en el esquema de la figura 2.



**Figura 2.** Esquema del sistema oscilador. Por una parte, el resonador está integrado junto al amplificador de sensado y el buffer de salida en el chip. Para lograr las condiciones de Barkhausen se añade el amplificador de ganancia regulable, en el caso de que se necesite una ganancia extra y un desfasador regulable para poder seleccionar el punto de operación en la curva de resonancia del resonador como ya se explicó en el capítulo III.

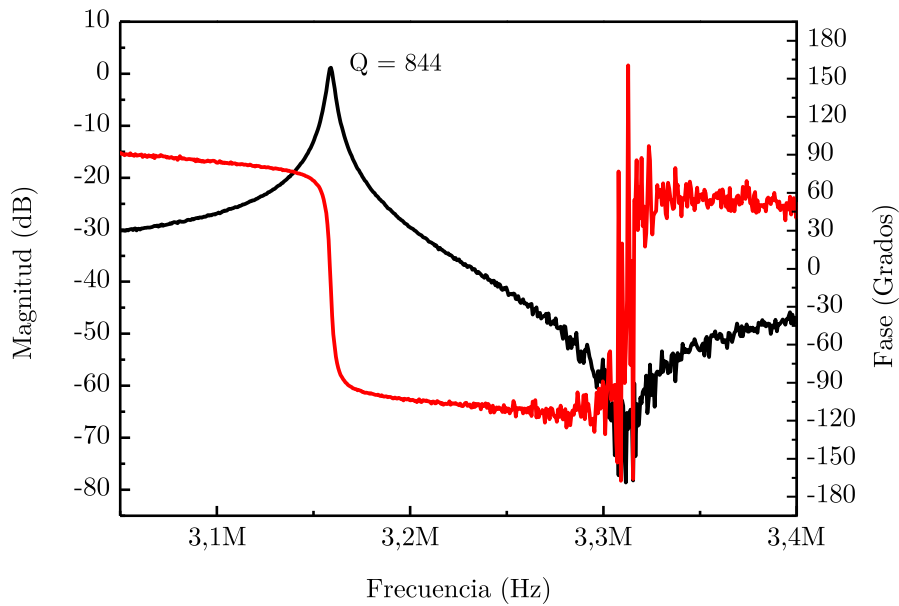
Además del amplificador push-pull, se han realizado dos osciladores más basados en los dos diseños de amplificadores restantes implementados en la tecnología AMS 0.35 $\mu\text{m}$ , el amplificador diferencial de ganancia regulable y el amplificador diferencial simétrico. En este caso, ambos osciladores volverán a incluir los dispositivos externos como se muestra en la figura 2.

Por último, utilizando un sistema oscilador CMOS-MEMS monolítico diseñado por Jaume Verd del grupo ECAS, se ha realizado un estudio del efecto del ruido en la polarización del resonador sobre el ruido de fase del sistema oscilador.

### 3.1 Palanca de tungsteno

Con el objetivo de asegurar las condiciones de oscilación del criterio de Barkhausen se ha realizado una medida en lazo abierto del sistema formado por el chip y los dispositivos externos mostrados en la figura 3. La figura 3 muestra tanto la magnitud como la fase en lazo abierto del sistema, confirmando que el punto de operación permitirá la oscilación del sistema al cerrar el lazo. El resonador ha sido polarizado por una tensión DC de 35V.

Una vez cerrado el lazo y estabilizada la oscilación se mide el ruido de fase correspondiente a la señal de salida del sistema. Este ruido de fase medido con el analizador PXA Signal Analyzer N8030A se muestra en la figura 4.

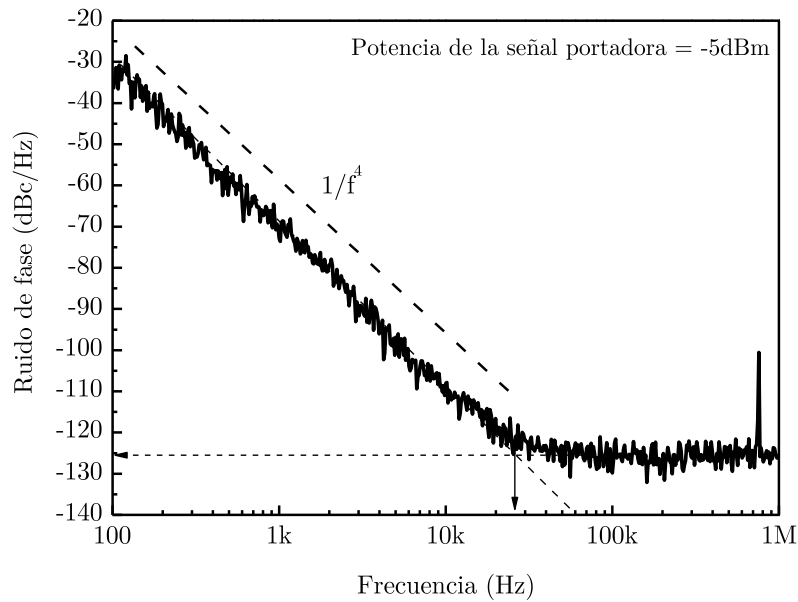


**Figura 3.** Magnitud del sistema en lazo abierto para voltajes de polarización del resonador de 35V. La medida se ha realizado en un ambiente de vacío ( $10^{-3}$ mbar).

La componente térmica del ruido de fase (ruido plano) toma un valor de  $-126\text{dBc/Hz}$ . La palanca de tungsteno para un voltaje de polarización de 35V y un factor de calidad de 880 toma un valor de  $9\text{M}\Omega$  (calculado a partir de la ecuación teórica de la resistencia mecánica, ecuación 24 del capítulo II). La magnitud de la transimpedancia del nodo de sensado (capacidad parásita generada por el amplificador y el resonador) se estimó en este mismo capítulo en  $1.10\text{M}\Omega$ .

Bajo estas condiciones, la potencia de excitación realimentada  $-5\text{dBm}$  (aplicada sobre una impedancia de  $50\Omega$ ) tiene un valor de  $125.7\text{mV}_{\text{rms}}$ , que a través de la resistencia mecánica se traduce en una corriente mecánica de salida del resonador MEMS de  $14\text{nA}_{\text{rms}}$ . Esta corriente mecánica integrada en la impedancia de integración produce un voltaje de  $15.4\text{mV}_{\text{rms}}$ . Dado que el ruido equivalente del amplificador sobre el nodo de sensado es de  $7.12\text{nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$  el

cociente entre ambas potencias toma un valor de -127 dBc/Hz. Este valor es muy cercano al obtenido para la componente de ruido plana de la figura 4.

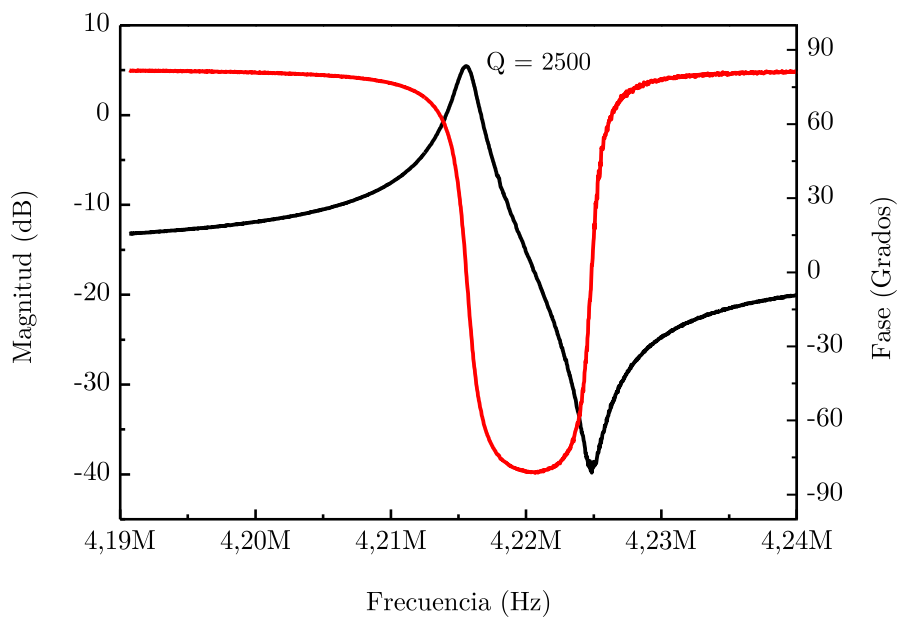


**Figura 4.** Ruido de fase del oscilador para un voltaje de polarización de la palanca de 35V. La potencia de salida del sistema oscilador (correspondiente a la amplitud de excitación del resonador) es de -5dBm.

Por otra parte, analizando el comportamiento del ruido de fase cerca de la señal portadora llama la atención que la dependencia del ruido de fase en las cercanías de la señal portadora tiene una dependencia de  $1/f^4$ , siendo que se esperaría observar una pendiente de  $1/f^3$  (proveniente del ruido Flicker). Esta componente de ruido de fase de dependencia  $1/f^4$  se conoce como *random walk*, y suele aparecer en osciladores MEMS para frecuencias muy cercanas a la portadora, por debajo de 1Hz. Sin embargo en este caso el codo del ruido  $1/f^4$  aparece entorno a 25kHz.

### 3.2 Puente de tungsteno

Al igual que se ha hecho con la palanca de tungsteno, en la figura 5 se muestra la medida en lazo abierto tanto de magnitud como fase para el sistema formado por el resonador y el preamplificador integrados en el chip y el amplificador y regulador de fase externos. En este caso la tensión de polarización del resonador es de 15V.

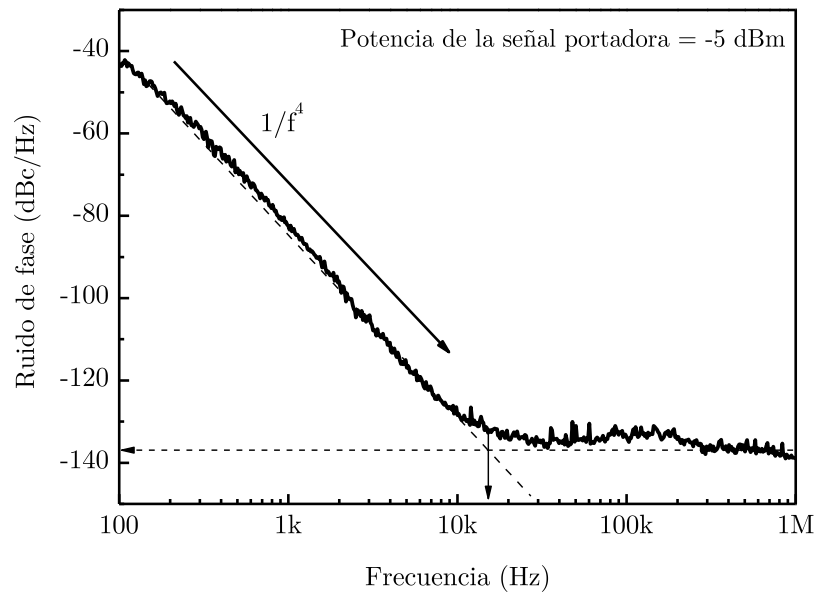


**Figura 5.** Magnitud del sistema en lazo abierto para voltajes de polarización del resonador de 15V. La medida se ha realizado en un ambiente de vacío.

El ruido de fase correspondiente a la señal de salida del sistema oscilador una vez cerrado el lazo se muestra en la figura 6.

En este caso, la resistencia mecánica del puente de tungsteno para un voltaje de polarización de 15V y un factor de calidad de 2600 toma un valor de  $4.4\text{M}\Omega$ . Debido a que la amplitud del oscilador crece hasta que alguno de los elementos del sistema entra en un estado no lineal fijando la amplitud de equilibrio. En este caso, se produce la misma saturación que en el oscilador anterior, obteniéndose una potencia de excitación en el resonador para el estado de equilibrio de -5dBm. Esta potencia se corresponde con una amplitud de  $125.7\text{mV}_{\text{rms}}$ , que a través de la resistencia mecánica se traduce en una corriente mecánica de salida del resonador MEMS de  $28.6\text{nA}_{\text{rms}}$ . Esta corriente mecánica integrada en la impedancia de integración produce un voltaje de  $31.4\text{mV}_{\text{rms}}$ . Dado que el ruido equivalente del

amplificador sobre el nodo de sentido es de  $7.12\text{nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$  el cociente entre ambas potencias toma un valor de  $-133\text{ dBc/Hz}$ . Este valor es muy cercano al obtenido para la componente de ruido plana de la figura 6.



**Figura 6.** Ruido de fase del oscilador para un voltaje de polarización del resonador de 15V.

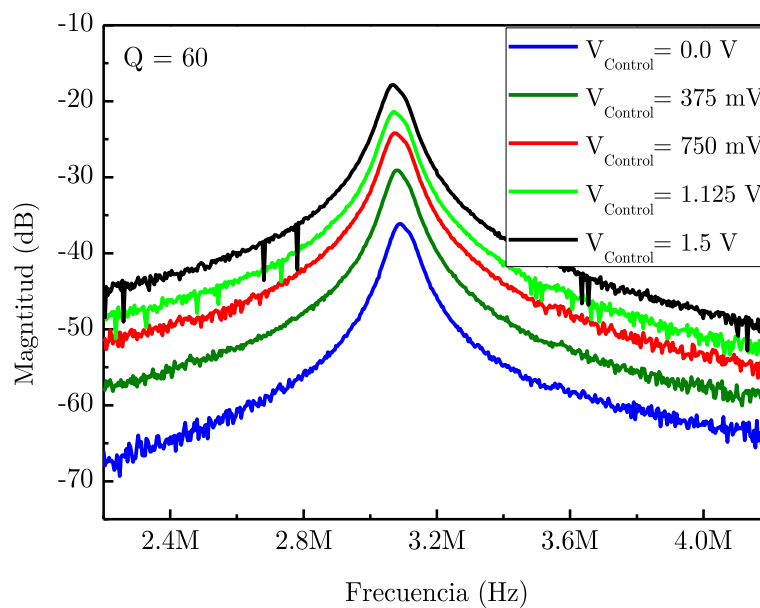
Al igual que ocurría en el caso anterior, la dependencia del ruido de fase con la frecuencia en las cercanías de la frecuencia de resonancia muestra una dependencia de  $1/f^4$  con una frecuencia de codo de 15kHz. El origen de este ruido cerca de la portadora no ha podido ser determinado, ya que los modelos de ruido de fase no predicen la aparición de una frecuencia de codo tan elevada como en nuestro caso.

El resultado obtenido tanto en el oscilador que incluye la palanca de tungsteno como el oscilador que incluye el puente de tungsteno muestra que el nodo determinante de la relación señal ruido lejos de la portadora es el nodo de sentido, y la principal contribución a este ruido el ruido equivalente de entrada del preamplificador. Esto permite predecir el valor de la componente térmica del ruido de fase a partir de la amplitud de excitación del resonador, su resistencia mecánica y la contribución del preamplificador al ruido sobre el nodo de sentido.

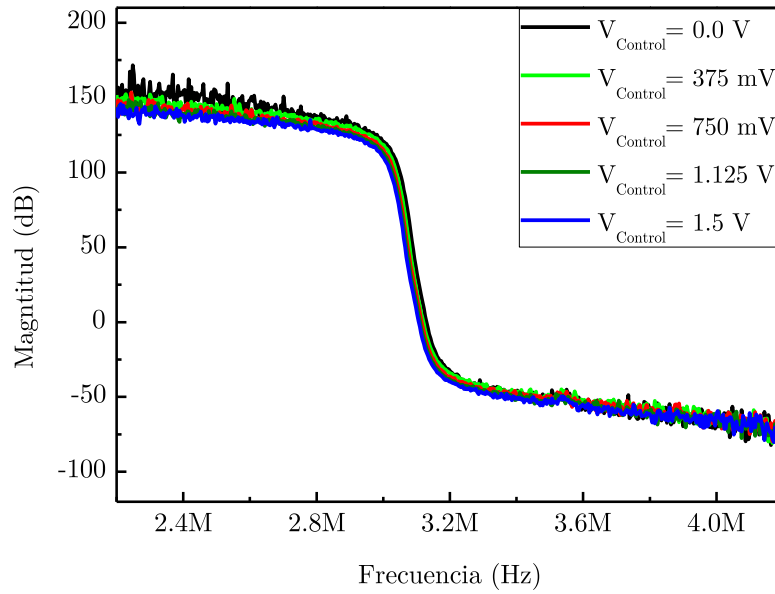


### 3.3 Amplificador integrado con ganancia regulable

En el capítulo IV se diseñó un amplificador diferencial de ganancia variable. En el presente apartado se ha combinado este amplificador con una palanca de tungsteno. La medida en lazo abierto del sistema operando en aire, donde el efecto de la ganancia regulable puede observarse se muestra en la figura 7.a, mientras que el efecto de la eliminación de la corriente parásita puede verse claramente sobre la transición de fase mostrada en la figura 7.b, donde la transición de fase en las cercanías de la frecuencia de resonancia es de un total de  $180^\circ$ .



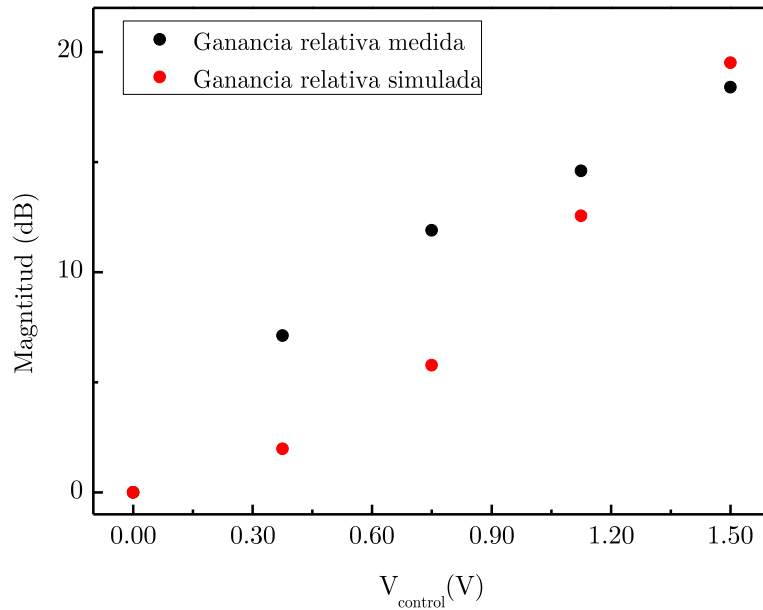
a)



b)

**Figura 7.** Respuesta en a) Magnitud y b) Fase del sistema resonador tipo palanca para distintos valores de voltajes de control de ganancia, medido en aire y con una tensión de polarización para el resonador de 55V.

