



Universidad Nacional  
**SAN LUIS GONZAGA**



### **Atribución-NoComercial-SinDerivadas 4.0 Internacional**

Esta licencia es la más restrictiva de las seis licencias principales Creative Commons, permitiendo a otras solo descargar sus obras y compartirlas con otras siempre y cuando den crédito, pero no pueden cambiarlas de forma alguna ni usarlas de forma comercial.

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0>



N° 131-2024

## CONSTANCIA

El que suscribe, director de la Unidad de Investigación de la Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica, hace constar que se ha realizado el análisis con el software de verificación de similitud de la Tesis cuyo título es:

**“DISEÑO DEL SISTEMA ACELERÓMETRO TRIAXIAL SUBAMORTIGUADO MEMS DE BAJA POTENCIA EN SIMULTÁNEO AL CONTROL DE AMORTIGUAMIENTO ELECTROSTÁTICO EN LA UNIVERSIDAD NACIONAL SAN LUIS GONZAGA”**

Presentado por:

**LAZO GARCIA, FREDDY HERNAN**

**BACHILLER** de la Facultad INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA – Escuela Profesional de INGENIERÍA ELECTRÓNICA. El resultado obtenido es un porcentaje de UNO POR CIENTO (1%), por el cual se le otorga el calificativo de:

**APROBADO**

Se adjunta al presente, el reporte de evaluación con el software de verificación de originalidad.

Ica, 10 de Julio del 2024

UNIVERSIDAD NACIONAL "SAN LUIS GONZAGA"  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA  
UNIDAD DE INVESTIGACIÓN  
  
Dr. José Luis Dondyre Pasache  
DIRECTOR DE UNIDAD

Recibo N° 573883

VICERRECTORADO DE INVESTIGACIÓN  
Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica



**Diseño del sistema acelerómetro triaxial subamortiguado  
MEMS de baja potencia en simultáneo al control de  
amortiguamiento electrostático en la Universidad Nacional San  
Luis Gonzaga**

Línea de investigación

Ciencias naturales, ingeniería y tecnologías sostenibles

INFORME FINAL DE TESIS

AUTOR:

FREDDY HERNAN LAZO GARCIA

Ica, Perú

2022

## Dedicatoria

A mis padres que con mucho amor, esfuerzo y valores me ayudaron a ser una mejor persona tanto en lo personal como en lo profesional.

A mis hermanos por su apoyo incondicional y sus sabios consejos.

A mi abuelita Esther por enseñarme a no rendirme y lograr mis metas.

## Agradecimientos

A Dios por guiar mis pasos e iluminar mi camino.

A la Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica (FIMEE), en especial a los docentes que con sus enseñanzas y experiencias ayudan a la formación de excelentes profesionales.

A mi asesor, Ing. Hipólito Martín Rodríguez Casavilca por su conocimientos, consejos y paciencia para guiarme en esta etapa del desarrollo de la tesis.

## INDICE

Dedicatoria .....	ii
Agradecimiento .....	iii
Índice .....	iv
Índice de tablas .....	vii
Índice de figuras .....	viii
Resumen .....	xii
Abstract .....	xiii
I. Introducción .....	1
II. Estrategia metodológica .....	3
2.1. Sensores Inerciales .....	3
2.1.1. Sensor .....	3
2.1.2. Grados de libertad (DoF) y tipos de movimiento en sensores inerciales .....	3
2.1.3. Sensores inerciales MEMS para el mercado de consumo .....	4
2.1.4. Sensores discretos Inerciales .....	7
2.1.4.1. Acelerómetros .....	7
2.1.4.2. Giroscopios .....	13
2.1.5. Sensores combinados .....	14
2.2. Acelerómetros MEMS CMOS .....	17
2.2.1. Modelo de elemento sensor capacitivo mecánico y amortiguador de resorte de masa de segundo orden. ....	18

2.2.2. Física del elemento sensor capacitivo .....	19
2.2.3. Actuación electrostática .....	21
2.2.3.1. Mecanismo de accionamiento electrostático.....	22
2.2.3.2. Voltaje estático de entrada .....	22
2.2.3.3. Efecto ablandamiento del resorte .....	24
2.2.4. Circuitos de interfaz CMOS para acelerómetros capacitivos MEMS .....	25
2.2.4.1. Arquitecturas capacitivas de lazo abierto para acelerómetros MEMS.....	26
2.2.4.2. Arquitecturas capacitivas de lazo cerrado para acelerómetros MEMS....	29
2.2.5. Revisión.....	34
III. Resultados .....	37
3.1. Acelerómetro triaxial High-Q MEMS con control de amortiguación electrostática-modelado .....	37
3.1.1. Enfoque .....	37
3.1.2. Elemento sensor triaxial .....	38
3.1.2.1. Diseño de sensores.....	38
3.1.2.2. Modelo Matlab-Simulink y función de transferencia de dominio-s .....	41
3.1.2.3. Función de transferencia MEMS de dominio-z.....	44
3.1.3. Modelado de interfaz analógica: amplificador de carga a voltaje .....	47
3.1.4. Conversión de voltaje a fuerza .....	49
3.1.4.1. Principio de amortiguación electrostática .....	49
3.1.4.2. Linealidad de la conversión de tensión a fuerza .....	51
3.1.4.3. Cálculo de sesgo para la optimización de la fuerza electrostática .....	53
3.1.5. Controlador discreto: bloque derivado .....	56
3.1.5.1. Bloque derivado – principio de funcionamiento.....	56
3.1.5.2. Bloque de derivadas - modelado.....	58
3.1.6. Enfoques de amortiguación.....	60
3.1.6.1. Amortiguación sucesiva.....	60
3.1.6.2. Amortiguación simultánea .....	64
3.1.6.3. Espectáculos y elección de la arquitectura.....	66

3.1.7. Modelado de controlador multitasa en dominio z .....	68
3.1.8. Función de transferencia de lazo cerrado y estudio de estabilidad .....	71
3.2. Hacia un Front-end CMOS analógico para un Acelerómetro triaxial High-Q MEMS con control simultáneo de amortiguación .....	73
3.2.1. Diseño de sistema de un front-end analógico de baja potencia para un acelerómetro triaxial sub-amortiguado MEMS con control simultáneo de amortiguación electrostática .....	73
3.2.2. Acelerómetro MEMS VerilogA – Modelo Spectre.....	75
3.2.3. Convertidor de carga a voltaje (C2V) .....	79
3.2.3.1. Diagrama de bloques y diagrama de reloj.....	79
3.2.3.2. Conceptos básicos del diseño analógico CMOS y la elección de la arquitectura C2V.....	80
3.2.3.3. Diseño y actuaciones.....	83
3.2.4. Bloque derivado de capacitor conmutado.....	87
3.2.5. Bloque de ganancia derivada .....	92
3.2.6. Conmutadores CMOS.....	99
3.2.7. Bloque de señales de excitación.....	101
3.2.8. Validación del sistema de lazo cerrado.....	102
IV. Discusión .....	105
V. Conclusiones .....	106
VI. Referencia bibliográfica.....	108
VI. Anexo.....	117

## Indice de Tablas

Tabla I: Una comparación de varios rendimientos de acelerómetros de consumo .....	6
Tabla II: Una comparación de varios rendimientos de giroscopios de consumo .....	7
Tabla III: Una comparación del rendimiento de varios sensores de inercia combinados .....	15
Tabla IV: Resumen de desempeño de diferentes topologías de lazo abierto publicadas en la literatura.....	29
Tabla V: Resumen de rendimiento de diferentes topologías de acelerómetros publicadas en la literatura.....	35
Tabla VI: Características nominales del transductor del acelerómetro X, Y .....	40
Tabla VII: Comparación del piso de ruido browniano entre un acelerómetro MEMS amortiguado y subamortiguado.....	41
Tabla VIII: Tiempos de establecimiento de ciclo abierto para diferentes factores de calidad MEMS Q .....	43
Tabla IX: Enfoque clásico: cronogramas de amortiguamiento sucesivos.....	61
Tabla X: Secuencia novedosa: cronogramas de amortiguación simultánea.....	64
Tabla XI: Desplazamiento de MEMS bajo el efecto de fuerzas electrostáticas y sin aceleración externa.....	78
Tabla XII: Rendimiento del amplificador C2V.....	87
Tabla XIII: Rendimiento del amplificador CMOS .....	103

## Indice de Figuras

Figura N°1: Representación de los posibles movimientos de un objeto en un espacio tridimensional.....	4
Figura N°2: Pronóstico de ingresos de MEMS 2015-2021 por aplicación.....	5
Figura N°3: (a) Aplicaciones del acelerómetro vs. rendimiento.....	5
Figura N°3: (b) Aplicaciones del giroscopio vs. rendimiento.....	7
Figura N°4: Ilustración de un acelerómetro piezoresistivo.....	8
Figura N°5: Ilustración de un acelerómetro piezoeléctrico.....	9
Figura N°6: Ilustración de un acelerómetro capacitivo con dedos inter digitados.....	10
Figura N°7: Estructura típica de un acelerómetro MEMS capacitivo en el plano (izquierda) y fuera del plano (derecha).....	11
Figura N°8: Principio de funcionamiento del acelerómetro MEMS capacitivo en el plano (izquierda) y fuera del plano.....	12
Figura N°9: Una representación del modelo de giroscopio de Coriolis.....	14
Figura N°10: Previsión de ingresos de sensores inerciales 2012-2019.....	15
Figura N°11 Gráfico del factor de calidad (Q) vs. la presión de la cavidad MEMS (izquierda) y la respuesta de frecuencia de un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden (derecha).....	17
Figura N°12: Ilustración de un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden.....	18
Figura N°13: Una ilustración del principio de detección capacitiva.....	20
Figura N°14: Dependencia de la variación de capacitancia en el desplazamiento de MEMS y la región lineal de operación (resaltada en rojo).....	21

Figura N°15: Una ilustración de una estructura de movimiento de un solo electrodo.....	23
Figura N°16: Una ilustración de una estructura capacitiva de tres placas .....	25
Figura N°17: Diagrama de bloques conceptual de un acelerómetro MEMS de circuito cerrado .....	26
Figura N°18: Diagrama de bloques de la interfaz $\Sigma\Delta$ digital en lazo abierto.....	28
Figura N°19: Diagrama de bloques de un acelerómetro digital de lazo cerrado de orden n $\Sigma\Delta$ ..	31
Figura N°20: Diagrama de bloques de un acelerómetro de circuito cerrado analógico .....	33
Figura N°21: Acelerómetro MEMS subamortiguado de circuito cerrado de tres ejes con control de amortiguación electrostática.....	38
Figura N°22: Representación del acelerómetro diferencial de tres ejes de dos masas con capacidades de autocomprobación y el diagrama de bloques del extremo delantero analógico.....	39
Figura N°23: Ilustración del modelo de Simulink para el acelerómetro MEMS de bucle abierto.....	42
Figura N°24: Respuesta del acelerómetro MEMS en configuración de bucle abierto a una aceleración de paso de 1g para diferentes factores de calidad: (a) $Q=1$ , (b) $Q=50$ y (c) $Q=2000$ .	43
Figura N°25: Respuesta escalonada del acelerómetro de lazo abierto para $Q=5$ .....	44
Figura N°26: Diagrama de Bode de la función de transferencia MEMS de tiempo continuo (azul) y el TF aproximado de Euler de tiempo discreto asociado (rojo) para $f_s=30\text{kHz}$ y $Q=2000$ .....	46
Figura N°27: Diagrama de Bode de la función de transferencia MEMS de tiempo continuo (azul) y el TF aproximado de Tustin de tiempo discreto asociado (rojo) para $f_s=30\text{kHz}$ y $Q=2000$ .....	47
Figura N°28: Diagrama de bloques del elemento sensor capacitivo y la primera etapa del AFE con sus cronogramas .....	48
Figura N°29: Una ilustración de los modelos simplificados MEMS y C2V.....	49
Figura N°30: Una ilustración de un sensor capacitivo de placas paralelas y las fuerzas electrostáticas aplicadas en la masa de prueba.....	50
Figura N°31: Simulación de fuerza electrostática neta cuando la aceleración de entrada varía de -8g a 8g y el voltaje de control $V_{ctrl}$ varía de -0.4V a 0.4V .....	52
Figura N°32: No linealidad de la fuerza electrostática neta cuando la aceleración de entrada varía de -8g a 8g y el voltaje de control $V_{ctrl}$ varía de -0.4V a 0.4V .....	53
Figura N°33: Simulaciones de señales de excitación usando los valores óptimos encontrados para $V_B$ y $V_{ctrl}$ : $V_{exp}$ (rojo) y $V_{exn}$ (azul).....	55
Figura N°34: Simulación de fuerzas electrostáticas netas cuando $V_B$ varía de 0V a 0,8V .....	56

Figura N°35: Diagrama de bloques del sistema.....	57
Figura N°36 Simulación de derivadas para varias tasas de muestreo (a) $T_s = 2\mu s$ (b) $T_s = 5\mu s$ y (c) $T_s = 10\mu s$ (derivada discrete - verde y forma de onda roja derivada en tiempo continuo).....	58
Figura N°37: Diagrama de bloques del modelo derivado donde S&H se refiere a circuitos de muestreo y retención.....	59
Figura N°38: Resultados de la simulación del bloque derivado .....	60
Figura N°39(a): Modelo de diagrama de bloques del sistema de amortiguamiento sucesivo.....	62
Figura N°39(b): Modelo de sensor utilizado en la figura N°40 (a) para generar la variación de carga debido a la variación de aceleración.....	62
Figura N°39(c): Modelo derivado utilizado en la Figura N°40 (a) para generar el voltaje de control $V_{ctrlx}$ .....	63
Figura N°40: Cronogramas de reloj utilizados para controlar el sistema de circuito cerrado implementando amortiguación sucesiva .....	63
Figura N°41: Cronogramas utilizados para controlar el sistema de lazo cerrado implementando amortiguación simultánea .....	65
Figura N°42: Formas de onda de fuerza electrostática para ambos enfoques: amortiguamiento sucesivo y simultáneo .....	67
Figura N°43: Resultados de la simulación del tiempo de asentamiento para ambos enfoques: amortiguamiento sucesivo y simultáneo .....	67
Figura N°44: Diagrama de bloques simplificado del sistema discretizado.....	69
Figura N°45: Modelo discreto simplificado usando bloques de muestreo ascendente y descendente .....	69
Figura N°46: Modelo discreto simplificado usando bloques de muestreo ascendente y descendente .....	70
Figura N°47: Sistema de lazo abierto equivalente .....	72
Figura N°48: $(k_d, T_s)$ puntos estables .....	73
Figura N°49: Diagrama de bloques de la cadena de señales del acelerómetro para el eje x.....	75
Figura N°50: Una ilustración del símbolo de cadencia del acelerómetro MEMS .....	76
Figura N°51: Desplazamiento MEMS de bucle abierto para $Q=2$ y $Q=2000$ .....	77
Figura N°52: Configuración de placas de lazo abierto para prueba de fuerza electrostática.....	78

Figura N°53(a): Diagrama de bloques de la primera etapa del AFE (C2V) .....	79
Figura N°53(b): Cronogramas del bloque C2V y señales de excitación del eje x .....	80
Figura N°54: (a) Amplificador de cascode telescópico y (b) Amplificador de cascode plegado .....	81
Figura N°55: (a) Amplificador de cascode plegado con par de entrada diferencial PMOS y (b) Amplificador de cascode plegado simplificado para calcular la ganancia de tensión .....	81
Figura N°56: (a) Espejo de corriente básico (b) Espejo de corriente cascode .....	82
Figura N°57: OTA de cascode plegado con segunda etapa y compensación de Miller.....	85
Figura N°58: Amplificador de cascode plegado de dos etapas: generación de polarización .....	85
Figura N°59: Módulo amplificador y fase: análisis de estabilidad .....	86
Figura N°60: (a) y (b): Una ilustración del bloque derivado .....	88
Figura N°61: Cronogramas del bloque derivativo .....	88
Figura N°62: Cronogramas del bloque derivativo .....	89
Figura N°63: Simulación de bloque derivado e ilustración de las salidas del bloque derivado durante la fase de lectura.....	91
Figura N°64: Simulación de bloques derivados e ilustración de las salidas derivadas de las fases de lectura.....	91
Figura N°65: Una representación del bloque de ganancia derivada de condensadores conmutados .....	92
Figura N°66: Una representación del amplificador totalmente diferencial de una sola etapa .....	93
Figura N°67: Fases de funcionamiento de los relojes Stage2: S1 (reset) y S2 (amplificación)....	94
Figura N°68: Esquema de nivel de transistor del amplificador totalmente diferencial Stage2....	95
Figura N°69: Generación de sesgos del bloque de ganancia derivada.....	96
Figura N°70: Módulo y formas de onda de fase: simulación de amplificador de AC .....	96
Figura N°71: Condensadores conmutados CMFB .....	97
Figura N°72: Interruptores PMOS para forzar el modo común de salida de arranque .....	98
Figura N°73: Resultados del análisis transitorio de la ganancia derivada general.....	99
Figura N°74: Interruptor CMOS complementario .....	100
Figura N°75: Simulación de resistencia Switch $R_{on}$ .....	101
Figura N°76: Representación del bloque de señales de excitación.....	101

Figura N°77: Señales de control $S_r$ y $S_d$ .....	102
Figura N°78: Comparación de los resultados de la simulación transitoria entre la respuesta de desplazamiento de bucle abierto (sin amortiguación) y la respuesta de desplazamiento de bucle cerrado (amortiguación habilitada) .....	103

## RESUMEN

En los últimos tiempos, la industria de la electrónica de consumo ha conocido un crecimiento espectacular que no habría sido posible sin ampliar cada vez más la barrera de la integración. Los sensores de inercia de Sistemas Microelectromecánicos (MEMS) ofrecen soluciones de alto rendimiento, bajo consumo y bajo costo de matriz y, en la actualidad, están integrados en la mayoría de las aplicaciones de consumo. Además, la fusión de sensores se ha convertido en una nueva tendencia y los sensores combinados están ganando cada vez más popularidad desde que la cointegración de un acelerómetro triaxial MEMS y un giroscopio triaxial MEMS proporciona información de navegación completa. El dispositivo resultante es una unidad de medida inercial capaz de detectar múltiples grados de libertad. Sin embargo, el rendimiento de los acelerómetros y los giroscopios está condicionado por la presión de la cavidad MEMS: el acelerómetro suele ser un sistema amortiguado que funciona bajo presión atmosférica, mientras que el giroscopio es un sistema altamente resonante. Por lo tanto, para concebir un sensor combinado, se requiere una presión de cavidad baja única. La integración de ambos transductores dentro de la misma cavidad de baja presión requiere un método para controlar y reducir los fenómenos aumentando el factor de amortiguamiento del acelerómetro MEMS. En consecuencia, el objetivo de la tesis es el diseño de una interfaz frontal analógica capaz de detectar y controlar un acelerómetro triaxial MEMS subamortiguado. Esta tesis propone una novedosa interfaz de acelerómetro de lazo cerrado, el cual logra un bajo consumo de energía. El diseño consiste en encontrar un equilibrio entre la frecuencia de muestreo, el tiempo de estabilización y la complejidad del circuito, ya que las placas de excitación del sensor se multiplexan entre las fases de medición y amortiguamiento. En este contexto, se ha concebido una secuencia de amortiguación patentada (amortiguación simultánea) para mejorar la eficiencia de amortiguación sobre el mejoramiento del enfoque del estado del arte. Para investigar la viabilidad de la nueva arquitectura de control de amortiguación electrostática, se han desarrollado varios modelos matemáticos y se utiliza el método del tiempo de sedimentación para evaluar la eficiencia de amortiguación. Además, se ha desarrollado un nuevo

método que utiliza la teoría de procesamiento de señales multitasa y permite el estudio de la estabilidad del sistema. Este mismo método se utiliza para concluir sobre la estabilidad del bucle para una determinada frecuencia de muestreo y valor de ganancia del bucle. Se diseña una implementación CMOS de toda la cadena de señales del acelerómetro. El funcionamiento ha sido validado y el bloque puede integrarse aún más dentro de un ASIC. Finalmente, se diseña un sistema de componentes discretos para validar experimentalmente el enfoque de amortiguamiento simultáneo.

Palabras claves: MEMS, acelerómetro, electrostático.

### **ABSTRACT**

In recent times, the consumer electronics industry has seen spectacular growth that would not have been possible without ever widening the integration barrier. Microelectromechanical Systems (MEMS) inertial sensors offer high performance, low power, low array cost solutions and are now integrated into most consumer applications. In addition, sensor fusion has become a new trend and combined sensors are gaining more and more popularity since the cointegration of a MEMS triaxial accelerometer and a MEMS triaxial gyroscope provides comprehensive navigation information. The resulting device is an inertial measurement unit capable of detecting multiple degrees of freedom. However, the performance of accelerometers and gyroscopes is conditioned by the pressure of the MEMS cavity: the accelerometer is typically a damped system operating under atmospheric pressure, while the gyroscope is a highly resonant system. Therefore, to conceive a combination sensor, a single low cavity pressure is required. The integration of both transducers within the same low-pressure cavity requires a method to control and reduce the phenomena by increasing the damping factor of the MEMS accelerometer. Consequently, the objective of the thesis is the design of an analog front interface capable of detecting and controlling an underdamped MEMS triaxial accelerometer. This thesis proposes a novel closed-loop accelerometer interface, which achieves low power consumption. The design involves finding a balance between sample rate, settling time, and circuit complexity, as the sensor drive boards are multiplexed between the measurement and damping phases. In this context, a simultaneous damping sequence has been devised to improve the damping efficiency over the improvement of the state of the art approach. To investigate the feasibility of the new electrostatic damping control architecture, several mathematical models have been developed and the settling time method is used to evaluate the damping efficiency. In addition, a new method has been developed that uses the theory of multirate signal processing and allows the study of the stability of the system. This same method is used to conclude about the stability of the loop for a given sample rate and loop gain value. A CMOS implementation of the entire accelerometer signal

chain is designed. The operation has been validated and the block can be further integrated within an ASIC. Finally, a discrete component system is designed to experimentally validate the simultaneous damping approach.

Keywords: MEMS, accelerometer, electrostatic.

