

# 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

# 4

## Circuitos avanzados de control

### Contenido

---

<b>4.1. Introducción</b>	<b>125</b>
<b>4.2. Método de control de actuadores electrostáticos MEMS</b>	<b>126</b>
4.2.1. Introducción	126
4.2.2. Arquitectura	127
4.2.3. Ley de control de la posición	128
4.2.4. Extensiones para el control de amortiguamiento y masa	129
4.2.5. Estabilidad del sistema	131
4.2.6. Escenario de tensión acotada	133
4.2.7. Actuadores de tres armaduras	135
4.2.8. Consideraciones sobre fenómenos de dimensión superior	136
4.2.9. Resultados	137
4.2.10. Conclusiones y trabajo futuro	144
<b>4.3. Convertidor de potencia FSM asíncrono (HERETIC)</b>	<b>144</b>
4.3.1. Introducción	144
4.3.2. Arquitectura	145
4.3.3. La <i>Asynchronous Finite-State Machine</i> (AFSM)	146
4.3.4. Detalles de implementación	147
4.3.5. Resultados	149
4.3.6. Conclusiones y trabajo futuro	151
<b>Referencias</b>	<b>151</b>

---

### 4.1. Introducción

El este capítulo de la tesis se muestran diseños adicionales que a causa de la falta de recursos humanos todavía no han podido ser verificados experimentalmente. Se presentarán dos diseños muy innovadores: un método de linealización de las características estática y dinámica de actuadores electrostáticos MEMS y un convertidor de potencia basado en una máquina de estados digital asíncrona.

## 4.2. Método de control de actuadores electroestáticos MEMS

### 4.2.1. Introducción

Muchas de las características de sistemas construidos con actuadores electroestáticos MEMS dependen estrechamente del movimiento de los propios actuadores. Éstos, cuando se actúan con una tensión constante, presentan una característica inestable (*pull-in*), ya identificada desde los primeros diseños de actuadores electroestáticos (Nathanson y Wickstrom [1]), que hace imposible posicionar el actuador de forma estable a una distancia menor a  $2/3$  de la distancia entre armaduras en reposo (véase la sección 1.2). Esta inestabilidad supone limitaciones severas de rango dinámico si la posición del actuador se utiliza para controlar otra magnitud de interés para la aplicación, ya sea el desplazamiento en sí, la capacidad entre armaduras, etc.

Para corregir esta inestabilidad, y ampliar así el rango dinámico de variación controlada de la posición, se propuso aplicar al actuador una cierta cantidad de carga en lugar de una tensión (véase Seeger y Boser [2]). Esta técnica se basa en transferir al actuador la carga almacenada en un condensador fijo mediante un amplificador operacional. En la misma publicación también apareció por primera vez un estudio sobre el efecto de las capacidades parásitas sobre la estabilidad, y Chan y Dutton [3] extendieron el análisis añadiendo efectos de dimensión superior, como rotaciones del voladizo. Los trabajos de Seeger y Boser [2] se ampliaron en una publicación posterior [4] y recibieron soporte teórico por Maithripala *et al.* [5], donde se sugirió una interpretación, ignorando los efectos de las capacidades parásitas, como un sistema realimentado en tensión con la carga como variable de control.

También se propusieron sistemas de excitación en tensión realimentados para conseguir la estabilidad. El primero apareció en Chu y Pister [6], donde brevemente analizaba un hipotético sistema de realimentación usando la posición como propia variable de control. Las simulaciones mostradas en la publicación demuestran que el sistema es estable en todo el recorrido del actuador, no obstante, la dinámica indicaba que el amortiguamiento dependía de la posición, mostrando desde fuertes oscilaciones hasta características muy sobreamortiguadas. De este documento partieron dos líneas de investigación, una en la que se utilizaba un elemento sensor para encontrar la posición y realimentar con un lazo lineal (Lu y Fedder [7]), empeorando la respuesta dinámica, y otra, completamente teórica, en la que se estudiaban funciones de realimentación no lineales basadas en algunas de las variables eléctricas, por Maithripala *et al.* [8]. En esta última, se sugirió la idea de obtener la posición como función de tensión y capacidad, pero la velocidad se consideró como muy difícil de medir. No se consideraron efectos parásitos en el dispositivo.

Las primeras aplicaciones de técnicas de realimentación en sistemas de control de carga se reportaron por Nadal-Guardia *et al.* [9]. En primer lugar se muestra un circuito de control de carga en lazo abierto basado en fuentes de corriente conmutadas y en segundo lugar un circuito realimentado que controla la posición digitalmente. Se ponen de manifiesto los efectos de las corrientes de fuga de los diferentes elementos del circuito, que en el caso mostrado, impiden mantener estable la posición en el tiempo. En 2003 apareció otra publicación relevante de Seeger y Boser [10], en la que se propuso un sistema analógico realimentado, mixto en carga y en tensión, capaz de extender el rango de deflexión estable para valores de capacidad parásita comparables a la capacidad del actuador. Según los autores, la dinámica del sistema empeora conforme se acerca el límite de estabilidad, llegando a oscilar de forma transitoria con factores de calidad tanto más altos conforme se acerca el límite de estabilidad.

Existen también otros métodos de actuación que no siguen los esquemas indicados en las secciones anteriores. Seeger y Cray [11] sugirieron conectar una capacidad fija en serie con la del actuador para conseguir una mayor estabilidad. La técnica requiere hasta 5 veces la tensión de *pull-in* para conseguir la deflexión completa del actuador, y el comportamiento dinámico mostrado en las simulaciones publicadas indica una significativa dependencia de la posición. Otro interesante sistema de excitación en lazo abierto por Kynnäräinen *et al.* [12] nace de conectar un inductor en serie con el

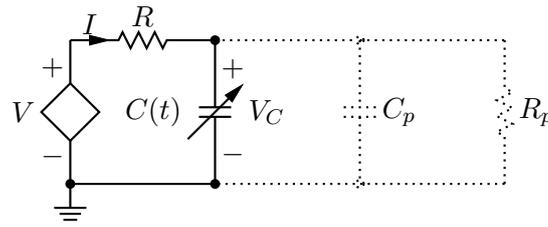
actuador electrostático y aplicar una señal de RF. Su principal ventaja es que no requiere de las tensiones elevadas típicas de los actuadores electrostáticos, pero tiene como inconveniente la necesidad de inductores con factores de calidad respetables (hasta  $Q=100$ ), presenta fuertes alinealidades ante parásitos y necesita inyectar señales de radiofrecuencia en el actuador. Esto impide que sea una solución integrable y lo puede hacer incompatible con las aplicaciones en radiofrecuencia de los actuadores electrostáticos, como en el caso de los varactores o los interruptores de radiofrecuencia. Borovic *et al.* [13] comparan las ventajas y desventajas de los sistemas realimentados frente a los de lazo abierto para actuadores electrostáticos y muestra un método realimentado consistente en variar, en niveles discretos, la tensión aplicada al actuador. Utiliza un sistema de medición electroóptico para determinar la posición del actuador y con ella aplicar una tensión discreta y preprogramada.

En este capítulo se propone un método de control [14] capaz de dar solución a todos y cada uno de los inconvenientes de los diferentes métodos encontrados en el análisis del estado del arte. Uno de ellos es, por ejemplo, la excesiva dependencia de los parámetros dinámicos naturales del actuador (constante elástica, amortiguamiento y masa) en el comportamiento del mismo. Estos parámetros son responsables de magnitudes como la frecuencia de resonancia, el *ringing* alrededor del punto de equilibrio, el tiempo de respuesta, etc., y sólo son ajustables, dentro de ciertos márgenes, durante el diseño físico del microsistema. Estos márgenes pueden estar limitados tanto por factores externos, como la masa del objeto anclado a la armadura móvil que se intenta mover o el tamaño y la forma del propio actuador (sobre todo en aplicaciones en las que el actuador forma parte de una matriz densa de actuadores); como por factores internos, como las relaciones entre área de las armaduras y masa o entre área y amortiguamiento. El método aquí propuesto permite, no obstante, modificar a nivel electrónico todos los coeficientes de la ecuación diferencial de movimiento del actuador electrostático, permitiendo un ajuste de la dinámica del actuador independientemente de sus parámetros naturales y con los únicos límites que los impuestos por el circuito electrónico que implementa el método de control.

Dada la gran aplicación comercial de los actuadores electrostáticos, la importancia técnica de un sistema capaz de solucionar estos inconvenientes es notable. Por ejemplo, si se consigue una buena inmunidad a parásitos, los actuadores unipolares clásicos de sistemas en excitación en tensión (con una de las armaduras a masa) pueden ser utilizados directamente con un sistema de estas características, multiplicando significativamente su rango de excursión sin necesidad de modificación alguna. La posibilidad de modificar la dinámica del actuador abre nuevas puertas a aplicaciones de los actuadores o a métodos de control de los mismos que no existían hasta ahora, y permite mejorar las prestaciones de las aplicaciones actuales en lo que se refiere, por ejemplo, a tiempo de actuación o asentamiento. Así, los dispositivos ajustables por medio de actuadores electrostáticos, como por ejemplo los varactores [15], los láseres sintonizables [16], los filtros ópticos [17], y, en general, cualquier tipo de posicionador (por ejemplo, para cabezales de disco duro [7]), podrían mejorar significativamente sus características técnicas y superar algunas de sus limitaciones.

#### 4.2.2. Arquitectura

La estrategia inicial fue abandonar los métodos clásicos de excitación en carga por considerar inherente en ellos los efectos de las capacidades parásitas y las corrientes de fugas. Estos dos fenómenos se ponen de manifiesto en el momento en que las armaduras del actuador no están conectadas a nodos de baja impedancia, posibilitando con ello que se manifiesten dos fenómenos: que la diferencia de potencial entre las armaduras pueda variar (permitiendo, a su vez, una redistribución incontrolada de carga entre la capacidad parásita y el actuador) y que la carga acumulada se vuelva susceptible de fluir libremente a través de cualquier conexión parásita (corrientes de fugas). Con los métodos en tensión, en cambio, al quedar las armaduras del condensador conectadas, en todo momento, a nodos de baja impedancia (los terminales de la fuente), no se manifiesta ninguno de estos fenómenos. Partimos, por tanto, de la arquitectura presentada en la ilustración 4.1, en la que polarizamos un actuador unipolar



**Figura 4.1:** Sistema de excitación en tensión.  $V$  es la tensión de la fuente, que vendrá dada por la función de control, y que puede variar en el tiempo y depender de una o varias variables del sistema. El actuador se representa como una capacidad variable  $C(t)$  y la resistencia de fuente se modela con  $R$ . Los parásitos  $C_p$  y  $R_p$  modelan la capacidad parásita y las corrientes de fugas.

$C$  con una fuente controlada de tensión  $V$  a través de una resistencia de fuente  $R$ . Inevitablemente contaremos con elementos parásitos  $C_p$ ,  $R_p$ , cuyo impacto en el funcionamiento de la ley de control debe analizarse.

Esta arquitectura se asemeja a los sistemas polarizados en tensión, excepto en que, con el objetivo de evitar la inestabilidad por *pull-in*, en este caso la tensión de fuente no es constante durante el desplazamiento del actuador. Los trabajos más directamente relacionados con éste son los teóricos de Chu y Pister [6], en la que se realimentaba la fuente de tensión con una función de la distancia entre las armaduras, el de Maithripala *et al.* [8], en los que se identificaba un estimador de la distancia en función de las variables eléctricas y el de Borovic *et al.* [13], en el que se aplicaba un rango discreto de tensiones preprogramadas al actuador electroestático.

#### 4.2.3. Ley de control de la posición

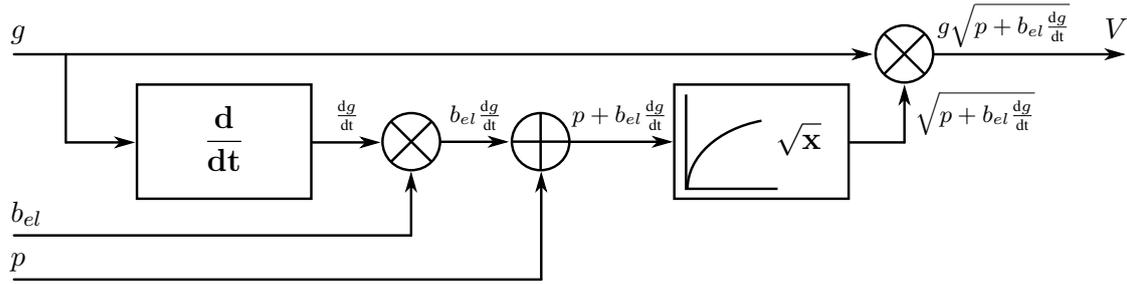
El objetivo de este subapartado es encontrar una ley de control que no altere la dinámica natural del actuador y sea estable en todo su recorrido. Para encontrar una ley con estas características podemos partir de la ecuación de movimiento que el actuador debe seguir. Haciendo la simplificación que el movimiento del actuador ocurre en una sola dimensión, la ecuación de movimiento corresponde a un sistema de segundo orden al que se añade una variable adicional (llámese posición deseada  $p$ ) que permite alterar el punto de equilibrio del sistema (4.1).

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + k(x - p) = 0 \quad (4.1)$$

Donde  $p$  es una entrada al sistema que representa la posición deseada o final y se mide respecto a la posición de reposo. El resto de parámetros están definidos en la sección 1.2. Para encontrar la tensión que hace que el actuador siga dicha ecuación (ley de control), se iguala esta ecuación de movimiento con la que depende de la fuerza eléctrica (1.19), se despeja la fuerza eléctrica necesaria, y, con la relación fuerza-tensión (1.15), se encuentra la tensión, en función de la posición deseada, que se debe aplicar al actuador, resultando la expresión:

$$V(p, g) = g\sqrt{p} \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A}} \quad (4.2)$$

Téngase en cuenta que esta función de control requiere de la distancia entre armaduras estimada anteriormente para generar la tensión de actuación. Esto es imprescindible para evitar la inestabilidad por *pull-in* que aparece en los sistemas de excitación a tensión constante. Nótese que esta ley de control es estable durante el todo el recorrido del actuador y muestra una dinámica igual que los sistemas de control de carga, siendo insensible a capacidades parásitas.



