

Arquitecturas y circuitos CMOS para el control, generación y procesamiento de señal de MEMS

Daniel Fernández Martínez

Tesis doctoral

Director: Jordi Madrenas Boadas

Noviembre de 2008

Grup d'Arquitectures Hardware Avançades
Departament d'Enginyeria Electrònica
Universitat Politècnica de Catalunya

1

Circuitos y arquitecturas de control para actuadores electrostáticos MEMS

Contenido

1.1. Introducción	2
1.2. Principios físicos de la actuación electrostática	2
1.2.1. Actuación a tensión constante	6
1.2.2. Actuación a carga constante	8
1.3. Estimador de la capacidad o distancia entre armaduras (DACEA)	9
1.3.1. Introducción	9
1.3.2. Teoría de funcionamiento	10
1.3.3. Detalles de implementación	12
1.3.4. Plataforma de desarrollo de algoritmos de control	15
1.3.5. Resultados de simulación	18
1.3.6. Resultados experimentales	21
1.3.7. Limitaciones del sistema	22
1.4. Extensión del estimador DACEA (DACEAx)	23
1.4.1. Detalles de implementación	23
1.4.2. Resultados	25
1.5. Ejemplos de aplicación del DACEA	26
1.5.1. Caracterización de la estática y dinámica de actuadores electrostáticos	26
1.5.2. Osciladores pulsados (PDO)	32
1.5.3. Método de actuación resonante realimentado a baja tensión	34
1.6. Conclusiones y trabajo futuro	43
Referencias	43

1.1. Introducción

Los actuadores electroestáticos constituyen una de las familias de microsistemas más utilizadas cuando se desea sintonizar o ajustar algún dispositivo mediante el desplazamiento físico de alguna de sus partes, por ejemplo, en microinterruptores [1], varactores [2], láseres sintonizables [3], filtros ópticos [4], cabezales de disco duro [5] y transceptores de ultrasonidos [6]. Mecánicamente, la estructura de un actuador electroestático básico consiste en un condensador plano con una de las armaduras fija y la otra, un voladizo o una membrana, anclada mediante un resorte elástico a alguna parte fija. De esta forma, una de las armaduras es libre de moverse si aparece un campo eléctrico en el condensador. Pueden construirse actuadores con más de dos armaduras si, por ejemplo, colocamos una tercera armadura fija de forma que la armadura móvil quede entre las dos fijas. También existen actuadores con un número mayor de armaduras, como en el caso de los motores electroestáticos.

1.2. Principios físicos de la actuación electroestática

En mecánica clásica, el comportamiento de cualquier sistema viene dado por la fuerza neta que actúa sobre él. Dadas unas condiciones iniciales de posición y velocidad, esta fuerza determina la aceleración del sistema según la ecuación (1.1), y con ella, los cambios en la velocidad y en la trayectoria que éste seguirá.

$$\vec{F} = m\vec{a} \quad (1.1)$$

Donde \vec{F} es el vector de fuerza resultante, m es la masa de la parte móvil y \vec{a} el vector aceleración neto. En el caso concreto de un actuador de dos armaduras, puede hallarse el comportamiento estático considerando las dos fuerzas que actúan: por un lado, la de recuperación del resorte, que podemos considerar que sigue la ley de Hooke (expresión (1.2)), y por otro, la fuerza eléctrica (expresión (1.3)).

$$\vec{F}_m = -k\vec{x} \quad (1.2)$$

$$\vec{F}_e = q\vec{E} \quad (1.3)$$

Donde \vec{F}_m es la fuerza de recuperación del resorte elástico (membrana o voladizo), k es la constante elástica, \vec{x} es el vector posición medido desde la posición de reposo, \vec{F}_e es la fuerza eléctrica, q es la carga puntual (carga eléctrica total) y \vec{E} es el campo eléctrico. La fuerza eléctrica puede encontrarse aplicando el teorema de Gauss de la ecuación (1.4), sobre, por ejemplo, la superficie de un cilindro recto con una base en el exterior del condensador y la otra situada en el interior de una armadura, según indica la figura 1.1.

$$\oint \vec{E}(l)d\vec{s} = \frac{Q_i}{\epsilon_0} \quad (1.4)$$

Donde $\vec{E}(l)$ es el campo eléctrico, que según la hipótesis del condensador plano, sólo tiene dependencias con l ; Q_i es la carga contenida en el interior del cilindro gaussiano y ϵ_0 es la permitividad eléctrica. Haciendo la suposición que todas las líneas de campo son normales a la armadura (hipótesis del condensador plano infinito), la integral sólo proporcionará valor en la base del cilindro situada en el interior de la armadura, según la siguiente expresión:

$$\oint \vec{E}(l)d\vec{s} = |\vec{E}(l)|\pi r^2 \quad (1.5)$$

Donde r es el radio de la base del cilindro gaussiano. La carga contenida en dicho cilindro vendrá dada por suma infinitesimal de las distribuciones superficiales de carga en el interior de la armadura

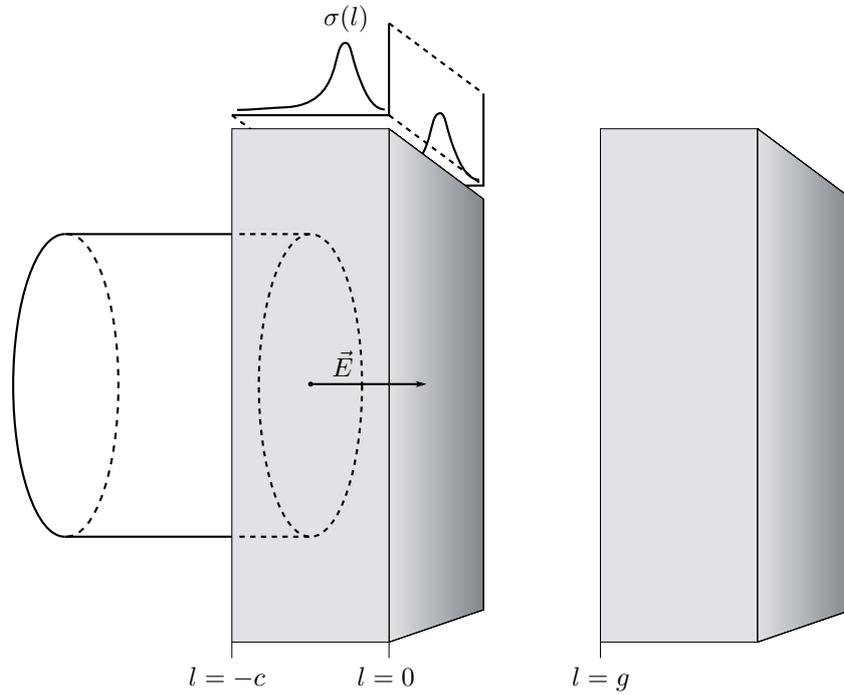


Figura 1.1: Cilindro gaussiano aplicado al interior de una armadura para calcular el campo eléctrico. Según la hipótesis del condensador plano, sólo puede haber variaciones de la distribución de carga con la profundidad l , por lo que la carga, representada como $\sigma(l)$, forma una distribución superficial uniforme que sólo varía con la profundidad l .

según la profundidad, tal y como muestra la expresión

$$Q_i(l) = \pi r^2 \int_{-c}^l \sigma(\tilde{l}) d\tilde{l} \quad (1.6)$$

donde c es el grosor de la armadura y $\sigma(\tilde{l})$ es la densidad superficial de carga, como se define en la figura 1.1. Igualando las expresiones (1.4) y (1.5) y aplicando el último resultado, se puede despejar el valor del campo eléctrico (1.7) o la distribución de carga (1.8) en todo el condensador. Nótese que si la posición de la base del cilindro gaussiano que está en el interior de la armadura pasa a estar situada entre las armaduras, la carga interior se mantiene constante y no depende de la posición, por lo que el campo eléctrico entre las armaduras del condensador es constante.

$$|\vec{E}(l)| = \frac{\int_{-c}^l \sigma(\tilde{l}) d\tilde{l}}{\varepsilon_0} \quad (1.7)$$

$$\sigma(l) = \varepsilon_0 \frac{d|\vec{E}(l)|}{dl} \quad (1.8)$$

Desde el exterior de la armadura, las variaciones con la profundidad de la distribución superficial de carga pueden ignorarse tomando la integral según la profundidad, según (1.9). Entonces, sustituyendo en la definición física de capacidad (1.10), la expresión del potencial de (1.11), esto es, la integral de línea del campo eléctrico entre las armaduras, se obtiene una expresión de la capacidad que sólo depende de variables geométricas (1.12).

$$\sigma = \int_{-c}^0 \sigma(l) dl \quad (1.9)$$

$$C = \frac{Q_C}{V} \quad (1.10)$$

$$V = \int_0^g \vec{E} d\vec{l} = \frac{\sigma}{\epsilon_0} g \quad (1.11)$$

$$C = \frac{A}{g} \epsilon_0 \quad (1.12)$$

Donde C es la capacidad del condensador, Q_C su carga, A el área de una de las armaduras y g la separación entre armaduras o, de forma equivalente,

$$g = g_0 - |\vec{x}| \quad (1.13)$$

siendo g_0 la separación entre armaduras en reposo.

La fuerza eléctrica entre las armaduras podemos encontrarla extendiendo la expresión (1.3), útil para cargas puntuales, a la distribución de carga dentro de la armadura:

$$\vec{F}_e = A \int_{-c}^0 \sigma(l) \vec{E}(l) dl \quad (1.14)$$

Con estas expresiones podemos calcular la fuerza eléctrica entre las armaduras en función de la variable que más interese, sea tensión (1.15) o carga (1.16).

$$|\vec{F}_e| = \epsilon_0 A \int_{|\vec{E}(-c)|}^{|\vec{E}(0)|} |\vec{E}(l)| dE = \frac{\epsilon_0 A |\vec{E}|^2}{2} = \frac{\epsilon_0 A}{2} \frac{V^2}{g^2} \quad (1.15)$$

$$|\vec{F}_e| = \frac{A}{\epsilon_0} \int_{-c}^0 \sigma(l) \int_{-c}^0 \sigma(l) dl dl = \frac{A}{\epsilon_0} \int_{-c}^0 \int_{-c}^0 \sigma(l) d\sigma(l) dl = \frac{A \sigma(l)^2}{2\epsilon_0} = \frac{Q_C^2}{2\epsilon_0 A} \quad (1.16)$$

Nótese que la fuerza electrostática siempre será atractiva entre las armaduras del condensador, independientemente del signo de la tensión o carga contenida en él. Con estas expresiones podemos encontrar los puntos de equilibrio buscando para qué valores de posición se igualan las expresiones de fuerza eléctrica y mecánica, dejándose para las siguientes secciones la resolución concreta para el caso de control por tensión o carga. Para encontrar el comportamiento dinámico del sistema se puede plantear un modelo unidimensional en ecuaciones diferenciales. Por su naturaleza, este modelo no tendrá en cuenta efectos de dimensión superior, como rotaciones por torsión del voladizo o membrana de la armadura móvil. No obstante, este modelo de primer orden es matemáticamente tratable y permite analizar con razonable exactitud la respuesta dinámica a diferentes tipos de excitación. Para construirlo, conviene añadir a la ecuación de fuerza resultante una fuerza de fricción viscosa, del tipo

$$\vec{F}_f = -b\vec{v} \quad (1.17)$$

donde b es el coeficiente de amortiguamiento y \vec{v} la velocidad de la armadura móvil, obteniéndose la expresión

$$\vec{F} = \vec{F}_e + \vec{F}_m + \vec{F}_f = m\vec{a}. \quad (1.18)$$

La ecuación (1.18) corresponde a un modelo mecánico como el representado en la ilustración 1.2. La fuerza de fricción depende de las dimensiones físicas de la parte móvil y de la presión del aire, y modelará correctamente el efecto de la fricción mientras el aire pueda fluir libremente entre las armaduras del condensador, hipótesis tanto más razonable como mayor sea la separación entre las armaduras. La fuerza eléctrica dependerá del tipo de excitación utilizado y la fuerza mecánica responde a la expresión (1.2).

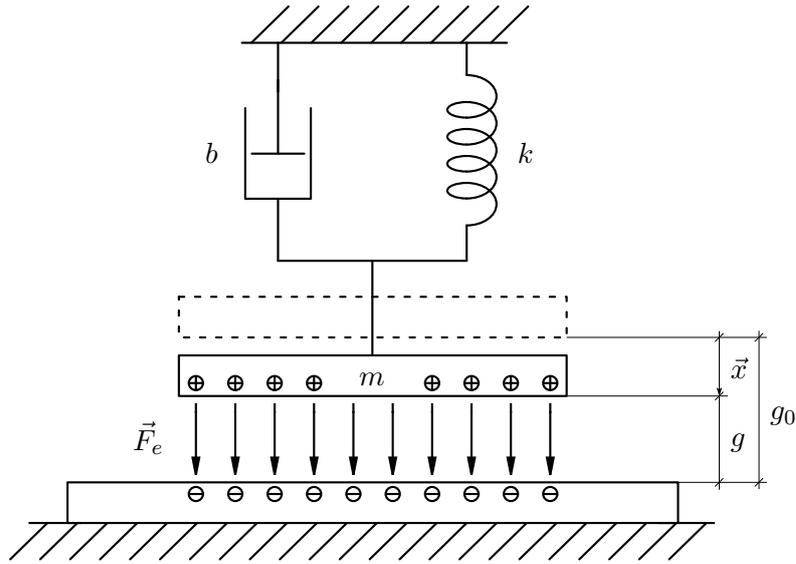


Figura 1.2: Modelo mecánico equivalente de un actuador electrostático de dos armaduras.

Llegados a este punto, podemos escribir la ecuación de fuerza resultante en función de la posición. Sin explicitar el tipo de excitación (es decir, sin considerar las variaciones de la fuerza eléctrica con la posición), llegamos a la expresión:

$$m \frac{d^2 \vec{x}}{dt^2} + b \frac{d\vec{x}}{dt} + k\vec{x} = |\vec{F}_e| \quad (1.19)$$

La solución general de la ecuación (1.19) con excitaciones con poca dependencia del tiempo (y de la posición del actuador, si éste se mueve a lo largo del tiempo, esto es, $\frac{dF_e}{dt} \approx 0$), es una familia de curvas del tipo oscilador amortiguado. Resulta útil, entonces, definir algunos parámetros de uso común, como la pulsación natural de oscilación ω_0 , que depende de la constante elástica y la masa, según (1.20), el amortiguamiento τ (1.21), la pulsación efectiva de oscilación ω , que recoge el efecto del amortiguamiento en la expresión de la pulsación natural, según (1.22), y el factor de calidad Q (1.23), que da una indicación de la energía total del sistema en función de la energía que pierde el actuador en cada oscilación. El caso de que la pulsación ω no sea real debe interpretarse como que el sistema no oscila y su movimiento tiene un comportamiento que sigue la combinación de dos exponenciales.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.20)$$

$$\tau = \frac{m}{b} \quad (1.21)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{2\tau^2}} \quad (1.22)$$

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energía en un ciclo}}{\text{Pérdida de energía en un ciclo}} = \omega_0 \tau = \frac{1}{b} \sqrt{km} \quad (1.23)$$

La frecuencia natural del microsistema determina, en cierta forma, el tiempo necesario para que el actuador fije o recupere su posición de reposo si no hay excitación. Generalmente, excepto en aplicaciones en las que se utiliza el actuador como oscilador, durante el diseño del microsistema se le presta mucha más atención a la fricción del aire. Si ésta es excesiva, el retardo hasta que el actuador alcanza

la posición de equilibrio es alto, mientras que, si es insuficiente, el actuador tendrá un comportamiento oscilatorio amortiguado alrededor del punto de equilibrio. Desafortunadamente, no en todas las aplicaciones puede modificarse arbitrariamente la forma del microsistema para ajustar el amortiguamiento, ya que suelen aparecer restricciones cuando el actuador forma parte de un microsistema más complejo.

1.2.1. Actuación a tensión constante

Esta técnica consiste en conectar una fuente de tensión constante y con baja resistencia de salida a las armaduras del condensador. La fuerza eléctrica viene dada por la expresión (1.15), en la que la única variable, para una tensión fija, es la separación entre las armaduras. Los lugares en los que podemos posicionar el actuador (puntos de equilibrio) serán aquellos en los que la fuerza resultante (1.24), suma vectorial de fuerzas mecánica y eléctrica, sea cero.

$$|\vec{F}| = |\vec{F}_e| - |\vec{F}_m| = \frac{\varepsilon_0 A}{2} \frac{V^2}{(g_0 - x)^2} - kx \quad (1.24)$$

Con la expresión anterior, si despejamos la variable tensión, podemos hallar el voltaje necesario para posicionar el actuador en el lugar deseado (1.25). No obstante, para asegurar que ante una mínima perturbación externa el actuador recupere su posición original, es necesario que los puntos de equilibrio sean estables. Para ello, la derivada de la fuerza resultante respecto a la posición debe ser negativa, es decir, ésta debe oponerse al sentido del movimiento. Esta última condición lleva a la inecuación (1.26), que fija umbrales para el desplazamiento (1.27) y su equivalente en tensión (1.28).

$$V_{eq} = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 A} x(g_0 - x)^2} \quad (1.25)$$

$$\frac{d\vec{F}}{dx} = \frac{\varepsilon_0 A V^2}{(g_0 - x)^3} - k \equiv -k_{ap} < 0 \quad (1.26)$$

$$x < x_{pi} \equiv \frac{g_0}{3} \quad (1.27)$$

$$V < V_{pi} \equiv \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \varepsilon_0 A}} \quad (1.28)$$

Donde k_{ap} es la constante mecánica aparente (que se observa cuando se tiene en cuenta la fuerza eléctrica). Los umbrales se denominan punto de *pull-in* (x_{pi}) y tensión de *pull-in* (V_{pi}). A tensión constante, no existen puntos de equilibrio estable ni más allá del punto de *pull-in*, ni para tensiones más elevadas de la de *pull-in*, por tanto, el rango de deflexión estable del actuador con excitación a tensión constante es sólo de la tercera parte de la separación en reposo de las armaduras.

En la ilustración 1.3 podemos ver el voltaje de equilibrio en función de la posición. El máximo voltaje necesario corresponde al punto de *pull-in*. Nótese que, excepto para la tensión de *pull-in*, a cada tensión corresponden dos puntos de equilibrio, uno en la región estable $0 < x < g_0/3$ y otro en la inestable $g_0/3 < x < g_0$.

La fuerza resultante para diversos niveles de tensión puede verse en las gráficas de la figura 1.4, en la que se ha normalizado la separación entre armaduras. Además de los puntos de equilibrio y de su estabilidad, dado por la pendiente de la gráfica alrededor de los puntos en los que $F = 0$, puede comprobarse que la constante mecánica aparente, que se define como el cambio de signo de la derivada de la fuerza total respecto a la posición (1.26), disminuye en módulo conforme se acerca el punto de *pull-in*. En apariencia, el actuador llega a hacerse infinitamente blando, con lo que, conforme

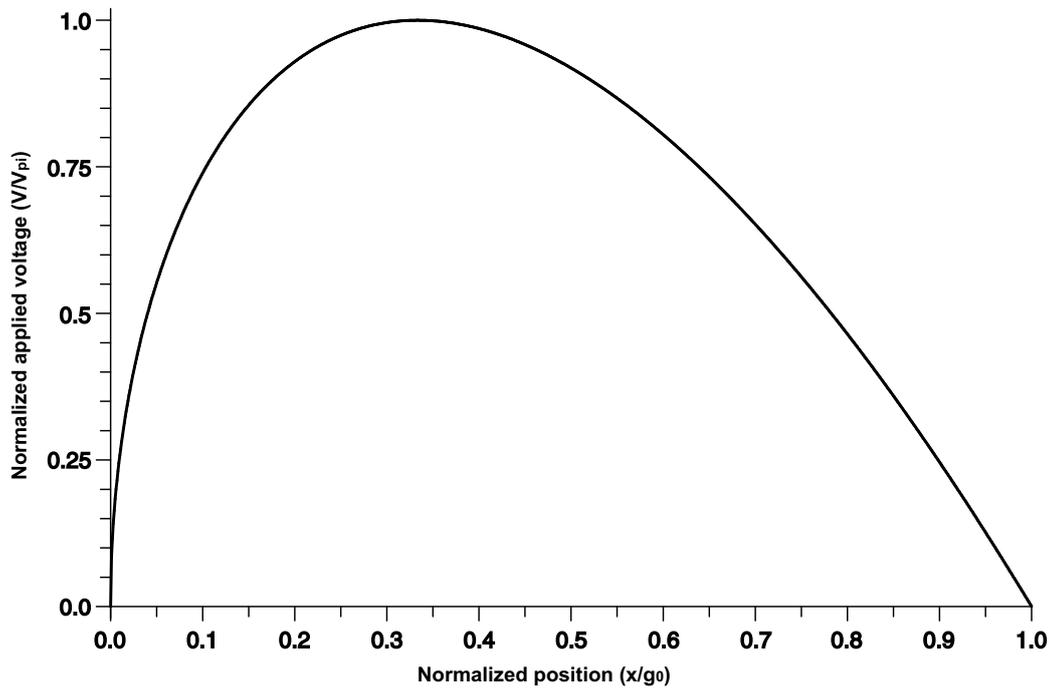


Figura 1.3: Tensión de equilibrio para diversos valores de posición normalizada x/g_0 . El máximo (V_{pi}) corresponde al punto de *pull-in* (x_{pi}).

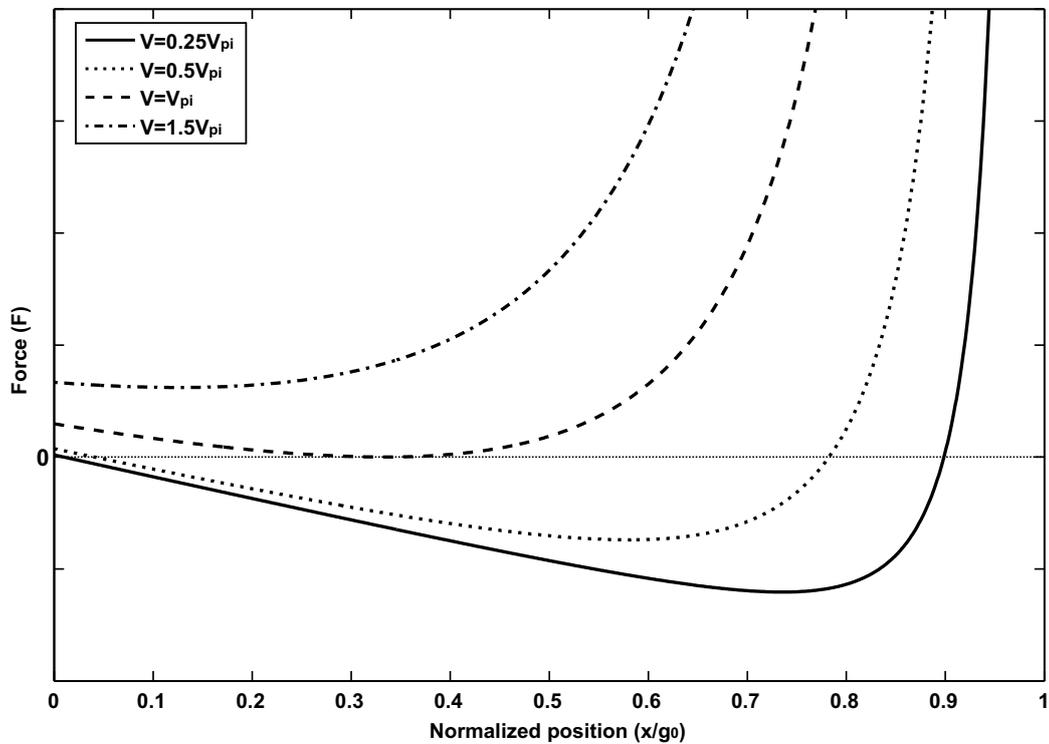


Figura 1.4: Fuerza resultante sobre un actuador electrostático genérico en función de la posición normalizada x/g_0 y para diversos valores de tensión expresados en función de la tensión de *pull-in* V_{pi}

se acerque éste al punto de *pull-in*, responderá con cambios más importantes en la posición ante cualquier mínima perturbación externa.

