

II SISTEMAS DE MEDIDA BASADOS EN MICROSENSORES CAPACITIVOS

El objetivo de este capítulo es presentar los problemas que aparecen al intentar medir con un sensor en general, y un microsensor capacitivo en particular. Con este fin se presenta inicialmente el problema de la medida, Y posteriormente se analiza un caso concreto, basado en un acelerómetro xyz.

II.1 El problema de la medida

La medida de una magnitud consiste en convertir ésta en múltiplos y submúltiplos de una unidad patrón por medio de un instrumento de medida. Sin embargo, este proceso es en general complejo, debido a las características del instrumento de medida y al principio utilizado para realizarla.

II.1.1 Descripción de la medida

Para describir como se realiza una medida partiremos de un ejemplo sencillo. Si deseamos medir una distancia, utilizaremos un instrumento que

permita realizar dicha medida. El más usual es una regla calibrada con unidades de longitud (metro). Con ella se cuentan el número de veces que cabe dicha regla en la distancia a medir. Alternativamente, también se podría utilizar una rueda que recorre dicha distancia. En este caso se contaría el número de vueltas que da.

Si se supone que la distancia a medir es x , y el número de veces que cabe una regla en dicha longitud es s , la distancia será:

$$x = s \cdot l \tag{Ec. 1}$$

Donde x es la longitud obtenida y l es la longitud de la regla. Esta ecuación sólo sirve en un caso ideal. La razón es que la regla presenta un margen de error, que depende del proceso de calibración.

Por lo tanto, cuando se dice que una determinada regla mide una determinada longitud, se está haciendo un modelo de dicha regla. Esto conlleva que la magnitud real (x) y la magnitud medida no coinciden necesariamente. Por este motivo denominaremos x^* a la magnitud medida (en este caso la longitud). De la misma forma, la señal que se obtiene del instrumento (s) ya no tiene que coincidir con la señal que se tendría que obtener según el modelo (s'), que sería el caso ideal.

Teniendo en cuenta estos aspectos, el diagrama de bloques de una medida^[Dül99] tiene el aspecto que se muestra en la Figura 1.

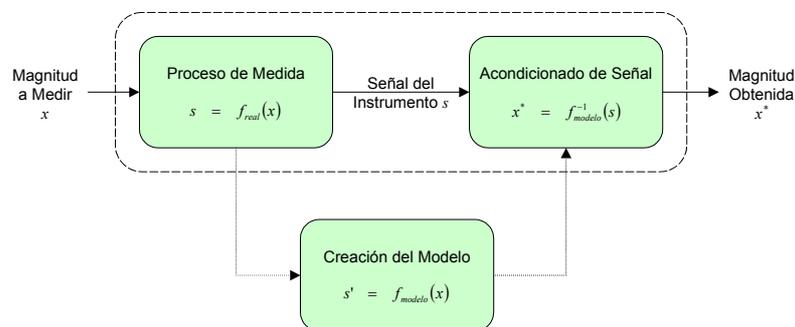


Figura 1. Medida simple de una magnitud.

Tal como se observa, existen tres etapas en la medida. La primera etapa es el proceso de medida (calcular el número de veces que entra una regla en la longitud a medir). La segunda es la creación del modelo (la longitud de la regla

es un metro). Por último se realiza el acondicionamiento mediante un interfaz entre el principio de transducción y, generalmente, una señal eléctrica (tantas veces una regla son tantos metros).

Se observa que existen dos funciones diferenciadas:

- f_{real} que es la característica real del instrumento (por ejemplo, la regla mide 1,001m)
- f_{modelo} que es la característica del modelo (la regla mide 1m)

La f_{real} es siempre desconocida, y por este motivo es necesario considerar un modelo del instrumento. La bondad de la medida dependerá de lo bien que se haya aproximado la característica del modelo a la característica real. En el caso ideal ambas funciones serían iguales.

En el ejemplo utilizado, ambas funciones son lineales. Este es el caso menos común, ya que por lo general la relación que existe entre la magnitud medida y la señal del instrumento suele ser no-lineal. Esto es lo que sucede cuando se desea medir la temperatura haciendo uso de la dilatación o contracción de un material. Al variar la temperatura de un material varía la longitud de éste, el proceso es no-lineal y por lo tanto requiere un modelo más complejo.

Además del problema de la estimación de la característica del instrumento aparecen problemas debidos a la variación de las características del mismo. Tal como se ha mencionado, los materiales sufren procesos de dilatación y compresión debidos a la variación de la temperatura. En consecuencia, si se realiza una medida de longitud a una determinada temperatura con una regla, esta no tiene que coincidir con otra realizada con la misma regla a otra temperatura. Además la regla puede haber sufrido deformaciones debidas a su uso. Se observa que no es suficiente con un modelo simple del instrumento de medida para tener en cuenta todas estas características.

Estos efectos que modifican la medida, pero que provienen de otro tipo de magnitudes físicas los denominaremos parámetros cruzados (y). Estos

pueden ser deterministas, como en el caso de la temperatura, de la que se puede obtener una curva de compensación; o estocásticos, como en el caso de las deformaciones, que son totalmente aleatorias.

A partir de ellos se puede describir el diagrama de bloques de una medida compleja.

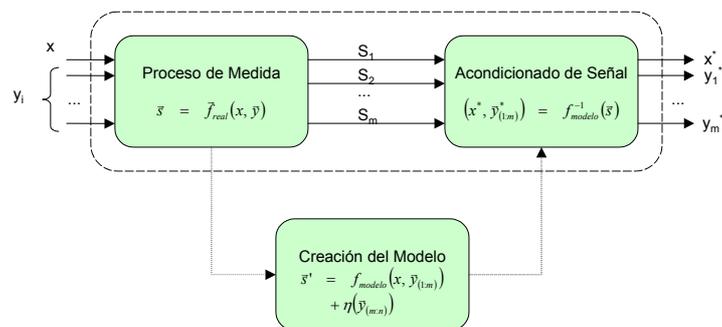


Figura 2. Medida de una magnitud teniendo en cuenta parámetros cruzados.

Se observa que el proceso de medida incluye un mayor número de parámetros, que en el primer caso no se tenían en cuenta. Además el modelo del sensor incluye una parte estocástica (η) que tiene en cuenta los procesos aleatorios, como en el caso de la deformación del material debida al uso.

El proceso para obtener este nuevo modelo es mucho más complejo que en el primer caso, ya que se precisa de mucha más información que en el caso inicial. Para obtener dicha información se parte de dos fuentes principales:

- Conocimiento a priori: Leyes físicas y químicas que permiten estimar el comportamiento del instrumento de medida.
- Conocimiento a posteriori: Medidas experimentales obtenidas a partir de magnitudes patrón.

Generalmente se parte de las leyes generales para obtener un modelo analítico del instrumento de medida, y posteriormente se ajusta a partir de los resultados obtenidos experimentalmente.

Dentro del ámbito de esta tesis, los instrumentos de medida son principalmente sensores micromecanizados. Estos sensores tienen comportamientos que dependen de la complejidad del principio de medida. Por consiguiente, se debe realizar un análisis del proceso de medida. Esto permitirá

, a partir del principio de transducción, la creación del modelo considerando los principales parámetros cruzados y determinar la interfaz a señal eléctrica.

En general, el comportamiento de estos sensores es no-lineal. Sin embargo, restringiendo el rango de medida, es posible suponer un comportamiento lineal. Este es el caso que se muestra en la Figura 3.

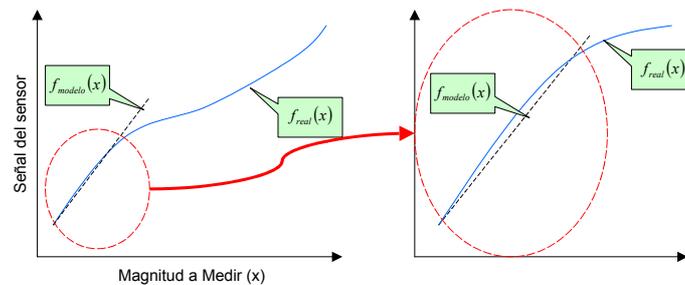


Figura 3. Relación entre la magnitud a medir y la señal de un sensor.

Se observa que en la zona inicial de la gráfica, el sensor tiene un comportamiento muy lineal. Sin embargo, si se observa el detalle, se ve que existe un error entre la salida real del sensor y un modelo lineal.

Dicho error se puede reducir por dos métodos: realizando una estimación más precisa de la función del sensor, o bien haciendo trabajar el sensor en un rango pequeño, que permita asegurar que el error cometido es inferior al deseado.

II.1.2 Proceso de medida

En este trabajo, el proceso de medida se realizará sobre un microsensor capacitivo. Por lo tanto, será la variación de una capacidad la que dará información de la magnitud que se desea medir.

El caso más simple que se puede considerar es cuando el sensor esta formado por una capacidad planoparalela. La cual se muestra en la Figura 4.

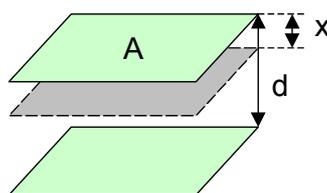


Figura 4. Esquema de una capacidad planoparalela

Estas capacidades se puede describir por la ecuación:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (\text{Ec. 2})$$

Donde ε es la permitividad del dieléctrico que separa las armaduras, A es el área de cada una de ellas, d es la distancia entre ambas.

Se observa que existen tres parámetros que se pueden modificar, y permitirían medir una magnitud. El primero es la permitividad (ε), para ello se debe introducir entre las armaduras un material que modifique dicho parámetro en función de la magnitud que se desea medir. Dentro de este tipo se encuentran los sensores de humedad capacitivos, cuyo valor depende de la cantidad de agua absorbida por el material que se utiliza como dieléctrico.

El siguiente parámetro que se puede utilizar es el área, esto se consigue por medio de un desplazamiento lateral de los electrodos entre sí. En este caso, la variación es lineal:

$$C = \frac{\varepsilon(l \cdot a)}{d} = \frac{\varepsilon l}{d} a = K a \quad (\text{Ec. 3})$$

Donde l y a son la longitud y el ancho de una armadura respectivamente. En este caso se ha supuesto que modifica su valor el ancho, y se ha despreciado el efecto de bordes. Un posible ejemplo es un sensor de desplazamiento.