**Figura 4.2:** Diagrama de bloques correspondiente a la función para el control de posición y amortiguamiento (4.5).

#### 4.2.4. Extensiones para el control de amortiguamiento y masa

Para mejorar la respuesta dinámica del actuador se pueden introducir nuevas variables de control en los términos dinámicos de la ecuación de movimiento. Así se puede variar la viscosidad del actuador o la viscosidad y masa, como indican, respectivamente, las ecuaciones (4.3) y (4.4).

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + (b + b_{el}) \frac{dx}{dt} + k(x - p) = 0 \quad (4.3)$$

$$(m + m_{el}) \frac{d^2x}{dt^2} + (b + b_{el}) \frac{dx}{dt} + k(x - p) = 0 \quad (4.4)$$

Donde denominaremos  $b_{el}$  y  $m_{el}$  la viscosidad o amortiguamiento eléctrico y la masa o inercia eléctricas, respectivamente. Las leyes de control que corresponden a estas ecuaciones de movimiento se indican en las ecuaciones (4.5) y (4.6), respectivamente. Éstas pueden deducirse de la misma forma que la ley de control de control de posición y teniendo en cuenta que las derivadas de la posición  $x$  y distancia entre armaduras  $g$  son opuestas en signo.

$$V(p, b_{el}, g) = g \sqrt{\frac{2}{\epsilon_0 A}} \sqrt{kp + b_{el} \frac{dg}{dt}} \quad (4.5)$$

$$V(p, b_{el}, m_{el}, g) = g \sqrt{\frac{2}{\epsilon_0 A}} \sqrt{kp + b_{el} \frac{dg}{dt} + m_{el} \frac{d^2g}{dt^2}} \quad (4.6)$$

Nótese que con la ley de control de posición, amortiguamiento y masa (4.6) todos los parámetros de la ecuación diferencial de movimiento son ajustables, con lo que el actuador puede maximizar cualquier figura de mérito que pueda expresarse como combinación de los coeficientes de la ecuación diferencial de movimiento, como, por ejemplo, el factor de calidad  $Q$ , el retardo en alcanzar la posición final (relacionado con la frecuencia de oscilación), etc. La dinámica del actuador se vuelve independiente de la masa y amortiguamiento físicos, permitiendo definir una viscosidad aparente (4.7) y una masa aparente (4.8) que son las que un observador externo podría medir sobre el actuador.

$$b_{ap} \equiv b + b_{el} \quad (4.7)$$

$$m_{ap} \equiv m + m_{el} \quad (4.8)$$

Los diagramas de bloques de las funciones de control para el ajuste de viscosidad y para el ajuste de masa y viscosidad pueden verse en las ilustraciones 4.2 y 4.3, respectivamente.

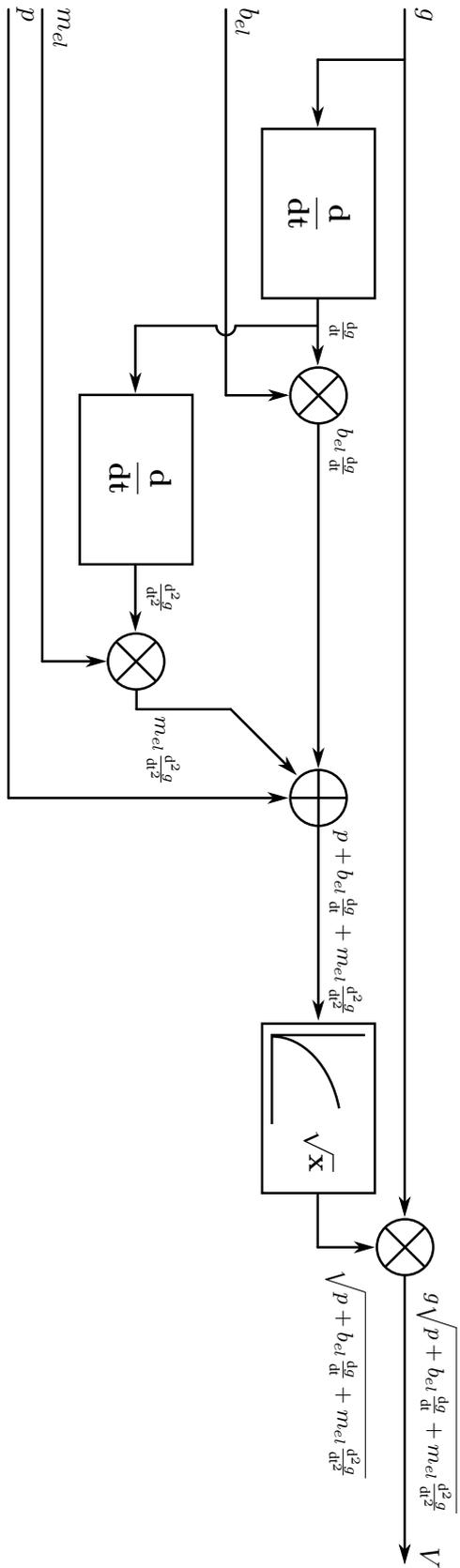


Figura 4.3: Diagrama de bloques correspondiente a la función para el control de posición, amortiguamiento y masa (4.6).

La viscosidad y masa físicas pueden fijarse durante el diseño mediante un ajuste de la forma de las armaduras móviles del actuador. No obstante, esto no es siempre posible en todas las aplicaciones, ya que éstas determinan muchas veces la forma del actuador. Gracias a este método, en esos casos, los ajustes de viscosidad y masa aparentes permiten simplificar el diseño, ya que se pueden ajustar de forma eléctrica los parámetros estáticos y dinámicos del actuador en lugar de fijarlos durante el diseño. El ajuste de viscosidad de esta ley de control permite, por ejemplo, que el actuador pase de tener un amortiguamiento crítico, que minimiza el tiempo de asentamiento, a un amortiguamiento nulo, típico de un oscilador mecánico. Incluso podemos hacer que tenga un amortiguamiento negativo, esto es, que aparezca una fuerza en el mismo sentido de la velocidad, obteniéndose así un movimiento oscilatorio de amplitud creciente igual al del método de actuación resonante realimentado mostrado en la sección 1.5.3.

Por otra parte, el ajuste de masa permite una reducción del tiempo de actuación (el actuador alcanza una mayor aceleración) y permite modificar la frecuencia de resonancia mecánica, en caso que el actuador se utilice como oscilador. La reducción del tiempo de actuación se consigue aplicando tensiones elevadas al actuador sólo durante su movimiento, de forma que la posición de equilibrio no se ve alterada y no ocurre impacto entre las armaduras como pasaría en un método de control de tensión o carga clásico al aumentar la tensión o carga para tener una mayor velocidad. La importancia industrial de poder ajustar eléctricamente estos dos parámetros se pone de manifiesto al tener en cuenta que esta ley de control permite ajustar todos los parámetros del sistema mecánico de segundo orden, por lo que un mismo diseño de actuador se puede utilizar para múltiples aplicaciones, como oscilador o posicionador, maximizando la figura de mérito que deseemos.

Este método también es aplicable a sensores capacitivos de masa inercial o acelerómetros, ya que éstos tienen el mismo principio de funcionamiento que los actuadores electrostáticos. Con el ajuste de masa podemos, por ejemplo, fijar el fondo de escala de medida en nuestro margen de interés y mejorar la velocidad de detección mediante un ajuste cuidadoso de la viscosidad. Se abre la posibilidad, incluso, de nuevas aplicaciones de los actuadores / sensores, haciendo posible encapsularlos en atmósferas tenues para aumentar su sensibilidad y velocidad y reducir el ruido browniano. Sin esta técnica, el sensor / actuador encapsulado al vacío oscilaría alrededor de la posición de equilibrio ante cualquier mínima perturbación externa.

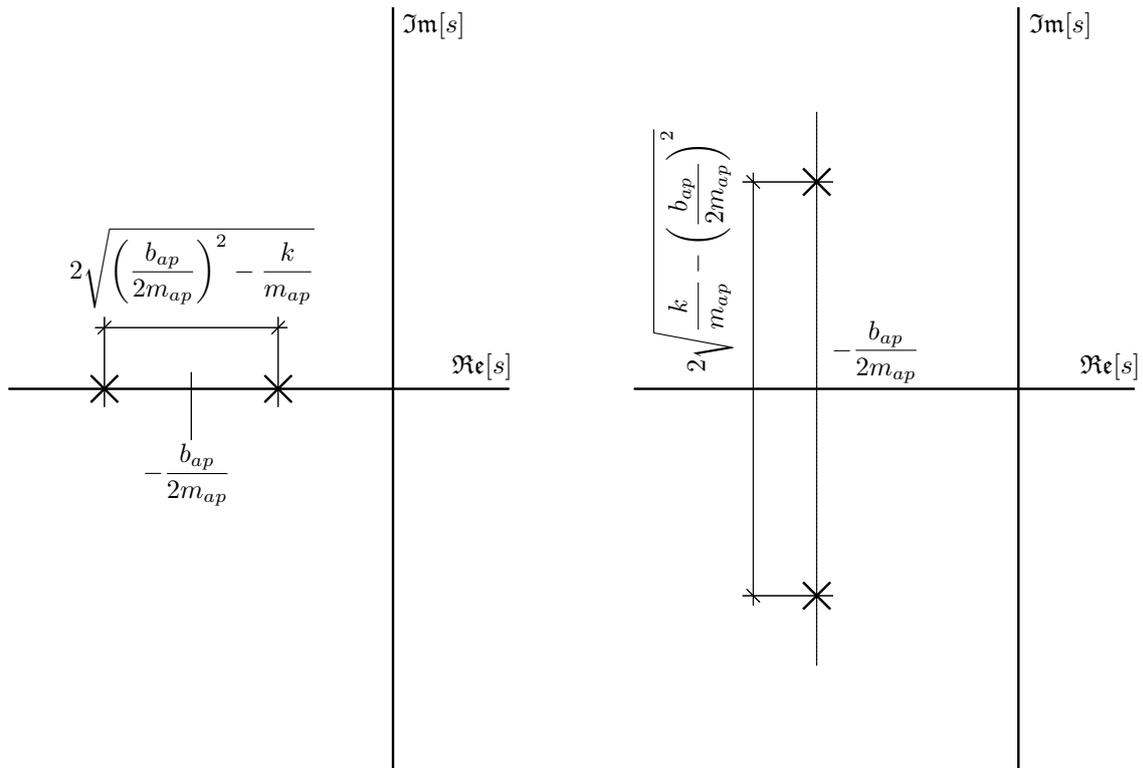
#### 4.2.5. Estabilidad del sistema

El sistema de control de la ecuación (4.2), en el que no se controla viscosidad ni masa, es siempre estable debido a que el actuador se mueve con las constantes mecánicas naturales y la fuerza eléctrica es siempre constante. No obstante, al modificar la masa o viscosidad aparentes la fuerza eléctrica deja de ser constante y es conveniente estudiar al detalle la estabilidad para encontrar los límites en los que el sistema se vuelve inestable. Para simplificar la notación, reescribimos la ecuación (4.4) con las constantes aparentes de masa y viscosidad.

$$m_{ap} \frac{d^2x}{dt^2} + b_{ap} \frac{dx}{dt} + k(x - p) = 0 \quad (4.9)$$

Podemos considerar que el actuador electrostático y el circuito de control forman un sistema lineal si consideramos que la variable de salida es la posición del actuador  $x$  y que la entrada es la posición deseada  $p$ . Entonces, podemos aplicar la teoría de sistemas lineales y realizar la transformada de Laplace de la ecuación diferencial:

$$m_{ap}s^2X(s) + b_{ap}sX(s) + kX(s) = kP(s) \quad (4.10)$$



**Figura 4.4:** Diagrama de polos y ceros del actuador electrostático con el método de control propuesto para el caso que la viscosidad aparente y la masa aparente sean ambas positivas. En caso contrario, los ajustes de viscosidad y masa eléctrica moverán los polos por el plano  $s$ , haciéndolos entrar en la región inestable  $\Re\{s\} > 0$ .

La función de transferencia en sistemas lineales se define como el cociente entre salida y entrada, según la ecuación (4.11).

$$H(s) = \frac{X(s)}{P(s)} = \frac{\frac{k}{m_{ap}}}{s^2 + \frac{b_{ap}}{m_{ap}}s + \frac{k}{m_{ap}}} \quad (4.11)$$

El polinomio del denominador de la función de transferencia puede factorizarse de forma que se pongan de manifiesto las soluciones que hacen cero el denominador (polos), esto es, puede expresarse en la forma:

$$H(s) = \frac{\frac{k}{m_{ap}}}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (4.12)$$

La ubicación de los polos (4.13) indica el comportamiento del sistema y su estabilidad, ya que en el momento que alguno de ellos entre en el semiplano  $\Re\{s\} > 0$  el sistema no será estable.

$$p_{1,2} = -\frac{b_{ap}}{2m_{ap}} \pm \sqrt{\left(\frac{b_{ap}}{2m_{ap}}\right)^2 - \frac{k}{m_{ap}}} \quad (4.13)$$

En caso que la masa aparente y la viscosidad aparente sean positivas, ambos polos se encuentran en la región estable  $\Re\{s\} < 0$ , como corresponde a un sistema mecánico ordinario de segundo orden (véase la figura 4.4). La modificación de la viscosidad o de la masa desplaza los polos de dos formas, variando la separación entre ellos y moviendo el punto equidistante entre los polos. Podemos estudiar

dónde se sitúan los polos en cada una de las combinaciones de signo de masa y viscosidad. Por ejemplo, en caso de que la viscosidad aparente sea negativa y la masa positiva, el punto equidistante se desplaza a la región  $\Re[s] > 0$ , llevándose los dos polos hacia el semiplano  $s$  positivo. En el caso que la viscosidad sea positiva y la masa negativa, el punto equidistante se desplaza hacia la región  $\Re[s] > 0$  y los dos polos se sitúan en el eje real, uno en el semieje positivo y otro en el negativo. Para el caso que ambas magnitudes de control sean negativas, el punto equidistante está en el semiplano negativo y los polos en el eje real, uno en el semiplano positivo y otro en el negativo.

