

Diseño del Microacelerómetro

Los acelerómetros son uno de los sensores más utilizados para detectar y medir movimientos. Los acelerómetros MEMS tienen su principal aplicación en los sistemas de sensado de impactos, para despliegue de bolsas de aire, en automóviles. En general el mercado de los microacelerómetros ha crecido de forma constante. El incremento en el volumen de ventas ha sido acompañado por un decremento constante en el precio para las aplicaciones automotrices.

5.1 Especificaciones de un Acelerómetro

Todos los acelerómetros tienen una estructura básica que consiste de una masa inercial suspendida de un resorte. Sin embargo, existen diversos tipos de acuerdo al método utilizado para sensar la posición de la masa inercial, cuando se desplaza bajo el efecto de una aceleración aplicada externamente. El sensado capacitivo es un método de sensado común, en el cual, la masa funge como una de las placas del capacitor.

Las principales especificaciones de un acelerómetro son:

- Rango, frecuentemente dado en G, la aceleración gravitacional de la Tierra que corresponde a $1G = 9.8 \text{ m/s}^2$.
- Sensibilidad, definida como el voltaje entre la gravedad (V/G).
- Ancho de Banda, dado en Hz.
- Sensibilidad de ejes cruzados.
- Inmunidad a los choques.

El rango y el ancho de banda varían significativamente, dependiendo de la aplicación. Los acelerómetros para sensado de impactos son estimados para un rango de $\pm 50G$ y un ancho de banda de 1 kHz, aproximadamente. En contraste, los dispositivos para medir vibraciones tienen un rango de $\pm 1G$, aproximadamente, con un ancho de banda superior a los 10 kHz. Los dispositivos cardiacos modernos que incorporan acelerómetros multi-ejes, para monitorear el nivel de la actividad humana, tiene rangos de $\pm 2G$ y un ancho de banda menor a 50 Hz, pero requieren un consumo mínimo de potencia, para un alto rendimiento de la batería. Los acelerómetros para aplicaciones militares frecuentemente exceden el rango de las 1000G. [2]

La sensibilidad a los movimientos de ejes cruzados evalúa la inmunidad del sensor a aceleraciones a lo largo de las direcciones perpendiculares al eje principal de movimiento. La razón de rechazo al movimiento de ejes cruzados debe ser casi nula, de manera que ésta no afecte el desempeño del microdispositivo. La inmunidad a los choques es una especificación importante pero un tanto subjetiva, para la protección durante la operación del dispositivo. Alguien esperaría que esta especificación se cuantificara en unidades de aceleración, pero

ésta es definida por una prueba peculiar, la cual consiste en dejar caer al dispositivo sobre concreto desde una altura de un metro; el impacto puede alcanzar un pico de hasta 10,000G.

En 3.3 se discutió la ecuación diferencial de segundo orden, Ec. 5.1, que modela a un sistema masa, resorte y amortiguador y se determinó que el diseño de un acelerómetro depende del amortiguamiento del sistema, ya que la cantidad de amortiguamiento determina la respuesta dinámica del sensor.

$$m\ddot{z} + c\dot{z} + kz = ma \quad 5.1$$

Como se vio, este tipo de sistemas tienen una respuesta muy rápida con un pequeño sobrepaso en su amplitud. Como los acelerómetros necesitan sensor señales que contienen una combinación de muchas frecuencias, deben considerarse dos aspectos importantes para el diseño de un acelerómetro, los cuales son la distorsión de amplitud y la distorsión de fase. Para evitar la distorsión de amplitud, la función de transferencia debe amplificar de igual forma señales de diferentes frecuencias. Esto significa que, la magnitud de la respuesta en frecuencia debe ser plana dentro del rango de operación, lo cual ocurre en bajas frecuencias, como se muestra en la Fig. 3.23. Para evitar la distorsión de fase, la fase de las componentes armónicas de la señal deben incrementarse linealmente con la frecuencia. De la sección 3.3, se concluyó que, con un factor de amortiguamiento de $\xi \approx 0.7$, prácticamente, se elimina la distorsión de fase, pero se restringe el rango de operación de $0 \leq \omega/\omega_c \leq 0.2$ y también se minimiza la distorsión de amplitud. De este modo, los acelerómetros son diseñados para tener un factor de amortiguamiento de $\xi \approx 0.7$.

La sensibilidad mecánica de un acelerómetro, S_M , es la relación entre la deflexión relativa de la masa inercial, z , y la aceleración, a , aplicada a la masa. Como el rango de operación del acelerómetro es en bajas frecuencias, donde $\omega \approx 0$, aproximadamente, la aceleración aplicada puede aproximarse como una aceleración constante balanceada por la suspensión, Ec. 5.2. De esta manera la sensibilidad mecánica, S_M , de un acelerómetro esta dada por la Ec. 5.3:

$$kz = ma \quad 5.2$$

$$S_M = \frac{m}{k} \quad 5.3$$

5.2 Antecedentes de Microacelerómetros Capacitivos

Un acelerómetro (del tipo de sensado de capacitancia diferencial) esta compuesto de una masa de prueba o inercial, uno o más resortes de torsión y dos o más electrodos. Como se vio en 4.4, el tipo de sensado de capacitancia diferencial mide la diferencia en capacitancia producida en cada electrodo. Este tipo de sensado es superior al tipo de sensado de un solo capacitor, ya que tiene un mayor rango de salida lineal y no es afectado por factores externos como los cambios en temperatura, humedad, etc.

5.2.1 Serie SCA de VTI Technologies

Muchas compañías ofrecen sensores de aceleración capacitivos fabricados, entre otros, por micromaquinado volumétrico. La mayoría de estos son únicos en su diseño y proceso de fabricación. Por ejemplo, la serie SCA de VTI Technologies de Vantaa, Finlandia. El sensor esta compuesto de 3 obleas de silicio unidas, teniéndose en la oblea de en medio una viga cantiléver y una masa inercial. La masa inercial constituye el electrodo móvil de un capacitor variable. Las obleas de los extremos son idénticas y forman los electrodos fijos del capacitor diferencial, tal como se muestra en la Fig. 5.1.