Por último se puede modificar la distancia entre las armaduras. Este suele ser el caso más frecuente en sensores micromecanizados, ya que la distancia entre armaduras suele tener un valor del orden de micras, mientras que la longitud y el ancho de estas puede tener valores de milímetros. Por lo que el sistema es muy sensible a pequeños variaciones de la distancia. La capacidad en este caso se rige por la siguiente ecuación.

$$C = \frac{\varepsilon A}{d - x} \quad (\text{Ec. 4})$$

Donde se observa que la variación es no lineal, y por lo tanto, precisará de un acondicionamiento posterior. Un ejemplo de este tipo de sensores es el de presión capacitivo, cuyo valor depende de la variación de la posición de una membrana debida a la presión ejercida sobre esta.

Un problema que aparece al hacer uso de una capacidad única, es que la medida es absoluta, y por lo tanto, será necesaria una capacidad de referencia^[Tot96] para realizar la medida. Esto suele introducir la necesidad de realizar una calibración previa, con los inconvenientes que esto conlleva.

Por este motivo, suelen realizarse medidas con una capacidad diferencial. Con ello se evita la necesidad de utilizar una capacidad de referencia, ya que esta se incluye dentro del propio sensor (Figura 5).

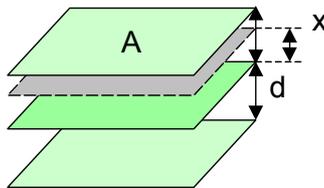


Figura 5. Esquema de una capacidad diferencial

En este caso, el sistema se compone de dos capacidades, cuya distancia varía de forma inversa. La ecuación que describe ambas capacidades es:

$$C_s = \frac{\epsilon A}{d - x} \quad (\text{Ec. 5})$$

$$C_I = \frac{\epsilon A}{d + x}$$

Donde C_s es el valor de la capacidad superior según la Figura 5, y C_I el de la inferior. En ambos casos la función es no-lineal. Si se calcula la diferencia entre ambas se obtiene el siguiente resultado:

$$\Delta C = C_s - C_I = 2 \frac{\epsilon A}{d^2 - x^2} x \cong 2 \frac{\epsilon A}{d} \frac{x}{d} \quad (\text{Ec. 6})$$

Se observa que la respuesta sigue siendo no-lineal, aunque si x es mucho menor que d , se puede considerar que el sistema es lineal, y

proporcional a la capacidad en equilibrio ($x = 0$). Sin embargo, es posible también linealizar el sistema, analizando la siguiente relación entre capacidades:

$$f(x) = \frac{C_S - C_I}{C_S + C_I} = \frac{x}{d} \quad (\text{Ec. 7})$$

Como se observa en este caso, la medida es lineal respecto a la variación de la distancia x . Y la constante de proporcionalidad es la inversa del valor máximo que se puede desplazar el electrodo móvil antes de tocar con cualquiera de los otros dos (d).

Por último indicar que existen casos en los que la variación de la capacidad no sigue ninguno de los ejes cartesianos, sino que debido a la geometría del dispositivo este varía según otros ejes, como pueden ser los cilíndricos. En este caso, el valor de la capacidad se rige por ecuaciones más complejas, y es necesario restringir el rango de medida, o bien utilizar metodologías de medida que permitan corregir este comportamiento.

A continuación se presenta el ejemplo de un acelerómetro capacitivo x-y-z compatible con tecnología CMOS que se desarrollaron en el proyecto ESPRIT Máxima^[Max95]. Este se compone de tres sensores, los dos primeros equivalentes, que permiten medir en el eje x e y , y el segundo en el vertical (z).

II.1.2.1 Acelerómetro x-y-z

El acelerómetro en el eje horizontal del proyecto Máxima es un sensor capacitivo diferencial como el que se ha descrito anteriormente. Está realizado con tecnologías de micromecanizado superficial, basado en el crecimiento de una capa gruesa de polisilicio, compatible con un proceso BiCMOS

Teniendo en cuenta estas restricciones, el sensor está diseñado dividiendo la capacidad diferencial en varias más pequeñas, interdigitandolas, de forma que se mueven al unísono. En la Figura 6 se muestra una microfotografía y el esquema.

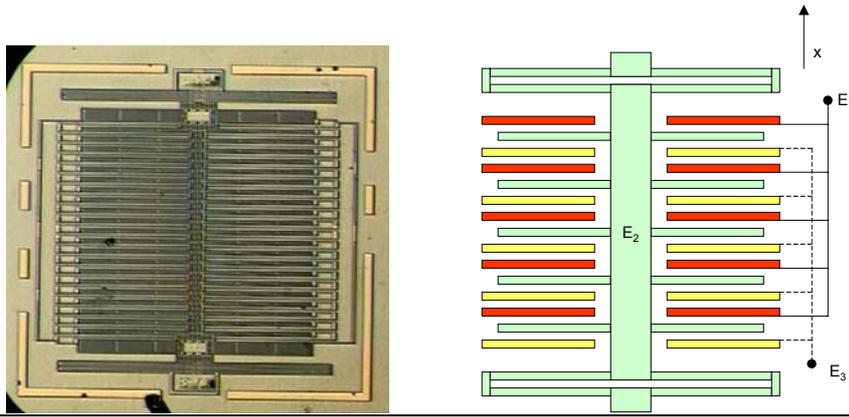


Figura 6. Microfotografía y esquema del acelerómetro capacitivo en el eje horizontal

El sensor utiliza para medir la capacidad entre los electrodos E_1 y E_2 , y entre los electrodos E_2 y E_3 . El dieléctrico que los separa es aire. Cuando se produce un desplazamiento en el eje x del electrodo E_2 , se modifica la distancia entre los electrodos, obteniendo la variación descrita en la ecuación (Ec. 5). Otro ejemplo de este tipo de sensores es el acelerómetro ADXL05 de Analog Devices, cuya estructura es semejante.

Cuando se aplica al sensor una aceleración (g) en el eje x , el electrodo E_2 se ve sometido a una fuerza ($F = m(E_2) \cdot g$) tiende a mantener su posición debido a la inercia producida por su masa. Esto hace que se produzca un desplazamiento del electrodo sobre el mismo eje, tal como se muestra en la Figura 7.

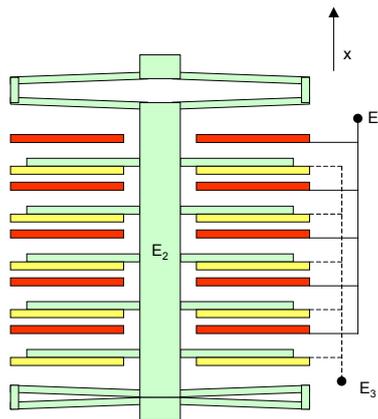


Figura 7. Esquema de la posición del acelerómetro frente a una aceleración en el eje x .

En esta figura, se ha dramatizado el efecto del desplazamiento, reduciendo al mínimo la distancia entre los electrodos E_2 y E_3 . En un caso real, se incluyen elementos mecánicos que impiden un desplazamiento tan exagerado, y con ello que se adhieran los electrodos.

El desplazamiento depende de la constante de torsión de las varillas que sustentan el electrodo. Como los desplazamientos son pequeños, y las varillas son muy largas, el comportamiento es muy lineal. Con ello se consigue que la variación de la distancia sea proporcional a la aceleración aplicada. Si se define como K_g la constante que relaciona la aceleración con el desplazamiento, la variación de la capacidad que se obtiene es:

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= \frac{\varepsilon_0 A}{d - x} = \frac{\varepsilon_0 A}{d - K_g g} \\ C_{23} &= \frac{\varepsilon_0 A}{d + x} = \frac{\varepsilon_0 A}{d + K_g g} \end{aligned} \right\} \Rightarrow f(g) = \frac{C_{12} - C_{23}}{C_{12} + C_{23}} = \frac{K_g}{d} g \quad (\text{Ec. 8})$$

Donde C_{12} y C_{23} es la capacidad entre los electrodos E_1 y E_2 , y E_2 y E_3 respectivamente. ε_0 es la permitividad del vacío (que es equivalente a la del aire), y g es la aceleración.

Se observa que la variación de la capacidad es no lineal, pero si se calcula la función de la ecuación (Ec. 7), se obtiene un comportamiento lineal frente a variaciones de la aceleración (g).

En el caso del acelerómetro sensible al eje z ^[Rui95], por cuestiones de compatibilidad tecnológica, se basa en el desplazamiento que se produce en un péndulo cuando se le aplica una fuerza. En la Figura 8 se muestra una microfotografía y su esquema.

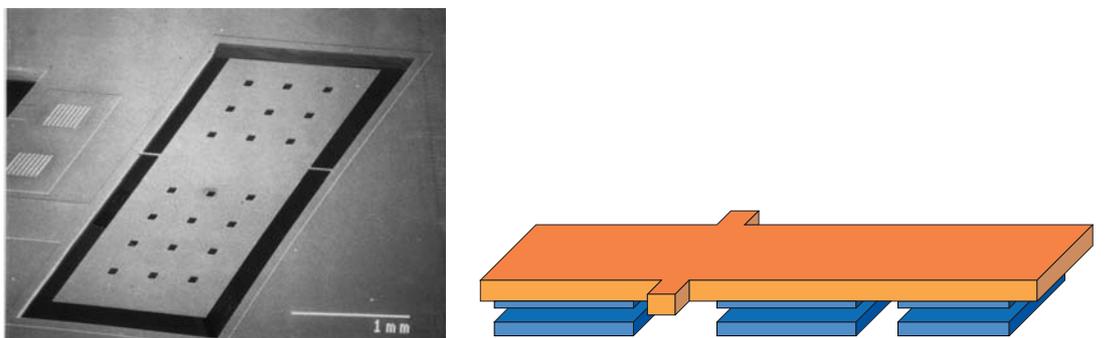


Figura 8. Microfotografía y esquema del acelerómetro en el eje z

El acelerómetro consta de un péndulo formado por un paralelepípedo de polisilicio que está suspendido sobre una barra de torsión. La barra se encuentra desplazada respecto del centro de gravedad del paralelepípedo. De

esta forma, cuando se aplica una aceleración en sentido vertical se induce un momento que produce una rotación del péndulo sobre la barra de torsión.