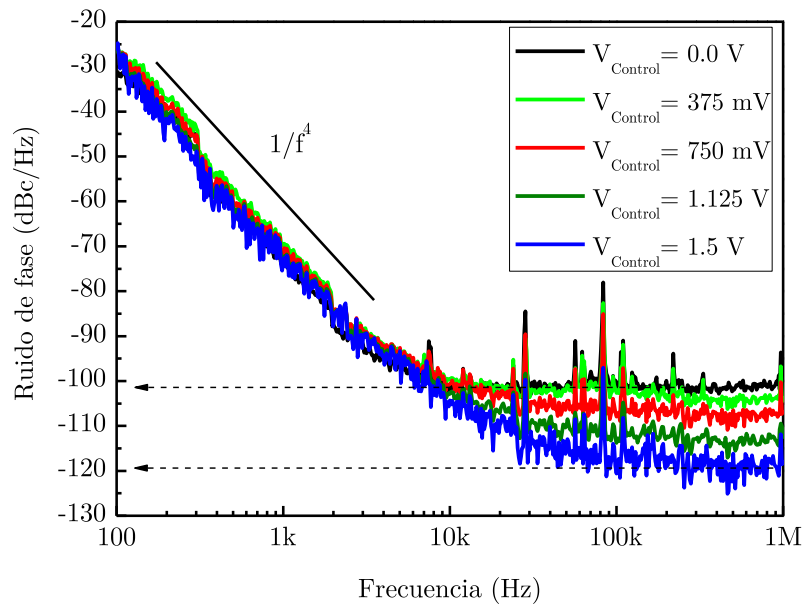
A partir de la medida se ha obtenido los valores de la ganancia aplicada por el amplificador para los distintos voltajes  $V_{control}$ , y a su vez se han comparado con los valores de ganancia simulados en el capítulo IV (Ver figura 8).



**Figura 8.** Comparación de las ganancias relativas respecto al voltaje  $V_{\text{control}}$ . En el eje vertical se representa la diferencia entre la mínima ganancia (obtenida a 0V) y las ganancias obtenidas para los distintos valores de  $V_{\text{control}}$ .

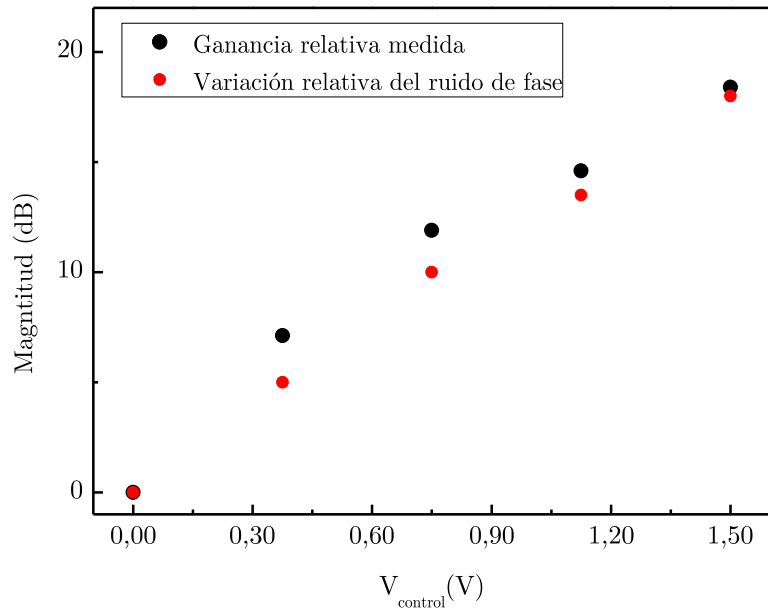
La ganancia controlada mediante  $V_{\text{control}}$  no sólo afecta a la magnitud de la señal de salida del sistema en lazo abierto. A la hora de calcular el ruido equivalente del preamplificador sobre el nodo de sensado, la ganancia del mismo afecta a su contribución. Esto implica que el voltaje  $V_{\text{control}}$  controla la relación señal ruido sobre el nodo de sensado, viéndose esta incrementada al incrementar la tensión de polarización.

Una vez cerrado el lazo, en condiciones de vacío, asegurando mediante un amplificador externo, cuya ganancia y fase está fijan en todo momento, una ganancia y fase suficiente como mantener la oscilación para cualquier valor de  $V_{\text{control}}$  se han medido los ruidos de fase mostrados en la figura 9.



**Figura 9.** Ruido de fase del oscilador formado por la palanca de tungsteno y el amplificador de ganancia regulable. Las distintas curvas se corresponden con los distintos valores de  $V_{control}$ .

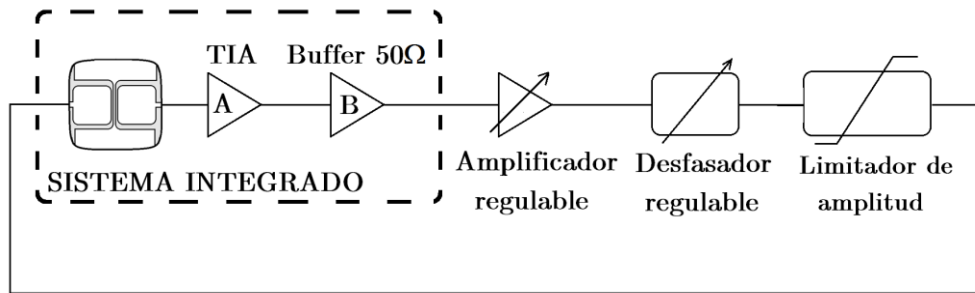
El valor plano del ruido de fase lejos de la portadora se ve modificado por el voltaje de control, ya que este controla la relación señal ruido del sistema lejos de la portadora. Mediante este sistema se puede observar como al igual que la magnitud experimenta un cambio del orden de 20dB respecto a  $V_{control}$ , la relación señal ruido del sistema también lo hace lejos de la portadora. El ruido de fase cerca de la portadora, al depender de los productos de intermodulado que surgen de la no linealidad del resonador y amplificador, al no depender de la potencia de la señal de oscilación se mantiene constante para todos los casos. En la figura 10 se comparan los valores de ruido de fase lejos de la portadora, normalizados respecto al mínimo valor frente a la variación relativa de ganancia en el amplificador.



**Figura 10.** Comparación de la variación de la ganancia relativa del amplificador y el ruido de fase relativo lejos de la portadora, viéndose que la dependencia de ambos respecto a  $V_{\text{control}}$  es la misma, por lo que se demuestra que la relación señal ruido depende del ruido equivalente a la entrada del preamplificador.

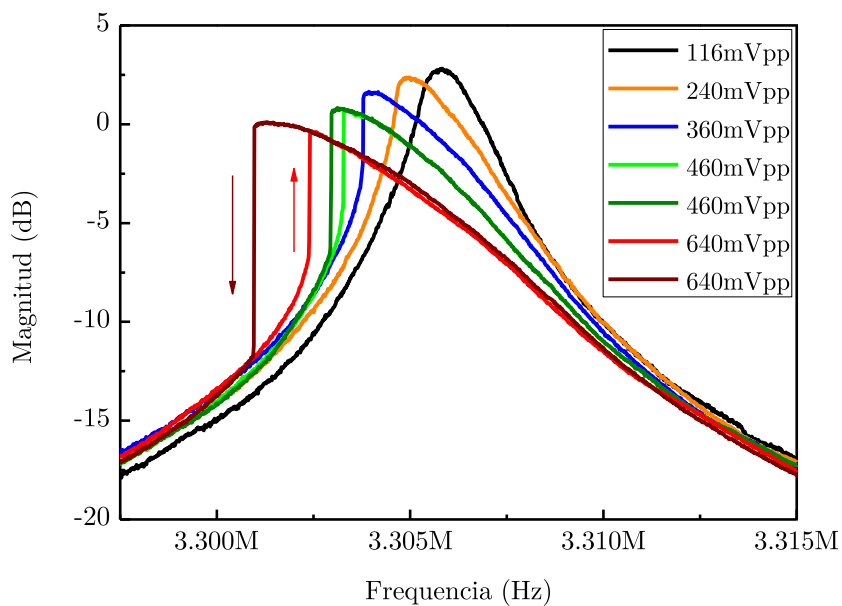
### 3.4 Oscilador con control de amplitud

El sistema que se describe a continuación se ha basado en el descrito en la figura 11. Está formado por el chip que contiene el amplificador diferencial simétrico junto a una palanca de tungsteno. Este sistema incluye un amplificador y un regulador de fase externos para fijar las condiciones del criterio de Barkhausen, y por último, un dispositivo limitador de amplitud [1]. Este sistema recorta la señal cuando esta sobrepasa una amplitud dada, permitiendo controlar la amplitud de la señal que realimenta al resonador, y al mismo tiempo, fijando la amplitud de oscilación en todos los puntos del sistema oscilador. Esta amplitud límite puede ser regulada mediante un voltaje externo.



**Figura 11.** Esquema para la implementación del oscilador incluyendo un limitador de amplitud. Este limitador controla la amplitud de excitación del resonador MEMS y la amplitud de equilibrio del sistema oscilador.

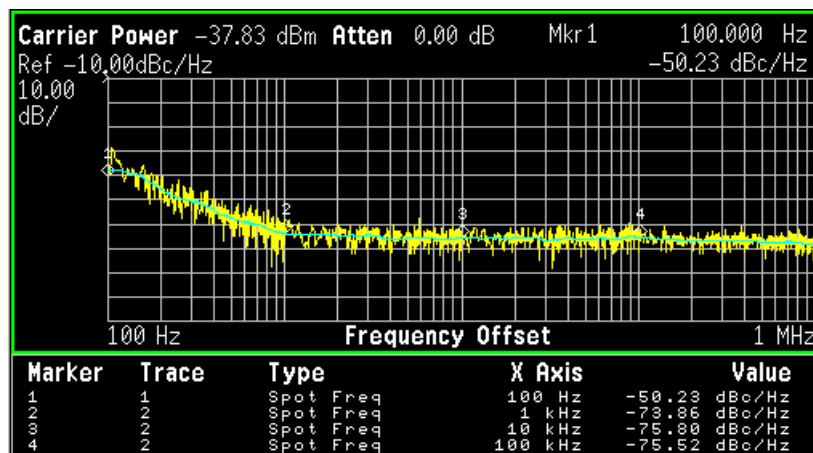
El principal objetivo de controlar la amplitud de oscilación, sin producir una variación en la contribución de la fase, es el poder controlar el grado de no linealidad del resonador MEMS del sistema mientras el punto de operación se mantiene sobre la resonancia. Para poder conocer el nivel de no linealidad del resonador se ha caracterizado la no linealidad del mismo (Ver figura 12).



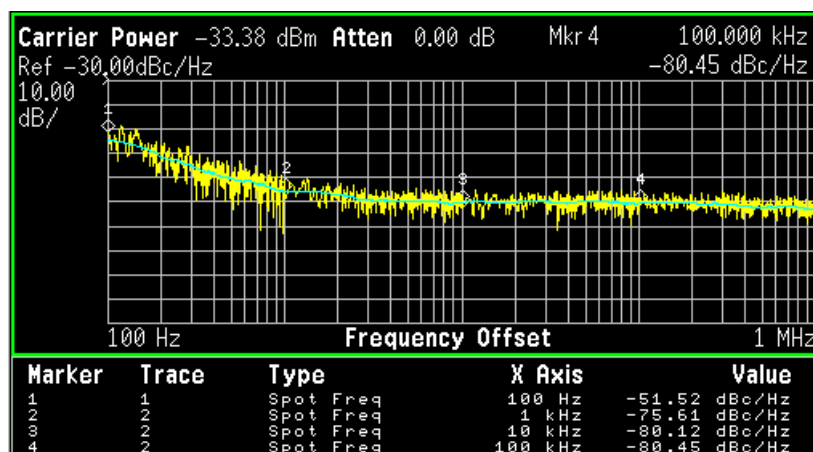
**Figura 12.** Comportamiento no lineal del resonador tipo palanca de tungsteno para distintas amplitudes de excitación y un voltaje de polarización de 15V.

El resonador, polarizado por una tensión de 15V, alcanza su amplitud crítica (aparece el ciclo de histéresis) para una amplitud de excitación intermedia a 360mVpp y 460mVpp. Teniendo en cuenta que la magnitud del sistema formado por el resonador (polarizado a 15V) y el amplificador diferencial integrado es inferior a 0dB (motivo por el cual se necesita un amplificador externo), el resonador alcanzará el régimen no lineal mucho antes de que el amplificador opere más allá de su punto de compresión. Esto implica que las no linealidades del sistema estarán generadas por el resonador, y el limitador de amplitud externo.

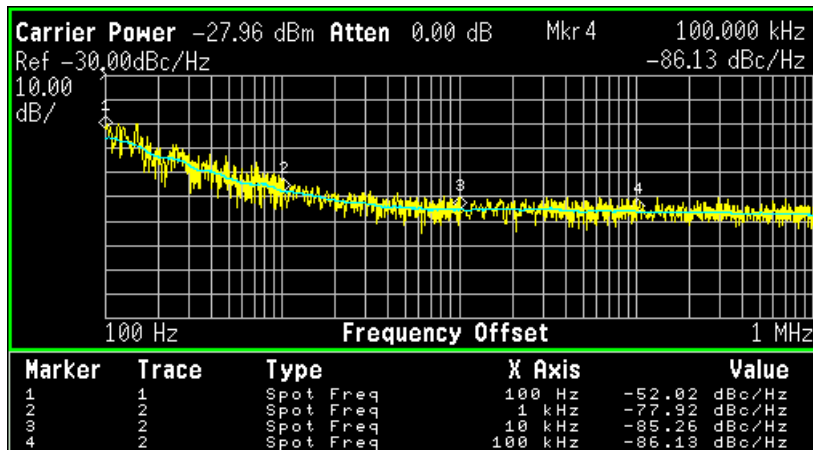
Se ha cerrado el lazo del sistema y se ha controlado la amplitud oscilación, y por lo tanto el voltaje de excitación del resonador. En la figura 13 se puede observar el resultado de la medida de los ruidos de fase correspondientes a cada amplitud de excitación, de valores comprendidos entre -37.83 dBm hasta -18.17 dBm. En este caso para caracterizar el ruido de fase se utilizó el analizador Agilent E4404B.



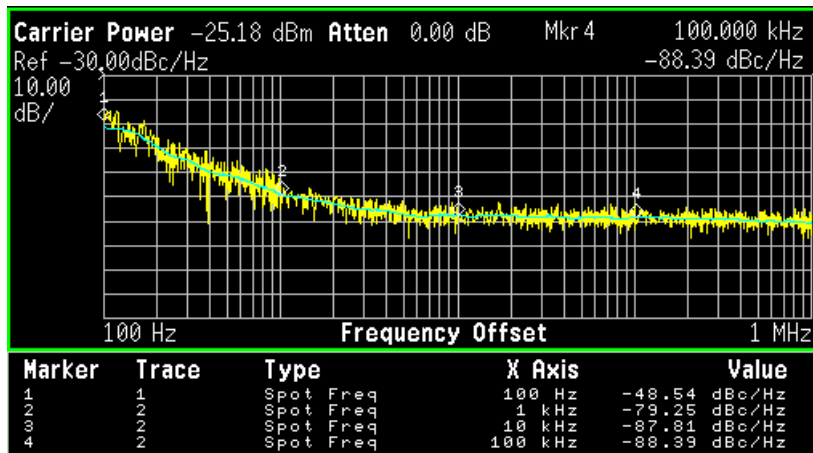
a)



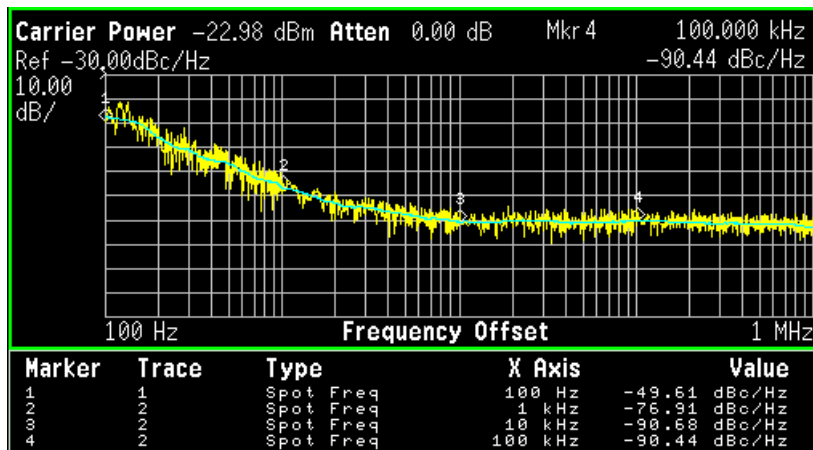
b)



c)