El punto de *pull-in* representa el umbral en el que la fuerza mecánica deja de poder contrarrestar la fuerza eléctrica. El movimiento pasa a estar dominado por la componente eléctrica de la fuerza, que crece asintóticamente en el entorno del punto de colapso $x = g_0$. Al aproximarse a este punto, la capacidad crece rápidamente, exigiendo a la fuente de tensión más corriente para poder mantener la relación constante entre carga y capacidad (1.10). La velocidad aumenta varios órdenes de magnitud y en consecuencia, el impacto entre las armaduras, o entre las estructuras conectadas a ellas, puede limitar seriamente la vida útil de algunos tipos de dispositivos construidos con actuadores electroestáticos.

1.2.2. Actuación a carga constante

Esta técnica consiste en mantener una carga constante en las armaduras del condensador. Dicha carga genera una fuerza eléctrica, dada en la ecuación (1.16), constante a lo largo del todo el recorrido del actuador, por lo que la fuerza resultante siempre tiene una pendiente uniforme igual a la constante elástica natural del sistema, con lo que el sistema siempre es estable. El punto de equilibrio puede encontrarse igualando las fuerzas eléctrica y mecánica (1.29), y depende del cuadrado de la carga.

$$x = \frac{Q_C^2}{2k\epsilon_0 A} \quad (1.29)$$

Típicamente, la actuación a carga constante se implementa con una fuente de tensión o corriente que se conecta durante un breve instante al actuador electroestático y luego se deja en circuito abierto. Durante este tiempo el actuador no se desplaza significativamente, así que la carga adquirida por la capacidad del actuador durante ese tiempo se mantiene durante todo el recorrido.

Desafortunadamente, al dejar el actuador en circuito abierto aparecen dos fenómenos indeseables, las corrientes de fugas y las capacidades parásitas. El efecto de las corrientes de fugas es una carga o descarga del actuador, que se mueve de su posición original. Históricamente este problema se ha solucionado con técnicas de refresco que descargan y vuelven a cargar el actuador periódicamente. El efecto de las capacidades parásitas, por su parte, es una inyección de carga adicional conforme aumenta la capacidad intrínseca del actuador al aproximarse las armaduras. Para estudiar este efecto en detalle conviene replantear las ecuaciones de la fuerza eléctrica en presencia de capacidades parásitas. En el caso típico, las capacidades parásitas estarán en paralelo con la del actuador, haciendo que siempre sean iguales las tensiones en ambas capacidades (1.30).

$$V = \frac{Q_C}{C} = \frac{Q_P}{C_P} \quad (1.30)$$

Donde Q_P y C_P son, respectivamente, la carga almacenada en la capacidad parásita y la magnitud de la capacidad parásita. Por otro lado, la carga dentro del sistema (carga suministrada por la fuente) se mantiene siempre constante una vez desconectada la fuente (1.31), pero la carga sobre el actuador (1.32), aumenta conforme se reduce la separación entre armaduras, tomando la carga adicional de la capacidad parásita.

$$Q_T = Q_C + Q_C \frac{C_P}{C} = Q_C + Q_C \frac{C_P}{C_0} \frac{g}{g_0} \quad (1.31)$$

$$Q_C = \frac{Q_T}{1 + \frac{C_P}{C_0} \frac{g}{g_0}} \quad (1.32)$$

Donde C_0 es la capacidad en reposo del actuador y Q_T la carga total suministrada por la fuente. La fuerza eléctrica que finalmente actúa sobre el dispositivo se indica en la siguiente ecuación.

$$|\vec{F}_e| = \frac{Q_C^2}{2\varepsilon_0 A} = \frac{Q_T^2}{2\varepsilon_0 A \left(1 + \frac{C_P}{C_0} \frac{g}{g_0}\right)^2} \quad (1.33)$$

Ésta es una combinación entre el modo de actuación tensión y el modo carga puro, y tiene un comportamiento inestable en función de la relación entre la capacidad parásita y la del actuador. Según Seeger y Boser [7] el rango de estabilidad (1.34) es siempre mayor que en el caso de polarización en tensión, y es completo si la capacidad parásita es inferior a la mitad de la capacidad en reposo del actuador.

$$x < x_{qpi} \equiv \frac{g_0}{3} \left(1 + \frac{C_0}{C_P}\right) \quad (1.34)$$

Donde x_{qpi} se denomina *charge pull-in*.

1.3. Estimador de la capacidad o distancia entre armaduras (DACEA)

1.3.1. Introducción

En la sección anterior se presentaron las técnicas de excitación más importantes en lazo abierto y se ha demostrado su naturaleza inestable o su sensibilidad a elementos parásitos. Estas limitaciones pueden superarse utilizando técnicas de lazo cerrado o de realimentación, capaces de monitorizar la posición del actuador y aplicar la tensión o inyectar la carga necesarias para corregir cualquier tipo de inestabilidad.

El primer punto a tratar en cualquier ley de realimentación para actuadores electrostáticos es la estimación de la posición de la armadura móvil o de la distancia entre armaduras. Este punto no es en absoluto trivial, y frecuentemente se encuentran propuestas muy sofisticadas para estimar dicha distancia, como anclar al actuador un sensor capacitivo que se mueve de forma solidaria con él y utilizarlo para estimar la distancia (Lu y Fedder [5], Rocha *et al.* [8]) o utilizar un láser para reflejar parte de la luz y encontrar así la deflexión del actuador (Borovic *et al.* [9]). La razón de utilizar métodos tan sofisticados está en las grandes dificultades técnicas que supone estimar la capacidad o distancia entre las armaduras del actuador utilizando sólo variables eléctricas para el sensado, es decir, la corriente y tensión en el actuador. Esto es debido a que las corrientes van desde los pocos fA cuando el actuador está en reposo hasta los mA cuando las armaduras están a punto de colapsar y a que las tensiones de actuación son generalmente demasiado elevadas como para poder tratarlas con componentes convencionales. Además, tanto corrientes como tensiones tienen un ancho de banda que puede superar $1 MHz$ y muchas aplicaciones exigen errores de fase muy pequeños en el estimador (lo que frecuentemente obliga a aumentar el ancho de banda hasta los $10 MHz$).

Las técnicas que se han encontrado en la revisión del estado del arte son muy sencillas y se pueden clasificar en dos categorías: integración de la corriente del actuador mediante una excitación *Pulse Width Modulation* (PWM) (véase, por ejemplo, el trabajo de Horsley *et al.* [10]) o basadas en divisores capacitivos con una excitación en modo corriente (véase Nadal-Guardia *et al.* [11]). Sólo esta última presenta resultados experimentales indicando una funcionalidad muy limitada del sistema. Pueden encontrarse en la literatura técnicas mucho más sofisticadas, basadas, por ejemplo, en amplificadores de transimpedancia. Éstas se aplican habitualmente en sensores capacitivos, como acelerómetros o giróscopos, y su extensión a actuadores no es en absoluto trivial debido a que algunas de ellas requieren dispositivos de tres armaduras o presentan problemas de implementación debido a las altas tensiones de funcionamiento típicas de los actuadores o a limitaciones en el ancho de banda. En esta sección se propone un estimador sencillo y fácilmente implementable con las tecnologías y

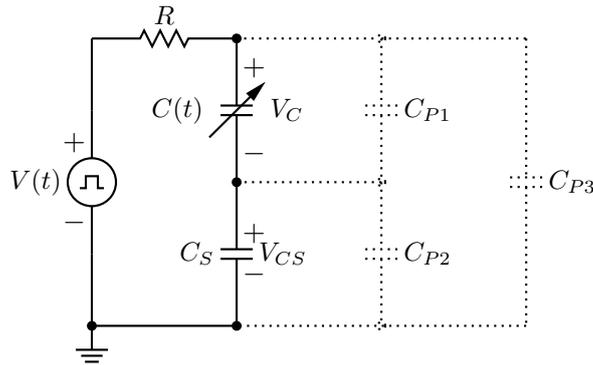


Figura 1.5: Sistema de excitación en tensión para el DACEA. El actuador está representado como una capacidad variable $C(t)$, la capacidad serie está representada por C_S y las capacidades parásitas por C_{P1} , C_{P2} y C_{P3} . No se han representado las resistencias de fugas.

técnicas del diseño integrado de alta tensión [12, 13]. Se ha denominado *Distance And Capacitance Estimator for electrostatic Actuators* (DACEA) y utiliza una combinación de las técnicas PWM y de divisor capacitivo para aprovechar las ventajas de ambas y permitir solventar sus problemas y limitaciones, proporcionando elevados anchos de banda y bajos errores de fase en la estimación de capacidad.

1.3.2. Teoría de funcionamiento

La técnica de utilizar una excitación tipo PWM es muy interesante desde el punto de vista de la implementación, ya que supone sustituir el amplificador de alta tensión que proporciona la tensión de actuación por dos interruptores CMOS que realizan la modulación PWM. Para evitar el inconveniente de medir las corrientes que circulan por el actuador podemos combinar la técnica PWM con la del divisor capacitivo. Para esto, podemos utilizar una arquitectura como la mostrada en la figura 1.5. En ella, el actuador, representado por la capacidad $C(t)$, está en serie con una capacidad fija C_S . Si analizamos el circuito, ignorando las capacidades parásitas, encontramos que la tensión en bornes de C_S es función de la capacidad del actuador según la ecuación:

$$V_{CS}(t) = V(t) \frac{C(t)}{C(t) + C_S} \quad (1.35)$$

Si $C_S \gg C(t)$, podemos hacer una aproximación de Taylor y encontrar que la tensión en bornes de la capacidad sigue la expresión 1.36.

$$V_{CS}(t) \approx C(t) \frac{V(t)}{C_S} \quad (1.36)$$

Tomando como salida $V_{CS}(t)$, el estimador proporciona una salida lineal, en primera aproximación, con la capacidad del actuador.

El efecto de las capacidades parásitas sobre este circuito es el siguiente: La capacidad parásita C_{P3} no afecta al funcionamiento del sistema porque está en paralelo con la fuente (siempre que R sea suficientemente pequeña), por lo que se puede despreciar, y C_{P1} y C_{P2} se pueden considerar en paralelo con C y C_S , respectivamente. Teniendo en cuenta, ahora, las capacidades parásitas y aplicando (1.12), la distancia entre armaduras se puede estimar según la expresión

$$g(t) = \frac{\varepsilon_0 A}{\frac{C_S + C_{P2}}{V(t)} V_{CS}(t) - C_{P1}} \quad (1.37)$$

El parásito C_{P2} sólo supone un factor de escala que puede eliminarse cambiando ligeramente el valor de C_S . El parásito C_{P1} , no obstante, tiene un impacto sobre la estimación que requiere una compensación para asegurar un funcionamiento correcto del sistema. Además, nótese que en presencia de parásitos es necesario asegurar $C_S \gg C(t) + C_{P1}$, lo que implica que, para capacidades parásitas iguales o superiores a la del actuador puede ser necesario incrementar la capacidad C_S para mantener la condición de diseño y esto supone una pérdida de sensibilidad del estimador. Es importante señalar que, debido a la condición que $C_S \gg C(t) + C_{P1}$, la capacidad en serie no realiza ninguna función de estabilización del actuador, al contrario que la capacidad en serie utilizada por Seeger y Crary [14], ni requiere de tensiones de actuación significativamente por encima de la de *pull-in*.

Esta arquitectura requiere un refresco de la carga en los dos condensadores debido a que las resistencias de fugas cargan o descargan la capacidad en serie o la del actuador añadiendo o extrayendo corriente del nodo intermedio del divisor capacitivo e invalidando así la medida a largo plazo. Estas resistencias son inherentes a cualquier circuito electrónico y representan la conductancia no nula de todos los elementos conectados al circuito, como los aislantes de los cables, el dieléctrico de los condensadores o las uniones de los transistores.

La anchura del pulso de refresco debe ser mucho menor que las constantes mecánicas del sistema para evitar que el actuador se mueva significativamente de su posición y mucho mayor que las constantes eléctricas (dadas por la capacidad total del actuador y la resistencia serie de la conexión) para permitir la descarga completa de las capacidades. No obstante, debe tenerse en cuenta que si el actuador no tiene amortiguamiento, esto es, no sufre pérdidas de energía en su movimiento, la aplicación de pulsos, por cortos o estrechos que sean, pueden causar oscilaciones transitorias de larga duración o incluso inestabilidad, como se muestra en el artículo de Varghese *et al.* [15]. Aún así, este fenómeno también puede utilizarse para encontrar nuevas aplicaciones del DACEA, como se muestra en la sección 1.5. Por otro lado, no debe olvidarse que el refresco es imprescindible para un correcto funcionamiento del sistema. Véase, por ejemplo, el trabajo de Nadal-Guardia *et al.* [11] en el que la falta de refresco impide garantizar la integridad de la medida más allá de unos segundos después de haber conectado el circuito.

Consideremos ahora que la tensión de actuación es una tensión pulsada PWM con un valor bajo de $0V$ y un valor alto de V_{MAX} . Si la frecuencia de la señal PWM es significativamente superior a la frecuencia de resonancia del actuador (1.22), el actuador electroestático responderá de forma muy similar a la de una tensión de actuación constante que genere la misma fuerza eléctrica media, esto es, una tensión V_{EQ} igual a

$$V_{EQ} = V_{MAX} \sqrt{\frac{DC}{100}} \quad (1.38)$$

Donde DC es el ciclo de trabajo, en porcentaje, de la tensión de actuación. En este caso, si realizamos la estimación de la distancia únicamente cuando la tensión de actuación está a su nivel alto, podemos considerar $V(t)$ como constante, reduciéndose la expresión 1.37 a

$$g(t) = \frac{\varepsilon_0 A V_{MAX}}{(C_S + C_{P2}) V_{CS}(t) - C_{P1} V_{MAX}} \quad (1.39)$$

Nótese que, gracias a que la tensión V_{MAX} es constante, el efecto del parásito se puede compensar de forma mucho más sencilla. La gran ventaja de esta arquitectura está en la sencillez de su implementación, una cuestión en absoluto trivial cuando se trabaja con circuitos funcionando en alta tensión. El driver de salida, por ejemplo, no requiere un amplificador analógico de alta tensión para fijar el voltaje de actuación, sino que simplemente basta con aplicar una señal digital entre la tensión máxima disponible y masa; fácilmente implementable con unas puertas de paso o un inversor CMOS. Las desventajas de este método están, por un lado, en su consumo, que puede ser elevado dependiendo de la capacidad y la frecuencia de la portadora PWM y, por otro lado, en el ruido mecánico inducido en la posición del actuador por la frecuencia portadora.

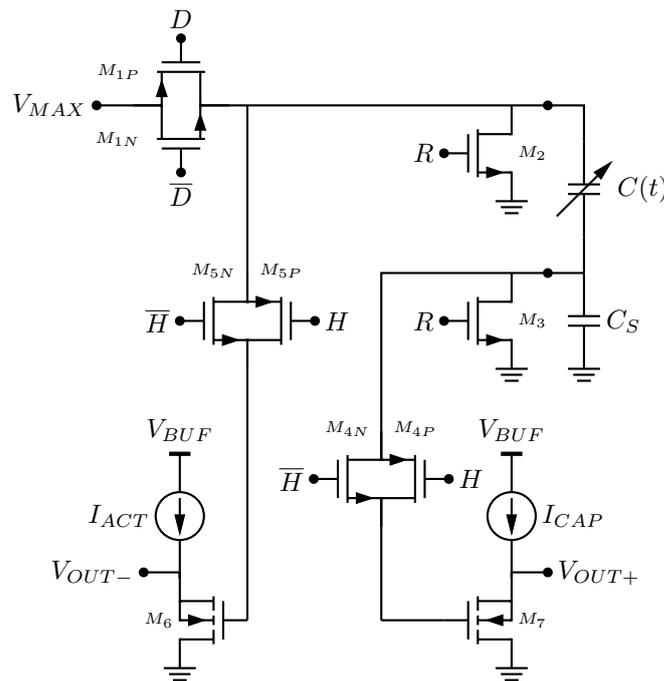


Figura 1.6: Esquema del DACEA. V_{MAX} es el valor de tensión alto de la señal de excitación PWM $V(t)$ y V_{OUT+} es la señal de salida. La salida V_{OUT-} puede utilizarse para reducir los efectos del ruido y la inyección de carga de las puertas de paso mediante una medida diferencial. Los sustratos y surtidores de los seguidores de tensión M_6 y M_7 están conectados a una tensión de alimentación superior (V_{BUF}) para permitir el incremento de tensión inherente a los seguidores PMOS.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$W/L M_{1P}$	$625/0,35 \mu m$	$W/L M_{1N}$	$500/0,35 \mu m$
$W/L M_{2,3}$	$250/0,35 \mu m$	$W/L M_{4P,4N,5P,5N}$	$1/0,35 \mu m$
$W/L M_{6,7}$	$20/0,35 \mu m$	$I_{CAP} I_{ACT}$	$400 \mu A$

Cuadro 1.1: Parámetros circuitales del DACEA.

1.3.3. Detalles de implementación

Esquema circuital

En la figura 1.6 se muestra el esquema simplificado del DACEA juntamente con el sistema de excitación PWM. Los pares de transistores M_1 , M_4 y M_5 funcionan como puertas de paso, los transistores M_2 y M_3 como interruptores y M_6 y M_7 como seguidores de tensión PMOS. El tamaño de cada uno de los transistores y de las corrientes están recogidos en el cuadro 1.1 para el proceso CMOS AMIS C035M-A de $0,35 \mu m$.

El circuito está controlado por tres señales digitales: R o *Reset*, D o *Disconnect* y H o *Hold* (además de sus complementarias). Estas señales se generan mediante un circuito formado por celdas digitales estándar e inversores *starving* con el objetivo de que el retardo entre ellas sea ajustable y puedan ser generadas a partir de una única señal de entrada $CLKIN$. Cuando el circuito funciona como sensor de la capacidad del actuador todas las señales están a nivel bajo. Para realizar la función de refresco o modulación PWM se activa la señal $CLKIN$ y con ello el circuito de control genera la siguiente secuencia:

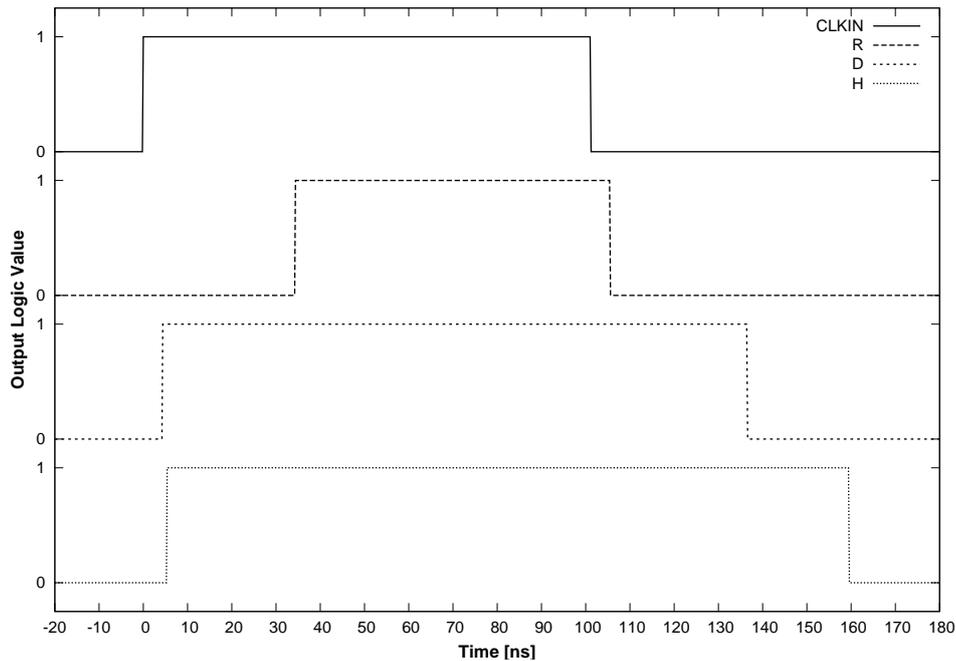


Figura 1.7: Medida realizada con un analizador lógico de la evolución temporal de las señales de control al introducir un pulso en entrada $CLKIN$ en $t = 0$.

1. La señales D H pasan a nivel alto, desconectando el actuador de la tensión V_{MAX} y aislando la salida del circuito de la entrada, de forma que la tensión de salida se mantiene constante.
2. La señal R pasa a nivel alto, descargando el actuador $C(t)$ y la capacidad C_S .

Después de transcurrido el tiempo necesario para que se descarguen las capacidades del actuador y C_S a través de M_2 y M_3 respectivamente, puede desactivarse la señal de entrada $CLKIN$. Con ello se genera la siguiente secuencia:

1. La señal R pasa a nivel bajo. Con ello se desactivan los interruptores M_2 y M_3 .
2. La señal D pasa a nivel bajo, con lo que se cargan de nuevo las capacidades del actuador y C_S .
3. La señal H pasa a nivel bajo, después de transcurrido el tiempo necesario para que las capacidades se carguen, de forma que la salida vuelve a seguir a la entrada. Funcionalmente esto proporciona el comportamiento de un *sample and hold*.

Nótese que los ciclos de trabajo de $CLKIN$ y de la señal V_{MAX} son aproximadamente opuestos, esto es, cuando $CLKIN = 0$ la tensión de actuación es V_{MAX} y cuando $CLKIN = 1$ la tensión de actuación es $0 V$.

Con el objetivo de clarificar la explicación sobre la evolución temporal de las tres señales de control, en la figura 1.7 se muestra un cronograma con la evolución de las mismas con las polarizaciones nominales del circuito. Téngase en cuenta que la secuencia no puede ser arbitrariamente rápida. Si la anchura de $CLKIN$ es insuficiente, las capacidades no se descargarán completamente durante el momento que la señal de *Reset* esté a nivel alto, de forma que aparecerá un efecto memoria que corromperá la medida de capacidad del actuador.

La función de los seguidores de tensión es proporcionar aislamiento eléctrico entre los nodos de sensado y la salida de forma que pueda conectarse un instrumento con impedancia de entrada finita u otra etapa del circuito a la salida sin afectar a las corrientes de fugas. Las únicas resistencias de fugas

con un impacto significativo sobre el funcionamiento del circuito son las que carguen o descarguen el nodo intermedio del divisor capacitivo. Este impacto es tanto más importante como pequeña sea la capacidad equivalente conectada al nodo intermedio, lo que imposibilita, para valores típicos de capacidad del actuador y resistencia de fugas, la implementación del circuito con componentes discretos. Estas fugas determinan, junto con el error máximo tolerable, el tiempo máximo entre períodos de refresco.