Sobre el péndulo se han puesto sendos electrodos metálicos que actúan (cada uno) como una de las armaduras de la capacidad. Los otros dos están fijos en el substrato. Cuando se produce un desplazamiento del péndulo, este modifica las distancias entre las armaduras de las capacidades, y por lo tanto, varía el valor de las mismas. Midiendo la diferencia de capacidades, se puede conocer la aceleración a la que está sometido el péndulo.

El principio de funcionamiento es el mismo que en el caso del acelerómetro x-y. Sin embargo el desplazamiento es debido a una rotación. En la Figura 9 se muestra dicho eje.

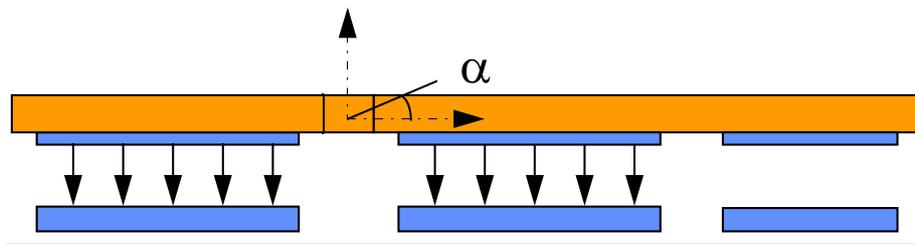


Figura 9. Esquema del acelerómetro capacitivo en el eje vertical

Donde α es el ángulo que recorre el acelerómetro. Para obtener la ecuación que describe este comportamiento, se parte de las distancias que se muestran en la Figura 10.

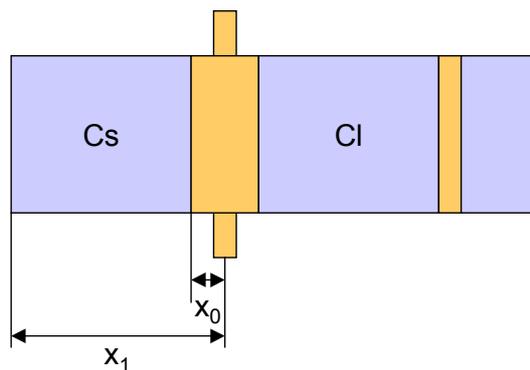


Figura 10. Cotas del acelerómetro en el eje vertical

El valor de cada una de las capacidades se puede calcular de forma aproximada basándose en dos hipótesis:

- La distancia entre los electrodos es varios órdenes de magnitud menor que el tamaño de los electrodos, por lo que se pueden despreciar los efectos de bordes.
- El ángulo de rotación es muy pequeño, y permite suponer que el campo eléctrico prácticamente no se desplaza respecto del eje Z.

Teniendo en cuenta lo anterior, se pueden calcular los valores de las capacidades ya que estas son planoparalelas. La ecuación que las describe es:

$$C = \int_{x_0}^{x_1} \frac{\epsilon_0 l}{d + \alpha x} dx = \frac{\epsilon_0 l}{\alpha} \ln \left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0} \right) \quad (\text{Ec. 9})$$

En este caso la no-linealidad es patente. Si se calcula el valor de la capacidad diferencial se obtiene:

$$\Delta C = C_l - C_s = \frac{\epsilon_0 l}{-\alpha} \ln \left(\frac{d - \alpha x_1}{d - \alpha x_0} \right) - \frac{\epsilon_0 l}{\alpha} \ln \left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0} \right) \quad (\text{Ec. 10})$$

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 l}{\alpha} \ln \left(\frac{d^2 - \alpha^2 x_0^2}{d^2 - \alpha^2 x_1^2} \right)$$

Si se hace la aproximación que x_0 es muy pequeño respecto de x_1 , y que α es mucho menor que 1, se obtiene el siguiente resultado.

$$\Delta C = C_l - C_s \cong \frac{\epsilon_0 l}{\alpha} \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{\alpha^2 x_1^2}{d^2}} \right) \cong \frac{\epsilon_0 l x_1}{d} \frac{x_1}{d} \alpha = \frac{\epsilon_0 A x_1}{d} \alpha \quad (\text{Ec. 11})$$

En el cual se observa que la variación de la capacidad depende linealmente del ángulo. Y que su valor es proporcional a la que tiene en equilibrio ($\alpha = 0$). Este comportamiento es equivalente al que se obtenía para el caso de un sensor planoparalelo.

Y en el caso de la relación entre capacidades (Ec. 7), el resultado obtenido tampoco es mucho mejor.

$$\begin{aligned}
 f(\alpha) &= \frac{C_l - C_s}{C_l + C_s} = \frac{\frac{\varepsilon_0 l}{-\alpha} \ln\left(\frac{d - \alpha x_1}{d - \alpha x_0}\right) - \frac{\varepsilon_0 l}{\alpha} \ln\left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0}\right)}{\frac{\varepsilon_0 l}{-\alpha} \ln\left(\frac{d - \alpha x_1}{d - \alpha x_0}\right) + \frac{\varepsilon_0 l}{\alpha} \ln\left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0}\right)} \quad (\text{Ec. 12}) \\
 f(\alpha) &= \frac{\ln\left(\frac{d^2 - \alpha^2 x_1^2}{d^2 - \alpha^2 x_0^2}\right)}{\ln\left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0} \frac{d - \alpha x_0}{d - \alpha x_1}\right)}
 \end{aligned}$$

Si se introducen las mismas aproximaciones que en el caso anterior, se obtiene el siguiente resultado.

$$f(\alpha) = \frac{C_l - C_s}{C_l + C_s} \cong \frac{\ln\left(\frac{1}{1 - \frac{\alpha^2 x_1^2}{d^2}}\right)}{\ln\left(\frac{1 + \frac{\alpha x_1}{d}}{1 - \frac{\alpha x_1}{d}}\right)} \cong \frac{1}{2} \frac{x_1}{d} \alpha \quad (\text{Ec. 13})$$

En este caso el comportamiento depende de la relación entre el ángulo y el máximo ángulo posible (d/x_1). Donde se está suponiendo que d es mucho menor que x_1 .

La dependencia del ángulo con respecto de la aceleración es lineal, ya que las rotaciones son pequeñas. Por este motivo, es posible definir de nuevo una constante K_g que en este caso relaciona el ángulo con la aceleración. La ecuación simplificada que resulta es:

$$f(g) = \frac{C_l - C_s}{C_l + C_s} \cong \frac{\ln\left(\frac{1}{1 - \frac{(K_g g)^2 x_1^2}{d^2}}\right)}{\ln\left(\frac{1 + \frac{K_g g x_1}{d}}{1 - \frac{K_g g x_1}{d}}\right)} \cong \frac{1}{2} \frac{x_1}{d} K_g g \quad (\text{Ec. 14})$$

Donde se ha aplicado la función de linealización $f(\alpha)$.

A partir de estos resultados se puede estudiar la no-linealidad que se obtendría, suponiendo que el desplazamiento máximo posible para ambos acelerómetros es 1, y definiendo la no-linealidad como:

$$NL = \frac{y - y'}{y} \quad (\text{Ec. 15})$$

Donde y es el valor que se obtiene según las ecuaciones de la capacidad, e y' es el valor que se obtiene con la aproximación lineal. El resultado se muestra en la Figura 11.

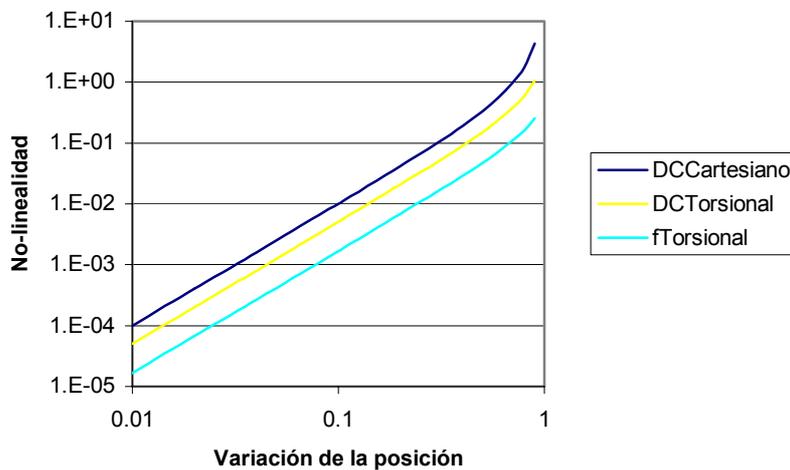


Figura 11. No-linealidad de los acelerómetros frente a variaciones de la posición.

La primera curva muestra la no-linealidad para el acelerómetro cartesiano (x-y). Se observa que esta es ligeramente superior que para el caso torsional (z). También se observa que cuando se aplica la función $f(\alpha)$ la linealidad del acelerómetro torsional mejora. No se ha representado para la función $f(x)$, ya que en este caso, el sistema es lineal.

A partir de esta gráfica es posible establecer el margen máximo de variación permisible, para mantener la linealidad deseada. Si se desea un error inferior a un 0,1%, la variación de la posición no podrá ser superior a un 3% para un acelerómetro cartesiano, mientras que para un torsional esta variación puede llegar a ser superior a un 4%.

Si se aplican funciones de corrección, en el caso cartesiano, el resultado es lineal, mientras que en el torsional, no se podrá superar el 10% de variación.

II.1.3 Creación del modelo

Tal como se ha indicado en el apartado II.1.2, un sensor es un sistema que generalmente tiene un comportamiento no-lineal, y dependiente de diferentes parámetros cruzados. Para realizar el modelo es necesario tener en cuenta todos los aspectos anteriores.

La creación del modelo es la definición de un conjunto de ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento del sensor según un cierto nivel de observación. Por tanto se tendrán diferentes modelos, según se modifique el nivel o detalle con que se observa el sujeto.