## I. INTRODUCCIÓN

La importancia de la propuesta de investigación se cñe a la necesidad en precisar que el acelerómetro y el giroscopio son sensores de adquisición de datos en aceleración e información aplicados a los dispositivos electrónicos y tecnológicos, dependientes del MEMS permiten una alta precisión dimensional debido a que al ser triaxial puede medir simultáneamente a los 3 ejes viabilizando el desarrollo de los microsistemas de alta confiabilidad, gran funcionalidad, portabilidad y bajo coste. En el año 2020, Raeann, Singh y Seena [1] presentaron una investigación de un diseño y simulación basado en el análisis de elementos finitos (FEA) de un novedoso acelerómetro triaxial piezorresistivo para los sistemas microelectromecánicos (MEMS) con alta frecuencia de resonancia y sensibilidad. El diseño de este acelerómetro permite un ancho de banda extendido sin comprometer las sensibilidades del triaxial. El acelerómetro también muestra un buen rendimiento en el eje transversal. La frecuencia resonante se puede aumentar aún más sin afectar la sensibilidad de nuestro dispositivo propuesto al reducir la longitud del haz intermedio. En el año 2020, Akin y Aydemir [2] presentaron una investigación que tuvo como objetivo diseñar, fabricar y caracterizar un acelerómetro triaxial para los sistemas microelectromecánicos (MEMS) capacitivo de autoempaquetado, fabricado con solo cuatro máscaras que es capaz de detectar diferencialmente las aceleraciones aplicadas externamente en el triaxial ortogonal. Los acelerómetros de eje lateral y vertical individuales se fabrican en el mismo troquel en una oblea SOI, que se une eutécticamente a un sustrato de silicio. En el año 2018, Ciotirca et al. [3] presentaron una investigación que tuvo como objetivo la integración de múltiples sensores dentro de circuitos integrados analógicos y digitales para diseñar sistemas microelectromecánicos; la integración de sensores múltiples o la fusión de sensores permite la reducción de costes y de superficie, manteniendo un alto rendimiento. Se presentó un nuevo sistema de control para un acelerómetro triaxial subamortiguado, que permite la cointegración en la misma cavidad con un giroscopio Coriolis triaxial para diseñar un sensor combinado de seis grados de libertad. En el año 2010, Cuadros [4] presentó una investigación que tuvo como objetivo proponer técnicas de calibración de acelerómetros en el laboratorio, en un rango de bajas frecuencias y para la determinación de microvibraciones, en un rango de altas frecuencias. Se demostró la necesidad de tratar de la mejor manera, la gravedad del lugar de medida al obtener modelos matemáticos de los acelerómetros y equipos. Logró desarrollar equipos de calibración con referencia en péndulos. En el año 2017, Martínez [5] presento una investigación que tuvo como objetivo el diseño, desarrollo e implementación de un prototipo no invasivo para el análisis de eventos de caídas tipo rígidas en pacientes internados en un hospital, basados en la tecnología de los sistemas microelectromecánicos (MEMS) y redes de Área Personal (WPAN). Se creó el prototipo del dispositivo portátil médico para distancias de 10 metros, utilizando la arquitectura WPAN. En el año 2016, Cuadros [6] presentó una investigación que tuvo como objetivo el lograr

diseñar e implementar un analizador de marcha mediante acelerómetros, giroscopios y magnetómetros que puedan ser utilizados por los centros de rehabilitación. El analizador de marcha permitirá la captura del movimiento humano y facilitará la cuantificación de trastornos en la marcha y el seguimiento del avance de la terapia física. La implementación de hardware estará acompañada de un software que permita cumplir las funciones de análisis, captura y almacenaje de la marcha de los pacientes. El hardware usado para la implementación del sistema de captura de movimiento contiene acelerómetros, giroscopios y magnetómetros.

La investigación tiene como objetivo determinar el diseño del sistema acelerómetro triaxial subamortiguado MEMS de baja potencia en simultáneo al control de amortiguamiento electrostático en la Universidad Nacional San Luis Gonzaga – ciudad universitaria. Finalmente, una solución que ofrece para la resolución del mejoramiento, optimización y efectividad del acelerómetro MEMS por parte del investigador; la propuesta de investigación se ciñe a la generación de nuevos conocimientos conforme a la tecnología aplicada, logrando alcanzar el desarrollo sustentable en la localidad donde se desarrollaría el estudio.

## II. ESTRATEGIA METODOLÓGICA

### 2.1. Sensores Inerciales

#### 2.1.1. Sensor.

Un sensor es un dispositivo que detecta y convierte cualquier cantidad física (p. ej., luz, calor, presión, movimiento, inercia, etc.) en una señal que puede medirse y procesarse electrónicamente. Hoy en día, los sensores son ampliamente utilizados en aplicaciones que incluyen, pero no se limitan a: medicina, automoción, industrias aeronáuticas y aeroespaciales, sino también en electrónica de consumo. Mientras que el primer sensor data del siglo XIX (un termopar), durante la Primera y la Segunda Guerra Mundial, los sensores como sensores infrarrojos, de movimiento e inerciales, destinados a aplicaciones estratégicas y tácticas, han conocido un importante desarrollo y mejora. Un sensor inercial es un observador que está atrapado dentro de una caja completamente blindada y que está tratando de determinar los cambios de posición de la caja con respecto a un sistema de referencia inercial exterior [52]. En otras palabras, los sensores inerciales tratan con las fuerzas inerciales para encontrar el comportamiento dinámico de un objeto; estas fuerzas inerciales modifican el comportamiento dinámico y causan aceleraciones y velocidades angulares a lo largo de una o varias direcciones. En consecuencia, los principales sensores inerciales son el acelerómetro, que detecta un movimiento lineal y el giroscopio que mide la rotación angular. Desde principios de la década de 1990, los sensores inerciales son predominantemente *Micro Electro Mechanical Systems* (MEMS) debido a su bajo costo, alto rendimiento y nivel de integración. Sus ventajas abrieron nuevos mercados y desarrollaron nuevas aplicaciones, cada una con sus propias especificaciones y limitaciones. Las aplicaciones clásicas de acelerómetros y giroscopios son: detección de golpes (airbag - industria automotriz), sismología, aeronáutica e industria espacial, atención médica (monitoreo de la actividad del paciente, identificación de enfermedades), estabilización de imágenes y video, informática portátil, protección contra caídas o control de movimiento.

**2.1.2. Grados de libertad (DoF) y tipos de movimiento en sensores inerciales.** Las aceleraciones y las velocidades angulares, medidas por un acelerómetro o por un giroscopio, son vectores que tienen un valor absoluto y una orientación. Si solo se mide un componente vectorial, se dice que el sistema es de un eje o de un DoF. Si se miden dos componentes vectoriales (aceleración o velocidad angular), el sistema tiene dos grados de libertad y así sucesivamente. Por lo tanto, está claro que, en un espacio tridimensional, uno puede medir seis grados de libertad como se muestra en la figura N°1. Tres de los grados de libertad son movimientos de traslación: surge, heave y sway (a menudo denominados x, y, z) y se pueden medir con un acelerómetro. Los

otros tres DoF representan movimientos de rotación (yaw, pitch and roll) y se pueden detectar mediante un sensor de giroscopio. De este modo, la combinación de los movimientos de traslación y rotación consiste en un sistema de 6 grados de libertad que requiere tanto de un acelerómetro como un giroscopio triaxial para determinar su comportamiento dinámico. Por lo tanto, una unidad de medición inercial (IMU) debe incorporar un acelerómetro multieje y un giroscopio multieje para proporcionar toda la información de navegación requerida; la combinación de un acelerómetro y un giroscopio a menudo también se llama un sensor combinado.

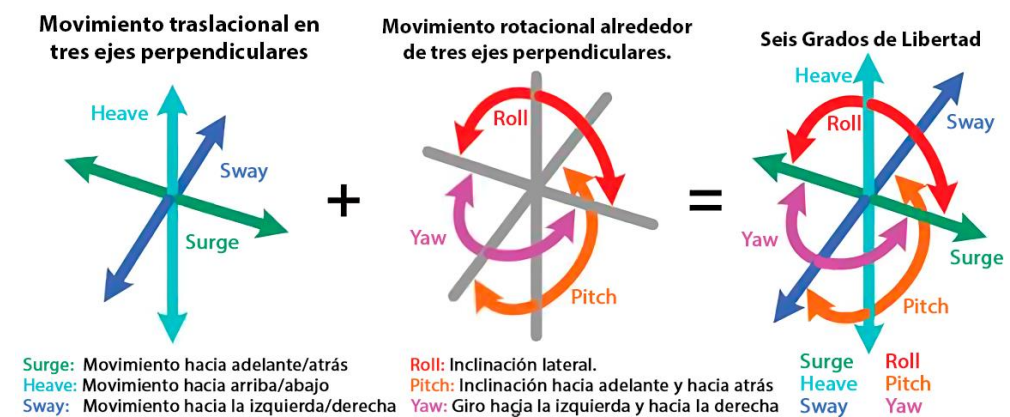


Figura N°1: Representación de los posibles movimientos de un objeto en un espacio tridimensional.

Fuente: [99].

### 2.1.3. Sensores inerciales MEMS para el mercado de consumo.

La industria electrónica de consumo es uno de los mercados que ha crecido continuamente en los últimos años y esto se debe principalmente al progreso tecnológico y a las demandas de los consumidores. Junto con el crecimiento general del mercado, Los sensores de consumo MEMS también conocen un desarrollo importante para permitir reducciones de costos, superficie y potencia manteniendo un alto rendimiento. La figura N°2 presenta un pronóstico de ingresos de MEMS que, en primer lugar, confirma el aumento de los ingresos para los próximos años y, en segundo lugar, presenta el dominio de consumo MEMS sobre otros sectores de sensores como aeronáutica, automoción, defensa, industria, medicina y telecomunicaciones.

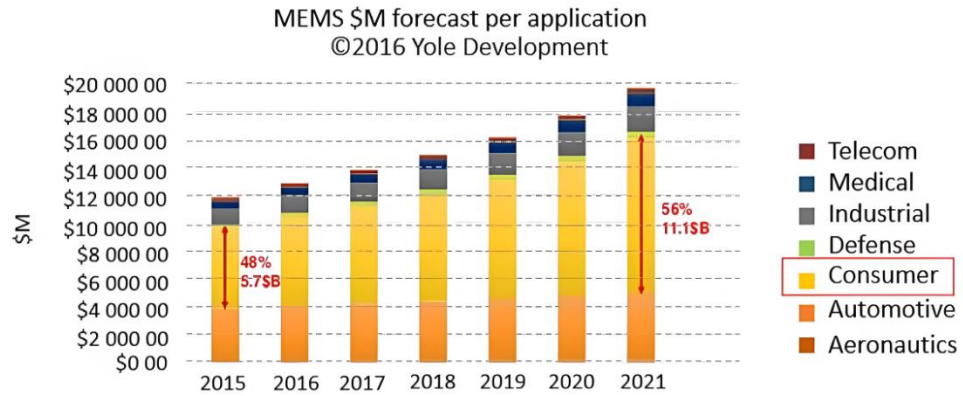


Figura N°2: Pronóstico de ingresos de MEMS 2015-2021 por aplicación.

Fuente: [129].

Los sensores inerciales MEMS, el acelerómetro y el giroscopio, se utilizan ampliamente en aplicaciones del mercado de consumo (teléfonos inteligentes, tabletas, cámaras, dispositivos domésticos inteligentes, dispositivos portátiles, control remoto, juegos, etc.). Sin embargo, existe una brecha importante entre el rendimiento de un sensor inercial destinado a la electrónica de consumo y un sensor inercial de automoción, médico o de defensa. La figura N°3 (a) y (b) [32] presenta una comparación del rendimiento de los sensores para diferentes aplicaciones.

Por ejemplo, en el mercado de consumo un acelerómetro tiene un rango de entrada que puede llegar hasta  $8g$  y requiere un rango dinámico entre  $60\text{ dB}$  y  $100\text{ dB}$  mientras que un acelerómetro de sismología, para el mismo rango de entrada, necesita una precisión mucho mayor y un rango dinámico entre  $140\text{ dB}$  y  $160\text{ dB}$ .

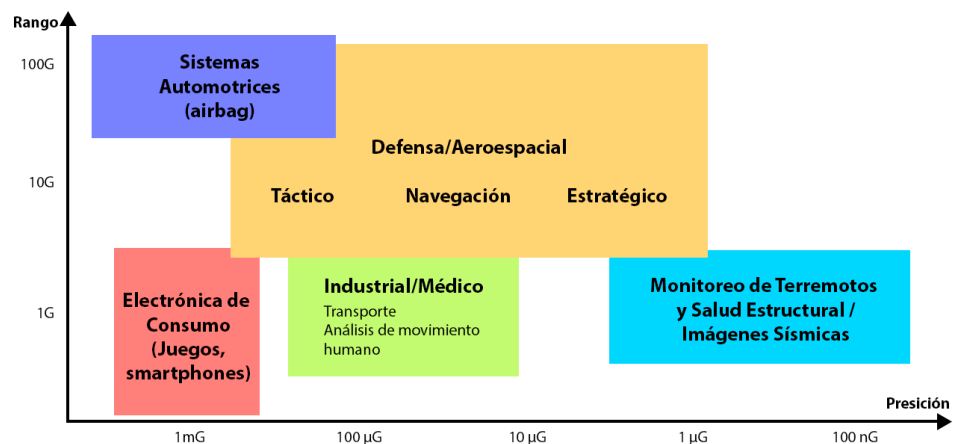


Figura N°3: (a) Aplicaciones del acelerómetro vs. rendimiento.

Fuente: [32].

En el mercado de consumo el giroscopio está diseñado para medir hasta  $2000\text{ }^\circ/\text{s}$  de velocidad angular y necesita una precisión de  $10\text{ }^\circ/\text{s}$ , mientras que un giroscopio de guía de misiles o un giroscopio automotriz requieren una precisión de  $0.1\text{ }^\circ/\text{s}$ .

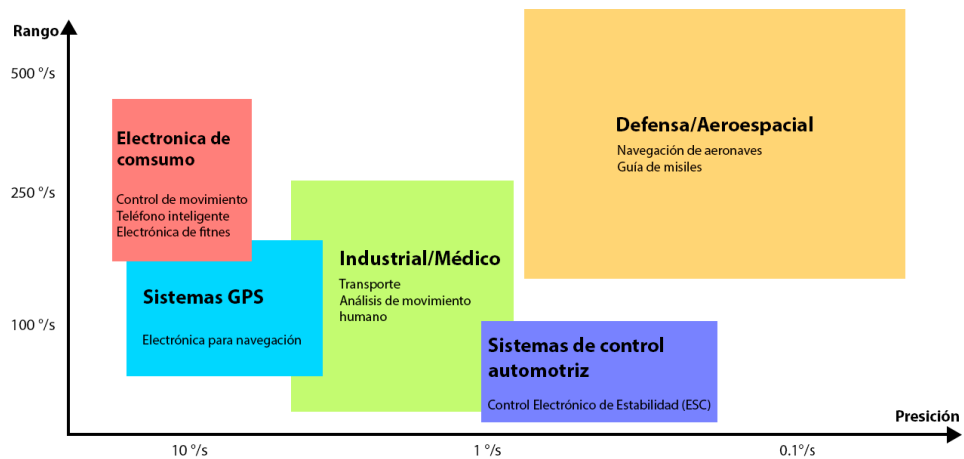


Figura N°3 (b) Aplicaciones del giroscopio vs. rendimiento.

Fuente: [32].

Por otro lado, en el mercado de consumo las principales limitaciones que presenta un sensor inercial son: el costo, el tamaño y el consumo de energía. Como se mostró, la industria que apunta a este mercado impone una producción de alto volumen, por lo que el costo es muy importante. El área de silicio y el consumo de energía también deben tenerse en cuenta para permitir que los sensores de inercia se integren en las aplicaciones de los usuarios cotidianos.

Para tener una mejor visión general del rendimiento de los sensores del mercado de consumo, se seleccionaron varios acelerómetros y giroscopios de consumo triaxial, los cuales se presentan en la tabla I y la tabla II, respectivamente.

Tabla I  
UNA COMPARACIÓN DE VARIOS RENDIMIENTOS DE ACELERÓMETROS DE CONSUMO

Parte	NXP MMA8452Q	Dispositivos analógicos ADXL363	Bosch BMA255	STMicro- electrónica LIS3DH
Tamaño	3mm×3mm ×1mm	3mm×3.25mm ×1.06mm	2mm×2mm ×0.95mm	3mm×3mm×1mm
$V_{da}[V]$	1.6 – 3.6	1.6 – 3.5	1.62 – 3.6	1.6 – 3.5
$I_{da} [\mu A]$	6 - 165	2(100Hz)	130(2kHz) 6.5(40Hz)	11(50kHz) 2(1Hz)
Ruido de piso [ $\mu g \sqrt{Hz}$ ]	99	550	150	220

Rango Dinámico de salida (ODR) [Hz]	1.56 – 800	12.5 – 400	8 – 1000	1 – 5300
Resolución ADC [bits]	12 y 8	12	12	12

Tabla II  
UNA COMPARACIÓN DE VARIOS RENDIMIENTOS DE GIROSCOPIOS DE CONSUMO

Parte	NXP FXAS21002C	Bosch BMG160	STMicroelectronics L3GD20H	Invensense ITG-1010
Tamaño	4mm×4mm ×1mm	3mm×3mm ×0.95mm	3mm×3mm×1mm	3mm×3mm ×0.9mm
$V_{dd}$ [V]	1.95 – 3.6	2.4 – 3.6	2.2 – 3.6	1.71 – 3.6
$I_{dd}$ [mA]	2.7	5	5	3.2
Ruido depiso [ $m\overline{dps}$ / $\sqrt{Hz}$ ]	25	14(400Hz)	11	10(10Hz)
Tiempo de Respuesta [ms]	60	10	50	50
Rango dinámico de salida (ODR) [Hz]	12.5 – 800	100,200,400, 1000,2000	11 - 757	–
Resolución ADC [bits]	16	16	16	16

#### 2.1.4. Sensores discretos Inerciales.

La precisión de la medición de la aceleración depende tanto del rendimiento del transductor como del diseño electrónico. Esta sección presenta los principales métodos de detección y tipos de sensores de Inercia con su principio de funcionamiento y aplicaciones.

#### 2.1.4.1. Acelerómetros.

a) **Detección de aceleración piezoresistivo.** El efecto piezoresistivo de los semiconductores, como el silicio y el germanio, es un fenómeno por el cual la aplicación de una tensión induce una variación proporcional de la resistividad del material. Un acelerómetro piezoresistivo detecta la deformación de una estructura de la que se puede recuperar la aceleración. Cuando se aplica una aceleración externa  $a$  al sensor (figura N°4), se ejerce una determinada fuerza  $F$  y la masa de prueba se desvía de su posición de reposo [105]. Esta desviación provoca tensión, lo que da como resultado una variación de resistencia en la piezoresistencia dopada. Esta variación de resistencia generalmente se convierte en un voltaje utilizando un puente de Wheatstone.

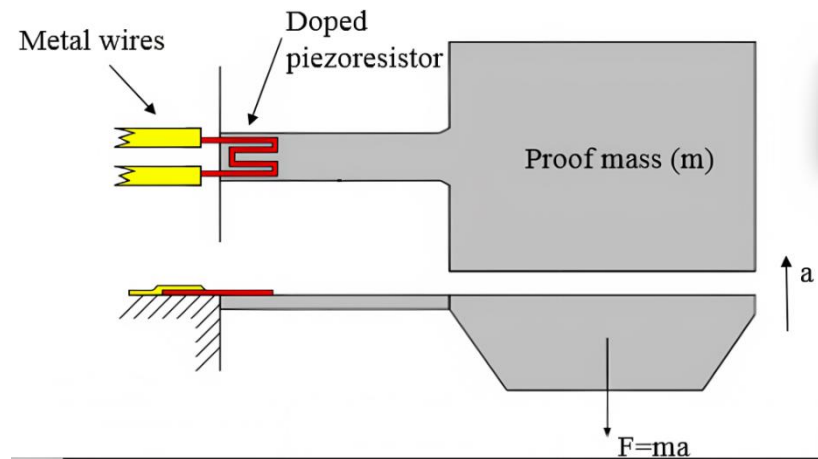


Figura N°4: Ilustración de un acelerómetro piezoresistivo.

Fuente: Elaboración propia.

Sin embargo, los sensores piezoresistivos dependen de la temperatura [53] y son propensos al autocalentamiento [31]. Por lo tanto, los principales esfuerzos de investigación se han concentrado en disminuir la dependencia en la temperatura de la sensibilidad del sensor y el offset. [78], [97].

Para un acelerómetro piezoelectrico el rango de señal de entrada puede llegar hasta  $100000g$  [74] [34], [43], lo que hace de estos sensores un candidato adecuado para las aplicaciones automotrices. El dispositivo presentado por [43] alcanza una sensibilidad de  $106\text{ mV/g}$  y puede medir desde  $0.25g$  hasta  $25000g$ . Se han presentado varias arquitecturas de acelerómetros multieje: [21] un acelerómetro piezoresistivo de dos ejes y [34] un acelerómetro triaxial donde las sensibilidades alcanzadas son  $2.17$ ,  $2.25$  y  $2.64\text{ }\mu\text{V/g}$  para  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , respectivamente.

Investigaciones muy recientes en el campo han conducido a un nuevo enfoque para un acelerómetro piezoresistivo 3D utilizando una tecnología NEMS-MEMS [85]. Debido a una topología de transductor diferencial, la sensibilidad térmica se reduce, pero, aun así, se requiere un circuito adicional para compensar la deriva térmica, que sigue siendo el inconveniente más importante del acelerómetro piezoresistivo.

Los acelerómetros piezoresistivos suelen tener niveles de ruido entre 10 y 100  $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ , para un ancho de banda que oscila entre 1 kHz y 10 kHz [20].

**b) Detección de aceleración piezoeléctrica.** En la figura N°5 se presenta una sección transversal de un acelerómetro piezoeléctrico. Su principio también se basa en la segunda ley de Newton: una aceleración externa aplicada a la masa de prueba inducirá una fuerza, proporcional a la aceleración, que desviará la masa. Cuando la masa de prueba se desvía, la capa piezoeléctrica se dobla y genera una carga que luego se leerá con un amplificador de carga, por ejemplo. Los materiales más utilizados para la capa piezoeléctrica son el óxido de zinc (ZnO) [29], [30], [91], nitruro de aluminio (AlN) [110], plomo-zirconato-titanato (PZT) [42], [109] o una estructura multicapa [133], [54] consistente en un acelerómetro bimorfo piezoeléctrico. La sensibilidad de los dispositivos [42] es de 50  $\text{pC}/\text{g}$  con un ruido de fondo de 1.74  $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$  @30 Hz) mientras que los dispositivos triaxiales [133] tienen una sensibilidad de 0,93, 1.13 y 0.88  $\text{mV}/\text{g}$  para x, y, z, respectivamente. La señal mínima detectable es 0,04 g para anchos de banda que van desde SubHz hasta 100 Hz.

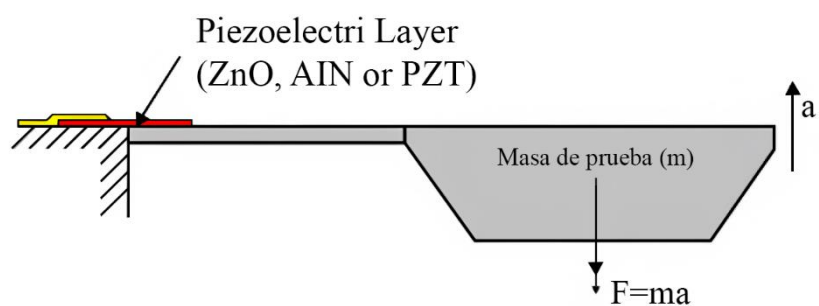


Figura N°5: Ilustración de un acelerómetro piezoeléctrico.

Fuente: Elaboración propia.

