

Electrostática y Sensado Capacitivo

El control por fuerza electrostática raramente es utilizado en máquinas convencionales, ya que, usualmente, la fuerza es muy pequeña como para poder desplazar o elevar una pieza mecánica, a menos que el voltaje empleado sea extremadamente grande. Sin embargo, con la miniaturización de las estructuras mecánicas, la fuerza electrostática es relativamente grande. De este modo, el control por fuerzas electrostáticas tiene amplias aplicaciones en microsensores y microactuadores.

Para máquinas convencionales, el sensado capacitivo tiene algunas aplicaciones, pero sufre de altas interferencias electromagnéticas, además, necesita de una circuitería sofisticada para la medición y linealización de las señales. Sin embargo, debido a las favorables propiedades del escalamiento, del incremento de las técnicas de sensado CMOS y, entre otras cosas, de la integración de micromáquinas y microelectrónica, el sensado capacitivo ha ganado popularidad en los microsistemas.

Como ya se mencionó en capítulos anteriores, la teoría empleada para microsistemas es la ya establecida para la fuerza electrostática y para el sensado capacitivo, sin embargo, deben considerarse algunos aspectos para su aplicación, entre otros los siguientes:

Para microestructuras, todas las fuerzas son comparables, por tanto deben considerarse al mismo tiempo, ya que la fuerza electrostática es comparable con la fuerza elástica de la estructura mecánica. Además, la acción conjunta de la fuerza electrostática y la fuerza elástica puede causar no-linealidades o problemas de estabilidad. Así mismo, la señal de control empleada para sensado capacitivo causa fuerzas electrostáticas, las cuales pueden ser lo suficientemente grandes y modificar la capacitancia medida, por lo tanto, este efecto debe ser eliminado, y como la distancia entre las partes mecánicas y las dimensiones de las estructuras mecánicas son muy cercanas, los efectos parásitos de la electricidad tienen que considerarse en muchos casos. [3]

4.1 Fuerza Electrostática

4.1.1 Fuerza Normal a la Placa del Electrodo

Supóngase que el voltaje V de una batería es aplicado a un capacitor, compuesto de un par de electrodos paralelos, como se muestra en la Fig. 4.1. El electrodo de la izquierda está fijo en $x=0$ y el de la derecha es un electrodo móvil en x , el cual se mueve en su dirección normal. Si las dimensiones de los electrodos son mucho más grandes que la distancia x entre los electrodos, el efecto de los bordes provocado por el campo eléctrico puede despreciarse y la capacitancia puede calcularse como la de un capacitor de placas paralelas:

$$C = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{x} \quad 4.1$$

Donde A es el área de los electrodos, $\varepsilon_0=8,854*10^{-12} \text{ F/m}$ es la permitividad del vacío y ε es la permitividad relativa del medio entre los electrodos, la cual es aproximadamente uno para el aire. La carga acumulada en el capacitor es:

$$Q_C = C(x)V \quad 4.2$$

Y la energía eléctrica almacenada en el capacitor es:

$$E_C = \frac{1}{2} C(x)V^2 \quad 4.3$$

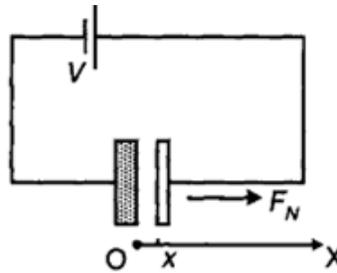


Fig. 4.1 Fuerza electrostática normal a la placa. [3]

Además, se sabe que existe una fuerza eléctrica entre los electrodos. Si se aplica una fuerza F_N sobre la placa móvil, que desplaza la placa una distancia Δx , la conservación de la energía del sistema, compuesto por la batería y el capacitor, es:

$$F_N \Delta x + \frac{dE_C}{dx} \Delta x + \frac{dE_B}{dx} \Delta x = 0 \quad 4.4$$

Donde E_B es la energía interna de la batería, por lo tanto:

$$F_N = -\frac{dE_C}{dx} - \frac{dE_B}{dx} \quad 4.5$$

De acuerdo a la Ec. 4.3:

$$\frac{dE_C}{dx} = \frac{1}{2} \frac{\partial C(x)}{\partial x} V^2 \quad 4.6$$

Como el voltaje de la batería, V , es constante, el cambio de su energía, E_B , depende del flujo de carga, hacia o fuera de la batería, en el proceso. Por lo tanto:

$$\frac{dE_B}{dx} = -V \frac{\partial Q_C}{\partial x} \quad 4.7$$

Acorde a la Ec. 4.2:

$$\frac{dE_B}{dx} = -\frac{\partial C(x)}{\partial x} V^2 \quad 4.8$$

De las Ecs. 4.6, 4.7 y 4.8, obtenemos:

$$F_N = \frac{1}{2} \frac{\partial C(x)}{\partial x} V^2 \quad 4.9$$

De las Ecs. 4.1 y 4.9, tenemos:

$$F_N = -\frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{2x^2} V^2 \quad 4.10$$

El signo negativo de la Ec. 4.10 indica que la fuerza aplicada a la placa móvil es una fuerza de atracción hacia el electrodo fijo. Esto parece indicar que la fuerza electrostática sobre el electrodo móvil puede obtenerse por la relación:

$$F_N = -\frac{dE_C}{dx} \quad 4.11$$

De las Ec. 4.1, 4.3 y 4.11, tenemos:

$$F_N = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{2x^2} V^2 \quad 4.12$$

Si comparamos las magnitudes de las Ecs. 4.10 y 4.12 parecen ser las mismas, pero de signos opuestos. El signo positivo en la Ec. 4.12 indica que es una fuerza repulsiva, pero esto es incorrecto. Lo que sucede es que la batería, como parte del sistema, puede suministrar o recuperar energía hacia o del capacitor para mantener el voltaje constante. Por ejemplo, cuando la placa móvil es forzada a alejarse de la placa fija por una fuerza F una distancia Δx , el trabajo hecho por la fuerza externa es $F\Delta x$. La energía almacenada en el capacitor decrece debido al incremento en la distancia. Aparentemente el principio de conservación de la energía es violado si solo es considerado el capacitor. De hecho, con la distancia incrementada, parte de la carga es transferida del capacitor a la batería, ocasionando que la energía de la batería se incremente por una cantidad mayor que la energía transferida por el capacitor.

De acuerdo a la Ec. 4.10 y lo visto en la sección 3.4.2, referente a las leyes de escalamiento, la fuerza de atracción entre las dos placas paralelas permanece constante cuando se escala la distancia. Esta es una característica favorable de la fuerza electrostática para aplicaciones en micromecánica.

4.1.2 Fuerza Tangencial a la Placa del Electrodo

Considérese un capacitor compuesto de un par de placas paralelas separadas por una distancia constante d_0 , una placa esta fija y la otra se mueve sobre su plano, como se muestra en la Fig. 4.2. Supóngase que la distancia que se superponen las placas, y , es mucho más grande que la distancia, d_0 , entre las placas. La capacitancia entre las placas es:

$$C = \frac{by\varepsilon\varepsilon_0}{d_0} \quad 4.13$$

Donde b es el ancho de las placas. La carga y la energía acumuladas en el capacitor son respectivamente:

$$Q_C = C(y)V \quad 4.14$$

$$E_C = \frac{by\varepsilon\varepsilon_0}{2d_0}V^2 \quad 4.15$$

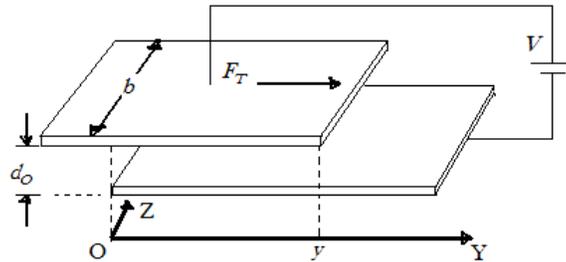


Fig. 4.2 Fuerza electrostática tangencial a la placa. [3]

Si la fuerza aplicada sobre la placa móvil es F_T , para un desplazamiento Δy , la relación para la conservación de la energía es:

$$F_T\Delta y + \frac{dE_C}{dy}\Delta y + \frac{dE_B}{dy}\Delta y = 0 \quad 4.16$$

Donde E_B es la energía de la batería. Usando las relaciones:

$$\frac{dE_C}{dy} = \frac{b\varepsilon\varepsilon_0}{2d_0}V^2 \quad y \quad \frac{dE_B}{dy} = -V\frac{dQ_C}{dy} = -\frac{b\varepsilon\varepsilon_0}{d_0}V^2$$

Obtenemos:

$$F_T = \frac{b\varepsilon\varepsilon_0}{2d_0}V^2 \quad 4.17$$

Refiriéndonos a la Fig. 4.2, el signo positivo en la Ec. 4.17 indica que la fuerza aplicada sobre la placa móvil jala al electrodo, resultando en un área mayor de superposición. Además, la Ec. 4.17 indica que la fuerza es independiente de la distancia de superposición, y , por lo que, la fuerza es constante con el movimiento de la placa y la fuerza tangencial es constante cuando las dimensiones del capacitor son escaladas con la distancia, d_0 .