El primer tipo de modelo es el funcional. En estos se realiza una descripción abstracta del dispositivo, que se considera como una caja negra que se parametriza (area, distancia), y del que se recibe una salida (C) a partir de una entrada (x o α). Suelen describirse por medio de ecuaciones diferenciales o de diferencias. En algunos casos pueden incluir sentencias de código como los lenguajes de 3ª generación (Pascal, ADA, C), que permiten describir comportamientos más complejos.

Estos modelos se suelen implementar en lo que se denominan simuladores matemáticos, como puede ser el Matlab o el Matemática. Son muy útiles para realizar estudios preliminares, pero si se desean realizar modelos complejos, es más conveniente pasar a otros tipos de modelos con menor nivel de abstracción.

Dentro de este segundo grupo se pueden incluir los modelos a nivel de transistor o Spice. En ellos, un sistema electrónico se describe por medio de componentes eléctricos y macrobloques como puede ser un transistor, o una fuente de tensión controlada por corriente.

Suelen ser interesantes cuando se diseña un sistema analógico, donde el número de componentes sea pequeño. Sin embargo, cuando el sistema es

de tipo digital, donde se pueden superar fácilmente los 10^5 transistores, el problema empieza a ser excesivamente complejo.

En este caso se utilizan los modelos de descripción de hardware. Este tipo de modelos se basan en lenguajes de descripción de hardware (HDL), como el VHDL^[VHDL93], que permiten una descripción del sistema a caballo entre las dos anteriores.

Dependiendo de las necesidades del modelo, se pueden hacer modelos funcionales, como los que se realizan en Matlab; o bien modelos a nivel de puertas, equivalentes a los de Spice.

Su único inconveniente a la hora de describir un sensor es que no permiten realizar modelos continuos en el tiempo. Los sistemas siempre tiene que ser discretos, por lo que está muy limitado en el campo del control.

Por este motivo apareció el MAST, y posteriormente el HDL-A^[HDLA95], que permiten conjugar sistemas continuos y discretos con estructuras equivalentes a las que se utilizan en el VHDL. Además, es posible conjugarlos con Spice, con lo que se pueden realizar simulaciones en modo mixto (analógico y digital). Sin embargo, es necesario realizar el proceso siendo especialmente rigurosos, para asegurar la bondad de las simulaciones^[Car99].

Por último, se tiene la modelización a nivel físico, la cual recibe su nombre por el hecho de utilizar las leyes físicas para realizar dicho modelo. Las ecuaciones que describen estos modelos suelen ser en derivadas parciales, y por lo tanto es necesario una descripción geométrica del sistema, y de los parámetros que caractericen el sistema (matriz de esfuerzos en un problema mecánico, o coeficientes dieléctricos en uno eléctrico).

Un ejemplo de herramientas para la realización de esta simulación son los programas basados en elementos finitos (FEM) y en elementos de contorno (BEM) que permiten estudiar el comportamiento de un sensor electromecánico como los presentados anteriormente.

Este tipo de modelos son indicados cuando se está en un primer estadio del diseño de un dispositivo concreto. Sin embargo no son útiles cuando se

trabaja a nivel de sistema, donde se utilizan varios dispositivos, ya que no aportan más información que la que se obtiene con un modelo con un mayor nivel de abstracción.

Dado que en este caso se pretenden analizar tanto el sensor como la circuitería de interfaz que debe permitir obtener una señal digital a partir de la medida, nos centraremos en los modelos basados en HDL-A, ya que permite combinar elementos eléctricos y no-eléctricos, analógicos y digitales.

II.1.3.1 Modelización con HDL-A

El HDL-A es un lenguaje propietario de Anacad que permite modelizar sistemas analógicos a partir de una descripción de comportamiento del mismo. Estos modelos pueden ser después simulados junto con modelos Spice dentro del simulador ELDO. A continuación se va a describir brevemente como se estructura este lenguaje de simulación.

Al igual que en VHDL, el aspecto exterior de un sistema se define en la entidad. Esta describe el conjunto de entradas y salidas del modelo, así como los parámetros que lo caracterizan. Este hecho permite verlo como una caja negra, independiente del comportamiento que tenga.



Figura 12. Esquema de una entidad HDL-A.

Tal como se muestra en la Figura 12, la entidad dispone de tres tipos de entradas/salidas. La primera es el **pin**, que no existe en un sistema de modelización digital, ya que es un nodo en una malla de Kirchoff. Lo constituyen una magnitud equivalente a la corriente (que cumple el principio de conservación) y otra equivalente a la tensión (que es igual para todos los sistemas que confluyen en el punto). Esto es especialmente útil cuando se enlaza con un modelo eléctrico Spice, ya que un pin es equivalente a un nodo Spice.

Además existen entradas y salidas digitales y analógicas, que permiten introducir otros tipos de información dentro del sistema. Estas pueden ser variables de control (por ejemplo Reset) o de estado (temperatura).

También permite introducir parámetros que caracterizan el sistema desde el punto de vista geométrico, eléctrico, mecánico,...

Por último se pueden acoplar variables internas del sistema, para poder estudiar el comportamiento del mismo frente a determinadas entradas. O bien ver la causa que lleva a un comportamiento anómalo al sistema.

En el acelerómetro que se ha descrito anteriormente, una posible entidad sería la que se muestra en la Figura 13.

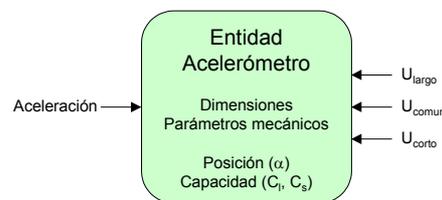


Figura 13. Entidad del acelerómetro.

En este caso, se observa que el sistema tiene cuatro entradas. Una de ellas es la aceleración, esta es de tipo pin, aunque no tiene magnitud conservativa. Las otras son los pines de medida de las capacidades del acelerómetro. Como parámetros se incluyen las dimensiones y los parámetros mecánicos. Como estados internos de salida se tienen el valor de la capacidad y la posición del péndulo.

Una vez definido el aspecto exterior del sistema, se pasa al modelo de comportamiento. Este modelo se denomina arquitectura. En principio, pueden haber tantas arquitecturas como se deseen, ya que pueden haber diferentes descripciones de comportamiento del sistema.

A modo de ejemplo, en el caso del sensor de aceleración se puede hacer una descripción ideal del mismo, o bien tener en cuenta el aspecto su geometría y sus dependencias respecto a esta, o incluir la dependencia con la temperatura. La elección de la arquitectura (descripción) concreta dependerá de los aspectos del modelo que se pretendan analizar.

La arquitectura se compone de tres campos:

- Inicialización: Permite definir valores de los parámetros por defecto. En él también se realiza el cálculo de las constantes del modelo.
- Procedimientos: Son ecuaciones explícitas que describen el comportamiento del sistema.
- Ecuaciones: Son ecuaciones implícitas del sistema (como Ecuaciones Diferenciales Ordinarias, EDOs).

Como ejemplo del primer campo en el acelerómetro se tendría la constante dieléctrica del vacío (ϵ_0). Como procedimiento las ecuaciones de la capacidad (Ec. 4). Como ecuación se incluiría la dependencia con respecto del tiempo del acelerómetro.

Un acelerómetro es un sistema mecánico, y se puede describir su dependencia respecto del tiempo por medio de una ecuación diferencial de segundo orden. Esta se puede establecerse a partir del esquema de la Figura 14.

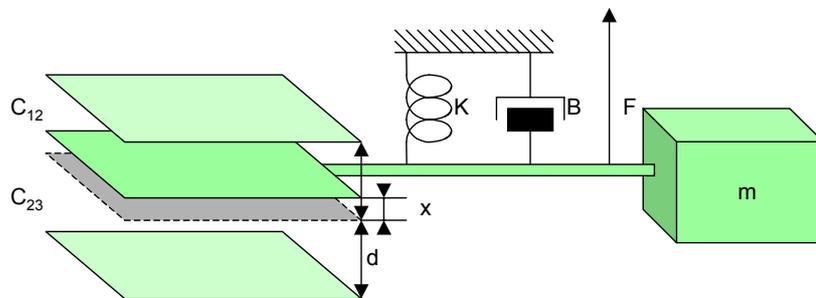


Figura 14. Esquema del sistema mecánico constituido por un acelerómetro

El sistema puede describirse mediante la siguiente ecuación diferencial:

$$m \frac{d^2}{dt^2} x + B \frac{d}{dt} x + K x = F \quad (\text{Ec. 16})$$

Donde m es la masa, B es el coeficiente de amortiguación, K es la constante de elasticidad, F es la fuerza que actúa sobre el péndulo y x es la posición del péndulo respecto del origen.

Falta un último aspecto para poder realizar el modelo HDL-A del acelerómetro, y es la fuerza electrostática (F_V) que aparece entre las armaduras de un condensador, cuando se le aplica una tensión.

$$F_V = \frac{\epsilon_0 A}{(d-x)^2} V^2 \quad (\text{Ec. 17})$$

Donde V es la tensión aplicada entre los electrodos. Si se introduce esta ecuación dentro de la anterior, se obtiene el siguiente resultado.

$$m \frac{d^2}{dt^2} x + B \frac{d}{dt} x + K x = \frac{\epsilon_0 A}{(d-x)^2} V_{12}^2 - \frac{\epsilon_0 A}{(d+x)^2} V_{23}^2 + F_g \quad (\text{Ec. 18})$$

Donde V_{12} es la tensión aplicada en la capacidad C_{12} y V_{23} la aplicada en la C_{23} . F_g es la fuerza introducida por la aceleración.

A partir de las ecuaciones (Ec. 18) y la (Ec. 8) se ha escrito el modelo HDL-A que se muestra en el anexo.

Una vez realizado el modelo, es necesario introducir los valores de parámetros del sensor. En primer lugar se va a caracterizar el dispositivo para medidas x-y. En este caso los dispositivos accesibles corresponden a las últimas versiones de acelerómetros fabricados por Robert-Bosch, a partir de los resultados del proyecto Máxima. Estos contienen modificaciones en el diseño, por lo que se ha realizado en primer lugar una determinación experimental de los parámetros necesarios.