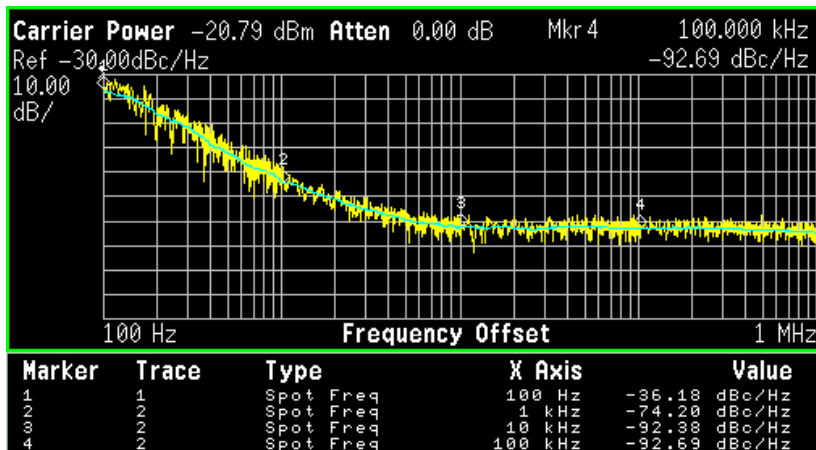


d)

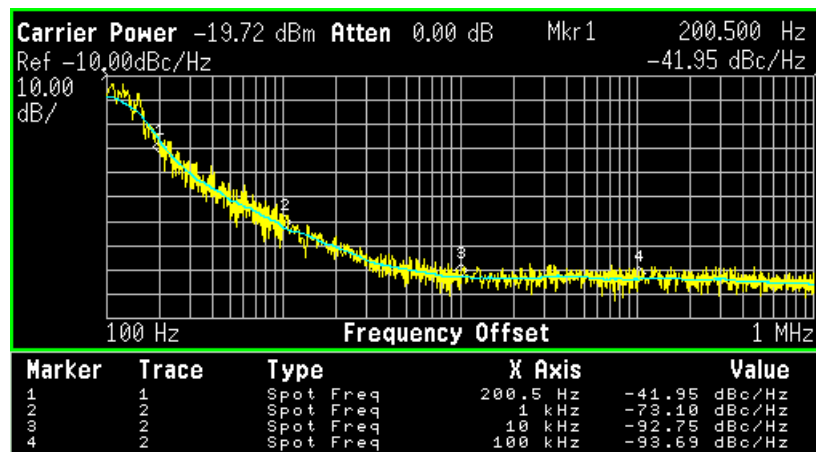


e)

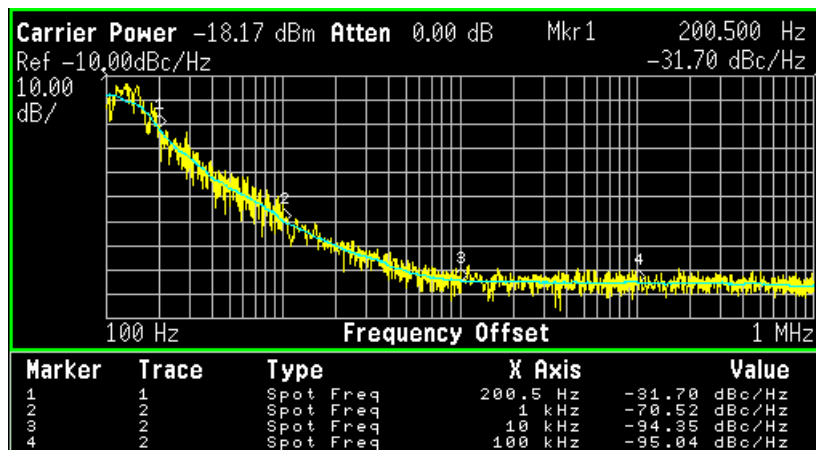




f)



g)



h)

Figura 13. Ruido de fase para el sistema formado por la palanca de tungsteno y el amplificador diferencial simétrico utilizando un sistema externo de control de amplitud para cerrar el lazo.

Amplitud excitación (mVpp)	Amplitud salida (mVpp)	Potencia (dBm)	L(f) @ 1kHz	L(f) @ 1MHz	Ruido Flicker [1/f <sup>2</sup> ]	Estado del resonador
60	8.12	-37.83	-73.86	-75.52	No	Lineal
115	13.6	-33.38	-75.61	-80.45	No	Lineal
240	25.3	-27.96	-77.92	-86.13	No	Lineal
<b>358</b>	<b>34.8</b>	<b>-25.18</b>	<b>-79.25</b>	<b>-88.39</b>	<b>No</b>	<b>Lineal</b>
480	44.9	-22.98	-76.91	-90.44	Si	No Lineal
620	57.7	-20.79	-74.20	-92.69	Si	No Lineal
720	65.3	-19.72	-73.10	-93.69	Si	No Lineal
900	73.5	-18.17	-70.52	-95.04	Si	No Lineal

**Tabla I.** Valores de ruido de fase extraídos del ruido de fase mostrado en la figura 15, correspondientes a distintas amplitudes de oscilación y excitación del resonador.

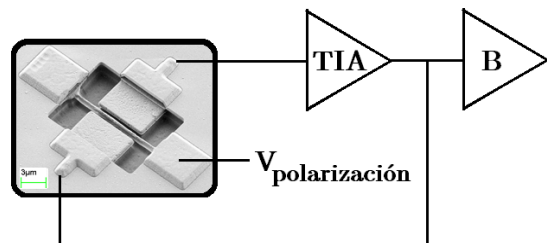
Aunque los valores de ruido de fase son peores que los mostrados en los osciladores anteriores, resulta interesante ver cómo la operación lineal/no lineal del resonador MEMS afecta al ruido de fase cerca de la portadora. Como se puede ver en la figura 13, en el momento en el que la amplitud de excitación del resonador supera la amplitud crítica (aproximadamente 358mVpp), el ruido de fase cercano a la portadora pasa de tener una dependencia cercana a la forma  $1/f^2$  a una de la forma  $1/f^3$ , debido a los procesos de intermodulado de frecuencias entre la señal portadora y el ruido Flicker producidos en el resonador no lineal. Por otra parte, el ruido de fase lejos de la portadora se ve incrementado en la misma medida que la amplitud de excitación crece, mejorando la relación señal ruido lejos de la portadora.

### 3.5 Introducción de ruido en el oscilador a través de la polarización del MEMS

Uno de los problemas de los resonadores de actuación electrostática y lectura capacitiva es la necesidad de polarizarlos con voltajes que, en la mayoría de casos salvo excepciones como [2], van desde los 5V hasta los 100V. El hecho de que el

voltaje de polarización del resonador sea superior al de la circuitería da lugar a la búsqueda de soluciones como la implementación de *charge-pumps* [3]. Estos sistemas son convertidores DC-DC, y se utilizan para generar un voltaje de polarización elevado a partir de la tensión de alimentación Vdd de la circuitería. Aunque son la principal solución a la demanda de altas tensiones de polarización, la principal desventaja de estos sistemas es la introducción de ruido en la señal que generan.

En este apartado se realiza un análisis experimental de cómo afecta este ruido en la polarización al funcionamiento del sistema oscilador MEMS integrado. Para la realización de este trabajo se ha utilizado el oscilador integrado diseñado por Jaume Verd en el grupo ECAS de la UAB [4]. Este sistema utiliza como resonador un puente de MET con una frecuencia de resonancia de 16.8 MHz. En la figura 14 se muestra el diagrama de bloques del oscilador MEMS.

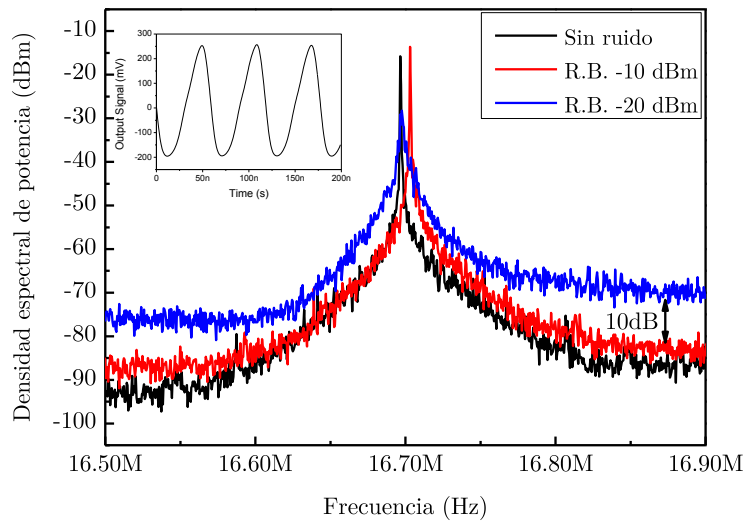


**Figura 14.** Diagrama de bloques del sistema oscilador. El resonador está conectado a la entrada y salida del amplificador de transimpedancia. El buffer de salida (adaptado a  $50\Omega$ ) está conectado al nodo de salida del amplificador.

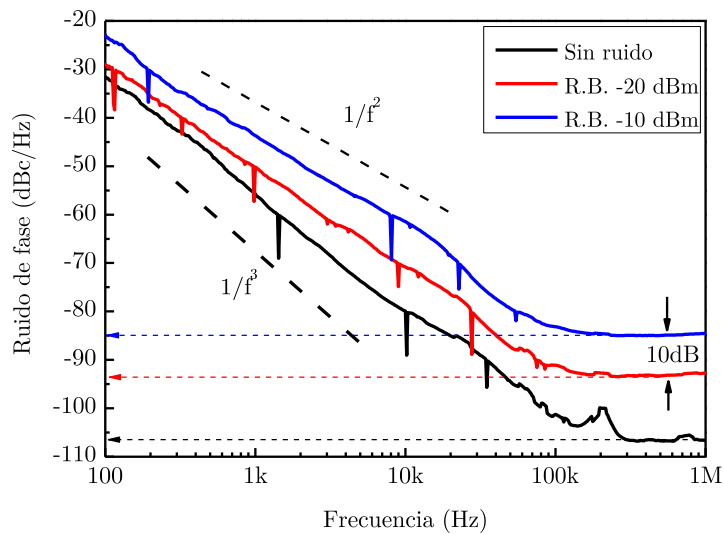
Para la caracterización se ha utilizado una fuente de tensión DC Agilent 6614C y un generador de señales Agilent 81150A para polarizar el resonador. Para realizar las medidas del espectro y ruido de fase se ha utilizado el analizador de señales Agilent E5052A. Para conseguir que el sistema oscile se ha aplicado un voltaje medio de polarización de 80V.

### 3.5.1 Perturbación del sistema mediante ruido blanco

En la figura 15.a se muestra el espectro de la señal de salida del oscilador para tres casos. El primero correspondiente a una tensión de polarización puramente DC, en la que no se ha introducido intencionalmente ruido, y dos curvas correspondientes a la introducción de ruido blanco en el voltaje de polarización. La potencia del ruido blanco es de -10dBm y -20dBm en cada caso. En la figura 15.b se puede observar el ruido de fase correspondiente a estos espectros.



a)



b)

**Figura 15.** a) Densidad espectral de potencia a la salida del oscilador cuando se introduce en la polarización una señal de ruido blanco de -20 dBm. b) Ruido de fase correspondiente al oscilador correspondiente a los espectros mostrados en a).

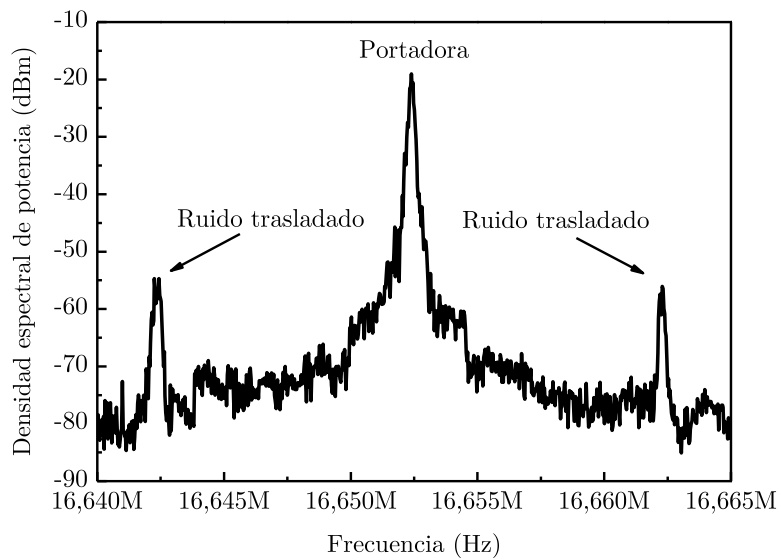
En la figura 15.a se muestra la evolución del espectro de la señal de salida del oscilador para distintas potencias de ruido blanco aplicadas a la polarización del resonador. Como puede apreciarse, el incremento en la potencia del ruido blanco es igual al incremento del ruido térmico del sistema oscilador. El incremento de ruido blanco también cambia el perfil del espectro en las cercanías de la señal portadora. Este cambio se aprecia y queda justificado viendo el ruido de fase de la señal.

En la figura 15.b se puede apreciar con mayor precisión el cambio del nivel de ruido térmico del oscilador, así como un cambio en la pendiente del ruido de fase en la cercanía de la portadora. En el caso del oscilador no perturbado la pendiente del ruido de fase es de la forma  $1/f^3$ , correspondiente al ruido Flicker de baja frecuencia trasladado por la no linealidad del resonador MEMS o el amplificador a las cercanías de la frecuencia de la señal portadora. Sin embargo, al inyectar un ruido blanco en la polarización del resonador, el ruido Flicker trasladado por las no linealidades del sistema pasa a quedar oculto bajo el ruido térmico filtrado por el resonador con una dependencia  $1/f^2$ . Esto genera el cambio en la dependencia respecto a la frecuencia del ruido de fase cercano a la portadora.

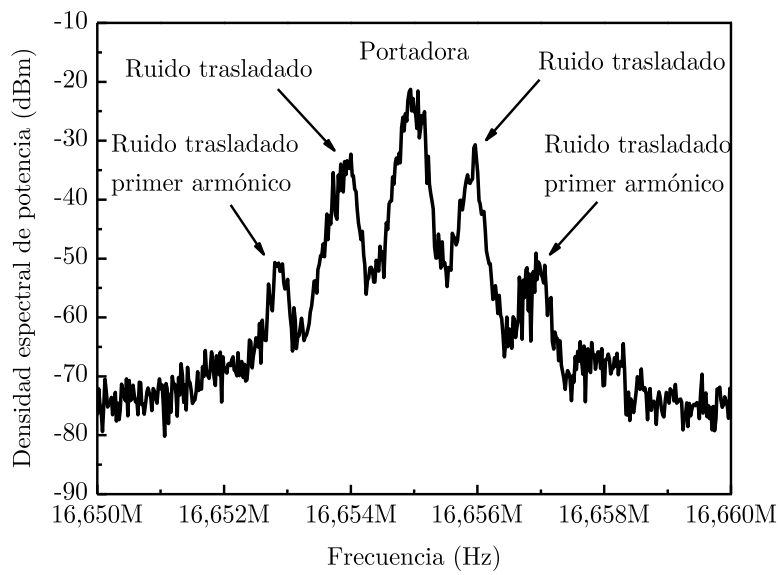
### 3.5.2 Perturbación del sistema mediante un tono puro

La señal de polarización producida por la *charge-pump* puede tener una componente de ruido blanco. Sin embargo, debido a su funcionamiento interno, la tensión DC que genera este sistema suele estar acompañada de un rizado de baja frecuencia. En la siguiente caracterización vamos a añadir a la tensión de polarización una señal sinusoidal (tono puro) simulando el efecto de este rizado.

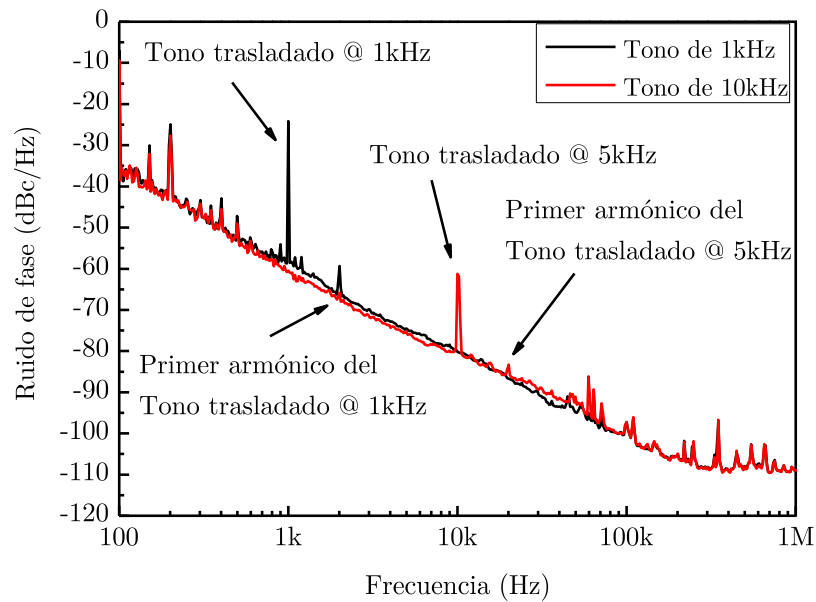
En la figura 16.a y 16.b se muestra el espectro de la señal de salida del oscilador para dos casos. El primero (figura 16.a) correspondiente a la aplicación de un tono puro de potencia -20dBm y una frecuencia de 1kHz. El segundo (figura 16.b) corresponde a la aplicación de un tono puro de potencia -20dBm y una frecuencia de 10kHz. En la figura 16.c se muestra el ruido de fase correspondiente a ambos espectros.



a)



b)



c)

**Figura 16.** Densidad espectral de potencia a la salida del oscilador cuando se introduce en la polarización una señal de -20 dBm a una frecuencia de a) 1 kHz, b) 10 kHz. c) Ruido de fase correspondiente a los espectros mostrados en A y B.

Como puede observarse en la figura 16.a y 16.b introducir tonos de baja frecuencia en la polarización del resonador tiene como consecuencia la aparición de los mismos en la cercanía de la señal portadora a una frecuencia  $\Delta f$  igual a la frecuencia del tono puro de ruido. Cuanto menor es la frecuencia del tono menor es  $\Delta f$  y la potencia de la señal trasladada.