Nótese en el esquema de la figura 1.6 que el circuito también muestrea la tensión de actuación durante su valor alto V_{MAX} . Esto se hace con el propósito de obtener una medida diferencial en la salida que permita compensar interferencias o fenómenos como la inyección de carga en las puertas de paso. Esto se basa en la idea que la inyección de carga será aproximadamente igual en ambas ramas del circuito, y esto será tanto más cierto como menor sea el desapareamiento o *mismatch* e iguales sean las tensiones en dichas ramas. Para mantener las tensiones lo más iguales posibles se recomienda intercambiar las posiciones de la capacidad en serie C_S y la capacidad del actuador $C(t)$ (ya que la caída de tensión en C_S es, por condición de diseño, pequeña), e intercambiar también las salidas V_{OUT+} y V_{OUT-} para mantener la funcionalidad del circuito [12, 13]. Las simulaciones indican que, en este caso, y tomando la salida como la medida diferencial $V_{OUT+} - V_{OUT-}$, la interferencia provocada por la inyección de carga se reduce, al menos, en un factor 5.

Los *buffers* de salida se alimentan con una tensión diferente que el resto del circuito. Esto se hace para permitir el incremento de tensión inherente a los seguidores PMOS. Típicamente, cuando la tensión de alimentación es de 3,3 V, basta con fijar V_{BUF} a 5,5 V para que el circuito funcione correctamente durante todo el rango dinámico de la entrada. Las partes del transistor sometidas a una mayor diferencia de potencial son la unión pozo sustrato (que típicamente tiene una tensión de ruptura ente 8 V y 15 V) y el canal del transistor, bastante más delicado. No obstante, incluso durante prolongados períodos de funcionamiento no se encontraron problemas de fiabilidad relacionados con la tensión de alimentación de los seguidores. No obstante, durante pruebas experimentales realizadas en condiciones adversas se encontró que los nodos de salida eran susceptibles a captar interferencias. Para mitigar en parte este problema se decidió colocar unos condensadores externos de 1 pF en los nodos V_{OUT+} y V_{OUT-} .

Si se desea, las corrientes de polarización I_{CAP} e I_{ACT} pueden utilizarse para compensar de forma analógica el parásito C_{P1} . Un cambio en dichas corrientes no altera significativamente la ganancia de los seguidores, pero sí que modifica el offset de la tensión de salida, al igual que lo hace C_{P1} . Téngase en cuenta, no obstante, que la condición $C_S \gg C(t) + C_{P1}$ debe seguir manteniéndose en todo momento y esto, como ya se ha mencionado antes, puede obligar a aumentar el valor de C_S y con ello perder sensibilidad.

Layout

En las figuras 1.8 y 1.9 se muestran, respectivamente, el *layout* y una microfotografía del DACEA. Las dimensiones del circuito son $135 \mu m \times 90 \mu m$, ocupando un área total es de $12150 \mu m^2$ y la mayor parte la ocupan el generador de reloj encargado de obtener las señales R , D , H y sus complementarias a partir de $CLKIN$ y el transistor M_1 . Es importante que este transistor, junto con M_2 y M_3 estén dimensionados de forma adecuada para poder cargar las capacidades en muy poco tiempo y evitarnos así trabajar con pulsos innecesariamente anchos. Los transistores M_4 y M_5 , al contrario, conviene que sean pequeños para minimizar la inyección de carga en las puertas de los seguidores, fenómeno que causa la aparición de pulsos en la señal de salida cada vez que se activa $CLKIN$. Nótese el dimensionado generoso de las líneas de conexión con $C(t)$, C_S y V_{MAX} (en metal 4 hacia la parte inferior del *layout*). Esto es necesario para evitar la electromigración a causa de los importantes picos de corriente que ocurren en cada conmutación.

En las dos líneas de conexión con el divisor capacitivo se utilizaron *pads* sin ningún tipo de protección antiestática para no aumentar las corrientes de fuga. Esto afectó a la fiabilidad del circuito,

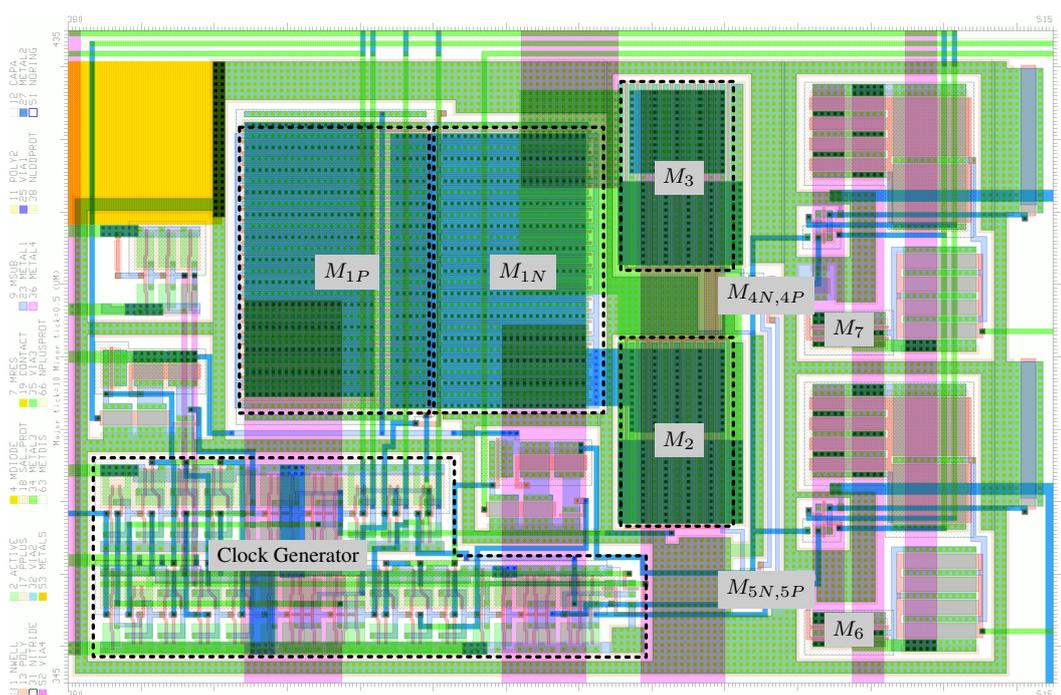


Figura 1.8: Layout del DACEA. Se indican los principales elementos de acuerdo con la nomenclatura de la figura 1.6. Las partes no identificadas son componentes auxiliares de polarización y filtrado.

siendo necesario manejo cuidadoso del mismo para evitar daños. Durante varios meses de medidas experimentales, en los que no se utilizó protección personal antiestática, fue necesario reemplazar el integrado cuatro veces por daños en M_4 , M_5 , M_6 o M_7 .

1.3.4. Plataforma de desarrollo de algoritmos de control

Con el objetivo de poder implementar y demostrar experimentalmente, de forma rápida y sencilla, una gran variedad de algoritmos de control para actuadores electrostáticos, se diseñó una plataforma genérica altamente reconfigurable basada en el *Distance And Capacitance Estimator for electrostatic Actuators* (DACEA). Esta plataforma ha demostrado ser extremadamente útil a la hora de desarrollar y verificar nuevos métodos de control para actuadores gracias a que permite una gran estandarización y modularización de los bloques básicos de diseño y, con ello, una notable reducción en el tiempo necesario para completar la fase de prueba de los mismos. Los detalles de implementación de la plataforma están extensamente recogidos en el trabajo de Casas [16], por lo que en esta tesis sólo se tratarán los aspectos más relevantes de la misma para proporcionar al lector una información autocontenida. El diagrama de bloques de la plataforma puede verse en la figura 1.10. Ésta consta de varias partes:

- DACEA. Este circuito se encarga de sensar la capacidad del actuador con el método propuesto anteriormente y proporcionar una tensión de salida indicativa de la capacidad del actuador. Para hacerlo compatible con el resto de los elementos de la plataforma el DACEA se utiliza en modo unipolar.
- HV. Circuito de extensión para actuar con alta tensión. Este circuito sustituye una parte de la funcionalidad del circuito estimador para poder actuar con tensiones superiores al límite tecnológico de 3,3 V del estimador. Para esto se utilizan unos *buffers* discretos basados en el circuito integrado *ICL7667*.

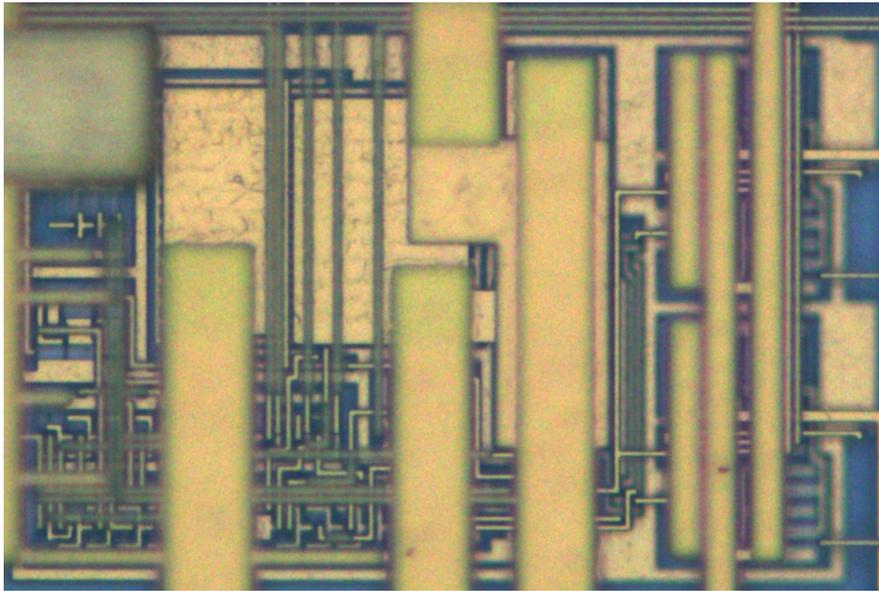


Figura 1.9: Microfotografía del DACEA. Las dimensiones son $135 \mu m \times 90 \mu m$.

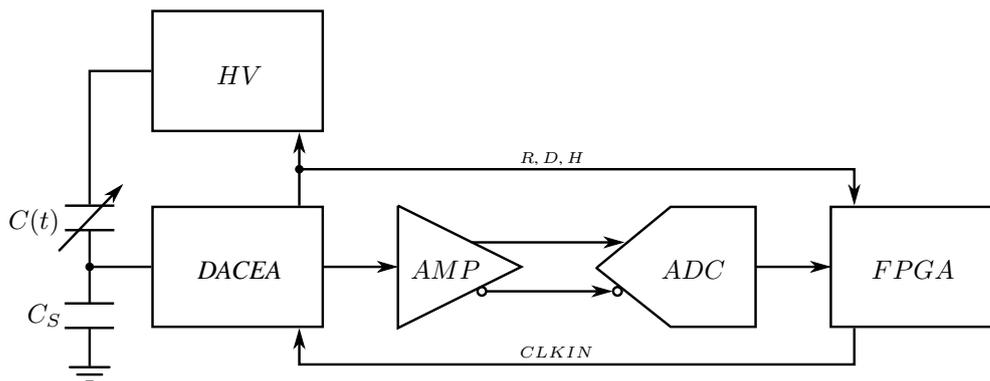


Figura 1.10: Diagrama de bloques de la plataforma de desarrollo de algoritmos de control basada en el DACEA. La figura muestra los bloques básicos, como el estimador de capacidad (DACEA), la extensión de alta tensión (HV), el circuito de acondicionado (AMP), el convertidor A/D (ADC) y el circuito reconfigurable en el que programar los algoritmos de control (FPGA).

- AMP. Circuito de amplificación y acondicionado. Este circuito amplifica y acondiciona la salida del DACEA para adecuarla a las siguientes etapas. Típicamente proporciona ganancias entre 5 y 10.
- ADC. El convertidor analógico / digital codifica la señal para permitir realizar un procesamiento digital de la misma.
- FPGA. La *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) se encarga de procesar digitalmente la señal del convertidor A/D y de generar los pulsos *CLKIN* necesarios para que la tensión V_{MAX} del DACEA o del circuito de extensión de alta tensión pueda estar modulada PWM.

El circuito de extensión para alta tensión sustituye los transistores M_1 y M_2 del DACEA (que implementan el modulador PWM) para poder superar las limitaciones de 3,3 V de la tecnología sin tener que utilizar procesos de fabricación específicos de alta tensión, mucho más caros y complejos. Para esto, el terminal superior de actuador $C(t)$ deja de estar conectado al DACEA y se conecta en su

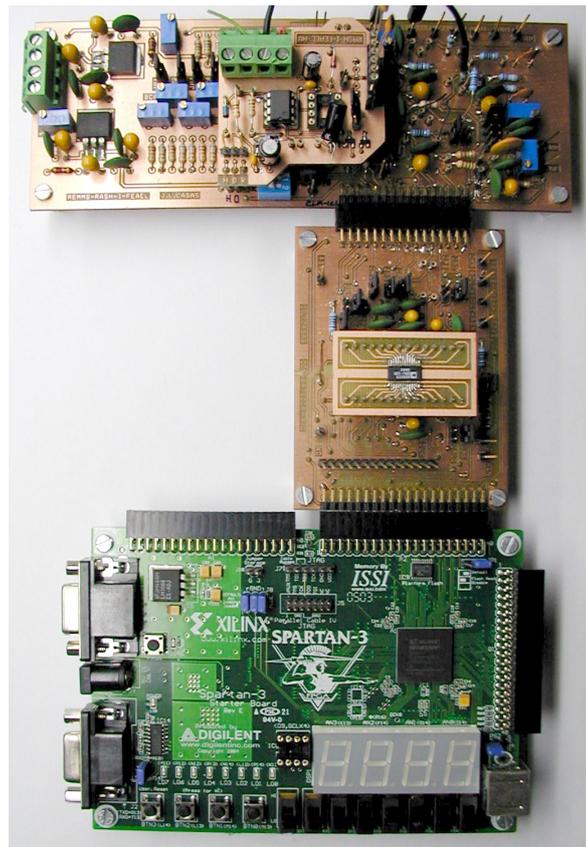


Figura 1.11: Fotografía de la plataforma de desarrollo basada en el DACEA. En la parte superior está el DACEA, la extensión de alta tensión y la etapa de amplificación y acondicionado, en la parte central está el convertidor A/D y en la inferior la FPGA.

lugar a un inversor digital externo alimentado con una tensión elevada. Dicho inversor se actúa bien con la señal de control D del estimador o bien con una señal digital que provenga directamente de la FPGA. Nótese que, debido a la condición de diseño $C_S \gg C(t) + C_{P1}$, la mayor parte de la tensión de actuación caerá en la capacidad C_S , de forma que en ningún momento el circuito de estimación necesita trabajar con altas tensiones.

El circuito de amplificación proporciona una ganancia ajustable a la salida del DACEA para poder detectar incluso las variaciones más tenues de la capacidad y distancia del actuador y acondicionar dicha señal a los requerimientos de entrada del convertidor A/D. Para realizar la amplificación se utilizaron amplificadores operacionales discretos con un ancho de banda unitario de 450 MHz y baja distorsión para poder asegurar el buen funcionamiento de la plataforma incluso con actuadores con altas frecuencias de resonancia. Con el mismo propósito, en el convertidor A/D se utilizó un dispositivo comercial con una frecuencia de muestreo superior a los 100 MHz y 10 bits de resolución.

La FPGA se encarga de realizar el procesamiento digital de la señal y con ello implementar los algoritmos de control que se deseen. Recibe, entre otras entradas, la salida del convertidor A/D y las líneas R , D y H del DACEA, y tiene a su vez, como salida, la señal $CLKIN$. De esta forma, la FPGA puede modular la tensión de actuación aplicando una modulación PWM en el DACEA o en la extensión de alta tensión. Se decidió utilizar una FPGA en lugar de un microprocesador debido a que éstas, pese a disponer de una memoria mucho más reducida, tienen una mayor potencia de cálculo a la hora de implementar algoritmos de procesamiento digital de la señal. Esto es debido a que las FPGA son capaces de realizar el procesamiento de forma concurrente, al contrario que un microprocesador, que funciona de forma completamente secuencial.

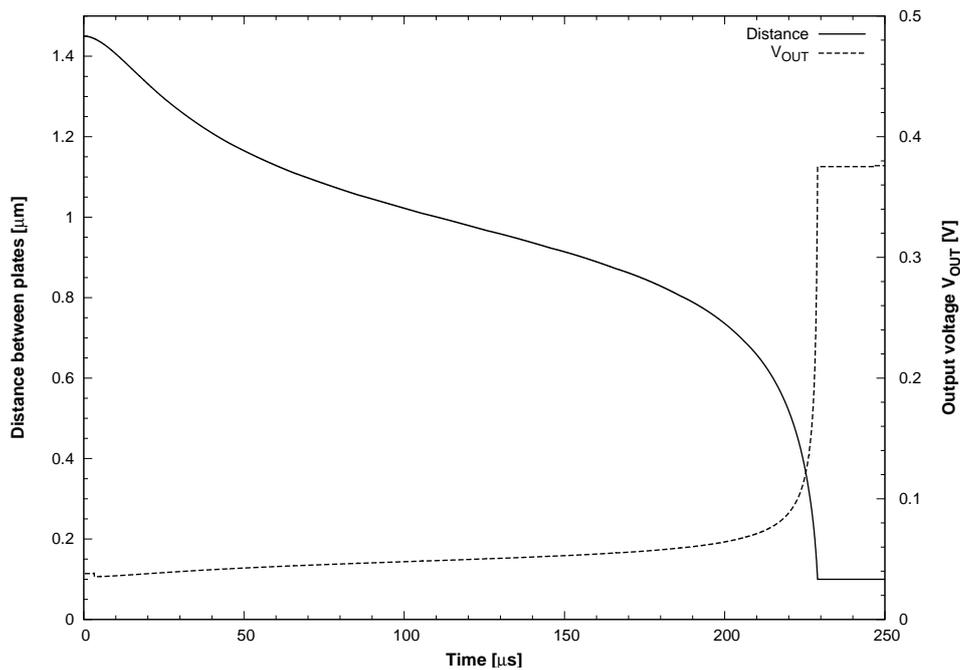


Figura 1.12: Simulación de la distancia entre armaduras y tensión de salida correspondiente. C_S se fijó a 100 pF .

Parameter	Value
$k \text{ [N/m]}$	32
$g_0 \text{ [m]}$	$1,45 \times 10^{-6}$
$A \text{ [m}^2\text{]}$	$3,6 \times 10^{-7}$
$m \text{ [Kg]}$	$5,11 \times 10^{-9}$
$b \text{ [Ns/m]}$	$8,08 \times 10^{-4}$

Cuadro 1.2: Parámetros del actuador electrostático utilizado en las simulaciones del DACEA.

Como puede comprobarse en la fotografía de la plataforma (figura 1.11), el sistema consta de 5 placas de circuito impreso diferentes. Esto se hizo para permitir introducir mejoras, extensiones adicionales, o simplemente sustituir bloques por otros más eficientes de forma rápida y sin tener que rediseñar y volver a montar todo el sistema.

1.3.5. Resultados de simulación

Las simulaciones presentadas en esta sección se realizaron con Spectre utilizando un modelo de actuador electrostático en Verilog-A desarrollado específicamente para permitir la co-simulación entre los dominios eléctrico y mecánico. Este modelo incorpora, además del comportamiento mecánico y eléctrico mostrado en las ecuaciones (1.19) y (1.29), los efectos de carga de la capacidad del actuador sobre el circuito de excitación y un modelo sencillo de adherencia entre armaduras (*stiction*). Es muy importante ajustar correctamente las tolerancias del simulador ya que los valores fijados por defecto, adecuados para la simulación de circuitos puramente electrónicos, son inadecuados para simular las pequeñas variaciones de posición y las reducidas corrientes de entrada del actuador y generalmente acaban proporcionando resultados erróneos o muestran comportamientos anómalos en el actuador.

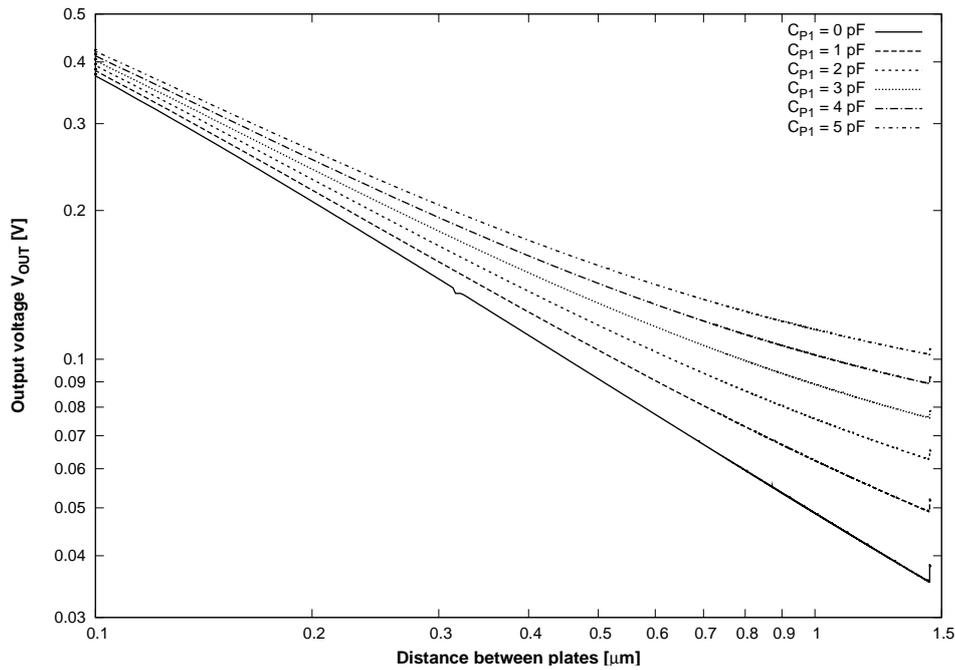


Figura 1.13: Simulación de la tensión de salida del DACEA en función de la distancia entre armaduras para varios valores de capacidad parásita. Nótese que aparece una ligera distorsión para valores de capacidad del actuador muy grandes (distancia entre armaduras muy pequeña) y que el *offset* provocado por la capacidad parásita causa una distorsión de la pendiente al pasar a ejes logarítmicos.

En el cuadro 1.2 se muestran los parámetros del actuador electroestático utilizados en las simulaciones del DACEA. Se tomaron del trabajo de Seeger y Boser [17] a excepción de la masa y amortiguamiento. La masa se dedujo de la frecuencia de resonancia y el amortiguamiento se tomó para que el factor de calidad correspondiera al de un amortiguamiento crítico, esto es, $Q \approx 0,5$.

La figura 1.12 muestra el comportamiento del actuador y la tensión V_{OUT} del DACEA en función del tiempo a un escalón de tensión de $V = 1,1V_{pi}$ en $t = 0$. El período de $CLKIN$ se fijó a $50 \mu s$ y la anchura de pulso a $100 ns$. Puede comprobarse que el actuador colapsa en unos $230 \mu s$. Nótese que el movimiento se frena alrededor de la región de *pull-in* debido a que en ella la diferencia entre la fuerza mecánica y eléctrica es mínima y la atmósfera le hace perder energía cinética.