Como se ha indicado, la modificación de la viscosidad o masa aparentes del actuador puede ser fuente de inestabilidad si alguna de ellas se hace negativa. No obstante, estas magnitudes son completamente controlables mediante un ajuste de la viscosidad o masa eléctricas. Este control permite ajustar a conveniencia el retardo en el tiempo de asentamiento del actuador, tanto más alto como próximo esté algún polo al semiplano positivo; por tanto, para reducir el retardo al mínimo, conviene alejar los dos polos tanto como sea posible del semiplano positivo. Una solución consiste en hacer colapsar los dos polos en un único polo doble, es decir, forzar la condición de amortiguamiento crítico, mientras los alejamos del semiplano real disminuyendo la masa aparente tanto como sea posible. Para esto, la viscosidad aparente debe seguir la expresión:

$$b_{ap} = 2\sqrt{km_{ap}} \quad (4.14)$$

En este estudio de la estabilidad no se han tenido en cuenta los polos adicionales que surgen tanto del ancho de banda finito de la ley de control como del efecto de la resistencia serie de la fuente de alimentación y la capacidad del actuador conectada a ella. Estos polos afectarán a la respuesta del sistema completo si están más cerca del semiplano real que los polos mecánicos (aparentes o físicos). También afectarán ligeramente los parámetros dinámicos del actuador aunque estén más alejados del semiplano real. En el dominio del tiempo estos requerimientos son equivalentes a exigir que la red de control sea mucho más rápida que el actuador controlado por ella.

#### 4.2.6. Escenario de tensión acotada

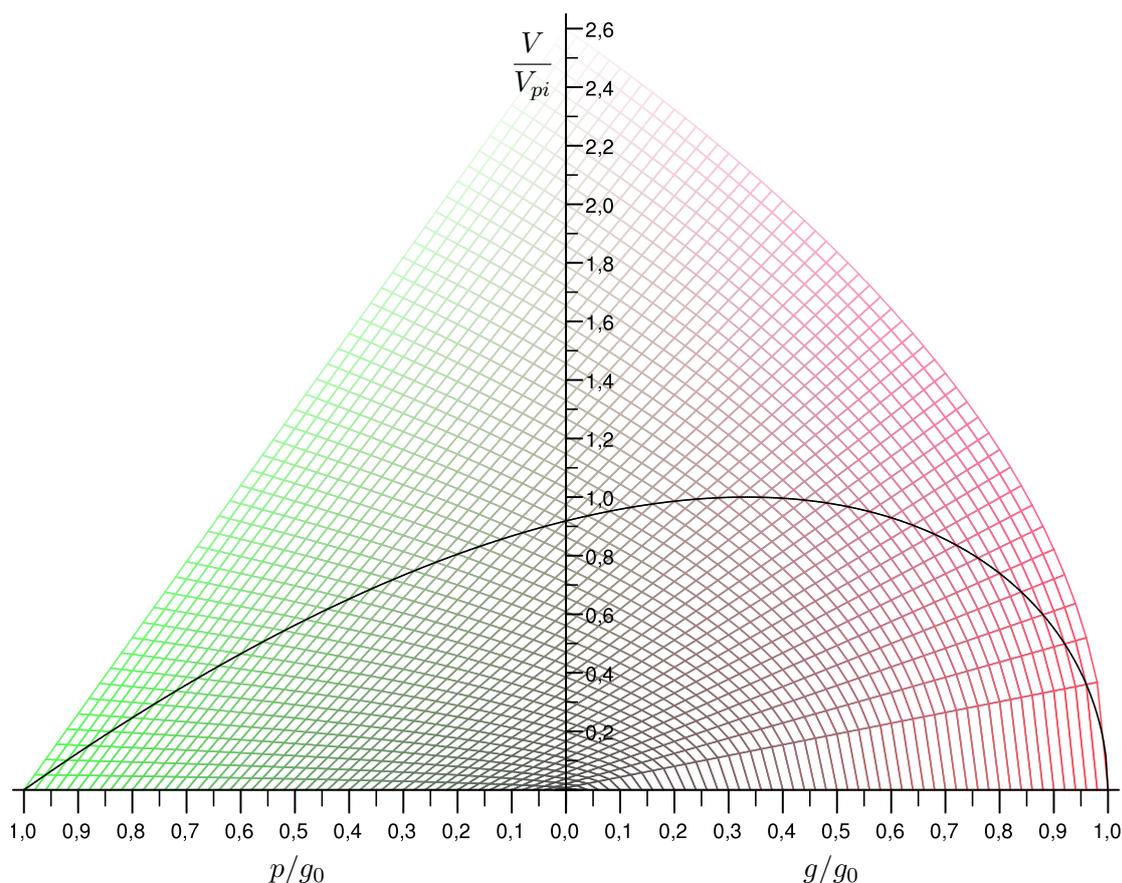
En los análisis previos se ha considerado que la máxima tensión aplicable no está limitada y que, por tanto, la ley de control puede generar tensiones arbitrariamente elevadas. Generalmente esta hipótesis no es cierta en sistemas electrónicos reales, por lo que conviene considerar cómo se altera el comportamiento del actuador en los casos que la tensión a aplicar quede recortada al superar la cota máxima y sature.

Las tensiones de actuación generadas por la red de control cuando no se hace uso ni de la masa ni de la viscosidad eléctrica (ley (4.2)) para diferentes valores de posición deseada  $p$  y distancias entre armaduras  $g$  puede representarse en un gráfico tridimensional como el de la figura 4.5, en el que la tensión se ha normalizado a la de *pull-in* y la posición y distancia a la separación de las armaduras en reposo  $g_0$ . Podemos obtener una expresión de la máxima tensión requerida tomando la ley de control (4.2) y encontrando su máximo, que típicamente ocurre cuando el actuador se mueve desde la posición de reposo  $g = g_0$  hasta el colapso  $p = g_0$ , como indica la expresión:

$$V(g_0, g_0) = \sqrt{\frac{2kg_0^3}{\varepsilon_0 A}} \quad (4.15)$$

Si normalizamos esta tensión a la de *pull-in* (1.28), resulta una tensión máxima de:

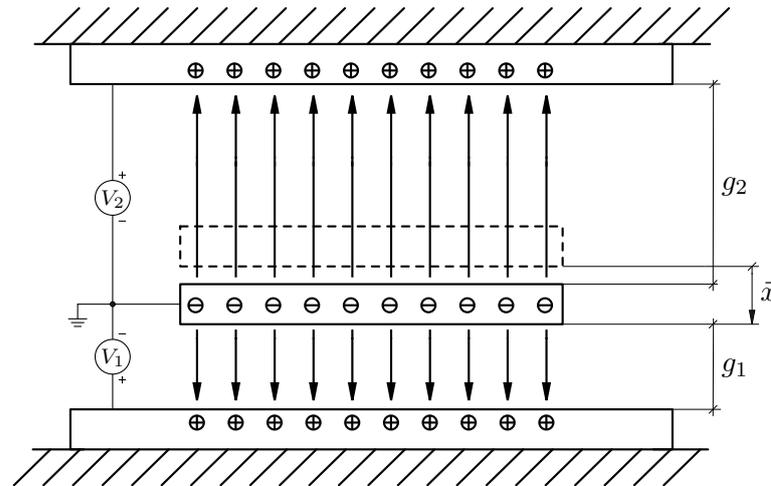
$$\frac{V(g_0, g_0)}{V_{pi}} = \frac{\sqrt{\frac{2kg_0^3}{\varepsilon_0 A}}}{\sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 A}}} = \frac{3\sqrt{3}}{2} \approx 2,6 \quad (4.16)$$



**Figura 4.5:** Tensiones, normalizadas a la tensión de *pull-in*, generadas por la ley de control sin ajuste de la dinámica. El enrejado es paralelo en planta a los ejes  $p$  y  $g$  y la perspectiva mostrada no distorsiona el eje vertical. El trazo negro es la proyección de  $p = g_0 - g$  sobre la superficie y representa las tensiones de equilibrio, al igual que la figura 1.3. El punto de *pull-in* se encuentra en la intersección de las líneas que parten de  $p/g_0 = 1/3$  y  $g/g_0 = 2/3$ .

No obstante, no es necesario disponer de una tensión tan elevada para posicionar correctamente el actuador. Para obtener una cota inferior de la tensión disponible necesaria para el posicionamiento (esto es, la mínima tensión a la que se debe alimentar el actuador) podemos servirnos de la gráfica de la ilustración 4.5. En ella podemos comprobar que para el posicionamiento la única condición a satisfacer es que la tensión disponible sea igual o superior a la de *pull-in*, debido a que ésta es la máxima tensión de equilibrio en todo el recorrido del actuador. El actuador, por tanto, no quedará posicionado en un punto diferente de  $p$  por reducir la tensión disponible hasta únicamente la *pull-in*. Esto supone una ventaja importante de cara a los sistemas de control de carga reportados en la literatura, que pueden llegar a requerir de tensiones muy por encima de la de *pull-in* para funcionar. Si la reducción de tensión es mayor, el actuador sólo se podrá posicionar de forma estable en dos regiones del recorrido separadas por una barrera de potencial alrededor del punto de *pull-in*. Sólo se podrá salvar la barrera de potencial si el actuador puede adquirir suficiente energía cinética antes de encontrarse con ella, condición difícil de garantizar en la práctica si no es que el actuador se encuentra en una atmósfera tenue y nos movemos desde la parte más alta del recorrido.

En caso que se desee controlar también la dinámica (ajustes de masa y viscosidad eléctricas), la máxima tensión necesaria dependerá de la magnitud y signo de la masa y viscosidad eléctricas y de la velocidad y aceleración que alcance el actuador. No obstante, si se cumple la cota para el posicionamiento, el comportamiento será siempre estable en todo el recorrido del actuador debido a



**Figura 4.6:** Estructura básica de un actuador de tres electrodos. En reposo, el electrodo central equidista de las dos armaduras.

que éste se moverá simplemente con otras constantes dinámicas. Los fenómenos más directamente observables en atmósferas medias o densas serán una disminución de la velocidad en la región de *pull-in* (donde el margen entre la tensión de equilibrio y la disponible es mínimo, reduciéndose la magnitud de la fuerza neta y por tanto la velocidad terminal del actuador) y una alteración en la dinámica del movimiento cuando las componentes eléctricas de la masa y viscosidad exijan tensiones por encima de la disponible. La ralentización del actuador en la región de *pull-in*, no obstante, prácticamente desaparece en actuadores en atmósferas tenues que se muevan desde la posición de reposo debido a que la energía cinética acumulada durante el recorrido previo del actuador (inercia) no se disipa y permite atravesar rápidamente la región de *pull-in* incluso sin margen adicional de tensión.

#### 4.2.7. Actuadores de tres armaduras

En el análisis de las ecuaciones de control que hemos mostrado, conviene tener presente que la fuerza eléctrica entre las armaduras de un condensador es siempre atractiva, por tanto, este método mantendrá inalteradas la masa y la constante de amortiguamiento naturales si se le requieren fuerzas eléctricas de repulsión. Esto ocurrirá probablemente en actuadores de dos armaduras con masa o viscosidades aparentes menores que las mecánicas en los que aumentemos la distancia entre armaduras. En este tipo de actuadores la repulsión sólo puede venir dada por la constante elástica del sistema, de acuerdo con ley de Hooke (1.2), con lo que el actuador se moverá con las constantes mecánicas naturales en lugar de las aparentes, de forma similar a lo que ocurre en el escenario de tensión acotada. En el caso de actuadores de tres electrodos, como el mostrado en la figura 4.6, con dos electrodos fijos y uno móvil en el centro, puede utilizarse el electrodo opuesto para aplicar las tensiones necesarias para generar fuerzas de repulsión.

Sobre la armadura móvil actuarán, además de la fricción, tres fuerzas: una mecánica y dos eléctricas opuestas. La ecuación diferencial de movimiento será similar a la del actuador de dos armaduras, excepto que existen dos contribuciones eléctricas, según lo indicado en (4.17). Cada una de las fuerzas eléctricas crecerá asintóticamente conforme disminuya la distancia entre cada uno de los dos pares de armaduras, con lo que el sistema será inestable a uno y otro extremo del recorrido.

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = \frac{\varepsilon_0 A}{2} \left( \frac{V_1^2}{g_1^2} - \frac{V_2^2}{g_2^2} \right) \quad (4.17)$$

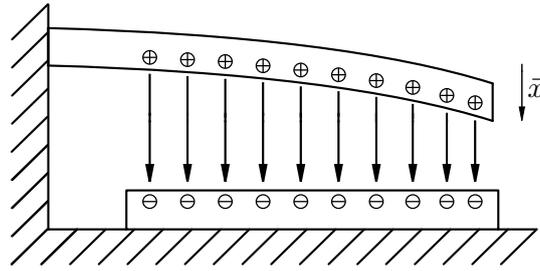


Figura 4.7: Curvatura de un voladizo.

Donde  $V_1$  y  $V_2$  son las tensiones en los condensadores 1 y 2, respectivamente, y  $g_1$  y  $g_2$  son las distancias entre armaduras de los condensadores 1 y 2.

El método desarrollado para actuadores de dos armaduras puede ser modificado para controlar la tercera armadura. En primer lugar, basta conectar el estimador de la distancia entre armaduras a uno sólo de los condensadores y estimar su separación (por ejemplo  $g_1$ ) ya que la otra distancia es complementaria y sigue la expresión:

$$g_2 \equiv h - g_1 \quad (4.18)$$

Donde  $h$  es la suma de las dos distancias entre armaduras y se mantiene siempre constante.