## 4 Osciladores SilTerra 0.18 $\mu$ m

En los apartados anteriores se han mostrado los resultados de los osciladores implementados utilizando la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. A continuación, en el presente apartado, se va a mostrar un oscilador monolíticamente integrado en la tecnología SilTerra 0.18 $\mu$ m. Debido a que los dos módulos del sistema, amplificador y resonador MEMS, son sistemas que podrán estar operando en la región no lineal se va a realizar un análisis detallado del comportamiento no lineal de ambos por separado. Una vez analizados ambos se estudiará como su

interacción puede ser utilizada para mejorar el comportamiento del ruido de fase del sistema oscilador.

El estudio del comportamiento no lineal del amplificador se ha pospuesto hasta este apartado en lugar de incluirse en el capítulo IV para facilitar la cohesión en la explicación de los fenómenos no lineales relacionados con el presente oscilador CMOS-MEMS.

#### 4.1 Análisis de la no linealidad del resonador

Como se ha dicho, la estabilización de la amplitud se produce cuando la transimpedancia y la resistencia mecánica del resonador se igualan. Normalmente el dispositivo que limita el crecimiento de la amplitud mediante la no linealidad es el sistema amplificador (reduciendo su transimpedancia), sin embargo, como se mostró en el apartado dedicado al resonador tipo puente implementado en la tecnología SilTerra 0.18 $\mu$ m (ver figura 17), este resonador muestra un fuerte amortiguamiento no lineal al superar una amplitud de excitación dada (incrementando su impedancia mecánica). Este fenómeno puede ser aprovechado para utilizar el resonador MEMS como elemento no lineal limitador de amplitud, permitiendo al amplificador operar en el régimen lineal y por lo tanto reduciendo la contribución de ruido Flicker por parte del amplificador sobre el ruido de fase del sistema oscilador.

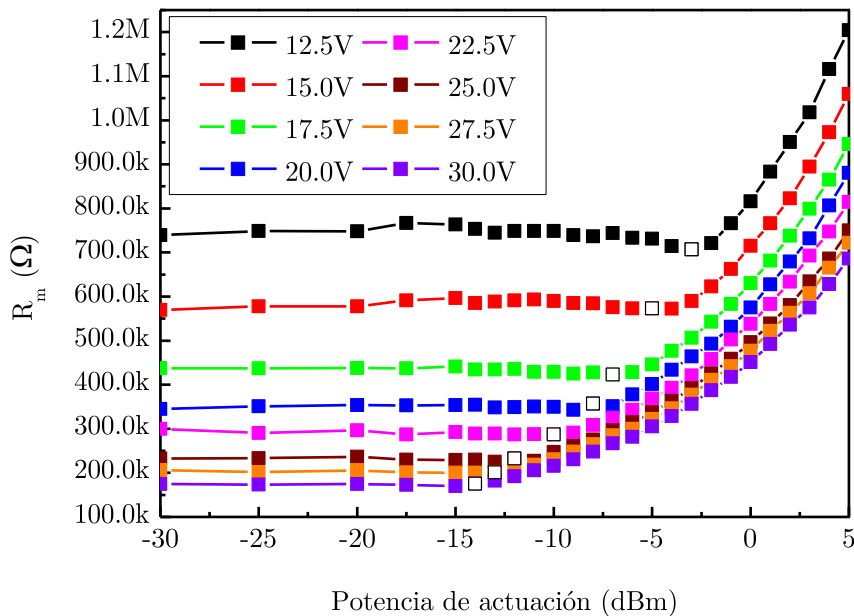


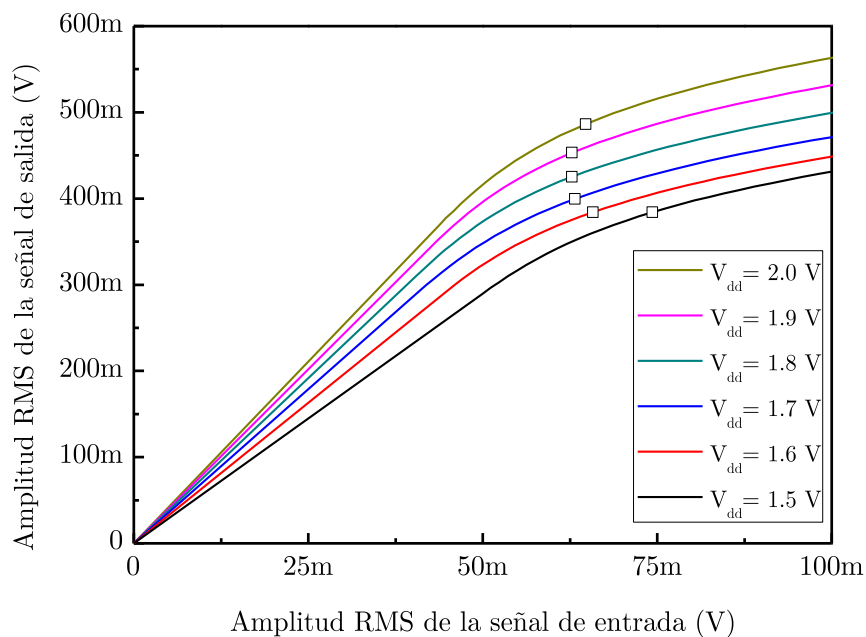
Figura 17. Familia de curvas correspondiente a la resistencia mecánica



equivalente del resonador MEMS para distintos valores de voltaje de polarización DC representadas frente a la potencia de actuación. Los cuadrados blancos indican la amplitud crítica de actuación a partir de la cual aparece un ciclo de histéresis en la respuesta frecuencial del resonador.

## 4.2 Análisis de la no linealidad del amplificador

La tensión de alimentación recomendada para la tecnología SilTerra 0.18um es de 1.8V. Sin embargo, con el objetivo de modificar el ancho de banda, y por lo tanto la ganancia y fase a 24MHz, la tensión de alimentación  $V_{dd}$  utilizada en el amplificador va desde los 1.5V hasta los 2V. La tensión de alimentación no sólo regula la fase y la magnitud del amplificador a 25MHz, esta tensión también controla afecta a la no linealidad del amplificador. La figura 18 muestra la amplitud de la señal de salida respecto a la amplitud de la señal de entrada para el modulo amplificador del sistema oscilador utilizando distintas tensiones  $V_{dd}$  de alimentación.



**Figura 18.** Simulación de la señal de salida frente a la señal de entrada para distintos valores de tensión de alimentación  $V_{dd}$  a una frecuencia de 24 MHz. Los cuadrados sobre las curvas corresponden al punto de compresión (1dB) de cada curva.

La tabla II muestra la dependencia de los distintos parámetros del amplificador respecto a la tensión de alimentación  $V_{dd}$ .

	Tensión de alimentación $V_{dd}$ (V)					
	2.0V	1.9V	1.8V	1.7V	1.6V	1.5V
Ganancia V/V (dB)	18.4	18.2	17.8	17.3	16.2	14.8
Ganancia de transimpedancia I/V (dB $\Omega$ )	132.5	132.3	132.0	131.4	130.4	128.9
Fase de la transimpedancia I/V ( $^{\circ}$ )	5.1	3.6	-2.0	-5.9	-11.3	-15.8
Punto de compresión (1dB) (mV <sub>rms</sub> )	64.7	62.8	62.7	63.2	65.8	74.3
Ruido de salida (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) @24 MHz	712	696	664	627	553	470
Amplitud de salida (correspondiente al punto de compresión (1dB)) (V <sub>rms</sub> )	0.487	0.469	0.440	0.418	0.387	0.361

Tabla II. Parámetros del amplificador simulado para distintos valores de  $V_{dd}$ .

### 4.3 Análisis del sistema oscilador

El oscilador que se va a analizar está completamente integrado a nivel de chip en la tecnología SilTerra 0.18 $\mu\text{m}$ . El esquema interno del oscilador se muestra en la figura 19.

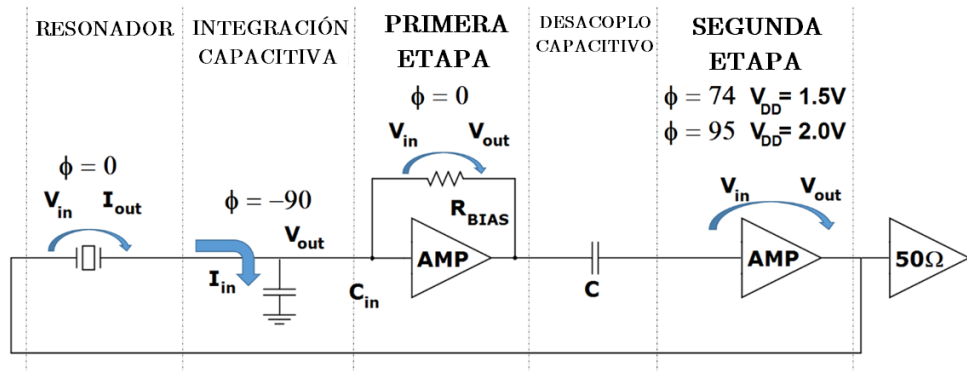


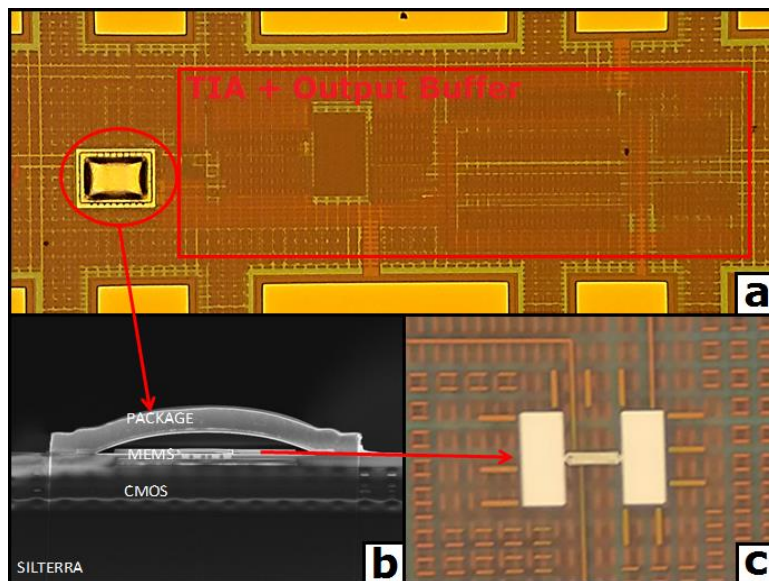
Figura 19. Esquema del sistema oscilador integrado compuesto de dos etapas CMOS y un buffer de salida adaptado a  $50\Omega$ .

El sistema puede dividirse en cinco componentes: Resonador MEMS, integración capacitiva, primera etapa, desacoplo capacitivo y segunda etapa. En el esquema se indica la contribución de fase total de cada componente. El sistema se ha diseñado para tener una ganancia superior a 0 dB y una contribución de fase

ajustable próxima a  $0^\circ$  (entre  $-15.8^\circ$  y  $5.1^\circ$ ) a una frecuencia de 24 MHz con el fin de fijar el punto de operación en la frecuencia de resonancia del resonador.

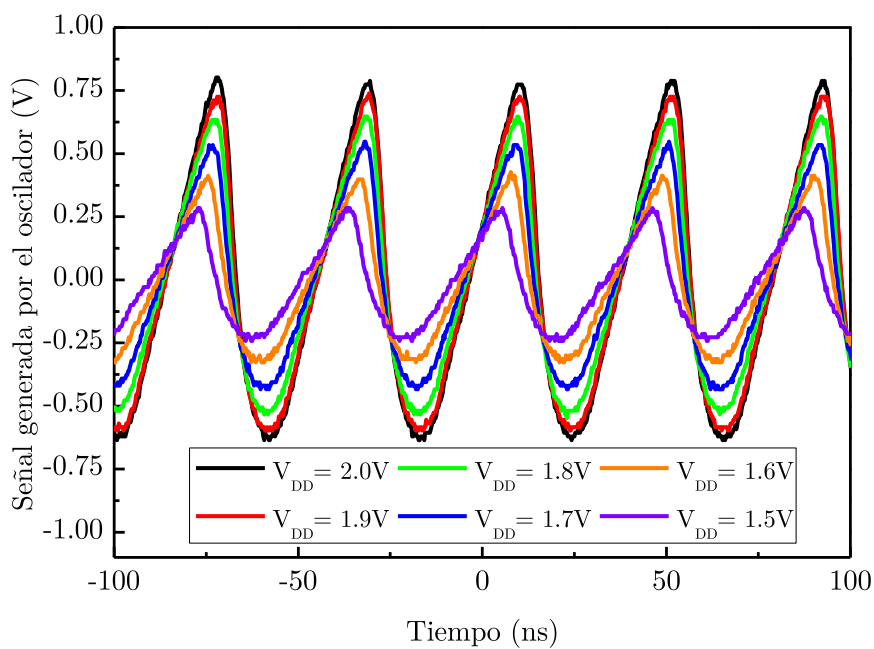
#### 4.4 Funcionamiento del sistema oscilador

La figura 20 muestra las imágenes correspondientes al sistema oscilador implementado en la tecnología SilTerra 0.18 $\mu$ m.

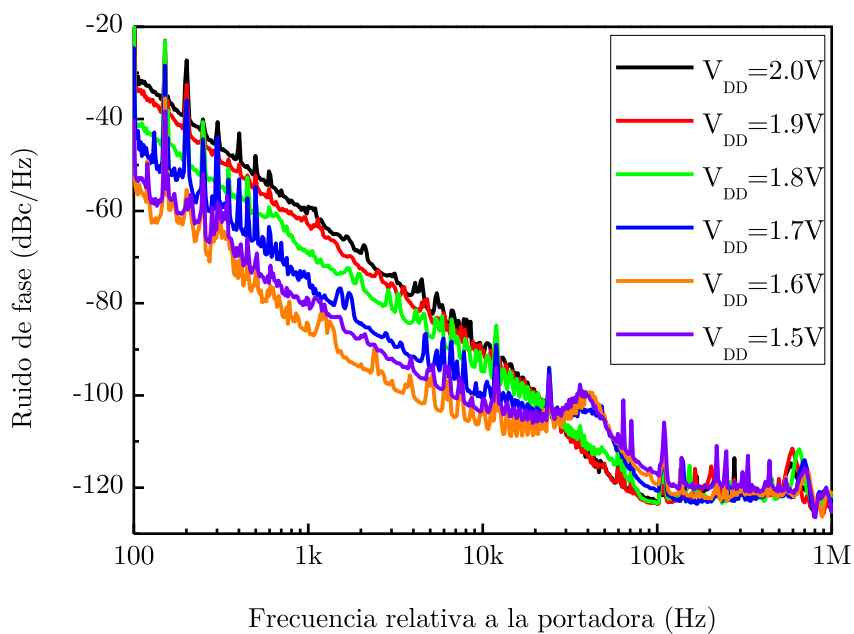


**Figura 20.** a) Imagen óptica del oscilador integrado CMOS-MEMS. b) Imagen SEM del resonador mostrando el sistema de encapsulado. c) Imagen óptica del resonador MEMS antes del proceso de encapsulado, en el que puede distinguirse la estructura tipo puente.

El sistema ha sido testeado mostrando el correcto funcionamiento del sistema oscilador. En la figura 21 se muestra la señal temporal generada por el sistema para distintas tensiones de alimentación  $V_{dd}$ , medidas a través del buffer de salida. El ruido de fase de este sistema ha sido capturado con el analizador Agilent E5052A Signal Source Analyzer.



a)



b)

**Figura 21.** a) Señal generada por el sistema oscilador para un voltaje de

polarización del resonador de 20V y distintos valores de  $V_{dd}$ . b) Ruido de fase de las señales mostradas en a).

Los resultados mostrados en la figura 21 se resumen en la tabla III.

$V_{DD}$ (V)	Frecuencia de oscilación(MHz)	Amplitud de oscilación en el nodo de salida del amplificador		Amplitud en el nodo de salida del amplificador correspondiente a los puntos de compresion (1dB) simulados. ( $V_{rms}$ )
		( $V_{rms}$ )	(dBm)	
1.5	23.866	0.116	-3.15	0.361
1.6	23.862	0.237	0.50	0.387
1.7	23.856	0.338	3.58	0.418
1.8	23.840	0.413	5.33	0.440
1.9	23.832	0.476	6.55	0.469
2.0	23.825	0.500	6.99	0.487

**Tabla III.** Parámetros de la señal del oscilador extraídos de la figura 23.

Como se puede observar en la figura 21.a la amplitud de oscilación depende de la tensión de alimentación  $V_{dd}$ . Este incremento se atribuye al incremento de la transimpedancia del amplificador respecto a  $V_{dd}$ . Un incremento en la transimpedancia tendrá como respuesta el crecimiento de la amplitud de oscilación, que a su vez incrementará el amortiguamiento del resonador, incrementando su resistencia mecánica hasta que esta vuelva a igualarse a la transimpedancia, quedando la amplitud de oscilación estabilizada.

Por otra parte, la frecuencia de oscilación se ve reducida con  $V_{dd}$  un total de 41kHz. Esto es resultado del incremento de la amplitud de excitación del resonador, produciendo una inclinación de la curva de resonancia hacia frecuencias inferiores.