Si comparamos las magnitudes de F_N y F_T , de las Ec. 4.10 y 4.17, tenemos $\frac{F_N}{F_T} = \frac{y_0}{d_0}$, donde y_0 es la distancia de superposición en el momento. De la relación anterior, es obvio que F_N es mucho más grande que F_T , ya que y_0 es usualmente más grande que d_0 .

4.2 Desplazamiento de Estructuras Elásticas debido a Fuerzas Electroestáticas

4.2.1 Desplazamiento Normal y Efecto Pull-In

Considerar una estructura con una masa suspendida por vigas elásticas sobre ambos lados de manera que la masa solo pueda moverse en su dirección normal, Fig. 4.3a. La masa se utiliza como un electrodo y un electrodo fijo esta localizado debajo de la masa, separados por una distancia d_0 . Cuando se le aplica una diferencia de voltaje a los electrodos, V , una fuerza electrostática es aplicada a la masa, atrayéndola hacia el electrodo fijo, Fig. 4.3b. Una vez que la masa ha sido desplazada una fuerza de restauración, generada por las vigas elásticas, tiende a jalar la masa a su posición original. La posición de balance de la masa puede calcularse mediante un balance de fuerzas. Sin embargo, no es un problema sencillo debido a la naturaleza no lineal de la fuerza electrostática, la cual puede causar problemas de estabilidad bajo algunas condiciones.

Supóngase que el desplazamiento de la masa es y . Debido a la acción conjunta de la fuerza electrostática y elástica, la condición de balance de fuerzas es:

$$F = F_e + F_k = 0$$

Donde F_e es la fuerza electrostática y $F_k = -ky$ es la fuerza de restauración elástica, por lo tanto:

$$\frac{A\epsilon\epsilon_0 V^2}{2(d_0 - y)^2} - ky = 0 \quad 4.18$$

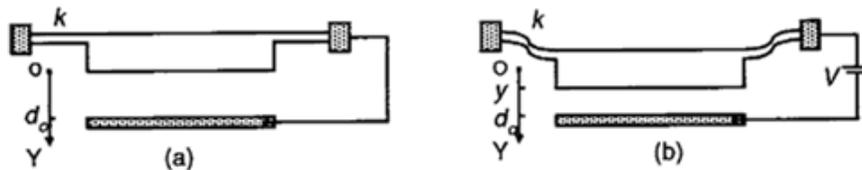


Fig. 4.3 Desplazamiento de la estructura elástica por fuerza electrostática. a) Sin fuerza electrostática y b) Con fuerza electrostática. [3]

Así de la Ec. 4.18 puede encontrarse el desplazamiento balanceado, utilizando un método grafico.

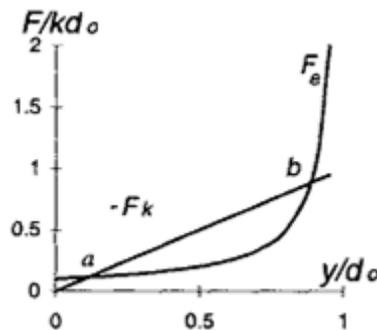


Fig. 4.4 Dependencia de F_e y $|-F_k|$ sobre la distancia. [3]

Las curvas de F_e y $|F_k|$, como funciones del desplazamiento y están dibujadas de forma separada en la Fig. 4.4. La curva de F_e es una hipérbola, mientras que la curva de F_k es una línea recta que inicia en el origen de coordenadas. Si k es lo suficientemente grande, las 2 curvas se intersecan en los puntos a y b de la Fig. 4.4. La solución del punto b no es estable, ya que, si una pequeña perturbación regresa la masa un poco, la fuerza de restauración F_k será más grande que la fuerza de atracción electrostática en cantidad y moverá a la masa hasta el punto a . Por otro lado, si una pequeña perturbación mueve a la masa más allá de su posición original b la fuerza electrostática será más grande que la fuerza de restauración elástica y la masa se moverá hasta tocar el electrodo fijo. Sin embargo, la solución correspondiente al punto a si es estable, ya que la masa siempre regresará a su posición de balance después de que una fuerza perturbadora aleje a la masa del punto a .

Matemáticamente, la condición para un estado estable es $\frac{\partial F}{\partial y} < 0$, esto es:

$$\frac{A\epsilon\epsilon_0V^2}{(d_0 - y)^3} - k < 0 \quad 4.19$$

De las Ecs. 4.18 y 4.19, tenemos:

$$y < \frac{1}{3}d_0 \quad 4.20$$

Esto significa que el desplazamiento balanceado es estable cuando al menos este sea de un tercio de la distancia original entre los electrodos, d_0 .

Para una estructura mecánica, k es constante. De la Fig. 4.4 y la Ec. 4.19, puede verse que F_e incrementa con un incremento en el voltaje V ; por lo tanto, los puntos a y b se acercarán cuando se incremente V . Es de esperar que, para un voltaje crítico V_{po} , los puntos a y b coincidirán. Para cualquier voltaje mayor a V_{po} no habrá intersección entre las dos curvas y la masa siempre estará en contacto con el electrodo fijo, ya que F_e siempre será más grande que $|F_k|$ para $V > V_{po}$. Por lo tanto V_{po} es referido como el voltaje de *pull-in*.

4.2.2 Desplazamiento Angular de una Barra de Torsión

Un estructura con barras de torsión consiste de un par de barras de torsión y una placa rectangular, Fig. 4.5. Un electrodo esta debajo de la placa, como se indica en la figura por las líneas punteadas. La placa tendrá un desplazamiento angular φ si un torque T_e es aplicado por una fuerza electrostática:

$$\varphi = \frac{1}{k_\varphi} T_e \quad 4.21$$

Donde k_φ es la constante de torsión de las dos barras, de acuerdo a la sección 3.2.5:

$$k_\varphi = \frac{2k_1bh^3G}{l} \quad 4.22$$

El torque de restauración de las barras de torsión es:

$$T_k = -k_\varphi \varphi \quad 4.23$$

Si el voltaje aplicado entre la placa y el electrodo de la parte inferior es V , el torque causado por la fuerza electrostática es:

$$T_e = \int_{a_1}^{a_2} \frac{B \varepsilon \varepsilon_0 V^2 x dx}{2(d_0 - \varphi x)^2} \quad 4.24$$

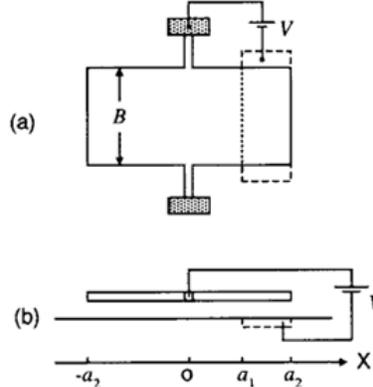


Fig. 4.5 Estructura con barras de torsión y un electrodo debajo. a) Vista superior y b) Vista sección transversal. [3]

Usando las notaciones $\tilde{a}_1 = a_1/d_0$ y $\tilde{a}_2 = a_2/d_0$, tenemos:

$$T_e = \frac{B \varepsilon \varepsilon_0 V^2}{2\varphi^2} \left[\ln \frac{1 - \varphi \tilde{a}_2}{1 - \varphi \tilde{a}_1} + \frac{\varphi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \varphi \tilde{a}_2)(1 - \varphi \tilde{a}_1)} \right] \quad 4.25$$

De las Ecs. 4.23 y 4.25 y la ecuación para el balance de torques, $T_k + T_e = 0$, tenemos la ecuación para φ . Así para un valor específico de V y k_φ se puede obtener φ por un método iterativo.

$$\frac{B \varepsilon \varepsilon_0 V^2}{2} \left[\ln \frac{1 - \varphi \tilde{a}_2}{1 - \varphi \tilde{a}_1} + \frac{\varphi(\tilde{a}_2 - \tilde{a}_1)}{(1 - \varphi \tilde{a}_2)(1 - \varphi \tilde{a}_1)} \right] - k_\varphi \varphi^3 = 0 \quad 4.26$$

4.3 Efectos de la Fuerza Electrostática sobre el Sensado Capacitivo

Como se vio en 4.2, el voltaje de control causa una fuerza electrostática sobre el electrodo móvil, donde esta interfiere con el movimiento, por lo que la exactitud de la medición o inclusive la operación normal de la medición es afectada por el voltaje de control utilizado para la medición.