Las ventajas más importantes de los sensores piezoeléctricos son el bajo consumo de energía debido al circuito de detección simple, la alta sensibilidad, el bajo nivel de ruido y la estabilidad de la temperatura. Su uso más generalizado son las aplicaciones basadas en vibraciones, ya que pueden lograr resonancias de alto factor de calidad sin sellado al vacío [27].

Finalmente, también se pueden utilizar en aplicaciones de linealidad y rango dinámico ultra alto [113]. Con respecto a la tecnología de microsistemas, la figura N°5 ilustra un acelerómetro piezoeléctrico micro maquinado a granel, pero el sensor también puede micro maquinarse en la superficie.

c) **Detección Capacitiva de la Aceleración.** La detección capacitiva es uno de los tres métodos de detección de aceleración más utilizados, junto con la detección piezoresistiva y la piezoeléctrica [38]. Los acelerómetros de alto rendimiento utilizan un método de detección capacitivo ya que el coste de fabricación es menor [114], consumen menos energía, pueden usarse en aplicaciones de alta sensibilidad y son térmicamente estables. El principio de detección capacitiva (figura N°6) consiste en medir el desplazamiento de la masa de prueba cuando se aplica una aceleración externa al transductor. Cuando la masa de prueba se desvía a lo largo de la dirección de detección, cambia el valor de capacitancia entre la masa de prueba y los electrodos fijos. Luego, el cambio de capacitancia se mide utilizando un circuito frontal analógico, que puede ser más o menos complejo, según las especificaciones y las aplicaciones.

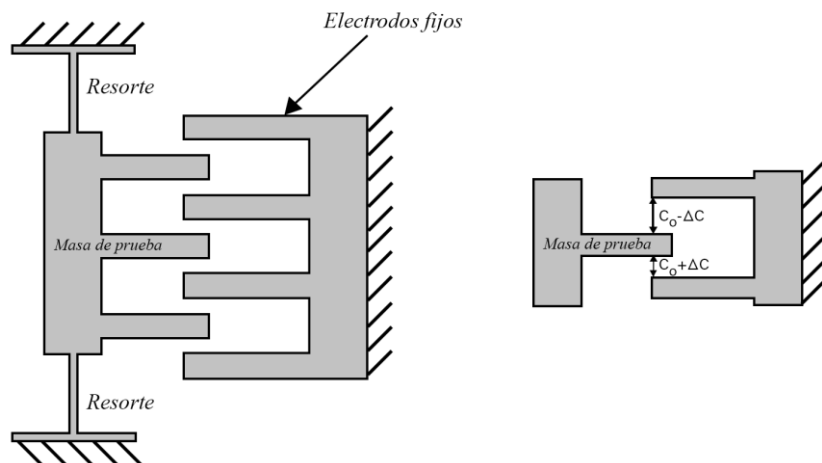


Figura N°6: Ilustración de un acelerómetro capacitivo con dedos interdigitados.

Fuente: Elaboración propia.

En los años 90, se llevaron a cabo importantes investigaciones para investigar las estructuras micromecanizadas en volumen y en superficie. Incluso si se consideraba que el micromecanizado a granel era más antiguo y no tan eficaz, [37] compara las dos tecnologías y demuestra que ambas se desarrollaron en paralelo y tienen sus propias ventajas. Para ambas tecnologías, el ruido de fondo oscila entre 1 y 100  $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

La tecnología de micromecanizado a granel incluye todas las técnicas que permiten eliminar el sustrato de silicio (mediante métodos de grabado húmedo o seco comenzando con la parte posterior de la oblea, por ejemplo) ya que la estructura micromecánica se crea en el grosor de la oblea. Para un sensor de superficie micromecanizada, la estructura mecánica se construye sobre la superficie de la oblea depositando películas delgadas y eliminando selectivamente partes de ellas [14]. La capa más común utilizada en el micromaquinado de superficies es el polisilicio [102], pero también se investigaron capas de sacrificio de nitruro de silicio, dióxido de silicio y aluminio [24]. La principal ventaja de la tecnología de micromecanizado a granel, radica en el tamaño de la masa de prueba porque se utiliza el sustrato de silicio completo para crear los MEMS. Esto implica una mayor sensibilidad y un piso de ruido browniano más bajo [98], [108], [106]. Por otro lado, el costo de la tecnología de micromaquinado de superficie es más bajo y el sensor junto con el circuito es fácil de integrar [36]. Además, Yazdi et al., [119], [120] utilizaron una combinación de ambas tecnologías para explorar los beneficios del micromecanizado a granel (alta sensibilidad) y de los acelerómetros de superficie micromecanizada. Resulta en un piso de ruido de  $0.23 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Hay dos configuraciones principales para el elemento sensor capacitivo: diseños en el plano, donde la masa de prueba se mueve en el plano del dispositivo, y diseños fuera del plano, donde la masa de prueba está suspendida y tiene un movimiento fuera del plano. La figura N°7 muestra una imagen de las dos configuraciones de detección capacitiva: en el plano y fuera de lugar.

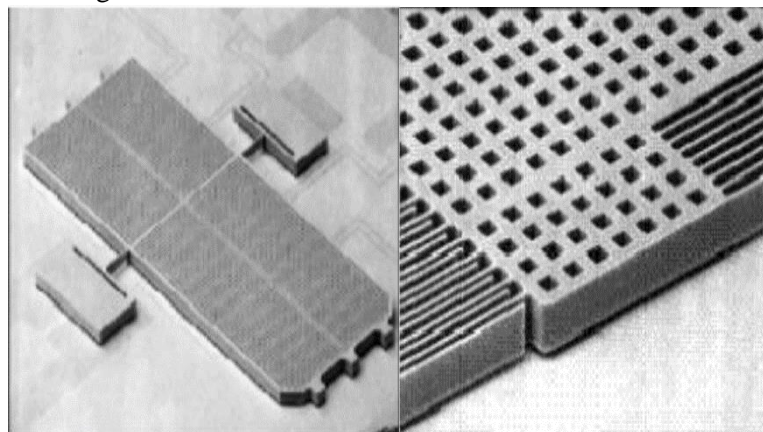


Figura N°7: Estructura típica de un acelerómetro capacitivo MEMS en el plano (izquierda) y fuera del plano (derecha).

Fuente: [83].

Para un diseño en el plano, la masa de prueba tiene un movimiento de traslación y se usa para medir las aceleraciones  $x$  e  $y$ ; por lo general, se prefiere un diseño oscilante, fuera del plano, para medir aceleraciones en el eje  $z$ . Cuando se aplica una aceleración en la dirección  $z$  al sistema de oscilación, la masa de prueba girará y cambiará las capacitancias entre la masa de prueba y las placas de detección. La masa está unida a un ancla que está ubicada lejos del centro de gravedad, aunque el transductor se puede describir en términos de dinámica rotacional. Selvakumar y Najafi [88] publicaron un acelerómetro capacitivo de eje  $z$  de alta sensibilidad con suspensión torsional. Los principios de funcionamiento de traslación y rotación se muestran en la figura N°8.

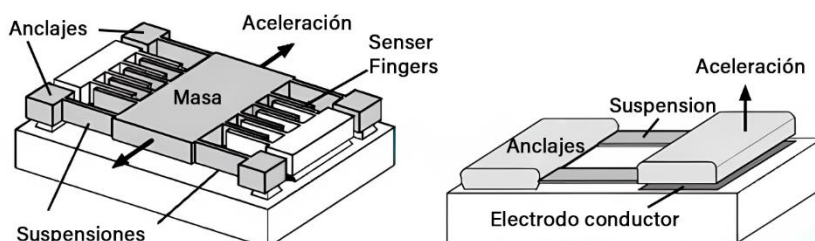


Figura N°8: Principio de funcionamiento del acelerómetro MEMS capacitivo en el plano (izquierda) y fuera del plano.

Fuente: [83].

Al tener un bajo consumo de energía y una baja dependencia de la temperatura hacen del acelerómetro capacitivo MEMS, el candidato más adecuado para las aplicaciones del mercado de consumo que exigen sensores robustos y de bajo costo.

**d) Otros métodos de detección de aceleración.** Los acelerómetros MEMS basados en resonancia aprovechan la dependencia de amplitud-frecuencia de oscilación de un sistema resonante; para este tipo de estructura, alrededor de su frecuencia de resonancia, una pequeña variación de la frecuencia de excitación resulta en un gran cambio de amplitud. En el caso de un acelerómetro resonante, se necesita un actuador adicional para excitar la estructura mecánica a su frecuencia de resonancia. Luego, una fuerza de aceleración aplicada a la estructura resonante da como resultado un cambio de frecuencia y, por lo tanto, un cambio de amplitud de oscilación. Al medir la amplitud de oscilación, el nivel de la aceleración se puede calcular [87], [64], [132]. Los acelerómetros resonantes normalmente requieren dos sistemas: el circuito de lectura, que da la

medida de la aceleración, y una estructura autorresonante que asegura la oscilación MEMS [40].

Los acelerómetros basados en resonancia son resistentes a la radiación y se pueden utilizar en entornos hostiles como exploración espacial. Pueden tener resoluciones altas ( $150\text{ng}/\sqrt{\text{Hz}}$  [134]) sin embargo, no representan un candidato adecuado para el mercado de consumo electrónico. La principal limitación viene dada por el consumo de energía, ya que los acelerómetros basados en resonancia requieren el circuito de tiempo continuo adicional para mantener la oscilación del transductor. En comparación con un acelerómetro capacitivo, donde el dispositivo puede apagarse por completo, fuera de las fases de medición, un acelerómetro resonante es excitado en tiempo continuo con una cierta amplitud de oscilación. En [40] se reporta una lectura CMOS para un acelerómetro resonante SOI que consume  $6.96\text{ mA}$ . Los productos electrónicos de consumo requieren consumos de corriente tan bajos como  $1\ \mu\text{A}$  cuando funcionan en modos de bajo consumo.

Además, otro desafío del diseño del acelerómetro resonante es el tamaño de la masa de prueba y la integración de múltiples ejes (tres), que es una especificación principal para la electrónica de consumo.

Otro método de detección de aceleración se basa en el cambio de temperatura del gas dentro de la cavidad MEMS de un acelerómetro convectivo, cuando se aplica una aceleración externa [20]. El cambio de temperatura se mide utilizando sensores de calor, lo que aumenta el costo de este método de detección y desafía el diseño de un acelerómetro triaxial CMOS de matriz única [71], [73]. Los acelerómetros convectivos suelen tener un ancho de banda de 10 a 100 Hz y un rango de ruido de fondo de 100 a  $1000\ \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

#### **2.1.4.2. Giroscopios.**

El primer giroscopio (Foucault, 1852) se basó en la conservación del momento angular de una rueda giratoria y se utilizó en la navegación inercial de la Segunda Guerra Mundial: submarinos, aviones y misiles. El principio todavía se usa para implementar giroscopios de alto rendimiento para navegación inercial; sin embargo, son costosos [8].

Los giroscopios ópticos se basan en el efecto Sagnac (Sagnac, 1913) que mide la diferencia de tiempo entre los rayos en el sentido de las agujas del reloj y en el sentido contrario a las agujas del reloj que golpean un detector ubicado en el camino óptico y giran con el camino óptico a una cierta velocidad angular

[88]. Los giroscopios ópticos se pueden implementar utilizando fibra óptica (giroscopio de fibra óptica) o láser (giroscopio láser de anillo), ambos brindan una precisión muy alta (0,001 %/s, que es adecuada para el mercado estratégico, la sismología o las observaciones astronómicas).

Hoy en día, los giroscopios vibratorios de Coriolis se utilizan ampliamente en aplicaciones del mercado de consumo. Su principio de funcionamiento se basa en la transferencia de energía entre dos modos de oscilación mediante el Efecto Coriolis. En un marco de referencia que gira con cierta velocidad angular  $\Omega$  y una masa de prueba  $m$  que se mueve con cierta velocidad lineal  $Vx$ , se puede definir la fuerza de Coriolis como:

$$\vec{F}_{Coriolis} = 2m\vec{\Omega}\vec{V}_x \quad (1)$$

La figura N°9 muestra el modelo de resonador de un acelerómetro de Coriolis: el modo de vibración principal es inducido electrónicamente por un circuito impulsor, mientras que el modo secundario es impulsado por la fuerza de Coriolis. La amplitud de oscilación del modo secundario es proporcional a la velocidad angular (ec. 1).

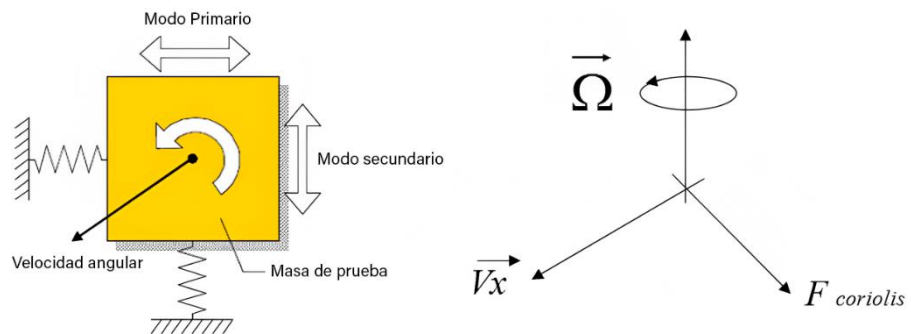


Figura N°9: Una representación del modelo de giroscopio de Coriolis.  
Fuente: Elaboración propia.

Los giroscopios vibratorios de Coriolis son totalmente compatibles con la tecnología MEMS y representan un candidato exitoso para las unidades de medición inercial requeridas por las aplicaciones del mercado de consumo.

### 2.1.5. Sensores combinados.

Como se indicó anteriormente, el mercado de consumidores de sensores inerciales es una industria en continuo crecimiento con grandes perspectivas. En este contexto, está claro que se deben lograr logros tecnológicos rápidos, costosos y ventajosos.

Las principales características y prestaciones de ambos sensores: acelerómetro y giroscopio, han sido discutidas en las secciones anteriores; estos sensores son discretos, lo que significa que son QFN (sin cables planos cuádruples) o LGA (matriz de red terrestre) empaquetados por separado. Recientemente, pero en rápido aumento,

surgió una nueva tendencia en la industria: la fusión de sensores o paquetes combinados. En otras palabras, el acelerómetro, los giroscopios e incluso más sensores (por ejemplo, magnetómetro) están empaquetados en un solo chip. Los beneficios de un sensor combinado son el bajo costo, la huella reducida y la facilidad de calificación y prueba. Ya no es un diseño de sensor inercial sino una solución totalmente IMU. La figura N°10 demuestra la evolución del mercado de sensores discretos a combinados y pronostica la supremacía de los ingresos del mercado combinado sobre los sensores discretos en los próximos años [128].

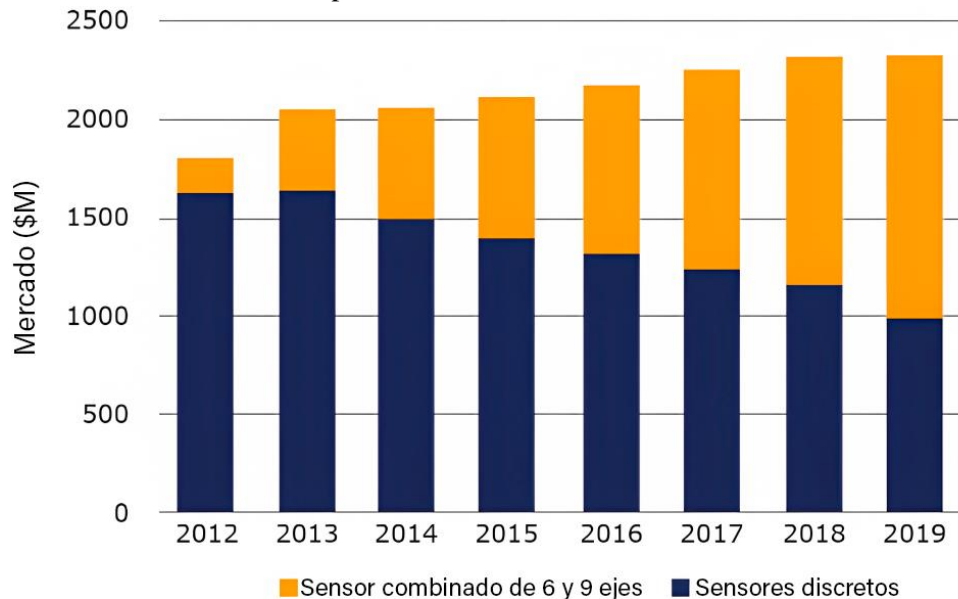


Figura N°10: Previsión de ingresos de sensores inerciales 2012-2019.  
Fuente: [128].

En el mercado de consumo, los sensores combinados suelen incorporar un acelerómetro capacitivo y un giroscopio de Coriolis, debido a su alto rendimiento, bajo costo, bajo consumo de energía y robustez. La tabla III presenta una comparación de rendimiento de varios sensores inerciales combinados disponibles en el mercado. *NXP Semiconductors*, uno de los proveedores de semiconductores más grandes, ofrece soluciones de sensores inerciales discretos y está más interesado en desarrollar sensores combinados. En este contexto, este trabajo financiado por *NXP Semiconductors*, se concentra en el acelerómetro - fusión de sensores de giroscopio.

Tabla III  
UNA COMPARACIÓN DEL RENDIMIENTO DE VARIOS SENSORES DE INERCIA COMBINADOS

Parte	Bosch BMI055	STMicroelectrónica LSM6DLS	Invensense ICM-20600	NXP Semiconductores

Tamaño	3mm ×4.5mm ×0.95mm	2.5mm×3mm ×0.83mm	2.5mm×3mm ×0.91mm	A ser desarrollado
$V_{dd}$ [V]	2,6 - 3,6	1,71 – 3,6	1,71 – 3,45	
$I_{dd}$ [mA]	5.15	0.45(208Hz)	2.79( <i>lownois emode</i> )	
Ruido de Piso (A) [ $\mu g/\sqrt{Hz}$ ]  (GRAMO) [ $mdps/\sqrt{Hz}$ ]	(A) 150 (G) 14	(A) 130 (G) 4	(A) 100 (G) 4	

Un sensor combinado de 6 DoF integra un acelerómetro y un giroscopio. Se pueden imaginar dos métodos para hacerlo: el primero es integrar el acelerómetro (MEMS y ASIC) y el giroscopio (MEMS y ASIC) en el mismo paquete. Da como resultado un paquete único de 6 DoF IMU dos ASIC, dos MEMS (dos cavidades) que es ciertamente más robusto y económico que una solución discreta. Las actuaciones son las mismas sin ningún esfuerzo de diseño adicional, ya que cada sensor tiene una cavidad MEMS separada.

Yendo más allá, el segundo método que se puede imaginar para la fusión de sensores, para reducir aún más el costo y la huella, es una solución de un MEMS (una cavidad) un ASIC. En este caso, las prestaciones de los dos sensores están comprometidas porque requieren diferentes presiones operativas en sus cavidades: el acelerómetro es un sistema amortiguado que funciona bajo una presión atmosférica, mientras que el giroscopio vibratorio de Coriolis es un sistema de alto factor de calidad (Q) altamente resonante para para ayudar a la oscilación del accionamiento. La figura N°11 muestra un gráfico de la dependencia del factor de calidad de la presión de la cavidad MEMS y la respuesta de frecuencia de un acelerómetro MEMS. Para permitir la cointegración, se debe hacer un compromiso y elegir una dirección:

- Un diseño de giroscopio low-Q, que es un gran desafío porque el modo de resonancia principal del giroscopio, la unidad, requiere un factor de calidad muy alto.
- Un diseño de acelerómetro high-Q, que es factible y constituye el objeto de este estudio de investigación. El objetivo es el diseño del sistema de un acelerómetro amortiguado MEMS destinado a aplicaciones del mercado de consumo.

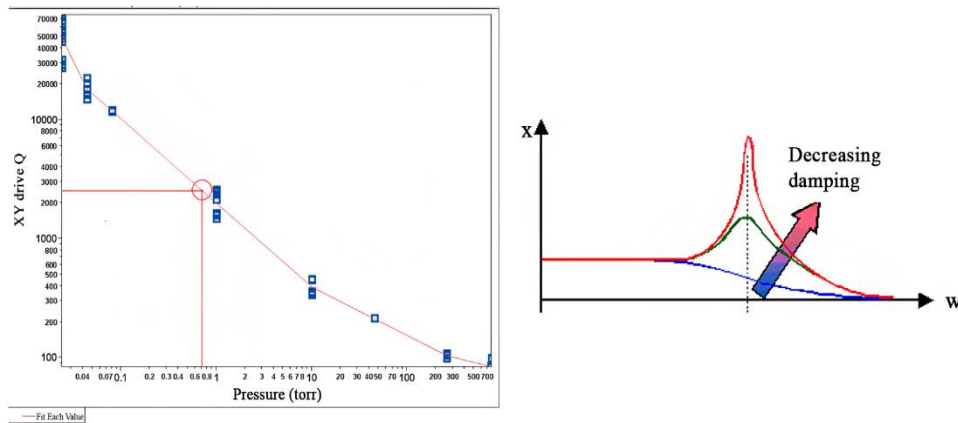


Figura N°11: Gráfico del factor de calidad (Q) vs. la presión de la cavidad MEMS (izquierda) y la respuesta de frecuencia de un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden (derecha).

Fuente: Elaboración propia.

En la figura N°11, uno puede notar que una presión de cavidad común inferior a (1 torr) es viable para ambos sensores y puede conducir a un diseño exitoso de sensor combinado de 6 DoF. En consecuencia, el factor de calidad asociado elegido para posteriores diseños y simulaciones se consideró superior a 2000.

## 2.2. Acelerómetros MEMS CMOS.

La integración de acelerómetros MEMS es un tema ampliamente investigado en los últimos años debido a la creciente popularidad de los sensores y sus nuevos campos de aplicación. Los esfuerzos de integración se han concentrado en la robustez del sensor, el costo y la reducción del consumo de energía.

Además de sus altas prestaciones, el interés por los acelerómetros MEMS capacitivos también ha encontrado su motivación en la capacidad de actuación electrostática. Siempre que se aplica un potencial eléctrico a través de las placas de un capacitor, se genera una fuerza de atracción a través de las placas. Para los acelerómetros, esta fuerza se usa para generar una retroalimentación de equilibrio de fuerza, un control de amortiguación o en configuraciones de autocomprobación.

Por lo tanto, este capítulo presenta la física del elemento de detección capacitivo mecánico, incluido el modelo de amortiguador de resorte de masa de segundo orden, el mecanismo de accionamiento electrostático y sus no linealidades y las fuerzas de resorte electrostático.

Finalmente, una descripción general de las interfaces CMOS capacitivas en la literatura que implementan técnicas de lectura basadas en voltaje de tiempo continuo, corriente de tiempo continuo y arquitecturas de condensadores conmutados, así como las ventajas y desventajas tanto para bucle abierto como para bucle cerrado. topologías que utilizan diferentes técnicas de control, se describirán en las siguientes secciones.