La tabla III, en combinación con las figuras 17 y 18, permite estimar el estado de operación tanto del amplificador como del resonador MEMS. De acuerdo a la figura 17, el resonador MEMS muestra una amplitud crítica de excitación de -7.5 dBm (equivalente a 94.3 mV<sub>rms</sub> sobre una carga de 50Ω) cuando el resonador está polarizado por un voltaje de 20V. Por lo tanto, para todas las tensiones de alimentación  $V_{dd}$  mostradas en la tabla III el resonador MEMS está operando en el régimen no lineal. Por otra parte, para las tensiones  $V_{dd}$  de 2 y 1.9V el amplificador está operando sobrepasando su punto de compresión, y por lo tanto presentando un régimen de operación no lineal. Para los voltajes de polarización entre 1.5 y 1.8V el amplificador pasa a operar en el régimen lineal. Como consecuencia en el sistema oscilador hay dos posibles mecanismos de estabilización

de la amplitud. En el primer caso, correspondiente al rango de tensiones  $V_{dd}$  de 2 y 1.9V el amplificador reduce su transimpedancia a la vez que el resonador MEMS incrementa su resistencia mecánica. Como resultado, ambos módulos del sistema operan en el régimen no lineal. En el segundo caso el amplificador mantiene la transimpedancia que le corresponde para cada valor de  $V_{dd}$ , mientras que es el resonador MEMS el que incrementa su resistencia mecánica, siendo este el único módulo operando en el régimen no lineal.

Los dos mecanismos de estabilización de la amplitud dan lugar a dos comportamientos distintos en el ruido de fase:

El ruido de fase correspondiente al primer caso mantiene su valor independientemente de la tensión  $V_{dd}$ . Cerca de la portadora esto se debe a que la contribución de ruido dominante de dependencia  $1/f^3$  viene de la no linealidad del amplificador, que apenas cambia con  $V_{dd}$ . El ruido de fase plano lejos de la portadora apenas varía tampoco, ya que el incremento en la amplitud de oscilación viene acompañado con un incremento en la componente de ruido del amplificador a 24 MHz.

En el segundo caso se puede apreciar como el nivel de ruido de fase cerca de la portadora se ve reducido respecto al primer caso. Es importante destacar el cambio de ruido de fase cerca de la frecuencia portadora para los distintos voltajes  $V_{dd}$ . Una reducción de 1.8 V a 1.6 V en la tensión de alimentación  $V_{dd}$  mejora la cerca de la frecuencia portadora. Sin embargo, la reducción posterior de la tensión ( $V_{dd}$  1.5 V) aumenta el ruido de fase. Lográndose por lo tanto un valor óptimo para la tensión  $V_{dd}$  1,6 V. Este efecto se puede explicar a partir del punto de operación del sistema de oscilador.

Para cerrar el bucle, la variación de fase de la segunda etapa debe ser contrarrestada con la contribución de fase del resonador MEMS, con el fin de obtener una fase total en lazo abierto de  $0^\circ$  (Criterio de Barkhausen). Como se puede ver en la tabla II, una reducción en la tensión  $V_{dd}$  implica una reducción de la fase de amplificador (de  $5.1$  a  $-15.8^\circ$ ). Por lo tanto, la fase MEMS resonador necesita cambiar de  $-5.1$  a  $15.8^\circ$ . Estas fases corresponden a puntos de operación a ambos lados de la frecuencia de resonancia o punto de bifurcación superior en el caso no lineal. Producir una variación en la fase del amplificador permite desplazar el punto de operación sobre la curva de resonancia del MEMS, hasta centrarse en el punto de bifurcación, donde el sistema obtiene un valor para el factor de calidad infinito, y por lo tanto minimizando el ruido de fase cerca de la portadora. El punto de operación de la figura 4 más cercano al punto de bifurcación se corresponde con la tensión  $V_{dd}$  de 1.6V. Para los valores de la fuente de alimentación de 1,5, 1,7, y 1,8 V, la pendiente de fase con respecto a la frecuencia es menor, lo que se reduce el factor de calidad eficaz y a su vez el deterioro del ruido de fase cercano a la portadora en comparación con el caso óptimo de 1.6V.

La Tabla IV resume la mejora del comportamiento observado en el ruido de fase del sistema oscilador CMOS-MEMS para los diferentes voltajes  $V_{dd}$ , obteniendo una mejora del ruido de fase de 25 dBc/Hz a una frecuencia relativa a la portadora de 100Hz y 1kHz, y una mejora de 15 dBc/Hz a 10kHz.

Valores obtenidos	Valor de ruido de fase medido (dBc/Hz)			
	@ 100Hz	@ 1kHz	@ 10kHz	@ 1MHz
Mejor ( $V_{DD} = 1.6V$ )	-55	-85	-105	-119
Peor ( $V_{DD} = 2.0V$ )	-30	-60	-90	-123

**Tabla IV.** Valores de ruido de fase para el sistema oscilador. En la tabla se muestra el mejor y el peor resultado medido.

## 5 Conclusiones

En el presente capítulo se han mostrado osciladores CMOS-MEMS basados en dos tecnologías, la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m y la tecnología SilTerra 0.18 $\mu$ m. Los osciladores implementados en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m no han podido ser integrados monolíticamente, ya que la elevada resistencia mecánica de los resonadores ha hecho necesario disponer del apoyo de un sistema externo que permitiese alcanzar el estado de oscilación. Sin embargo, los preamplificadores diseñados en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m han conseguido reducir la relación señal ruido en el nodo de sensado, lo que ha implicado una mejora en la reducción del ruido de fase lejos de la portadora. La tabla V muestra un resumen de los parámetros de los osciladores CMOS-MEMS realizados, mostrando frecuencia de operación, voltaje de polarización y valores de ruido de fase.

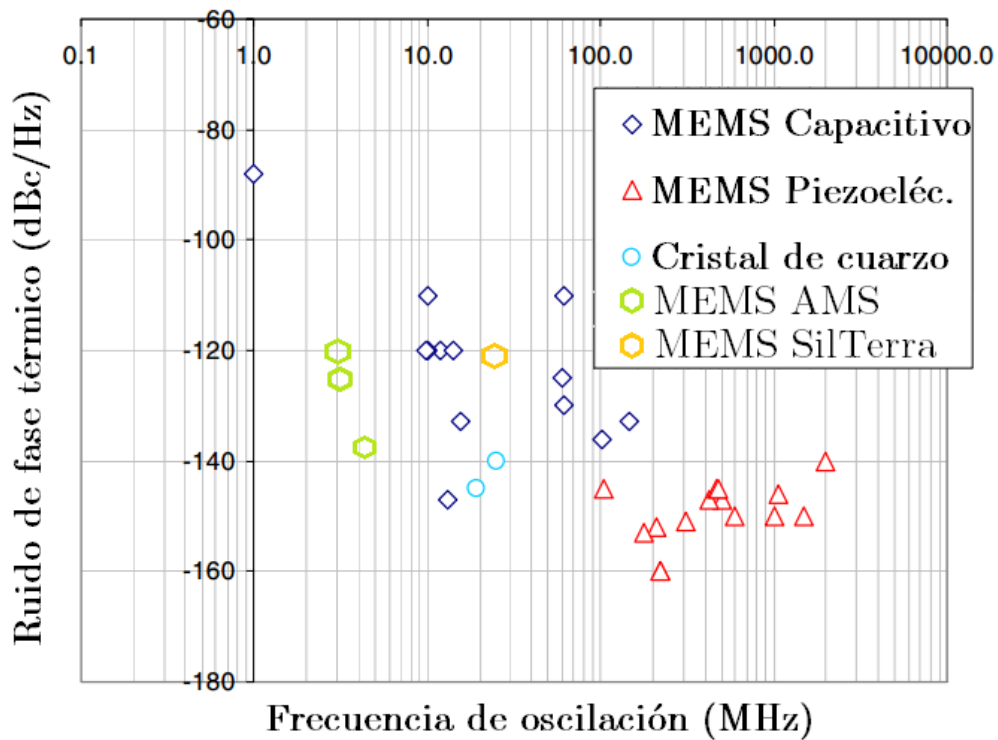
Sistema	Push-Pull Palanca	Push-Pull Puente	Ganancia regulable Palanca	Amplificador simétrico Palanca
Material del resonador	Tungsteno - VIA			
Frecuencia de operación (MHz)	3.15	4.21	3.0	3.0
Resistencia mecánica (kΩ)	$2.31 \cdot 10^3$	$2.8 \cdot 10^3$	937	$12.6 \cdot 10^3$
Tensión de polarización (V)	35	15	55	15
Ruido de fase 1kHz/1MHz	-70 / -125	-85 / -137	-100 / -120	-80 / -120

**Tabla V.** Tabla comparativa de los parámetros de los osciladores CMOS-MEMS presentados en el capítulo.

La tabla V puede compararse con la gráfica mostrada en la figura 5 del capítulo I donde se comparan las componentes de ruido térmico en el ruido de fase de distintos osciladores MEMS (ver figura 22).

Como puede verse en la figura 22, la relación señal ruido obtenida lejos de la frecuencia portadora se encuentra entre los mejores valores dentro de la figura 24 cuando se compara con el estado del arte de los osciladores capacitivos. Además, el valor de ruido térmico del oscilador basado en el puente de tungsteno queda como segundo valor más bajo en la gráfica 22, dentro de la categoría de osciladores capacitivos.





**Figura 22.** Valores de ruido térmico en osciladores de cuarzo, MEMS capacitivos y MEMS piezoeléctricos. A esta figura se le han añadido los valores correspondientes a los osciladores de AMS (en verde) y el oscilador de SiTerra (en amarillo).

## 6 Referencias

- [1] Seungbae Lee and Clark T-C Nguyen, "Influence of automatic level control on micromechanical resonator oscillator phase noise", 2003 IEEE International Frequency Control Symposium. May 2003, pp 341-349. 2003
- [2] J. Verd, A. Uranga, J. Segura and N. Barniol "CMOS-MEMS Oscillator with Bias Voltage Below 3V".The 17th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems. Transducers 2013.
- [3] Yousr Ismail, Haechang Lee, Sudhakar Pamarti, Chih-Kong Ken Yang. "A 34V Charge Pump in 65nm Bulk CMOS Technology". ISSCC Conference. 2014
- [4] J. Verd, A. Uranga, J. Segura and N. Barniol, "A 3V CMOS-MEMS oscillator in 0.35 $\mu$ m CMOS technology," in 2013 Transducers and Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS and EUROSENSORS 2013.

# VII. Conclusiones

## 1 Contribuciones

Las contribuciones de la presente tesis doctoral al estado del arte han sido varias. Primero, se ha desarrollado un estudio de la viabilidad a la hora de implementar resonadores de tungsteno basados en la capa de VIA de la tecnología AMS 0.35 $\mu$ . Utilizando el tungsteno como material estructural se han diseñado resonadores de tipo viga y de tipo torsional. Las propiedades mecánicas del tungsteno tales como su densidad, módulo de Young y dimensiones geométricas mínimas de gap no son competitivas con el polisilicio a la hora de diseñar MEMS resonadores. Sin embargo, como principal ventaja, este material ha permitido incrementar la reproducibilidad en la fabricación de los sistemas MEMS, ya que se ha reducido la deformación vertical y horizontal inicial debida al estrés acumulado en la fabricación. Además, estos MEMS implementados en tungsteno sólo necesitan de un tiempo de ataque máximo 4 minutos para quedar totalmente liberados, mientras que para los niveles de MET y POLY los ataques no sólo son más largos sino que hay que realizarlos de forma iterada hasta que la estructura queda liberada.

La segunda contribución, relacionada con los resonadores MEMS implementados en la tecnología SilTerra 0.18 $\mu$ m, ha sido la caracterización de los efectos no lineales que tienen lugar en los sistemas resonadores MEMS tales como el damping no lineal, la aparición simultánea de dos ciclos de histéresis o el incremento de la estabilidad en temperatura de un resonador respecto al régimen de operación al pasar a operar en un régimen no lineal.

A la hora de diseñar preamplificadores para sensar la corriente mociónal del resonador se ha conseguido reducir el ruido térmico equivalente a la entrada, consiguiendo que la relación señal ruido en el nodo de sensado en el puente de tungsteno llegue a ser de -137 dBc/Hz. Un valor más de 30dB más bajo que el obtenido para sistemas implementados previamente en la tecnología AMS

0.35 $\mu\text{m}$  en otros materiales más óptimos para la implementación de sistemas osciladores MEMS como el polisilicio.

En el oscilador CMOS-MEMS monolítico se ha logrado hacer operar al resonador MEMS en el régimen no lineal mientras que se mantenía al amplificador operando linealmente. A la vez que se conseguía esta condición, se hacía trabajar al resonador en el punto de bifurcación superior, obteniendo una mejora en el ruido de fase en las cercanías de la frecuencia portadora superior a 25 dBc/Hz. Confirmando la teoría del oscilador MEMS cuyo resonador opera en el régimen no lineal.

## **2 Línea futura**

A continuación se muestra la línea futura de investigación, orientada a optimizar los resultados obtenidos a lo largo de la presente tesis y la búsqueda de nuevos resultados.

### **2.1 Circuitería CMOS**

En el capítulo IV dedicado al diseño CMOS se han mostrado distintos sistemas dedicados al sensado y amplificado de la corriente mociónal de salida del resonador MEMS. Sin embargo los sistemas presentados pueden ser optimizados en varios puntos, estos se tratan a continuación en los siguientes subapartados.

#### **A) Reducción del ruido Flicker**

El ruido Flicker en los amplificadores operacionales comerciales suele tener una frecuencia límite de codo máxima de 1kHz, sin embargo, en los sistemas diseñados esta frecuencia de codo se encuentra en 10kHz en el mejor de los casos y 5MHz en el peor de los casos. Esto implica que en cuanto aparezca algún tipo de no linealidad en el amplificador (si se opera en lazo abierto) o en cualquiera de ambos el resonador o el amplificador (si se opera en lazo cerrado en configuración de oscilador) el ruido Flicker se verá trasladado a las cercanías de la frecuencia portadora. En esta situación se produce un grave deterioro en el ruido de fase de la señal de salida.

El primer método para reducir el ruido Flicker se basa en minimizar la contribución del ruido de los transistores de la primera etapa. Para ello se recomienda utilizar transistores de entrada PMOS en lugar de NMOS.

Como segundo paso, es necesario que el área de los transistores de la primera etapa, incluyendo los de entrada sea lo más grande posible. Esto contradice el objetivo de minimizar la capacidad de entrada del amplificador, por lo que su aplicación puede tener más consecuencias negativas que positivas, ya que se reduce el ruido Flicker del transistor pero se incrementa a su vez el efecto del mismo sobre el nodo de sensado al reducir la capacidad de integración.

Como tercera solución está el diseño de una primera etapa en la que se asegure que siempre se va a trabajar en la región lineal, por lo que no habrá productos de intermodulado. A continuación, a la salida de esta etapa, se ha de implementar un filtro pasa altos, que filtre en la mayor medida posible las componentes de baja frecuencia del ruido Flicker. Este sistema ya se ha aplicado en el amplificador seguidor, en el que el ruido Flicker equivalente a la salida es el más reducido de todos con una frecuencia de corte de 10kHz.

## **B) Implementación de un sistema de control automático de ganancia**

En el presente capítulo se ha mostrado un amplificador diferencial de ganancia regulable. A partir de este amplificador, y mediante un sistema de realimentación negativa de la ganancia basado en un detector de pico, se puede diseñar un sistema de control de la amplitud de salida del amplificador. Este sistema tendría una doble función. Primero, permitiría trabajar en un sistema oscilador a ambos, el amplificador y el resonador, en el régimen lineal. Esto eliminaría los efectos de intermodulado de frecuencia y ayudaría a mejorar el ruido de fase de la señal de salida en las cercanías de la frecuencia portadora. Segundo, permitiría fijar la amplitud de realimentación del resonador, controlando su nivel de no linealidad, permitiendo explorar las posibilidades de los osciladores MEMS no lineales.

Este sistema se ha comenzado a implementar a nivel de simulación en Cadence, sin embargo, no ha sido posible finalizarlo dentro del tiempo límite de la tesis, ya que la complejidad en el diseño de sistema que funcione correctamente supera la de los diseños que se han presentado en este capítulo. Es por esto que de cara a estudiar los osciladores no lineales sería importante retomar este tipo de sistemas de control de amplitud.

## **C) Implementación de un sistema desfasador**

En la última etapa de la presente tesis se ha comenzado a implementar un sistema de control de fase. Pero aunque a nivel de simulación en Cadence el sistema funcionaba correctamente una vez implementado en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m su funcionamiento no era correcto. Por lo tanto resultaría de gran

importancia el lograr obtener este tipo de sistema, ya que como se vió en el capítulo III, este sistema operando en lazo cerrado permite fijar el punto de operación sobre la curva de resonancia del resonador MEMS, lo que es de suma importancia a la hora de trabajar con resonadores operando en el régimen no lineal.

## 2.2 Resonadores CMOS-MEMS: AMS 0.35 $\mu\text{m}$

En el proceso de fabricación de los resonadores basados en el tungsteno como material estructural se han observado dos comportamientos inesperados en la fabricación. Es importante reflexionar cuales han sido las causas de la aparición de estos comportamientos, ya que permiten aplicar soluciones a los resonadores presentados y crear nuevas estructuras que permitan minimizar aún más los parámetros de diseño de las capas de la tecnología CMOS.

### A) Combinación de dos niveles de VIA sin MET intermedio

El primer comportamiento inesperado ha sido observado en la doble palanca de tungsteno. Como se explicó en el apartado 2.4 se pretendía obtener una palanca de 2 $\mu\text{m}$  de grosor, y sin embargo lo que se obtuvo fueron dos palancas independientes de mismas dimensiones separadas verticalmente entre sí por una distancia de 350nm. Este sistema da lugar al diseño o la optimización de resonadores, a continuación se muestra dos aplicaciones del fenómeno de la doble VIA.