Generalmente el voltaje de control consiste de una componente de DC y una componente de AC. Una forma comúnmente empleada es $\pm V_0 \pm V_1 \text{ Sen } \omega t$, donde la frecuencia de control ω (del orden de 10^6) es usualmente mucho más grande que la frecuencia de la señal a medir y de la frecuencia de vibración natural de la estructura mecánica (ambas son del orden

de $10^3 - 10^5$). Por lo tanto, la fuerza aplicada sobre el electrodo móvil es el promedio del voltaje de control de la fuerza electrostática. La fuerza promedio es:

$$F_e = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{2(d_0 - x)^2} (V_0^2 + \frac{1}{2}V_1^2)$$

Si definimos un voltaje efectivo, $V_{eff} = \sqrt{(V_0^2 + \frac{1}{2}V_1^2)}$, tenemos la forma general de la fuerza electrostática sobre el electrodo causada por el voltaje de control:

$$F_e = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{2(d_0 - x)^2} V_{eff}^2 \quad 4.27$$

Algunas veces, la componente de alterna de la señal de control es una onda cuadrada con un ciclo de trabajo del 50% y una amplitud de $\pm V$. En este caso, la Ec. 4.27 aun aplica si el voltaje efectivo es definido como $V_{eff} = \sqrt{(V_0^2 + V_1^2)}$.

Ahora consideraremos las condiciones para un control de un solo lado, de dos lados y un control de dos lados con retroalimentación electromecánica para un acelerómetro capacitivo. Para el siguiente análisis, por comodidad, utilizaremos V en lugar de V_{eff} .

4.3.1 Control de un solo Lado (*Single-Sided*)

La estructura de la Fig. 4.6 tiene un control de un solo lado. La Ec. 4.28 determina el desplazamiento de la placa móvil.

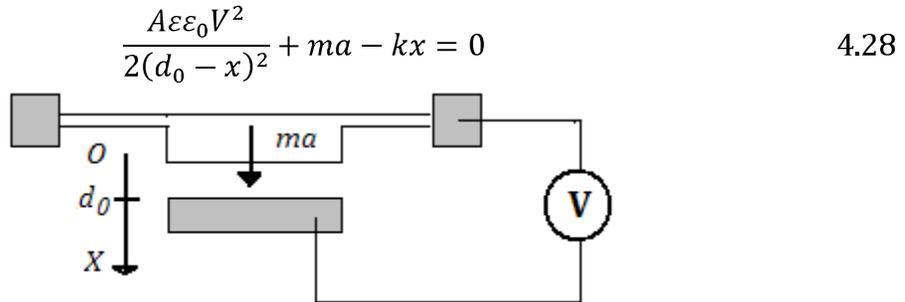


Fig. 4.6 Estructura de un control single-sided para un acelerómetro. [3]

Donde ma es la fuerza inercial en la dirección x y d_0 es la distancia original entre los dos electrodos. Usando las siguientes notaciones $\tilde{x} = \frac{x}{d_0}$ y $F_{eo} = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0 V^2}{2d_0^2}$ la Ec. 4.28 puede escribirse como:

$$\frac{F_{eo}}{kd_0(1 - \tilde{x})^2} + \frac{ma}{kd_0} - \tilde{x} = 0 \quad 4.29$$

Además, si definimos dos parámetros adimensionales $p = \frac{F_{eo}}{kd_0}$ y $q = \frac{ma}{kd_0}$, la Ec. 4.29 puede reescribirse como:

$$q = \tilde{x} - \frac{p}{(1 - \tilde{x})^2} \quad 4.30$$

Tomando en consideración la Ec. 4.30, se discutirán las siguientes condiciones:

1) Voltaje cero, es decir $p = 0$.

En este caso, tenemos $\tilde{x} = q$, la relación entre el desplazamiento y la aceleración es lineal.

2) Voltaje diferente de cero, es decir $p \neq 0$.

Para una \tilde{x} pequeña, la Ec. 4.30 puede aproximarse como:

$$3p\tilde{x}^2 - (1 - 2p)\tilde{x} + (p + q) = 0 \quad 4.31$$

Para p y q pequeñas, la solución a la Ec. 4.31 puede aproximarse como:

$$\tilde{x} = \frac{p(1 - 4p + 7p^2)}{(1 - 2p)^3} + \frac{1 - 4p + 10p^2}{(1 - 2p)^3} q \left[1 + \frac{3p}{1 - 4p + 10p^2} q \right] \quad 4.32$$

Donde podemos concluir que:

a) El voltaje de control causa un desplazamiento cuando ninguna aceleración es aplicada a la estructura, como se indica por el primer término del lado derecho de la Ec. 4.32. Además, el valor más grande de p genera el desplazamiento más grande.

b) La sensibilidad del acelerómetro es proporcional a $\frac{1-4p+10p^2}{(1-2p)^3}$, la cual depende del voltaje de control. Aquí, el valor más grande de p ofrece la mayor sensibilidad en el acelerómetro.

c) El voltaje de control causa una no linealidad entre el desplazamiento y la aceleración. Acorde a la Ec. 4.32, la no linealidad es:

$$NL = -\frac{3pq_{max}}{4(1 - 4p + 10p^2)} \quad 4.33$$

Donde q_{max} es el valor de la q correspondiente a la máxima aceleración en el rango de operación.

3) Situación General.

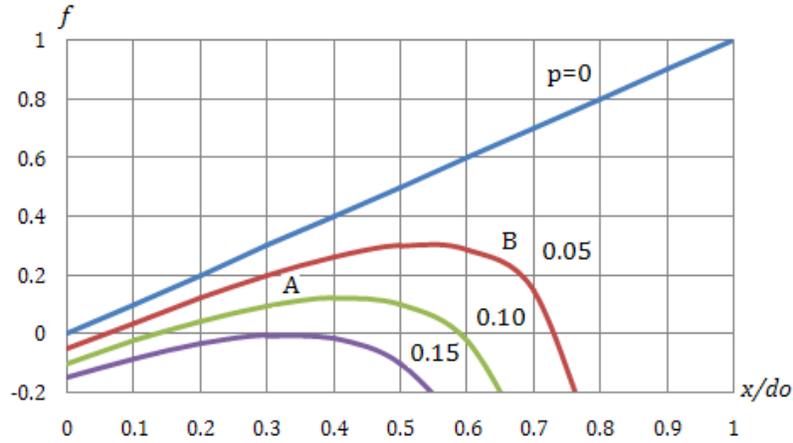
Para esta condición, la ecuación puede solucionarse usando un método gráfico. Definiendo una función $f(\tilde{x}, p)$:

$$f(\tilde{x}, p) = \tilde{x} - \frac{p}{(1 - \tilde{x})^2} \quad 4.34$$

Así, la solución a la Ec. 4.34 para un conjunto de valores p y q puede encontrarse por la intersección entre una línea horizontal paralela al eje x y una curva específica de p de la Fig. 4.7. Por ejemplo, para $p=0.05$ y la línea correspondiente a $q=0.2$ hay dos puntos de intersección, A y B . El desplazamiento correspondiente al punto A ($x \approx 0.3d_0$) corresponde a

una solución estable, pero el desplazamiento correspondiente al punto B ($x \approx 0.67d_0$) corresponde a una solución inestable. También, podemos encontrar que para un valor específico de p , hay un valor de f máximo, f_{max} , que corresponde con la aceleración crítica, a_c :

$$a_c = \frac{f_{max} k d_0}{m}$$



Para un valor de q más grande que f_{max} (es decir para una aceleración, a , más grande que a_c), no habría una solución estable para la ecuación. Esto significa que el efecto *pull-in* ocurre debido al efecto combinado de la fuerza electrostática y la fuerza inercial. El valor más grande de p (es decir un voltaje de control, V , más grande) corresponde con el valor más pequeño de f_{max} , así para una operación confiable, p debería ser tan pequeño como sea posible. Sin embargo, con un valor pequeño de p obtenemos la sensibilidad más pequeña en el circuito de sensado. Esta es una de las restricciones en el diseño de sensores capacitivos.