### 2.2.1. Modelo de elemento sensor capacitivo mecánico y amortiguador de resorte de masa de segundo orden.

Para un acelerómetro MEMS capacitivo, el elemento sensor mecánico consiste en una masa de prueba que tiene un movimiento libre a lo largo de la dirección de un eje entre dos placas fijas, también denominadas electrodos de excitación. La figura N°12 muestra un dibujo del elemento sensor mecánico que se puede modelar con un sistema de amortiguación de resorte de masa de segundo orden.

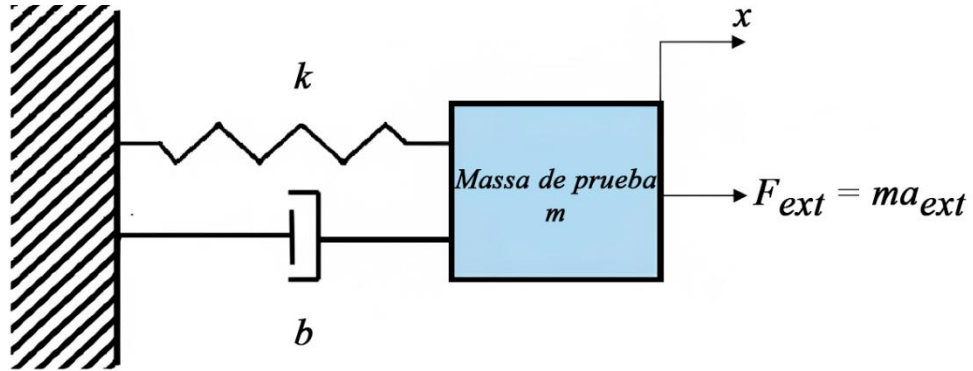


Figura N°12: Ilustración de un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden.

Fuente: Elaboración propia.

Cuando se aplica una aceleración externa  $a_{ext}$  a la masa de prueba  $m$ , una fuerza de inercia  $F_{ext}$  induce el desplazamiento de la masa de prueba. El parámetro  $k$  es el coeficiente del resorte, que es un parámetro de diseño del sensor y depende de las propiedades del resorte. El parámetro  $b$  es el coeficiente de amortiguamiento mecánico y depende tanto de la estructura del sensor como de la presión del aire dentro de la cavidad del sensor. La ecuación (ec. 2) se puede derivar de la figura N°12, aplicando la segunda ley de Newton:

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) = ma_{ext}(t) = F_{ext}(t) \quad (2)$$

Donde  $\dot{x}(t)$  es la velocidad de la masa de prueba y  $\ddot{x}(t)$  la aceleración de la masa de prueba. Cuando se alcanza el estado de equilibrio, los términos  $\dot{x}(t)$  y  $\ddot{x}(t)$  serán nulos y, por lo tanto, la (ec. 2) se puede reescribir como:

$$kx = ma_{ext}$$

$$\frac{x}{a_{ext}} = \frac{m}{k} = \text{Sensibilidad de desplazamiento} \quad (3)$$

El sensor tiene un movimiento continuo en el tiempo, como se expresa en la (ec. 2), por lo que para obtener la ecuación equivalente en el dominio  $s$  o la función de transferencia se puede utilizar la Transformada de Laplace. Más adelante en esta tesis se mostrará que la función de transferencia del elemento sensor mecánico también se

puede reducir a una ecuación de tiempo discreto cuando la arquitectura requiere esta aproximación. Las (ec. 4) y (ec. 5) expresan la función de transferencia del sensor al considerar una fuerza de inercia como entrada o aceleración, respectivamente:

$$H_{MEMS(x \rightarrow a)}(s) = \frac{x(s)}{F_{ext}(s)} = \frac{1/m}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (4)$$

$$H_{MEMS(x \rightarrow a)}(s) = \frac{x(s)}{a_{ext}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (5)$$

La pulsación natural del transductor y el factor de calidad mecánica son:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{\sqrt{km}}{b} \quad (7)$$

Considerando  $\xi = \frac{1}{2Q}$ , la función de transferencia del sistema se convierte en:

$$H_{MEMS(x \rightarrow a)}(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

Dependiendo del nivel del factor de calidad, se puede definir:

- $Q > 0.5$  – el sistema se dice subamortiguado o “high-Q”. Las oscilaciones causadas por el factor de alta calidad son problemáticas cuando la amplitud de las oscilaciones es grande, saturando la interfaz electrónica, cuando debido a las oscilaciones la masa de prueba golpea y atasca los dedos del sensor, pero también cuando los tiempos de asentamiento de la masa de prueba son demasiado largos para ciertas aplicaciones. Todos los inconvenientes mencionados anteriormente pueden superarse con la ayuda de un mecanismo de amortiguamiento eléctrico artificial.
- $Q = 0.5$  – el sistema se amortigua de manera crítica. Para este caso específico, el tiempo de asentamiento es mínimo.
- $Q < 0.5$  – el sistema está sobreamortiguado. No es necesario tomar precauciones especiales para controlar el transductor.
- En consecuencia, se demostró que el modelo de sensor de acelerómetro capacitivo se puede reducir a un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden con una función de transferencia de tiempo continua que depende de varios parámetros de diseño del transductor. El comportamiento de los MEMS se puede anticipar evaluando su factor de calidad.

### 2.2.2. Física del elemento sensor capacitivo.

Las aplicaciones de alta resolución requieren sensores capacitivos MEMS capaces de detectar desplazamientos del orden de  $nm$  y capacitancias de hasta  $fF$  por  $1g$  de aceleración. Además de las imperfecciones causadas por las variaciones del proceso, las conversiones de desplazamiento a capacitancia y de voltaje a fuerza electrostática son otras dos fuentes de no linealidad que se explicarán a continuación.

La figura N°13 muestra una estructura capacitiva de dos placas. Cuando la masa está en posición de reposo ( $a = 0$ ), el espacio entre la masa de prueba y los electrodos fijos es simétrico e igual a  $D_0$ .

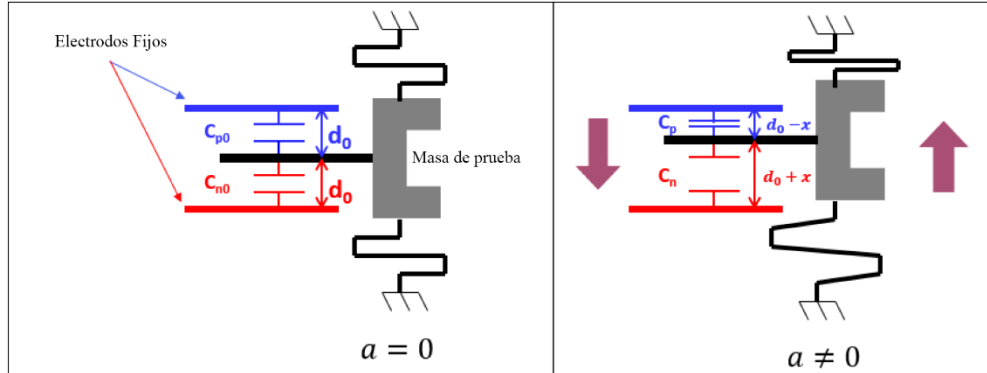


Figura N°13: Una ilustración del principio de detección capacitiva.

Fuente: Elaboración propia.

Las dos capacidades nominales  $C_{p0}$  y  $C_{n0}$  son fijas y dependen de la superficie de los electrodos, del espacio entre ellos y de su superficie  $A$ :

$$C_{p0} = \frac{\varepsilon A}{d_0} + C_q \quad (9)$$

$$C_{n0} = \frac{\varepsilon A}{d_0} + C_q \quad (10)$$

donde  $\varepsilon$  es la permitividad del aire y  $C_q$  una capacitancia parásita fija.

Cuando la masa de prueba se desvía bajo el efecto de una aceleración externa, una de las capacitancias nominales fijas aumentará mientras que la otra disminuirá:

$$C_p = \frac{\varepsilon A}{d_0 - x} + C_q \quad (11)$$

$$C_n = \frac{\varepsilon A}{d_0 + x} + C_q \quad (12)$$

Entonces, las variaciones de capacitancia  $\Delta C_p$ ,  $\Delta C_n$  se pueden deducir como:

$$\Delta C_p = C_p - C_{p0} = \frac{\varepsilon A}{d_0} \times \frac{x}{d_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{x}{d_0}\right)} \quad (13)$$

$$\Delta C_n = C_n - C_{n0} = \frac{\varepsilon A}{d_0} \times \frac{x}{d_0} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{x}{d_0}\right)} \quad (14)$$

Usando el desarrollo de Taylor para la serie geométrica  $\frac{1}{\left(1 \pm \frac{x}{d_0}\right)}$  y considerando que el desplazamiento  $x$  es mucho menor que el espacio entre los electrodos  $d_0$ , se puede encontrar que la variación de capacitancia total es proporcional a  $x$  como:

$$\Delta C = \Delta C_p + \Delta C_n \approx \frac{2\varepsilon A}{d_0} \times \frac{x}{d_0} \quad (15)$$

Sin embargo, la relación (ec. 15) es solo una aproximación y la variación de capacitancia  $\Delta C$  es solo proporcional al desplazamiento de MEMS dentro de un rango limitado de operación donde  $\frac{x}{d_0} \ll 1$ . La figura N°14 ilustra la variación de capacitancia de un transductor con una sensibilidad de  $4.5 fF/g$  (o  $15.45 \text{ nm/g}$ ) cuando la aceleración externa varía de  $0g$  a  $50g$ . La región lineal de operación está limitada al 38.8% del intervalo de variación de aceleración total.

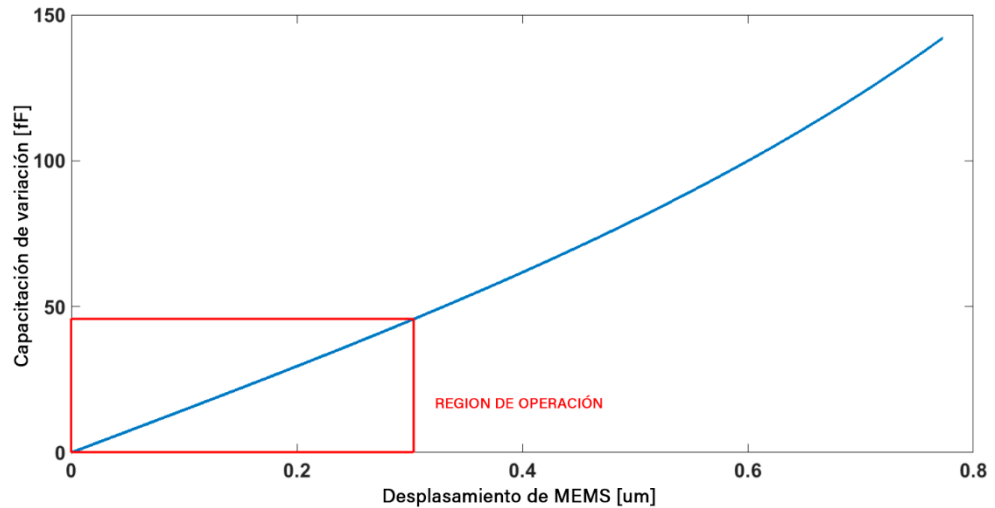


Figura N°14: Dependencia de la variación de capacitancia en el desplazamiento de MEMS y la región lineal de operación (resaltada en rojo).

Fuente: Elaboración propia.

Además de la capacitancia no lineal, cuando el desplazamiento aumenta, el sensor puede experimentar el efecto de ablandamiento del resorte, explicado con más detalle.

### 2.2.3. Actuación electrostática.

Durante los últimos años, se han desarrollado e integrado microactuadores de alto rendimiento en muchos dominios como la industria automotriz o en aplicaciones biomédicas [77]. Se han investigado mucho varios mecanismos de actuación debido a la facilidad con la que se pueden usar dentro de las tecnologías MEMS típicas y se presentarán a continuación.

La actuación electromagnética utiliza un material ferromagnético para desplazar el microaccionador [44] y aunque proporciona el mayor desplazamiento en comparación con los otros métodos de actuación, tiene un proceso de fabricación complicado y consume mucha energía. La actuación piezoeléctrica ocurre cuando se aplica un campo eléctrico a través de un material piezoeléctrico [84]. Consume menos energía y tiene una buena linealidad [95]. Otro método es el accionamiento electrotérmico que utiliza la expansión de algunos sólidos o fluidos bajo el efecto de la temperatura, para

mover el microaccionador. El accionamiento electrotérmico tiene un método de fabricación simple, pero tiempos de respuesta muy lentos [11].

**2.2.3.1. Mecanismo de accionamiento electrostático.** Finalmente, la actuación electrostática utiliza la fuerza de atracción (por ejemplo, la fuerza electrostática) entre dos placas con cargas opuestas cuando se les aplica un voltaje  $V$  para desplazar el microaccionador. Las principales ventajas de la actuación electrostática son la posibilidad de diseñar tanto el dispositivo sensor como el microaccionador utilizando tecnologías típicas CMOS y MEMS, el bajo consumo de energía y también la alta velocidad ya que se basa en el mecanismo de carga-descarga de los condensadores. Los inconvenientes son que la fuerza electrostática es inversamente proporcional al cuadrado del desplazamiento del actuador, lo que conduce a un gran valor de fuerza solo cuando la distancia es pequeña y un rango de operación limitado debido al efecto de ablandamiento del resorte, cuando se aplica un alto voltaje de activación, lo que genera fuerzas no lineales.

Para encontrar la expresión de la fuerza electrostática  $F_{el}$  hay que considerar la energía  $E$  almacenada en la capacitancia que existe entre las dos placas con carga opuesta:

$$E = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d} V^2 \quad (16)$$

$$F_{el} = \frac{\partial E}{\partial d} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d^2} V^2 \quad (17)$$

La actuación electrostática es también el método de actuación más popular debido a la diversidad de técnicas de control que se pueden utilizar para implementar la actuación. La actuación electrostática convencional usa control de voltaje y carga [93] pero también se puede considerar una combinación del control de voltaje con un capacitor de retroalimentación [19], [69]. Además, trabajos de investigación más recientes demostraron la eficiencia de un actuador de placas paralelas accionado por un circuito resonante [59], [16].

**2.2.3.2. Voltaje estático de entrada.** El accionamiento electrostático controlado por voltaje consiste en generar una fuerza electrostática cuando se aplica un voltaje sobre las placas del microactuador. Cuando la diferencia de potencial entre las placas del actuador aumenta, la fuerza electrostática también aumenta hasta que alcanza un cierto límite de linealidad, a menudo llamado en la literatura tensión de arranque [23]. A continuación, se derivarán las fuentes de

dinámica y no linealidad para una estructura de movimiento de un solo electrodo con accionamiento electrostático de control de voltaje.

La figura N°15 muestra un dibujo de tal estructura donde  $F_{el}$  es la fuerza electrostática y  $F_s = kx$  es la fuerza del resorte. Cuando no se aplica aceleración a la estructura a lo largo de la dirección de detección, el sistema se puede modelar usando la ecuación (ec. 18).

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F_{el} \quad (18)$$

Sin embargo,  $\ddot{x}$  y  $\dot{x}$  son nulos ya que no se aplica aceleración. Por lo tanto, solo se deben considerar las dos fuerzas de dirección opuesta:  $F_{el}$  y  $F_s$ . La ecuación (ec. 18) se convierte en:

$$kx = F_{el} \quad (19)$$

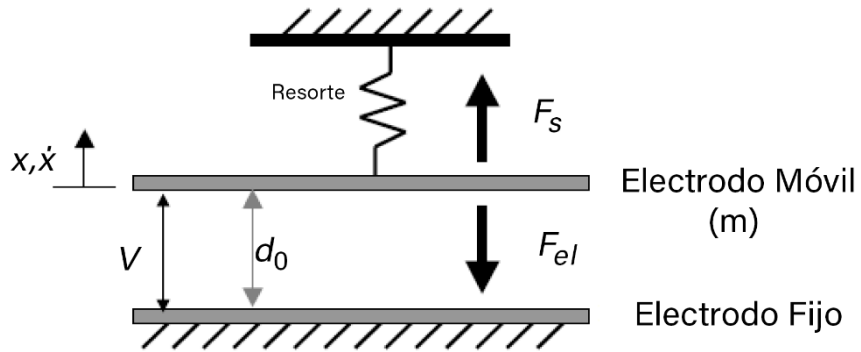


Figura N°15: Una ilustración de una estructura de movimiento de un solo electrodo.

Fuente: Elaboración propia.

Bajo el efecto de las dos fuerzas, el electrodo móvil se desvía de su posición neutral con un cierto desplazamiento  $x$ . Cuando el voltaje  $V$  aumenta lentamente, el sistema permanecerá estable hasta que el electrodo móvil alcance el valor de desplazamiento  $x = x_0$  más allá del cual el sistema converge en un punto de equilibrio inestable. El voltaje al que ocurre la inestabilidad se llama voltaje de arranque  $V_{pi}$ .

$$kx_0 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{2(d_0 - x_0)^2} V^2 \quad (20)$$

Al resolver la ecuación (ec. 20), se puede encontrar el límite de estabilidad de desplazamiento  $x_0$  y el voltaje de arranque:

$$x_0 = \frac{d_0}{3}; V_{pi} = \sqrt{\frac{8kd_0^3}{27\epsilon A}} \quad (21)$$

Cuando el voltaje  $V$  es igual o mayor que  $V_{pi}$ , el electrodo móvil entra en contacto con el electrodo fijo. Esto sucede porque la fuerza electrostática es

mayor que la fuerza del resorte. Por lo tanto, para una arquitectura de lazo abierto, sin control sobre el movimiento de la masa de prueba, el transductor tiene un rango de operación lineal limitado que se alcanza una vez que el desplazamiento cierra  $x_0$ . Se han investigado varios métodos para aumentar el rango lineal de operación [92], [19], sin embargo, generalmente necesitan un voltaje de operación más alto.

**2.2.3.3. Efecto ablandamiento del resorte.** El efecto ablandamiento del resorte es otro efecto no lineal que aparece en los sensores capacitivo MEMS [72] y consiste en modificar ligeramente la constante mecánica del resorte  $k$  debido a la fuerza electrostática en los componentes de segundo orden. Por lo tanto, el efecto de ablandamiento del resorte conduce a una alteración de la sensibilidad y la frecuencia de resonancia.

La (ec. 20) se puede reescribir como:

$$kx = \frac{\epsilon A}{2d_0^2} \frac{1}{\left(1 - \frac{x}{d_0}\right)^2} V^2 \quad (22)$$

Donde  $x$  es el desplazamiento de masa de prueba bajo el efecto de la fuerza electrostática.

Después de desarrollar la serie  $\frac{1}{\left(1 - \frac{x}{d_0}\right)^2}$  usando la relación de Taylor, la fuerza neta total aplicada al transductor se convierte en:

$$\Delta F = \frac{\epsilon A}{2d_0^2} V^2 \left(1 + \frac{2x}{d_0}\right) \quad (23)$$

$$\Delta F = x \left(k + \frac{\epsilon AV^2}{d_0^3}\right) + \frac{\epsilon AV^2}{2d_0^2} V^2 \quad (24)$$

Se puede notar a partir de la (ec. 23) que la constante mecánica  $k$  se reduce en un término llamado  $k_{soft} = \frac{\epsilon AV^2}{d_0^3}$ .

Dependiendo de la tensión de actuación y en el espacio entre los electrodos, la constante de ablandamiento del resorte puede influir ligeramente en la sensibilidad y la pulsación de resonancia:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{m} (k - k_{soft})} \quad (25)$$

$$s = \frac{m}{k - k_{soft}} \quad (26)$$

El efecto de ablandamiento del resorte aparece también en una estructura de tres placas accionada electrostáticamente [116] ya que la constante de

ablandamiento del resorte resulta de los términos de segundo orden de la fuerza electrostática. La figura N°16 muestra una estructura de este tipo donde  $V_0$  es el voltaje de actuación y  $V_x$  el voltaje aplicado en el electrodo móvil. La diferencia de las dos fuerzas electrostáticas aplicadas sobre el electrodo móvil  $F_1$  y  $F_2$  es aproximadamente nulo si se considera que el desplazamiento  $x$  es muy pequeño en comparación con el espacio  $d$ .

Sin embargo, si se tienen en cuenta los términos de segundo orden, se puede observar:

$$F_2 - F_1 = \frac{\epsilon AV_0^2}{2} \left[ \frac{1}{(d_0+x)^2} - \frac{1}{(d_0-x)^2} \right] \cong \frac{2\epsilon AV_0^2}{d^3} x \quad (27)$$

En este caso, la constante de ablandamiento del resorte es  $k_{soft} = \frac{2\epsilon AV_0^2}{d_0^3}$  que es el doble de la constante de ablandamiento para la estructura de movimiento de un solo electrodo.

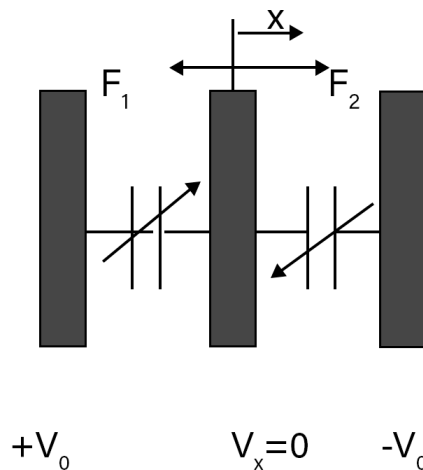


Figura N°16: Una ilustración de una estructura capacitiva de tres placas.  
Fuente: Elaboración propia.

#### 2.2.4. Circuitos de interfaz CMOS para acelerómetros capacitivos MEMS.

La variación de capacitancia inducida por la aceleración externa se puede convertir en una señal eléctrica utilizando varias técnicas y arquitecturas de circuitos de detección capacitiva. Pueden ser técnicas de condensador conmutado o de tiempo continuo, pero también interfaces de bucle abierto o de lazo cerrado [12].

Una operación de lazo cerrado y un sistema de control, incluso si son opcionales en varias situaciones e implementados solo para aumentar el rendimiento y reducir las no linealidades, pueden ser obligatorios si el sensor del acelerómetro está operando en una cavidad inferior vacía para reducir las oscilaciones. La señal eléctrica en la salida de la etapa frontal puede entonces estar sujeta a filtrado analógico, técnicas de reducción de ruido u otras operaciones de procesamiento de señal. Dependiendo de las aplicaciones, los acelerómetros de salida digital y analógica tienen ventajas, por lo tanto, a veces se puede agregar un ADC en la salida. La figura N°17, ilustra el diagrama de bloques de un acelerómetro MEMS de lazo cerrado.

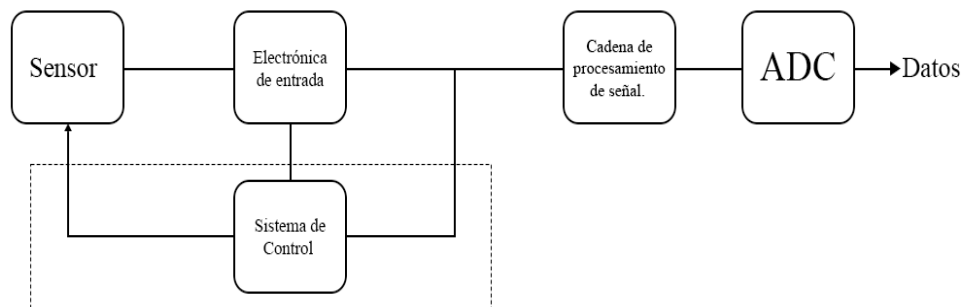


Figura N°17: Diagrama de bloques conceptual de un acelerómetro MEMS de lazo cerrado.