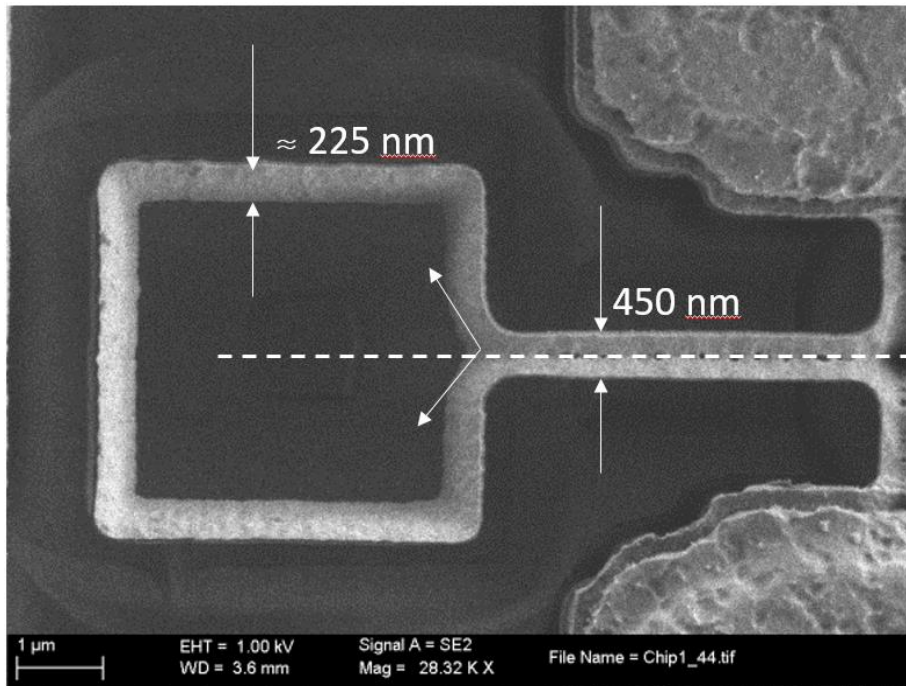
Como se ha mostrado en los resonadores torsionales de tungsteno existe la necesidad de reducir el gap entre la estructura resonante y los electrodos. El método más fácil de lograrlo es implementar como electrodo la capa VIA2 en lugar de la capa MET2, cuyo gap se ha demostrado de 350 $\mu\text{m}$  en lugar del gap de 1.3 $\mu\text{m}$  obtenido con la capa MET2 como electrodo. La figura de mérito  $FoM_1$  se ha estimado para este nuevo valor de resistencia mecánica, incluyéndose el punto marcado por una cruz en la figura 49. En el caso de que se lograra realizar este diseño el resonador torsional pasaría a ser competitivo con los resonadores de polisilicio para la  $FoM_1$  y  $FoM_2$ .

Además, la implementación del resonador en las capas VIA3 y VIA2 permite realizar sistemas multipalanca acoplados, sistemas de interés para el grupo ECAS debido a que pueden ser utilizados para incrementar la estabilidad en frecuencia de sistemas osciladores a través de la sincronización del sistema multipalanca.

### B) Desdoblamiento lateral de la capa de VIA

En el resonador torsional se detectó un comportamiento anómalo inesperado. Como se puede observar en la imagen SEM del resonador mostrada en la figura 1,

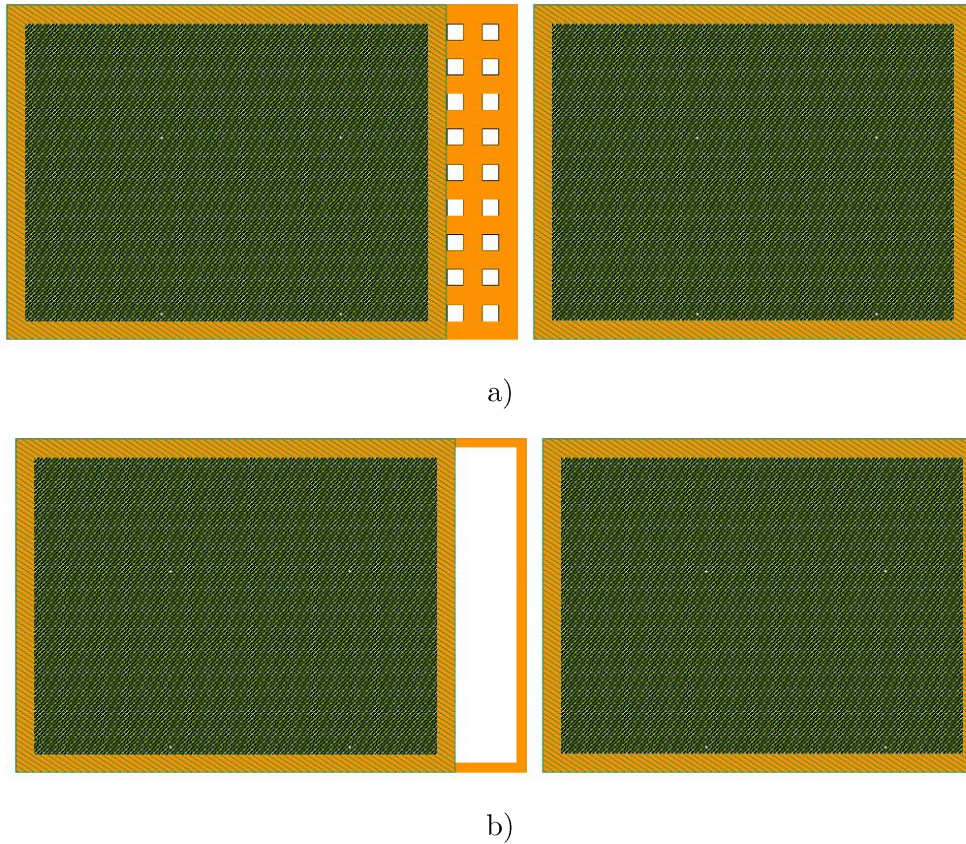
la viga del resonador torsional tiene una anchura de 450nm (anchura mínima de la capa de tungsteno). Sin embargo, cuando la viga llega al extremo en el que se localiza la maya cuadrada esta no sólo queda hueca, sino que la viga se desdobra en dos mitades, siendo el ancho del perímetro del cuadrado de aproximadamente 225nm en lugar de 450nm. Esta reducción en el ancho de la capa manteniendo el grosor permite realizar resonadores que conservando el área de acoplo pueden incrementar su frecuencia de resonancia a la par que incrementar su factor de calidad.



**Figura 1.** Imagen SEM del resonador torsional. La capa de VIA queda desdoblada en dos mitades a lo largo del perímetro del cuadrado del extremo.

La causa por la que ha ocurrido este desdoblamiento de la capa de VIA está en las dimensiones de los huecos definidos dentro del cuadrado del extremo del balancín. La distancia mínima entre dos capas de VIA3 es de 450μm. El ancho del hueco que se ha definido es de 500nm. Aunque inicialmente se cumple la norma de diseño de la distancia entre dos capas de VIA el resultado ha sido la fabricación únicamente del perímetro del cuadrado, quedando este vacío.

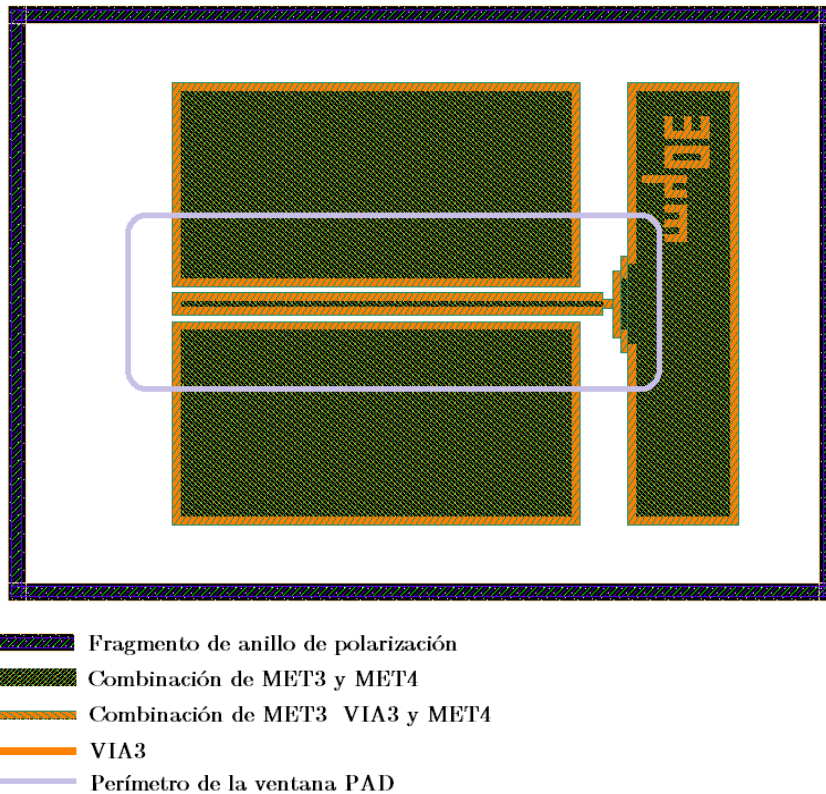
Con el objetivo de comprobar que el fallo de fabricación ha estado relacionado con el tamaño de los huecos, y con la intención de diseñar un resonador tipo puente de 225nm de grosor se ha propuesto el layout mostrado en la figura 2.



**Figura 2.** Layout del resonador MEMS tipo puente de tungsteno con un ancho de 225nm. El sistema está diseñado para ser excitado a un puerto, por lo que el puente está unido al electrodo de lectura, y situado enfrente del electrodo de excitación. En la figura a) se muestra el layout y en la figura b) el resultado del resonador que se espera obtener tras la fabricación.

### C) Palanca combinación de MET, VIA y SiO<sub>2</sub>

El tercer comportamiento anómalo, este caso no dependiente de la fabricación, ha sido el bajo factor de calidad de la palanca sándwich. Como se mencionó en el apartado 2.3 en el que se presentaba la palanca tipo sándwich de W, Al y TiN, el factor de calidad de la palanca puede ser mejorado si su principal contribución del anclaje. Para ello se ha rediseñado el layout reduciendo el área de anclaje como se muestra en la figura 3.



**Figura 3.** Diseño de la palanca multicapa donde se intenta reducir la disipación de energía del anclaje.

#### D) SiO<sub>2</sub> como material estructural

En el grupo ECAS el SiO<sub>2</sub> siempre se ha utilizado como material sacrificial y los metales o polisilicio como material estructural. A día de hoy no se han invertido los papeles de estos materiales. Como posibilidad de trabajo futuro se plantea la posibilidad de, tras estudiar el tungsteno como material estructural, estudiar el SiO<sub>2</sub> como material estructural. Para utilizar el SiO<sub>2</sub> como material estructural habría que desarrollar una nueva receta para eliminar el aluminio y el tungsteno dándoles el papel de material sacrificial.

### 2.3 Resonadores CMOS-MEMS: SilTerra 0.18μm

La tecnología SilTerra 0.18μm, debido a su gap de 90nm, experimenta un nivel de no linealidad eléctrica y otros fenómenos no lineales muy superiores a los observados en la tecnología AMS 0.35μm. Es por esto que este capítulo se ha basado en la caracterización empírica de los fenómenos no lineales de los resonadores. Sin embargo, resulta de interés conocer el origen teórico de estos



efectos para poder diseñar un resonador optimizando sus parámetros no lineales. Si bien es cierto que las no linealidades hasta tercer, quinto o séptimo orden han sido bien estudiadas en la bibliografía, a día de hoy todavía quedan dos fenómenos de los observados que no quedan bien explicados desde el punto de vista teórico en la bibliografía. Ambos se enumeran a continuación, y su estudio contribuiría a incrementar el conocimiento actual de los fenómenos no lineales en resonadores MEMS/NEMS.

## **2.4 Eliminación del efecto A-f en el oscilador no lineal**

En el apartado 3.1 C se ha realizado un análisis de la influencia sobre un oscilador MEMS de un resonador que muestra simultáneamente dos ciclos de histéresis. En este tipo de resonadores existe un punto de operación óptimo que mejora la estabilidad del sistema oscilador respecto a las configuraciones propuestas previamente en la actual bibliografía.

Este análisis surge de la caracterización del comportamiento no lineal del resonador en lazo abierto. Sin embargo, no ha sido posible fijar este punto de operación en un sistema oscilador. Por lo tanto, el objetivo actual debe centrarse en lograr este punto de operación, y comprobar empíricamente si la predicción del modelo es correcta.

## **2.5 Damping no lineal**

El damping no lineal es un tema actual de alto interés y poco desarrollado dentro de la literatura de los resonadores NEMS. A día de hoy la modelización de este fenómeno y la justificación de su aparición siguen sin estar clara. Sin embargo, poder tener la capacidad de diseñar el parámetro que lo regula sería de suma importancia en su aplicación a sistemas como los osciladores MEMS.

## **2.6 Compensación térmica**

El efecto de compensación térmica que se ha mostrado en el apartado 5 se basa en la caracterización empírica. Por lo tanto, sería importante proseguir con el estudio de esta compensación estudiando la dependencia térmica de los términos no lineales de la ecuación diferencial no lineal del resonador MEMS. Esto permitiría diseñar un rango de compensación más amplio que el mostrado (aproximadamente 40°C), a la par que permitiría centrarlo alrededor de la temperatura deseada (distinta de los -20°C actuales).

## 2.7 Osciladores CMOS-MEMS

Uno de los objetivos de la presente tesis ha sido el estudiar el efecto de los resonadores no lineales sobre los sistemas osciladores MEMS. Después de la caracterización de todos los sistemas osciladores presentados, como autor, llego a la conclusión de que la forma más asequible de realizar este estudio es el aprovechar la tecnología CMOS-MEMS para diseñar un resonador integrado junto a un preamplificador lineal que permita sensar correctamente el movimiento del resonador. Sin embargo, una vez implementado este sistema, la manera más versátil de realizar el estudio es el integrar un sistema externo en una placa PCB compatible con las frecuencias de MHz. Este sistema debe ser capaz regular la amplitud de oscilación, ya sea mediante un comparador de amplitud regulable o un sistema realimentado que controle la ganancia automáticamente para fijar la amplitud de oscilación. También de controlar la fase con la que se realimenta al resonador. Si se consigue diseñar un preamplificador que opere en el rango lineal, este se puede complementar externamente con un filtro pasa-banda a la frecuencia del resonador, reduciendo considerablemente las componentes de ruido lejano a la resonancia, así como el elevado ruido Flicker que presenta el circuito preamplificador.

Las ventajas de implementar este sistema completo monolíticamente son evidentes, sin embargo, el diseño de los distintos módulos del sistema, junto al diseño del resonador MEMS deben de seguir optimizándose. Después de comparar los resultados obtenidos para resonadores de polisilicio, aluminio y tungsteno se concluye que el polisilicio es el mejor material para la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m y el diseño de osciladores CMOS-MEMS debe orientarse hacia este material, por lo que se combinará el amplificador push-pull, con el cual se ha obtenido el mejor ruido de fase térmico con los resonadores de tungsteno, en los que se previamente a la tesis se han obtenido los mejores resultados de ruido de fase en las cercanías de la señal portadora.

## 3 Publicaciones durante la tesis doctoral

A continuación se listan los congresos en los que se han aceptado los trabajos durante la presente tesis doctoral y las revistas en las que se han aceptado artículos o se encuentran en proceso de revisión.

### 3.1 Congresos

- G. Sobreviela, M. Riverola, A. Uranga, N. Barniol, E. Marigó, and M. Soundara-Pandian. "Passive Temperature Compensation Method for MEMS

Resonators Based on the Nonlinear Duffing Effect”. IFCS, New Orleans, USA, May 2016.

- M. Riverola, G. Sobreviela, A. Uranga, and N. Barniol. “Intrinsic Feedthrough Current Cancellation in a See-Saw CMOS-MEMS Resonator for Integrated Oscillators”. IFCS, New Orleans, USA, May 2016.

- A. Uranga, G. Sobreviela, N. Barniol, E. Marigó, C. Tay-Wee-Song, M. Shunmugam, A. A. Zainuddin, A. Kumar-Kantimahanti, V. Madhavan and M. Soundara-Pandian. “Dual-clock with single and monolithic 0-level vacuum packaged MEMS-on-CMOS resonator”. 28th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), Estoril, Portugal, 18-22 Jan. 2015.

- G. Sobreviela, M. Riverola, A. Uranga, and N. Barniol. “Effect of the Nonlinearity in the Phase noise of a Monolithic MEMS on CMOS Oscillator”. IFCS, Denver, CO, April 12-16, 2015.

- G. Sobreviela, M. Riverola, A. Uranga and N. Barniol. “Noise Effects on Resonator Bias Polarization in CMOS-MEMS Oscillators”. IEEE Sensors, Valencia, Spain, 2-5 Nov 2014.

- G. Sobreviela, A. Uranga and N. Barniol. “Tunable transimpedance sustaining-amplifier for high impedance CMOS-MEMS resonators” PRIME, Grenoble, France, June 30 - July 3, 2014.

- G. Sobreviela, A. Uranga and N. Barniol. DCIS 2013 28th Conference on Design of Circuits and Integrated Systems. Nov 27-29, 2013. San Sebastian, Donostia, Spain.

### 3.2 Artículos en revistas

- **Guillermo Sobreviela**, Gabriel Vidal-Álvarez, Martín Riverola, Arantxa Uranga, Francesc Torres, and Núria Barniol. “Suppression of the A-f-mediated noise at the top bifurcation point in a MEMS resonator with both hardening and softening hysteretic cycles”. Enviado a “Sensors and Actuators A: Physical”. 2015

- **G. Sobreviela**, M. Riverola, F. Torres, A. Uranga and N. Barniol. “Optimization of the close-to-carrier Phase Noise in a CMOS-MEMS oscillator using a Phase Tunable Sustaining-Amplifier”. Enviado a “IEEE UFFC”. 2016

- M. Riverola, G. Vidal-Álvarez, **G. Sobreviela**, A. Uranga, F. Torres and N. Barniol. “Dynamic Properties of Three-Terminal Tungsten CMOS-NEM Relays Under Nonlinear Tapping Mode”. IEEE Sensors Journal. Vol 16, Issue 13. 2016.

- M. Riverola, G. Sobreviela, F. Torres, A. Uranga, N. Barniol. “A Monolithically integrated torsional CMOS-MEMS relay” Ace”tado en Journal of Microelectronic Microengineering.