La tensión a aplicar a la armadura de la que se estima la distancia es la propia del actuador de dos armaduras (4.19), mientras que para el actuador opuesto debemos tomar la misma expresión pero corrigiendo los valores de distancia entre armaduras y, teniendo en cuenta que tanto la posición, velocidad y aceleración vistas desde una u otra armadura son opuestas en signo, tomar del operando de la raíz y cambiar su signo, según indica la ecuación (4.20).

$$V_1(p, b_{el}, m_{el}, g_1) = g_1 \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_0 A}} \sqrt{kp + b_{el} \frac{dg_1}{dt} + m_{el} \frac{d^2 g_1}{dt^2}} \quad (4.19)$$

$$V_2(p, b_{el}, m_{el}, g_1) = (h - g_1) \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_0 A}} \sqrt{-\left(kp + b_{el} \frac{dg_1}{dt} + m_{el} \frac{d^2 g_1}{dt^2}\right)} \quad (4.20)$$

Nótese que en ningún momento se aplican tensiones a las dos armaduras a la vez, por tanto, esta simplificación supone que el estimador de distancia es capaz de realizar su función sin aplicar una tensión de actuación, cosa cierta si la distancia se estima con una señal independiente de la de actuación. De no ser así, será necesario estimar cada distancia entre armaduras por separado, siendo las tensiones a aplicar a cada armadura las propias de un actuador de dos armaduras pero invirtiendo el signo de la posición deseada  $p$  en una de las tensiones aplicadas, esto es, manteniendo la expresión  $V_1$  de (4.19),

$$V_2(p, b_{el}, m_{el}, g_2) = g_2 \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_0 A}} \sqrt{-kp + b_{el} \frac{dg_2}{dt} + m_{el} \frac{d^2 g_2}{dt^2}} \quad (4.21)$$

#### 4.2.8. Consideraciones sobre fenómenos de dimensión superior

En el estudio mostrado hasta ahora siempre se ha considerado que la armadura móvil sigue un movimiento puramente unidimensional sin fenómenos de dimensión superior como curvaturas o rotaciones del voladizo o membrana. Estos fenómenos, de ocurrir, hacen que el actuador deje de seguir el modelo presentado y aparezcan fenómenos no previstos.

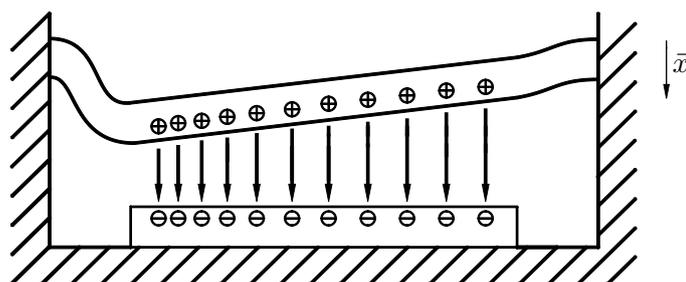


Figura 4.8: Rotación de una membrana.

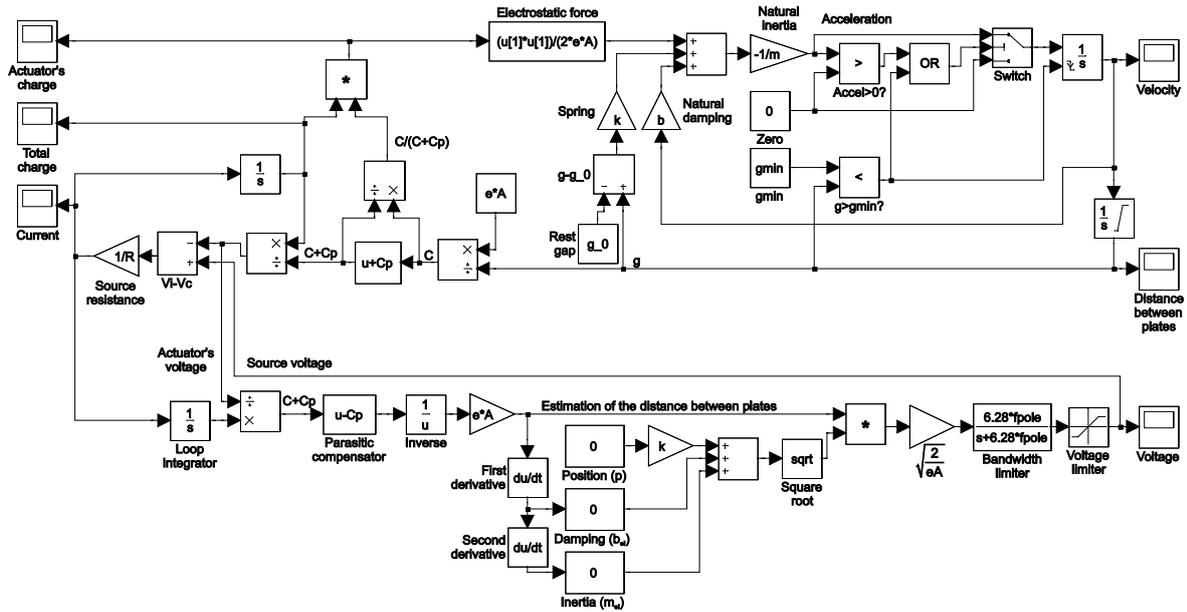
La curvatura del voladizo ocurre porque las partes más cercanas al anclaje se desplazan menos que las partes más alejadas, como indica la figura 4.7. Este fenómeno implica una dependencia capacidad-distancia que no sigue la aproximación del condensador plano, sino que, si tomamos como distancia entre armaduras la distancia mínima, el actuador presenta una capacidad menor que el modelo de condensador plano. La dependencia capacidad-distancia es muy difícil de modelar para un actuador genérico porque depende mucho de la geometría de la armadura móvil. Por tanto, si se desea compensar su efecto, estaremos obligados a utilizar un sistema con un amplio margen de ajuste. En Chan y Dutton [3] puede encontrarse un modelo sencillo que permite aproximar, al menos en su forma, la relación capacidad-distancia.

El fenómeno de rotación del voladizo (*tip-in*) ocurre cuando los modos de rotación se vuelven inestables (véase la figura 4.8). Los pares de fuerza que pueden aparecer sobre el actuador son la fuerza eléctrica, que atrae más las partes de la membrana más cercanas a la armadura opuesta que las alejadas, y la fuerza mecánica, que aparece como consecuencia de un desplazamiento desigual de uno y otro lado de la membrana. El análisis de la estabilidad de los modos de rotación se puede hacer de forma similar al de traslación. Ésta vendrá dada por las derivadas respecto al ángulo de rotación del par eléctrico y mecánico. En cuanto dicha derivada eléctrica supere la mecánica la membrana móvil del actuador girará sobre sí misma y uno de los lados colapsará. Puede encontrarse un estudio aproximado de este efecto en Chan y Dutton [3].

Con actuadores de dos armaduras no es posible detectar exclusivamente una rotación de la membrana ni generar, de forma controlada, un par de fuerza eléctrica capaz de compensar exclusivamente la inestabilidad. La rotación trae consigo un aumento de la capacidad, pero resulta indistinguible de un aumento de capacidad por traslación de la armadura móvil a lo largo del eje  $x$ . La fuerza eléctrica, por su parte, tiene un efecto sobre la rotación, pero es inseparable de su efecto sobre la traslación de la armadura móvil. No obstante, y al contrario del *pull-in*, la rotación del voladizo no es un problema tecnológico irresoluble en el dominio mecánico y puede salvarse dimensionando y posicionando adecuadamente los anclajes de la armadura móvil, como se demuestra en Seeger y Boser [4].

#### 4.2.9. Resultados

Las simulaciones a nivel de sistema mostradas aquí se han realizado sobre MATLAB® con un modelo SIMULINK®, mostrado en la figura 4.9. Consiste en un modelo de actuador electrostático de dos electrodos con capacidades parásitas y controlado por la ley de control de la ecuación (4.6). Para aproximar fielmente el comportamiento de un sistema real se han añadido un polo explícito para modelar el ancho de banda finito del circuito que implementa la ley de control, una resistencia serie con la fuente de tensión y un limitador de la máxima tensión aplicable. A la hora de realizar las simulaciones fue necesario utilizar un algoritmo de resolución de punto fijo para conseguir convergencia en las iteraciones del mismo (téngase en cuenta que la ley de control consta de funciones alineales muy problemáticas para algoritmos de resolución genéricos de punto variable). Además se tuvieron que precargar los integradores con un valor residual y se evitó el valor de tensión de salida de 0 V



**Figura 4.9:** Modelo SIMULINK® del actuador electrostático con capacidades parásitas y de la ley de control con ancho de banda finito y limitada en tensión.

Referencia	Nadal	Schiele	Schiele-B
$k$ (N/m)	350	25	25
$b$ (Ns/m)	$5,5 \times 10^{-3}$	$2 \times 10^{-4}$	$1,1 \times 10^{-5}$
$m$ (kg)	$7,32 \times 10^{-10}$	$5 \times 10^{-10}$	$5 \times 10^{-10}$
$g_0$ (m)	$1,5 \times 10^{-6}$	$4 \times 10^{-6}$	$4 \times 10^{-6}$
$A$ (m <sup>2</sup> )	$7,85 \times 10^{-7}$	$3 \times 10^{-8}$	$3 \times 10^{-8}$

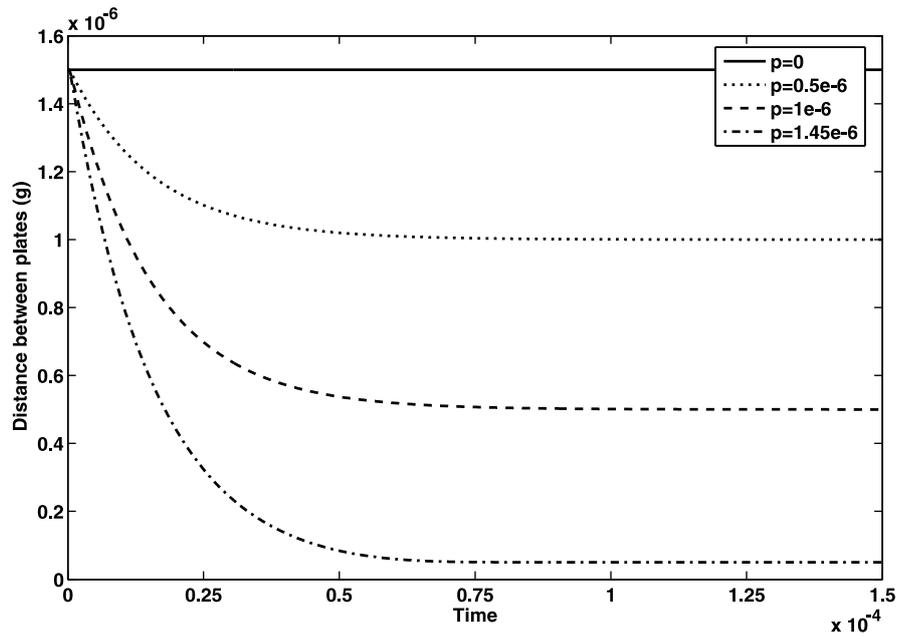
**Cuadro 4.1:** Parámetros de los actuadores electrostáticos utilizados en las simulaciones.

para no tener problemas de estabilidad y singularidades de valor inicial. El modelo desarrollado está basado en parte en el modelo para actuadores electrostáticos en modo tensión y sin capacidades parásitas publicado por Senturia [18].

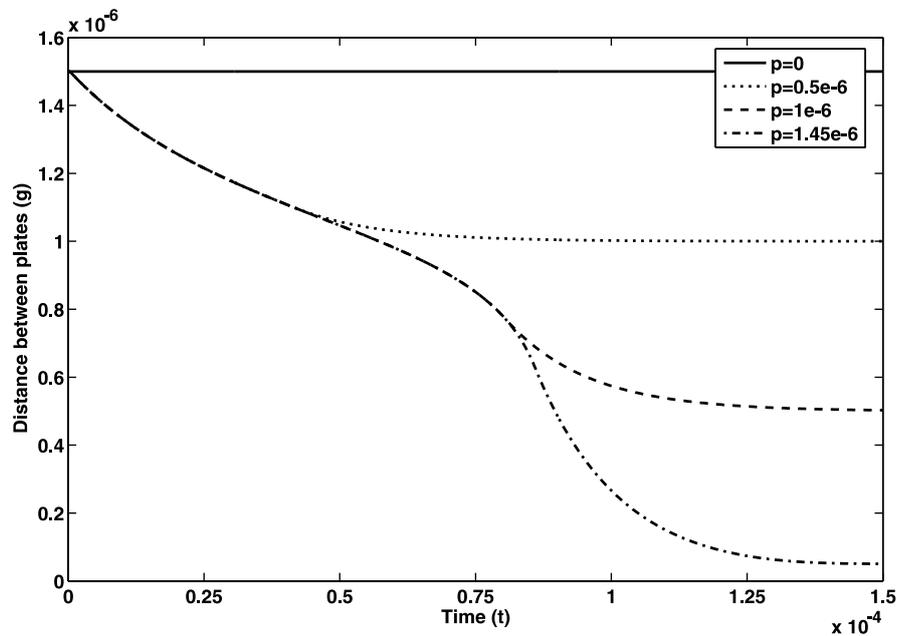
En el cuadro 4.1 pueden verse los parámetros mecánicos de los actuadores utilizados en las simulaciones y los documentos en los que se encuentran publicados. Los parámetros se escogieron de forma que los actuadores tuvieran un comportamiento dinámico muy diferente para poder mostrar como éste podía ser modificado por la ley de control. Los parámetros del actuador de Nadal [9] se tomaron directamente de la propia publicación y corresponden a un disco de 1 mm de diámetro sobreamortiguado  $Q = 0,09$ . Los parámetros del actuador de Schiele se tomaron de las estimaciones del mismo publicadas por Castaner y Senturia [19] y corresponden a un actuador con un amortiguamiento cercano al crítico  $Q = 0,56$ . Finalmente, los parámetros del actuador Schiele-B corresponden a los del actuador anterior pero modificando amortiguamiento natural para que éste mostrara un comportamiento subamortiguado  $Q = 10$ .