Fuente: Elaboración propia.

Las técnicas de reducción de ruido y compensación, como el autocero, el muestreo doble correlacionado (CDS) y la estabilización de Chopper se utilizan a menudo para ambas topologías, para mejorar el rendimiento, tanto de lazo abierto y de lazo cerrado. Las arquitecturas de lazo abierto suelen ser más fáciles de implementar que las de lazo cerrado debido a que tienen menos problemas de estabilidad. Además, las interfaces de lazo abierto son radiométricas ya que su salida es directamente proporcional a la referencia del circuito. Una implementación híbrida de condensador conmutado que utiliza un circuito de lectura de lazo abierto y un sistema de control de retroalimentación de fuerza puede ser una compensación entre los circuitos de detección capacitiva de los acelerómetros de lazo abierto y de lazo cerrado [127].

#### 2.2.4.1. Arquitecturas capacitivas de lazo abierto para acelerómetros MEMS. Las

arquitecturas de lazo abierto generalmente se eligen cuando no se requiere control adicional sobre las propiedades del sensor. Dependiendo de las especificaciones del circuito, la variación de capacitancia se mide usando un amplificador de un solo extremo o completamente diferencial, que puede implementarse usando un voltaje continuo de tiempo (CTV), una corriente de tiempo continuo (CTC) o una conmutación de tiempo discreto. técnica de detección del condensador (SC). La técnica SC tiene un ruido de conmutación

mayor que los circuitos de tiempo continuo (CT); Las fuentes de ruido para los circuitos SC son: el ruido térmico de las resistencias de encendido del MOS, el ruido de muestreo (el ruido  $kT/C$  de los interruptores del MOS) y también el ruido plegado por un sistema muestreado. Por otro lado, la arquitectura de capacitores conmutados generalmente consume menos energía.

En [115] se presenta una topología de lazo abierto con detección de voltaje en tiempo continuo, capaz de detectar capacitancias ultrapequeñas. La variación de capacitancia puede ser tan baja como  $0.4 fF/g$ , por lo que se utiliza la técnica de estabilización Chopper para minimizar los efectos no ideales del amplificador de detección.

Paavola [75] desarrolló otra arquitectura de lazo abierto, pero utilizando una técnica de condensador conmutado. Comparando con el sistema presentado en [115] que puede medir un solo eje de aceleración, el circuito diseñado por Paavola es capaz de medir 3 ejes de aceleraciones:  $x$ ,  $y$  y  $z$ . Por tanto, el transductor consta de cuatro masas y ocho electrodos fijos. Las cuatro capacitancias entre las masas de prueba y los electrodos fijos cambiarán sus valores cuando ocurra una aceleración y se leerán utilizando una técnica de muestreo multiplexado en el tiempo.

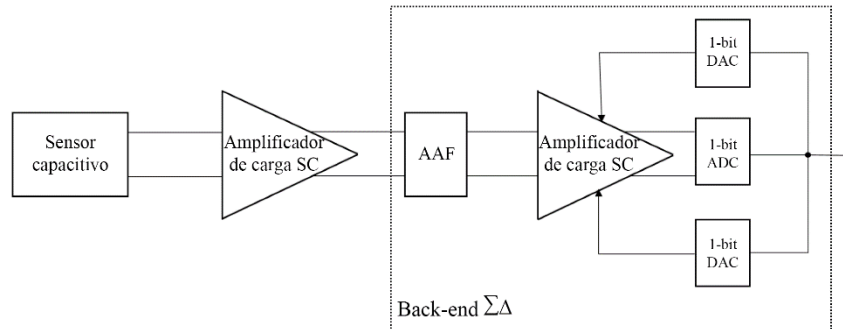
La elección de una topología de lazo abierto con condensador conmutado se basa en el consumo de energía, así como en las restricciones del área de silicio. Sin embargo, para compensar las no linealidades de las fuerzas electrostáticas de una interfaz de bucle abierto, se implementa un puente autoequilibrado en la primera etapa del front-end. Esta técnica consiste en polarizar la placa central del sensor con un voltaje actualizado constantemente para que las cargas que fluyen entre los dos electrodos fijos y la masa sean iguales en cada lado. La estabilización de chopper y el muestreo doble correlacionado [35] están habilitados para reducir el ruido.

Los dos circuitos mencionados anteriormente son interfaces analógicas de lazo abierto. Sin embargo, también se puede utilizar una arquitectura de lazo abierto digital  $\Sigma\Delta$  y fue presentada por Amini y Ayazi [10]. La figura N°18 muestra el diagrama de bloques de entrada-salida general. El transductor diferencial completo de una masa permite la integración dentro de un frente diferencial completo compuesto por un amplificador de carga de condensador conmutado (SC). El back-end consiste en un Filtro Anti plegamiento (AAF), que filtra los componentes de mayor frecuencia de la señal para evitar el plegamiento, y el bloque modulador SC. Cuando el modulador SC está

conectado directamente al transductor ([57], [48], [50]), la capacitancia del sensor influye directamente en el rendimiento del circuito. La ventaja de esta arquitectura, donde el sensor y el modulador SC están separados por el amplificador de carga [10],

Figura N°18: Diagrama de bloques de la interfaz digital de lazo abierto  $\Sigma\Delta$ .

Fuente: [10].



En [129] se presentó otra arquitectura de circuito abierto que implementa la estabilización de Chopper y apunta a aplicaciones de resolución de microgravedad, como navegación inercial GPS y sistemas de medición de distancias subatómicas.

El sensor es un acelerómetro MEMS totalmente diferencial de un eje diseñado con tecnología SOI. En este trabajo, para lograr una alta resolución, se aborda el problema del ruido de los transistores de la etapa de entrada diferencial, ya que en un sistema de lazo abierto y a baja frecuencia, el rendimiento general del acelerómetro está limitado por el ruido de parpadeo de los transistores de entrada.

Los transistores PNP bipolares laterales se utilizan para el par de entrada del amplificador OTA diferencial de primera etapa debido a su buena adaptación, alta transconductancia y bajo ruido de parpadeo. Además, son totalmente compatibles con el proceso CMOS convencional de bajo coste [130].

Una publicación más reciente [70] presenta una interfaz de tiempo continuo de baja potencia para un acelerómetro triaxial capacitivo que incluye un ADC de registro de aproximación sucesiva (SAR) de 10 bits. Dado que el transductor tiene un área sensible grande, lo que da como resultado grandes corrientes de fuga (del orden de  $pA$ ) que pueden saturar la primera etapa del extremo frontal analógico cuando está acoplado en CC al MEMS, se implementa una topología de acoplamiento en CA.

La tabla IV resume los rendimientos de las arquitecturas de acelerómetros capacitivos de lazo abierto mencionadas anteriormente. Según la aplicación objetivo y las especificaciones del circuito, se pueden usar técnicas de

capacitores conmutados y de tiempo continuo: los sistemas de TC tienen niveles de ruido más bajos, mientras que los circuitos de capacitores conmutados consumen menos energía. Otro aspecto importante a tener en cuenta es que el circuito está diseñado para medir uno o varios grados de libertad; en algunas situaciones, un acelerómetro triaxial consumirá más energía que un circuito de un solo eje porque puede contener más bloques.

Tabla IV

RESUMEN DE DESEMPEÑO DE DIFERENTES TOPOLOGÍAS DE LAZO ABIERTO  
PUBLICADAS EN LA LITERATURA

Referencia	Topología	CMOS tecnología/área de chips	Tensión de alimentación/ rango de entrada	Energía	Gama dinámica/ Banda ancha
[10]	Abierto bucle-SC	0.25 $\mu\text{m}$ /2 $\text{mm}^2$	2.5 V/ $\pm 2g$	6 $\text{mW}$	85 dB/75 Hz
[115]	Lazo abierto-TC	0.5 $\mu\text{m}$ / 8.75 $\text{mm}^2$	5 V/ $\pm 6g$	30 $\text{mW}$	N/A
[69]	Lazo abierto-SC	0.13 $\mu\text{m}$ / 0.5 $\text{mm}^2$	1.8 V/ $\pm 4g$	113 $\mu\text{W}$	65 dB /100 Hz
[129]	Abierto bucle-SC	0.6 $\mu\text{m}$ /0.5 $\text{mm}^2$	3 V/ $\pm 18g$	3.75 $\text{mW}$	105 dB/3 Hz
[70]	Lazo abierto-TC	0.13 $\mu\text{m}$ / 1.24 $\text{mm}^2$	1.2 V/ N/A	90 $\mu\text{W}$	66 dB/4 kHz

**2.2.4.2. Arquitecturas capacitivas de lazo cerrado para acelerómetros MEMS.**

También se puede controlar un acelerómetro capacitivo MEMS mediante una operación de lazo cerrado. Para realizar la implementación del lazo cerrado generalmente requiere una atención especial para asegurar la estabilidad y el conocimiento del control para implementar la retroalimentación que puede ser relativamente complicada si se busca una mayor precisión. Los acelerómetros se controlan a menudo mediante un lazo cerrado, si la cavidad del sensor tiene una presión de vacío de bajo nivel y antes de la medición debe amortiguarse el elemento de detección mecánica; el empaque de high-Q requiere amortiguación artificial eléctrica para limitar el desplazamiento de la masa de prueba que puede oscilar y adherirse a los electrodos fijos. Además, una operación de lazo cerrado también supera el efecto de "atracción" de la fuerza electrostática. Para los acelerómetros MEMS capacitivos, para mejorar el rendimiento, últimamente se han seguido dos direcciones diferentes: la primera es optimizar el diseño del elemento de detección mecánica y adoptar

una interfaz electrónica rudimentaria, o la segunda, diseñar un interfaz de circuito mejor-en-su-clase para el rendimiento de sensor mecánico determinado. Por lo tanto, una de las ventajas de un acelerómetro de lazo cerrado MEMS, es el control sobre las propiedades del transductor (amortiguación, ancho de banda) debido a la interacción entre el elemento sensor y el rendimiento de la interfaz.

El sensor del acelerómetro es un sistema de tiempo continuo, pero el controlador puede ser de tiempo continuo o de tiempo discreto, lo que da como resultado una arquitectura híbrida que requiere la misma técnica de método de control. En este caso, si la frecuencia de muestreo del controlador es mucho mayor que el ancho de banda de la señal, el controlador puede aproximarse a un sistema de tiempo continuo o, por el contrario, el transductor debe muestrearse a la frecuencia del controlador. Sin embargo, puede suceder que el controlador y el transductor muestreado funcionen a diferentes velocidades y el sistema se denomina controlador digital de múltiples velocidades [56].

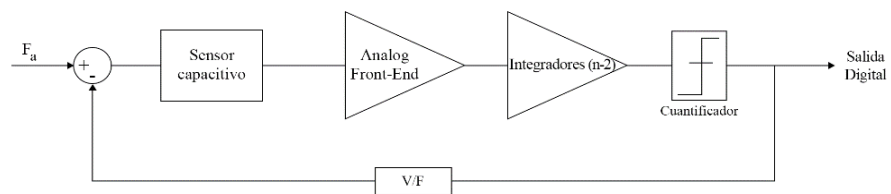
Un artículo de referencia en la literatura es el trabajo presentado por Kraft [49] que describe los dos principales enfoques de lazo cerrado para las interfaces de acelerómetro MEMS que pueden ser analógicas o digitales. Las interfaces cerradas digitales generalmente se refieren a arquitecturas  $\Sigma\Delta$ , mientras que las interfaces cerradas analógicas implementan amortiguación electrostática. La investigación realizada en el dominio y los resultados de las mediciones mostraron buenos desempeños para cada arquitectura, pero también revelaron la limitación de la linealidad del transductor analógico y la complejidad que requiere un modulador de orden superior  $\Sigma\Delta$ . Estos son los dos temas principales que se abordan más adelante en la literatura especializada.

En cuanto a la implementación del transductor digital, se coloca un modulador convertidor  $\Sigma\Delta$  en la ruta de retroalimentación. Un período de muestreo consiste en una fase de detección y una fase de reinicio durante la cual se aplica una fuerza de retroalimentación sobre la masa y anula su desplazamiento incluso para señales de entrada grandes; la salida del sistema de control es una señal digital. La figura N°19 muestra el diagrama de bloques general de un acelerómetro de lazo cerrado  $\Sigma\Delta$  de orden  $n$ th: el sensor es un integrador de segundo orden y su salida es una variación de capacitancia medida por el front-end analógico. Luego, se pueden colocar varios integradores en el lazo para implementar una modulación de orden superior y aumentar las prestaciones. Cuando la etapa frontal está conectada directamente al cuantificador, el ruido en la entrada del comparador aumenta,

al igual que el ruido de cuantificación de la salida del comparador, que no se puede superar mediante el sobremuestreo. Según la decisión del comparador, se aplicará un voltaje en los electrodos del sensor y generará una fuerza electrostática en la dirección opuesta al desplazamiento de masa inicial. De esta forma, el sensor se mantiene en su posición de equilibrio y la salida digital contiene la información de la fuerza que se requiere para mantener la masa en la posición neutral.

Figura N°19: Diagrama de bloques de un acelerómetro digital de lazo cerrado de orden  $n \Sigma\Delta$ .

Fuente: Elaboración propia.



Petkov y Boser presentaron una arquitectura de cuarto orden  $\Sigma\Delta$  [74] para un sensor de superficie micromecanizado; Los autores afirman lograr un ruido de fondo de  $150 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$  y demostraron que la contribución del ruido de cuantificación es insignificante. La motivación de una modulación  $\Sigma\Delta$  de orden superior es disminuir el ruido de cuantificación, que generalmente es mucho más grande que el ruido electrónico del extremo frontal analógico [58]. Comparando con un acelerómetro capacitivo  $\Sigma\Delta$  de segundo orden ([67], [63], [47], [56]) que usa solo el elemento sensor de segundo orden como filtro de lazo, este trabajo presenta una arquitectura  $\Sigma\Delta$  de orden alto de lazo único, basada en dos integradores con suma de avance.

Chen [22] también informó sobre un modulador  $\Sigma\Delta$  de orden superior para un acelerómetro de bucle cerrado. El sensor tiene un empaque de bajo vacío que permite la cointegración dentro de un giroscopio, pero requiere un método para reducir los tiempos de establecimiento y el zumbido. La configuración propuesta en este artículo tiene el elemento sensor mecánico de segundo orden como parte del lazo, cuatro integradores electrónicos en cascada en los bucles de retroalimentación múltiple y un bloque cuantificador, lo que da como resultado una interfaz de tiempo continuo  $\Sigma\Delta$  de sexto orden. La salida del sistema está digitalizada y no hay necesidad de un ADC adicional. Sin embargo, aquí se utilizan electrodos separados para la detección y la retroalimentación para permitir el diseño de un sistema de amortiguación que pueda reducir las oscilaciones debidas al envasado al vacío.

Xu [117] informó sobre otra interfaz  $\Sigma\Delta$  de lazo cerrado, más reciente, para un sensor micromecanizado de superficie capacitiva de alto Q. La resolución sub- $\mu g$  se obtiene implementando la técnica del capacitor de conmutación y aumentando el orden del modulador  $\Sigma\Delta$  a tres, lo que da como resultado un sistema general de quinto orden. El transductor no tiene electrodos dedicados para la fase de retroalimentación de fuerza durante la cual se amortigua el sensor, por lo que se concibió un cronograma de multiplexación en el tiempo. Para el front-end analógico se han utilizado técnicas de diseño de bajo ruido, como el CDS. Se pueden encontrar interfaces de modulador  $\Sigma\Delta$  similares con altas prestaciones en la literatura [76], [79], [61], [60], [81], [112], sin embargo, los principales inconvenientes de los lazos digitales siguen siendo el consumo de energía causado por la complejidad del sistema y el problema de la estabilidad. Además, para un sensor de múltiples grados de libertad, la interfaz  $\Sigma\Delta$  se puede usar solo si el electrodo móvil no se comparte entre varios ejes. Además, con respecto a las interfaces analógicas de lazo cerrado para acelerómetros capacitivos, el interés de la investigación se ha concentrado en la linealidad de las fuerzas electrostáticas para un rango dinámico de entrada más alto, pero también en el control de las propiedades del sensor cuando se requiere una operación de bajo vacío. Las aplicaciones de alta resolución y baja potencia también se pueden abordar con una implementación de bucle analógico.

Considerando ahora el transductor analógico presentado en la figura N°20, cuando funciona en lazo cerrado, dos fuerzas electrostáticas se superpondrán a la masa de prueba para proporcionar una operación lineal. La fuerza electrostática neta aplicada al transductor es proporcional a la salida  $V_{out}$  y a  $V_B$  cuando el desplazamiento de masa es muy pequeño en comparación con el espacio entre los electrodos. Para aumentar el rango de operación lineal, se puede aplicar un voltaje de DC con  $V_B$  más alto. El principio de amortiguamiento electrostático se detallará en el próximo capítulo.

Las interfaces analógicas de lazo cerrado también pueden ser de tiempo continuo [7] o circuitos de capacitores conmutados [121], [131]. En [7] se utiliza un bloque de control proporcional-integrador-derivativo (PID) para amortiguar el transductor de alto Q. Se pueden utilizar técnicas como CDS o el uso de transistores bipolares de tipo n para la entrada de la primera etapa frontal analógica para consideraciones de ruido.

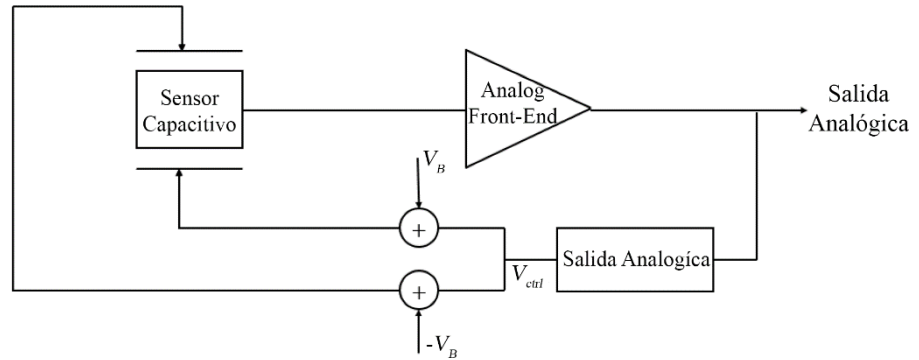


Figura N°20: Diagrama de bloques de un acelerómetro de lazo cerrado analógico.

Fuente: Elaboración propia.

Para las interfaces analógicas de lazo cerrado, los controladores suelen ser bloques PID (Proportional Integral Derivative) [13] pero también arquitecturas PD [125]. Un controlador PID anula el desplazamiento de masa de prueba e implementa un sistema de retroalimentación de fuerza. Por otro lado, el controlador PD no solo amortigua el sensor, sino que también cambiará el ancho de banda mecánico del sistema al modificar la constante del resorte mecánico. La (ec. 28) resume una función de transferencia del controlador de tiempo continuo PD y en la (ec. 29) se da la ecuación general del sensor y del bloque de control:

$$V_{ctrl}(T) = K_p x(t) + K_d \dot{x}(t) \quad (28)$$

$$ma(T) = m\ddot{x}(t) + (b + K_d)\dot{x}(t) + (k + k_p)x(t) \quad (29)$$

donde  $k_p$  y  $K_d$  son parámetros de diseño del controlador. Se puede notar a partir de la (ec. 29) que el factor de amortiguamiento  $b$  así como los valores de la constante de resorte  $k$  del transductor se modifican.

Otro aspecto importante que se debe considerar para el diseño del bloque de control es dónde se aplicará tensión de realimentación. En [127] y [121], el voltaje de control se aplica en el electrodo móvil (masa de prueba) ya que el chip detecta solo un eje de aceleración. A veces, el diseño del transductor impone la aplicación del voltaje de retroalimentación en los electrodos fijos si

la masa de prueba se comparte entre varios ejes y si la primera etapa del front-end también se comparte entre varios ejes.

Usando la amortiguación electrostática, las oscilaciones causadas por el sensor mecánico subamortiguado pueden reducirse habilitando un esquema de control que disminuye el tiempo de establecimiento del sistema y proporciona un control total sobre el rango dinámico de MEMS. Para elegir cuidadosamente los parámetros de diseño del controlador, se pueden usar representaciones de dominio  $s$ , dominio  $z$  o espacio de estado para modelar el sistema [107].

**2.2.5. Revisión.** Esta sección ha resumido la física del sensor capacitivo, así como el mecanismo de actuación electrostático y sus no linealidades asociadas. Se destacó la importancia del modelado matemático de cada bloque, parte del sistema de acelerómetros CMOS MEMS.

El elemento de detección mecánica se puede modelar usando la función de transferencia del amortiguador de resorte de masa de segundo orden. El modelo de tiempo continuo se puede transformar en un sistema de tiempo discreto con una tasa de frecuencia determinada, si es necesario. La relación de amortiguamiento mecánico depende del diseño del resorte y de la presión de la cavidad alrededor del sensor. Si el sensor está subamortiguado, comenzará a oscilar y para disminuir rápidamente la amplitud de las oscilaciones, la amortiguación mecánica puede ajustarse electrostáticamente.

Se ha presentado el mecanismo de accionamiento electrostático. El voltaje aplicado a través de un capacitor cargado generará una fuerza electrostática que puede usarse para aumentar la amortiguación mecánica. La fuerza electrostática tiene una dependencia de segundo orden con el espacio entre los electrodos, el desplazamiento de la masa de prueba y con el voltaje de actuación. Se han discutido el ablandamiento del resorte y el efecto pull-in. El efecto de pull-in puede producir el chasquido del electrodo móvil sobre la placa fija si no se controla el voltaje de actuación o el espacio entre los electrodos; de ahí la importancia de los sistemas de lazo cerrado.

Para la lectura de capacitancia se pueden utilizar técnicas de corriente o voltaje de tiempo continuo con capacitor conmutado. Los sistemas capacitivos de lazo abierto son fáciles de implementar, no tienen problemas de estabilidad y consumen menos energía. Además, tienen una salida radiométrica. Por otro lado, los sistemas de lazo cerrado pueden lograr un ancho de banda de señal más grande, un rango de entrada alto y una linealidad más alta. Las interfaces digitales tienen la ventaja de la salida de datos digitalizados directos mientras que las implementaciones son complejas. Las interfaces analógicas consumen menos energía, pero tienen limitaciones de

linealidad. El principal privilegio de una implementación de lazo cerrado es el control de amortiguamiento artificial, que es muy recomendable cuando el sensor funciona en una cavidad de alto vacío.

La tabla V presenta un resumen de los rendimientos y arquitecturas de los acelerómetros capacitivos MEMS publicados y discutidos en secciones anteriores, donde O se refiere a una arquitectura de circuito abierto y C a una arquitectura de lazo cerrado.