II.1.3.2 Caracterización del Acelerómetro x-y

La caracterización de un acelerómetro capacitivo se puede realizar de dos formas. La primera es con una mesa vibratoria, que genera una aceleración sinusoidal. Este tipo de equipos son mecánicos, con unas constantes de tiempo altas, lo cual dificulta una caracterización en frecuencia precisa.

Por este motivo, se ha optado por una segunda metodología que es realizando medidas de capacidad en función de la tensión ($C(V)$). En este caso, se pueden obtener resultados tanto en continua, como en transitorio.

II.1.3.2.1 Test en continua

Se realizan dos medidas para obtener la característica $C(V)$ del acelerómetro. La primera es la medida de la capacidad frente a una variación de la tensión en los propios electrodos. El esquema de medida es el siguiente.

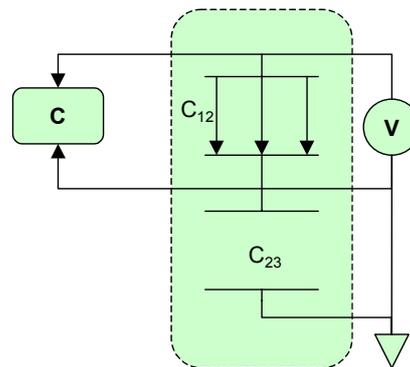


Figura 15. Esquema de medida para una capacidad en modo directo

La gráfica que se obtiene es la siguiente.

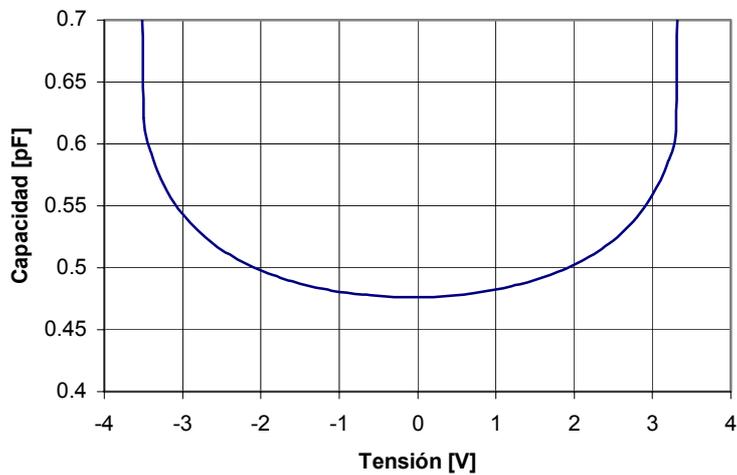


Figura 16. Medida de la Capacidad en función de la tensión en modo directo

Se observa que la curva es simétrica, como era de esperar, ya que la fuerza electrostática depende cuadráticamente de la tensión. Sin embargo, se observa un ligero offset, que se ha comprobado que proviene del propio instrumento de medida. Este tiene un valor de unos 50mV.

Un aspecto que llama la atención es el salto repentino que se observa cuando la tensión es de unos 3.5V. El motivo es que en este punto, se alcanza una inestabilidad. Esta se origina debido a que la capacidad sobre la que actúa la tensión tiene los electrodos muy próximos. La fuerza electrostática aumenta y la constante elástica (K) no es capaz de compensarla. La distancia se ve reducida hasta el punto en que las armaduras del condensador se tocan, o bien se llega a un tope introducido mecánicamente.

Se ha realizado la misma medida, pero aplicando la tensión al electrodo opuesto, como se muestra en la Figura 17.

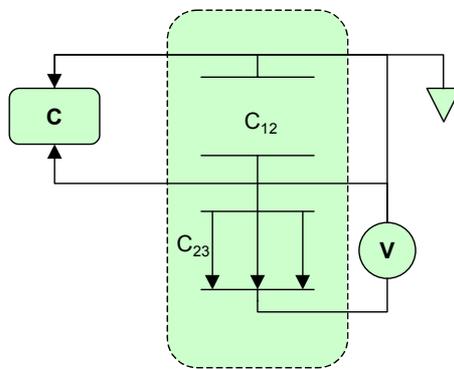


Figura 17. Esquema de medida para una capacidad en modo inverso

La gráfica que se obtiene en este caso es la siguiente.

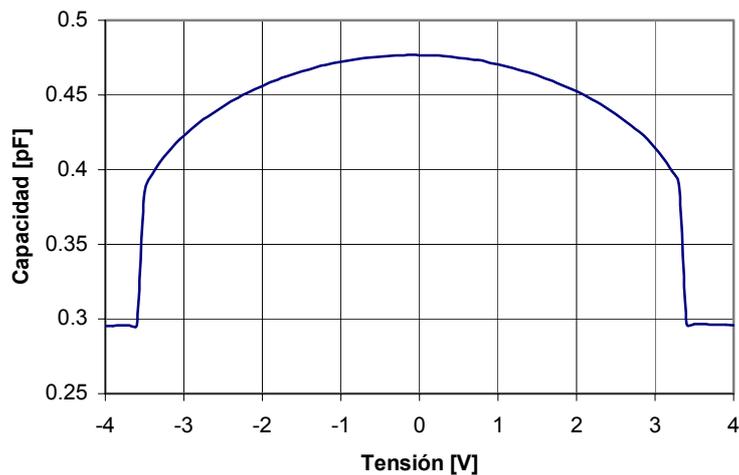


Figura 18. Medida de la Capacidad en función de la tensión en modo inverso

Se observa que en este caso la capacidad disminuye. La gráfica sigue siendo simétrica, aunque presenta de nuevo un ligero desplazamiento.

Se observa de nuevo la variación de la capacidad tiene un nuevo salto alrededor de 3.5V. Este era de esperar, ya que es el efecto complementario respecto del efecto que se observa en directa.

Si se superponen ambas gráficas, se obtiene el comportamiento frente a tensiones aplicadas en modo directo e inverso.

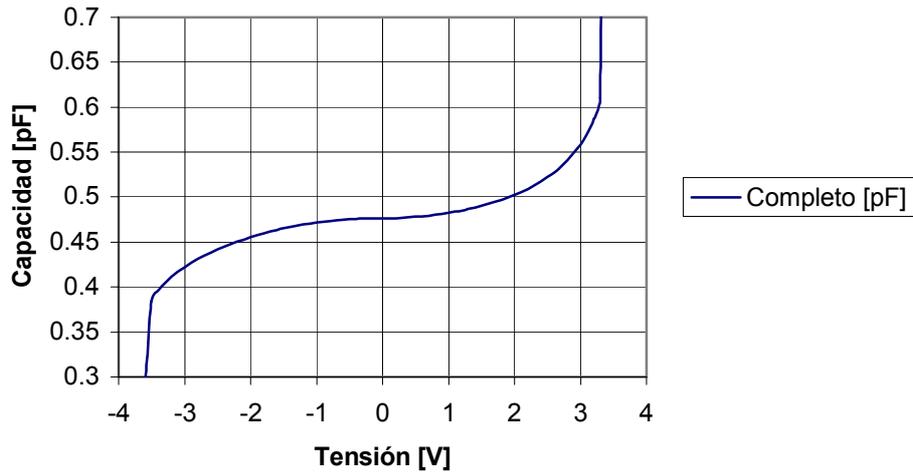


Figura 19. Comportamiento de la capacidad en modo directo (tensiones positivas) e inverso (tensiones negativas)

En la curva se observa que en el origen la variación de la capacidad es muy pequeña. Lo cual afectará a la sensibilidad del sistema en circuito abierto.

Una vez obtenidas las curvas, es necesario realizar un ajuste de la curva que proporcionará los valores finales del sistema. Para ello se establecen las ecuaciones que describen el comportamiento en continua, para cada uno de los casos.

Sistema directo:

$$\left. \begin{aligned} F_V &= \frac{\epsilon_0 A}{(d-x)^2} V^2 \\ F &= Kx \\ C_d &= \frac{\epsilon_0 A}{d-x} \end{aligned} \right\} \Rightarrow V^2 C_d^3 - K d \epsilon_0 A C_d + K \epsilon_0^2 A^2 = 0 \quad (\text{Ec. 19})$$

Sistema inverso:

$$\left. \begin{aligned} F_V &= \frac{\varepsilon_0 A}{(d-x)^2} V^2 \\ F &= Kx \\ C_i &= \frac{\varepsilon_0 A}{d+x} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (Ec. 20)$$

$$\Rightarrow \left(V^2 + \frac{4Kd^3}{\varepsilon_0 A} \right) C_i^3 - 8Kd^2 C_i^2 + 5Kd\varepsilon_0 A C_i - K\varepsilon_0^2 A^2 = 0$$

Donde ε_0 es la permitividad del vacío, A es el área equivalente de la capacidad, d es la distancia entre las armaduras cuando no hay tensión aplicada, V es la tensión aplicada, x es el desplazamiento y K es la constante elástica del acelerómetro.

Para ajustarla solo es necesario obtener los valores $K\varepsilon_0^2 A^2$ y $Kh\varepsilon_0 A$ ya que el resto de constantes son relaciones matemáticas de estos. Además se han añadido dos parámetros más que son una capacidad de offset y una tensión de offset.

Si se realiza el ajuste a partir de estas ecuaciones, se obtiene la siguiente gráfica:

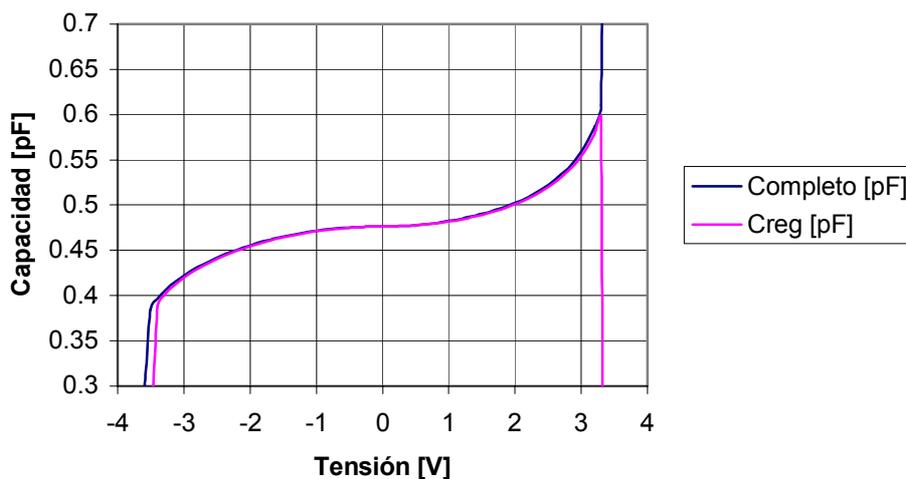


Figura 20. Regresión de la curva C(V)

Se observa que la curva sigue perfectamente el comportamiento del sensor. E incluso, predice los puntos en que este tiene el salto. El motivo por el

que la curva de regresión en ambos casos va hacia capacidades inferiores es por que no se ha tenido en cuenta el tope mecánico que tiene el sensor. El valor que se obtiene entonces es una capacidad negativa, la cual queda fuera del rango de la gráfica.