### Simulaciones del control de posición

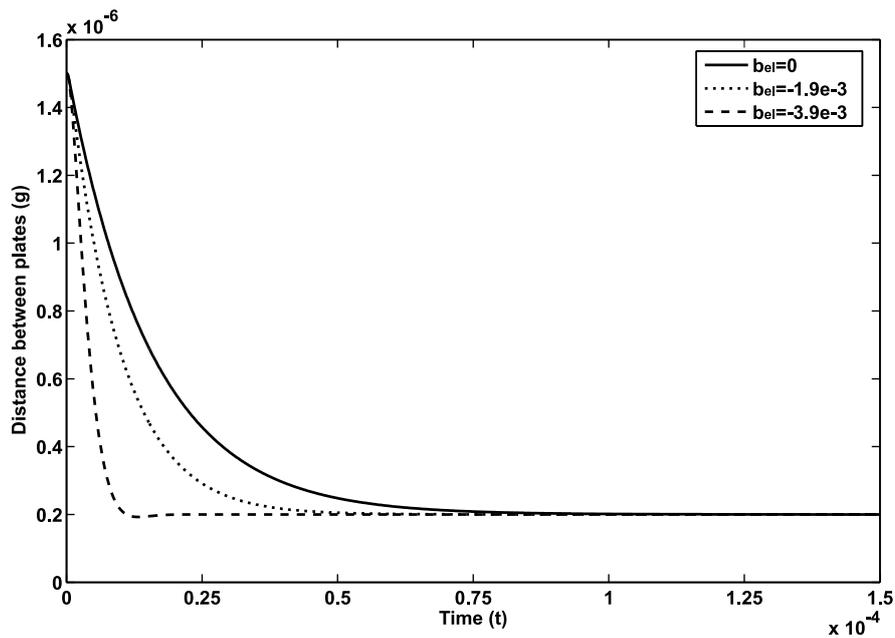
En la figura 4.10 puede verse la evolución en el tiempo de la distancia entre armaduras para el actuador electrostático de Nadal sin limitación en la tensión aplicada. No obstante, ésta se mantiene por debajo de  $2,6 V_{pi}$  como se ha demostrado anteriormente. El actuador se mueve con sus constan-



**Figura 4.10:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Nadal con la ley de control de posición. La posición deseada cambia de  $p = 0$  al valor de  $p$  especificado en  $t = 0$ . La capacidad parásita es 20 veces la capacidad en reposo del actuador ( $C_p = 20C_0$ ), la resistencia de fuente  $R = 1\text{ K}\Omega$  y el ancho de banda se fijó a  $2\text{ MHz}$ . La tensión no está limitada y se mantiene por debajo de  $2,6 V_{pi}$ .



**Figura 4.11:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Nadal con la ley de control de posición. Los parámetros de simulación son los mismos que para la figura 4.10, a excepción del límite de tensión, que se fijó a  $1,1 V_{pi}$ . La limitación de tensión afecta a la dinámica, pero no a la posición final ni a la estabilidad.



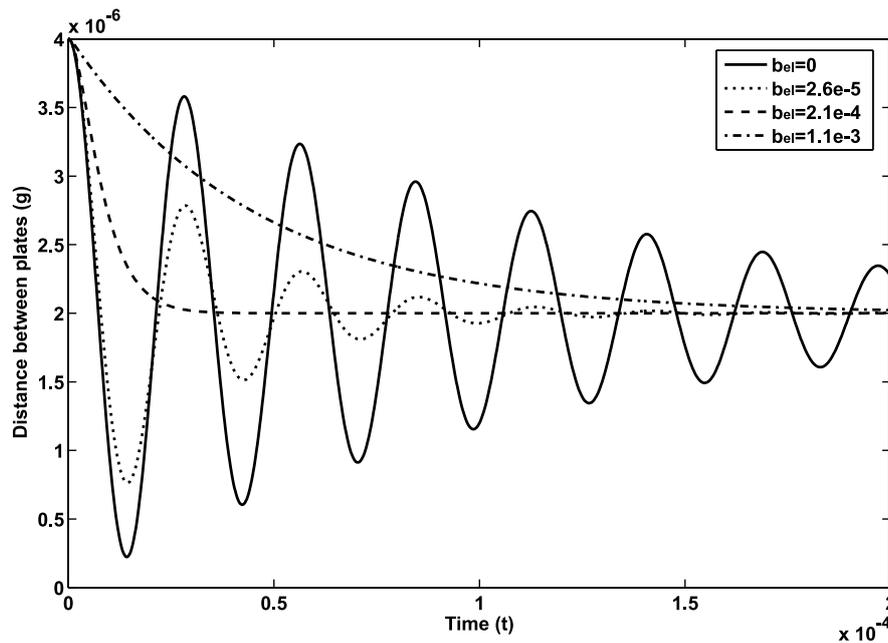
**Figura 4.12:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Nadal con la ley de control de posición y amortiguamiento. La posición deseada cambia de  $p = 0$  a  $p = 1,3 \times 10^{-6}$  en  $t = 0$ . El valor del amortiguamiento eléctrico  $b_{el}$  hace que el actuador muestre su dinámica natural ( $b_{el} = 0$  y  $Q = 0,09$ ), una dinámica menos amortiguada ( $b_{el} = -1,9 \times 10^{-3}$  y  $Q = 0,14$ ) y un amortiguamiento crítico ( $b_{el} = -3,9 \times 10^{-3}$  y  $Q = 0,5$ ). Los parámetros de simulación son los mismos que para la figura 4.10. La tensión aplicada alcanza  $3,7 V_{pi}$ .

tes mecánicas naturales durante todo el recorrido sin ningún problema de estabilidad a causa de las capacidades parásitas.

En la figura 4.11 puede verse una repetición de la simulación anterior, pero limitando la tensión aplicada a  $1,1 V_{pi}$ . El actuador alcanza la posición deseada sin problemas de estabilidad, no obstante, el actuador no se mueve con sus constantes naturales, sino con otras notablemente más lentas. Como es de esperar, la ralentización es máxima alrededor del punto de *pull-in*. Esta ralentización se reduce notablemente con actuadores en atmósferas tenues donde la viscosidad natural es reducida y el actuador es capaz de mantener su energía cinética incluso en la región donde la fuerza neta se reduce al mínimo.

### Simulaciones del control de amortiguamiento

Como se ha indicado, el actuador de Nadal tiene un comportamiento fuertemente amortiguado. Este amortiguamiento merma significativamente el tiempo de respuesta del actuador en comparación con el tiempo de respuesta si tuviera amortiguamiento crítico. En este caso, la ley de control de amortiguamiento permite convertir la dinámica sobreamortiguada en una de amortiguamiento crítico que minimice el tiempo de respuesta para una masa dada. En la figura 4.12 puede verse la respuesta para el actuador anterior con diversos niveles de amortiguamiento eléctrico, mostrando desde el comportamiento natural del actuador para  $b_{el} = 0$  hasta un comportamiento de amortiguamiento crítico para  $b_{el} = -3,9 \times 10^{-3}$ . Este último valor de viscosidad eléctrica es ligeramente mayor que el esperado para obtener  $Q = 0,5$  como consecuencia del ancho de banda finito de la ley de control, que introduce un retardo de fase que puede afectar ligeramente los parámetros del sistema mecánico de segundo orden que gobiernan el movimiento del actuador. Nótese que con amortiguamiento crítico el tiempo de respuesta se reduce significativamente a expensas, no obstante, de una mayor tensión de actuación



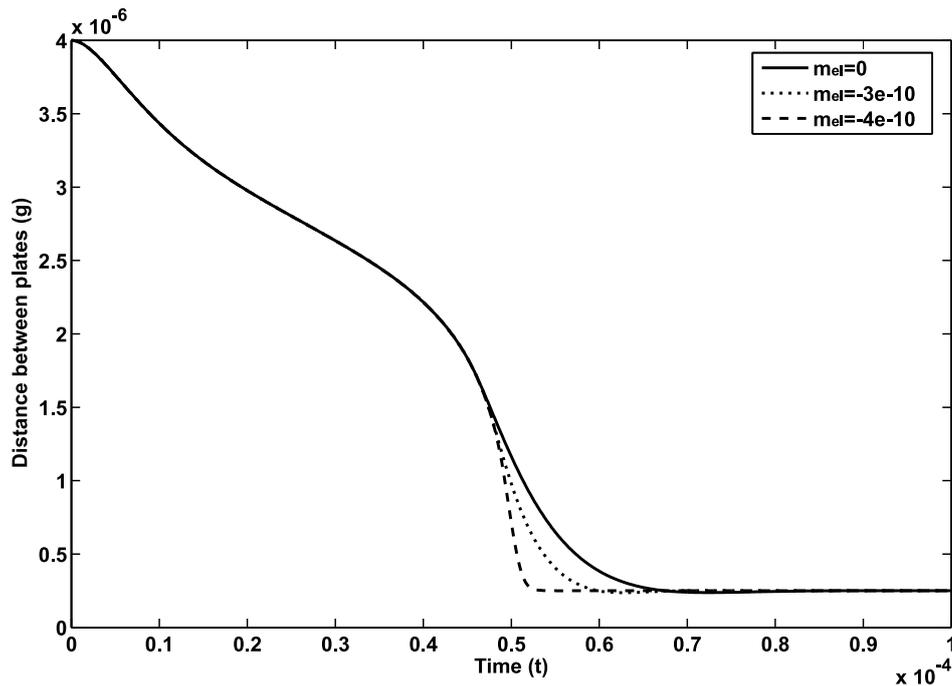
**Figura 4.13:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Schiele-B con la ley de control de posición y amortiguamiento. La posición deseada cambia de  $p = 0$  a  $p = 2 \times 10^{-6}$  en  $t = 0$ . El amortiguamiento eléctrico  $b_{el}$  toma diversos valores, pasando de su dinámica natural ( $b_{el} = 0$  y  $Q = 10$ ), a un escenario con más amortiguamiento ( $b_{el} = 2,6 \times 10^{-5}$  y  $Q = 3$ ), a un amortiguamiento crítico ( $b_{el} = 2,1 \times 10^{-4}$  y  $Q = 0,5$ ) y a un movimiento sobreamortiguado ( $b_{el} = 1,1 \times 10^{-3}$  y  $Q = 0,1$ ). Los parámetros de simulación son los mismos que para la figura 4.10. La tensión aplicada se mantiene por debajo de  $2,6 V_{pi}$ .

necesaria para compensar las pérdidas por fricción.

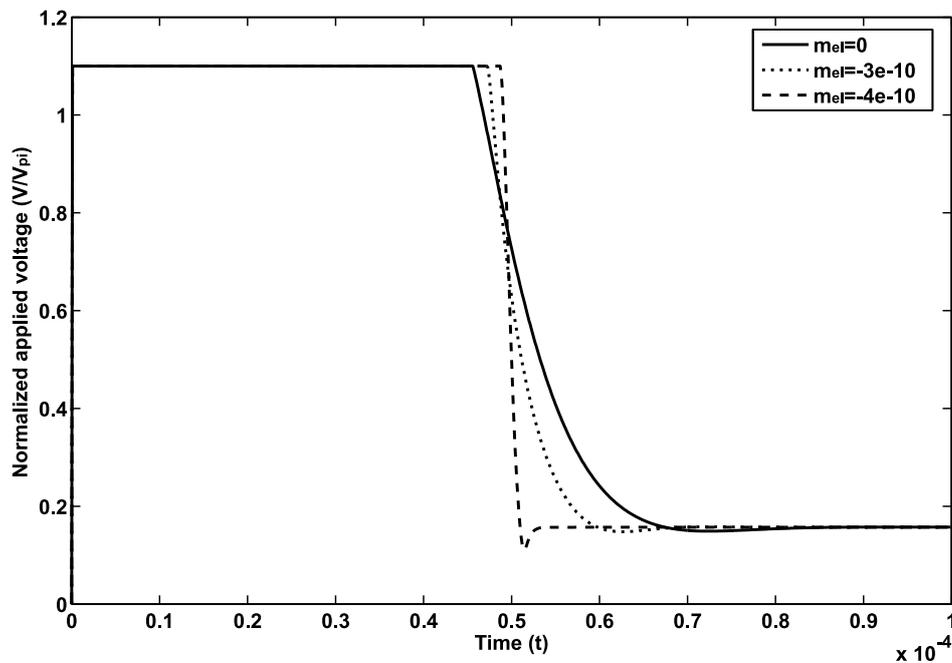
También puede darse el caso de actuadores electrostáticos con bajo amortiguamiento, bien por razones de estar encapsulados en atmósferas tenues o bien por presentar poco perfil aerodinámico por limitaciones de diseño (típicamente en el caso de matrices densas de actuadores en las que hay poca libertad para escoger la forma del actuador). Para estos casos, la ley de control permite aumentar el amortiguamiento aparente para reducir el ringing alrededor del punto de equilibrio. En la figura 4.13 puede verse una simulación del actuador de Schiele-B para distintos niveles de viscosidad eléctrica. Nótese que, como corresponde a un sistema de segundo orden, el mínimo tiempo de asentamiento ocurre con un amortiguamiento crítico ( $b_{el} = 2,1 \times 10^{-4}$ ).

### Simulaciones del control de masa

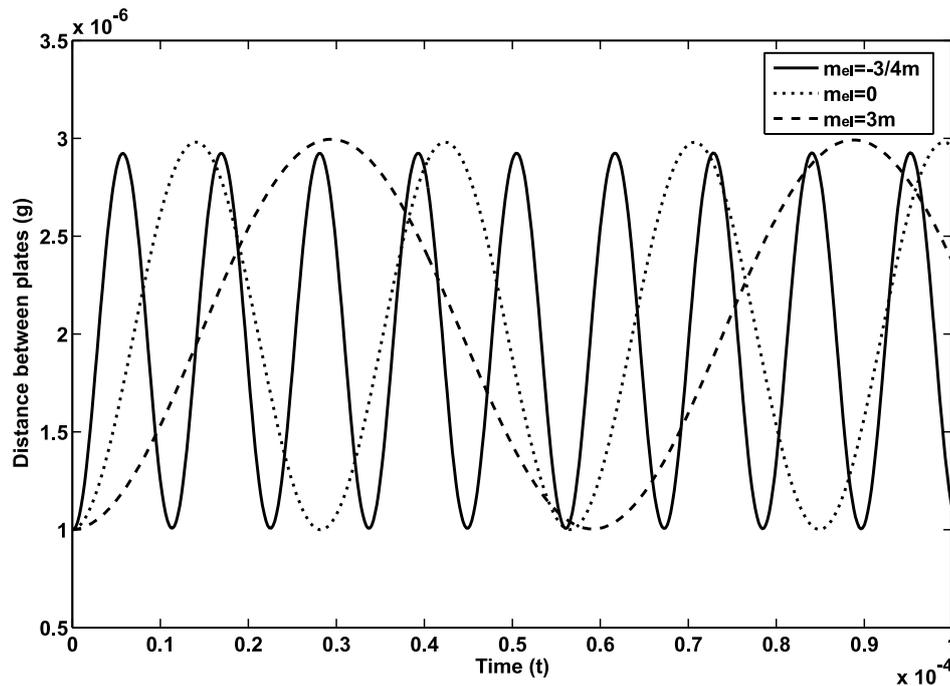
Añadiendo el control de inercia se pueden ajustar todos los parámetros que gobiernan el comportamiento mecánico del actuador electrostático. Fundamentalmente, el control de masa permite ajustar la frecuencia de resonancia del actuador o sensor electrostático y, junto con el de amortiguamiento, el tiempo de respuesta del actuador. En la figura 4.14 se muestra cómo, para un actuador con un amortiguamiento natural cercano al crítico, se puede reducir el tiempo de respuesta incluso sin aumentar la tensión disponible. En la 4.15 se muestra la tensión aplicada al mismo actuador, en la que puede comprobarse que, conforme se reduce la masa aparente, la tensión de actuación cambia más rápidamente entre la máxima disponible y la tensión de equilibrio. Téngase en cuenta que, al contrario de lo que pudiera parecer, al mínimo tiempo de posicionamiento no le corresponde simplemente un cambio abrupto entre los dos niveles de tensión. Una ley de control implementada de esta forma no respetaría la dinámica del actuador, y la energía cinética acumulada en él durante su recorrido haría



**Figura 4.14:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Schiele con la ley de control de posición, amortiguamiento y masa. La posición deseada cambia de  $p = 0$  a  $p = 3,75 \times 10^{-6}$  en  $t = 0$ . La masa eléctrica toma valores negativos para reducir el tiempo de actuación, mientras que el amortiguamiento eléctrico se fija para tener amortiguamiento crítico en todos los casos. La tensión aplicada se limita a un máximo de  $1,1V_{pi}$ . La capacidad parásita es 20 veces la capacidad en reposo del actuador ( $C_p = 20C_0$ ) y la resistencia de fuente  $R = 1 K\Omega$ . El ancho de banda del circuito de control se fijó a  $5 MHz$  para el caso de  $m_{el} = -4 \times 10^{-10}$  y a  $2 MHz$  para los otros dos casos.