En el próximo capítulo, se presentará una nueva arquitectura de amortiguamiento electrostático de lazo cerrado para un acelerómetro triaxial subamortiguado. El sistema es una arquitectura discreta de capacitores conmutados con control simultáneo de amortiguamiento electrostático. Para cada bloque se han desarrollado modelos Matlab-Simulink y funciones de transferencia z-Transform. Finalmente, se presenta un nuevo enfoque para establecer la función de transferencia en lazo cerrado del sistema y para estudiar la estabilidad.

Tabla V

RESUMEN DE RENDIMIENTO DE DIFERENTES TOPOLOGÍAS DE ACELERÓMETROS PUBLICADAS EN LA LITERATURA

Referencia	Topología	CMOS tecnología/área de chips	Tensión de alimentación/ rango de entrada	Energía	Gama dinámica/ Banda ancha
[115]	O	0.5 $\mu\text{m}$ / 8.75 mm <sup>2</sup>	5 V/ $\pm 6g$	30 mW	N/A
[10]	O	0.25 $\mu\text{m}$ /2 mm <sup>2</sup>	2.5 V/ $\pm 2g$	6 mW	85 dB/75 Hz
[80]	C	0.5 $\mu\text{m}$ /0.9 mm <sup>2</sup>	5 V/ N/A	13 mW	N/A
[69]	O	0.13 $\mu\text{m}$ / 0.5 mm <sup>2</sup>	1.8 V/ $\pm 4g$	113 $\mu\text{W}$	65 dB /100 Hz
[7]	C	0.7 $\mu\text{m}$ /16 mm <sup>2</sup>	5 V/ $\pm 1.5g$	0.24 mW	120 dB /300 Hz
[123]	O	0.6 $\mu\text{m}$ /0.5 mm <sup>2</sup>	3 V/ $\pm 18g$	3.75 mW	105 dB/3 Hz
[73]	C	0.6 $\mu\text{m}$ /9.7 mm <sup>2</sup>	9 V/ $\pm 11g$	12 mW	114 dB/300 Hz
[122]	C	2 $\mu\text{m}$ /15.2 mm <sup>2</sup>	18 V/ $\pm 15g$	N/A	120 dB/1 Hz
[104]	O	0.35 $\mu\text{m}$ /9 mm <sup>2</sup>	N/ A/ $\pm 11.5g$	1 mW	95 dB/100 Hz

[121]	C	0.35 $\mu\text{m}$ / 6.66 $\text{mm}^2$	3.6 V/ $\pm 1.15g$	3.6 $\text{mW}$	91 $\text{dB}/200 \text{ Hz}$
[121]	C	0.35 $\mu\text{m}$ / 0.5 $\text{mm}^2$	5 V/ $\pm 1.2g$	58 $\text{mW}$	N/A
[70]	O	0.13 $\mu\text{m}$ / 1.24 $\text{mm}^2$	1.2 V/ N/A	90 $\mu\text{W}$	66 $\text{dB}/4 \text{ kHz}$
[117]	C	0.5 $\mu\text{m}/7.8 \text{ mm}^2$	7 V/ $\pm 1.2g$	23 $\text{mW}$	130 $\text{dB}/1 \text{ Hz}$
[131]	C	0.35 $\mu\text{m}/ 11.75 \text{ mm}^2$	15 V/ 3.3V/ $\pm 50g$	168 $\text{mW}/$ 6.97 $\text{mW}$	106.2 $\text{dB}/200$ $\text{Hz}$

De la tabla V se pueden extraer dos conclusiones principales, primero, las arquitecturas de lazo cerrado consumen más energía ya que tienen una implementación más compleja que los circuitos de lazo abierto. Segundo, el sistema de lazo cerrado tiene un rango dinámico más alto justificado por el control sobre las propiedades del sensor que proporciona una operación de lazo cerrado. Por lo tanto, para una arquitectura de lazo cerrado impuesta por el nivel de vacío de la cavidad, por ejemplo, el objetivo principal es la reducción del consumo de energía al limitar el número de bloques del sistema.

### III. RESULTADOS

#### 3.1. Acelerómetro triaxial High-Q MEMS con control de amortiguación electrostática – modelado.

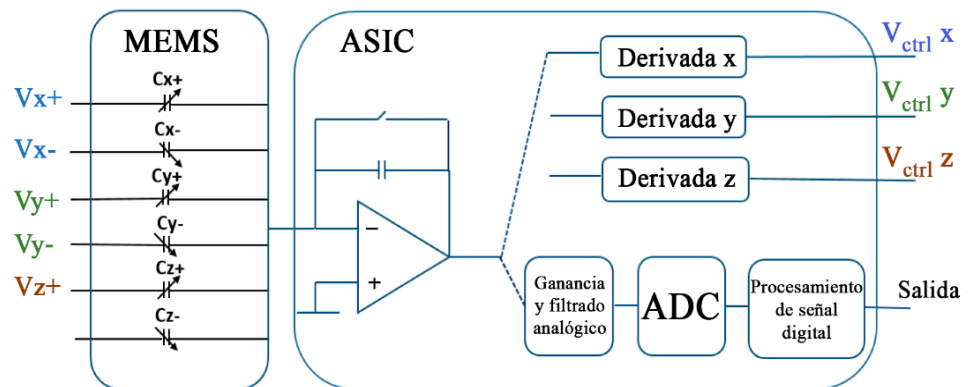
Para diseñar un sensor de seis grados de libertad (6DOF) para aplicaciones de electrónica de consumo (por ejemplo, navegación inercial), sería interesante integrar un acelerómetro y un giroscopio triaxial dentro del mismo chip y nivel bajo. cavidad de vacío. Los problemas relacionados con la colocación del acelerómetro en una cavidad de baja presión se mostraron en el capítulo anterior. Por lo tanto, en este capítulo, se diseña y presenta un nuevo método basado en una arquitectura de acelerómetro de lazo cerrado para superar el problema de la oscilación MEMS sub amortiguada. El control del sensor se basa en el principio de amortiguamiento electrostático mediante la estimación de la velocidad de la masa de prueba y el aumento de la relación de amortiguamiento mecánico. Aquí, la arquitectura digital  $\Sigma\Delta$  no se puede utilizar porque la masa de prueba es común a los tres ejes y el electrodo móvil no se puede mantener en la posición de equilibrio durante la fase de medición de la aceleración.

Además, las especificaciones del circuito requieren un diseño de área pequeña, de bajo costo y de baja potencia. Por lo tanto, la arquitectura frontal analógica y los cronogramas de amortiguación electrostática deben elegirse de manera óptima. Para definir la arquitectura y determinar exhaustivamente todos los parámetros variables de diseño, se modeló el sistema utilizando Matlab-Simulink. Además, la función de transferencia global del lazo cerrado se encontró utilizando un modelo analítico que requería una representación matemática bloque a bloque. Finalmente, se utilizó la función de transferencia de lazo cerrado para estudiar la estabilidad del sistema.

##### 3.1.1. Enfoque.

La nueva arquitectura del sistema se presenta en la figura N°21. El sensor (MEMS) es un acelerómetro triaxial diferencial de dos masas y con dos placas fijas por eje que funciona en una cavidad de vacío de alto nivel. Las placas fijas a menudo se denominan electrodos de excitación ya que sirven como soporte de excitación durante la fase de medición de la aceleración. La oblea MEMS tiene una tapa que se usa para sellar la cavidad y está unida por fritada de vidrio con la oblea ASIC. El convertidor de carga a voltaje (C2V) está directamente conectado a la masa de prueba (electrodo móvil). Además, las especificaciones de diseño imponen que el C2V se comparta entre los 3 ejes y solo uno la dirección de la aceleración se puede medir por tanto a la vez. Durante la fase de medida de un eje, no se permite aplicar tensiones (excitación o realimentación) en las placas fijas de los otros ejes. A diferencia del C2V que es común a todos los 3 ejes, existen tres unidades de control diferentes que implementan la

derivada de salida C2V, una para cada eje, y que aplican el voltaje de retroalimentación requerido en las placas de excitación en un tiempo específico predefinido durante un cierto periodo. Está claro entonces que el sistema está discretizado en el tiempo y la frecuencia de muestreo puede influir directamente en el rendimiento del bucle. La frecuencia de muestreo, así como la ganancia derivada, son los dos principales parámetros de diseño que se analizarán de cerca en esta tesis, ya que juegan un papel importante en la eficiencia de amortiguamiento y en la estabilidad del sistema. Para estimar la eficiencia de amortiguamiento, el tiempo de asentamiento se utilizará como criterio. Para esta arquitectura, el tiempo de estabilización se define como el tiempo que requiere el C2V para alcanzar el estado estable y proporcionar un



valor de aceleración medido válido a la cadena de procesamiento de señales.

Figura N°21: Acelerómetro triaxial MEMS subamortiguado de lazo cerrado con control de amortiguación electrostática.

Fuente: Elaboración propia.

### 3.1.2. Elemento sensor triaxial.

Esta sección presenta en detalle la estructura, el modelado de Matlab-Simulink y diferentes representaciones matemáticas en los dominios  $s$  y  $z$  para el sensor de elemento capacitivo.

**3.1.2.1. Diseño de sensores.** Como se mencionó anteriormente, el elemento sensor mecánico puede detectar aceleraciones en tres direcciones:  $x$ ,  $y$ ,  $z$ . Las leyes del movimiento de traslación se aplican a los ejes  $x$ , &  $y$ , mientras que el eje  $z$  puede describirse en términos de dinámica de rotación. La figura N°22. ilustra la estructura del sensor triaxial junto con la ilustración de C2V.

Tanto para reducir el ruido como para aumentar el área de detección, la estructura del sensor comprende dos masas de prueba, lo que permite la integración de MEMS con una interfaz CMOS completamente diferencial. Sin embargo, por razones de simplificación, una masa de prueba (dibujo de la masa de prueba roja en la figura N°22.) será descartada en el modelo, ya que el diseño es totalmente simétrico.

Las masas de prueba están construidas sobre un sustrato que puede polarizarse a través de la almohadilla *sh* (polarización del escudo). No se desea generar fuerzas electrostáticas entre el escudo y la masa de prueba, que pueden perturbar la medición de la aceleración y, por lo tanto, la polarización del escudo generalmente se mantiene igual que la polarización de la masa de prueba. El diseño también tiene capacidades de autocomprobación (*st pad*) que eventualmente se pueden usar para probar parte de las funciones del circuito. De manera similar, si la autocomprobación no está habilitada, el *st pad* debe polarizarse con el mismo voltaje que la masa de prueba.

La presión dentro de la cavidad MEMS, obtenida al sellar la tapa MEMS sobre la oblea MEMS, es un vacío muy alto. El factor de calidad  $Q$  asociado con este nivel de presión está en el rango de  $1000 < Q < 3000$ . Se realizarán más modelos y simulaciones considerando  $Q = 2000$ .

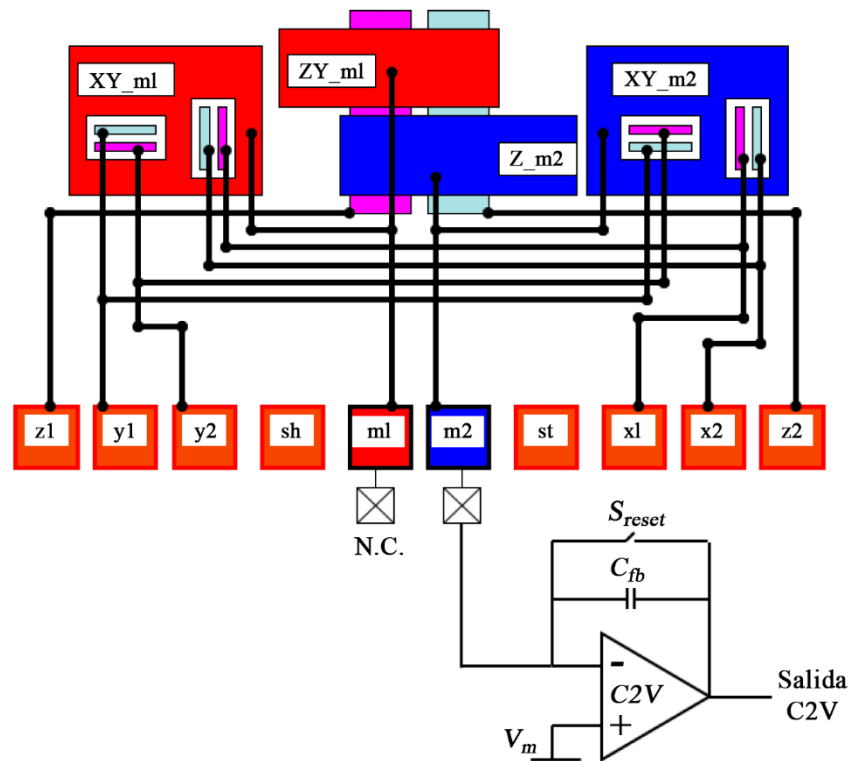


Figura N°22. Representación del acelerómetro triaxial diferencial de dos masas con capacidades de autocomprobación y el diagrama de bloques del extremo delantero analógico.

Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la figura N°22, no hay un electrodo dedicado para el control de la amortiguación electrostática y las placas fijas deben compartirse entre la fase de medición y la de amortiguación. La masa de prueba también se comparte entre los 3 ejes, lo que implica que solo se puede conectar un amplificador al pad de *m2*. Este amplificador tiene dos propósitos:

primero, permite medir la variación de capacitancia debido a la aceleración externa aplicada al transductor y convertirla en una señal eléctrica, y segundo, polarizar constantemente la masa de prueba, a través de su retroalimentación. La tabla VI. resume los parámetros del transductor donde  $1g = 1m/s^2$  es la aceleración gravitacional. Las características difieren de un eje a otro debido a las variaciones del proceso, pero también al diferente diseño de movimiento para  $x$ ,  $y$  y  $z$ . La tabla VI. presenta las características nominales para los ejes  $x$  y  $y$  y como segunda simplificación del modelado, se considerará en los siguientes estudios que los parámetros del transductor son idénticos para  $x$ ,  $y$  y  $z$ . Para un sistema de segundo orden sub amortiguado, la frecuencia de resonancia  $f_r$  se calcula usando la relación (ec. 30) que conduce a aproximadamente el mismo valor que  $f_0$ , por lo tanto, el transductor tendrá una frecuencia de oscilación de  $4 kHz$ .

$$f_y = f_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \quad (30)$$

Tabla VI  
CARACTERÍSTICAS NOMINALES DEL TRANSDUCTOR DEL  
ACELERÓMETRO X, Y

Sensibilidad	$4.5 fF/g$ (2 masas)
Masa de la masa de prueba ( $m$ )	$5.52ng$
Constante de resorte ( $k$ )	$3.5 N/m$
Frecuencia natural ( $f_0$ )	$4.01kHz$
Factor de calidad ( $Q$ )	2000
Área de sentido ( $A$ )	$0.238 mm^2$
Espacio de sentido ( $d_0$ )	$1.7 \mu m$

Aunque en la tabla VI se da la sensibilidad de variación de capacitancia, la sensibilidad de desplazamiento del sensor también se puede calcular como:

$$Displacement Sensitivity = 9.8 \frac{m}{k} 15.45nm/g \quad (31)$$

El ruido browniano ( $BN$ ) del transductor se puede estimar usando los parámetros presentados en la tabla VI y la ecuación (ec. 32):

$$BN[g / \sqrt{Hz}] = \frac{1}{9.8} \sqrt{\frac{4k_B T \omega_0}{m_Q}} \quad (32)$$

donde  $k_B$  es la constante de Boltzmann ( $k_B = 1,38e - 23$ ),  $T$  es la temperatura en Kelvin,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  es la pulsación natural del sensor,  $m$  es la masa de la masa de prueba y  $Q$  es el factor de calidad. Cuanto más alto es el factor de calidad, más bajo es el ruido de fondo browniano. Los acelerómetros habituales, no cointegrados con otro sensor, tienen una presión dentro de sus cavidades similar a la presión atmosférica, lo que asegura un factor de calidad de 1 ( $Q = 1$ ). La tabla VI. presenta una comparación  $BN$  entre dos sensores diferentes: un acelerómetro atmosférico y un acelerómetro de presión envasado al vacío a una temperatura ambiente de 25 °C. Muestra claramente que el acelerómetro sub amortiguado logra el  $BN$  inferior, que es aproximadamente 40 veces más pequeño que el transductor amortiguado.

Tabla VII  
COMPARACIÓN DEL PISO DE RUIDO BROWNIANO ENTRE UN ACCELERÓMETRO MEMS AMORTIGUADO Y SUBAMORTIGUADO

$Q$	$BN$
1	27.95 $\mu g/\sqrt{Hz}$
2000	0.625 $\mu g/\sqrt{Hz}$

**3.1.2.2. Modelo Matlab-Simulink y función de transferencia de dominio-s.** En la sección 2.1, el acelerómetro se modeló como un sistema amortiguador de resorte de masa de segundo orden. Aplicando la segunda ley de Newton al sistema, se puede escribir la ecuación (ec. 33) que describe el movimiento de traslación de masa de prueba MEMS de lazo abierto:

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) = ma_{ext}(t) \quad (33)$$

La (ec. 33) se ha implementado en Simulink usando dos integradores de tiempo continuos porque la aceleración externa aplicada en el transductor tiene que integrarse dos veces para obtener el desplazamiento  $x$ . En la figura

N°23. Se presenta el modelo Matlab-Simulink de tiempo continuo de un acelerómetro de lazo abierto.

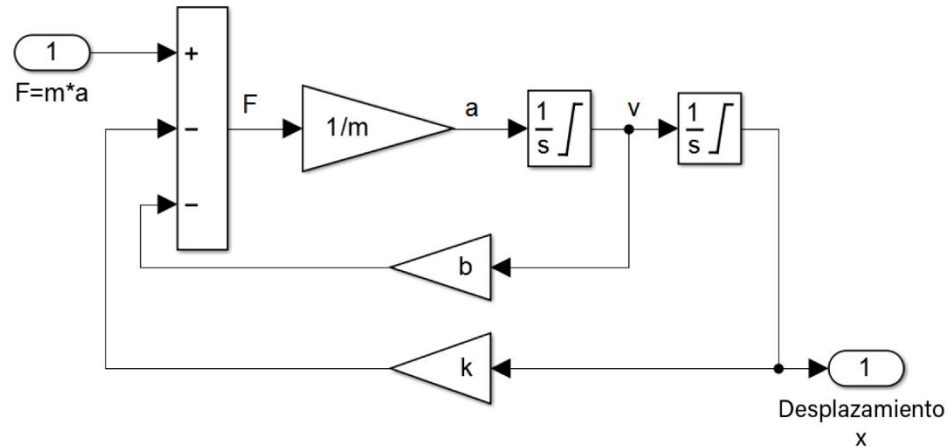


Figura N°23: Ilustración del modelo de Simulink para el acelerómetro MEMS de bucle abierto.

Fuente: Elaboración propia.

Este modelo tiene asociada una función de transferencia de tiempo continuo entre la fuerza de aceleración y el desplazamiento MEMS dada por la (ec. 34):

$$H_{MEMS(x \rightarrow F)}(S) = \frac{x(s)}{F_{ext}(s)} = \frac{1/m}{S^2 + \frac{b}{m}S + \frac{k}{m}} \quad (34)$$

Al reemplazar (ec. 6) y (ec. 7) en (ec. 34), la función de transferencia del elemento mecánico también se puede escribir como:

$$H_{MEMS(x \rightarrow F)}(S) = \frac{x(s)}{F_{ext}(s)} = \frac{1}{k} \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (35)$$

El modelo de tiempo continuo se simuló para diferentes valores de factores de calidad con el fin de estimar los tiempos de establecimiento cuando funciona en lazo abierto. figura N°24. muestra las respuestas de MEMS para una aceleración de entrada de 1 g y un factor de calidad Q de (a) 1, (b) 50 y (c) 2000. En la tabla VIII se dan los tiempos de establecimiento asociados. Se puede notar, como era de esperar, que el tiempo de asentamiento aumenta significativamente cuando Q aumenta.

Dado que la cointegración con el sensor del giroscopio requiere un factor de alta calidad, del orden de 2000 o superior, el tiempo de establecimiento del acelerómetro se convierte en el principal problema a tratar.

Tabla VIII

TIEMPOS DE ESTABLECIMIENTO DE LAZO ABIERTO PARA DIFERENTES FACTORES DE CALIDAD MEMS Q

Q	Tiempo de asentamiento [ms]
1	0.25
50	15
2000	350

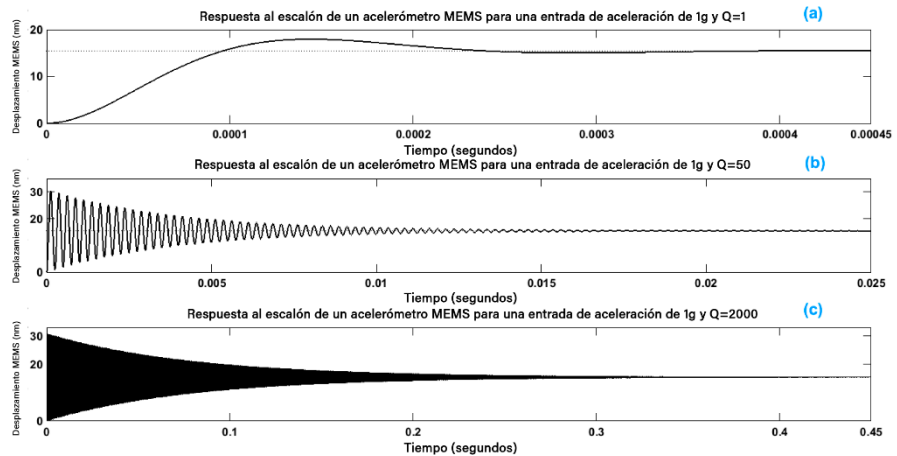


Figura N°24: Respuesta del acelerómetro MEMS en configuración de bucle abierto a una aceleración de paso de 1g para diferentes factores de calidad: (a) Q=1, (b) Q=50 y (c) Q=2000.

Fuente: Elaboración propia.

El segundo aspecto a tener en cuenta es la amplitud de oscilación. La masa de prueba está situada simétricamente entre los dedos sensores fijos. Como resultado, bajo el efecto de una fuerte aceleración debido a un choque, por ejemplo, la masa de prueba puede oscilar con una amplitud de oscilación muy grande, lo que en última instancia puede conducir a la destrucción de los MEMS. Por esta razón, algunos diseños de transductores tienen stop-fingers que protegen las placas fijas de los sensores.

Tal amplitud de oscilación máxima se puede derivar para un acelerómetro MEMS de high-Q a partir de su función de transferencia. Este cálculo es útil para estimar la señal que medirá la primera etapa de la interfaz electrónica y cómo se debe diseñar la primera etapa para que no se sature con la gran amplitud de oscilación de la masa de prueba.

La amplitud de oscilación máxima se puede estimar a partir de la respuesta escalonada de MEMS (figura N°25), donde  $X_0$  es el valor de desplazamiento en estado estacionario y  $X$  es la amplitud de la primera oscilación.