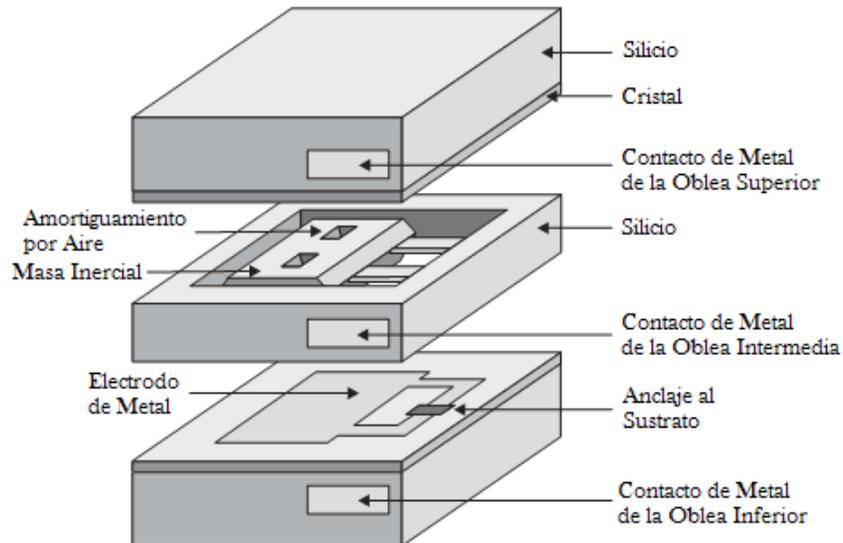


Fig. 5.1 Ilustración de un acelerómetro capacitivo micromaquinado producido por VTI Technologies de Vantaa, Finlandia. [2]

Las perforaciones de la masa inercial reducen el efecto del amortiguamiento por aire circundante en la cavidad, incrementando el ancho de banda del sensor. La serie SCA esta disponible en un rango de medición desde $\pm 0.5G$ hasta $\pm 12G$, con un voltaje de salida entre 0 y 5V. Para el acelerómetro de $\pm 12G$, su ancho de banda es hasta de 400 Hz, la sensibilidad de ejes cruzados es menor al 5% de la salida y la inmunidad a los choques es de 20,000G. Los procesos de fabricación de VTI Technologies no están disponibles públicamente.

5.2.2 El Microacelerómetro Torsional, Capacitivo y Vertical

En 2004 fue publicado en Elsevier Sensors and Actuators A, Physical, el artículo: *Development and Analysis of the Vertical Capacitive Accelerometer*. En dicho artículo los autores reportan el proceso de fabricación utilizado para construir el acelerómetro, también referido como el TXL, mostrado en la Fig. 5.2, definen algunas variables de diseño para maximizar la sensibilidad y evitar el efecto *pull-in* del TXL. Después de fabricar el acelerómetro, los autores verifican la optimización del diseño midiendo la capacitancia y los modos de vibración del TXL con y sin fuerza eléctrica.

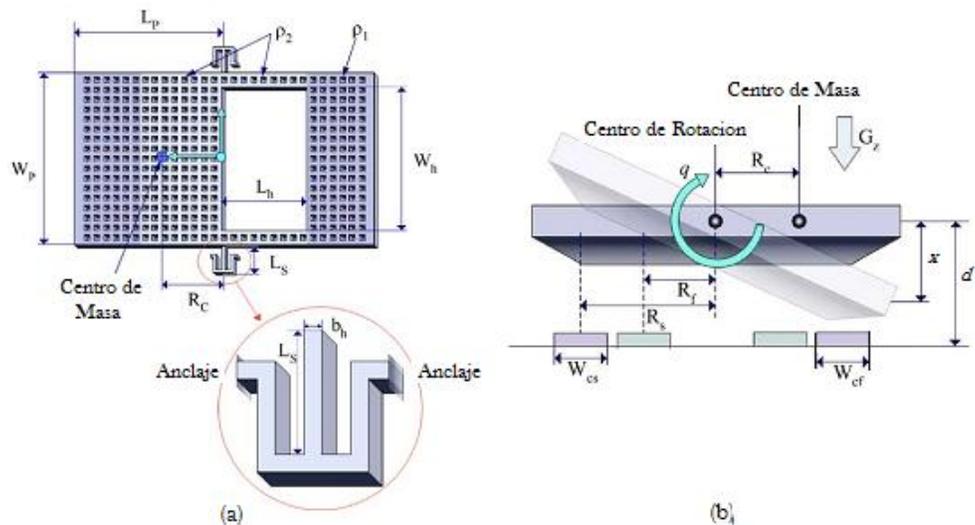


Fig. 5.2. a) Vista superior y b) Vista de la sección transversal del TXL. [20]

Para incrementar la sensibilidad del TXL, los autores deben maximizar el ángulo de torsión de las vigas cantiléver. Las variables que afectan la sensibilidad del sensor son: la longitud de las vigas (L_s); el ancho (W_h) y el largo (L_h) de la perforación de la masa, la cual habilita el movimiento de torsión a las vigas cantiléver; y el ancho de los electrodos (W_{cs}). Los resultados obtenidos son:

Variable de Diseño	Descripción	Valor Optimizado [μm]
L_h	Longitud de la Perforación	349.5
W_h	Ancho de la Perforación	1399.5
L_s	Longitud de las Vigas Cantiléver	127.95
W_{cs}	Ancho de los Electrodos	199.5

Tabla 5.1 Resultados de la optimización de las variables de diseño del TXL. [20]

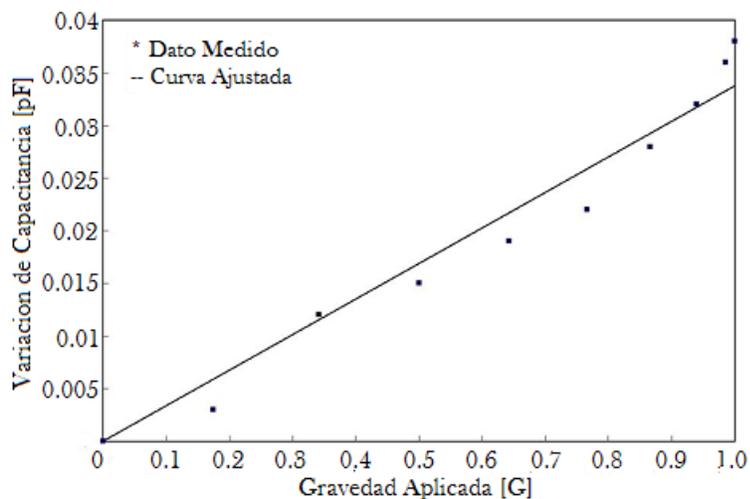


Fig. 5.3 Medición de capacitancia contra gravedad aplicada. [20]

Además, los autores presentan los resultados obtenidos en capacitancia contra la gravedad aplicada, Fig. 5.3, y comparan los modos de vibración naturales teóricos con los obtenidos experimentalmente:

Modo	Valor Teórico [Hz]	Valor Experimental [Hz]	Error [%]
1er.	1,346	1,463.4	8.72
2do.	17,060	14,588	14.49

Tabla 5.2 Modos de vibración sin fuerza eléctrica. [20]

Al aplicar un voltaje entre 0 y 6 V, con incrementos de 0.5 V, los autores observan que los modos de vibración decrecen rápidamente cuando se incrementa el voltaje de DC aplicado.