Por ejemplo, para $p=0.05$, tenemos que $f_{max}=0.3$; así, la máxima aceleración que no causa el efecto de *pull-in* es $0.3kd_0/m$. Para $p=0.01$, la máxima aceleración es reducida a $0.12kd_0/m$, aproximadamente. Si $p>0.15$ no habría un desplazamiento estable.

4.3.2 Control de dos Lados (*Double-Sided*)

Para la estructura de la Fig. 4.8, la ecuación que da el desplazamiento de la placa móvil es:

$$\frac{A\epsilon\epsilon_0 V^2}{2d_0^2} \left[\frac{1}{(1-\tilde{x})^2} - \frac{1}{(1+\tilde{x})^2} \right] + ma - kx = 0 \quad 4.35$$

Definiendo $\tilde{x} = \frac{x}{d_0}$, $F_{eo} = \frac{A\epsilon\epsilon_0 V^2}{2d_0^2}$, p y q como en el caso anterior, la Ec. 4.35 se reduce a:

$$\tilde{x} \left[1 - \frac{4p}{(1-\tilde{x}^2)^2} \right] = q \quad 4.36$$

De la Ec. 4.36, se observa que cuando:

1) El voltaje es cero, es decir $p=0$.

Entonces $\tilde{x} = q$ y la relación entre el desplazamiento y la aceleración es lineal.

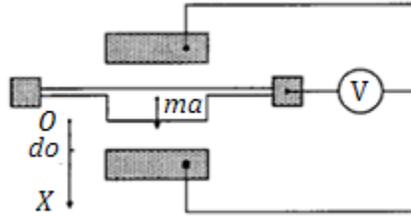


Fig. 4.8 Estructura de un control de dos lados para un acelerómetro. [3]

2) El voltaje es diferente de cero, es decir $p \neq 0$.

La Ec. 4.36 puede reescribirse como:

$$\tilde{x} = \frac{q}{1 - \frac{4p}{(1 - \tilde{x}^2)^2}} \quad 4.37$$

Donde podemos concluir que:

a) Cuando $q = 0$, $\tilde{x} = 0$, significa que no hay desplazamiento causado por el voltaje de control a causa de la simetría de las fuerzas electrostáticas sobre la masa.

b) Para valores muy pequeños de q y \tilde{x} , la relación aproximada es:

$$\tilde{x} = \frac{q}{1 - 4p}$$

Por lo tanto, el valor más grande del voltaje de control da la mayor sensibilidad del acelerómetro y el valor máximo de p para una operación estable es 0.25.

3) Situación General

La Ec. 4.37 puede resolverse utilizando un método gráfico, si definimos una función:

$$f(\tilde{x}, p) = \tilde{x} \left[1 - \frac{4p}{(1 - \tilde{x}^2)^2} \right] \quad 4.38$$

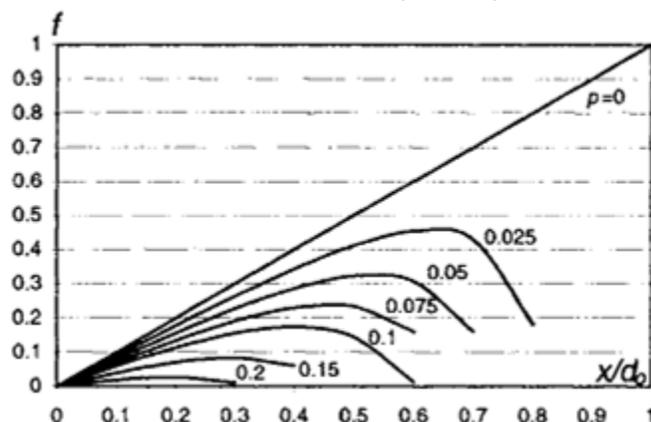


Fig. 4.9 Solución gráfica para un control de dos lados. [3]

La Fig. 4.9 muestra las curvas de $f - \tilde{x}$ con p como parámetro. Las soluciones a la Ec. 4.38 pueden encontrarse por la intersección entre una línea horizontal paralela al eje x , para una q específica, y la curva para un valor específico de p .

Por ejemplo, para $p=0.05$ hay dos puntos de intersección con la línea horizontal que pasa por $q=0.3$. El desplazamiento correspondiente a $x \approx 0.43d_0$ es un desplazamiento estable, pero el desplazamiento correspondiente al punto $x \approx 0.61d_0$ es una solución inestable. También podemos ver que, para una p específica, hay un valor máximo para la curva $f(\tilde{x}, p)$, f_{max} . Para un valor de q más grande que f_{max} , no hay solución estable, esto significa que ocurrirá el efecto de *pull-in* a causa del efecto combinado de la fuerza inercial y la fuerza electrostática.

En base a lo anterior, observamos que el desempeño de la configuración de dos lados es mejor que el de la configuración de un solo lado; entre otras cosas porque no hay desplazamiento ocasionado por el voltaje de control, la linealidad es mejor y el voltaje de control puede ser más grande sin causar el efecto *pull-in*.

La Fig. 4.10 muestra la dependencia de f_{max} sobre las configuraciones de uno y dos lados. De acuerdo con estas curvas, f_{max} decrece rápidamente con un incremento en el valor de p . Por lo que, para una operación confiable, p debe ser muy pequeño. Sin embargo, el valor más pequeño de p da la sensibilidad más pequeña en el circuito de sensado, por lo tanto hay una restricción de diseño. Para muchas aplicaciones prácticas p debe ser menor de 0.05, aproximadamente. Esto involucra una restricción sobre la señal de control para esta configuración.

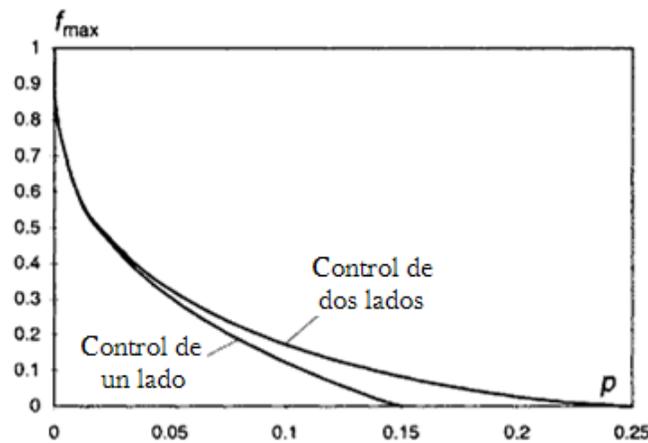


Fig. 4.10 Relación $f_{max} - p$ para un control de uno y dos lados. [3]

4.3.3 Control de dos lados con Retroalimentación Electromecánica

La Fig. 4.11 muestra el modelo simplificado de un acelerómetro de fuerza balanceada con un voltaje, V_r , de retroalimentación. Para un desplazamiento pequeño, el voltaje de retroalimentación es proporcional al desplazamiento de la masa: $V_r = gV_1\tilde{x}$, donde g es una

constante relacionada con la intensidad de la retroalimentación. V_0 y V_r están limitados por la fuente de voltaje, V_s , del sistema electrónico (es decir $V_0, V_r \leq \frac{1}{2}V_s$).

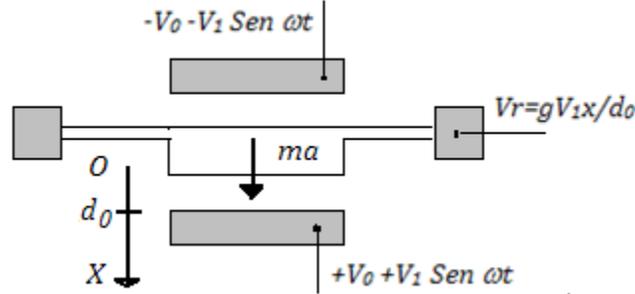


Fig. 4.11 Estructura de un control de dos lados retroalimentado para un acelerómetro. [3]

Con el voltaje de retroalimentación, la fuerza electrostática sobre la masa es:

$$F_e = \frac{C_0}{2d_0} \left[\frac{(V_0 + V_1 \text{Sen } \omega t - V_r)^2}{(1 - \tilde{x})^2} - \frac{(V_0 + V_1 \text{Sen } \omega t + V_r)^2}{(1 + \tilde{x})^2} \right] \quad 4.39$$

o

$$F_e = \frac{C_0}{2d_0(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[-4V_r(V_0 + V_1 \text{Sen } \omega t)(1 + \tilde{x}^2) + 4\tilde{x}(V_0^2 + 2V_0V_1 \text{Sen } \omega t + V_1^2 \text{Sen}^2 \omega t + V_r^2) \right] \quad 4.40$$