En la figura 1.13 se muestran un conjunto de simulaciones de la tensión de salida en función de la distancia entre armaduras para varios valores de capacidad parásita C_{P1} . En ella puede comprobarse la aparición de dos fenómenos: por un lado, el *offset* en la tensión de salida provocado por la capacidad parásita C_{P1} introduce una distorsión significativa en la pendiente, que idealmente linealizaría en ejes logarítmicos con pendiente -1 debido a la relación inversa entre V_{OUT} y la distancia entre armaduras, y por otro lado, aparece una ligera distorsión de la pendiente para distancias entre armaduras muy pequeñas (capacidades $C(t)$ muy grandes) debido a que no cumplimos con tanta holgura la condición $C_S \gg C(t) + C_{P1}$. Los pequeños pulsos que se observan en la región de bajas tensiones de salida están causados por acoplamientos entre la señal de reloj y la salida o por la inyección de carga en las puertas de paso. También se realizaron simulaciones AC del circuito incluyendo las capacidades parásitas de los *pads* de salida. Éstas indican un ancho de banda de $34 MHz$ y un error de fase de 10° a $5 MHz$. Tanto el ancho de banda como el margen sin error de fase pueden incrementarse aumentando las corrientes de polarización I_{ACT} e I_{CAP} .

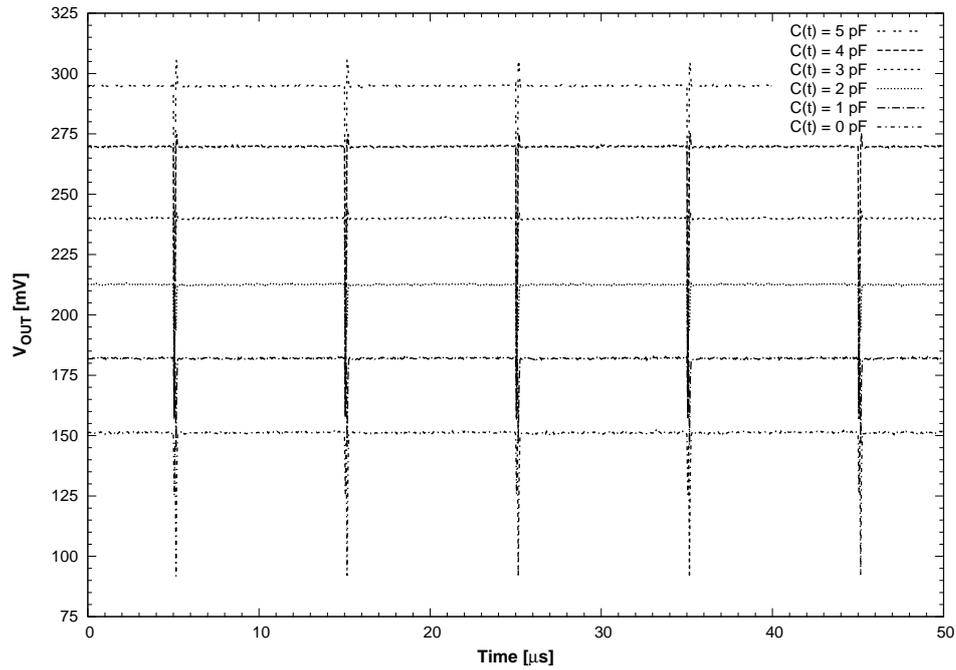


Figura 1.14: Medida experimental de la tensión de salida V_{OUT} del DACEA para diferentes valores de capacidad $C(t)$. El valor de $C(t)$ se implementó con condensadores discretos, C_S se fijó a 100 pF y V_{MAX} a 3 V . Nótese el acoplamiento en la salida de la señal de reloj $CLKIN$.

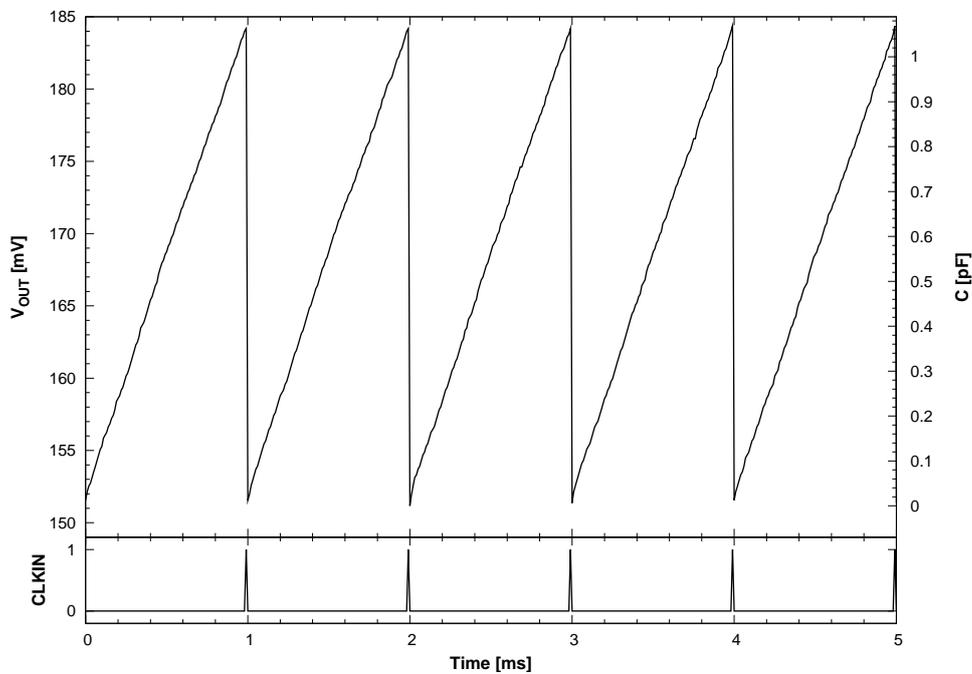


Figura 1.15: Medida del efecto sobre el estimador DACEA de las corrientes de fugas. C_S se fijó a 100 pF , V_{MAX} a 3 V y $CLKIN$ a 1 kHz . No se conectó ninguna capacidad en el lugar del actuador, quedando solamente la capacidad parásita C_{P1} de unos 5 pF . Se muestra la tensión de salida V_{OUT} y la capacidad equivalente, una vez compensado el parásito.

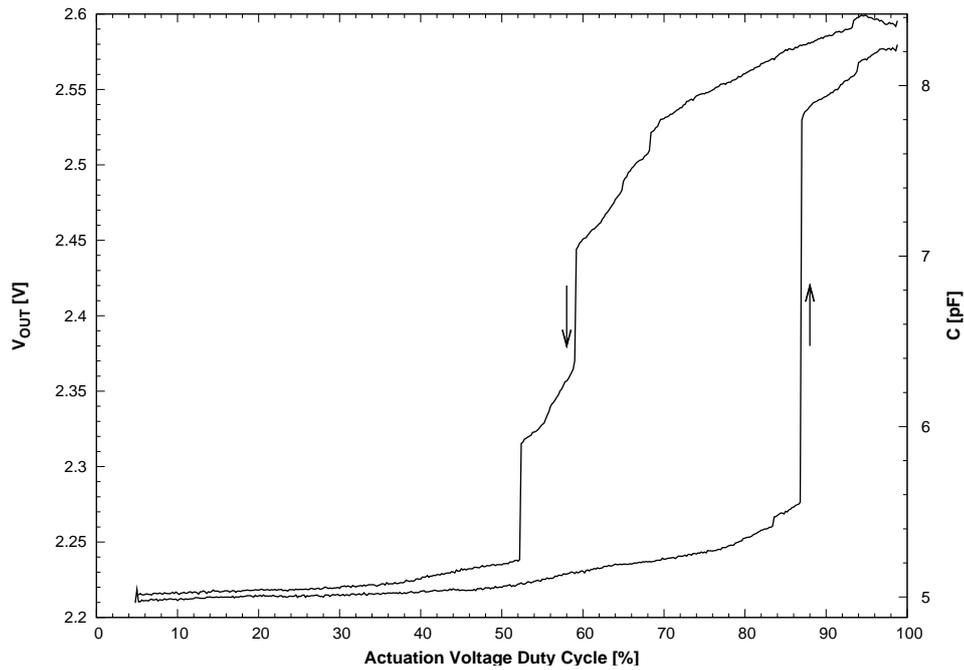


Figura 1.16: Medida de la tensión de salida de la plataforma DACEA y de la capacidad equivalente en función del ciclo de trabajo de la tensión de actuación $V_{MAX} = 17 V$ para el actuador electrostático $C12$ diseñado por Comulada [18]. Se muestran medidas para un barrido ascendente del ciclo de trabajo (flecha hacia arriba, el actuador parte de la posición de reposo) y descendente (flecha hacia abajo, el actuador parte de la posición de colapso).

1.3.6. Resultados experimentales

La figura 1.14 muestra una medida de la tensión de salida V_{OUT} del DACEA para varios valores de capacidad fija implementada con un conjunto de condensadores discretos de $1 pF$ conectados en paralelo. Se desconoce la tolerancia exacta de los mismos, pero típicamente, para estos valores de capacidad, no es mejor de 20%. El valor de la capacidad serie C_S se fijó a $100 pF$, el de la tensión de actuación V_{MAX} a $3 V$ y la frecuencia de reloj a $100 kHz$ con una anchura de pulso de $100 ns$. La medición se hizo de forma diferencial, tomando tanto la salida V_{OUT+} como la V_{OUT-} . Puede observarse que, incluso así, los pulsos de reloj son fácilmente identificables en la salida. Durante todas las pruebas experimentales, se comprobó que estos pulsos ocurren sólo cuando $CLKIN = 1$, y, debido a que en ese instante la salida del circuito no proporciona ninguna información sobre las variaciones en la posición del actuador (la tensión de salida se mantiene constante debido a la desactivación de las puertas de paso M_4 y M_5), este problema no afecta en la mayoría de aplicaciones del circuito. Nótese que para $C(t) = 0$ la salida del circuito no es $0 V$, revelándose así la presencia de una capacidad parásita C_{P1} de unos $5 pF$ causada por la placa de circuito impreso y los *pads* del circuito DACEA.

En la figura 1.15 se muestra el efecto de las resistencias de fugas sobre la estimación de la capacidad del DACEA. Para obtener esta medida no se conectó ninguna capacidad en el lugar del actuador (quedando solamente el parásito C_{P1} de unos $5 pF$) y se fijaron C_S a $100 pF$ y V_{MAX} a $3 V$, siendo posible una medida diferencial de la tensión de salida. El período de refresco se aumentó a $1 ms$ para permitir ver el efecto de las fugas, que, bajo condiciones normales, es imperceptible. Puede comprobarse que las fugas causan una deriva de la tensión de salida equivalente a $1,1 pF/ms$. Téngase en cuenta que con períodos de reinicialización típicos (en el entorno del $1 \mu s$) las fugas no causan problemas en la medida, no obstante, se encontró que las fugas dependen de la humedad ambiente y

de la temperatura. La medida mostrada se realizó a temperatura ambiente y en condiciones normales.

La figura 1.16 muestra una medida de la tensión de salida V_{OUT} de la plataforma DACEA en función del ciclo de trabajo de la tensión de actuación para el actuador $C12$ diseñado por Comulada [18]. Este actuador consiste en una membrana de oro-polisilicio de $520\text{ nm} + 1,5\ \mu\text{m}$ de grosor con un tamaño de $360\ \mu\text{m} \times 360\ \mu\text{m}$ fabricada a través del proceso *PolyMUMPS* [19]. En el eje de la derecha también se muestra la capacidad que corresponde con cada tensión de salida. La medida se realizó de forma casi estática, esperando a que el actuador alcanzara su punto de equilibrio. Como es de esperar, la capacidad del actuador aumenta con el ciclo de trabajo, es decir, aumenta con la tensión equivalente de actuación, y, llegado un nivel de tensión, el actuador electroestático alcanza el punto de *pull-in* y colapsa, mostrando un súbito aumento de la capacidad. Se muestran medidas haciendo un barrido ascendente del ciclo de trabajo (flecha hacia arriba, el actuador parte de la posición de reposo) y descendente (flecha hacia abajo, el actuador parte de la posición de colapso). Estas medidas muestran la tensión de *pull-in*, alrededor del 86 % del ciclo de trabajo, y diversas tensiones en las que las armaduras se despegan, al 58 % y 52 %. Las diferencias de capacidad en el punto de colapso y reposo se cree que son debidas a fenómenos de inyección de carga ocurridos durante la medida (véase la figura 1.26). La capacidad serie C_S se fijó a $270\ \text{pF}$ y la tensión de actuación V_{MAX} a $17\ \text{V}$, utilizando la extensión HV de alta tensión de la plataforma.

1.3.7. Limitaciones del sistema

A causa de la sencillez del circuito propuesto, el sistema tiene una serie de limitaciones que dificultan su utilización en aplicaciones exigentes o condiciones de funcionamiento extremas. Afortunadamente, ninguna de ellas es lo bastante severa para impedir utilizar el circuito en un buen número de aplicaciones (véase la sección 1.5).

La principal limitación del circuito se encontró durante las pruebas experimentales de la plataforma y está relacionada con la inyección de carga sobre el actuador que ocurre al cambiar el estado del interruptor M_3 . Con cada pulso de reinicialización este interruptor se activa y desactiva, añadiendo y sustrayendo cierta cantidad de carga en el actuador electrostático. Este fenómeno, predicho por el simulador, causa un error en la capacidad estimada, pero al ser un error de sesgo, se consideró que sería fácilmente corregible y asimilable al de una capacidad parásita. No obstante, a causa del ruido en el generador de las señales de control (probablemente magnificado por la susceptibilidad al mismo de los *starving inverters*), esta inyección de carga no es constante en la realidad, causando una pequeña fluctuación en la capacidad estimada que cambia en cada pulso de reinicialización. Esta limitación no causa ningún problema en la mayoría de aplicaciones, ya que sólo afecta a aquellas que necesiten conocer la capacidad del actuador en tiempo real con mucha precisión y no a las que trabajen con excitaciones repetitivas (en las que el error pueda eliminarse simplemente haciendo una media de las medidas) o aquellas que no necesiten conocer la capacidad y trabajen en su lugar con su derivada (velocidad del actuador).

El circuito propuesto también tiene limitaciones en presencia de capacidades parásitas elevadas. Éstas, pese a que se pueden compensar y, por tanto, no causan errores en la estimación, reducen la sensibilidad del circuito y con ello la relación señal a ruido disminuye. Este problema no afecta significativamente para capacidades del actuador comparables o ligeramente inferiores a las parásitas, como ocurre cuando los dos cables de conexión entre el actuador y la plataforma están separados entre sí y son lo bastante cortos, pero se vuelve importante si el actuador está conectado a la plataforma a través, por ejemplo, de un cable coaxial largo, como los que se utilizan en las puntas de medida.

Otra serie de limitaciones están causadas por la sencillez de los *buffers* de salida. Éstos presentan una impedancia de salida insuficientemente reducida, obligando a conectar amplificadores operacionales en modo seguidor de tensión inmediatamente a la salida del circuito integrado. Esto añade susceptibilidad al ruido si la conexión entre el circuito integrado DACEA y los seguidores no es lo bastante corta. Además, a causa de la reducida longitud de canal de los transistores M_6 y M_7 , nece-

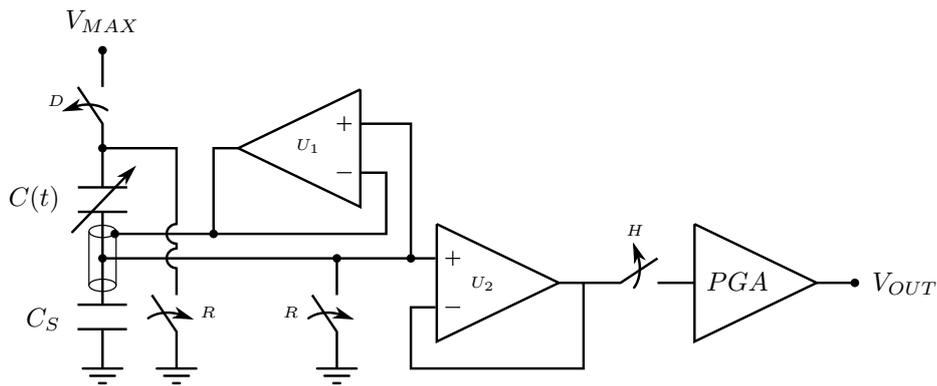


Figura 1.17: Esquema simplificado del DACEAx. Se muestran los cuatro interruptores y puertas de paso, los amplificadores operacionales en modo seguidor (U_1 y U_2) y el *Programmable Gain Amplifier* (PGA). Nótese que el nodo intermedio en el divisor capacitivo dispone de un blindaje activo.

saría para no cargar demasiado el actuador y para disponer de un buen ancho de banda sin necesitar unas corrientes I_{ACT} e I_{CAP} excesivas, la tensión diferencial de salida está atenuada en un factor 2. Esto, una vez más, reduce ligeramente la relación señal a ruido.

1.4. Extensión del estimador DACEA (DACEAx)

Con el objetivo de mejorar aún más los resultados obtenidos con el estimador DACEA, presentado en la sección anterior, y añadir nuevas posibilidades de utilización y control, se diseñó un nuevo estimador denominado *Distance And Capacitance Estimator for electrostatic Actuators, eXtended version* (DACEAx). Este estimador se basa en el mismo principio de funcionamiento, esto es, divisor capacitivo con excitación PWM, pero el circuito se rediseñó bajo criterios de precisión y reconfigurabilidad, y consta de diversas mejoras concretas respecto al anterior:

- Reduce la susceptibilidad al ruido y mejora la interficie de entrada/salida
- Evita la pérdida de sensibilidad ante capacidades parásitas
- Reduce la inyección de carga causada por los interruptores y las puertas de paso
- Añade una mayor reconfigurabilidad en la generación de las señales de control R , D y H

Pese al aceptable funcionamiento del circuito DACEA, esta nueva propuesta permite mejorar la precisión de los algoritmos de control desarrollados con la plataforma y además dotarla de una mayor reconfigurabilidad, añadiendo más líneas de conexionado entre la FPGA y el estimador. De esta forma, es posible controlar parámetros del circuito analógico desde el propio algoritmo de control y así dotarlos de autoreconfigurabilidad a diferentes actuadores electrostáticos o entornos de prueba.

1.4.1. Detalles de implementación

El esquema simplificado del DACEAx se muestra en la figura 1.17. Puede verse la colocación de los interruptores y los bloques principales que forman el estimador, como los seguidores de tensión y el amplificador de ganancia programable PGA. El PGA se utilizó con el objetivo de reducir el ruido observado durante algunas de las pruebas experimentales del DACEA. Éste tenía dos causas: en primer lugar, a que la que la impedancia de salida de los nodos de salida V_{OUT} de la figura 1.6 no era lo bastante baja, lo que le hacía susceptible a las interferencias, y, en segundo lugar, a que esas interferencias eran amplificadas por la cadena externa de acondicionamiento de señal. Para solucionar

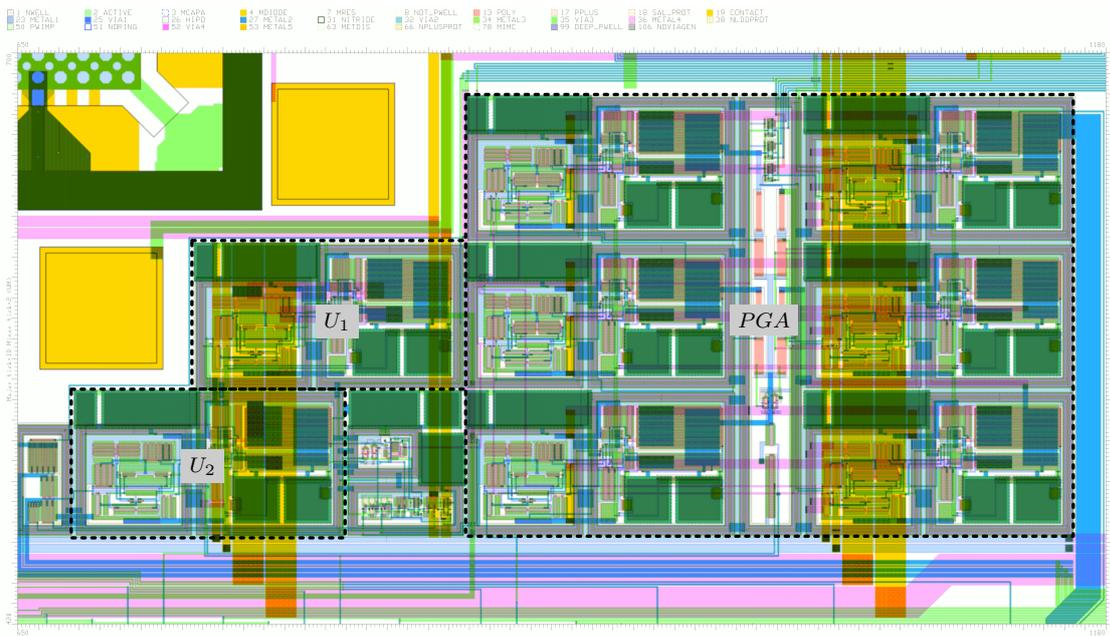


Figura 1.18: *Layout* del DACEAx. Se muestran los seguidores U_1 y U_2 y el PGA. El bloque a la izquierda de U_2 contiene los interruptores y puertas de paso D y R y el bloque a su derecha la puerta de paso H y los circuitos auxiliares para la cancelación de la inyección de carga. El área mostrada es de $530 \times 280 \mu\text{m}^2$.

estos problemas se decidió basar el nuevo estimador en amplificadores operacionales de alto ancho de banda para proporcionar, de forma integrada, una ganancia ajustable y una muy baja impedancia de salida. Con este propósito se diseñó un amplificador operacional integrado *rail-to-rail* con un ancho de banda unitario superior a los 100 MHz y una baja distorsión de fase. El transconductor de entrada está basado en un circuito *rail-to-rail* reportado anteriormente por Blauschild [20] y la etapa de salida, también *rail-to-rail*, en el circuito de Hogervorst *et al.* [21]. Pese a no disponer de una g_m constante, el operacional es fácil de diseñar y muestra un comportamiento adecuado para la aplicación. En caso de requerir una g_m más uniforme a lo largo de todo el modo común de entrada, pueden utilizarse circuitos más sofisticados (véase, por ejemplo, el trabajo de Ramirez-Angulo *et al.* [22]). El PGA implementado con los operacionales diseñados alcanza hasta 40 dB de ganancia con ancho de banda mínimo de 50 MHz .

El seguidor de tensión U_2 se utilizó como *buffer* para dar aislamiento eléctrico en el nodo intermedio del divisor capacitivo, de forma similar al transistor M_7 del DACEA. Utilizando operacionales de ganancia unitaria en lugar de seguidores PMOS se elimina el requerimiento de tensiones por encima de la alimentación para obtener una característica *rail-to-rail*. Por otro lado, el seguidor U_1 proporciona una tensión que sirve como blindaje activo del nodo intermedio. Esta tensión sigue la tensión de dicho nodo, de forma que la capacidad parásita entre él y su blindaje no tiene ningún efecto sobre la medida, ya que al no haber diferencia de potencial la capacidad no puede manifestarse de modo alguno. De esta forma, la capacidad parásita queda cancelada si se utiliza un cable coaxial o triaxial en la conexión.