5.3 Diseño del Microacelerómetro

En las siguientes secciones se hace uso de la teoría ya establecida y de la herramienta Coventor, la cual es una paquetería de cómputo para diseño de MEMS, para obtener todos los parámetros que han sido tratados en el presente trabajo y, de esta forma, obtener un prototipo propio, basado en la estructura del TXL.

5.3.1 Selección del Proceso de Fabricación

En 1.3 se expuso que uno de los objetivos del presente trabajo es utilizar un proceso de fabricación comercial para desarrollar el TXL. De la Ec. 5.3, para tener una sensibilidad alta, entre otras cosas, el TXL debe ser de masa considerable, lo cual se logra con una estructura grande o con un material estructural que tenga una densidad grande.

Considerando lo anterior y lo visto en 2.5, referente a los procesos de fabricación MUMPS, concluimos que los procesos SOIMUMPS y MetalMUMPS pueden ser factibles de utilizar, debido a que su capa estructural tiene un espesor considerable, 25 μm y 40 μm , respectivamente. Por otra parte, el proceso PolyMUMPS es descartado debido a que sus capas estructurales son de menor espesor. Respecto a la densidad del material, el cobre, utilizado en MetalMUMPS, es casi 4 veces más denso que el silicio, que es el material utilizado en SOIMUMPS. Por lo anteriormente expuesto, se decidió en principio utilizar el proceso MetalMUMPS para desarrollar el acelerómetro, aunado a que en MetalMUMPS es posible incorporar tanto la masa inercial como los electrodos, caso contrario a SOIMUMPS, donde no es posible construir la masa inercial y los electrodos en una misma oblea.

De esta forma, se realizaron pruebas en Coventor utilizando el proceso MetalMUMPS. Sin embargo, los resultados obtenidos no fueron satisfactorios. Una de las pruebas hechas fue aplicar distintos valores de aceleración a la estructura, entre 0 y 50 veces G. Para una gravedad de $G=0$, el resultado esperado era que la estructura se mantuviera plana y con un pequeño desbalance, debido al propio peso de la estructura y de la ubicación de su centro de

masa. Sin embargo, el resultado obtenido en $G=0$ fue que, la estructura se alabeaba[⊗] o deformaba considerablemente, esta condición se mantiene hasta aplicar una fuerza mayor a $20G$, aproximadamente, lo cual no es práctico.

Al respecto, James Allen expone en [12] que, el comportamiento de un dispositivo MEMS es influido considerablemente por el esfuerzo residual del material. Este esfuerzo puede causar cambios significativos en la forma, además de modificar los parámetros de operación del dispositivo.

Cuando es depositada una película delgada de material sobre un sustrato, se presenta un esfuerzo residual, causado por los diferentes coeficientes de expansión térmica de los materiales y por las condiciones de deposición, entre otros.

El esfuerzo residual puede ser de compresión o de tensión. Una película delgada con esfuerzo residual de compresión depositada sobre una oblea se expandirá causando que la oblea se doble, tal como se muestra en la Fig. 5.4a. Sin embargo, una película delgada con esfuerzo residual de tensión depositada sobre una oblea se contraerá causando que la oblea se doble, tal como se ejemplifica en la Fig. 5.4b.

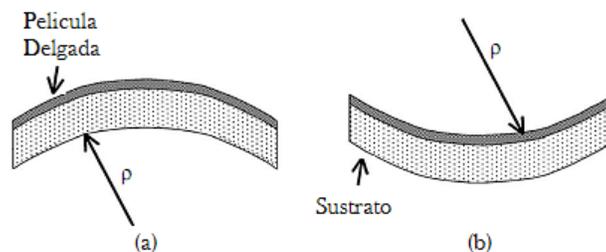


Fig. 5.4 Película delgada con esfuerzo residual de: a)Compresion y b)Tension. [12]

Por esta razón, el proceso MetalMUMPS no es adecuado para el desarrollo de nuestro diseño. En cambio, el proceso SOIMUMPS si es una buena opción, ya que los materiales empleados en este proceso tienen un esfuerzo residual menor que los utilizados en el proceso MetalMUMPS. Por lo que se determinó que, el acelerómetro se diseñará con el proceso SOIMUMPS.

5.3.2 Diseño Mecánico

El objetivo del diseño mecánico es obtener una estructura que tenga un movimiento lo más simétrico posible, respecto al eje de rotación de la estructura, y una sensibilidad alta, respecto a la fuerza aplicada, además de fijar las condiciones para que la estructura tenga un factor de amortiguamiento de $\xi \approx 0.7$, aproximadamente.

En 2.5.3 se revisaron las reglas de diseño del proceso SOIMUMPS, las cuales definen las capas de material empleadas, el tamaño de las características mínimas y el espacio entre cada

[⊗] Por alabeo se entiende como la torsión que sufre una tabla o cualquier superficie que no queda toda en un plano.

nivel litográfico para asegurar una correcta fabricación. Lo anterior restringe las dimensiones mínimas y máximas que se pueden utilizar en nuestro prototipo.

Debido a la naturaleza del proceso, tenemos la necesidad de emplear dos obleas para el diseño del acelerómetro, ya que el proceso solo tiene una capa estructural, por lo que no es posible fabricar un par de placas paralelas separadas. De esta forma, en una oblea se diseñará la masa inercial anclada por las dos barras de torsión junto con un revestimiento metálico en la parte inferior que funciona como una de las caras de los capacitores; mientras que en la otra oblea se diseñarán los electrodos, la otra cara de los capacitores. Una ventaja de utilizar dos obleas es el que nosotros podemos fijar la separación, gap, entre las placas paralelas de los electrodos.