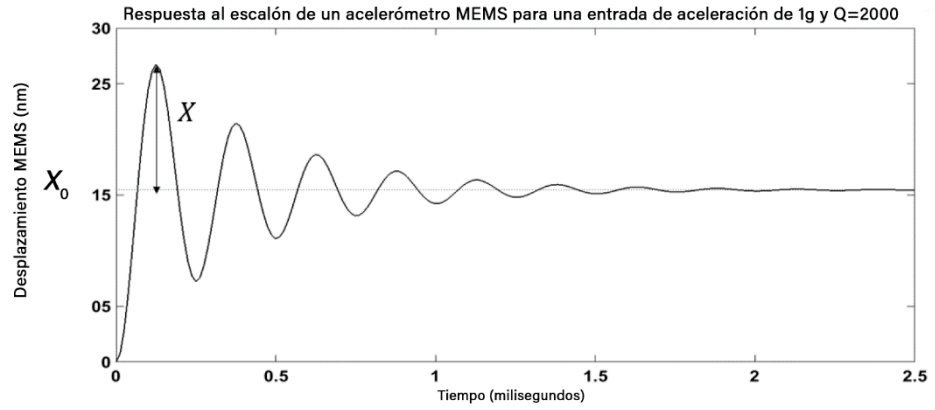


Figura N°25: Respuesta escalonada del acelerómetro de lazo abierto para  $Q=5$ .

Fuente: Elaboración propia.

En [83], se muestra que la razón entre  $X$  y  $X_0$  es:

$$\frac{x}{x_0} = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (36)$$

$$\text{Donde: } \xi = \frac{1}{2Q}$$

El valor máximo de oscilación cuando  $\xi \ll 1$  es:

$$X + X_0 = X_0 \left( 1 + e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \right) \cong 2X_0 \quad (37)$$

Se puede concluir de (ec. 37) que, para diseños de high-Q, la oscilación máxima se limita al doble del valor de desplazamiento constante, por lo que la interfaz electrónica se diseñará de conformidad.

La función de transferencia en lazo abierto de tiempo continuo y el modelo permiten estimar el tiempo de establecimiento y la cantidad de señal que tendrá que manejar la interfaz electrónica. Como se indicó en la sección 3.1.1, la arquitectura novedosa propuesta en esta tesis es un sistema discreto en tiempo discreto y para un modelado completo del sistema de entrada a salida, el modelo de tiempo continuo del sensor debe transformarse en un modelo discreto de tiempo. El modelo discreto de entrada a salida es obligatorio para la investigación de estabilidad del sistema de lazo cerrado. La transformación de la función de transferencia de tiempo discreto de MEMS se explicará en la subsección 3.1.2.3.

**3.1.2.3. Función de transferencia MEMS de dominio-z.** Los sistemas en tiempo discreto a menudo requieren controladores discretos o la discretización de bloques de tiempo continuo existentes. En esta perspectiva, la transformación

de la función de transferencia del dominio  $s$  al dominio  $z$  se ha investigado mucho en los últimos años [17], [107]. La conversión del dominio  $s$  a  $z$  suele utilizar un método de aproximación y la elección suele basarse tanto en la frecuencia de muestreo como en la función de transferencia a convertir, ya que existen métodos más eficientes para determinados filtros. Los métodos de transformación  $s$  a  $z$  más utilizados son: el método de la invariante de impulso, la aproximación de Euler, el método de Tustin (aproximación bilineal), el método Pole-Zero (MPZ) y el método Pole-Zero modificado (MMPZ) [65], [33].

Para la función de transferencia de tiempo continuo MEMS (ec. 35) se ha utilizado en primer lugar la aproximación de Euler. Si la función de transferencia de tiempo continuo (ec. 35) tiene que ser transformada en un sistema de tiempo discreto con un período de muestreo genérico  $T_s$ , entonces (ec. 38) es la relación entre el dominio  $s$  y el  $z$  cuando se usa la aproximación de Euler:

$$s \rightarrow \frac{z-1}{T_s} \quad (38)$$

La nueva función de transferencia (TF) MEMS de tiempo discreto se convierte en:

$$H_{MEMS}(Z) = \frac{1}{k} \frac{\gamma^2}{z^2 + 2z(\xi\gamma - 1) + (1 - 2\xi\gamma + \gamma^2)} \quad (39)$$

Donde  $y = \omega_0 T_s$

La función de transferencia MEMS (ec. 39), obtenida mediante la aproximación de Euler, ha sido implementada en Matlab y comparada con el comportamiento en tiempo continuo. La figura N°26 muestra las dos formas de onda para un transductor con  $Q = 2000$  y la frecuencia de muestreo  $f_s = 1/T_s = 30\text{kHz}$ . La frecuencia de muestreo de prueba se eligió de acuerdo con las especificaciones del sistema que requieren una frecuencia de muestreo de  $30\text{ kHz}$  o más o menos. Además del teorema de Shannon, los métodos de discretización requieren también una frecuencia de muestreo de 20 a 30 veces mayor que el ancho de banda del sistema para minimizar los errores. Puede notarse en la figura N°26 que la discretización no se ajusta al modelo de tiempo continuo y esto puede deberse al hecho de que la relación entre el muestreo y las frecuencias de la señal son solo 7.5.

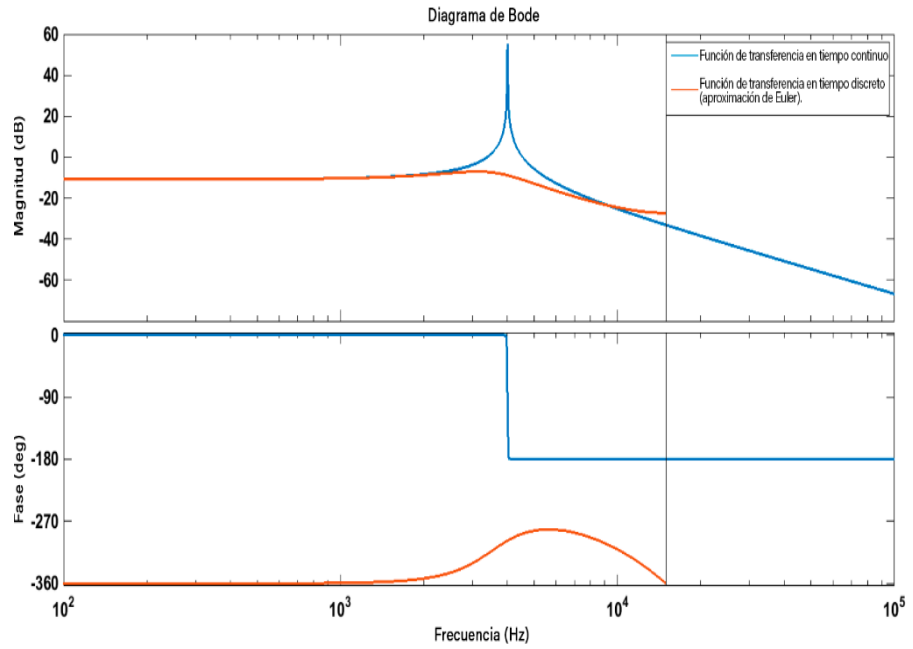


Figura N°26: Diagrama de Bode de la función de transferencia MEMS de tiempo continuo (azul) y el TF aproximado de Euler de tiempo discreto asociado (rojo) para  $f_s = 30kHz$  y  $Q = 2000$ .

Fuente: Elaboración propia.

En consecuencia, a continuación, se utilizará otro método de discretización para la función de transferencia MEMS. La aproximación de Tustin se basa en la preservación de la característica de frecuencia [86] y se utiliza a menudo para la discretización de filtros de paso bajo.

Para el método Tustin, la conversión  $s$  a  $z$  se realiza utilizando la relación (ec. 40):

$$s \rightarrow \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (40)$$

La función de transferencia de tiempo continuo MEMS (ec. 35) se convierte en:

$$H_{MEMS}(z) = \frac{1}{k} \frac{\gamma^2(1+z^2)}{z^2(\gamma^2+4\xi\gamma+4)+z(2\gamma^2-8)+(\gamma^2-1-4\xi\gamma+1)} \quad (41)$$

La figura N°27 presenta la simulación de los modelos de tiempo continuo y discreto para los MEMS a la misma frecuencia de muestreo  $f_s = 30 kHz$ . Está claro que las formas de onda se ajustan mejor usando la aproximación de Tustin que usando la de Euler. En consecuencia, la (ec. 41) se mantendrá para la discretización de MEMS en esta tesis.

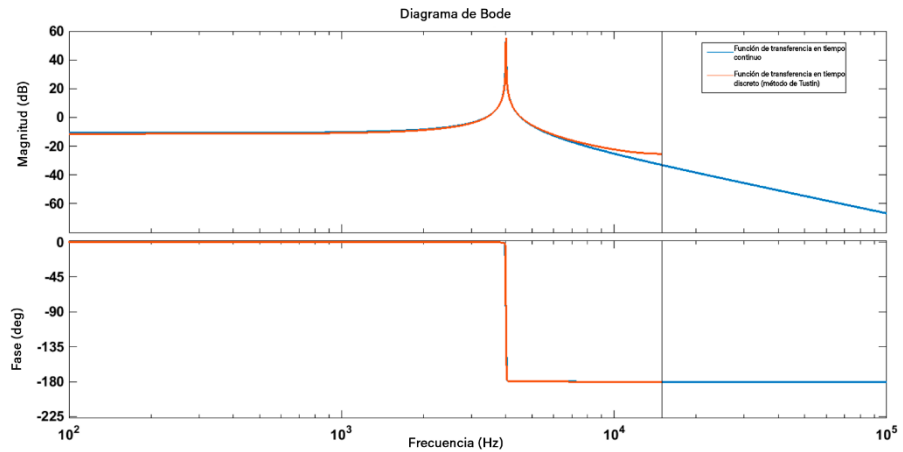


Figura N°27: Diagrama de Bode de la función de transferencia MEMS de tiempo continuo (azul) y el TF aproximado de Tustin de tiempo discreto asociado (rojo) para  $f_s = 30kHz$  y  $Q = 2000$ .

Fuente: Elaboración propia.

En esta sección, se describió el elemento sensor mecánico triaxial y se modeló su funcionamiento. Por consideraciones de diseño y estabilidad, la función de transferencia de tiempo continuo se transforma en un sistema discreto con una frecuencia de muestreo determinada. Este enfoque se utilizará a continuación para encontrar la función de transferencia de bucle cerrado del sistema y para concluir sobre la estabilidad.

### 3.1.3. Modelado de interfaz analógica: amplificador de carga a voltaje

El rendimiento de la interfaz analógica es un aspecto crítico a considerar en el diseño del sensor. El ruido del circuito generado en el front-end dominará el rendimiento de la relación señal-ruido (SNR) del sensor y las capacitancias parásitas darán como resultado un cambio de compensación y no linealidades.

El amplificador de carga a voltaje (C2V) es la primera etapa del AFE y su función principal es generar un voltaje amplificado preciso que corresponda a la variación de capacitancia y carga causada por la aceleración externa aplicada al transductor de inercia. Según el diseño del elemento de detección mecánica, el C2V puede tener una arquitectura de una terminación única o completamente diferencial. Además, para este diseño específico, como se mencionó anteriormente, el C2V se comparte entre los 3 ejes ya que el electrodo móvil es común. El C2V debe asegurar una polarización de voltaje constante en la masa de prueba del sensor, durante todas las fases y para los 3 ejes, y esto será posible principalmente debido a la retroalimentación del amplificador. El ancho de banda del elemento sensor mecánico está limitado a  $4 kHz$  (tabla VI). En consecuencia, el amplificador C2V debe tener una frecuencia de muestreo de al menos  $24 kHz$  (teorema de muestreo de Nyquist-Shannon).

En la figura N°28, se muestra el diagrama de bloques de un elemento de detección capacitivo de un solo extremo con su primera etapa de AFE y sus cronogramas. El amplificador C2V tiene básicamente dos fases que no se superponen: Reset (1) e Integración (2). Durante la fase de reinicio, el capacitor de retroalimentación  $C_{fb}$  se reinicia a cero cuando el interruptor  $S_{reset}$  se cierra y la excitación señala  $Ex_p$  y  $Ex_n$  son iguales a una polarización de  $V_m$  DC. Luego, durante la fase de integración, el interruptor  $S_{reset}$  se abre y la variación de carga de  $C_1$  y  $C_2$  es integrada por el capacitor de retroalimentación debido al paso de voltaje entre  $Ex_p$  y  $Ex_n$ . El paso de voltaje entre  $Ex_p$  y  $Ex_n$  es  $2V_m$ . Este funcionamiento es típico de un acelerómetro de condensador conmutado capacitivo de un eje.

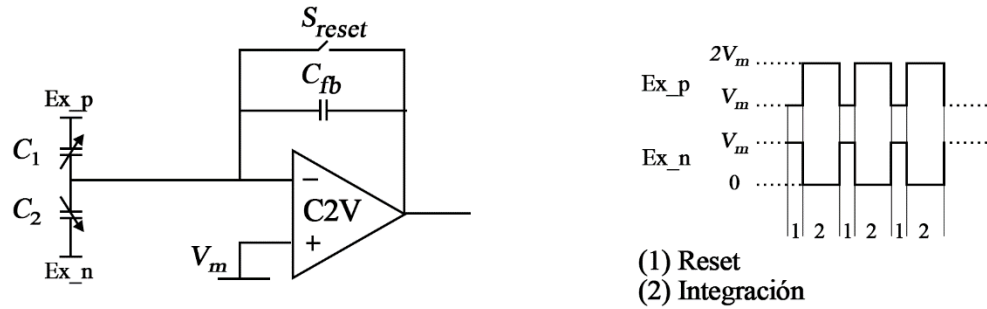


Figura N°28: Diagrama de bloques del elemento sensor capacitivo y la primera etapa del AFE con sus cronogramas.

Fuente: Elaboración propia.

Ya que no se aplican técnicas de procesamiento de señal adicionales, como filtrado, al C2V durante la fase de integración, el amplificador se modelará como una ganancia constante que refleja la aceleración (o la fuerza de aceleración) en la conversión de voltaje.

Si  $\Delta C$ , definida en (ec. 15), es la variación de capacitancia a integrar en el amplificador, entonces la salida C2V es:

$$V_{c2v_{out}} = \frac{-\Delta C}{C_{fb}} V_m \quad (44)$$

Teniendo en cuenta los parámetros de la tabla VI para el elemento de detección mecánica, un capacitor de retroalimentación de  $C_{fb} = 300 \text{ fF}$  y  $V_m = 0.8 \text{ V}$  (compatible con una tecnología CMOS de 1.6V), entonces el C2V puede generar  $V_{c2v_{out}} = 12 \text{ mV}$  en una topología de un solo extremo para una entrada de aceleración  $1g$  cuando el sistema alcanza el estado estacionario.

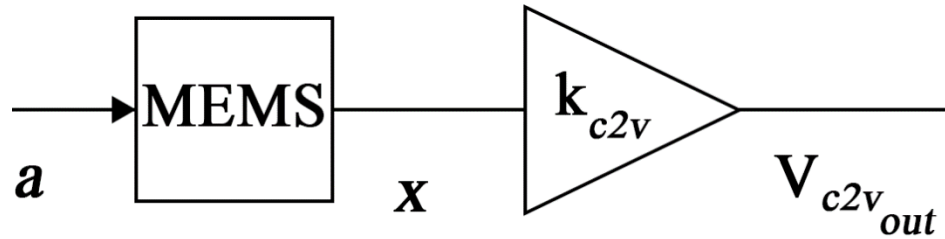


Figura N°29: Una ilustración de los modelos simplificados MEMS y C2V.  
Fuente: Elaboración propia.

En aras de la simplicidad, el C2V se modelará a continuación utilizando una ganancia constante  $V_{c2v}$  (figura N°29). La primera etapa del AFE tiene una contribución importante a la SNR y al ruido del circuito, pero para esta parte del estudio, se utilizará un modelo macro para el C2V con el fin de encontrar la arquitectura de sistema adecuada; luego, se detallará el diseño bloque por bloque.

### 3.1.4. Conversión de voltaje a fuerza

**3.1.4.1. Principio de amortiguación electrostática.** Anteriormente se indicó (sección 3.1.1) que tres bloques de control diferentes deben aplicar voltajes de control en las placas de excitación del sensor para crear una amortiguación eléctrica artificial, que ayude a la baja amortiguación mecánica de un acelerómetro high- Q.

El funcionamiento de este micro accionador se basa en el mecanismo de accionamiento electrostático. Sin embargo, no todos los voltajes aplicados en las placas de excitación producirán una fuerza electrostática capaz de amortiguar el transductor.

Se ha llevado a cabo una investigación activa sobre la superposición de dos fuerzas electrostáticas en una masa de prueba para producir una característica de retroalimentación lineal [55], [125]. La principal ventaja de este enfoque es la simpleza de implementación, en comparación con un lazo digital. Sin embargo, tiene problemas de no linealidad y, según los parámetros de diseño del elemento de detección mecánica, la región lineal de la característica de retroalimentación varía. En la figura N°30, se presenta una estructura capacitiva MEMS con placas de excitación paralelas y las fuerzas electrostáticas aplicadas en la masa de prueba.

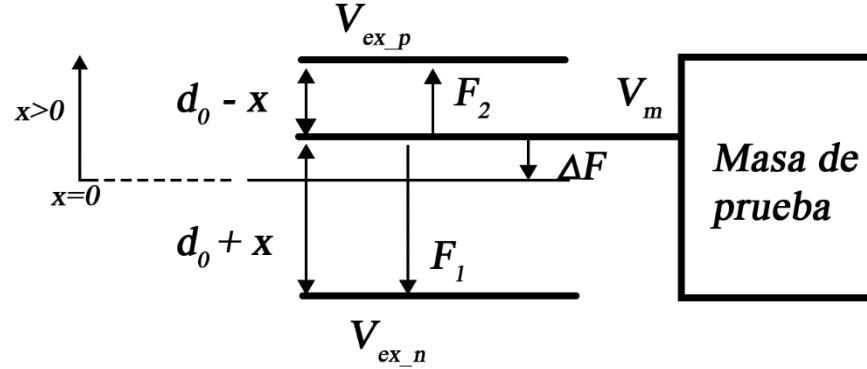


Figura N°30: Una ilustración de un sensor capacitivo de placas paralelas y las fuerzas electrostáticas aplicadas en la masa de prueba.

Fuente: Elaboración propia.

En la presencia de la aceleración externa, la masa de prueba se mueve, lo que induce una variación de capacitancia entre los electrodos del transductor. Además, cuando se aplica un voltaje ( $V_{ex_p}$ ,  $V_{ex_n}$  y  $V_m$ ) en los electrodos, se genera una fuerza electrostática ( $F_1$ ,  $F_2$ ) entre la masa de prueba y los electrodos de excitación. La fuerza electrostática neta  $\Delta F$ , detallada mediante la (ec. 43) es una fuerza de atracción:

$$\Delta F = F_1 - F_2 = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_r A \left( \frac{(V_{ex_n} - V_m)^2}{(d_0 + x)^2} - \frac{(V_{ex_p} - V_m)^2}{(d_0 - x)^2} \right) \quad (43)$$

Tenga en cuenta que  $\Delta F$  debe ser nulo durante la fase de integración ya que una fuerza electrostática perturbaría la medición de la aceleración. Suponiendo que, en las placas fijas, un sesgo diferencial  $V_B$  y un voltaje de control común  $V_{ctrl}$  se superpone al voltaje de modo común  $V_m$  como en (ec. 44),  $\Delta F$  dependerá tanto de  $V_{ctrl}$  como de  $V_B$ .

$$V_{ex_p} = V_m + V_{ctrl} + V_B$$

$$V_{ex_n} = V_m + V_{ctrl} - V_B \quad (44)$$

Reemplazando (ec. 44) en (ec. 43), uno puede reescribir:

$$\Delta F = F_1 - F_2 = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_r A \left( \frac{(V_{ctrl} - V_B)^2}{(d_0 + x)^2} - \frac{(V_{ctrl} + V_B)^2}{(d_0 - x)^2} \right) \quad (45)$$

Si el desplazamiento  $x$  es muy pequeño además del espacio entre los electrodos  $d_0$ ,  $x \ll d_0$ , entonces la fuerza neta electrostática  $\Delta F$  se convierte en:

$$\Delta F \cong -\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0^2} V_B V_{ctrl} \quad (46)$$

Y

$$\Delta F \cong -B V_{ctrl}$$

$$\text{Donde } B = \frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0^2} V_B \quad (47)$$

La fuerza electrostática  $\Delta F$  (47) representa otra fuerza que debe agregarse a la ecuación del sistema amortiguador masa-resorte de segundo orden. Además, si el voltaje de control  $V_{Ctrl}$  es proporcional a la velocidad de la masa de prueba  $\dot{x}$ , entonces se puede notar claramente que el amortiguamiento mecánico  $b$  aumentará artificialmente con un cierto valor  $B$ , donde  $B$  es el coeficiente de amortiguamiento electrostático:

$$m\ddot{x} + (b + B)\dot{x} + kx = ma_{ext} \quad (48)$$

Por lo tanto, los bloques de control deben aplicar sobre la masa de prueba las señales de excitación (44) donde  $V_{ctrl}$  es proporcional a la velocidad de la mesa de prueba. Dado que los electrodos están multiplexados y la fase de amortiguamiento es seguida por otras fases de reinicio e integración, la fuerza electrostática neta  $\Delta F$  se modula con una relación  $\frac{t_{damp}}{T_s}$  donde  $t_{damp}$  es el periodo de fase de amortiguamiento y  $T_s$  la frecuencia de muestreo para una implementación de sistema discreto.

Además, está claro que, desde la perspectiva de la fuerza neta electrostática,  $V_{ctrl}$  y  $V_B$  son simétricas. Si se considera:

$$\begin{aligned} V_{exp} &= V_m + V_{ctrl} + V_B \\ V_{exn} &= V_m - V_{ctrl} + V_B \end{aligned} \quad (49)$$

Entonces la fuerza neta electrostática  $\Delta F$  se convierte en:

$$\Delta F = F_1 - F_2 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r A \left( \frac{(-V_{ctrl} + V_B)^2}{(d_0 + x)^2} - \frac{(V_{ctrl} - V_B)^2}{(d_0 - x)^2} \right) \quad (50)$$

La (ec. 50) es equivalente a (ec. 45) y conducirá a la misma característica lineal de la fuerza electrostática (ec. 46). Dependiendo de las especificaciones de diseño, se puede considerar e implementar cualquier solución para las señales de excitación ((ec. 44) o (ec. 49)) ya que son simétricas y tendrán el mismo resultado de fuerza electrostática neta.

### 3.1.4.2. Linealidad de la conversión de tensión a fuerza

De la (ec. 46), se puede notar la característica lineal de la fuerza electrostática neta con  $V_B$  y  $V_{ctrl}$ . Sin embargo, esta linealidad tiene una limitación impuesta por la relación entre el desplazamiento de la masa de prueba  $x$  y el espacio entre los electrodos  $d_0$ .

La no linealidad de la fuerza electrostática tiene dos inconvenientes principales. El primero es la ineficiencia del amortiguamiento electrostático si la fuerza electrostática no es proporcional a la estimación de la velocidad de la masa de prueba; en consecuencia, además del tema de la oscilación, el sistema tendrá un comportamiento no lineal.