Para reducir la inyección de carga de los interruptores y las puertas de paso MOS en el camino de la señal (y en el propio actuador) se utilizó la técnica de cancelación basada en transistores *dummy* de Stafford *et al.* [23], realizando una batería de simulaciones *post-layout* para ajustar correctamente todos los factores que impactan en la cancelación (véanse los trabajos de Eichenberger y Guggenbuhl [24; 25; 26]). Además, se redujo la anchura de los interruptores encargados de implementar la función de reinicialización R (M_2 y M_3) a $50 \mu\text{m}$ y el de desconexión D (M_1) a $150 \mu\text{m}$. En la práctica esto no limita significativamente la mínima anchura del pulso de reinicialización debido a que muchos

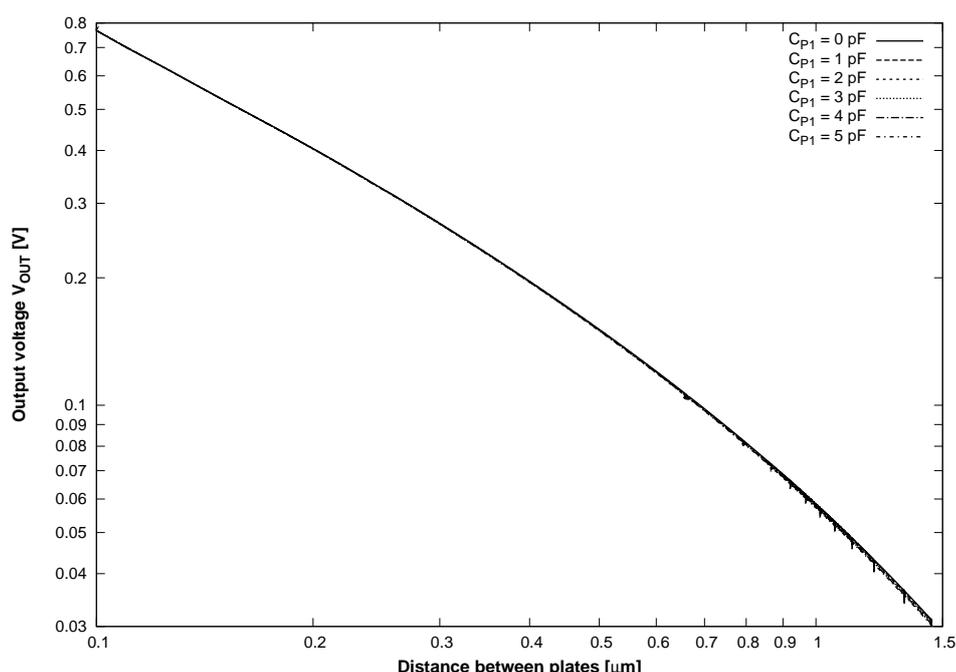


Figura 1.19: Simulación de la tensión de salida del DACEAx en función de la distancia entre armaduras para varios valores de capacidad parásita. Nótese que el efecto de la capacidad parásita sobre la medida es mucho menor en este caso y que aparecen distorsiones en la pendiente debidas al offset de los operacionales.

microsistemas presentan una resistencia eléctrica en serie a la capacidad del actuador comparable a la de un transistor MOS de estas dimensiones. Por otro lado, para evitar inyección de carga sobre el actuador de la puerta de paso encargada de realizar la función *Hold*, ésta se trasladó a la salida de la primera etapa de amplificación.

En el caso de la generación de las señales de control *R*, *D* y *H*, se añadió la posibilidad de poder generarlas externamente a través de la FPGA para tener una mejor temporización sobre ellas y añadir más posibilidades de control. Además, en el caso de generación interna, se añadió un retardo entre los flancos ascendentes de *D* y *H* para asegurar que no hubiera inyección de carga o ruido causado por las conmutaciones del interruptor asociado a la señal *D*.

El circuito se diseñó en la tecnología CMOS AMIS *C035U-A* de $0,35 \mu\text{m}$. La figura 1.18 muestra el *layout* del DACEAx. En ella se indica la ubicación de los amplificadores U_1 , U_2 y el PGA, además de indicarse la posición de los circuitos auxiliares necesarios para implementar la técnica de cancelación de inyección de carga de las puertas de paso e interruptores MOS. El circuito digital de control, encargado de generar las señales *R*, *D* y *H*, no se muestra en la figura. Éste se escribió directamente en *Verilog* a nivel de puerta para permitir la generación automática del *layout* y reducir el ciclo de diseño del estimador. Para reducir el ciclo de diseño de la parte analógica puede verse en la figura que el nuevo estimador está compuesto por varios operacionales prácticamente iguales a pesar de tener requerimientos de carga muy distintos (no es igual un operacional conectado a una línea interna que uno que tenga que atacar un *pad* de salida). En este caso, la reducción del ciclo de diseño se hizo a costa de aumentar significativamente el área del *layout*.

1.4.2. Resultados

Desafortunadamente, en el momento de escribir esta tesis, el circuito integrado con el circuito DACEAx no estaba fabricado. De cualquier forma, su principio de funcionamiento ya se ha demos-

trado con el estimador anterior, por lo que en esta sección simplemente se presentarán los resultados de simulación del circuito de cancelación de capacidad parásita. En la figura 1.19 se muestra una simulación del DACEAx que muestra la tensión de salida en función de la distancia entre armaduras del actuador para diversos valores de capacidad parásita. Esta simulación se realizó utilizando los mismos parámetros del actuador electroestático que las del circuito DACEA original. Nótese que el circuito de cancelación de capacidades parásitas consigue que la tensión de salida sea prácticamente inmune a las mismas, no obstante, se observan distorsiones en la pendiente de la característica. Éstas están causadas por los errores de *offset* que presentan los seguidores de tensión para niveles de tensión de salida muy pequeños (inferiores a 200 mV). Para hacerlos desaparecer, basta con ajustar el valor de C_S para tener una tensión de salida ligeramente mayor o conectar el terminal a masa de C_S a una pequeña tensión de *offset*. No obstante, se decidió mantener las mismas condiciones de simulación que en los resultados obtenidos del DACEA, presentados en la sección 1.3.5, para que éstos fueran fácilmente comparables. Téngase en cuenta que implementando cualquiera de las dos técnicas los errores de pendiente se vuelven despreciables, y, además, los componentes externos que coloquemos a la salida del circuito también suelen tener este tipo de limitaciones, por lo que este fenómeno no constituye una limitación práctica del sistema.

1.5. Ejemplos de aplicación del DACEA

1.5.1. Caracterización de la estática y dinámica de actuadores electrostáticos

Típicamente, la caracterización de la dinámica o de las características del movimiento de los actuadores electrostáticos requiere de instrumentos muy costosos formados por interferómetros, láseres y cámaras estroboscópicas (véase Polytec [27]). Éstos se basan en medir el desplazamiento en un pequeño número de puntos de la estructura y con ello son capaces de generar imágenes que aproximan los diferentes modos de vibración del microsistema. Típicamente estas técnicas sólo permiten caracterizar dinámicas periódicas, a excepción de unos pocos instrumentos que también permiten capturar dinámicas transitorias. De cualquier forma, el coste de los instrumentos, su tamaño y su escasa versatilidad evidencian la utilidad y el interés comercial de disponer de un sistema de caracterización [28] que no requiere que la señal de excitación o el movimiento sean periódicos, de muy bajo coste de fabricación, integrable, capaz de realizar un *self-test* del microsistema en cualquier momento y fácil de incluir en la propia aplicación final del microsistema o en una cadena de verificación o control de calidad de un proceso de fabricación de MEMS.

Resultados

Para mostrar diferentes comportamientos de un mismo actuador y poder demostrar el correcto funcionamiento de la plataforma, se decidió hacer diversas medidas reduciendo la presión atmosférica para variar el amortiguamiento de los actuadores y de esta forma introducir de forma sencilla cambios en su dinámica. La figura 1.20 muestra la tensión de salida y la capacidad sensada equivalente de la plataforma DACEA en función del tiempo para el actuador electroestático *C1BA* diseñado por Comulada [18] con varios niveles de presión atmosférica. Este actuador consiste en una membrana de polisilicio con un grosor de 1,5 μm y unas dimensiones de 800 μm \times 800 μm fabricada a través del proceso *PolyMUMPS*. Como es de esperar, las medidas indican que el amortiguamiento del actuador disminuye notablemente con la presión y pasa a estar claramente subamortiguado con presiones suficientemente bajas. Además, se revela la presencia de modos de vibración de orden elevado, no explicables con el modelo simplificado unidimensional de primer orden de la figura 1.2. Estos modos se hacen cada vez más importantes conforme disminuye la presión debido a que las pérdidas por amortiguamiento dependen de la velocidad y ésta, a iguales amplitudes de oscilación, es proporcional a la frecuencia. Para ver más claramente los modos de vibración se muestra la densidad espectral de

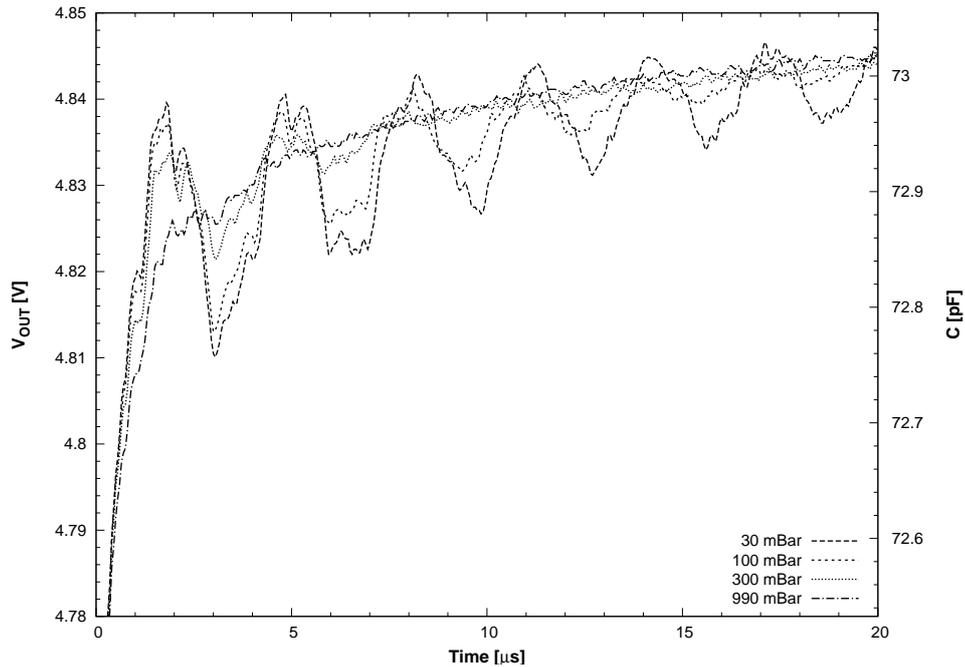


Figura 1.20: Medida de la tensión de salida de la plataforma DACEA en función del tiempo para el actuador *C1BA* de Comulada [18] con varios niveles de presión atmosférica. Para $t < 0$ el actuador está en la posición de reposo y en $t = 0$ se le aplica un escalón de tensión $V_{MAX} = 14 V$. La capacidad serie C_S se fijó a $330 pF$. Las variaciones alrededor de las señales principales no son ruido sino modos de vibración secundarios del microsistema.

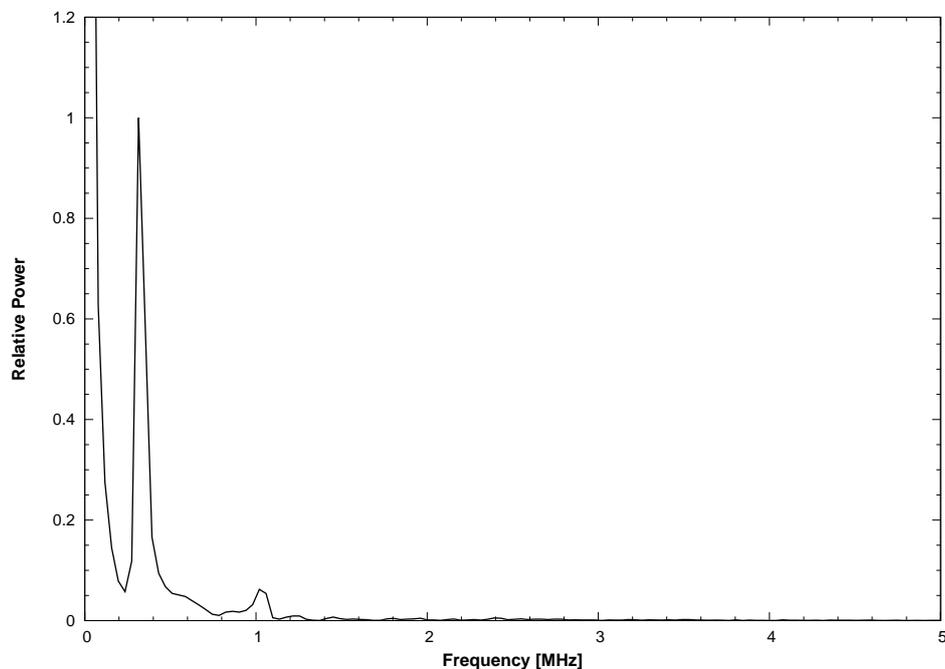


Figura 1.21: Potencia espectral normalizada de la tensión de salida para la señal obtenida a $30 mBar$ de la figura anterior. Puede verse un armónico principal alrededor de $330 kHz$, representando el modo principal de vibración, y un tercer armónico alrededor de $1 MHz$, revelando la presencia de modos de vibración secundarios.

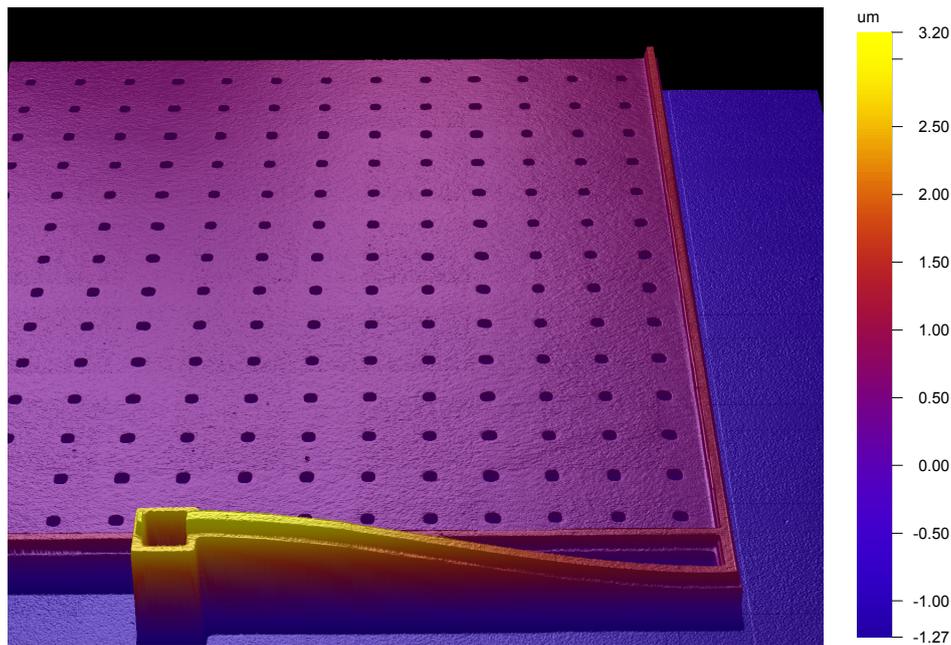


Figura 1.22: Vista con interferómetro de un brazo del actuador *C1BA* utilizado en las medidas de la figura 1.20. La imagen se tomó con el actuador en reposo y con una presión de 990 mBar . Nótese que la membrana está completamente adherida al sustrato y que los brazos son las únicas partes libres de moverse.

potencia de la señal capturada en la figura 1.21. En ella aparecen claramente un armónico principal cerca de 330 kHz y un tercer armónico alrededor de 1 MHz . Es importante notar que las variaciones de capacidad son muy pequeñas respecto la capacidad absoluta del actuador (menos de 300 fF respecto a 73 pF). Además, por comparación con otros actuadores con dimensiones similares, las frecuencias de resonancia medidas resultan anormalmente altas. Esto ocurre porque la membrana del actuador está completamente adherida a la armadura inferior independientemente de la tensión aplicada (fenómeno conocido como *stiction*, véanse los trabajos de Tas *et al.* [29], Kolpekwar *et al.* [30] y Spengen *et al.* [31]), y, por tanto, las variaciones de capacidad observadas no corresponden a movimientos de la membrana en sí sino a movimientos de los brazos o anclajes que la sujetan. Éstos, al tener una masa mucho menor, oscilan a frecuencias muy por encima de la frecuencia de resonancia de la membrana del microsistema. Para comprobar esto, se tomó una imagen con el interferómetro de dicho actuador (véase la figura 1.22) cosa que reveló una membrana completamente adherida al sustrato y unos brazos que eran la única parte libre de moverse.

La figura 1.23 muestra la tensión de salida y la capacidad sensada equivalente de la plataforma DACEA en función del tiempo, pero en este caso para el actuador *C12*. La figura muestra cómo disminuye el tiempo de actuación conforme se reduce la presión debido a la mayor energía cinética que adquiere la membrana durante el recorrido cuando las pérdidas debidas al amortiguamiento se reducen, como se recoge en el trabajo de Gupta y Senturia [32]. También se muestra que el actuador presenta un *pull-in* dinámico, esto es, el actuador colapsa incluso actuando por debajo de la tensión de *pull-in*, ayudado por la energía cinética y la inercia adquirida previamente (véanse los trabajos de Varghese *et al.* [15] y Gupta y Senturia [32]). Otro fenómeno que muestra la figura es que para presiones muy bajas, cerca de 20 mBar , aparece otro punto de colapso por debajo del anterior. Esto es debido, probablemente, a que las armaduras están ligeramente curvadas y entonces, si la presión es suficientemente baja (y, por tanto, el actuador adquiere suficiente velocidad), las armaduras se apoyan más firmemente entre ellas y la capacidad aumenta.

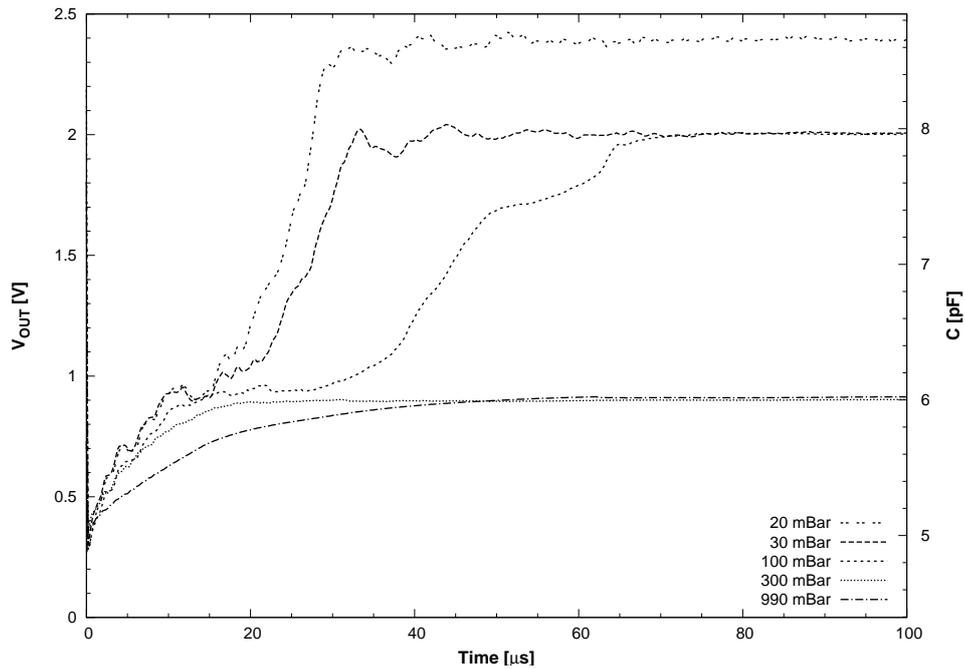


Figura 1.23: Medida de la tensión de salida de la plataforma DACEA en función del tiempo para el actuador C_{12} de Comulada [18] con varios niveles de presión atmosférica. Para $t < 0$ el actuador está en la posición de reposo y en $t = 0$ se le aplica un escalón de tensión ligeramente inferior a la tensión de *pull-in*. La capacidad serie C_S se fijó a 68 pF . El actuador muestra dos puntos de *pull-in* que alcanza de forma dinámica, sin necesidad de llegar a la tensión de *pull-in*.

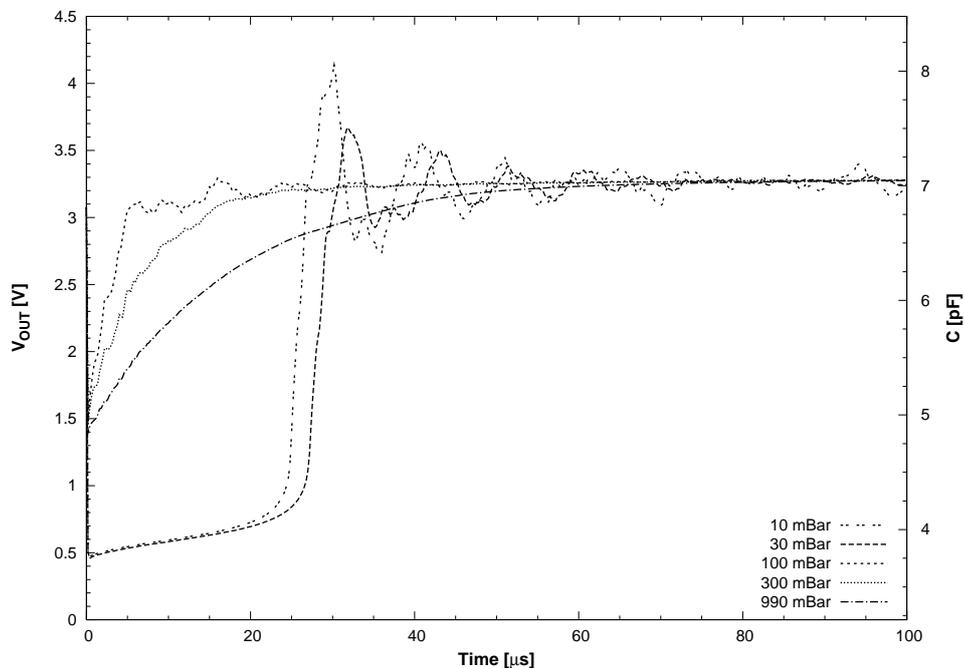


Figura 1.24: Medida de la tensión de salida de la plataforma DACEA en función del tiempo para el actuador C_{16} de Comulada [18] con varios niveles de presión atmosférica. Para $t < 0$ el actuador está en la posición de reposo y en $t = 0$ se le aplica un escalón de tensión $V_{MAX} = 15 \text{ V}$. La capacidad serie C_S se fijó a 56 pF . Nótese como, para bajas presiones atmosféricas, el actuador parte de otra posición de reposo por encima de la anterior (es decir, con una capacidad menor).