Si utilizamos la capa de Silicio para fabricar la masa y las barras de torsión y la capa Pad Metal, capa metálica, para fabricar los electrodos sobre la masa, debemos fijar las dimensiones mínimas del diseño. Puesto que las dimensiones de la masa son grandes, solo es necesario fijar las dimensiones mínimas de las barras de torsión. Como regla de diseño obligatoria, de 2.5.3, la capa Pad Metal debe estar rodeada por la capa de Silicio al menos con $3\ \mu\text{m}$ en cada lado, además, la característica mínima de la capa Pad Metal debe ser al menos de $3\ \mu\text{m}$. La característica mínima de la capa de Silicio es de $2\ \mu\text{m}$ y para que la capa de Silicio quede anclada al Sustrato, la capa de Silicio debe extenderse $50\ \mu\text{m}$ sobre el Sustrato. De lo anterior, concluimos que el ancho de las vigas debe ser al menos de $9\ \mu\text{m}$ para asegurar una fabricación confiable, mientras que la longitud no está restringida y el espesor de la masa es fijo, $25\ \mu\text{m}$.

La Fig. 5.5 muestra una vista oblicua del acelerómetro. Este es una placa de Silicio de $25\ \mu\text{m}$ de espesor (color verde) soportada por dos barras de torsión, con dos electrodos en la parte inferior, capa metálica de $0.52\ \mu\text{m}$ de espesor (capa morada).

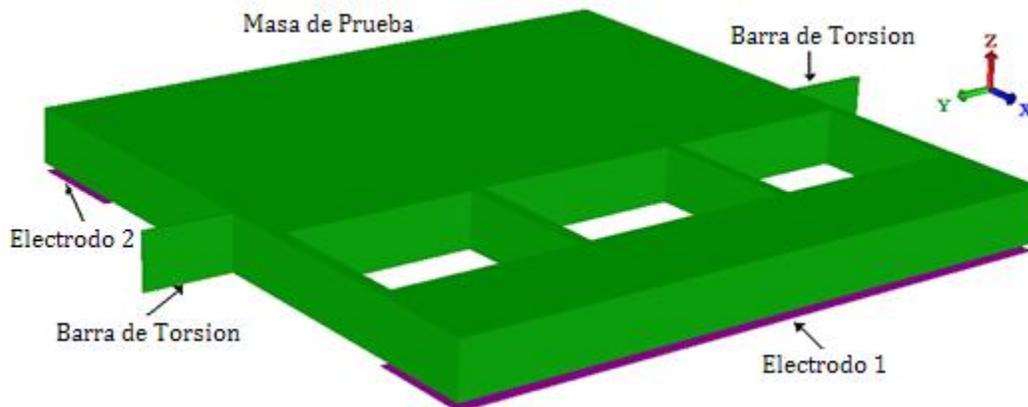


Fig. 5.5 Vista oblicua del microacelerómetro.

En 3.2.6 vimos que la frecuencia natural de la estructura está dada por la Ec. 3.114. Donde k_ϕ está definida por las dimensiones de las barras de torsión e I_ϕ por las dimensiones de la masa. Uno de los objetivos del presente trabajo es tener un microacelerómetro con un amplio ancho de banda útil, por lo que proponemos un ancho de banda entre 400-1000 Hz. De lo anterior y por lo visto al principio de esta sección, concluimos que la frecuencia natural de la estructura debe estar entre 2-5 kHz, aproximadamente.

Reescribiendo y comparando las Ecs. 3.108 y 3.114 de la sección 3.2, tenemos que:

$$k_{\phi} = \frac{T}{\phi} = \frac{\kappa_1 G a^3 b}{L} \quad 5.4$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{\phi}}{I_{\phi}}} \quad 5.5$$

De la Ec. 5.4, si L y b se mantienen constantes y variamos el ancho de las barras, a , tenemos que la constante de torsión es proporcional al valor cúbico de a y como estamos trabajando en el microdominio, para una a pequeña k_{ϕ} será pequeña, resultando en una estructura poco rígida y muy sensible; por el contrario si a es grande, la estructura será muy rígida y poco sensible a la aceleración aplicada. De la Ec. 5.5, si I_{ϕ} se mantiene constante, tenemos que, para una k_{ϕ} pequeña la frecuencia natural, ω_n , será pequeña; por el contrario, si k_{ϕ} es grande ω_n será grande.

Tomando en consideración el análisis anterior y los resultados obtenidos para las variables de diseño en [20], se procede a establecer las dimensiones del microacelerómetro. Se utilizó Coventor para simular el comportamiento mecánico del acelerómetro. El objetivo era lograr un movimiento lo más simétrico posible, respecto al eje de rotación de la estructura, y una sensibilidad lo más alta posible. En base a lo anterior, en la Fig. 5.6 se muestra la estructura que cumple las condiciones anteriormente expuestas. De dicha figura, en color verde se muestra la capa de Silicio, con la cual se diseñó la masa de prueba anclada en dos de sus lados por dos barras de torsión, y en color amarillo se muestra la capa Pad Metal, anclada a la capa de Silicio, con la cual se diseñó la otra de las caras de los electrodos.

En la Tabla 5.3 se muestran los resultados obtenidos en Coventor:

Variable	Valor
Masa de la estructura, M	108.66×10^{-9} kg
Centro de masa, (x,y,z)	$(81.92, 0, 15.09)$ μm
Momento de inercia, I_{ϕ}	23.429×10^{-15} kg m ²
Frecuencia natural de vibración, f_n	2970.66 Hz

Tabla 5.3 Resultados obtenidos en Coventor.

De los resultados anteriores y de la Ec. 5.5 calculamos la constante de torsión:

$$k_{\phi} = I_{\phi} \omega_n^2 = 8.16243 \times 10^{-6} \frac{\text{Nm}}{\text{rad}}$$

De esta forma, solo falta determinar las condiciones para lograr un factor de amortiguamiento $\xi \cong 0.7$. En 3.3 se determinó que el factor de amortiguamiento esta dado por la ecuación:

$$\xi = \frac{C}{2I_{\phi}\omega_n} \quad 5.6$$

Para las condiciones actuales de diseño y considerando $\xi \cong 0.7$, requerimos una constante de amortiguamiento $C = 612.1 \times 10^{-12} \text{ Nms/rad}$, aproximadamente.