Constante	Valor
$K\varepsilon_0^2 A^2$	$5,8595 \cdot 10^{-36}$
$Kd\varepsilon_0 A$	$14,0462 \cdot 10^{-24}$
C_0	59,2fF
V_0	-49,8mV

Tabla 1. Resultados del ajuste de la curva en continua

A partir de estos resultados es posible obtener la capacidad en el origen:

$$C = \frac{K \varepsilon_0^2 A^2}{K d \varepsilon_0 A} = 417 \text{ fF} \quad (\text{Ec. 21})$$

La cual no es muy superior a la capacidad de offset (C_0). Por lo que será necesario considerar este hecho en el circuito de interfaz de lectura de la capacidad.

Con estos resultados es posible describir el sistema en continua. Falta realizar el estudio en transitorio para extraer el comportamiento en frecuencia.

II.1.3.2.2 Test en Transitorio

Para realizar la medida del transitorio, se realiza la misma operación que en la medida de la capacidad en modo directo, pero en este caso se aplica una señal pulsada que varía entre 0 y 2,5V.

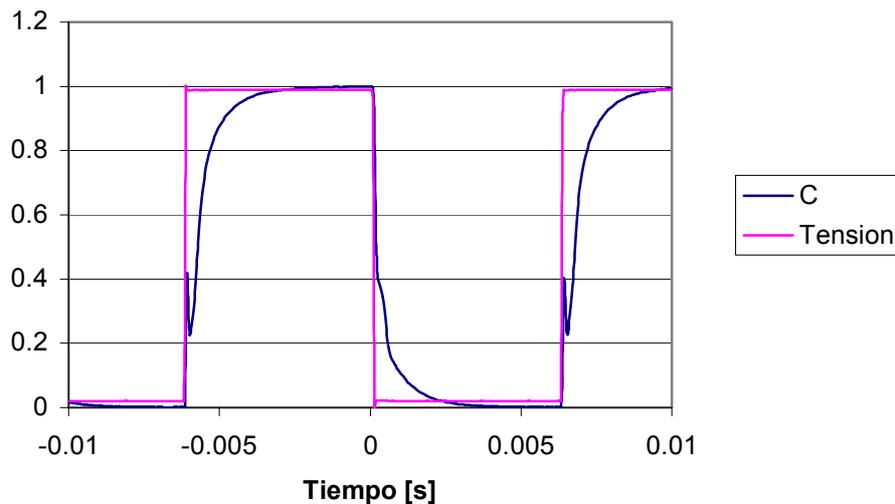


Figura 21. Transitorio en modo directo frente a una onda cuadrada

En la Figura 21 el 0 de tensión equivale a 0V y el 1 equivale a 2,5V. El resultado se representa normalizado para poder comparar ambas ondas.

A partir de estos resultados, se realiza un ajuste de las curvas. Para realizar el ajuste se toma el periodo en que la tensión pasa de 2.5V a 0V, que es cuando la variación de la capacidad en la cola es más lineal, se obtienen los siguientes resultados.

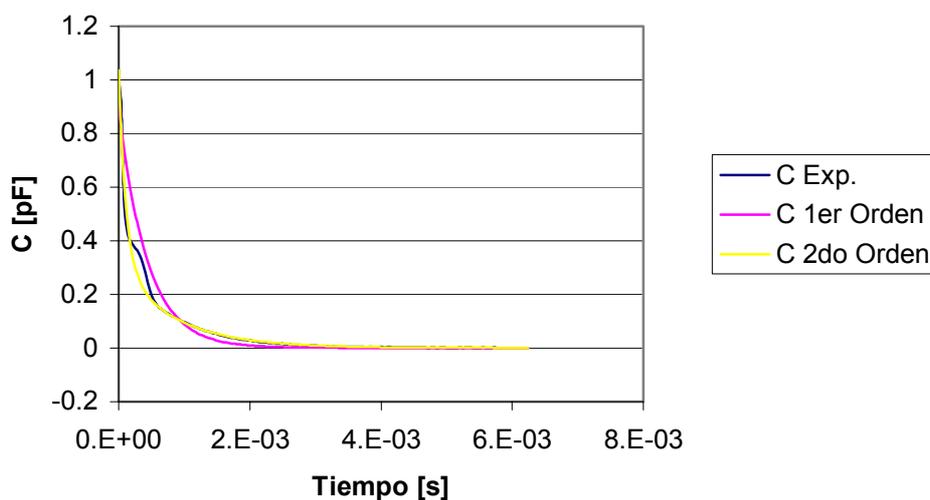


Figura 22. Transitorio en modo directo frente a eslabón unidad de 2,5V

Se observa que si la regresión se realiza para un sistema de primer orden, esta no es capaz de seguir la cola de la exponencial. En cambio, si se

supone un sistema de segundo orden el ajuste mejora considerablemente, como era de prever. Las constantes de tiempo determinadas son:

Constante	Valor
τ_1	848 μ s
τ_2	111 μ s

Tabla 2. Resultados del ajuste de la curva en transitorio

A partir de ellos, es posible extraer los parámetro de la ecuación diferencial (Ec. 16):

$$\begin{aligned} \frac{m}{K} \frac{d^2}{dt^2} x + \frac{B}{K} \frac{d}{dt} x + x &= \frac{F}{K} \Rightarrow \\ \Rightarrow (\tau_1 \tau_2) \frac{d^2}{dt^2} x + \left(\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) \frac{d}{dt} x + x &= \frac{F}{K} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 22})$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} m &= (\tau_1 \tau_2) K \\ B &= \left(\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) K \end{aligned} \quad (\text{Ec. 23})$$

A partir de ellos también es posible extraer la frecuencia natural de vibración del sistema (ω_0), y el factor de amortiguación (ξ). Cuando este último es igual a uno, el sistema tiene amortiguación crítica, si es superior es sobreamortiguado, y si es inferior es subamortiguado.

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \frac{\tau_1 + \tau_2}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} = 1,588 \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} = 3192 \text{ Hz} \end{cases} \quad (\text{Ec. 24})$$

Donde observamos que el sistema está muy poco sobreamortiguado, tal como era de prever viendo los tiempos de respuesta del acelerómetro.

Una vez obtenidos los resultados para el acelerómetros x-y se pasa a estudiar el caso del acelerómetro z.

II.1.3.3 Caracterización del Acelerómetro z

En el caso del acelerómetro en el eje z se disponen de los prototipos diseñados y realizados para el proyecto Maxima, por lo que es posible hacer uso de los parámetros que se obtuvieron^[Rui96].

Solo es necesario establecer la ecuación diferencial que describe su comportamiento en el tiempo. En este caso, el sistema también es mecánico, pero de rotación. Por lo tanto, el esquema será el que se muestra en la Figura 23.

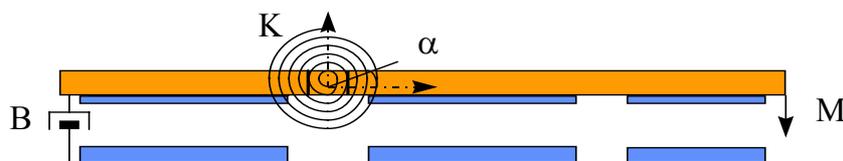


Figura 23. Esquema del sistema mecánico

El sistema puede describirse mediante la ecuación^[Gom97]:

$$I \frac{d^2}{dt^2} \alpha + B \frac{d}{dt} \alpha + K \alpha = M \quad (\text{Ec. 25})$$

Donde I es el momento de inercia, B es la viscosidad, K es la constante de elasticidad, M es el momento que actúa sobre el péndulo y α es el ángulo del péndulo respecto del origen.

Como en el caso anterior, es necesario tener en cuenta la fuerza electrostática que aparece al polarizar las capacidades. Dicha fuerza se convertirá en un momento, debido al comportamiento torsional del sistema.

El valor del momento aplicando de nuevo las hipótesis que han permitido el cálculo de las capacidades:

- La distancia entre los electrodos es varios órdenes de magnitud menor que el tamaño de los electrodos, por lo que se pueden despreciar los efectos de bordes.
- El ángulo de rotación es muy pequeño, y permite suponer que el campo eléctrico prácticamente no se desplaza respecto del eje Z.

La integral a resolver es:

(Ec. 26)

$$M_v = \left\{ \int_{x_0}^{x_1} \frac{\epsilon_0 l x}{(h + \alpha x)^2} dx \right\} V^2 = \frac{\epsilon_0 l}{\alpha^2} \left\{ \frac{h\alpha(x_0 - x_1)}{(h + \alpha x_0)(h + \alpha x_1)} + \ln \left(\frac{h + \alpha x_1}{h + \alpha x_0} \right) \right\} V^2$$

Donde V es la diferencia de tensión entre los electrodos de la capacidad. En esta ecuación se puede apreciar la no-linealidad del momento, la cual se deberá tener en cuenta a la hora de realizar las medidas.

A partir de las ecuaciones (Ec. 25)(Ec. 26) se obtiene la ecuación diferencial que describe el sistema:

$$I \frac{d^2}{dt^2} \alpha + B \frac{d}{dt} \alpha + K \alpha = M_{v1} + M_{v2} + M_g \quad (\text{Ec. 27})$$

Donde M_{v1} y M_{v2} son los momentos debidos a la fuerza electrostática que actúa sobre cada una de las capacidades del acelerómetro. M_g es el momento introducido por la aceleración.