- Francesc Torres, Arantxa Uranga, Martí Riverola, **Guillermo Sobreviela** and Núria Barniol. “Enhancement of Frequency Stability using Synchronization of a

Cantilever Array for MEMS-based sensors” Enviado a “Sensors: Physical Sensors”.  
2016

# Anexo I

En este anexo se incluye todo el material de laboratorio utilizado durante el desarrollo de la presente tesis.

El material se ha dividido en cinco secciones: Sistemas de medida, Generadores de señales, dispositivos para la caracterización de los resonadores en condiciones ambientales, dispositivos para la caracterización de los resonadores en condiciones de vacío ( $10^{-3}$  mbar) y dispositivos electrónicos discretos.

## 1 Sistemas de medida



Analizador de redes: AGILENT E5100A Network Analyzer (10kHz-180MHz)



Analizador de redes: AGILENT E5071B ENA Series (300kHz-8.5GHz)



Analizador de espectros y ruido de fase:

## 2 Generadores de señales



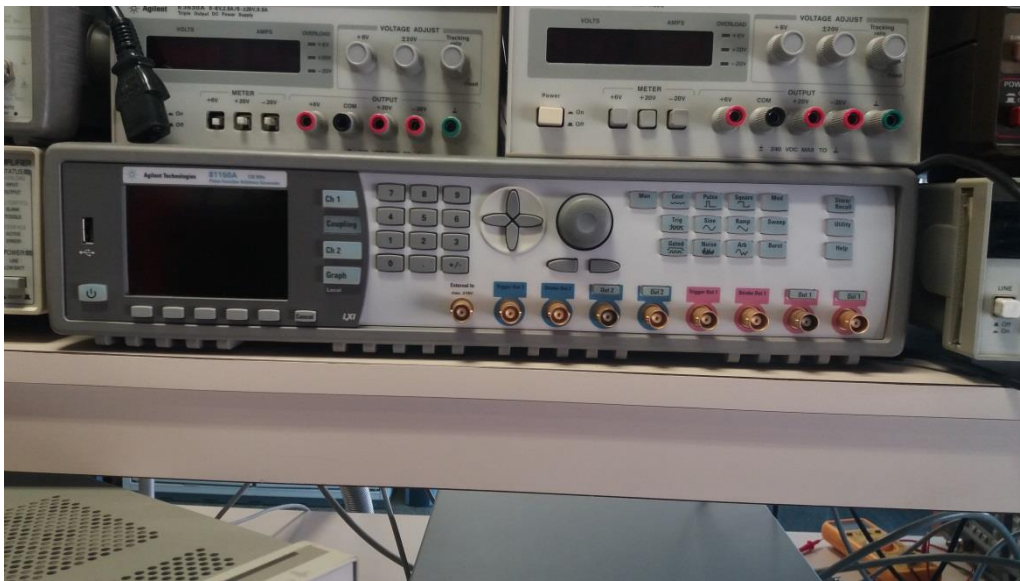
Fuente de tensión DC: KEITHLEY 230 Programmable Voltage Source.



Fuente de tensión DC: AGILENT 6614C System DC Power Supply (0-100V ; 0-0.5A).



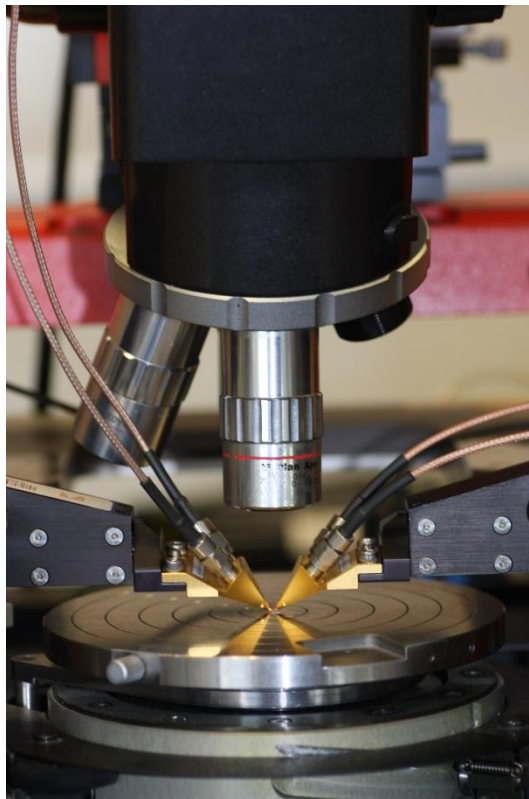
Fuente de tensión DC: KEITHLEY 2200 Programmable Power Supply (72V, 1.2A).



Generador de señales: AGILENT 81150A 120MHz Pulse Function Arbitrary Generator.

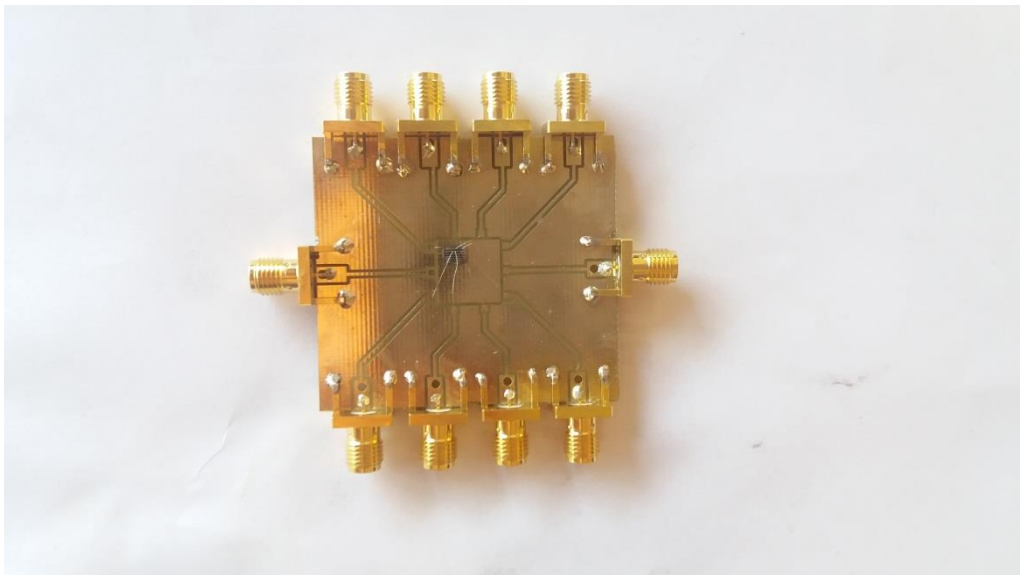


### 3 Dispositivos para medidas en aire

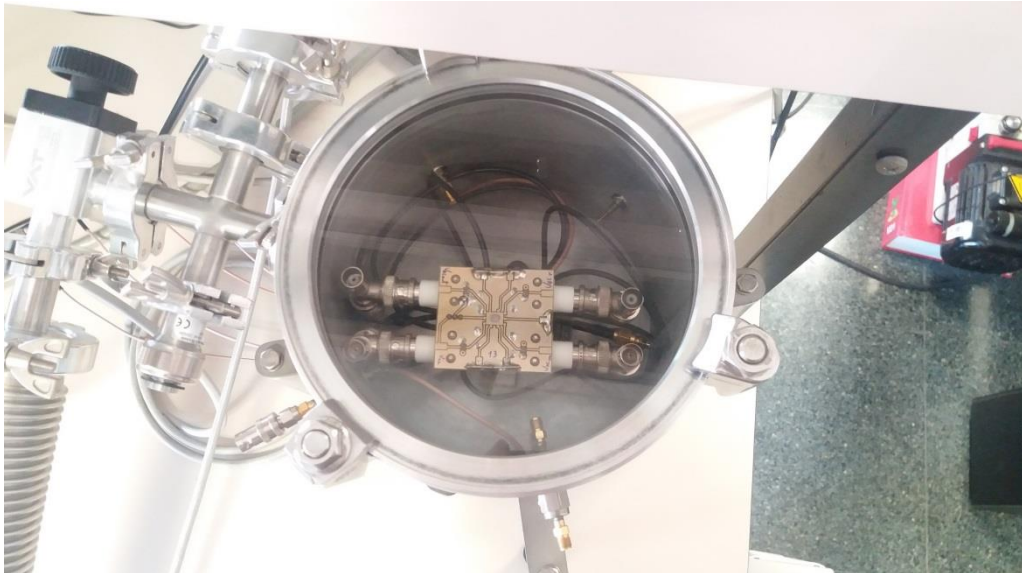


Mesa de puntas RF.

#### 4 Dispositivos para medidas en vacío

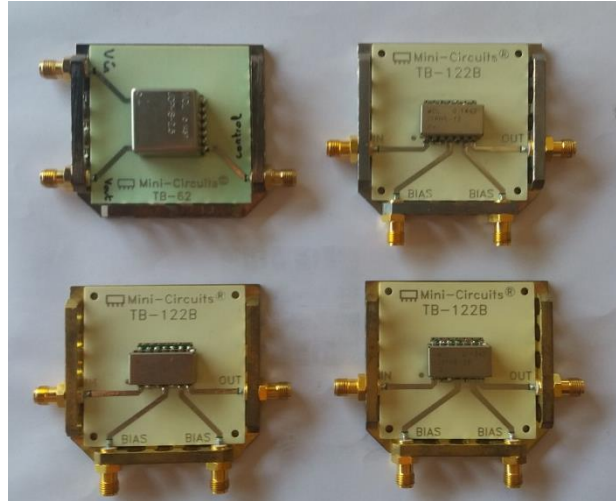


Máquina de bonding y placas RF. Manual wire bonding 4526 form  
Kulicke&Soffa

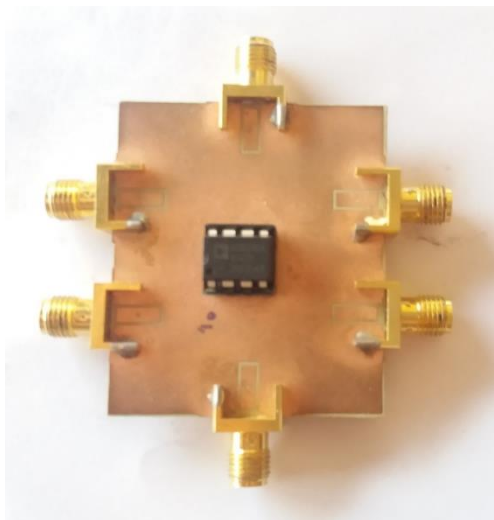


Cámara y bomba de vacío: PFEIFER VACUUM. ( $10^{-3}$  mbar).

## 5 Dispositivos electrónicos discretos



Desfasadores: Minicircuits Phase Shifter JSPHS. Modelos 2.5, 12, 16 y 26.





Limitador de amplitud (en placa): AD8036 Analog Devices (Voltage Feedback Clap Amp)



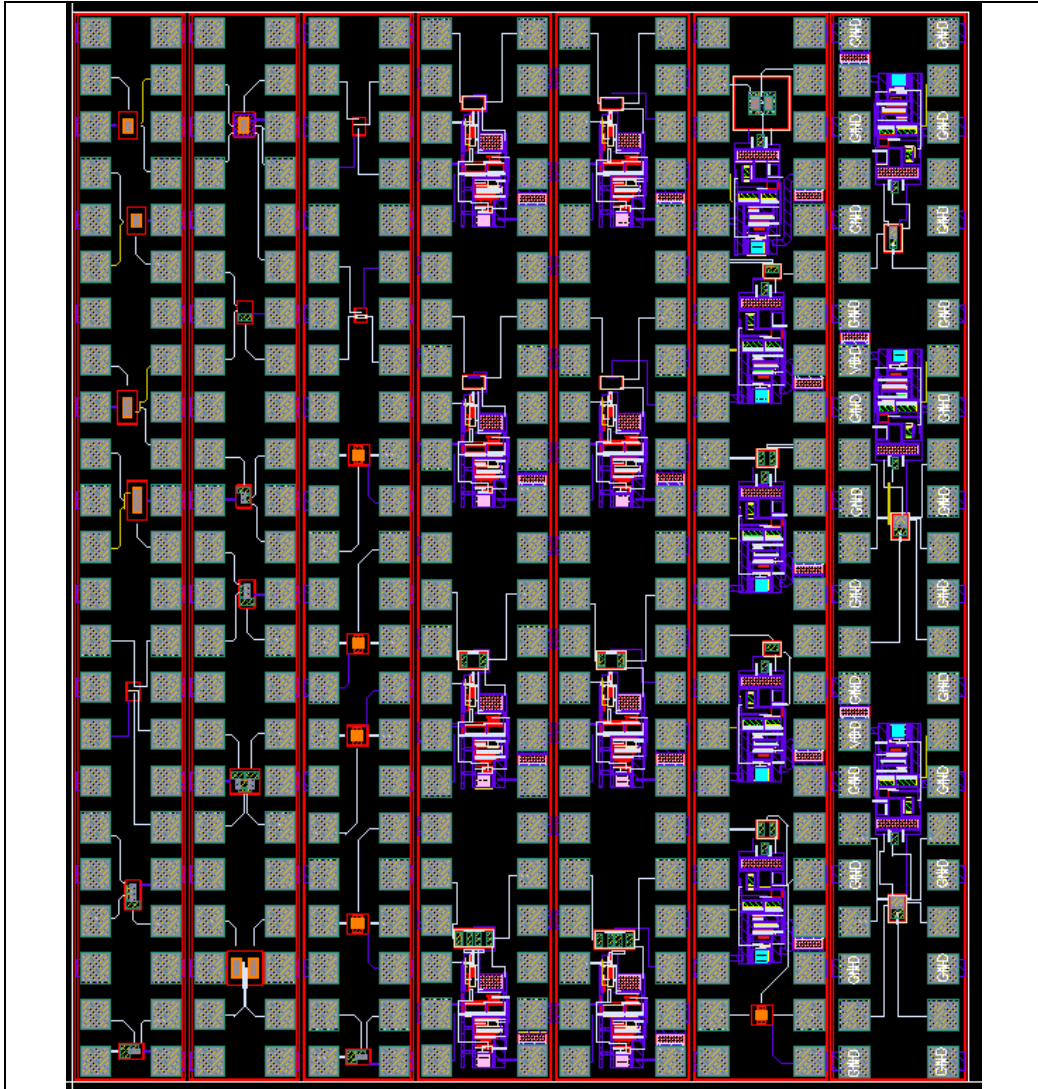
Amplificador de ganancia regulable: Minicircuits ZFL-1200G+

# Anexo II

## 1 Runes en la tecnología AMS 0.35 $\mu\text{m}$

En este anexo se incluyen los diseños completos de los distintos chips realizados en el marco del proyecto NEMSinCMOS. Durante la presente tesis se han realizado un total de 7 runes en la tecnología AMS 0.35 $\mu\text{m}$ .

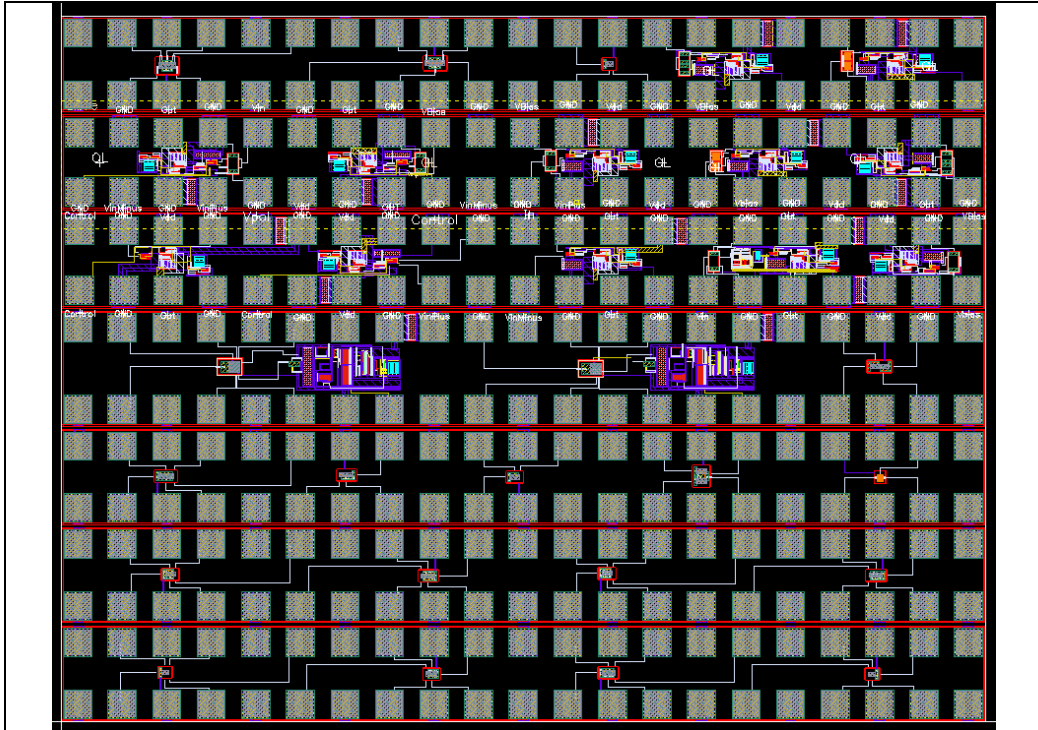
2 Marzo de 2013



Diseño del chip fabricado en el mes de Marzo de 2013 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. El chip consume un área de 3.3 mm x 2.5 mm.