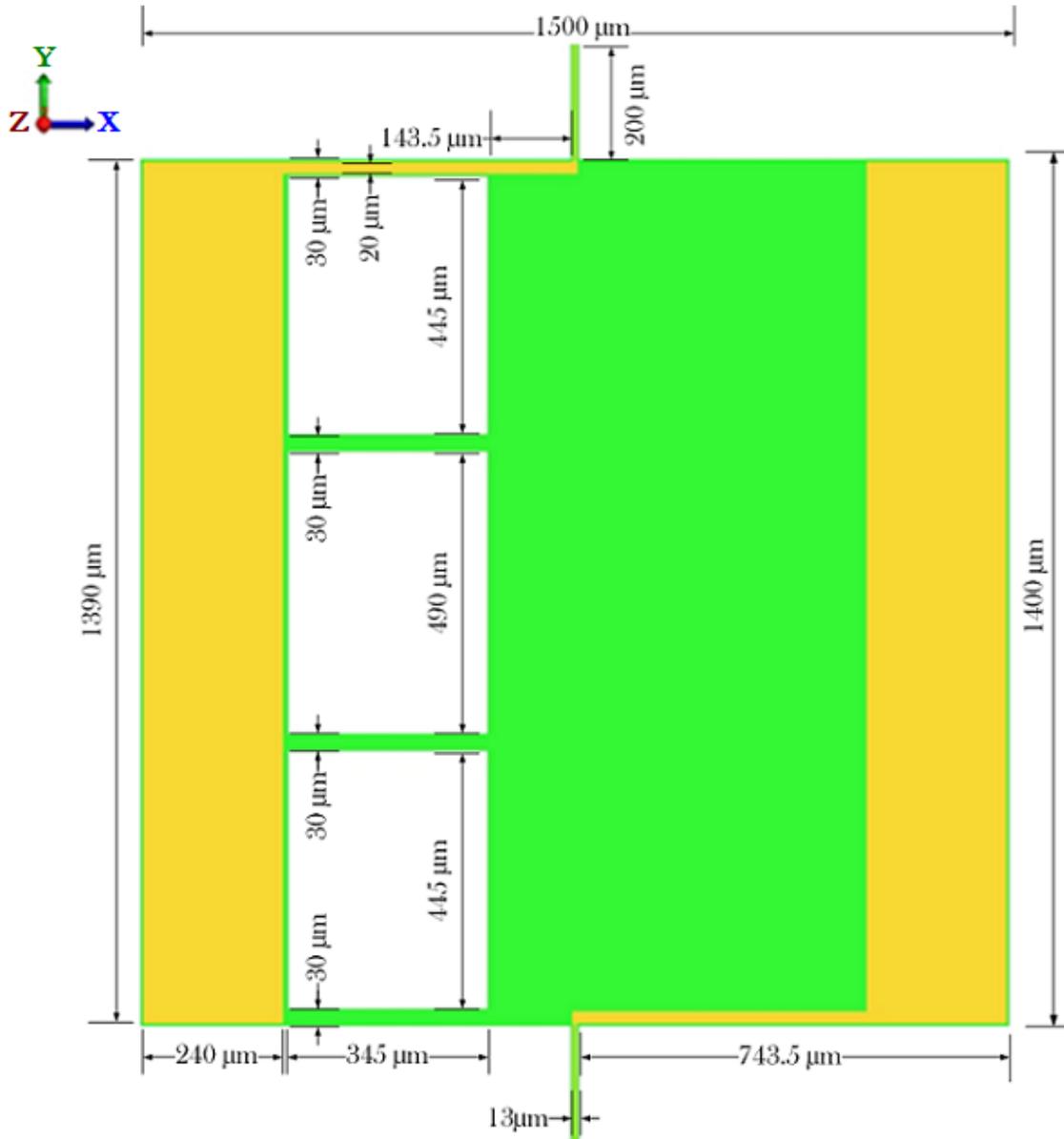


Fig. 5.6 Vista inferior del microacelerómetro.

Las dos vigas son excluidas del análisis porque su fuerza de amortiguamiento es insignificante comparada con la fuerza de amortiguamiento causada por el movimiento de la masa de prueba. En 3.1.3 se revisaron algunos modelos de amortiguamiento y debido a que la masa de prueba se mueve hacia los electrodos, se considera un amortiguamiento por película comprimida para una placa rectangular. Para este caso, se decidió que el espacio entre las placas (gap) sea $2 \mu\text{m}$. Sin embargo, a presión atmosférica ($1 \text{ atm} = 106,300 \text{ Pa}$), el factor de

amortiguamiento es $\xi \cong 35.1$, aproximadamente, según el procedimiento descrito en 3.1.3.4, por lo tanto, esta estructura deberá encontrarse en un medio con una presión mucho menor.

Finalmente, la ecuación de movimiento que describe el comportamiento mecánico de la microestructura es:

$$I_\phi \ddot{\phi} + C\dot{\phi} + k_\phi \phi = R_C m G \quad 5.7$$

Donde, R_C , m y a son la distancia del eje de rotación al centro de masa de la estructura, la masa de la estructura y la aceleración aplicada. La sensibilidad esta dada por la Ec. 5.8.

$$S_M = \frac{\phi}{G} = \frac{R_C m}{k_\phi} \quad 5.8$$

5.3.3 Diseño Electrónico

Los objetivos son obtener las dimensiones de los electrodos para sensar la capacitancia diferencial, establecer el rango de medición teórico del microdispositivo y definir el circuito electrónico para sensar los cambios de capacitancia.

Las dimensiones de los electrodos deben ser grandes para generar una capacitancia diferencial lo mas grande posible. Como ya se mencionó, una de las restricciones, debido al proceso de fabricación, es que la capa metálica debe estar rodeada por al menos $3 \mu\text{m}$ de la capa de Silicio, por tanto, considerando lo anterior y la perforación en uno de los lados de la masa, las dimensiones máximas de los electrodos están limitadas a $249 \mu\text{m} \times 1394 \mu\text{m}$.

Utilizando Coventor, se realizaron pruebas con estas dimensiones. Sin embargo, los resultados obtenidos no eran satisfactorios, ya que, la capacitancia obtenida no tenía un comportamiento lineal respecto al desplazamiento entre las placas, sobre todo en los electrodos ubicados junto a la perforación. Este hecho lo atribuimos al efecto causado por los bordes de las perforaciones. Para corroborarlo, optamos por reducir las dimensiones de los electrodos, de este modo, se obtuvieron mejores resultados. Finalmente, en base a las pruebas realizadas en Coventor, las dimensiones máximas con las cuales se obtienen los mejores resultados son $240 \mu\text{m} \times 1390 \mu\text{m}$, aproximadamente.