Como la frecuencia de control, ω , es mucho más grande que la frecuencia de la señal a medir y la frecuencia de vibración natural de la estructura mecánica, la fuerza promedio aplicada a la masa es:

$$\bar{F}_e = \frac{C_0}{2d_0(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[4 \left(V_0^2 + \frac{1}{2} V_1^2 \right) \tilde{x} + 4V_r^2 \tilde{x} - 4V_r V_0 - 4V_r V_0 \tilde{x}^2 \right]$$

Y si se supone que $V_1 = \alpha V_0$, entonces:

$$\bar{F}_e = \frac{4F_{e0}}{(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2 \right) \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) + (\alpha g \tilde{x})^2 \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) \tilde{x}^2 \right] \quad 4.41$$

Donde $F_{e0} = \frac{C_0 V_0^2}{2d_0}$. Por lo tanto, la ecuación de balance de fuerzas para la masa, con una aceleración, a , es:

$$ma - kd_0 \tilde{x} + \frac{4F_{e0}}{(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2 \right) \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) + (\alpha g \tilde{x})^2 \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) \tilde{x}^2 \right] = 0 \quad 4.42$$

Usando la consideración anterior de que $p = \frac{F_{e0}}{kd_0}$ y $q = \frac{ma}{kd_0}$, tenemos:

$$q = \tilde{x} - \frac{4p}{(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2 \right) \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) + (\alpha g \tilde{x})^2 \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) \tilde{x}^2 \right] \quad 4.43$$

De acuerdo a la Ec. 4.43, se puede concluir que:

1) Si el voltaje es cero, es decir $p=0$.

Entonces, $q = \tilde{x}$ y la relación es lineal.

2) Si el voltaje es diferente de cero, es decir $p \neq 0$, y \tilde{x} es pequeña.

Entonces:

$$\tilde{x} = \frac{q}{1 - 4p \left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2\right) + 4p\alpha g}$$

La relación de q con \tilde{x} depende del valor de g :

- a) Para $g = 0$, $\tilde{x} = \frac{q}{1 - 4p \left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2\right)}$. De esta forma, el valor más grande de p corresponde al desplazamiento más grande, para la misma aceleración, debido al efecto de la fuerza electrostática.
- b) Para $g \neq 0$, el valor más grande de g corresponde al desplazamiento mínimo, debido a la retroalimentación electromecánica, la cual es negativa.

3) Situación General

La relación de q con \tilde{x} puede resolverse utilizando un método gráfico, si definimos una función:

$$f(\tilde{x}, g, p, \alpha) = \tilde{x} - \frac{4p}{(1 - \tilde{x}^2)^2} \left[\left(1 + \frac{1}{2} \alpha^2\right) \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) + (\alpha g \tilde{x})^2 \tilde{x} - (\alpha g \tilde{x}) \tilde{x}^2 \right] \quad 4.44$$

En la Fig. 4.12a se muestran las curvas de la función $f(\tilde{x}, g, p, \alpha)$ para diferentes valores de g , con valores específicos para p y α , además, $V_r \leq V_0$. De la Fig. 4.12a se observa que, para una g pequeña, el valor máximo de la curva, f_{max} , es pequeño debido al efecto de la fuerza electrostática sobre la señal de control. Esto quiere decir que la aceleración crítica que causa el efecto *pull-in* es pequeña. Por otro lado, f_{max} se incrementa con g hasta que g es aproximadamente 5, que es cuando la curva tiene la linealidad más alta. Las curvas con $g > 5$ convergen para valores grandes de \tilde{x} por que el voltaje de retroalimentación esta limitado a ser V_0 .

Si comparamos las Figs. 4.12a y 4.12b, tenemos que, para una g pequeña, el valor más grande de p corresponde con una f_{max} pequeña, resultando en una aceleración crítica pequeña, debido a que la fuerza electrostática generada por la señal de control es muy grande. Sin embargo, si la retroalimentación es suficientemente grande ($g > 5$), f_{max} se aproxima a 0.9, indicando que el efecto *pull-in* es prácticamente eliminado como efecto de la retroalimentación.

De esta forma se concluye que de las tres configuraciones consideradas, la configuración de control de dos lados con retroalimentación electromecánica es la menos afectada por la señal de control y ofrece el mejor desempeño.

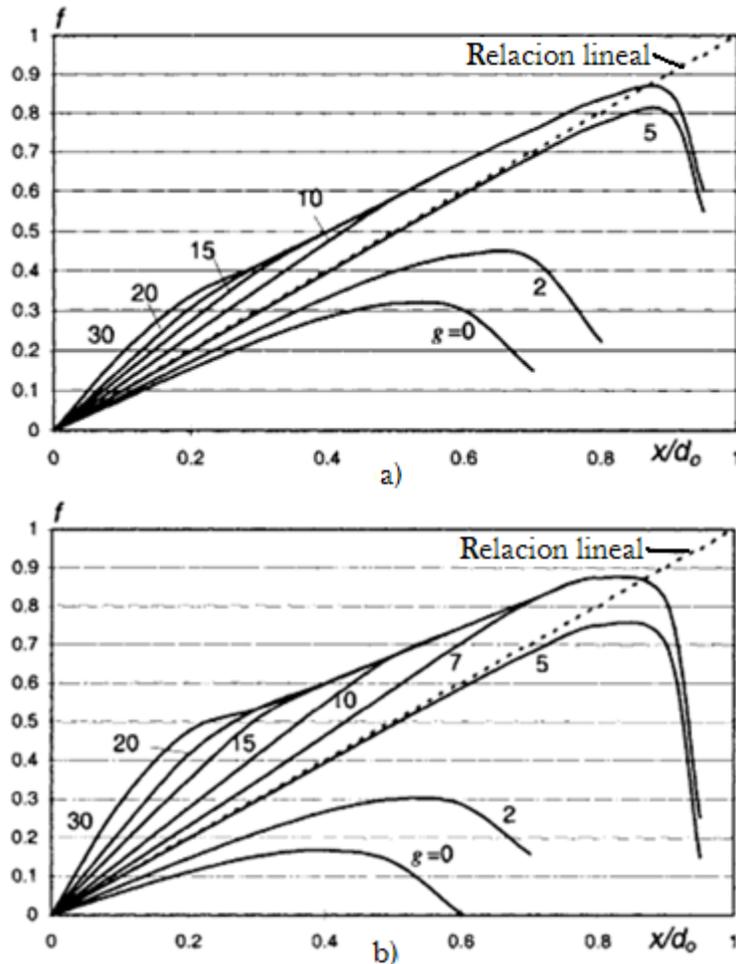


Fig. 4.12 Solución grafica para un control de dos lados con retroalimentación electromecánica: a) $p=0.05$, $\alpha=0.2$, $V_r \leq V_0$ y b) $p=0.1$, $\alpha=0.2$ y $V_r \leq V_0$. [3]

4.4 Sensado Capacitivo

El desplazamiento de una estructura mecánica en un microsensado tiene que ser sentido por algún método, ya sea para propósitos de adquisición únicamente o para tener un mejor control en el movimiento de la estructura mecánica. Uno de esos métodos es utilizar el efecto piezoresistivo del silicio. El sensado piezoresistivo tiene las ventajas de brindar una relación lineal con el desplazamiento, emplear una circuitería de acondicionamiento sencilla, proporcionar una baja impedancia y generar bajo ruido, pero con las desventajas de ser altamente dependiente de la temperatura, poca sensibilidad, además de que su aplicación esta limitada a microestructuras hechas de silicio cristalino por micromaquinado volumétrico.

Con el desarrollo de los procesos de microfabricación, como el micromaquinado superficial y el LIGA, se pueden producir fácilmente microplacas paralelas o microestructuras tipo peine que actúan como capacitores y emplearse para medir desplazamientos, los cuales son producidos por fuerzas, presiones, aceleraciones, etc.