**Figura 4.15:** Tensión aplicada al actuador para la simulación de la figura 4.14. Nótese que la tensión cambia mucho más rápidamente entre la máxima tensión disponible y la tensión de equilibrio cuando la masa aparente se reduce, permitiendo un posicionamiento más rápido del actuador.



**Figura 4.16:** Simulación de la distancia entre armaduras para el actuador de Schiele con la ley de control de posición, amortiguamiento y masa. La posición deseada cambia de  $p = 3 \times 10^{-6}$  a  $p = 2 \times 10^{-6}$  en  $t = 0$ . La viscosidad eléctrica se ajusta para que cancele la viscosidad natural del actuador ( $Q \rightarrow \infty$ ). La masa eléctrica toma diversos valores expresados como fracciones de la masa natural del actuador para mostrar la frecuencia de resonancia doble ( $m_{el} = -3/4m$ ), natural ( $m_{el} = 0$ ) y mitad ( $m_{el} = 3m$ ). Nótese que el retardo de fase de la ley de control causa un error en la frecuencia de resonancia tanto más importante como mayor sea dicha frecuencia. La capacidad parásita es 20 veces la capacidad en reposo del actuador ( $C_p = 20C_0$ ), la resistencia de fuente  $R = 1 \text{ K}\Omega$  y el ancho de banda se fijó a  $5 \text{ MHz}$ .

que éste pasara más allá de la posición deseada y probablemente ocurriría un impacto entre las armaduras. La ley de control propuesta, no obstante, hace que el actuador siga una dinámica de segundo orden, y, si ajustamos para amortiguamiento crítico como en la 4.14, esta energía cinética acumulada será absorbida para que el tiempo de asentamiento sea mínimo. Nótese, en la 4.15, que justo cuando el actuador se acerca a la posición deseada, la tensión aplicada baja notablemente por debajo de la tensión de equilibrio, frenando así el actuador. Con sistemas de realimentación clásicos sería difícil controlar el movimiento con este nivel de detalle (de ahí que la dinámica del actuador tenga fuertes dependencias con la posición en los sistemas publicados hasta la fecha), mientras que, con esta ley de control, tenemos control sobre todos los parámetros que afectan al movimiento del actuador. Los límites, en este caso, vendrán fijados por la máxima tensión disponible (máxima fuerza aplicable) y por el ancho de banda de la ley de control (cuanto más rápido se desea posicionar el actuador, más rápido se debe variar la tensión).

Algunas aplicaciones que utilicen osciladores o resonadores mecánicos (transductores ultrasónicos o dispositivos de sensado basados en variaciones de la frecuencia de oscilación) podrían utilizar el método de control de masa para ajustar su frecuencia natural de resonancia e implementar, por ejemplo, sistemas en lazo cerrado. En la figura 4.16 se muestra el comportamiento de un actuador en el que la viscosidad eléctrica compensa a la mecánica para que éste muestre su frecuencia de resonancia. La masa eléctrica toma valores que deberían hacer mostrar la frecuencia doble, natural y mitad, no obstante, el retardo de fase consecuencia del ancho de banda finito de la ley de control introduce un error en dicha frecuencia tanto más importante como mayor sea la frecuencia. Como es de esperar, aumentando el ancho de banda o la masa eléctrica el error de frecuencia se reduce notablemente. Si

las aplicaciones requieren un ajuste preciso de la frecuencia, se debe tener en cuenta el efecto del retardo de fase para evitar errores.

En el caso de frecuencia doble se requieren fuerzas eléctricas de repulsión en el momento de aumentar la distancia entre armaduras, por lo que fue necesario utilizar un modelo de actuador con tres armaduras (como el mostrado en la figura 4.6) para realizar la simulación. Los parámetros dinámicos son los mismos que para el actuador de dos armaduras Schiele-B.

#### 4.2.10. Conclusiones y trabajo futuro

En esta sección de la tesis se ha mostrado el comportamiento de un sistema de control de actuadores electrostáticos capaz de controlar la posición de forma estable en todo el recorrido del actuador y además, éste permite ajustar eléctricamente las constantes de amortiguamiento y masa de los actuadores y con ello, tener un control preciso de su dinámica.

Las aplicaciones de este método son numerosas. El control de posición puede utilizarse directamente para poder desplazar de forma estable el actuador en todo su recorrido, o bien, aprovechando su capacidad de linealizar la característica del actuador, como parte de un sistema de realimentación lineal clásico. Por otra parte, el control de amortiguamiento y masa tiene aplicaciones en todos aquellos sistemas en los que algunos de los parámetros mecánicos del actuador afecte significativamente al comportamiento del propio sistema. Por ejemplo, en un *array* de emisores ultrasónicos puede utilizarse para el ajuste fino de la sintonía de cada emisor individual y compensar así el *mismatch* de fabricación, en el control de un microposicionador en el ajuste del *ringing*, en interruptores electrostáticos para reducir el tiempo de conmutación o la energía de impacto entre las armaduras o en osciladores mecánicos en el ajuste de la frecuencia o el factor de calidad.

En un futuro cercano se espera implementar el método de control propuesto en la plataforma de desarrollo de algoritmos de control DACEA mostrada en la sección 1.3 y demostrar experimentalmente la utilidad de las leyes de control aquí mostradas en algunas de las aplicaciones propuestas.

### 4.3. Convertidor de potencia FSM asíncrono (HERETIC)

#### 4.3.1. Introducción

Con cada vez mayor frecuencia, a causa de la ubicuidad de los dispositivos portátiles alimentados con baterías, prácticamente todos los sistemas electrónicos requieren implementar políticas de gestión de energía. En el reino analógico estas políticas se aplican básicamente a las etapas de potencia, bien adaptando la tensión de alimentación según la potencia que se requiera entregar a la carga (véase Sahu y Rincon-Mora [20]) o usando la propia tensión de alimentación para hacer una modulación de la envolvente de la señal a amplificar (véase Kahn [21]). En el reino digital, donde el gasto de energía está mucho más distribuido, se utilizan técnicas basadas en el principio del *Adaptive Voltage Scaling* (AVS), esto es, ajustar la tensión de alimentación del circuito según las necesidades de procesamiento (véase Nielsen *et al.* [22]).

Independientemente de la aplicación, ya sea digital o analógica, debido a la creciente complejidad de los sistemas electrónicos y las tendencias de integración total de la filosofía *System on Chip* (SoC), cada vez se fijan estándares más exigentes para los convertidores de potencia integrados. Las aplicaciones analógicas demandan bajo ruido y altos anchos de banda, mientras que las digitales demandan la portabilidad y adaptabilidad de los propios circuitos digitales.

Debido a que portabilidad y adaptabilidad son inherentes a los circuitos digitales, en los que es relativamente fácil realizar una implementación en una u otra tecnología gracias a la disponibilidad de herramientas de síntesis y autoenrutado provenientes de la estandarización de los *Hardware Description Language* (HDL), numerosos intentos existen para construir convertidores de potencia con

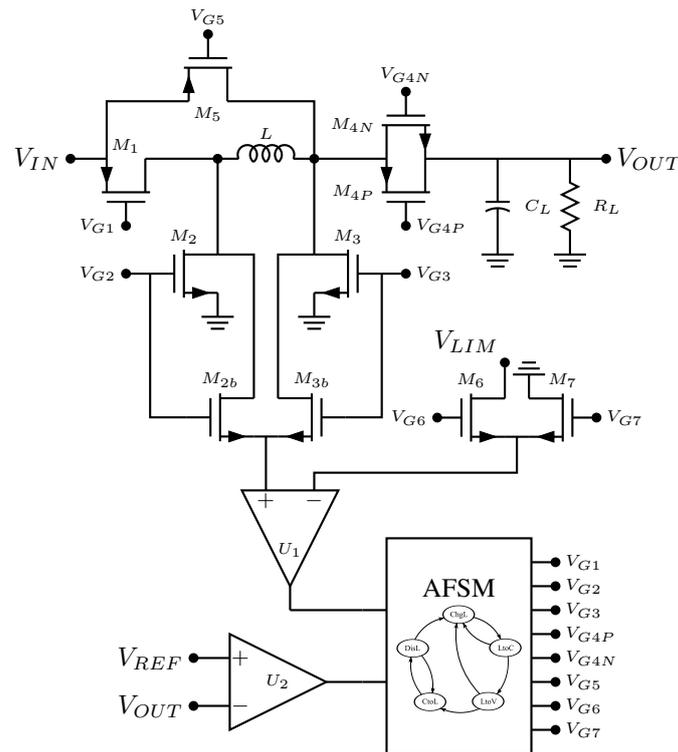
control digital, alto ancho de banda y bajo ruido (véase Maksimovic *et al.* [23]). No obstante, éstos están basados en una traducción al dominio digital de los convertidores analógicos, y esto hace que tengan unos requerimientos muy exigentes. Típicamente necesitan de convertidores A/D de alta velocidad y con un número elevado de bits de resolución, largas cadenas de filtrado *Finite Impulse Response* (FIR) y moduladores *Pulse Width Modulation* (PWM) de muy alta frecuencia [23]. Esto hace que su complejidad sea muy alta y su consumo elevado, requiriendo de procesadores digitales de señal (DSP) de alta gama para su implementación.

En esta sección se propone un innovador convertidor del tipo *non-inverting buck-boost* cuyo control se realiza mediante una sencilla *Finite-State Machine* (FSM) digital asíncrona [24]. Este convertidor, denominado *High-Efficiency energy-REcovering-Topology Integrated Circuit* (HERETIC), es puramente digital y no está basado en la traducción al dominio discreto de ninguno de los sistemas de control analógicos comúnmente utilizados. Esto permite al diseñador huir del coste en términos de recursos consumidos de las soluciones basadas en algoritmos de procesamiento digital de la señal y unir todas las ventajas de la sencillez del control digital clásico (véase Booth [25]) con la eficiencia, bajo consumo, y excelente adaptabilidad a diferentes condiciones de temperatura y variabilidad del proceso del diseño asíncrono. Como circuito asíncrono, el convertidor presenta un consumo energético extremadamente bajo, tiene una baja latencia (lo que supone un alto ancho de banda) y no genera el alto nivel de interferencias electromagnéticas y ruido propios de los circuitos digitales síncronos (véase Myers [26]). La robustez del circuito de control permite al convertidor atacar de forma eficiente tanto cargas resistivas como capacitivas, y también puede servir como fuente de alimentación adiabática para circuitos digitales. Su buen ancho de banda, además, lo hace adecuado para generar la tensión necesaria para controlar directamente y de forma eficiente actuadores electrostáticos MEMS.

#### 4.3.2. Arquitectura

El esquema simplificado del convertidor *buck-boost* HERETIC se muestra en la figura 4.17. La tensión de entrada se conecta a  $V_{IN}$ , la de salida está en el nodo  $V_{OUT}$  y  $V_{REF}$  es la tensión de consigna del convertidor.  $C_L$  y  $R_L$  modelan la carga del convertidor, que puede ser tanto resistiva como puramente capacitiva. Los transistores  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_{4N}$ ,  $M_{4P}$  y  $M_5$  funcionan como interruptores MOS de potencia y el resto de transistores como interruptores MOS de señal. El interruptor  $M_4$  se implementó como una puerta de paso en lugar de un único transistor PMOS para que la tensión de salida no estuviera limitada a valores por encima de la tensión umbral del PMOS. Nótese que la topología de los transistores MOS de potencia es similar a la conocida como *noninverting buck-boost*, reportada anteriormente en [20, 27–29] con la salvedad del transistor  $M_5$ , que como se verá más adelante juega un papel crucial en la gestión de la energía del sistema.

Las tensiones de puerta  $V_{Gx}$  de los transistores MOS se controlan con niveles lógicos desde la máquina de estados asíncrona (AFSM). Ésta decide la secuencia lógica a generar en función del estado anterior y el valor de los comparadores de tensión  $U_1$  y  $U_2$ . Según el estado de los interruptores  $M_{2b}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_6$  y  $M_7$ , el comparador  $U_1$  indica el signo de la caída de tensión en el drenador de  $M_2$  o  $M_3$  o si esta caída está por encima o por debajo de una tensión. La caída de tensión  $V_D$  en los drenadores de  $M_2$  y  $M_3$  está relacionada con la corriente del inductor y la resistencia de conducción  $R_{ON}$  de dichos transistores a través de la expresión  $V_D = I_L R_{ON}$ , por lo que la funcionalidad de  $U_1$  puede describirse como la de un comparador que detecta tanto el signo de la corriente del inductor como si su magnitud llega a cierto umbral. Nótese que los interruptores  $M_{2b}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_6$  y  $M_7$  se utilizan con el propósito de multiplexar las entradas del comparador para que solo sea necesario un único comparador para realizar toda las detecciones de la corriente del inductor. Esto se hace porque los comparadores constituyen la principal fuente de consumo del convertidor. Por otra parte, el comparador  $U_2$ , compara la tensión de salida  $V_{OUT}$  con la consigna  $V_{REF}$  para indicar a la AFSM si la tensión de salida está por encima o por debajo de ella.