En 4.3 se revisaron los efectos de la fuerza electrostática en el sensado capacitivo, donde se concluyó que el control de dos lados ofrece un mejor desempeño que el control de un solo lado. Si realizamos un análisis similar al hecho en 4.3.2 para el caso de una estructura con movimiento torsional, la ecuación para el desplazamiento de la placa móvil, considerando la fuerza electrostática y la fuerza mecánica, es:

$$\frac{B\epsilon\epsilon_0 V^2}{2\phi^2} \left[\ln \frac{1 - \phi\tilde{a}_2}{1 - \phi\tilde{a}_1} + \frac{\phi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \phi\tilde{a}_2)(1 - \phi\tilde{a}_1)} - \ln \frac{1 + \phi\tilde{a}_2}{1 + \phi\tilde{a}_1} - \frac{\phi(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_2)}{(1 + \phi\tilde{a}_2)(1 + \phi\tilde{a}_1)} \right] + R_C m a - k_\phi \phi = 0 \quad 5.9$$

Si definimos $F_{eo} = \frac{B\epsilon\epsilon_0 V^2}{2}$, $p = \frac{F_{eo}}{k_\phi}$ y $q = \frac{Rcma}{k_\phi}$, la Ec. 5.9 puede reescribirse como:

$$q = \phi - \frac{p}{\phi^2} \left[\ln \frac{1 - \phi \tilde{a}_2}{1 - \phi \tilde{a}_1} + \frac{\phi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \phi \tilde{a}_2)(1 - \phi \tilde{a}_1)} - \ln \frac{1 + \phi \tilde{a}_2}{1 + \phi \tilde{a}_1} - \frac{\phi(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_2)}{(1 + \phi \tilde{a}_2)(1 + \phi \tilde{a}_1)} \right] \quad 5.10$$

De esta forma tenemos tres condiciones:

- 1) El voltaje es cero, es decir $p=0$. La relación entre el desplazamiento y la aceleración es lineal, ya que $q = \phi$.
- 2) El voltaje es diferente de cero, es decir $p \neq 0$. Tenemos que, cuando $q = 0$, $\phi \neq 0$, significa que si hay un desplazamiento causado por el voltaje de control, debido a la asimetría de la estructura.
- 3) Igual que en 4.3, la Ec. 5.10 puede resolverse utilizando un método gráfico definiendo una función:

$$f(\phi, p) = \phi - \frac{p}{\phi^2} \left[\ln \frac{1 - \phi \tilde{a}_2}{1 - \phi \tilde{a}_1} + \frac{\phi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \phi \tilde{a}_2)(1 - \phi \tilde{a}_1)} - \ln \frac{1 + \phi \tilde{a}_2}{1 + \phi \tilde{a}_1} - \frac{\phi(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_2)}{(1 + \phi \tilde{a}_2)(1 + \phi \tilde{a}_1)} \right] \quad 5.11$$

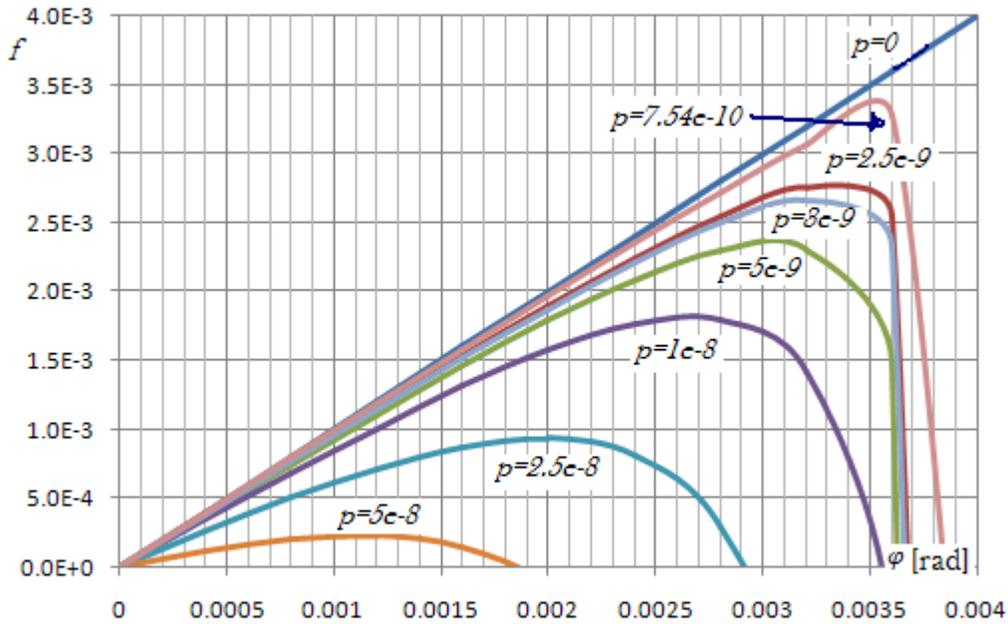


Fig. 5.7 Solución gráfica para un control de dos lados.

En la Fig. 5.7 se muestran algunas de las curvas de $f - \phi$ con p como parámetro. En base a las dimensiones y la constante de torsión de la microestructura, tenemos que $p = 7.54 \times 10^{-10} * V^2$, donde, p esta en función del voltaje efectivo de control. Si $V=1$, $p = 7.54 \times 10^{-10}$ y el valor máximo para esta curva es $f_{max} = 3.4 \times 10^{-3}$, el cual da la aceleración crítica. Si consideramos que la aceleración gravitacional de la Tierra es $1G = 9.8 \text{ m/s}^2$, entonces la aceleración máxima teórica para la cual hay una solución estable a la Ec. 5.9 es $a_c = 317.65 \text{ G}$.

Si $V=2$, $p = 3 \times 10^{-9}$, la aceleración crítica es $a_c=252.26 G$, pero si $V=3.64$, $p = 1 \times 10^{-8}$ la aceleración crítica es $a_c=168.17 G$. Por lo anterior, decidimos utilizar un voltaje efectivo de control de 1 V, de esta forma, tendremos un amplio rango de aceleración, pero posiblemente una sensibilidad baja. Además, debemos considerar que la aceleración crítica solo indica la aceleración máxima, en la cual el microacelerómetro tendrá un desempeño estable, es decir, en este rango de operación no ocurrirá el efecto *pull-in*.