Las ventajas del sensado capacitivo son: requerir estructuras mecánicas simples, un bajo consumo de energía, la compatibilidad con los procesos de fabricación de CI MOS, un rango dinámico amplio, la estabilidad frente a la temperatura y la posibilidad de desarrollar una retroalimentación de lazo cerrado. Sin embargo, la capacitancia de las microestructuras es muy pequeña (del orden de 1 pF) y cambios en capacitancia del orden de 10^{-15} F, por lo que las capacitancias parásitas son relativamente grandes. Por esta razón, es preferible la integración de las microestructuras y de los circuitos de sensado. [3]

Por todo lo anterior, los sensores capacitivos son ampliamente empleados para medir desplazamientos y/o como bloques en otros sensores. El caso mas simple que se puede considerar es cuando el sensor esta formado por un par de placas paralelas. Como se vio en 4.1, el valor de la capacitancia puede calcularse como:

$$C = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{x}$$

Se observa que existen tres parámetros que se pueden modificar y permitirían medir una magnitud, tal como se ejemplifican en la Fig. 4.13. El primero es la permitividad, ε . Para ello se debe introducir entre las placas un material que modifique dicho parámetro en función de la magnitud que se desea medir. El siguiente parámetro que se puede utilizar es el área, A . Esto se consigue por medio de un desplazamiento lateral de los electrodos entre si, como se observa en la Ec. 4.45. En estos dos casos, la variación es lineal.

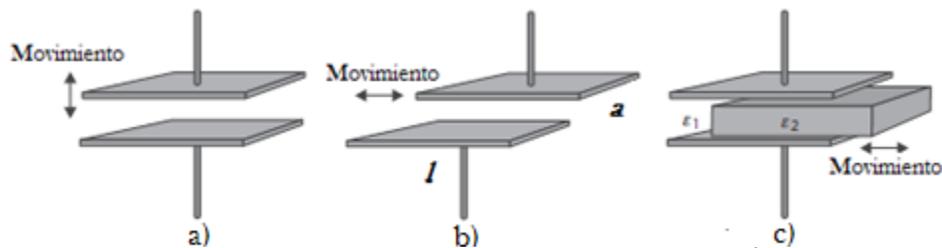


Fig. 4.13 Ejemplos de sensores de desplazamiento capacitivos: a)Placa móvil, b)Área variable y c)Dieléctrico móvil. [16]

$$C = \frac{(al)\varepsilon\varepsilon_0}{x} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{x}al = Kal \quad 4.45$$

Donde l y a son la longitud y el ancho de las placas, respectivamente. Se observa que se puede modificar, ya sea, la longitud o el ancho. [15]

Por último, se puede modificar la distancia entre las placas. Este suele ser el caso frecuentemente utilizado en sensores micromecánicos, ya que la distancia entre las placas suele ser de algunas micras, mientras que la longitud y el ancho de estas pueden tener valores de milímetros, por lo que el sistema es muy sensible a pequeñas variaciones de la distancia. En este caso la capacidad se rige por la siguiente ecuación:

$$C = \frac{A\varepsilon\varepsilon_0}{d - x} \quad 4.46$$

Donde d es la distancia original entre las placas y x es la variación del desplazamiento. De la Ec. 4.46 se observa que la variación es no lineal y, por lo tanto, precisará de un acondicionamiento posterior o haciendo trabajar al sensor en un rango pequeño que permita asegurar que el error cometido sea inferior al deseado.

Un sensor capacitivo puede ser monopolar (un capacitor), diferencial (dos capacitores) o emplearse un puente capacitivo (usando 4 capacitores). Cuando se utilizan dos o cuatro capacitores, uno o dos pueden ser fijos o variables. Un problema que aparece cuando se emplea un capacitor monopolar, es que la medida es absoluta y, por lo tanto, es necesaria una capacitancia de referencia para realizar la medición, lo cual obliga a efectuar una calibración previa, con los inconvenientes que esto conlleva.

Por este motivo, suelen realizarse mediciones con un sensor capacitivo diferencial. De esta manera, cualquier efecto común a ambos capacitores, como la temperatura o alguna otra interferencia, puede cancelarse entre sí, además, se evita la necesidad de utilizar una capacitancia de referencia, ya que esta se incluye dentro del propio sensor.

Considérese tres placas espaciadas una distancia d , cada una de área A , como se muestra en la Fig. 4.14. Las placas forman dos capacitores, C_1 y C_2 , cuyas capacitancias varían de forma inversa. La ecuación que describe a ambos capacitores es:

$$C_1 = \frac{A\epsilon}{d-x} \quad \text{y} \quad C_2 = \frac{A\epsilon}{d+x}$$

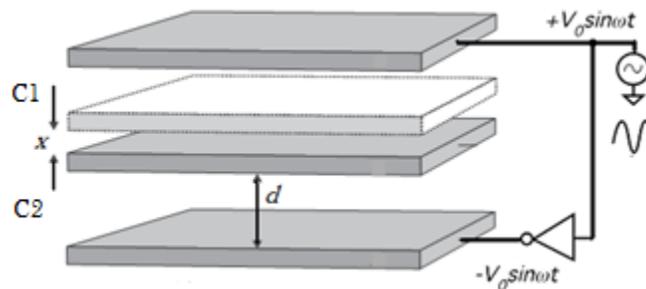


Fig. 4.14 Sensor capacitivo diferencial. [16]

En ambos casos la función es no lineal; pero, si calculamos la diferencia entre ambas se obtiene el siguiente resultado:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = 2 \frac{A\epsilon}{d^2 - x^2} x \approx 2 \frac{A\epsilon x}{d^2} \quad 4.47$$

Se observa que la respuesta sigue siendo no lineal, pero, si x es mucho menor que d , es decir $|x| \ll d$, se puede considerar que el sistema es un sistema lineal y proporcional al valor de la capacitancia en equilibrio, $x = 0$. Esta configuración es capaz de detectar desplazamientos que ocasionan cambios en capacitancia de algunos cuantos femtofarads.

Cabe aclarar que, para esta configuración, las placas superior e inferior deben estar alimentadas con señales periódicas fuera de fase. Esto es, las fases están recorridas 180° una

de otra, como se muestra en la Fig. 4.14. De este modo, la fase de la señal de salida indica la dirección de la placa central, hacia arriba o hacia abajo, con lo cual se conserva el sentido de la aceleración. [17]

4.4.1 Técnicas de Sensado Capacitivo

Hay una variedad de técnicas para medir cambios de capacitancia, entre las que podemos encontrar: los amplificadores de carga, las técnicas de balance de cargas, las mediciones de impedancias con puentes de AC y varias configuraciones con osciladores. A continuación se presentan algunas de las técnicas para sensado capacitivo. [16]

4.4.1.1 Integrador de Carga y Seguidor de Voltaje

Dos configuraciones básicas para sensar cambios de capacitancia son: el seguidor de voltaje y el integrador de carga. Ambas configuraciones utilizan amplificadores operacionales, AO, como parte de su circuitería. Un AO es un circuito que amplifica la diferencia de voltaje entre sus dos entradas para producir una señal de salida, $V_0 = A(V_2 - V_1)$. Algunas de las características del AO ideal son:

- Ganancia diferencial muy alta ($>10^5$).
- Impedancia de entrada infinita y por tanto su corriente de entrada es cero.
- Impedancia de salida cero, lo cual permite emular la salida de una fuente de voltaje ideal.
- Tiene un rechazo de modo común infinito y sólo la diferencia de V_1 y V_2 es amplificada.

La Fig. 4.15 muestra un seguidor de voltaje sensando las fluctuaciones de un capacitor diferencial formado por C_{S1} y C_{S2} . C_p es la capacitancia parásita equivalente presente en el sensor. Además, V_0 es retroalimentado a la entrada inversora del AO. La Ec. 4.48 es una expresión de la conservación de carga en la entrada inversora. Reacomodando términos, la función de transferencia esta dada por la Ec. 4.49, como puede observarse de la ecuación, la ganancia es afectada por la capacitancia parásita y no puede exceder la unidad. Además, las capacitancias de sensado son una función no lineal del desplazamiento y la capacitancia parásita es una función no lineal del voltaje, lo que contribuye a la distorsión de la señal de salida.

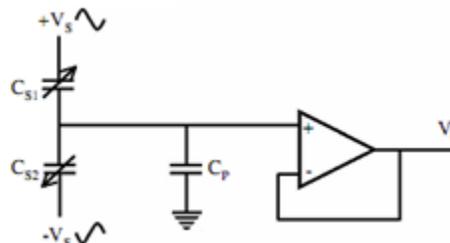


Fig. 4.15 Seguidor de voltaje. [12]

$$(V_S - V_0)C_{S1} - (V_0 + V_S)C_{S2} - V_0C_p = 0 \quad 4.48$$

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{C_{S1} - C_{S2}}{C_{S1} + C_{S2} + C_p} \quad 4.49$$

El integrador de carga, mostrado en la Fig. 4.16 y su función de transferencia en la Ec. 4.50, tiene mejor linealidad que el seguidor de voltaje y la capacitancia parásita no afecta a la función de transferencia. Para una implementación práctica del integrador de carga, un resistor en paralelo es utilizado para descargar rápidamente a C_1 .