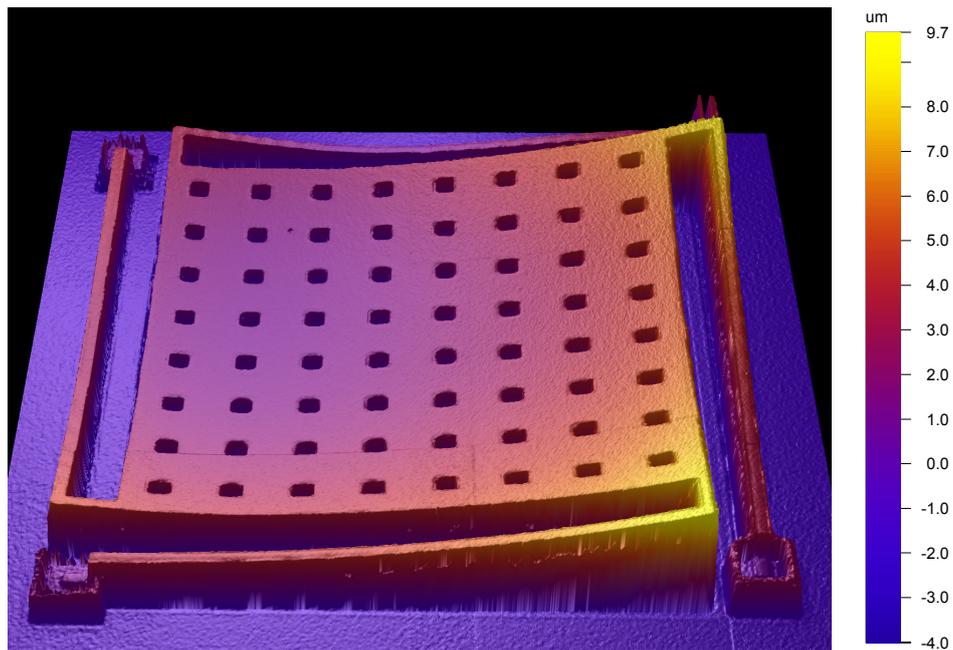


Figura 1.25: Vista con interferómetro del actuador *C16* utilizado en las medidas de la figura 1.24. La imagen se tomó con el actuador en reposo y con una presión de 990 mBar . Nótese que la curvatura de la membrana probablemente cause la adhesión de una parte de ella a la armadura inferior.

La figura 1.24 muestra el mismo tipo de medida que la figura anterior pero con el actuador *C16* diseñado por Comulada [18]. Este actuador consiste en una membrana de oro-polisicio de $520 \text{ nm} + 1,5 \mu\text{m}$ de grosor con un tamaño de $250 \mu\text{m} \times 250 \mu\text{m}$ fabricada a través del proceso *PolyMUMPS*. En este caso, además del aumento del *ringing* alrededor de la posición de equilibrio y la disminución del tiempo de *pull-in* conforme baja la presión, aparece otro fenómeno curioso. Puede observarse que si la presión es suficientemente baja el actuador parte de otra posición de reposo por encima de la que tiene con una atmósfera nominal, esto es, parte de una posición de reposo con una capacidad menor. El actuador tiene dos posiciones de equilibrio debido al estrés residual en la armadura móvil, cosa que, hipotéticamente, causa una ligera curvatura que hace que parte de la membrana esté adherida, incluso en reposo, a la armadura inferior. Para bajas presiones, el actuador adquiere suficiente energía cinética en el viaje de retorno a la posición de reposo que ocurre durante $t < 0$ como para vencer a la energía de adhesión y despegarse completamente. Para comprobar parte de esta hipótesis podemos tomar una imagen de dicho actuador con el interferómetro (figura 1.25) que muestra la curvatura, y probable adhesión, de una parte de la membrana con el actuador en reposo y con una presión de 990 mBar .

La figura 1.26 muestra la tensión de salida y la capacidad equivalente del actuador *C12* en función del ciclo de trabajo de la tensión de actuación medidas a intervalos regulares de tiempo de un minuto, durante los cuales la tensión de actuación se mantuvo a su nivel alto, manteniendo el dispositivo actuado. Nótese como la tensión de *pull-in* se reduce gradualmente, mostrando el fenómeno conocido como inyección de carga en el dieléctrico del actuador (Blaise [33], Molinero *et al.* [34]). Este fenómeno es una de las principales causas de fallo de los actuadores electrostáticos con dieléctrico (van Spengen [35]) y acaba causando que las armaduras del mismo se adhieran entre sí, manteniendo el dispositivo actuado incluso quitando la excitación (De~Wolf y van Spengen [36]).

En la figura 1.27 se muestra la medida de la característica C/V del actuador *C12* obtenida bajo las mismas condiciones que en la figura 1.16, pero después del transcurso de varias semanas de medidas. Nótese que la capacidad del actuador ha aumentado significativamente mientras que la variación de

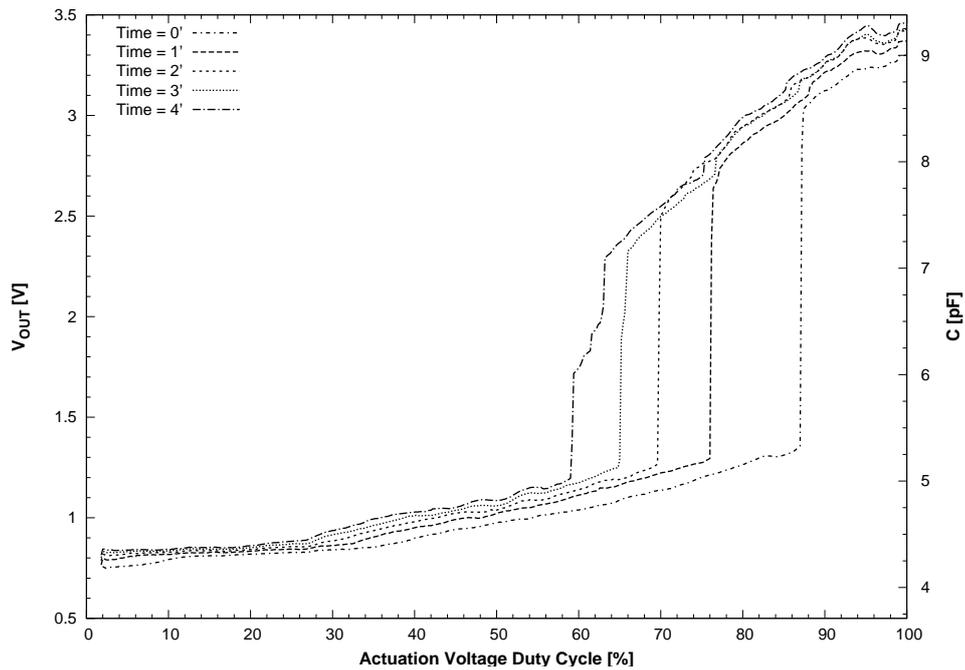


Figura 1.26: Medida realizada a intervalos regulares de tiempo, en minutos, de la característica C/V del actuador $C12$ diseñado por Comulada [18]. Durante los intervalos la tensión de actuación se mantuvo a su nivel alto, manteniendo el dispositivo actuado. La tensión de actuación V_{MAX} se fijó a 17 V y la capacidad serie C_S a 100 pF . La medida muestra el fenómeno conocido como inyección de carga en el dieléctrico, que causa una reducción de la tensión de *pull-in* del actuador.

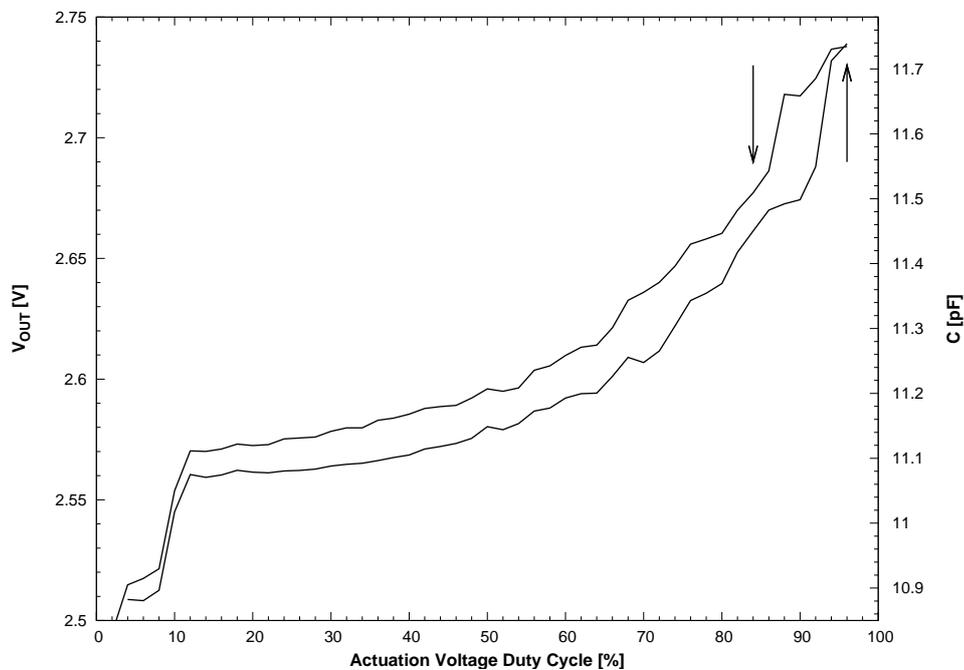


Figura 1.27: Característica C/V del actuador $C12$ diseñado por Comulada [18] envejecido tras un período de varias semanas de medidas. La tensión de actuación V_{MAX} se fijó a 17 V y la capacidad serie C_S a 100 pF .

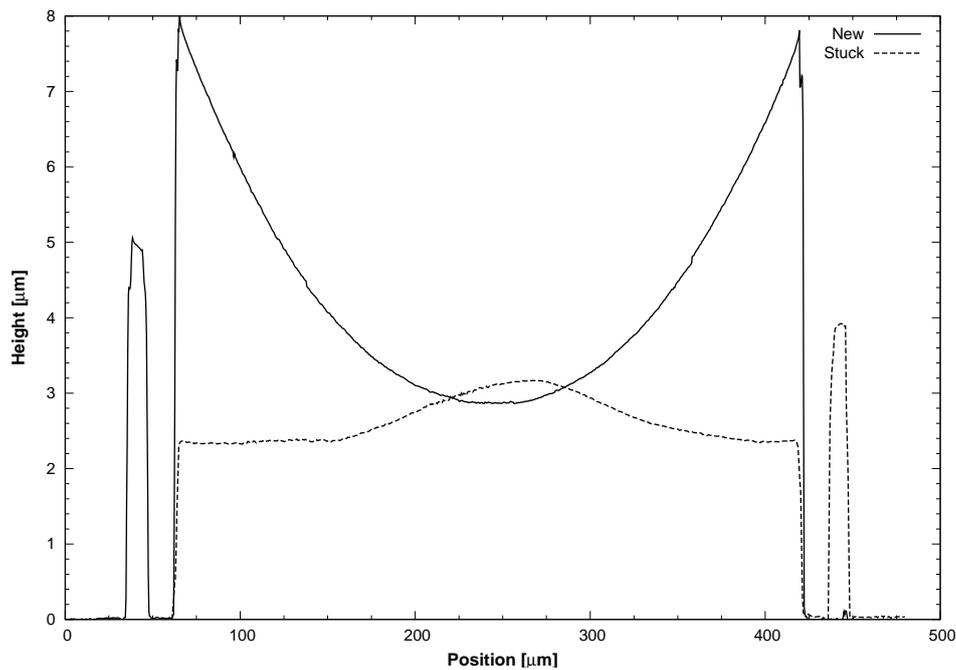


Figura 1.28: Perfiles medidos con el interferómetro del actuador electrostático *C12* en buen estado (“New”, utilizado en la figura 1.16) y tras un período de varias semanas de medidas (“Stuck”, utilizado en la figura 1.27). Ambas medidas se tomaron con el actuador en reposo. Nótese que gran parte de la membrana del actuador *C12* “Stuck” se ha adherido a a armadura inferior.

capacidad se ha reducido. Este es un indicativo claro de envejecimiento y *stiction* de un actuador electrostático (véase De~Wolf y van Spengen [36]). En los perfiles de la figura 1.28 podemos ver la posición de la membrana de dicho actuador con poco uso (“New”) y tras obtener la medida de la figura 1.27 (“Stuck”). Nótese que gran parte de la membrana del actuador “Stuck” se encuentra adherida a la armadura inferior y que sólo una pequeña parte es libre de moverse, cosa que explica los resultados de la característica C/V .

Con este circuito resultaría muy fácil construir, por tanto, un detector del envejecimiento o de daños en el actuador simplemente añadiendo al DACEA un generador de rampa PWM, un circuito de máximo y mínimo y una sencilla lógica de detección. Así se podría detectar, incluso con antelación, el fallo de un actuador electrostático para, por ejemplo, generar un aviso a la aplicación donde se utilice el actuador o un activar un actuador de reserva.

1.5.2. Osciladores pulsados (PDO)

La frecuencia de oscilación de un actuador electrostático puede utilizarse para caracterizar diversas magnitudes físicas, como, por ejemplo, la masa de la armadura móvil o la presión atmosférica (véanse las ecuaciones (1.20) y (1.22)). Sus aplicaciones van desde la detección de gases, añadiendo polímeros a la armadura móvil capaces de absorber una molécula específica y con ello variar su masa, o detectores de variaciones de presión, para su uso, por ejemplo, en microistemas encapsulados al vacío para detectar fallos.

Para que esto sea posible son necesarias tres condiciones, sensar la frecuencia de oscilación del actuador, mantener dicha oscilación estable, es decir, que no se desvanezca con el tiempo debido al amortiguamiento y no perturbar dicha frecuencia de oscilación con el método de sensado o excitación. Con este propósito se adaptó la arquitectura conocida como *Pulsed Digital Oscillator* (PDO), cuyo uso se ha reportado previamente en actuadores térmicos con sensado piezorresistivo, para utilizarla

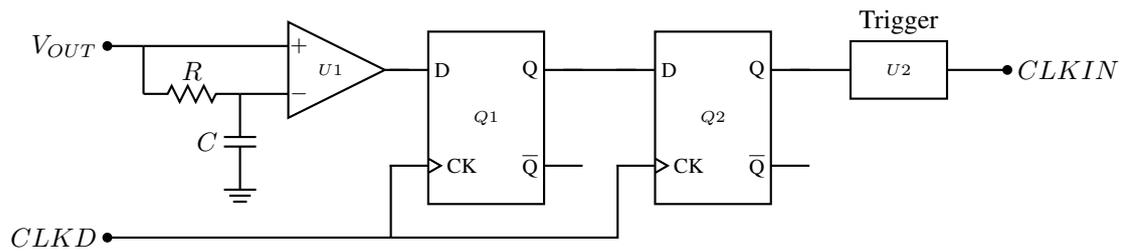


Figura 1.29: Esquema simplificado del PDO. U_1 es un comparador que detecta si la estimación de capacidad del actuador está por encima o por debajo de su valor medio, obtenido éste por medio de un filtro paso bajo RC de primer orden, Q_1 y Q_2 son biestables tipo D trabajando con una frecuencia de reloj $CLKD$ y U_2 es un monoestable que proporciona un pulso estrecho que se utiliza como señal de reloj o reinicialización del estimador y conecta con $CLKIN$.

con la plataforma DACEA y actuadores electrostáticos convencionales, sin añadir ninguna estructura de sensado [12, 13]. Es importante señalar que esta aplicación del DACEA se ha desarrollado de forma conjunta con el grupo de Micro y Nanotecnología (*MNT*) y corresponden a los miembros del grupo las ideas originales del PDO (véanse los trabajos previos de Domínguez *et al.* [37; 38]).

El funcionamiento del PDO se basa en muestrear a intervalos regulares una señal digital que indica si la posición del actuador está por encima o por debajo de su valor medio. Esta señal pasa por un filtro digital *Finite Impulse Response* (*FIR*) y con la señal de salida se dispara un monoestable que genera un pulso de anchura constante con uno de los flancos de la señal de entrada. Al conectar el actuador se pretende que la señal V_{OUT} del DACEA se utilice para detectar cuándo el actuador está por encima o por debajo de su posición media y, con una selección correcta del filtro y la frecuencia de muestreo, aplicar breves pulsos de fuerza (tensión) que mantengan al actuador oscilando continuamente, compensando las pérdidas de energía causadas por el amortiguamiento y sin alterar excesivamente su frecuencia natural de oscilación. Estos pulsos pueden aplicarse en cada ciclo de oscilación del microsistema, permitiendo así poder inyectar una mayor energía, o cada varios ciclos, permitiendo así operar a frecuencias más elevadas (véase Domínguez *et al.* [39]). Pueden consultarse más detalles sobre la teoría de funcionamiento del PDO en el trabajo de Domínguez *et al.* [40].

El esquema simplificado del PDO puede verse en la figura 1.29. En ella aparece el comparador, que detecta si la señal de salida V_{OUT} del DACEA está por encima o por debajo de su valor medio comparándola con una versión filtrada paso-bajo de sí misma. También se muestra el filtro *FIR*, formado en este caso por dos biestables tipo D que implementan la función de un retardador, y el monoestable que genera los pulsos aplicados a $CLKIN$. Nótese que en esta implementación los pulsos de tensión que mantienen al actuador oscilando se aplican en realidad como pulsos de tensión nula debido a que coinciden con el instante de reinicialización del DACEA. Esto hace que la energía de los pulsos haga disminuir momentáneamente la velocidad con la que las armaduras se acercan entre sí, por lo que es necesario aplicarlos cuando las armaduras se estén separando para aumentar así la energía cinética y poder mantener la oscilación. En caso contrario, el PDO funcionaría como inhibidor de las oscilaciones del microsistema (véase Domínguez *et al.* [41]).

Resultados

La figura 1.30 muestra una simulación del PDO utilizando el circuito DACEA y un modelo de actuador electrostático con unos parámetros mecánicos iguales a los recogidos en el cuadro 1.2 de la página 18, a excepción del amortiguamiento, que es 10 veces menor. La frecuencia de $CLKD$ se fijó a 40 kHz , cuatro veces la frecuencia de resonancia que muestra el actuador con la tensión aplicada (alrededor de 10 kHz) y la anchura de los pulsos generados por el monoestable a 100 ns . La figura muestra que, tras el transitorio inicial, la amplitud de oscilación se mantiene constante

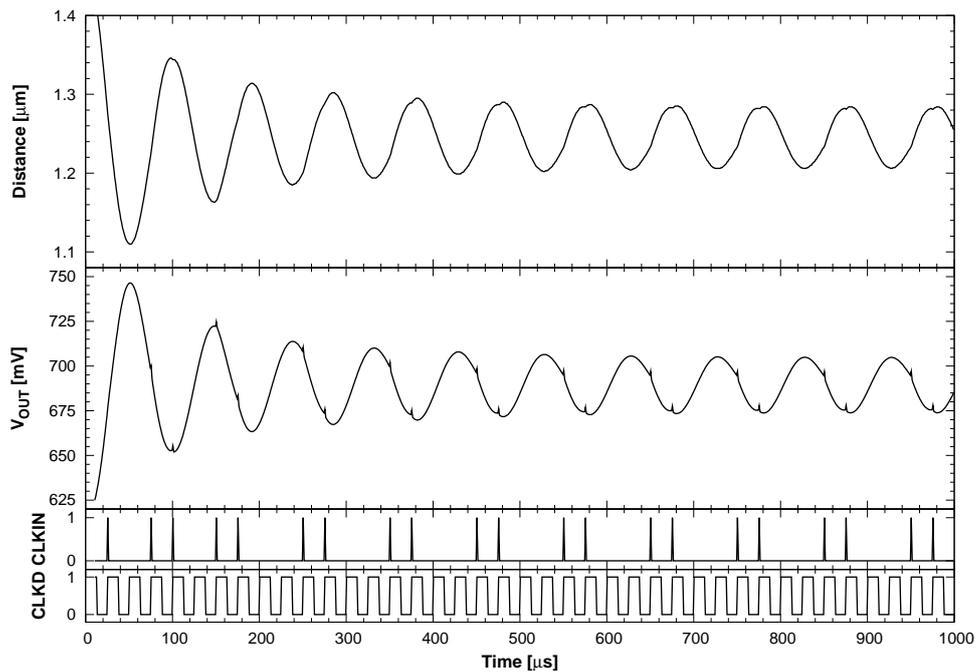


Figura 1.30: Simulación del funcionamiento del PDO en la plataforma DACEA. Se muestra la distancia entre armaduras del actuador, la tensión de salida V_{OUT} de la plataforma y los relojes $CLKIN$ y $CLKD$. La tensión de actuación V_{MAX} se fijó a 3 V y la capacidad serie C_S a 10 pF.

en el tiempo gracias a la inyección de dos pulsos por periodo durante el semiciclo ascendente de la oscilación. Nótese que la frecuencia de oscilación es significativamente inferior a la frecuencia de resonancia indicada por la ecuación (1.20). Esto es debido a que la frecuencia de resonancia de un actuador electroestático cambia significativamente con la tensión de actuación y la posición; de hecho, recuérdese que se puede definir una constante elástica aparente, k_{ap} , que depende de la tensión aplicada y la distancia entre armaduras del actuador, tal como recoge la ecuación (1.26).

La figura 1.31 muestra una medida experimental del PDO en la plataforma DACEA en régimen permanente, utilizando el actuador C12 de Comulada [18]. Debido a que el microsistema consistía en una membrana con una gran área (y en consecuencia con un alto amortiguamiento), para facilitar su oscilación la presión atmosférica se redujo a $2,5 \times 10^{-5}$ mBar utilizando la cámara de vacío de una máquina de *sputtering*. Debido al tamaño de la misma, para extraer las señales del DACEA se tuvieron que utilizar unos cables de larga longitud que pasaban a través de un pasamuros para mantener la estanqueidad de la cámara. Esto propició la aparición de ruido e interferencias entre las señales analógicas y digitales, de ahí el notable ruido mostrado en la figura. Puede observarse que la amplitud de oscilación se mantiene constante gracias a la aplicación de seis pulsos por período aplicados durante el semiperíodo de oscilación en el que la distancia entre armaduras aumenta.

1.5.3. Método de actuación resonante realimentado a baja tensión

Uno de los principales problemas técnicos de cara a la comercialización de aplicaciones que incluyan actuadores electrostáticos MEMS lo constituye la elevada tensión de *pull-in* que requieren para que sus armaduras colapsen. Esto es especialmente grave si tenemos en cuenta que la tecnología CMOS reduce cada vez más sus tensiones de funcionamiento empujada por los requerimientos de los microprocesadores y otros circuitos digitales y además muchas de las aplicaciones de los interruptores MEMS han de ser de bajo consumo. Teóricamente, la tensión de *pull-in* puede reducirse arbitrariamente modificando alguno de los parámetros mostrados en la ecuación (1.28), pero esto

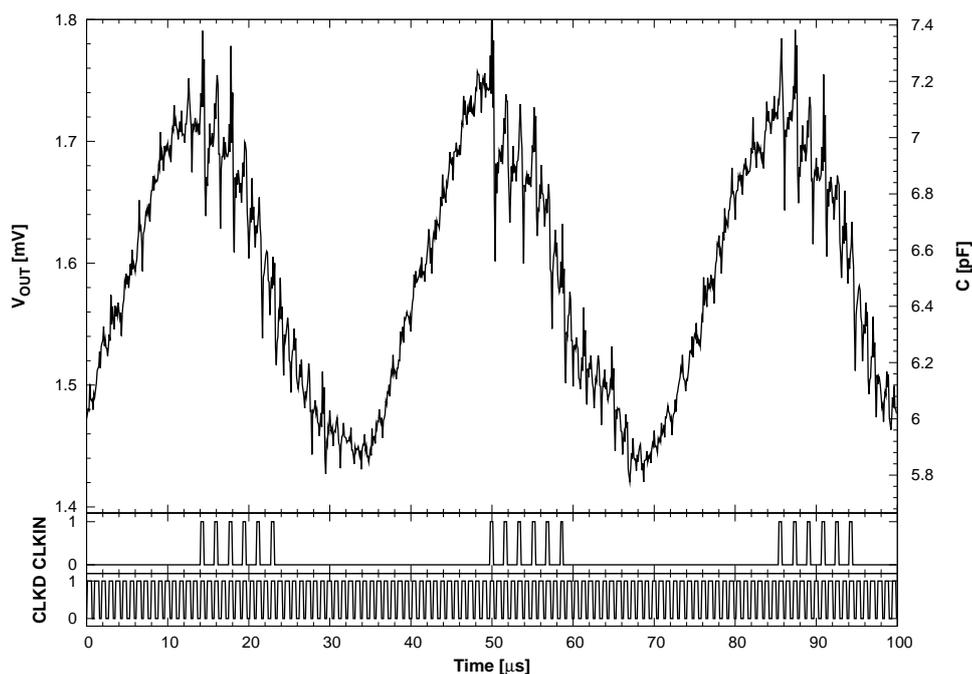


Figura 1.31: Medida del funcionamiento del PDO en la plataforma DACEA con el actuador electrostático *C12* de Comulada [18] a una presión de $2,5 \times 10^{-5}$ *mBar*. Se muestra la tensión de salida V_{OUT} de la plataforma, la capacidad equivalente y los relojes *CLKIN* y *CLKD*. La tensión de actuación V_{MAX} se fijó a 13 V.

lleva a severos problemas mecánicos muy difíciles de evitar. Así pues, las soluciones comerciales suelen inclinarse hacia la utilización de elevadores de tensión del tipo *charge-pump* capaces de elevar la tensión de alimentación hasta la tensión de *pull-in* (véanse las especificaciones del interruptor RF TT712-68 y del *charge-pump* asociado TT6820QFN-A de la extinta *Teravicta*).