Además, en 4.4 se revisó que, para un sensado de capacitancia diferencial la respuesta es lineal y proporcional al valor de la capacitancia en equilibrio, si $|x| \ll d$. De esto y lo visto en el párrafo anterior, se determina que, el rango de operación del sensor será inferior al ya determinado, esta es otra de las razones para emplear un voltaje de control de un volt; ya que si se utilizara un voltaje mayor, el rango de operación se reduciría considerablemente.

Finalmente, la ecuación dinámica que describe el movimiento de la microestructura es:

$$I_\phi \ddot{\phi} + C\dot{\phi} + k_\phi \phi = R_C mG + T_{FE} \quad 5.12$$

La cual considera la fuerza mecánica y la fuerza electrostática. Donde T_{FE} es la fuerza electrostática generada por el voltaje de control aplicado a la microestructura, definida como:

$$\frac{B\epsilon\epsilon_0 V^2}{2\phi^2} \left[\ln \frac{1 - \phi\tilde{a}_2}{1 - \phi\tilde{a}_1} + \frac{\phi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \phi\tilde{a}_2)(1 - \phi\tilde{a}_1)} - \ln \frac{1 + \phi\tilde{a}_2}{1 + \phi\tilde{a}_1} - \frac{\phi(\tilde{a}_1 - \tilde{a}_2)}{(1 + \phi\tilde{a}_2)(1 + \phi\tilde{a}_1)} \right] \quad 5.13$$

En 4.4.1 se analizó un circuito electrónico, para sensores diferenciales, basado en puentes y AO's; donde se concluye que, bajo ciertas condiciones, la salida es proporcional a la diferencia de capacitancia, inclusive para desviaciones grandes con la ventaja de que se puede implementar con componentes discretos.

El siguiente paso es determinar los valores de las componentes del circuito de sensado. Una de las condiciones de [18], para que el circuito preserve su característica, es que todas las resistencias sean iguales, $R=1 M\Omega$ y $C_2=C_4$. Si solo analizamos uno de los circuitos amplificadores del medio puente de AC de la Fig. 4.20, tenemos que el amplificador representa una configuración no inversora.

En la Fig. 5.8 se muestra un amplificador no inversor, en el cual el voltaje de salida, V_o , tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada, V_i . Para fines prácticos se tiene un voltaje de cero volts entre las terminales (+) y (-) del AO, entonces ambas están al mismo potencial V_i . Por tanto, V_i aparece a través de Z_1 .

En párrafos anteriores, se determinó un voltaje efectivo de control de un volt, el cual en 4.3 se definió como:

$$V_{eff} = \sqrt{(V_0)^2 + \frac{1}{2}V_1^2} \quad 5.14$$

Donde V_0 es la componente de DC y V_1 es la componente de AC. Si sólo utilizamos un voltaje de AC, el voltaje efectivo queda entonces como:

$$V_{eff} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \quad 5.15$$

Además, como en el amplificador no inversor, el voltaje de entrada siempre aparece a través de Z_1 , por tanto, V_i debe ser igual a $\sqrt{2} V$, aproximadamente.

La Ec. 5.16 muestra la función de transferencia de un amplificador no inversor, donde es evidente que la ganancia siempre es mayor a uno.

$$T = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \quad 5.16$$

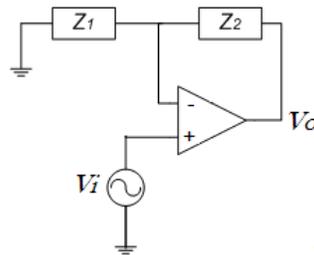


Fig. 5.8 Amplificador no inversor.

Para esta etapa no es necesario amplificar las señales de interés, lo que nos interesa es la diferencia en capacitancias y como Z_1 y Z_3 varían, la ganancia de cada amplificador también será modificada por las variaciones de los capacitores. De esta forma, si $Z_1 \approx Z_2$, la ganancia del circuito será de dos, aproximadamente.

Para los capacitores variables, cuando ninguna aceleración es aplicada al dispositivo, la capacitancia nominal es de 1.5 pF aproximadamente, por lo tanto, $C_1 \approx C_2 \approx C_3 \approx C_4 \approx 1.5$ pF.

En 4.3 se menciona que, usualmente, la frecuencia de la señal de control es mucho más grande (del orden de 10^6 rad/s) que la frecuencia de la señal a medir y la frecuencia de vibración natural de la microestructura. Además, en 4.4.3 se menciona que el ancho de banda del sensor debe ser al menos cinco o diez veces inferior a la frecuencia de la señal de control para que la demodulación sea sencilla. Por lo anterior, si utilizamos una frecuencia de control $f_c = 1$ MHz se cumplen todas las condiciones anteriormente expuestas. Asimismo, a una frecuencia de 1 MHz, la impedancia capacitiva es relativamente pequeña. Del circuito de sensado, $Z_1 = R // \frac{1}{sC_1}$ y como $R \gg \frac{1}{sC_1}$, entonces, $Z_1 \approx \frac{1}{sC_1}$. De esta forma, cualquier variación de capacitancia es fácilmente detectable por el circuito sensor. En la Fig. 5.9 se muestra el circuito para sensar la capacitancia diferencial, donde el detector es sustituido por un amplificador sumador inversor. Así, la ecuación del circuito sensor es:

$$V_o = -j\omega_c Z(C_1 - C_3)V_i \text{ Sen } \omega_c t \quad 5.17$$

Finalmente, en 4.4.3 se menciona que es necesario demodular la señal resultante V_O para obtener la señal de excitación aplicada al sensor. Además, la demodulación debe ser síncrona para conservar el signo de la aceleración aplicada. Por lo que se propone una detección de AM en cuadratura o detección síncrona.