II.1.3.3.1 Modelo en continua

Para realizar el modelo en continua del acelerómetro, se eliminan las derivadas respecto del tiempo de la (Ec. 27). Con ello se obtiene:

$$K \alpha = M_{v1} + M_{v2} + M_g \quad (\text{Ec. 28})$$

A partir de ella y de las ecuaciones (Ec. 9) y (Ec. 26), se obtiene el comportamiento en continua.

$$\begin{cases} C = \frac{\epsilon_0 l}{\alpha} \ln\left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0}\right) \\ K\alpha = M_{v1} + M_{v2} + M_g \\ M_V = \frac{\epsilon_0 l}{\alpha^2} \left\{ \frac{d\alpha(x_0 - x_1)}{(d + \alpha x_0)(d + \alpha x_1)} + \ln\left(\frac{d + \alpha x_1}{d + \alpha x_0}\right) \right\} V^2 \end{cases} \quad (\text{Ec. 29})$$

Si se aplican los parámetros del acelerómetro que se presentan en la Tabla 3:

Constante	Valor
x_1	1,4mm
x_0	14 μ m
d	8,7 μ m
l	1,4mm
K	5 μ Nm/rad

Tabla 3. Parámetros del acelerómetro Z

Se obtiene la curva de la Figura 24.

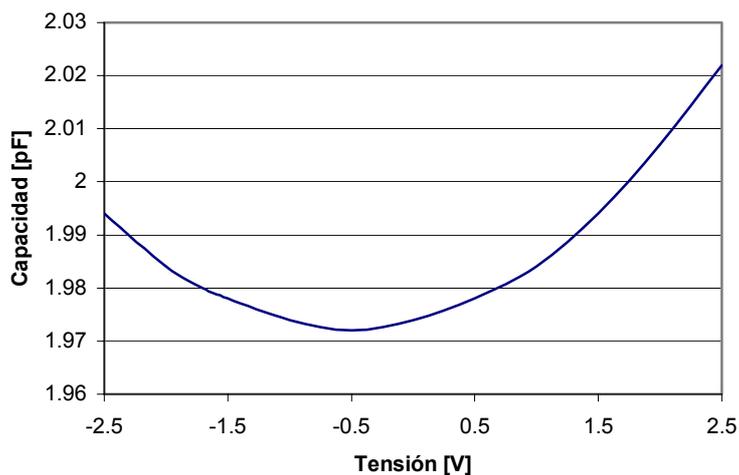


Figura 24. Curva C(V) en modo directo para el acelerómetro en el eje z.

La variación de la capacidad coincide con la obtenida experimentalmente.

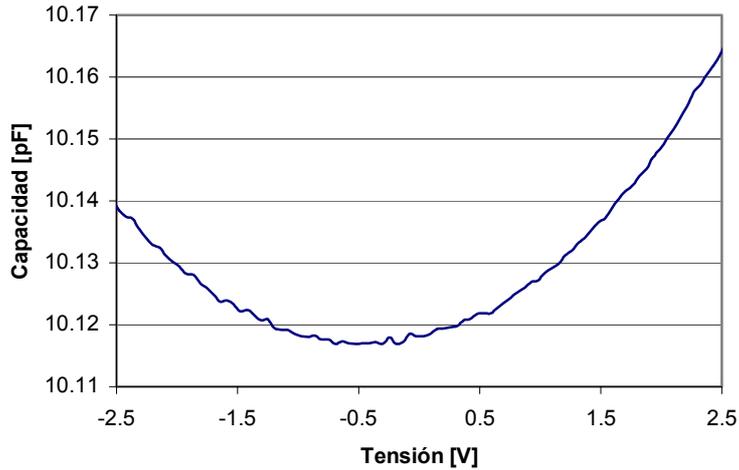


Figura 25. Curva $C(V)$ experimental en modo directo para el acelerómetro en el eje z.

Se observa que la capacidad obtenida en el origen difiere. Sin embargo, como la medida será en diferencial, esta no afectará. Sin embargo, si se debe tener en cuenta que su valor es del orden de los picofaradios.

Una vez parametrizado el modelo en continua, se parametriza el modelo en pequeña señal.

II.1.3.3.2 Modelo en pequeña señal

Para realizar este modelo, se ha partido de una medida experimental en frecuencia, ya que la constante de amortiguación es un parámetro de difícil obtención mediante simulación.

Para poderla comparar con la ecuación diferencial, se realiza la transformada de Laplace de la ecuación (Ec. 25).

$$\frac{M}{K\alpha} = \frac{1}{\frac{I}{K}s^2 + \frac{B}{K}s + 1} \quad (\text{Ec. 30})$$

Se ha realizado el ajuste, obteniendo la curva de la

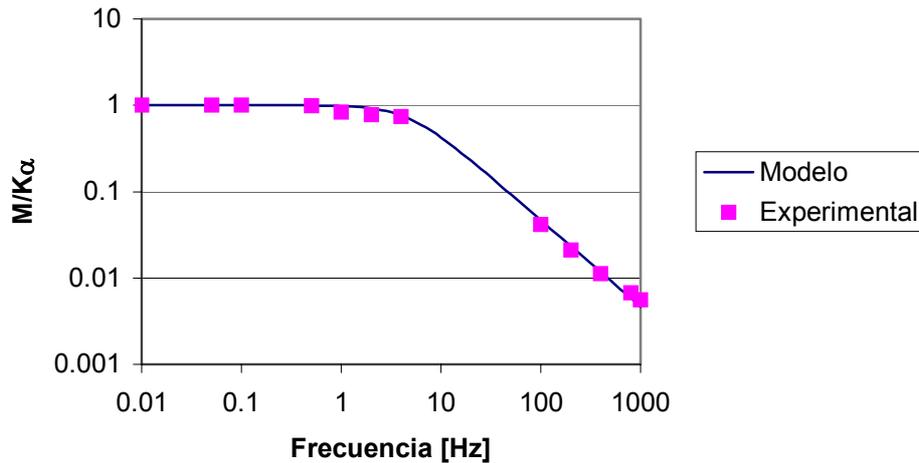


Figura 26. Ajuste de la curva en pequeña señal

Para obtener esta curva, se calculan los polos a partir de la siguiente ecuación:

$$s = \left(-\xi \pm j\sqrt{1 - \xi^2} \right) \omega_0 \quad (\text{Ec. 31})$$

En general, interesa que sea superior a uno, ya que el sistema es más estable que en el resto de casos. Esto también aumenta los tiempos de respuesta.

Los parámetros obtenidos son:

Constante	Valor
ω_0	6,37kHz
ξ	102,18

Tabla 4. Resultados del ajuste de la curva en pequeña señal

En este caso, el acelerómetro es muy sobreamortiguado, lo que implica que ambos polos están muy separados. En este caso, el acelerómetro se puede considerar casi como un sistema de primer orden.

II.1.4 Acondicionado de la señal

Una vez parametrizados ambos acelerómetros pasamos a estudiar el acondicionamiento de la señal de capacidad que se obtiene.

Cuando se habla de acondicionamiento de señal, se considera generalmente el proceso que se realiza con un sistema ajeno al sistema de medida, y que permite corregir errores en la medida.

En nuestro caso consideramos el acondicionamiento de señal asociado a la interfaz que hay con el sensor. Este realiza un procesado de la señal, y una conversión de la magnitud del sensor. A partir de la salida de la interfaz es posible hacer un nuevo procesado de señal para corregir otros efectos, pero esto queda fuera del marco presente.

En general se pueden considerar tres posibles métodos de tratamiento de la señal de un sensor: bucle abierto, bucle corregido y bucle cerrado.

II.1.4.1 Bucle abierto

La medida en bucle abierto es aquella en la cual la salida no modifica el comportamiento del sistema de medida. Este tipo de medida es el más común, y en el se realiza una lectura directa de la propiedad que varía con la magnitud a medir. Casos típicos son la lectura directa de un sensor resistivo (termoresistencia), capacitivo (sensor de humedad) o inductivo (detector de metales).

En este caso, la salida es función únicamente de la magnitud obtenida del sensor. El tratamiento de señal en este caso suele ser la amplificación de la señal y la corrección de las no-linealidades. El aspecto más importante es conseguir una buena linealidad y precisión a la salida de la interfaz.

II.1.4.2 Bucle corregido

Cuando el propio acto de medir modifica el estado del sensor, se pueden llegar a obtener diferencias substanciales entre la salida esperada y la salida real. Este hecho puede suceder si se aplica una corriente excesiva a una

termoresistencia. En este caso, ésta puede sufrir un autocalentamiento debido a la energía que desprende por efecto Joule. El resultado sería que se mediría un valor de resistencia que no sería coherente con la temperatura del sistema.

En este caso, el circuito de interfaz tiene en cuenta tanto la señal de salida del sensor, como las tensiones y corrientes que se están aplicando para obtenerlas. El modelo que se necesita es más complejo, y por lo tanto puede precisar de muchas más etapas electrónicas. Esto puede llegar a introducir un nivel de ruido incompatible con la débil señal obtenida en el proceso de transducción

Por último indicar que cada corrección es específica para el sensor o sensores para la que fue diseñada. A modo de ejemplo, la compensación para un sensor capacitivo diferencial planoparalelo no es igual que la de uno torsional. En el primer caso es de tipo lineal, y en el segundo incluye funciones logarítmicas.

Por este motivo, es difícil diseñar una interfaz genérica, ya que sería preciso disponer de un procesador de señal analógico programable. Por lo tanto, en muchos casos, es necesario limitar el tipo de sensores que van a trabajar con una determinada interfaz.

II.1.4.3 Bucle cerrado

Cuando el acto de medir modifica de forma muy acusada la medida, el problema se puede plantear de otra forma. En lugar de medir un sensor, se puede generar una acción que compense la magnitud que se desea medir. Ésta acción será proporcional a la magnitud que se desea medir.

En el caso del acelerómetro que se ha presentado en el apartado II.1.2, se puede obtener la aceleración a partir de la variación de la capacidad. Pero también se puede aplicar una tensión diferente a cada una de las capacidades de forma que compense la aceleración aplicada.