No obstante, si el factor de calidad Q del actuador es suficiente (por ejemplo, si el actuador está en una atmósfera tenue), al aplicar un pulso de tensión la distancia entre armaduras oscilará ligeramente alrededor de la posición de equilibrio. Esto puede llevar al colapso de las armaduras a tensiones ligeramente inferiores a la de *pull-in*. Esta tensión se denomina *dynamic pull-in voltage*, es decir, tensión de *pull-in* dinámica (véase Gupta y Senturia [32]), y permite reducir en un factor hasta $\sqrt{27/32} \approx 0,92$ la tensión de *pull-in* de la ecuación (1.28).

Otra técnica aplica una tensión continua superpuesta a una tensión en alterna de una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del microsistema con el propósito excitar sus modos de vibración y así, si el factor de calidad es lo suficientemente alto, aumentar progresivamente la amplitud de oscilación hasta hacerlo colapsar. Se han reportado anteriormente trabajos en este campo como los de Nayfeh y Younis [42], Nayfeh *et al.* [43], en los que se estudian los mecanismos de estabilidad [42] y se propone la utilización de esta técnica para reducir los requerimientos de tensión de los microinterruptores MEMS [43]. Destacan también los de Fargas-Marques *et al.* [44], en los que se encuentran expresiones analíticas cerradas que indican los umbrales entre oscilaciones estables y colapso de las armaduras y se muestran resultados experimentales.

Desafortunadamente, a causa de la falta de una forma sencilla de estimar la distancia entre armaduras del actuador, hasta la fecha esta técnica sólo se ha podido aplicar en lazo abierto, esto es, aplicando la señal de excitación sin conocer la posición o frecuencia de resonancia del microsistema. Esto supone severas limitaciones de cara a la reducción de la tensión de actuación necesaria para que las armaduras colapsen, debido, entre otras cosas, a que la frecuencia de resonancia del microsistema tiene importantes dependencias con la tensión aplicada y la distancia entre armaduras (de

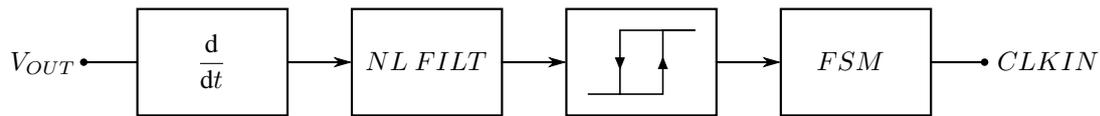


Figura 1.32: Diagrama de bloques simplificado del método de actuación resonante realimentado implementado en la plataforma de desarrollo del DACEA. De izquierda a derecha se muestran el derivador, el filtro no lineal (NL FILT), el comparador con histéresis y la *Finite-State Machine* (FSM) encargada de generar los pulsos de reinicialización del DACEA.

hecho, puede definirse una constante elástica equivalente, como se mostró en la ecuación (1.26) que afecta directamente en la frecuencia de resonancia de la ecuación (1.22)), y esto imposibilita que la excitación del actuador se aplique siempre en resonancia. Los resultados experimentales mostrados en Fargas-Marques *et al.* [44] indican que la tensión requerida se reduce en un factor de 0,97 respecto a la tensión de *pull-in* dinámica para un actuador con un factor de calidad $Q = 5$. Otros inconvenientes de la técnica en lazo abierto son su altísima dependencia de los parámetros mecánicos del microsistema, como la frecuencia de resonancia o las anomalías en su movimiento, o su sensibilidad a perturbaciones externas, como las aceleraciones excesivas o las variaciones de temperatura.

Como ejemplo de aplicación de la plataforma DACEA, en esta subsección se propone y se muestran los resultados de un nuevo y sencillo algoritmo de actuación resonante en lazo cerrado especialmente diseñado para la plataforma y que es capaz de reducir la tensión necesaria para hacer colapsar las armaduras a niveles muy por debajo de las anteriores propuestas. Esta técnica [45], al ser de lazo cerrado y al contrario que las propuestas anteriores de lazo abierto, tiene inherentemente una tolerancia mucho mayor a variaciones en los parámetros del actuador y esto, junto con su sencillez, ayuda a que la actuación resonante y los actuadores electroestáticos en general puedan ser utilizados fácilmente en aplicaciones y mercados que requieran un elevado *yield* de producción industrial.

Teoría de funcionamiento e implementación

El principio de funcionamiento de esta nueva propuesta de actuación resonante en lazo cerrado es el siguiente: estimar la velocidad de la armadura móvil del actuador y aplicar la tensión de actuación sólo cuando las armaduras se acerquen entre sí. De esta forma, la fuerza eléctrica siempre se aplica en el mismo sentido que la velocidad, permitiendo, si las pérdidas energéticas causadas por el amortiguamiento son suficientemente bajas, que la armadura libre del actuador oscile con cada vez mayor amplitud hasta que las armaduras colapsen. Esta técnica permite una conmutación en el mínimo tiempo posible y con la mínima tensión necesaria, teniendo una tolerancia a variaciones del proceso de fabricación de los parámetros mecánicos del actuador, como la frecuencia de resonancia, mucho más alta que las anteriores propuestas. Para implementarlo se propone utilizar la plataforma DACEA para, a partir de la derivada temporal de la capacidad del actuador, obtener la velocidad y generar con ella los pulsos *CLKIN* que modulan la tensión de actuación.

En la figura 1.32 se muestra el diagrama de bloques simplificado del circuito de actuación resonante en lazo cerrado implementado en la FPGA de la plataforma DACEA. Esta cadena de procesamiento consta de los siguientes bloques:

- Derivador. Se encarga de derivar la tensión de salida V_{OUT} de la plataforma DACEA para obtener una aproximación de la velocidad a la que las armaduras se mueven.
- Filtro no lineal. Se encarga de filtrar la señal del derivador para reducir el elevado ruido en alta frecuencia inherente al mismo. Su naturaleza a lineal le permite, a la vez, tener una baja latencia y un buen número de etapas de filtrado.

- Comparador con histéresis. El comparador indica a su salida con un único bit si la distancia entre armaduras aumenta o disminuye.
- *Finite-State Machine* (FSM). Tomando la salida del comparador, la máquina de estados finitos genera el patrón de pulsos de reinicialización *CLKIN* que se envían de vuelta al DACEA.

Téngase en cuenta que, debido a que el DACEA no es capaz de estimar la capacidad del actuador cuando *CLKIN* está a nivel alto, la FSM debe conocer aproximadamente la frecuencia natural de oscilación del microsistema para poder decidir cuándo salir del estado de reinicialización y poner *CLKIN* de nuevo a nivel bajo. Concretamente, la FSM debe esperar exactamente un semiperíodo de oscilación, durante el cual las armaduras se separan entre sí, antes de que la velocidad cambie de nuevo de signo. Nótese que, en teoría, esto no es una limitación importante del sistema gracias a que cuando *CLKIN* está a nivel alto, el DACEA cortocircuita las armaduras del actuador entre sí, haciendo cero la tensión de actuación, y por tanto, durante ese tiempo el actuador se comporta como un sistema puramente mecánico con una frecuencia de oscilación dependiente sólo, si el factor de calidad es razonablemente alto, de la constante elástica y la masa (véase la ecuación (1.20)). De cualquier forma, esto no es una limitación del método propuesto sino de la plataforma DACEA en sí misma, y está previsto diseñar una nueva plataforma en un futuro cercano capaz de estimar la capacidad del actuador en todo momento. De hecho, nótese que el método propuesto de actuación resonante en lazo cerrado tiene una alta tolerancia a efectos no lineales en la cadena de procesado, lo que permite, junto con la sencillez de los bloques que lo componen, una implementación analógica compacta en caso de ser utilizado en aplicaciones donde las restricciones de área sean importantes.

Otros bloques (no mostrados en la figura, pero necesarios para relajar las especificaciones y simplificar el proceso de test y depuración del algoritmo) son el *subsampler*, encargado de reducir el caudal de muestras que llegan del convertidor A/D; el *Sample & Hold*, que elimina las interferencias causadas por la señal *CLKIN* del DACEA; el módulo de comunicaciones, capaz de transmitir una captura de las variables del sistema al ordenador; y el motor VGA encargado de mostrar dichas variables en tiempo real en un monitor.

En la figura 1.33 se muestra una fotografía del montaje experimental utilizado para verificar el correcto funcionamiento del método propuesto. Debido a que no se disponía de un actuador con un factor de calidad razonable a presión ambiente, fue necesario reducir la presión utilizando la bomba de vacío industrial mostrada a la izquierda de la fotografía. Como cámara de vacío se utilizó la estructura de metacrilato situada justo a la derecha de la bomba y en su interior se colocó el microsistema, la placa de amplificación y acondicionamiento, y la extensión de alta tensión del DACEA. El conexionado con el convertidor A/D se realizó con un cable plano que pasaba entre las juntas de goma de la cámara de vacío. La FPGA, situada en la parte inferior derecha de la imagen, conectaba directamente con el convertidor A/D. El monitor muestra una captura de las variables del sistema, como el comparador (trazo azul superior), el reloj *CLKIN* (trazo azul inferior), la capacidad del microsistema (trazo rojo) y la velocidad (trazo verde). Este montaje, pese a estar limitado a presiones por encima de 10 *mBar*, permitió realizar la depuración del algoritmo y los ajustes y medidas de forma rápida y cómoda.

Resultados

La figura 1.34 muestra una simulación del transitorio inicial del método de actuación resonante realimentado aplicando un valor alto de la tensión de actuación $V_{MAX} = 0,1 V_{pi}$ y fijando un factor de calidad a $Q = 1000$. Estos factores de calidad son factibles de obtener si el microsistema se diseña correctamente. De hecho, en la literatura se pueden encontrar múltiples referencias a actuadores con factores de calidad muy superiores, por ejemplo $Q = 8400$ (Wang *et al.* [46]) o $Q = 10000$ (Li *et al.* [47]). El resto de parámetros del actuador electrostático utilizado en las simulaciones están recogidos en el cuadro 1.2 de la página 18. Tal como estaba previsto, el método propuesto aplica la tensión de actuación sólo cuando la distancia entre armaduras disminuye, esto es, generando así una

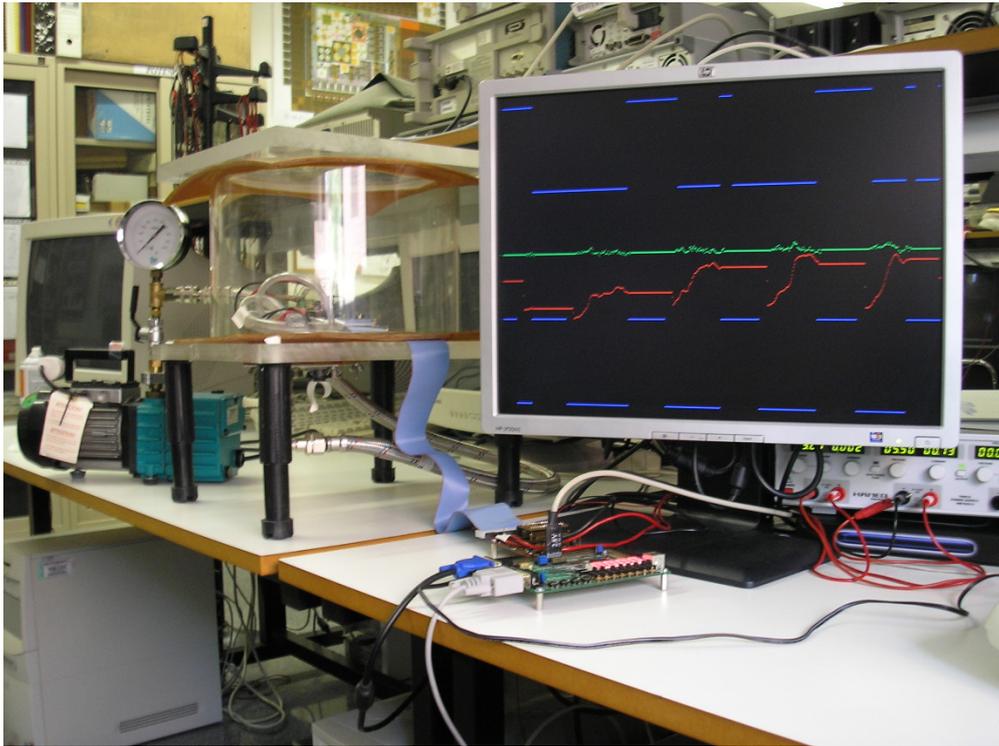


Figura 1.33: Fotografía del montaje experimental del método de actuación resonante basado en el DACEA. A la izquierda se muestra la bomba de vacío, a su lado la cámara de vacío formada por el cilindro y las dos planchas de metacrilato (y en cuyo interior se encuentra el MEMS, la placa de amplificación y acondicionado y la extensión de alta tensión del DACEA) y a la derecha se muestra el monitor y el convertidor A/D y la FPGA con el algoritmo de control.

fuerza eléctrica siempre en el mismo sentido que la velocidad, lo que causa un aumento gradual de la amplitud de oscilación en cada ciclo.

La figura 1.35 muestra cómo evoluciona en el tiempo la envolvente de la oscilación para varios factores de calidad con $V_{MAX} = 0,1 V_{pi}$. Nótese que para $Q > 430$ la amplitud de la oscilación crece hasta contactar la otra armadura del actuador.

La figura 1.36 muestra la amplitud final de oscilación en función del factor de calidad para varios valores de la tensión de actuación. Esta gráfica muestra que es factible hacer colapsar el actuador utilizando sólo el 25 % de la tensión nominal de *pull-in* disponiendo únicamente de un factor de calidad $Q > 65$. La figura también indica un comportamiento lineal de la amplitud de oscilación en función del factor de calidad si la amplitud de oscilación es pequeña. Conforme crece el factor de calidad, se llega a un umbral en que la amplitud de oscilación crece muy rápidamente, haciendo colapsar las armaduras.

Otro parámetro importante a la hora de decidir utilizar esta técnica es el tiempo necesario para que las armaduras colapsen. Al requerir varias oscilaciones del microsistema para llegar al colapso, el tiempo necesario para llegar se incrementa notablemente. En la figura 1.37 se muestra el tiempo de colapso normalizado al tiempo de colapso que muestra el actuador con una excitación en tensión constante de $1,1 V_{pi}$ y con un factor de calidad $Q = 0,5$. Este tiempo se representa en función del factor de calidad para varios valores de tensión de actuación máxima V_{MAX} . Nótese que el tiempo requerido puede ser más de 800 veces superior al de la excitación en tensión continua, y que decrece asintóticamente con el factor de calidad. Como es de esperar, si la tensión de actuación V_{MAX} aumenta, el tiempo de colapso se reduce notablemente, debido a que aumentamos mucho más la energía del actuador en cada ciclo.

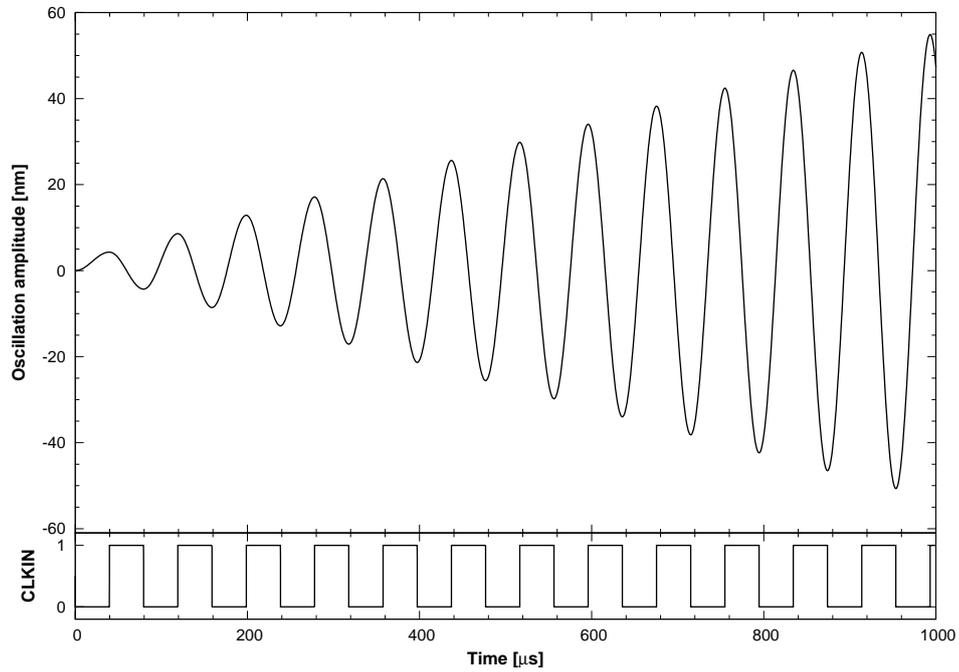


Figura 1.34: Simulación del transitorio inicial de oscilación con el método de actuación resonante realimentado. La tensión de actuación se fijó a $0,1 V_{pi}$ y el factor de calidad a $Q = 1000$.

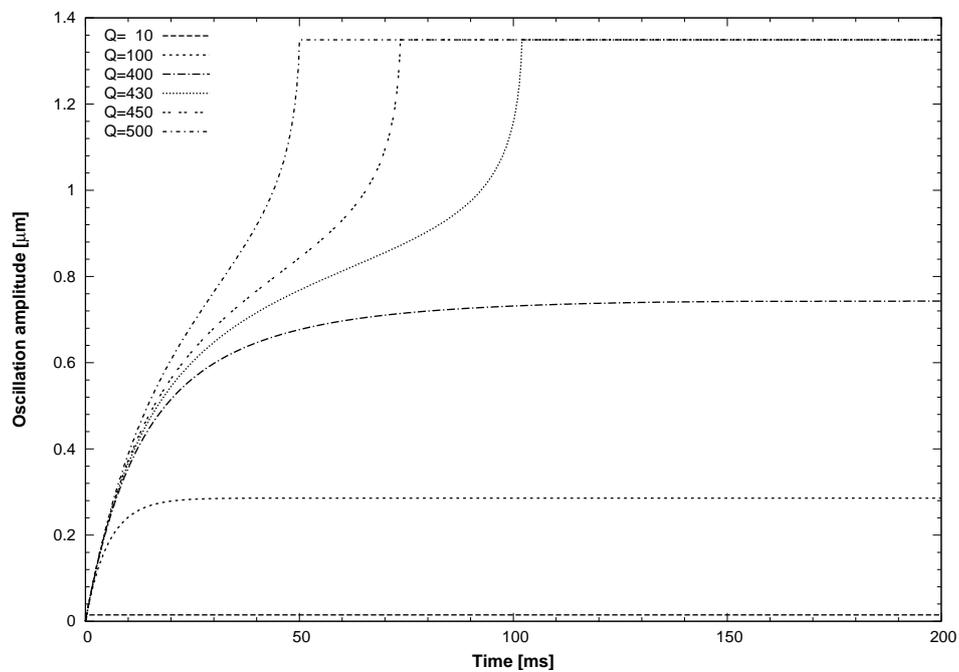


Figura 1.35: Simulación de la evolución temporal de la envolvente de la oscilación con el método de actuación resonante realimentado para varios factores de calidad. La tensión de actuación V_{MAX} se fijó a $0,1 V_{pi}$.

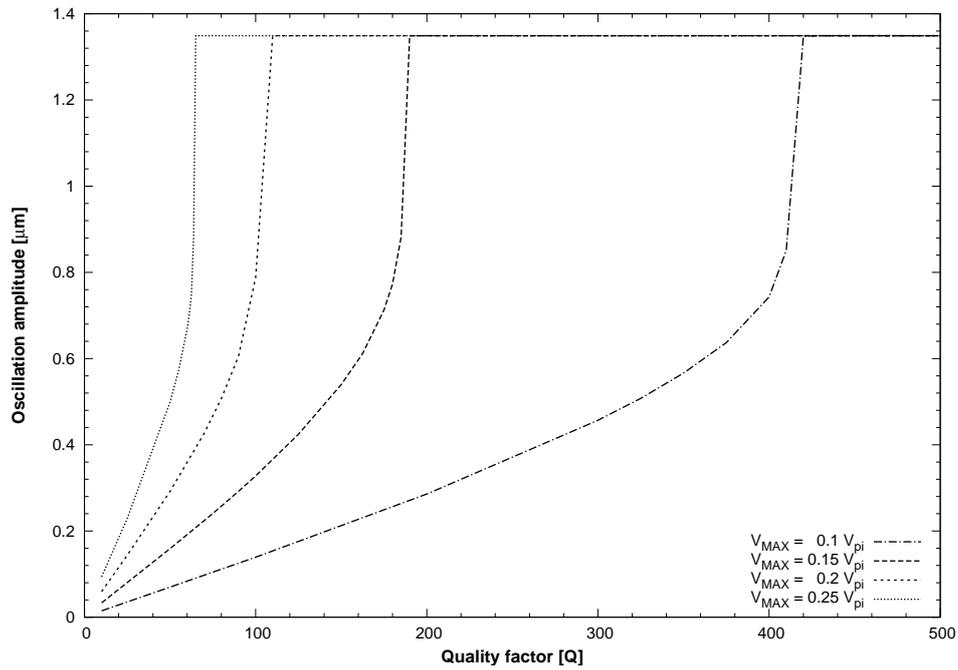


Figura 1.36: Simulación de la amplitud final de oscilación con el método de actuación resonante realimentado en función del factor de calidad para diversos valores de tensión de actuación V_{MAX} .