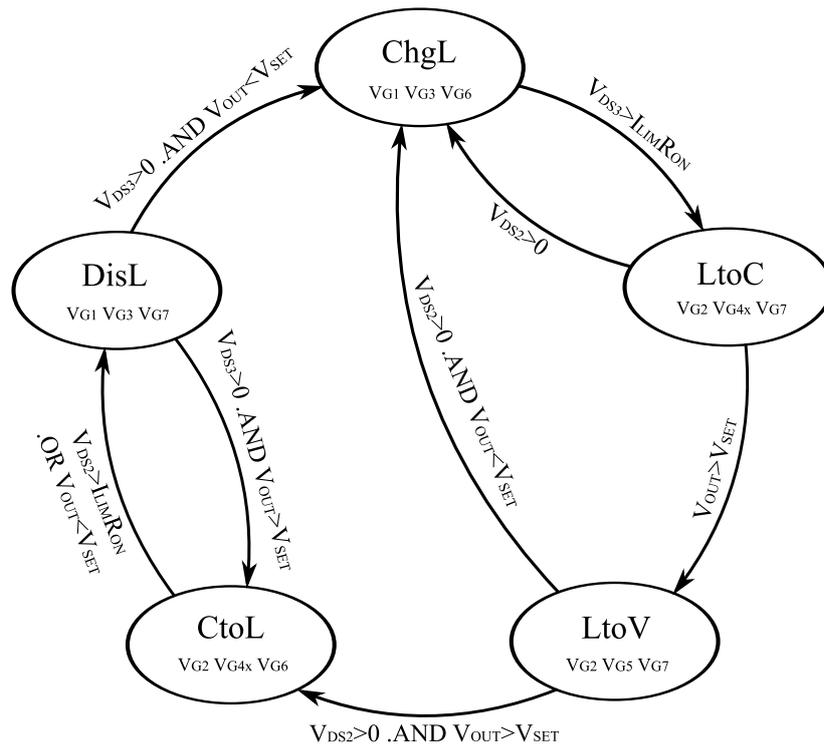


**Figura 4.17:** Esquema circuital simplificado del convertidor HERETIC.  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_{4N}$ ,  $M_{4P}$  y  $M_5$  funcionan como interruptores MOS de potencia y  $M_{2b}$ ,  $M_{3b}$ ,  $M_5$  y  $M_6$  funcionan como interruptores MOS de señal. Todos ellos se controlan directamente con el controlador AFSM.  $U_1$  y  $U_2$  son comparadores de tensión.

### 4.3.3. La Asynchronous Finite-State Machine (AFSM)

El diagrama de estados de la controladora AFSM puede verse en la figura 4.18. En ella los círculos representan los estados principales y las notación encima de las flechas indican las condiciones de salto de estado. El nombre de cada uno de los estados y su funcionalidad puede resumirse en la siguiente lista:

- *ChgL* carga el inductor hasta que su corriente alcanza el límite especificado por  $V_{LIM}R_{ON}$ . Cuando esto ocurre, el estado cambia a *LtoC*. Los transistores activos son  $M_1$ ,  $M_3$ ,  $M_{3b}$  y  $M_6$ .
- *LtoC* transfiere energía del inductor a la carga. Si la tensión de salida  $V_{OUT}$  alcanza la consigna  $V_{REF}$  se pasa al estado *LtoV* para devolver la energía remanente del inductor a la fuente. Si el inductor se descarga completamente sin que la tensión de salida alcance la consigna, el estado salta a *ChgL* para iniciar otro ciclo de carga. Los transistores activos son  $M_2$ ,  $M_{2b}$ ,  $M_{4x}$  y  $M_7$ .
- *LtoV* devuelve la energía remanente del inductor (si existe) a la fuente. Al acabar, salta a *ChgL* si la tensión de salida está por debajo de la consigna o a *CtoL* si está por encima. Los transistores activos son  $M_2$ ,  $M_{2b}$ ,  $M_5$  y  $M_7$ .
- *CtoL* transfiere energía de la capacidad al inductor, disminuyendo así la tensión de salida  $V_{OUT}$  hasta que ésta alcanza la consigna o la corriente del inductor alcance el límite fijado por  $V_{LIM}R_{ON}$ . Al acabar salta al estado *DisL*. Los transistores activos son  $M_2$ ,  $M_{2b}$ ,  $M_4$  y  $M_6$ .



**Figura 4.18:** Diagrama de estados de la controladora AFSM. Las condiciones de salto se han representado como variables físicas en lugar de las salidas de los comparadores para mejorar la claridad.

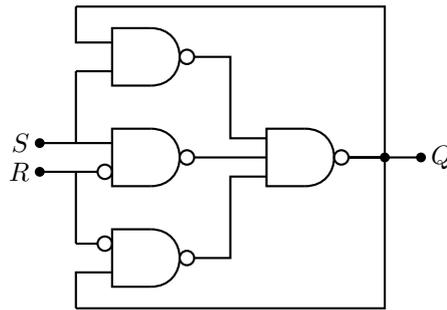
- *DisL* devuelve energía a la fuente. Cuando acaba, el estado salta *CtoL* si la tensión de salida está todavía por encima de la referencia o a *ChgL* si está por debajo. Los transistores activos son  $M_1$ ,  $M_3$ ,  $M_{3b}$  y  $M_7$ .

Cada uno de estos estados principales está dividido en tres subestados con el objetivo de implementar dos funciones adicionales además de la descrita en la anterior lista. Éstas son: un tiempo muerto de espera que debe transcurrir antes de que la AFSM pueda cambiar de estado (para permitir la estabilización de la salida de los comparadores) y un tiempo muerto de espera durante el cual las salidas de la AFSM desactivan los transistores que pueden causar un *shoot-through*. Los tiempos muertos se implementan con cadenas de *starving inverters* para permitir un buen ajuste y mantener un consumo energético bajo.

#### 4.3.4. Detalles de implementación

La AFSM se codificó directamente en Verilog descrito a nivel de puerta para permitir el enrutado automático del *layout* y evitar *glitches* en la implementación causados por los sintetizadores comerciales disponibles. Estos *glitches* no afectan a circuitos digitales síncronos siempre que desaparezcan antes del siguiente pulso de reloj. No obstante, en circuitos asíncronos pueden causar cambios de estado inesperados dado que es muy difícil distinguirlos de transiciones reales de señales. Para simplificar el diseño, cada subestado está implementado mediante un elemento *C* generalizado o *gC* (véase Muller y Bartky [30]). El esquema de la implementación del elemento *gC* puede verse en la figura 4.19 y la tabla de transiciones en el cuadro 4.2. Esta implementación es similar a la publicada anteriormente por Wu y Vrudhula [31].

Cada uno de los estados principales tienen, al menos, una señal de set y otra de reset. La señal de set se genera haciendo una operación *AND* entre la salida *Q* del estado desde el que se puede



**Figura 4.19:** Implementación a nivel de puerta del  $gC$ .  $S$  es la señal de set,  $R$  es la señal de reset y  $Q$  es la salida.

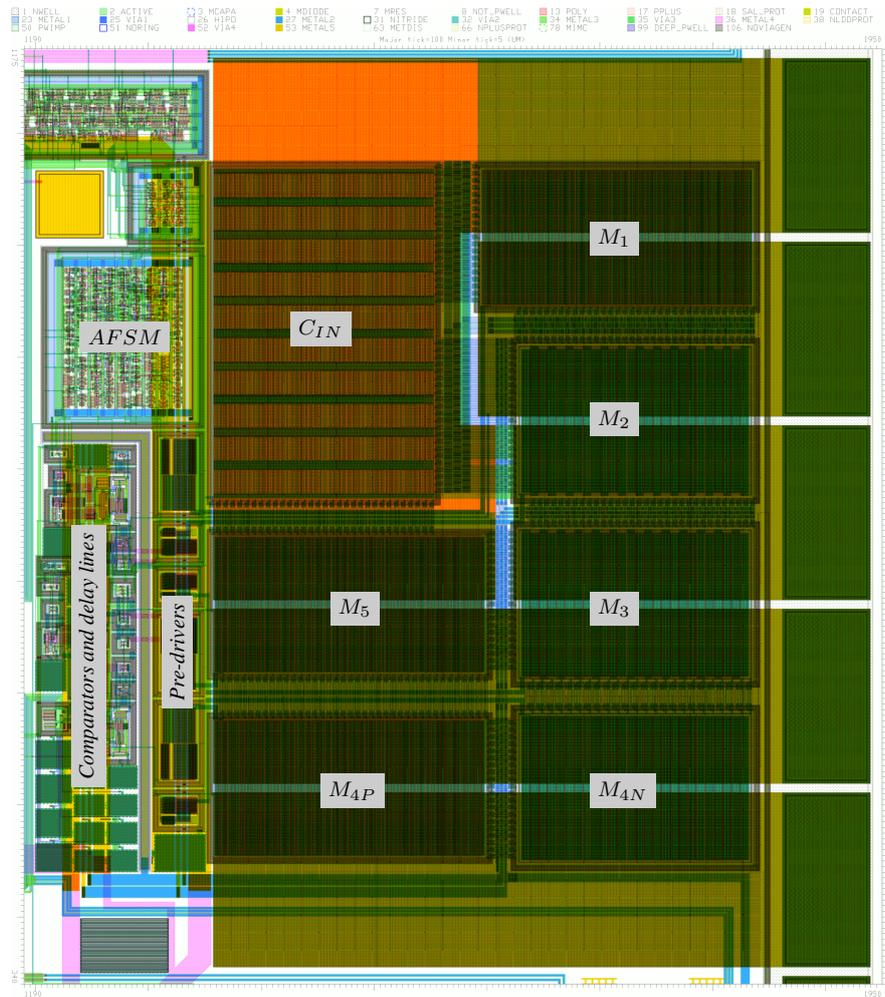
$S$	$R$	$Q^+$
0	0	$Q$
0	1	0
1	0	1
1	1	$Q$

**Cuadro 4.2:** Tabla de transiciones del  $gC$ .

saltar y la condición de salto en sí misma, mientras que la señal de reset se genera haciendo una operación  $OR$  entre todas las salidas de los estados a los que se puede saltar. Esto implementa un protocolo de cambio de estados completamente asíncrono y muy fiable, independiente de los retardos de las diferentes puertas lógicas. Esto es de crucial importancia en el diseño de sistemas digitales asíncronos [26].

Los comparadores se diseñaron utilizando etapas de entrada diferenciales *rail-to-rail* basadas en las de Blauschild [32] y la etapa de salida se implementó con un comparador de corriente como el publicado por Ravezzi *et al.* [33] seguido de una cadena de inversores para recuadrar la forma de onda. Esto permitió obtener comparadores con retardos en el entorno de  $5\text{ ns}$  con consumos inferiores a  $1\text{ mA}$ . En el caso del comparador de corriente  $U_1$ , gracias a que éste no necesita una característica *rail-to-rail* porque compara siempre magnitudes muy próximas a masa, se desactivó una de las ramas de la etapa de entrada para reducir el consumo.

El convertidor HERETIC se ha implementado en la tecnología AMIS C035U-A de  $0,35\ \mu\text{m}$ . Su *layout* está inscrito en un rectángulo de dimensiones  $760\ \mu\text{m} \times 835\ \mu\text{m}$  que puede verse en la figura 4.20. Se indican los transistores de potencia, el condensador de entrada  $C_{IN}$  de muy baja resistencia serie para el filtrado, los *pre-drivers* encargados de atacar los transistores de potencia, los comparadores y las líneas de retardo y la AFSM. A la derecha de la imagen pueden verse los *pads*, diseñados para permitir un *wire-bonding* doble para reducir las pérdidas. Con el mismo propósito, las conexiones a los transistores de potencia se han realizado con conexiones muy anchas y uniendo varios niveles de metal y las conexiones de drenador y surtidor de los transistores de potencia se han realizado con múltiples filas de contactos. Los transistores de potencia se han dimensionado para que la resistencia  $R_{ON}$  sea aproximadamente de  $0,5\ \Omega$ , lo que supone unas dimensiones de  $9600\ \mu\text{m} \times 0,35\ \mu\text{m}$  para los PMOS y  $3200\ \mu\text{m} \times 0,35\ \mu\text{m}$  para los NMOS. La anchura de los *pre-drivers* es de una décima parte de los transistores de potencia que atacan.



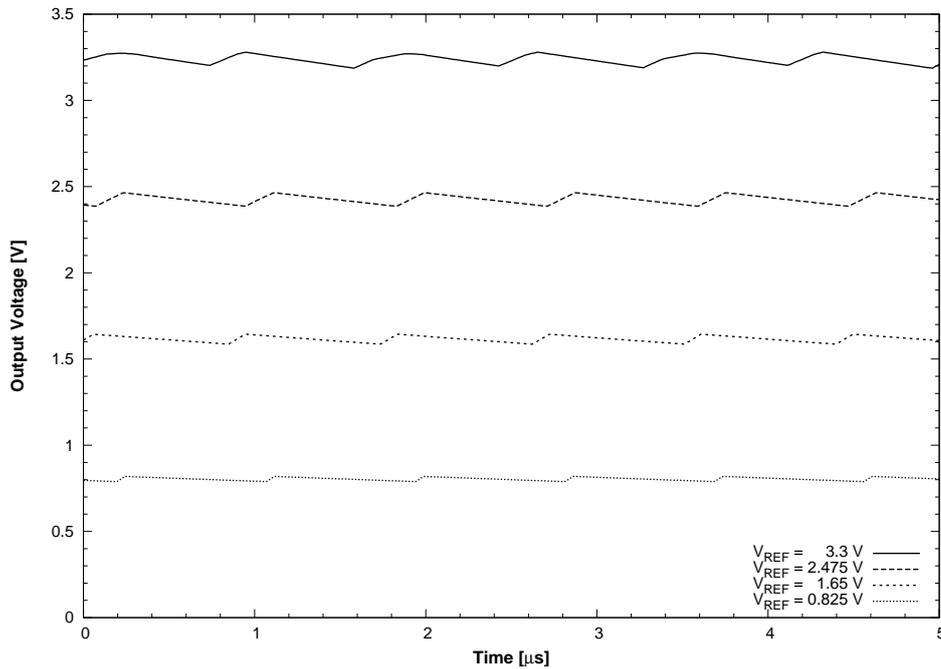
**Figura 4.20:** Layout del convertidor de potencia HERETIC. Se indica la ubicación de los transistores de potencia, los *pre-drivers*, la parte analógica y la AFSM.  $C_{IN}$  es un condensador de baja resistencia serie entre  $V_{IN}$  y masa. Las dimensiones del convertidor son de  $760 \mu\text{m} \times 835 \mu\text{m}$ .