El tratamiento de señal extrae a partir de los datos de la señal que se esta midiendo un parámetro cruzado que se vuelve a introducir en el sistema.

En el caso anterior se convierte una aceleración en una tensión que se vuelve a aplicar al sensor.

Este proceso es más general al ser el propio sensor el que compensa su no-linealidad. Por otro lado, al ser un sistema realimentado, entran en juego otros aspectos, como la estabilidad del sistema, o la tensión necesaria para conseguir que el sensor se mantenga en la posición deseada. Esto obliga a limitar de nuevo las características de los sensores que se utilizarán con la interfaz.

II.1.5 Medida de Microsensores capacitivos

Tal como se ha explicado, el objetivo de esta tesis es desarrollar una interfaz de medida especialmente adaptado para microsensores capacitivos basados en tecnología microelectrónica. Este tipo de sensores tienen una capacidad muy pequeña, tal como se ha visto anteriormente, y por consiguiente es muy fácil enmascarar su valor con capacidades parásitas.

Existen tres métodos básicos para la medida de la aceleración a partir de un sensor capacitivo. Estos tres métodos corresponden a los tres posibles métodos de tratamiento de la señal descritos en el apartado anterior:

- Amplificador de Carga^[Her94]: Es un sistema de medida en bucle abierto
- Balance de Cargas^[Leu90]: Se basa en un bucle corregido
- Balance de Fuerzas^[Cou93]: El bucle es cerrado

Los tres métodos se basan en circuitos de capacidades conmutadas^[Max73], ya que son inmunes al efecto de las capacidades parásitas^{[Gri97][Yin91]}. A continuación se realiza una breve exposición de los tres.

II.1.5.1 Amplificador de Cargas

Es el método más sencillo para medir un sensor basado en capacidades diferenciales. El modo de funcionamiento es aplicar la misma tensión a las dos capacidades del sensor. Debido a esta tensión, se acumula una cierta carga en

cada capacidad. Si se restan las cargas, se obtiene la diferencia de capacidades. A partir de ellas se obtiene la señal de salida. El esquema se muestra en la figura.

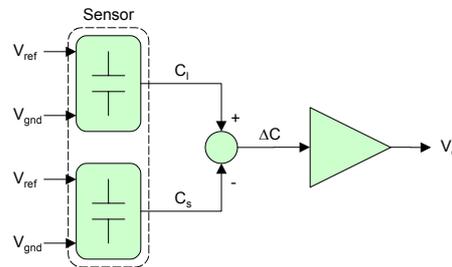


Figura 27. Esquema de una interfaz de amplificación de cargas.

Tal como se ha mostrado en al estudiar los sensores basados en capacidades diferenciales, tienen el problema intrínseco de la no-linealidades debidas al propio diseño del sensor. Sin embargo, es posible reducir el rango de trabajo del sensor para limitar dicho efecto.

Otro aspecto a tener en cuenta es que esta interfaz es adecuada para sensores macroscópicos, donde la distancia entre las armaduras de un condensador es grande, y el efecto de la fuerza electrostática es muy pequeño.

Sin embargo, en sensores micromecanizados, las distancias disminuyen, y aparece un efecto de escala, que hace que la fuerza que antes era despreciable, deje de serlo.

II.1.5.2 Balance de Cargas

El balance de cargas es un sistema basado en un bucle linealizado. Su objetivo consiste en minimizar el efecto introducido por la fuerza electrostática en un sensor micromecanizado. Para ello, realiza una compensación de las fuerzas introducidas por el sistema de medida. El resultado es que el sensor se comporta como si sólo estuviera sometido a la aceleración que se desea medir.

No es posible realizar una compensación genérica para cualquier tipo de sensor, por lo que es necesario hacer una hipótesis inicial. En este caso, definiremos que el sensor deberá ser de capacidades planoparalelas.

Este tipo de sensor es el más común entre los sensores capacitivos, y por lo tanto, la interfaz seguirá pudiendo trabajar con la mayoría de sensores.

Tal como se ha visto durante el estudio de estos sensores, es posible linealizarlos aplicando la función que se reproduce a continuación

$$f(x) = \frac{C_l - C_s}{C_l + C_s} = \frac{x}{d} \quad (\text{Ec. 32})$$

En este caso, el esquema queda de la siguiente forma.

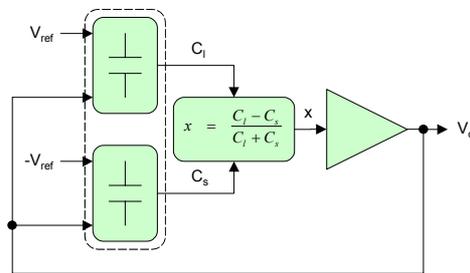


Figura 28. Esquema de una interfaz de balance de cargas.

Al aplicar una tensión proporcional al valor obtenido a partir de la ecuación se corrige también el efecto introducido por las fuerzas electrostáticas. Con lo que el sistema sensor-acondicionador es lineal.

Existen casos donde el sensor se rige por este comportamiento en la región próxima al origen, pero se separa de él a medida que se aproxima a uno de los extremos. Éste es el caso del sensor torsional que se ha visto anteriormente. Existen dos soluciones posibles, realizar un tratamiento posterior, o bien hacer uso de un bucle cerrado, y compensar este efecto.

II.1.5.3 Balance de Fuerzas

El último paso es realizar un bucle cerrado. De esta forma se asegura la linealidad del sistema en el rango más amplio. En este caso, el objetivo es compensar el desplazamiento producido por la magnitud a medir por medio de la aplicación de fuerzas electrostáticas.

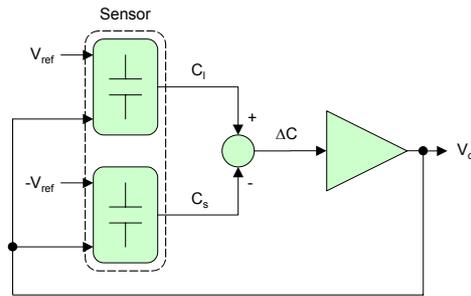


Figura 29. Esquema de una interfaz de balance de fuerzas.

Como se puede observar, el punto de vista es completamente opuesto al anterior. En lugar de intentar minimizar los efectos de las fuerzas, se hace uso de ellas para linealizar el sistema.

Este método asegura que en el rango de control sensor se encontrará en la misma posición (idealmente la posición de equilibrio), y por lo tanto el proceso de medida cumplirá la relación entre la tensión que se aplica al sensor y la magnitud a medir.

Para poder lograr que el sensor se mantenga siempre en dicha posición es necesario que el efecto de la realimentación sobre el sensor sea superior al de la magnitud a medir. En segundo lugar, es necesario que la frecuencia de trabajo del sistema de interfaz sea muy superior a la del sensor, de forma que realice un sobremuestreo del ancho de banda del sensor.

Nuestro objetivo será realizar una interfaz versatil que pueda actuar tanto como amplificador de carga, balance de carga o balance de fuerza con sensores capacitivos diferenciales, o con la utilización de capacidades de referencia externas.

II.2 Referencias

[Dül99] Bernd Dülfer, “Algorithmic Signal Processing”, material from the “Intelligent Signal Processing” course, Swiss Foundation for Research in Microtechnology, 1999.

- [Tot96] F.N. Toth, D. Bertels, G.C.M. Meijer, "A Low-Cost, Stable Reference Capacitor for Capacitive Sensor Systems", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement", Vol. 45, pp. 526-530, 1996.
- [Max95] ESPRIT III Project No. 6416, "Multiaxial Monolithic Integrated Accelerometer", Final Technical Report, 1995.
- [Rui95] O. Ruiz, J. Samitier, S. Marco, J.R. Morante, C. Burrer, J. Esteve, "Torsional Accelerometer with Viscous Damping Control Based on Thin Micromachined Silicon Structures", presented at TRANSDUCERS'95, 1995.
- [VHDL93] "IEEE Standard VHDL Language Reference Manual", IEEE Standard 1076-1993, SH16840, IEEE Press, 1993.
- [HDLA95] "HDL-A Reference Manual", Document Number 310501(ii), ANACAD Electrical Engineering Software GmbH, 1995.
- [Car99] M. Carmona, S. Marco, J. Sieiro, O. Ruiz, J.M. Gómez-Cama, J. Samitier, "Modelling of Microsystems with Analog Hardware Description Languages", Sensors and Actuators A, vol. 76, pp. 32-42, 1999.
- [Rui96] O. Ruiz, "Disseny i realització d' acceleròmetres capacitius pendulars en silici monocristal·lí", Ed. Publicacions Universidad de Barcelona, ISBN: 84-475-1481-1, 1996.
- [Gom97] J.M. Gómez-Cama, O. Ruiz, S. Marco, J.M. López-Villegas, J. Samitier, "Simulation of a Torsional Capacitive Accelerometer and Interface Electronics Using an Analog Hardware Description Language", Computational Mechanics Publications, ISBN 1-85312-501-6, 1997.
- [Her94] D. Herbst, B. Hoeffinger, "Integrated Interface Circuits for Capacitive Micromechanical Sensors", in Analog Circuit Design, W. Sansen, Kluwer Academic Publishers, pp. 141-162, 1994.
- [Leu90] H. Leuthold, F. Rudolf, "An Asic for High-Resolution Capacitive Microaccelerometers", Sensors and Actuators A, vol. 21-23, pp. 278-281, 1990.

[Cou93] Y. de Coulon, T. Smith, J. Hermann, M. Chevroulet, F. Rudolf, "Design and Test of a Precision Servoaccelerometer with Digital Output", Extended Abstract for the Digest of Technical Papers, TRANSDUCERS, Jun. 1993.

[Max73] J.C. Maxwell, "A Treatise on Electricity and Magnetism", 1873.

[Gri97] M. Grigorie, "Integrated Sigma-Delta Interface for Capacitive Sensors", Tesis para la obtención del grado de Doctor, EPFL, 1997.

[Yin91] D. Yin, Z. Zhang, H. Li, "A simple Switched-Capacitor-Based Capacitance-to-Frequency Converter", Analog Integrated Circuits and Signal Processing 1, Kluwer Academic Publishers, pp. 353-361, 1991.