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{C_{S1} - C_{S2}}{C_1} \quad 4.50$$

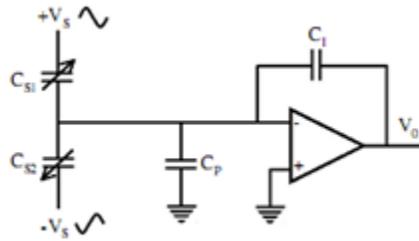


Fig. 4.16 Integrador de carga. [12]

4.4.1.2 Capacitores Conmutados

Con la llegada de las técnicas de *capacitores conmutados*, ha crecido en popularidad un nuevo método de detección de capacitancia. La técnica de capacitores conmutados tiene algunas ventajas importantes sobre el seguidor de voltaje o el integrador de carga previamente mencionados.

En microelectrónica es posible hacer un conjunto de componentes casi iguales sobre silicio, pero es muy difícil hacer un componente con un valor preciso. De esta forma, la implementación de capacitores conmutados se basa sobre la razón entre dos capacitores y no sobre sus valores individuales. Además, los capacitores conmutados son fácilmente integrables e inmunes a las capacitancias parásitas.

Un ejemplo clásico en capacitores conmutados es la implementación de un resistor, como se muestra en la Fig. 4.17. Una resistencia de valor grande es costosa de implementar en microelectrónica, porque ésta es muy grande. Sin embargo, con la técnica de capacitores conmutados, un resistor puede implementarse con 2 interruptores MOS y un capacitor. Por ejemplo, los interruptores S_1 y S_2 están controlados por señales de reloj en contra fase, es decir, cuando S_1 está cerrado, S_2 está abierto, y así sucesivamente. Con S_1 cerrado y S_2 abierto, el capacitor es cargado. Cuando los interruptores conmutan, una carga Δq es transferida desde V_1 hasta V_2 . Cuando este proceso es repetido N veces en cierto tiempo, un flujo de carga, i , es establecido entre V_1 y V_2 , Ec. 4.51.

$$\frac{\Delta q}{\Delta t} = C_1(V_1 - V_2) \frac{N}{\Delta t} \quad 4.51$$

$$V_0 = \left(\frac{C_{s1} - C_{s2}}{C_1} \right) V_s \quad 4.53$$

Una de las ventajas de esta técnica es la de generar una salida digital, mientras que la mayoría de las técnicas de detección de capacitancia generan una salida analógica. Sin embargo, el desarrollo anterior no es más que conceptual. La implementación de una medición con capacitores conmutados involucra una circuitería bastante complicada y de un control preciso en las señales del reloj para los interruptores.

4.4.1.3 Puentes de AC

Además de las técnicas ya mencionadas, existen métodos habituales para sensores diferenciales tal como los puentes y los denominados pseudopuentes, recientemente desarrollados y basados en AO's. De la Fig. 4.19a, asumiendo que el detector es de alta impedancia, la función de transferencia del puente es:

$$T = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \quad 4.54$$

Si $Z_2=Z_4$, se dice que el puente está balanceado. Si la función está cercana al balance, puede considerarse como una función lineal de la impedancia responsable de la desviación del balance. Por otro lado, si se contemplan desviaciones grandes de la posición de balance es difícil alcanzar un comportamiento lineal. Pero, si reescribimos la función de transferencia como:

$$T = \frac{Z_2/Z_1}{1 + Z_2/Z_1} - \frac{Z_4/Z_3}{1 + Z_4/Z_3} \quad 4.55$$

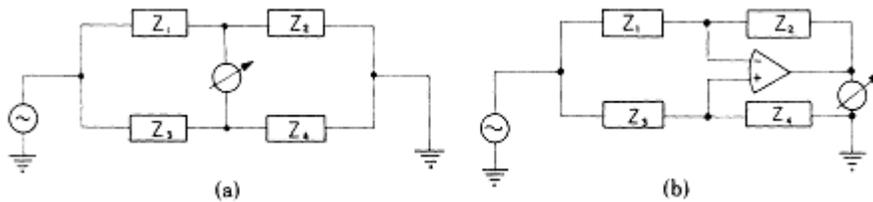


Fig. 4.19 a)Puente ordinario y b)Pseudopuente. [18]

Entonces, si se cumple que $Z_2/Z_1 \ll 1$ y $Z_4/Z_3 \ll 1$ es posible tener una función lineal para grandes desviaciones respecto del balance. En tal caso, la función de transferencia es:

$$T \cong \frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_4}{Z_3} \quad 4.56$$

Sin embargo, la linealidad es lograda pero con una posible pérdida de sensibilidad, lo cual no es muy práctico. En contraste, la linealidad puede preservarse en el pseudopuente de la Fig. 4.19b, sólo si la relación Z_2/Z_1 varía. Su función de transferencia es:

$$T = \frac{Z_4/Z_3 - Z_2/Z_1}{1 + Z_4/Z_3} \quad 4.57$$

Sin embargo, para una medición diferencial esta condición no se mantiene, inclusive es más pobre que en el caso de un puente simple.

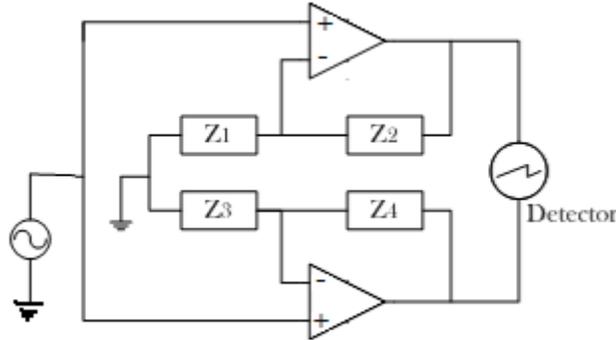


Fig. 4.20 Puente mejorado con salida lineal. [18]

En [18] se propone el arreglo de la Fig. 4.20, el cual es capaz de operar linealmente sobre un rango amplio de capacitancia diferencial. Esta posibilidad se observa por la simplicidad de su función de transferencia. El arreglo es simétrico y está basado en dos circuitos amplificadores que contienen un medio puente de AC cada uno. Las funciones de transferencia para el circuito superior e inferior son:

$$T_S = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \quad T_I = \frac{Z_3 + Z_4}{Z_4} \quad 4.58$$

Esta relación es válida solo si los AO's tienen una alta ganancia en lazo abierto en la frecuencia utilizada. La función de transferencia del puente es:

$$T = T_S - T_I = \frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_3}{Z_4} \quad 4.59$$

Si Z_1 y Z_3 representan a los capacitores variables, se tiene la ventaja de incorporar una terminal común aterrizada, con lo cual se pueden eliminar efectos parásitos. Si las impedancias Z_1 y Z_3 son puramente capacitivas, es decir $1/j\omega C_1$ y $1/j\omega C_3$, y $Z_2 = Z_4$, entonces:

$$T = j\omega Z_2 (C_1 - C_3) \quad 4.60$$

La cual es proporcional a la diferencia de los capacitores. Así, tenemos un instrumento capacitivo lineal, ya sea para una operación monopolar o diferencial. Sin embargo, en [18] proponen algunas modificaciones en el sistema para evitar inestabilidades, debidas a oscilaciones y ruido. Una de estas es la adición de capacitores y resistencias, como se muestra en la Fig. 4.21. Donde, si las impedancias agregadas son iguales, la característica diferencial del puente no se ve alterada.

$$Z_2 = Z_4 = Z, \quad Z_1 = \frac{1}{1/R + j\omega C_1} \quad y \quad Z_3 = \frac{1}{1/R + j\omega C_3}$$

Por lo tanto:

$$T = Z \left[\left(\frac{1}{R} + j\omega C_1 \right) - \left(\frac{1}{R} + j\omega C_3 \right) \right] = j\omega Z (C_1 - C_3) \quad 4.61$$

La cual preserva la forma de la Ec. 4.60. Además, se propone que C_1 y C_3 estén compuestos por dos capacitores en paralelo, uno de los cuales sea fijo para incrementar la estabilidad del sistema, mientras que el segundo sea de menor capacitancia, la contribuida por uno de los lados del sensor diferencial. También, en [18] se propone el uso de un trimmer para facilitar un balance extra en el circuito.