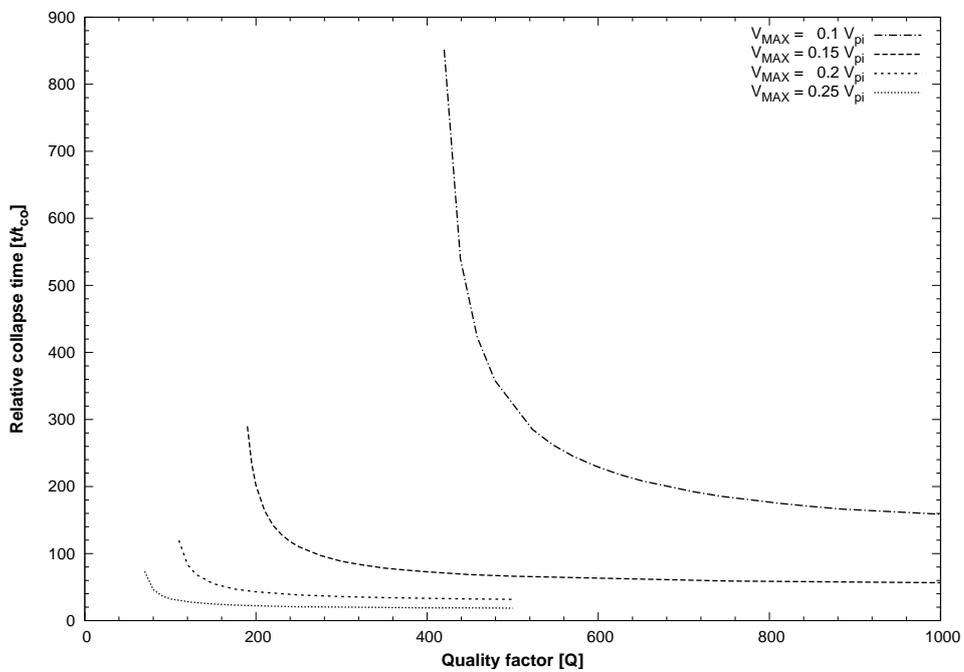


Figura 1.37: Simulación del tiempo de colapso normalizado con el método de actuación resonante realimentado en función del factor de calidad para diversos valores de tensión de actuación V_{MAX} . Los tiempos están normalizados al tiempo de colapso con una tensión de actuación de $1,1 V_{pi}$ y $Q = 0,5$.

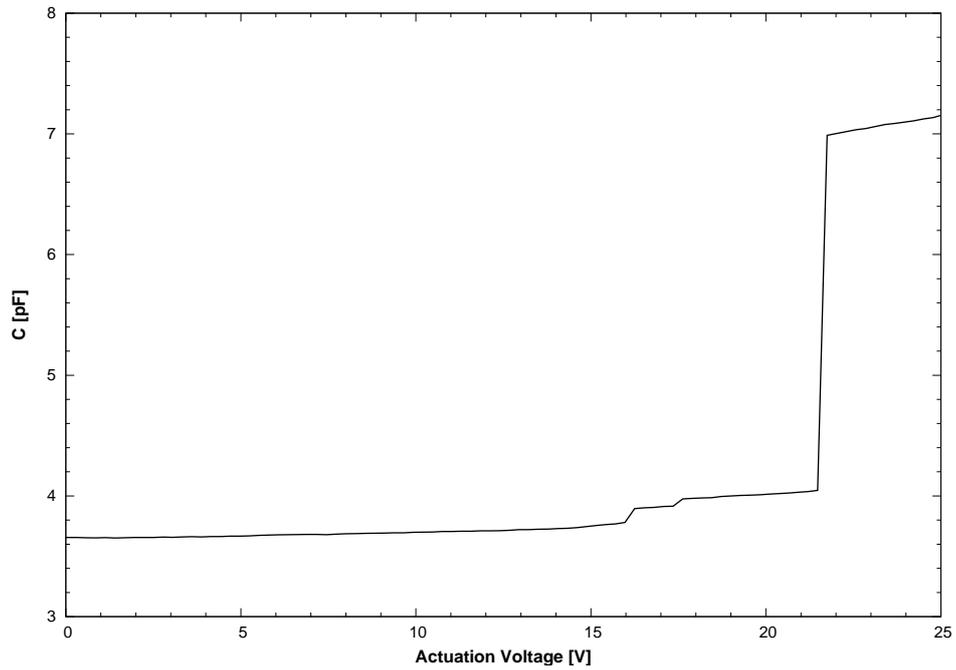


Figura 1.38: Característica C/V del actuador $C12F$ de Comulada [18] utilizado en las medidas experimentales del método de actuación resonante realimentado. La tensión de *pull-in* está alrededor de los 22 V y la variación de capacidad es de unos 3,4 pF.

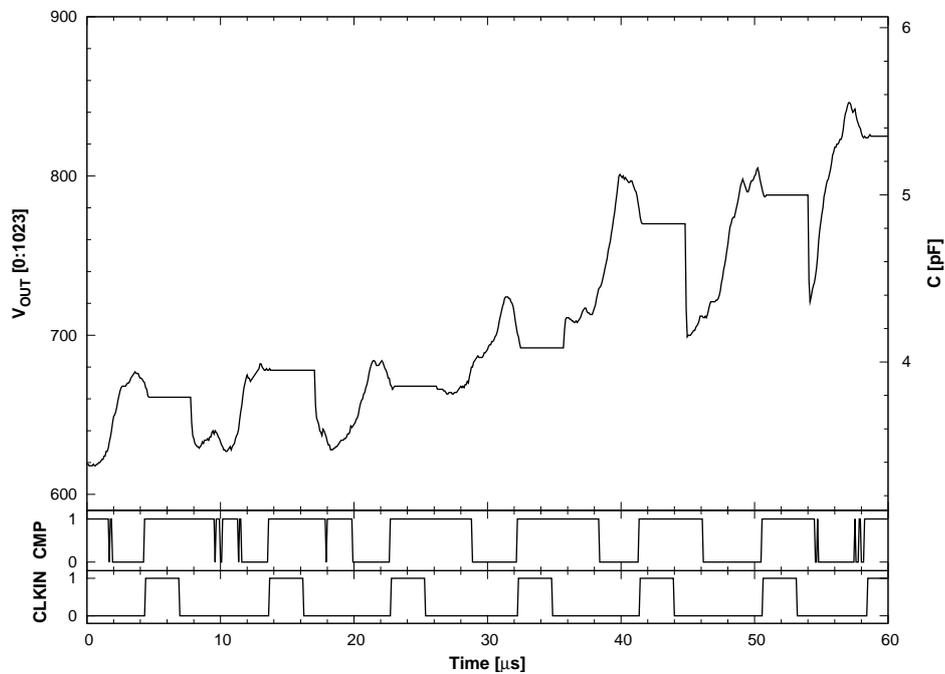


Figura 1.39: Medida experimental del método de actuación resonante realimentado. La figura muestra, en función del tiempo, la evolución de la capacidad del actuador, la señal de reloj $CLKIN$, y la salida del comparador CMP . Como actuador se utilizó el dispositivo $C12F$, la tensión de actuación V_{MAX} se fijó a 10 V y la presión a unos 10 mBar. La medida indica una variación de capacidad de unos 2 pF.

La figura 1.38 muestra la característica C/V del actuador $C12F$ de Comulada [18], consistente en una membrana de oro-polisicio de $520\text{ nm} + 1,5\ \mu\text{m}$ de grosor con un tamaño de $360\ \mu\text{m} \times 360\ \mu\text{m}$ fabricada a través del proceso *PolyMUMPS*, y utilizado en las pruebas experimentales del método de actuación resonante de lazo cerrado. Ésta revela una tensión de *pull-in* de 22 V y una variación de capacidad de $3,4\ \text{pF}$. Dicha medida se realizó con un analizador de impedancias *HP4294A*. No fue posible utilizar el DACEA debido a que la tensión de *pull-in* era demasiado elevada como para obtener la curva C/V sin salirse de las especificaciones de la plataforma.

En la figura 1.39 se muestra una medida experimental ilustrativa del funcionamiento del método resonante realimentado. En ella se muestra la capacidad del actuador, la señal de salida del comparador y el reloj *CLKIN* del DACEA utilizando el dispositivo indicado y fijando la tensión de actuación V_{MAX} a 10 V y la presión a unos $10\ \text{mBar}$. Las gráficas permiten comprobar que la actuación resonante realimentada permite alcanzar regiones más allá del punto de *pull-in* utilizando sólo una parte de la tensión de *pull-in*. Nótese cómo el método hace aumentar la capacidad del actuador (disminuir la distancia entre armaduras) en cada ciclo de oscilación. Respecto a dicha figura, téngase en cuenta que cuando la señal *CLKIN* está a nivel alto el DACEA está en modo de reinicialización y en ese modo la tensión aplicada al actuador son 0 V y no es posible realizar una estimación de la capacidad del mismo, por lo que la tensión de salida del DACEA se mantiene constante y la gráfica no muestra los semiperíodos descendentes de la oscilación de las armaduras.

Desafortunadamente, debido a ciertas limitaciones del actuador electroestático y del sistema de medida, no fue posible hacer colapsar el actuador excepto con tensiones de actuación superiores a los 15V . La limitación más importante del método propuesto viene dada por el propio microsistema. Éste es un actuador tipo membrana, fabricado con un material muy dúctil, y muestra una gran cantidad de modos de vibración (perceptibles en la figura anterior) que dificultan el trabajo del comparador. Para reducir los problemas que esto conlleva, el método incorpora, como se mostró en la figura 1.32, un filtro no lineal que mitiga que el comparador interprete que la velocidad cambia de signo cuando sólo se trata del efecto de un modo de vibración secundario. Incluso así, puede verse en la figura 1.39, que ocasionalmente los modos secundarios hacen que, en ocasiones, el comparador cambie de estado (por ejemplo para $t = 10\ \mu\text{s}$, $t = 18\ \mu\text{s}$ o $t = 55\ \mu\text{s}$).

Otro problema relacionado está causado por el estrés residual de la membrana del microsistema. Medidas de la misma con el interferómetro indican que una parte de ella se encuentra adherida a la armadura inferior, cosa que explica las anomalías en su dinámica. Además, cuando las oscilaciones de las partes libres de la membrana adquieren suficiente energía cinética, toda la membrana se despega de la otra armadura causando una pérdida de buena parte de dicha energía y la amplitud de oscilación decrece notablemente, haciendo muy difícil que el sistema acumule la suficiente para alcanzar el colapso con una baja tensión de actuación. De cualquier forma la tensión de actuación, en muchas aplicaciones en las que se requiere que el microsistema se mantenga colapsado durante un tiempo arbitrariamente largo, no puede reducirse sin límite debido a que hay que asegurar que la tensión V_{MAX} es suficiente como para mantener el dispositivo actuado una vez las armaduras han contactado. Esta tensión mínima se le denomina en ocasiones tensión de *pull-out* y dependiendo del diseño del microsistema, puede ser similar o muy inferior a la de *pull-in*.

También se encontró que la hipótesis realizada durante la implementación del método, sobre que el período de oscilación del microsistema cuando no se aplica tensión es constante, no era cierta. Puede comprobarse en la gráfica de la figura 1.39 que la fase de la oscilación de la armadura en el instante en el que *CLKIN* se hace cero depende de la capacidad del microsistema a pesar de ser un tiempo constante fijado por la FSM. Las simulaciones indican que el efecto sobre el sistema es una sensible pérdida de eficiencia a la hora de acumular energía en el actuador. En la práctica ésta puede traducirse en necesitar tensiones de actuación por encima de lo indicado en las gráficas anteriores. No obstante, este último problema está previsto solucionarlo en cuanto se finalice el diseño de la nueva plataforma DACEAx capaz de sensar la capacidad independientemente del estado de *CLKIN*.

1.6. Conclusiones y trabajo futuro

En este capítulo de la tesis se han mostrado diversos circuitos de control para actuadores electrostáticos MEMS partiendo del diseño de un innovador estimador de capacidad o distancia entre armaduras compacto e integrado. Tras analizar los resultados experimentales del estimador se ha diseñado un nuevo circuito que mejora las características del anterior e incorpora funcionalidades adicionales.

Con el estimador se ha elaborado una plataforma de desarrollo de algoritmos de control que se ha utilizado en varias aplicaciones de notable importancia, como en la caracterización estática y dinámica de los actuadores electrostáticos para la detección integrada de fallos, la implementación de osciladores pulsados electrostáticos para la detección de variaciones de masa, o como parte fundamental de un método de actuación resonante de lazo cerrado capaz de reducir a un pequeño factor la tensión necesaria para hacer colapsar un actuador.

En un futuro cercano se espera mejorar la implementación del método de actuación resonante de lazo cerrado para superar las limitaciones que presenta y ser capaz de reducir, aún más, la tensión necesaria para hacer colapsar el actuador. También se continuará desarrollando nuevas aplicaciones, y se verificará experimentalmente el nuevo estimador en cuanto el circuito integrado esté fabricado.

Referencias

- [1] K. E. Petersen. “Micromechanical Membrane Switches on Silicon”. *IBM Journal of Research and Development*, tomo 23, nº 4, (1979), páginas 376–385.
- [2] D.J. Young y B.E. Boser. “A Micromachine-Based RF Low-Noise Voltage-Controlled Oscillator”. En *Custom Integrated Circuits Conference, 1997., Proceedings of the IEEE 1997*, tomo 2. 1997, páginas 431–434.
- [3] F. Sugihwo, M.C. Larson y Jr. Harris, J.S. “Micromachined Widely Tunable Vertical Cavity Laser Diodes”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 7, nº 1, (1998), páginas 48–55. ISSN 1057-7157.
- [4] E.C. Vail, M.S. Wu, G.S. Li, L. Eng y C.J. Chang-Hasnain. “GaAs Micromachined Widely Tunable Fabry-Perot Filters”. *Electronics Letters*, tomo 31, nº 3, (1995), páginas 228–229. ISSN 0013-5194.
- [5] M.S.-C. Lu y G.K. Fedder. “Position Control of Parallel-Plate Microactuators for Probe-Based Data Storage”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 13, nº 5, (2004), páginas 759–769. ISSN 1057-7157.
- [6] I. Ladabaum, B.T. Khuri-Yakub, D. Spoliansky y M.I. Haller. “Micromachined Ultrasonic Transducers (MUT)”. En *Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings., 1995 IEEE*, tomo 1. 1995, páginas 501–504.
- [7] J.I. Seeger y B.E. Boser. “Dynamics and Control of Parallel-Plate Actuators Beyond the Electrostatic Unstability”. En *Solid State Sensors and Actuators, 1999. TRANSDUCERS '99. The 10th International Conference on*. 1999 June, páginas 474–477.
- [8] L.A. Rocha, E. Cretu y R.F. Wolffenbuttel. “Using dynamic voltage drive in a parallel-plate electrostatic actuator for full-gap travel range and positioning”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 15, nº 1, (2006), páginas 69–83. ISSN 1057-7157.
- [9] B Borovic, A Q Liu, D Popa, H Cai y F L Lewis. “Open-loop versus closed-loop control of MEMS devices: choices and issues”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 15, nº 10, (2005), páginas 1917–1924.
- [10] D. Horsley, R. Conant y W. Clark. “PWM-based measurement interface for a micromachined electrostatic actuator”. 2004 January, 6. U.S. Patent 6,674,383.

- [11] R. Nadal-Guardia, A. Dehe, R. Aigner y L.M. Castaner. “Current Drive Methods to Extend the Range of Travel of Electrostatic Microactuators Beyond the Voltage Pull-In Point”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 11, nº 3, (2002), páginas 255–263. ISSN 1057-7157.
- [12] Daniel Fernández, Jordi Madrenas, Manuel Domínguez, Joan Pons y Jordi Ricart. “Pulse-Drive and Capacitive Measurement Circuit For MEMS Electrostatic Actuators”. En *Design, Test, Integration and Packaging of MEMS / MOEMS. DTIP'07. Symposium on*. EDAP Editions, Stresa, Lago Maggiore, Italy, 2007 April 25–27. ISBN 978-2-35500-000-3, páginas 28–32.
- [13] Daniel Fernández, Jordi Madrenas, Manuel Domínguez, Joan Pons y Jordi Ricart. “Pulse-Drive and Capacitive Measurement Circuit For MEMS Electrostatic Actuators”. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. doi:10.1007/s10470-008-9166-9.
- [14] J.I. Seeger y S.B. Crary. “Stabilization of Electrostatically Actuated Mechanical Devices”. En *Solid State Sensors and Actuators, 1997. TRANSDUCERS '97 Chicago., 1997 International Conference on*, tomo 2. 1997, páginas 1133–1136.
- [15] M. Varghese, R. Amantea, D. Sauer y S.D. Senturia. “Resistive damping of pulse-sensed capacitive position sensors”. En R. Amantea, editor, *Solid State Sensors and Actuators, 1997. TRANSDUCERS '97 Chicago., 1997 International Conference on*, tomo 2. 1997, páginas 1121–1124 vol.2.
- [16] Jose Luis Casas. *Diseño de una Plataforma de Desarrollo de Algoritmos de Control para Actuadores Electroestáticos MEMS*. Proyecto Fin de Carrera, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (ETSETB), Pendiente de presentación.
- [17] J.I. Seeger y B.E. Boser. “Charge Control of Parallel-Plate, Electrostatic Actuators and the Tip-In Instability”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 12, nº 5, (2003), páginas 656–671. ISSN 1057-7157.
- [18] Ricard Comulada. *Diseño y simulación de capacidades variables MEMS mediante el proceso multiusuario MUMPs*. Proyecto Fin de Carrera, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (ETSETB), 2004.
- [19] http://www.memscap.com/en_mumps.html.
- [20] Robert A. Blauschild. “Differential amplifier circuit with rail-to-rail capability”. 1985. Patente US4532479.
- [21] R. Hogervorst, J.P. Tero, R.G.H. Eschauzier y J.H. Huijsing. “A compact power-efficient 3 V CMOS rail-to-rail input/output operational amplifier for VLSI cell libraries”. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, tomo 29, nº 12, (1994), páginas 1505–1513. ISSN 0018-9200.
- [22] J. Ramirez-Angulo, A. Torralba, R.G. Carvajal y J. Tombs. “Low-voltage CMOS operational amplifiers with wide input-output swing based on a novel scheme”. *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, tomo 47, nº 5, (2000), páginas 772–774. ISSN 1057-7122.
- [23] K.R. Stafford, R.A. Blanchard y P.R. Gray. “A complete monolithic sample/hold amplifier”. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, tomo 9, nº 6, (1974), páginas 381–387. ISSN 0018-9200.
- [24] C. Eichenberger y W. Guggenbuhl. “Dummy transistor compensation of analog MOS switches”. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, tomo 24, nº 4, (1989), páginas 1143–1146. ISSN 0018-9200.
- [25] C. Eichenberger y W. Guggenbuhl. “On charge injection in analog MOS switches and dummy switch compensation techniques”. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, tomo 37, nº 2, (1990), páginas 256–264. ISSN 0098-4094.
- [26] C. Eichenberger y W. Guggenbuhl. “Charge injection of analogue CMOS switches”. *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings G*, tomo 138, nº 2, (1991), páginas 155–159. ISSN 0956-3768.
- [27] “Laser Measurement Systems Application Note VIB-M-05”. 2006 July. Polytec GmbH.

- [28] Daniel Fernández, Jordi Madrenas y Jordi Cosp. “A Self-Test and Dynamics Characterization Circuit for MEMS Electrostatic Actuators”. *Journal of Microelectronics Reliability*. En revisión.
- [29] Niels Tas, Tonny Sonnenberg, Henri Jansen, Rob Legtenberg y Miko Elwenspoek. “Stiction in surface micromachining”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 6, nº 4, (1996), páginas 385–397. ISSN 0960-1317.
- [30] A. Kolpekwar, R.D. Blanton y D. Woodilla. “Failure modes for stiction in surface-micromachined MEMS”. En *Test Conference, 1998. Proceedings., International*. 1998. ISSN 1089-3539, páginas 551–556.
- [31] W. M. van Spengen, R. Puers y I. De Wolf. “A physical model to predict stiction in MEMS”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 12, nº 5, (2002), páginas 702–713. ISSN 0960-1317.
- [32] R.K. Gupta y S.D. Senturia. “Pull-in time dynamics as a measure of absolute pressure”. En *Micro Electro Mechanical Systems, 1997. MEMS '97, Proceedings, IEEE., Tenth Annual International Workshop on*. 1997, páginas 290–294.
- [33] G. Blaise. “Fundamental approach to the storage of energy in dielectrics”. En *Conduction and Breakdown in Solid Dielectrics, 1995. ICSD'95., Proceedings of the 1995 IEEE 5th International Conference on*. 1995, páginas 324–328.
- [34] D. Molinero, R. Comulada y L. Castaner. “Dielectric charge measurements in capacitive microelectromechanical switches”. *Applied Physics Letters*, tomo 89, nº 10, 103506. doi:10.1063/1.2335799.
- [35] Merlijn W. van Spengen. “MEMS reliability from a failure mechanisms perspective”. *Microelectronics Reliability*, tomo 43, nº 7, (2003), páginas 1049–1060.
- [36] I. De Wolf y W.M. van Spengen. “Techniques to study the reliability of metal RF MEMS capacitive switches”. *Microelectronics Reliability*, tomo 42, nº 9-11, (2002), páginas 1789–1794.
- [37] M. Domínguez, J. Pons, J. Ricart y A. Bermejo. “A sigma-delta digital oscillator for MEMS”. En *Sensors, 2003. Proceedings of IEEE*, tomo 2. 2003, páginas 834–838 Vol.2.
- [38] M. Domínguez, J. Pons-Nin, J. Ricart, A. Bermejo y E. FiguerasCosta. “A Novel $\Sigma\Delta$ Pulsed Digital Oscillator (PDO) for MEMS”. *Sensors Journal, IEEE*, tomo 5, nº 6, (2005), páginas 1379–1388. ISSN 1530-437X.
- [39] M. Domínguez, J. Pons, J. Ricart y E. Figueras. “The MEMS pulsed digital oscillator (PDO) below the Nyquist limit”. *Sensors and Actuators A: Physical*, tomo 136, nº 2, (2007), páginas 690–696.
- [40] M. Domínguez, J. Pons-Nin, J. Ricart, A. Bermejo, E.F. Costa y M. Morata. “Analysis of the $\Sigma\Delta$ pulsed digital oscillator for MEMS”. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on [Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on]*, tomo 52, nº 11, (2005), páginas 2286–2297. ISSN 1549-8328.
- [41] M. Domínguez, J. Pons y J. Ricart. “Application of Pulsed Digital Oscillators in reverse mode to eliminate undesired vibrations in high-Q MEMS resonators”. En *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*. 2007, páginas 925–928.
- [42] Ali H. Nayfeh y Mohammad I. Younis. “Dynamics of MEMS resonators under superharmonic and subharmonic excitations”. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, tomo 15, nº 10, (2005), páginas 1840–1847. ISSN 0960-1317.
- [43] Ali Nayfeh, Mohammad Younis y Eihab Abdel-Rahman. “Dynamic pull-in phenomenon in MEMS resonators”. *Nonlinear Dynamics*, tomo 48, nº 1, (2007), páginas 153–163.
- [44] A. Fargas-Marques, J. Casals-Terre y A.M. Shkel. “Resonant Pull-In Condition in Parallel-Plate Electrostatic Actuators”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 16, nº 5, (2007), páginas 1044–1053. ISSN 1057-7157.

- [45] D. Fernández y J. Madrenas. “Método de actuación resonante realimentado para actuadores electrostáticos MEMS”. 2008. Patente provisional en trámite.
- [46] Kun Wang, Ark-Chew Wong y C.T.-C. Nguyen. “VHF free-free beam high-Q micromechanical resonators”. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 9, nº 3, (2000), páginas 347–360. ISSN 1057-7157.
- [47] Sheng-Shian Li, Yu-Wei Lin, Yuan Xie, Zeying Ren y C.T.-C. Nguyen. “Micromechanical hollow-disk ring resonators”. En *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*. 2004, páginas 821–824.