<b>Diseño CMOS</b>	Amplificador diferencial de ganancia regulable para sensado capacitivo.
<b>Diseño MEMS</b>	Palancas y puentes implementadas en tungsteno e implementadas en polisilicio.
<b>Sistemas implementados</b>	Combinación del amplificador diferencial de ganancia regulable y parejas de los distintos resonadores MEMS (para la lectura diferencial). Estos sistemas se implementaron tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

### 3 Febrero 2014

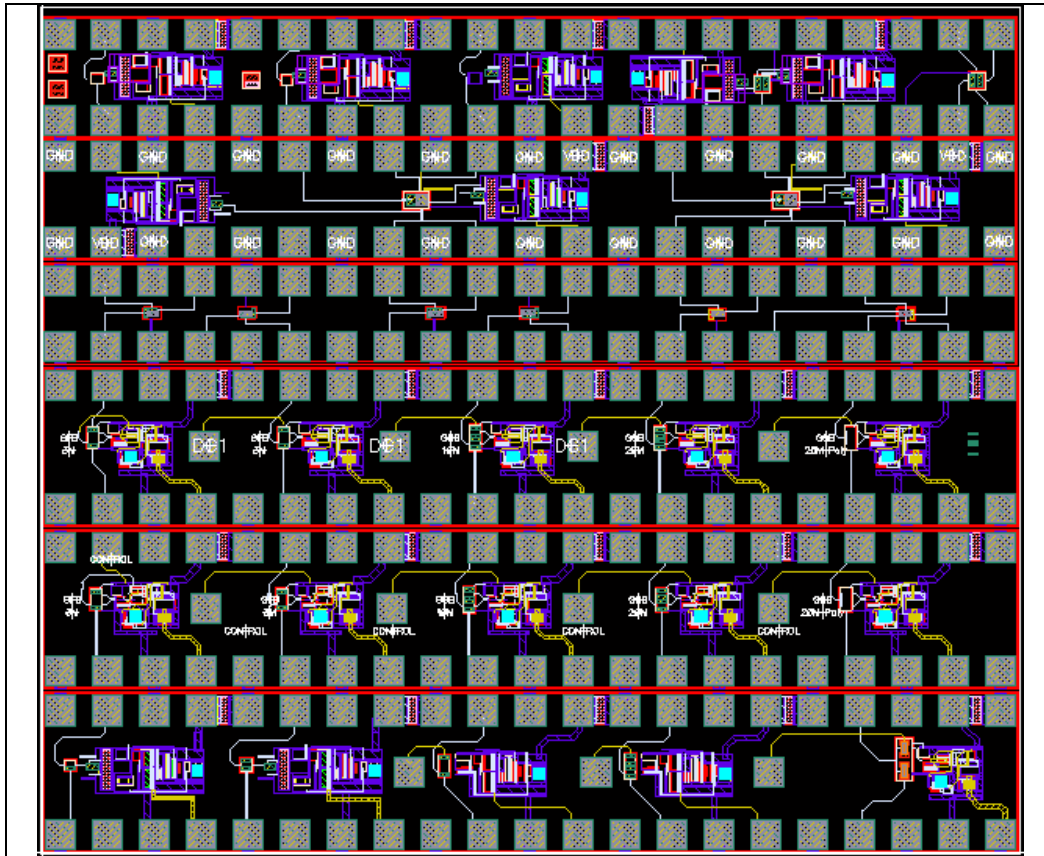


Diseño del chip fabricado en el mes de Febrero de 2014 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m.  
El chip consume un área de 3.3 mm x 2.5 mm.

<p><b>Diseño CMOS</b></p>	<p>Segunda versión del amplificador diferencial de ganancia regulable para sensado capacitivo. Amplificador de corriente seguido de un amplificador de transimpedancia. Amplificador para sensado resistivo.</p>
<p><b>Diseño MEMS</b></p>	<p>Palancas y puentes implementados en tungsteno.</p>
<p><b>Sistemas implementados</b></p>	<p>Combinación de los distintos amplificadores con los distintos resonadores MEMS en lazo abierto y lazo cerrado.</p>



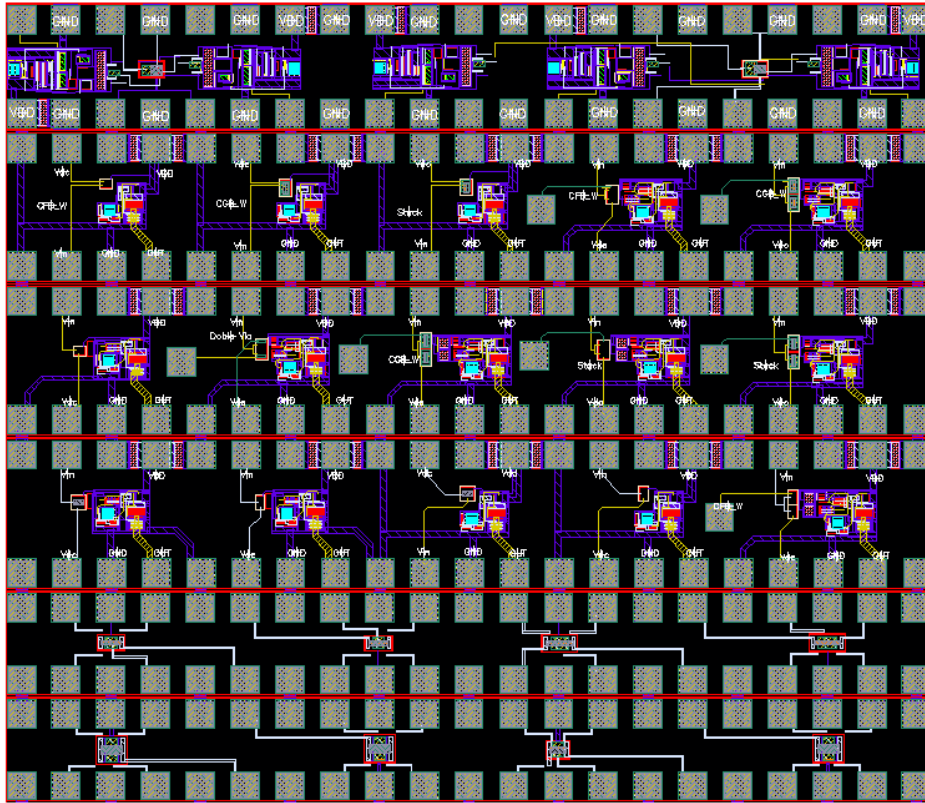
#### 4 Julio 2014



Diseño del chip fabricado en el mes de Julio de 2014 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. El chip consume un área de 2.7 mm x 3.1 mm.

<b>Diseño CMOS</b>	Amplificador diferencial simétrico para sensado capacitivo. Tercera versión del amplificador diferencial de ganancia regulable para sensado capacitivo.
<b>Diseño MEMS</b>	Palancas y puentes implementadas en tungsteno e implementadas en polisilicio. Resonador Tunning-fork implementado en polisilicio.
<b>Sistemas implementados</b>	Combinación del amplificador simétrico y parejas de los distintos resonadores MEMS (para la lectura diferencial). Estos sistemas se implementaron tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. Combinación del amplificador diferencial de ganancia regulable y palanca de tungsteno.

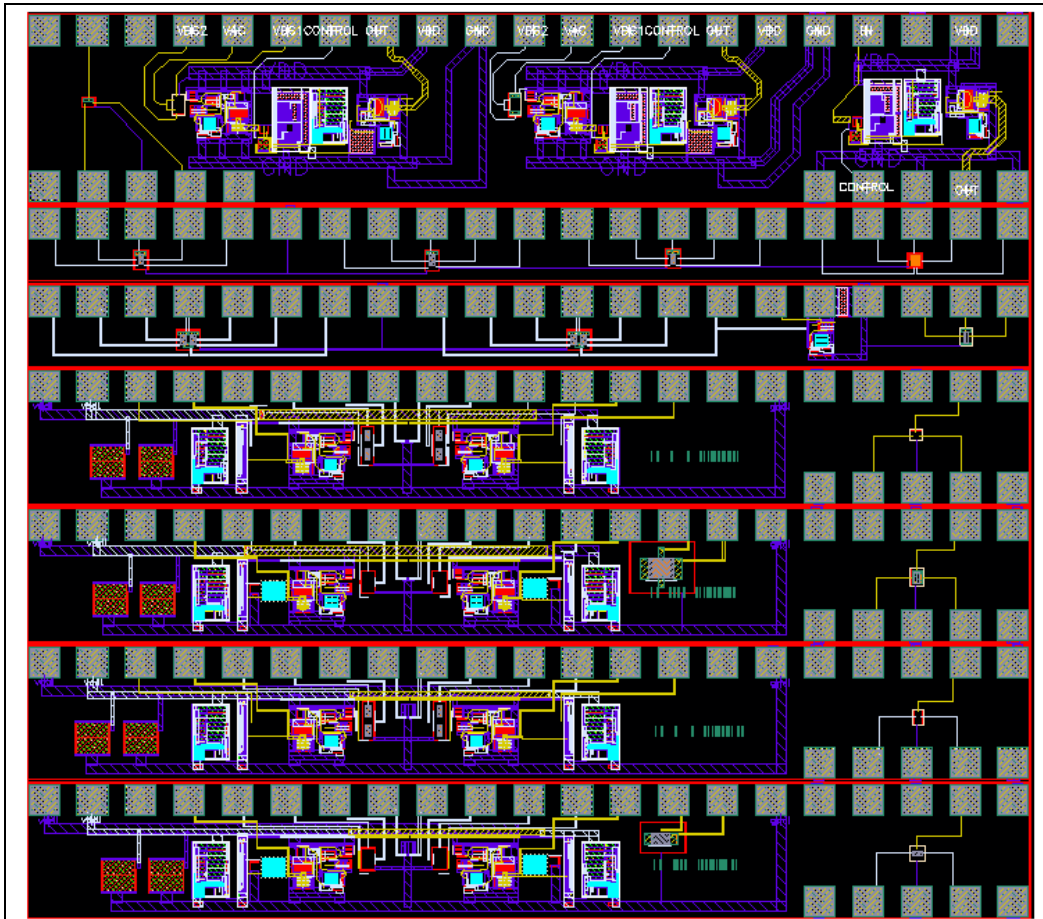
## 5 Mayo 2015 (Chip 1)



Diseño del primer chip fabricado en el mes de Mayo de 2015 en la tecnología AMS 0.35µm. El chip consume un área de 2.7 mm x 3.1 mm.

<p><b>Diseño CMOS</b></p>	<p>Amplificador diferencial simétrico para sensado capacitivo.          Amplificador diferencial simétrico con una etapa amplificadora previa basada en el amplificador push-pull para sensado capacitivo.          Amplificador push-pull para sensado capacitivo.</p>
<p><b>Diseño MEMS</b></p>	<p>Palancas y puentes implementados en tungsteno.          Palanca tipo Stack.          Multipalanca de tungsteno.          Resonador torsional de tungsteno.</p>
<p><b>Sistemas implementados</b></p>	<p>Combinación del amplificador simétrico y parejas de los distintos resonadores MEMS (lectura diferencial). Lazo abierto y lazo cerrado.          Combinación del amplificador diferencial de ganancia regulable y palanca de tungsteno.</p>

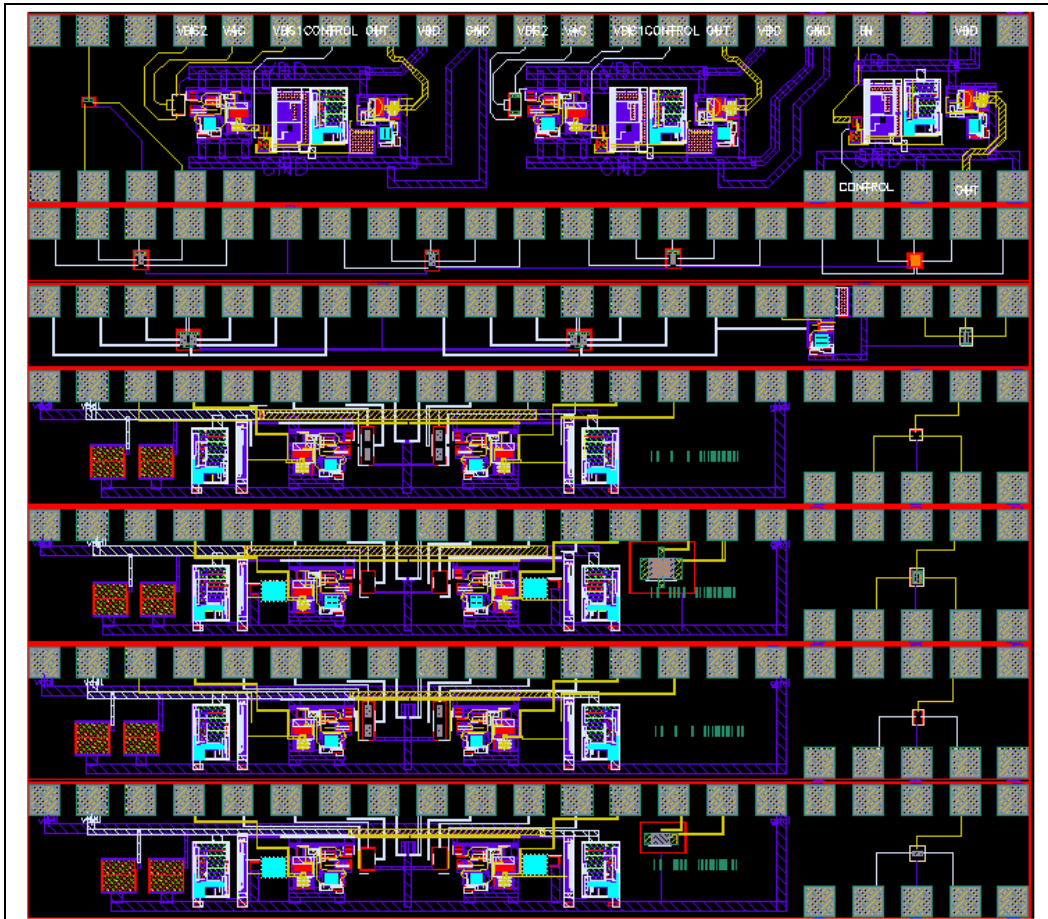
## 6 Mayo 2015 (Chip 2)



Diseño del segundo chip fabricado en el mes de Mayo de 2015 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. El chip consume un área de 2.7 mm x 3.1 mm.

<b>Diseño CMOS</b>	<p>Amplificador de fase regulable.</p> <p>Amplificador diferencial simétrico junto al amplificador de fase regulable.</p>
<b>Diseño MEMS</b>	<p>Palancas y puentes implementados en tungsteno.</p> <p>Palanca tipo Stack.</p> <p>Multipalanca de tungsteno.</p> <p>Resonador torsional de tungsteno.</p>
<b>Sistemas implementados</b>	<p>Los sistemas han sido implementados individualmente.</p> <p>Se ha combinado el amplificador diferencial simétrico junto al amplificador de fase regulable y una palanca de tungsteno.</p>

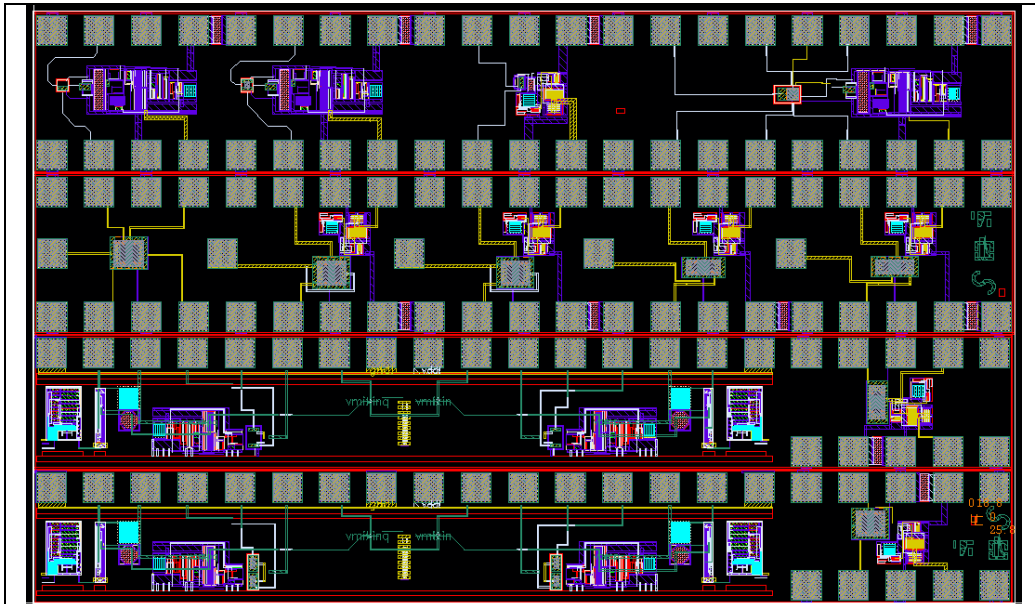
## 7 Mayo 2015 (Chip 2)



Diseño del segundo chip fabricado en el mes de Mayo de 2015 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. El chip consume un área de 2.4 mm x 3.1 mm.

<p><b>Diseño CMOS</b></p>	<p>Amplificador de fase regulable. Amplificador diferencial simétrico junto al amplificador de fase regulable.</p>
<p><b>Diseño MEMS</b></p>	<p>Palancas y puentes implementados en tungsteno. Palanca tipo Stack. Multipalanca de tungsteno. Resonador torsional de tungsteno.</p>
<p><b>Sistemas implementados</b></p>	<p>Los sistemas han sido implementados individualmente. Se ha combinado el amplificador diferencial simétrico junto al amplificador de fase regulable y una palanca de tungsteno.</p>

8 Abril 2016



Diseño del segundo chip fabricado en el mes de Abril de 2016 en la tecnología AMS 0.35 $\mu$ m. El chip consume un área de 1.9 mm x 3.1 mm.

<b>Diseño CMOS</b>	Amplificador push-pull para la integración capacitiva seguido de una segunda etapa amplificadora.
<b>Diseño MEMS</b>	Palanca de tungsteno. Puente de tungsteno de 225 nm de anchura.
<b>Sistemas implementados</b>	El amplificador se ha implementado junto a la palanca de tungsteno. El puente de tungsteno de 225 nm se ha implementado por separado.