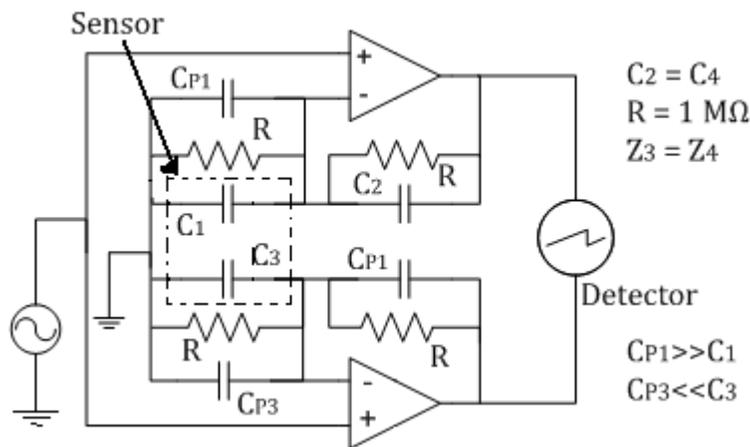


Fig. 4.21 Implementación del puente mejorado para medición de capacitancia. [18]

Entre las ventajas del arreglo, tenemos que, puede emplearse para sensores monopoles y diferenciales, construirse con componentes discretos y tiene sensibilidad muy alta: detecta cambios de capacitancias del orden de 10^{-15} F.

4.4.2 Capacitancias Parásitas

Frecuentemente, las magnitudes de las capacitancias parásitas son más grandes que la capacitancia nominal y dinámica del dispositivo. De este modo, las capacitancias parásitas pueden causar errores en el sensado. Las capacitancias parásitas pueden minimizarse mediante un buen diseño en la geometría de la estructura y/o la integración en uno solo chip del sensor y de la estructura mecánica.

Las capacitancias parásitas incrementan todas las constantes eléctricas de tiempo del dispositivo y limitan la frecuencia en la cual pueden cargarse y descargarse las capacitancias; ocasionando un efecto adverso sobre la interfaz del sensor. Por tanto, es vital considerar las capacitancias parásitas en el diseño de un sensor capacitivo.

4.4.3 Amplitud Modulada

Supóngase que un circuito detector de capacitancia es alimentado con una señal de AC de frecuencia ω_c , como es el caso del puente de la Fig. 4.22. Si la frecuencia de excitación, ω_c , es mucho más grande que la frecuencia, ω , del cambio en capacitancia causado por la excitación física, tal como una aceleración o una presión, entonces la excitación, Ec. 4.62, combinada con el cambio de capacitancia, $C + \Delta C \cos \omega t$, producen una señal de salida modulada en amplitud, como se observa en la Ec. 4.63.

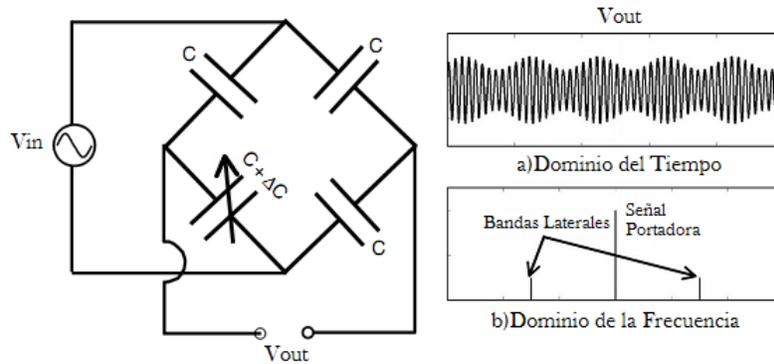


Fig. 4.22 Circuito puente de AC y modulación AM. [12]

$$V_{in} = A \cos \omega_c t \quad 4.62$$

$$V_{in}(C + \Delta C \cos \omega t) = AC \cos \omega_c t + \frac{A\Delta C}{2} \cos(\omega_c - \omega)t + \frac{A\Delta C}{2} \cos(\omega_c + \omega)t \quad 4.63$$

Por tanto, la modulación en amplitud, AM, en este tipo de sensores surge de la multiplicación entre la señal de excitación, señal portadora, y la señal del sensor, señal moduladora. Obviamente, un sensor de este tipo necesita demodular la señal de salida para obtener la señal causada por la excitación física.

De lo anterior se deduce que la señal de excitación debe ser muy estable, pues de lo contrario sus fluctuaciones se interpretarían como variaciones de la señal del sensor. Por otro lado, el ancho de banda del sensor debe ser al menos cinco o diez veces inferior a ω_c para que la demodulación sea sencilla. De no ser así, los filtros paso bajo necesarios deberán ser de orden muy alto. Además, la demodulación debe ser síncrona; si no fuera así, se realizaría una mera detección de envolvente (rectificación y filtrado paso bajo) y se perdería el signo de la señal del sensor.

4.4.3.1 Demodulación de AM en Cuadratura

En 4.4 vimos que un capacitor diferencial tiene un mejor desempeño que un simple capacitor, por tanto, a la salida se obtiene la diferencia de estas dos señales de AM. Por lo que necesitamos demodular estas dos señales de información empleando una demodulación de amplitud.

Lo anterior se logra utilizando una *AM en cuadratura*. En este esquema se generan dos portadoras a la misma frecuencia, pero con una separación de fase de 90° . Así, cada una es modulada por una señal de información separada y se suman las dos señales restantes. Para recuperar las señales de la información la suma de señales es multiplicada por dos portadoras de igual frecuencia, pero con una separación de fase de 90° y filtrando las señales resultantes con un filtro paso bajas, tal como se ejemplifica en la Fig. 4.23.

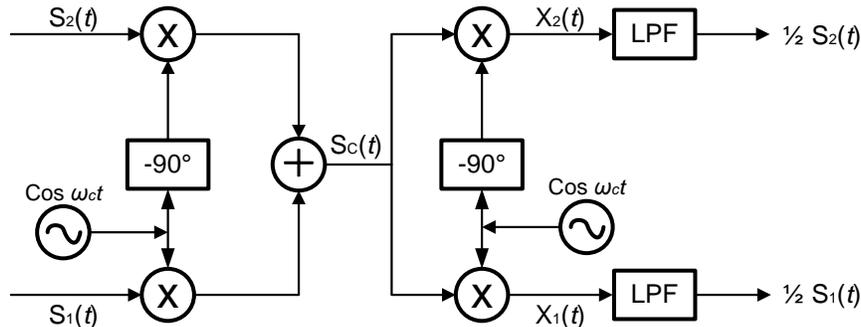


Fig. 4.23 Modulación y demodulación en cuadratura. [19]

Considerar dos señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$, si estas señales modulan a las portadoras $\text{Cos } \omega_c t$ y $\text{Sen } \omega_c t$, respectivamente, la AM en cuadratura es de la forma:

$$S_c(t) = S_1(t) \text{Cos } \omega_c t + S_2(t) \text{Sen } \omega_c t \quad 4.64$$

Las dos señales tienen el mismo ancho de banda y son demoduladas por el detector síncrono, Fig. 4.23. La señal $x_1(t)$ en la entrada del filtro pasa bajas (LPF) inferior es:

$$x_1(t) = S_c(t) \text{Cos } \omega_c t = (S_1(t) \text{Cos } \omega_c t + S_2(t) \text{Sen } \omega_c t) \text{Cos } \omega_c t \quad 4.65$$

$$x_1(t) = S_1(t) \text{Cos}^2 \omega_c t + S_2(t) \text{Sen } \omega_c t \text{Cos } \omega_c t \quad 4.66$$

$$x_1(t) = \frac{1}{2} S_1(t) + \frac{1}{2} S_1(t) \text{Cos } 2\omega_c t + \frac{1}{2} S_2(t) \text{Sen } 2\omega_c t \quad 4.67$$

Entonces, a la salida del filtro tenemos $\frac{1}{2} S_1(t)$. Los otros dos términos representan la portadora en cuadratura y son removidos por el LPF. Por otro lado, la entrada en el filtro superior es:

$$x_2(t) = S_c(t) \text{Sen } \omega_c t = S_1(t) \text{Cos } \omega_c t \text{Sen } \omega_c t + S_2(t) \text{Sen}^2 \omega_c t \quad 4.68$$

$$x_2(t) = \frac{1}{2} S_1(t) \text{Sen } 2\omega_c t - \frac{1}{2} S_2(t) \text{Cos } 2\omega_c t + \frac{1}{2} S_2(t) \quad 4.69$$

Por lo tanto, la salida del filtro superior es $\frac{1}{2} S_2(t)$. De esta forma, a la salida de cada filtro se tienen las señales de interés previamente demoduladas y con la información de fase, la cual da el sentido de la aceleración.