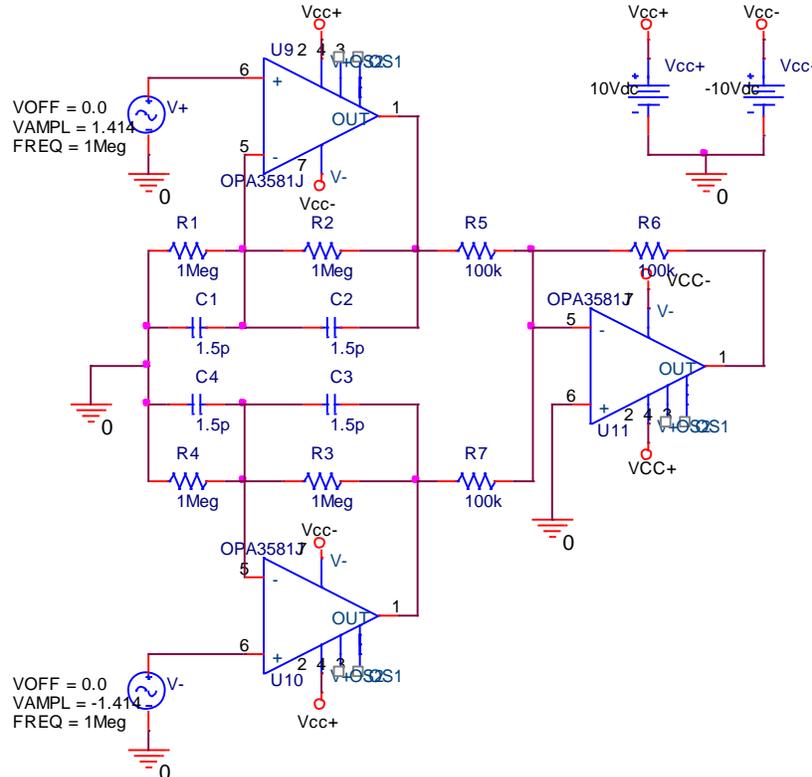


Fig. 5.9 Circuito sensor de capacitancia diferencial.

Si $C_1 = C_{01} + \Delta C_{01} \cos \omega t$ y $C_3 = C_{03} + \Delta C_{03} \cos \omega t$, donde C_{01} y C_{03} son las capacitancias nominales del sensor y ΔC_{01} y ΔC_{03} son las capacitancias dinámicas, sustituyendo esto en la Ec. 5.17, tenemos:

$$V_O = -j\omega_c Z((C_{01} + \Delta C_{01} \cos \omega t) - (C_{03} + \Delta C_{03} \cos \omega t))V_i \text{Sen } \omega_c t \quad 5.18$$

Si $A = -\omega_c Z j V_i$, $S_1(t) = \Delta C_{01} \cos \omega t$, $S_3(t) = \Delta C_{03} \cos \omega t$ y como $C_{01} \approx C_{03}$, entonces $C_{01} - C_{03} = 0$. La Ec. 5.18 puede reescribirse como:

$$V_O = (S_1(t) - S_3(t))A \text{Sen } \omega_c t \quad 5.19$$

Para recuperar las señales de información $S_1(t)$ y $S_3(t)$ utilizando la demodulación de AM en cuadratura, realizamos el mismo análisis hecho en 4.4.3.1. En la Fig. 5.10 se muestra un esquema general, para el filtro inferior tenemos:

$$X_1(t) = A[S_1(t)\text{Sen } \omega_c t - S_3(t)\text{Sen } \omega_c t]\text{Cos } \omega_c t \quad 5.20$$

$$X_1(t) = A[S_1(t)\text{Sen } \omega_c t \text{Cos } \omega_c t - S_3(t)\text{Sen } \omega_c t \text{Cos } \omega_c t] \quad 5.21$$

$$X_1(t) = \frac{A}{2} [S_1(t) \text{Sen } 2\omega_c t - S_3(t) \text{Sen } 2\omega_c t] \quad 5.22$$

De esta forma, a la salida del filtro paso bajas tenemos $X_1(t) = 0$. Y para el filtro superior si realizamos lo mismo, tenemos:

$$X_2(t) = A[S_1(t) \text{Sen } \omega_c t - S_2(t) \text{Sen } \omega_c t] \text{Sen } \omega_c t \quad 5.23$$

$$X_2(t) = \frac{A}{2} [(S_1(t) - S_1(t) \text{Cos } 2\omega_c t) - (S_3(t) + S_3(t) \text{Cos } 2\omega_c t)] \quad 5.24$$

Por lo tanto, a la salida del filtro paso bajas tenemos $X_2(t) = \frac{A}{2}(S_1(t) - S_3(t))$. De esta forma, a la salida del filtro superior se tiene la diferencia en capacitancia de los dos electrodos.

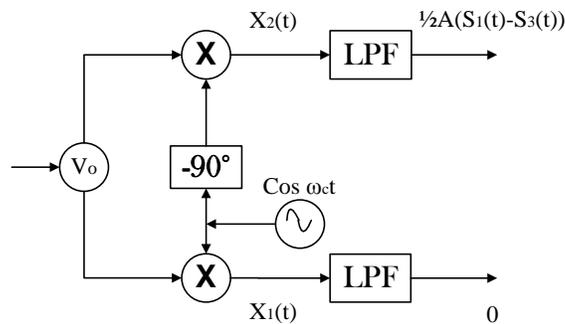


Fig. 5.10 Demodulación en cuadratura de AM. [19]

Finalmente, en la Fig. 5.11 se muestra de forma general cada bloque del microdispositivo.

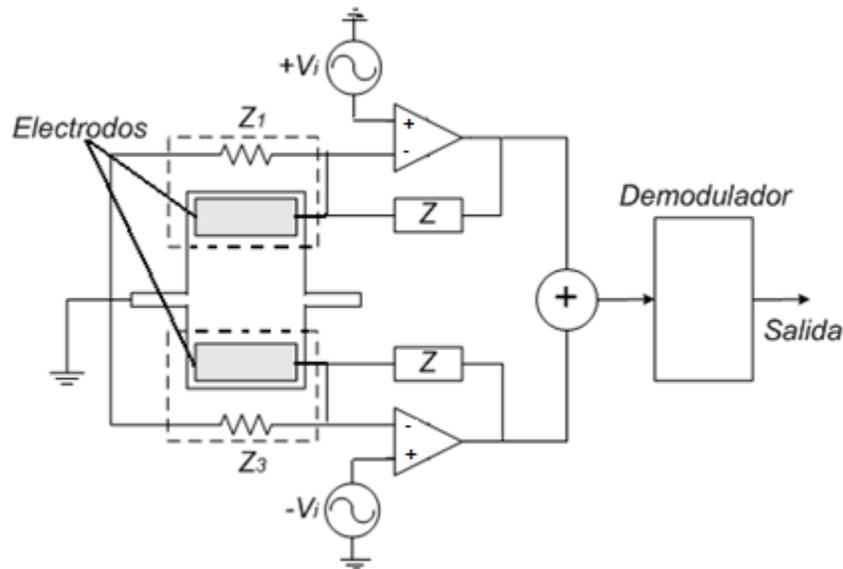


Fig. 5.11 Esquema del microacelerometro.