#### 4.3.5. Resultados

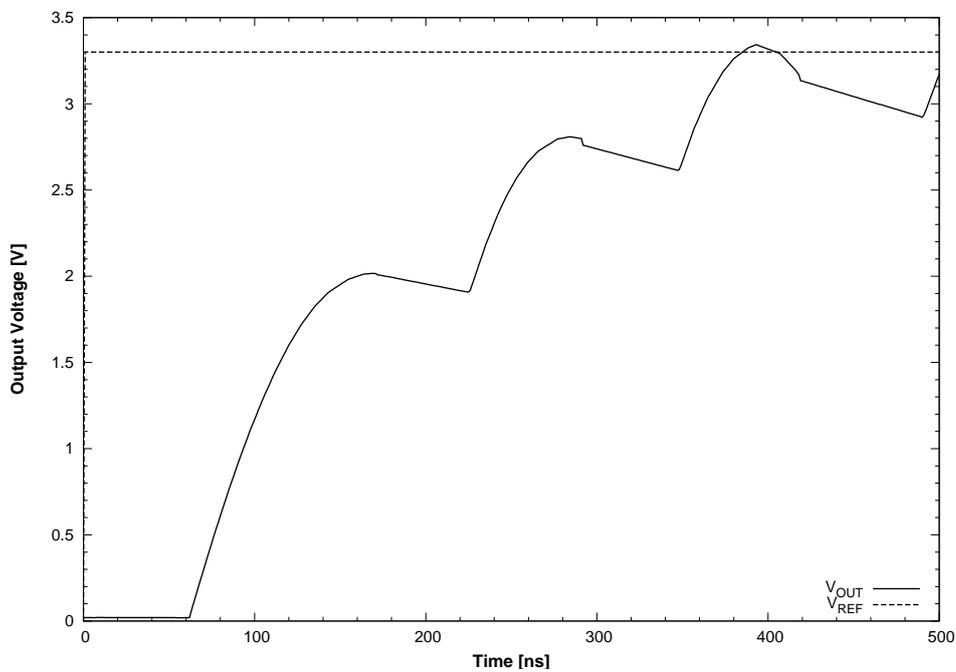
Desafortunadamente, a causa de varios retardos en el proceso de fabricación del circuito integrado con el convertidor HERETIC, éste no estaba disponible para realizar medidas experimentales en el momento de elaboración de la tesis.

En la figura 4.21 se muestra una simulación *post-layout*, que incluye tanto capacidades como resistencias parásitas, en la que puede verse la tensión de salida del HERETIC para diversos valores de la tensión de consigna  $V_{REF}$  y fijando la carga a  $C_L = 200 \text{ nF}$  y  $R_L = 110 \Omega$ , la inductancia a  $L = 10 \mu\text{H}$  con una resistencia serie de  $0,2 \Omega$  y la tensión de entrada  $V_{IN} = 3,3 \text{ V}$ . El convertidor entrega a la carga, con una consigna de  $V_{REF} = 3,3 \text{ V}$ , una potencia de  $94 \text{ mW}$  con 80% de eficiencia (incluyendo las pérdidas causadas por el consumo de  $1,7 \text{ mW}$  de la parte digital y de  $3,5 \text{ mW}$  de la parte analógica). El rizado es de unos  $75 \text{ mV}$  y puede disminuirse aumentando la capacidad de carga  $C_L$ . La eficiencia máxima encontrada durante las simulaciones supera el 85% entregando  $150 \text{ mW}$  de potencia.

La respuesta transitoria del convertidor a un pulso en la consigna puede verse en la figura 4.22. En la simulación, la consigna  $V_{REF}$  cambia de  $0 \text{ V}$  a  $3,3 \text{ V}$  en  $t = 0$ , y la tensión de salida alcanza a la consigna en menos de  $400 \text{ ns}$ . Esto indica que el convertidor es capaz de seguir frecuencias del orden



**Figura 4.21:** Simulación de la tensión de salida  $V_{OUT}$  del HERETIC para varias consignas  $V_{REF}$ . La carga se fijó a  $C_L = 200 \text{ nF}$  y  $R_L = 110 \Omega$  y el inductor a  $L = 10 \mu\text{H}$ . El rizado máximo es de unos  $75 \text{ mV}$  y la eficiencia del 80 %.



**Figura 4.22:** Simulación de la respuesta transitoria de la tensión de salida  $V_{OUT}$  del HERETIC ante un pulso en  $V_{REF}$  a  $t = 0$ . La carga se fijó a  $C_L = 5 \text{ nF}$  y  $R_L = 200 \Omega$  y el inductor a  $L = 1 \mu\text{H}$ . Nótese que la tensión de salida alcanza a la consigna en menos de  $400 \text{ ns}$ , revelando anchos de banda superiores al  $\text{MHz}$ .

de 1 MHz, aunque como puede comprobarse en la figura, el rizado aumenta debido a la descarga del condensador de salida a través de la resistencia de carga. Condensadores de salida mayores o resistencia de carga más altas reducen notablemente la amplitud del rizado. Estos resultados indican la idoneidad del convertidor HERETIC como convertidor auxiliar en aplicaciones de alta frecuencia.

El convertidor tiene dos limitaciones fundamentales. En primer lugar el rizado en alta frecuencia, que puede tener su origen en una carga excesiva, como en todos los convertidores conmutados, o en la latencia del convertidor, esto es, en el tiempo que tarda en cambiar de estado la AFSM una vez que la tensión de salida ha alcanzado la consigna. Este tiempo se reduce con el aumento de velocidad inherente a la evolución tecnológica de los circuitos digitales, por lo que no debería suponer una limitación con tecnologías submicrónicas avanzadas. En segundo lugar está la limitación por eficiencia, que tiene su causa en el propio diagrama de estados de la AFSM de la figura 4.18. Nótese que a causa de disponer solamente de un único bit de información sobre la tensión de salida (si está por encima o por debajo de la consigna), el convertidor no puede estimar cuánto se ha de cargar el inductor para igualar ambas tensiones, lo que supone, en ocasiones, tener que devolver parte de la energía tomada de vuelta a la fuente (estado *LtoV*), lo que es ineficiente. Simulaciones preliminares indican que la presencia de un bit adicional de información sobre la tensión de salida y una ligera mejora en el diagrama de estados de la AFSM reduce notablemente este problema.

#### 4.3.6. Conclusiones y trabajo futuro

En esta sección se ha presentado el convertidor de potencia integrado HERETIC. Este circuito está basado en una sencilla máquina de estados finitos implementada con circuitería digital asíncrona y sus principales características son: un bajo consumo del controlador (dominado por los comparadores y la corriente de *shoot-through* de los *pre-drivers*), un diseño digital fácilmente portable a multitud de tecnologías (se pueden utilizar herramientas de *autorouting* típicas del diseño digital), un mínimo número de componentes analógicos (bastan dos comparadores) y una buena adaptabilidad a diferentes condiciones de trabajo. Este convertidor demuestra las posibilidades que ofrece el diseño digital de autómatas (no basado en las costosas aproximaciones del procesado de señal) implementado de forma asíncrona en el campo de los controladores de potencia.

En un futuro inmediato, en cuanto el circuito integrado con la implementación del HERETIC esté fabricado, se espera iniciar una batería de pruebas experimentales con el objetivo de demostrar empíricamente la solidez de su principio de funcionamiento. Con esto se diseñará una versión avanzada del convertidor, optimizada para obtener una mayor eficiencia con un menor rizado, reduciendo el consumo en las partes más críticas (comparadores y *pre-drivers*) y con mejoras en la máquina de estados para hacerlo capaz de aproximar características de funcionamiento conocidas en convertidores analógicos como la conversión a frecuencia variable.

## Referencias

- [1] H. C. Nathanson y R. A. Wickstrom. "A Resonant-Gate Silicon Surface Transistor with High-Q Band-Pass Properties". *Applied Physics Letters*, tomo 7, nº 4, (1965), páginas 84–86.
- [2] 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.
- [3] E.K. Chan y R.W. Dutton. "Electrostatic Micromechanical Actuator with Extended Range of Travel". *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 9, nº 3, (2000), páginas 321–328. ISSN 1057-7157.
- [4] 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.

- [5] D.H.S. Maithripala, J.M. Berg y W.P. Dayawansa. "Capacitive Stabilization of an Electrostatic Actuator: Output Feedback Viewpoint". En *American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003*, tomo 5. 2003. ISSN 0743-1619, páginas 4053–4058.
- [6] P.B. Chu y S.J. Pister. "Analysis of Closed-Loop Control of Parallel-Plate Electrostatic Microgrippers". En *Robotics and Automation, 1994. Proceedings., 1994 IEEE International Conference on*, tomo 1. 1994, páginas 820–825.
- [7] 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, n° 5, (2004), páginas 759–769. ISSN 1057-7157.
- [8] D.H.S. Maithripala, J.M. Berg y W.P. Dayawansa. "Nonlinear Dynamic Output Feedback Stabilization of Electrostatically Actuated MEMS". En *Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on*, tomo 1. 2003. ISSN 0191-2216, páginas 61–66.
- [9] 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, n° 3, (2002), páginas 255–263. ISSN 1057-7157.
- [10] J.I. Seeger y B.E. Boser. "Negative Capacitance for Control of Gap-Closing Electrostatic Actuators". En *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003*, tomo 1. 2003, páginas 484–487.
- [11] J.I. Seeger y S.B. Cray. "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.
- [12] J. M. Kyyräinen, A. S. Oja y H. Seppä. "Increasing the Dynamic Range of a Micromechanical Moving-Plate Capacitor". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, tomo 29, n° 1 - 2, (2001), páginas 61–70.
- [13] 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, n° 10, (2005), páginas 1917–1924.
- [14] D. Fernandez, J. Madrenas y J. Cosp. "Position, damping and inertia control of parallel-plate electrostatic actuators". En *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*. 2008, páginas 2118–2121.
- [15] 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.
- [16] F. Sugihwo, M.C. Larson y Jr. Harris, J.S. "Micromachined Widely Tunable Vertical Cavity Laser Diodes". *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 7, n° 1, (1998), páginas 48–55. ISSN 1057-7157.
- [17] 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, n° 3, (1995), páginas 228–229. ISSN 0013-5194.
- [18] S.D. Senturia. *Microsystem Design*. Kluwer Academic, 2001.
- [19] L.M. Castaner y S.D. Senturia. "Speed-Energy Optimization of Electrostatic Actuators Based on Pull-In". *Microelectromechanical Systems, Journal of*, tomo 8, n° 3, (1999), páginas 290–298. ISSN 1057-7157.
- [20] B. Sahu y G.A. Rincon-Mora. "A high-efficiency linear RF power amplifier with a power-tracking dynamically adaptive buck-boost supply". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, tomo 52, n° 1, (2004), páginas 112–120. ISSN 0018-9480.

- [21] L.R. Kahn. "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration". *Proceedings of the IRE*, tomo 40, n° 7, (1952), páginas 803–806. ISSN 0096-8390.
- [22] L.S. Nielsen, C. Niessen, J. Sparso y K. van Berkel. "Low-power operation using self-timed circuits and adaptive scaling of the supply voltage". *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, tomo 2, n° 4, (1994), páginas 391–397. ISSN 1063-8210. doi:10.1109/92.335008.
- [23] D. Maksimovic, R. Zane y R. Erickson. "Impact of digital control in power electronics". En *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*. 2004, páginas 13–22.
- [24] D. Fernandez, J. Madrenas y E. Alarcon. "An asynchronous finite state machine controller for integrated buck-boost power converters in wideband signal-tracking applications". En *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*. 2008, páginas 2210–2213.
- [25] Taylor L. Booth. *Sequential Machines and Automata Theory*. John Wiley and Sons, Inc., 1967. ISBN 047108848X.
- [26] Chris J. Myers. *Asynchronous Circuit Design*. Wiley-Interscience, 2001.
- [27] P. Midya, K. Haddad y M. Miller. "Buck or boost tracking power converter". *Power Electronics Letters, IEEE*, tomo 2, n° 4, (2004), páginas 131–134. ISSN 1540-7985.
- [28] B. Sahu y G.A. Rincon-Mora. "A high-efficiency, dual-mode, dynamic, buck-boost power supply IC for portable applications". En *VLSI Design, 2005. 18th International Conference on*. 2005. ISSN 1063-9667, páginas 858–861.
- [29] Wilson Zhou y Theo Phillips. *Industry's First 4-Switch Buck-Boost Controller Achieves Highest Efficiency Using a Single Inductor*. Linear Technology, 2005. Design Note 369.
- [30] D. Muller y W. Bartky. "A theory of asynchronous circuits". En Harvard University Press, editor, *Proceedings of International Symposium on the Theory of Switching*, tomo 29. 1959 April, páginas 204–243.
- [31] T.-Y. Wu y S.B.K. Vrudhula. "A design of a fast and area efficient multi-input Muller C-element". *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, tomo 1, n° 2, (1993), páginas 215–219. ISSN 1063-8210.
- [32] Robert A. Blauschild. "Differential amplifier circuit with rail-to-rail capability". 1985. Patente US4532479.
- [33] L. Ravezzi, D. Stoppa y G.-F. Dalla Betta. "Simple high-speed CMOS current comparator". *Electronics Letters*, tomo 33, n° 22, (1997), páginas 1829–1830. ISSN 0013-5194.