Para verificar la no linealidad de tensión a fuerza electrostática para el diseño presentado en este estudio, el transductor se excitó con varios valores de aceleración que van desde  $-8g$  a  $8g$ , que es el rango dinámico de entrada objetivo para esta arquitectura. Cuando aumenta la aceleración de entrada, aumenta el desplazamiento de la masa de prueba y se espera que aumente también la no linealidad de la fuerza electrostática neta. Se supuso una variación del voltaje de control de  $-0.4V$  a  $0.4V$  y  $V_B = 0.4V$ . La figura N°31 presenta los resultados de la simulación del modelo.

La no linealidad depende del desplazamiento de masa de prueba  $x$  pero también de  $V_{ctrl}$  (ec. 51). Un mayor  $V_{ctrl}$  da como resultado una mayor fuerza electrostática y, por tanto, un mayor amortiguamiento eléctrico, pero también una mayor no linealidad. Está claro en la figura N°32 que la no linealidad más alta (7,7 %) se alcanza para  $a_{ext} = \pm 8g$  y  $V_{ctrl} = \pm 0,4V$ . Sin embargo, para la arquitectura implementada en esta tesis, que no se basa en la estimación de la fuerza electrostática para cuantificar la aceleración externa (como en el caso de las interfaces digitales  $\Sigma\Delta$ ), la no linealidad no es un problema real. Además, la operación de lazo cerrado analógico reducirá las no linealidades del lazo si la ganancia es lo suficientemente alta.

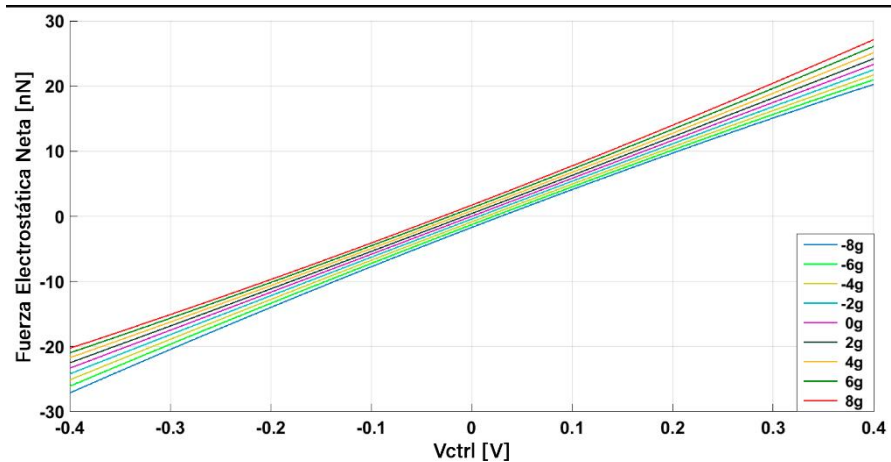


Figura N°31: Simulación de fuerza electrostática neta cuando la aceleración de entrada varía de  $-8g$  a  $8g$  y el voltaje de control  $V_{ctrl}$  varía de  $-0.4V$  a  $0.4V$ .

Fuente: Elaboración propia.

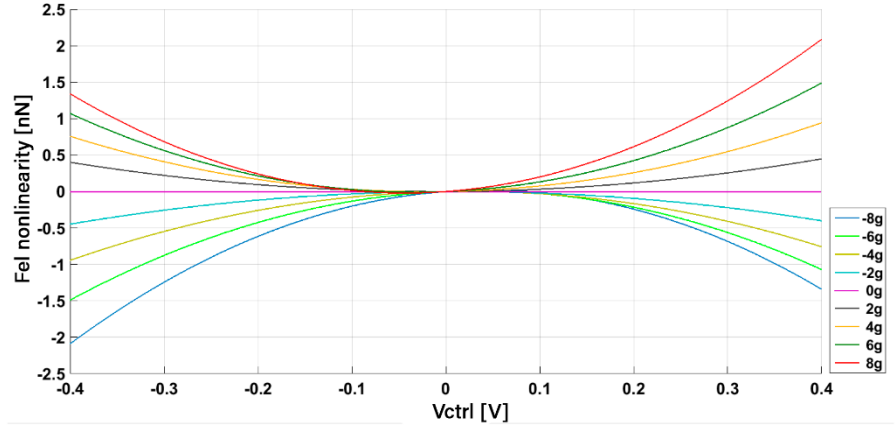


Figura N°32: No linealidad de la fuerza electrostática neta cuando la aceleración de entrada varía de  $-8g$  a  $8g$  y el voltaje de control  $V_{ctrl}$  varía de  $-0.4V$  a  $0.4V$ .

Fuente: Elaboración propia.

El segundo inconveniente se puede notar a partir del segundo término de la (ec. 51) que se puede obtener desarrollando (ec. 45).

$$\Delta F = \frac{-2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} V_{ctrl} V_B \frac{1 + \left(\frac{x}{d_0}\right)^2}{\left(1 - \left(\frac{x}{d_0}\right)^2\right)^2} - \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \frac{x}{d_0} (V_{ctrl}^2 + V_B^2) \frac{1}{\left(\left(1 - \left(\frac{x}{d_0}\right)^2\right)^2\right)} \quad (51)$$

Consiste en sumar un término proporcional al desplazamiento  $k'$  en la ecuación del amortiguador de resorte de masa de segundo orden (ec. 52) que provocará un cambio en la frecuencia de resonancia del sensor ( $f_{res}$ ). Dado que se desea modificar solo la velocidad de la masa de prueba, el cambio de frecuencia de resonancia (ec. 53) puede considerarse un inconveniente.

$$m\ddot{x} + (b + B)\dot{x} + (k + k')x = ma_{ext} \quad (52)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k+k'}{m}} \quad (53)$$

Aumentar el voltaje de DC  $V_B$  y  $V_{ctrl}$  también aumentará el coeficiente de no linealidad  $k'$ . Al mismo tiempo, la fuerza electrostática neta se puede maximizar eligiendo el valor óptimo para  $V_B$ . A continuación, se presentará el cálculo de  $V_B$  para una generación de fuerza electrostática neta máxima.

### 3.1.4.3. Cálculo de sesgo para la optimización de la fuerza electrostática.

Para encontrar el parámetro de diseño  $V_B$ , se deben hacer varias suposiciones de diseño. El primero es el proceso CMOS específico: la arquitectura del acelerómetro debe diseñarse en una tecnología CMOS de  $0,18 \mu m$  dentro de una fuente de alimentación de  $V_{dd} = 1,6V$ . En segundo lugar, no se puede

utilizar ningún circuito de bomba de carga adicional ya que la tecnología CMOS no es compatible con alto voltaje y el sistema debe ser de baja potencia y de área pequeña. Entonces, no se puede generar ni aplicar voltaje negativo con el IC. Finalmente, se eligió tener un voltaje de modo común de  $V_m = 0.8V$  para maximizar el rango dinámico.

En estas condiciones, las (ec. 44) se pueden reescribir como:

$$\begin{aligned} V_{exp} &= 0.8 + V_{ctrl} + V_B \\ V_{exn} &= 0.8 + V_{ctrl} - V_B \end{aligned} \quad (54)$$

Además, la señal de excitación positiva  $V_{exp}$  puede llegar a  $V_{dd}$  como máximo y  $V_{exn}$  no puede ser inferior a la tierra analógica  $0V$ .

$$\begin{aligned} (V_{ctrl} + V_B)_{max} &= V_m \\ (V_{ctrl} - V_B)_{max} &= -V_m \end{aligned} \quad (55)$$

Dependiendo de  $V_B$ , ahora podemos definir un máximo y un mínimo para la aproximación de la fuerza electrostática neta:

$$\begin{aligned} \Delta F_{max} &\cong \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times (V_B \times V_B)_{max} = \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times V_B \times (V_{ctrl})_{max} = f_1(V_B) \\ \Delta F_{min} &\cong \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times (V_B \times V_B)_{min} = \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times V_B \times (V_{ctrl})_{min} = f_2(V_B) \end{aligned} \quad (56)$$

Si reemplaza  $(V_{ctrl})_{max}$  y  $(V_{ctrl})_{min}$  de (ec. 55) en (ec. 56) e impone la anulación de la derivada de primer orden por  $f_1$  y  $f_2$  ( $\frac{\partial f_1}{\partial V_B} = 0$  y  $\frac{\partial f_2}{\partial V_B} = 0$ ) entonces  $V_B$  se puede encontrar, así como el máximo y mínimo para el voltaje de control  $V_{ctrl}$  :

$$\begin{aligned} V_B &= \frac{V_m}{2} = 0.4 V \\ (V_{ctrl})_{max} &= \frac{V_m}{2} = 0.4; (V_{ctrl})_{min} = -\frac{V_m}{2} = -0.4v \end{aligned} \quad (57)$$

Utilizando estos valores de parámetro (ec. 57), las señales de excitación han sido calculadas y trazadas (figura N°33). Se puede notar que las señales de excitación cumplen con las especificaciones ya que no exceden  $V_{dd}$  ni van por debajo de la tierra analógica y son simétricas del modo común.

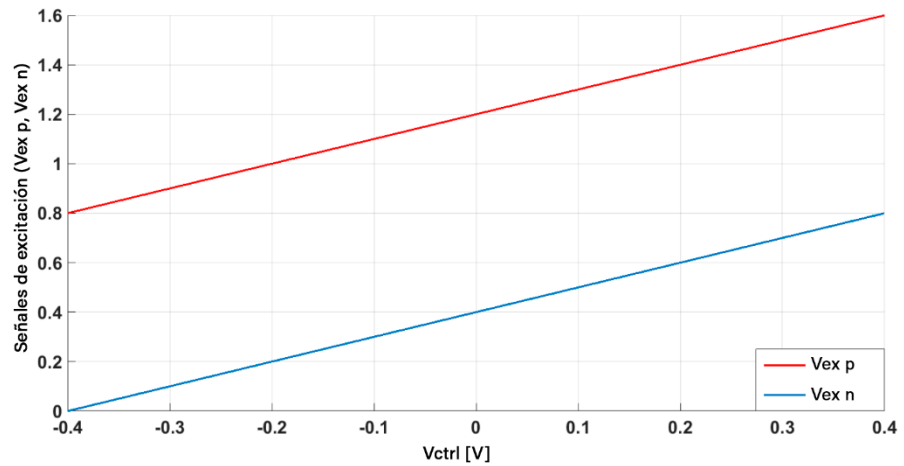


Figura N°33: Simulaciones de señales de excitación usando los valores óptimos encontrados para  $V_B$  y  $V_{ctrl}$ :  $V_{exp}$  (rojo) y  $V_{exn}$  (azul).

Fuente: Elaboración propia.

Además, es necesario comprobar y validar las ecuaciones de máximo y mínimo de las fuerzas electrostáticas. Al reemplazar (ec. 55) en (ec. 56), las expresiones de las fuerzas electrostáticas netas se pueden reescribir como:

$$\Delta F_{\max} \cong \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times V_B \times (V_m - V_B) \quad (58)$$

$$\Delta F_{\min} \cong \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} \times V_B \times (-V_m + V_B)$$

Las ecuaciones máximas y mínimas de las fuerzas electrostáticas netas se representan en la figura N°34.  $V_B$  varía de 0V a 0.8V y para  $V_B = 0.4V$  ambas formas de onda tienen un punto de inflexión que demuestra que el valor óptimo de  $V_B$  es 0.4V.

Es muy importante encontrar los parámetros de diseño óptimos para aumentar la cantidad de fuerza electrostática aplicada a la masa de prueba y disminuir el tiempo de asentamiento del sistema. Para este caso específico, se encontró que el valor óptimo para  $V_B$  es 0.4V. Se puede inferir de manera más general que  $V_B$  debe ser la mitad del voltaje de modo común aplicado en la masa de prueba.

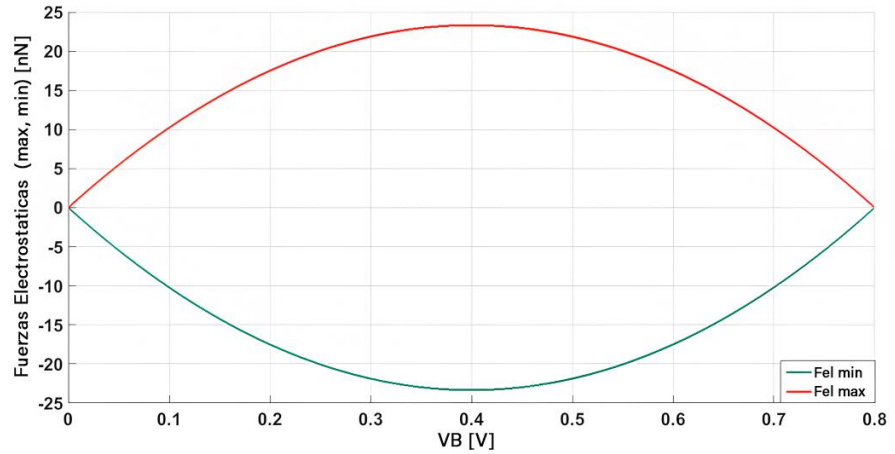


Figura N°34: Simulación de fuerzas electrostáticas netas cuando  $VB$  varía de  $0V$  a  $0.8V$ .

Fuente: Elaboración propia.

### 3.1.5. Controlador discreto: bloque derivado

**3.1.5.1. Bloque derivado – principio de funcionamiento.** La necesidad de un sistema de control para el acelerómetro MEMS subamortiguado ha sido previamente descrita y probada. Además, a partir de la ecuación del sistema amortiguador masa-resorte de segundo orden, se ha observado y decidido qué término debe incrementarse (el amortiguamiento mecánico) y qué fuerza se puede utilizar para hacerlo (la fuerza electrostática). Además, se ha encontrado la relación entre las señales de excitación y el voltaje de control ( $V_{ctrl}$ ) para permitir una dependencia lineal de la fuerza electrostática. Ahora está claro que un  $V_{ctrl}$  que estima la velocidad de la masa de prueba es el candidato más adecuado para el voltaje de control que se aplica en los electrodos MEMS durante la fase de amortiguamiento. Es más, con respecto al bloque de control, se ha elegido un enfoque solo derivado debido a la restricción de masa de prueba común de tres ejes y consideraciones de baja potencia; un controlador PID de retroalimentación forzada (enfoque  $\Sigma\Delta$ ) [121] no se puede implementar si la masa es común a los tres ejes y un bloque de control PD [125] induce un cambio de frecuencia de resonancia y un cambio de sensibilidad del sensor que no se desea.

La forma más sencilla de obtener la estimación de la velocidad de la masa de prueba es derivar el desplazamiento (ec. 59). Sin embargo, este enfoque no se puede utilizar si el sistema no está controlado por tiempo continuo.

$$\dot{x}(t) = \frac{\partial x(t)}{\partial t} \quad (59)$$

En su lugar, se utilizará un bloque derivado discreto. Los controladores discretos, uno para cada eje, aplican las señales de control en los electrodos

MEMS durante la fase que sigue a la medición, que es la fase de amortiguamiento.

Los fundamentos de la teoría del control discreto establecen la necesidad de un control preciso, pero también las preocupaciones sobre la estabilidad del sistema. Los bloques de control generalmente agregan polos y ceros en la función de transferencia de lazo cerrado que puede desempeñar un papel importante en la estabilidad del sistema.

La figura N°35 presenta el diagrama de bloques de un acelerómetro subamortiguado de un solo eje donde la fase de reinicio está integrada dentro de la fase de medición. Durante la primera fase  $\Phi_1$ , se aplican dos señales de excitación opuestas a los electrodos del transductor para crear un paso de voltaje para medir la aceleración. La salida C2V se transfiere al bloque derivado y se almacena durante dos períodos de muestreo sucesivos. El bloque Derivado calcula la diferencia entre dos muestras de salida C2V sucesivas y aplica una ganancia de derivación  $K_d$ ; de esta forma,  $V_{ctrl}$  es la estimación de la velocidad de la masa de prueba.

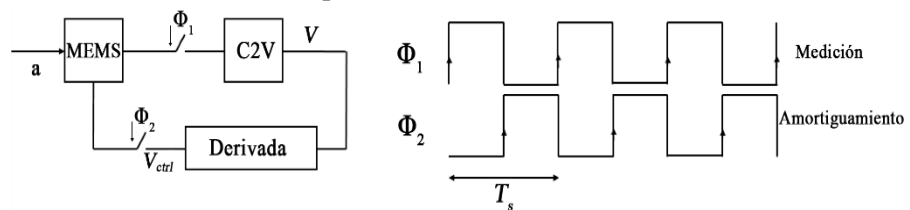


Figura N°35: Diagrama de bloques del sistema.

Fuente: Elaboración propia.

Durante la segunda fase  $\Phi_2$ , la tensión de control, previamente calculada, se aplicará a los electrodos sensores utilizando el esquema (ec. 44). El período de muestreo  $T_s$ , tiene una fase de medición y otra de amortiguamiento. Este principio de funcionamiento se puede traducir a una relación de entrada-salida entre  $V$  y  $V_{ctrl}$ :

$$V_{ctrl}(nT_s) = k_d (V(nT_s) - V((n - 1)T_s)) \quad (60)$$

Está claro que la precisión de la velocidad depende de la frecuencia de muestreo: una frecuencia de muestreo más alta aumenta las posibilidades de tener una reconstrucción perfecta de la señal y minimiza las pérdidas de datos. Por otro lado, una menor frecuencia de muestreo del sistema conduce a un menor consumo de energía. La figura N°36 muestra los resultados de la simulación para el bloque derivado discreto al muestrear a diferentes

frecuencias; la forma de onda roja corresponde a la derivada de tiempo continuo.

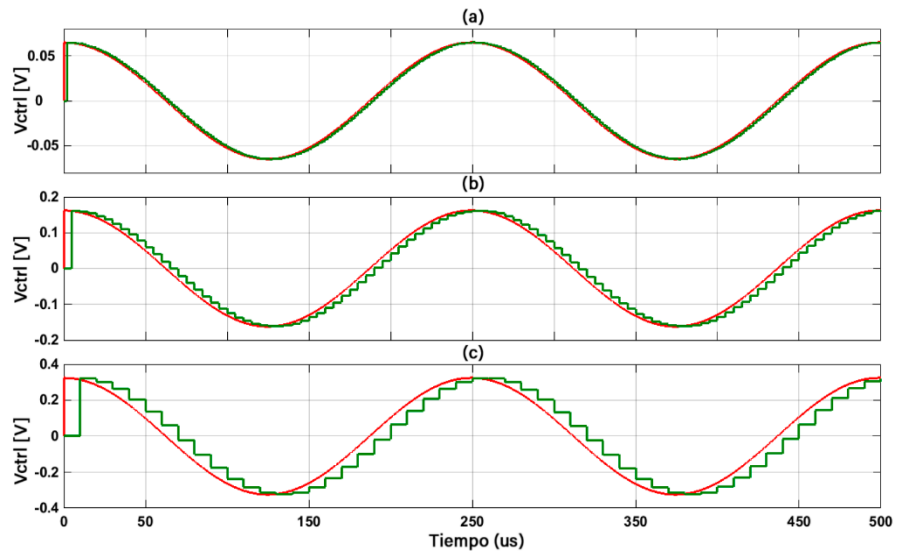


Figura N°36: Simulación de derivadas para varias tasas de muestreo (a)  $T_s = 2\mu s$  (b)  $T_s = 5\mu s$  y (c)  $T_s = 10\mu s$  (derivada discreta - verde y forma de onda roja derivada en tiempo continuo).

Fuente: Elaboración propia.

En comparación con la derivada de tiempo continuo, se puede observar que el error de aproximación de la derivada discreta aumenta cuando la frecuencia de muestreo disminuye.

La (ec. 60) también se puede reescribir usando la transformada Z como:

$$V_{ctrl}(z) = k_d(1 - z^{-1})V(z) \quad (61)$$

La subsección de derivada discreta reveló otros dos parámetros de diseño extremadamente importantes para el rendimiento del sistema: el período de muestreo  $T_s$  y la ganancia derivada  $k_d$  que pueden aumentar la fuerza electrostática neta aplicada en el transductor, pero también pueden hacer que el sistema sea inestable ya que son diseños de controlador parámetros.

**3.1.5.2. Bloque de derivadas – modelado.** Esta subsección detalla el modelado del bloque derivado usando Matlab y Simulink para el bloque del sistema presentado en la figura N°35. Aquí, se supone que tiene una salida de voltaje C2V de tiempo continuo ( $V$ ). Luego, este voltaje se muestrea dos veces: una vez en el flanco ascendente del reloj de muestreo y la segunda en el flanco descendente del mismo reloj de muestreo. La razón para hacerlo es la necesidad de mantener la salida C2V durante al menos dos períodos de muestreo sucesivos. La figura N°37 muestra el diagrama de bloques del modelo derivado. Las señales  $V_1$  y  $V_2$  son las dos versiones muestreadas del voltaje  $V$  de salida C2V.

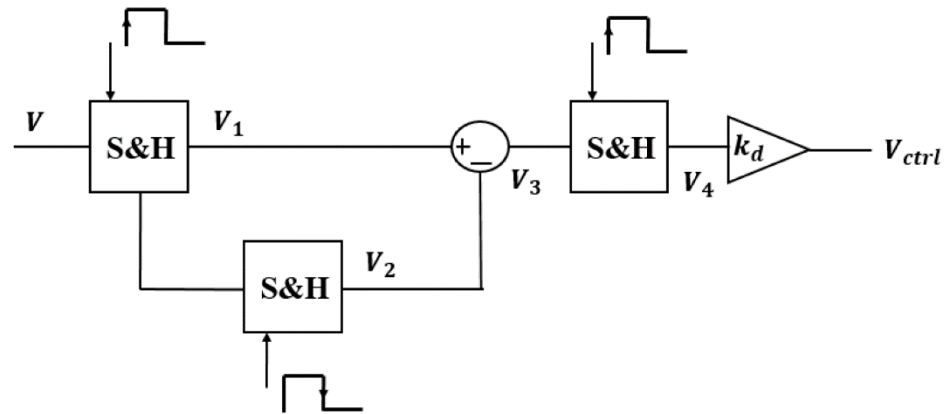


Figura N°37: Diagrama de bloques del modelo derivado donde S&H se refiere a circuitos de muestreo y retención.

Fuente: Elaboración propia.

Entonces,  $V_3$  es la diferencia entre  $V_1$  y  $V_2$ ; la diferencia tiene que ser muestreada una vez más para rechazar las muestras nulas  $V_3$  y luego amplificada con el parámetro de ganancia derivada  $kd$ . La figura N°38 presenta los resultados de la simulación del modelo para el bloque de derivadas: las formas de onda  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  y  $V_4$  ayudan a comprender mejor la operación del controlador durante la fase de amortiguamiento.

El propósito de este modelo es ayudar al modelado y estudio de arquitectura completa. En una implementación de CMOS, lo más probable es que este bloque se diseñe utilizando técnicas de condensador conmutado, ya que su funcionamiento se limita a las fases de muestreo y retención.

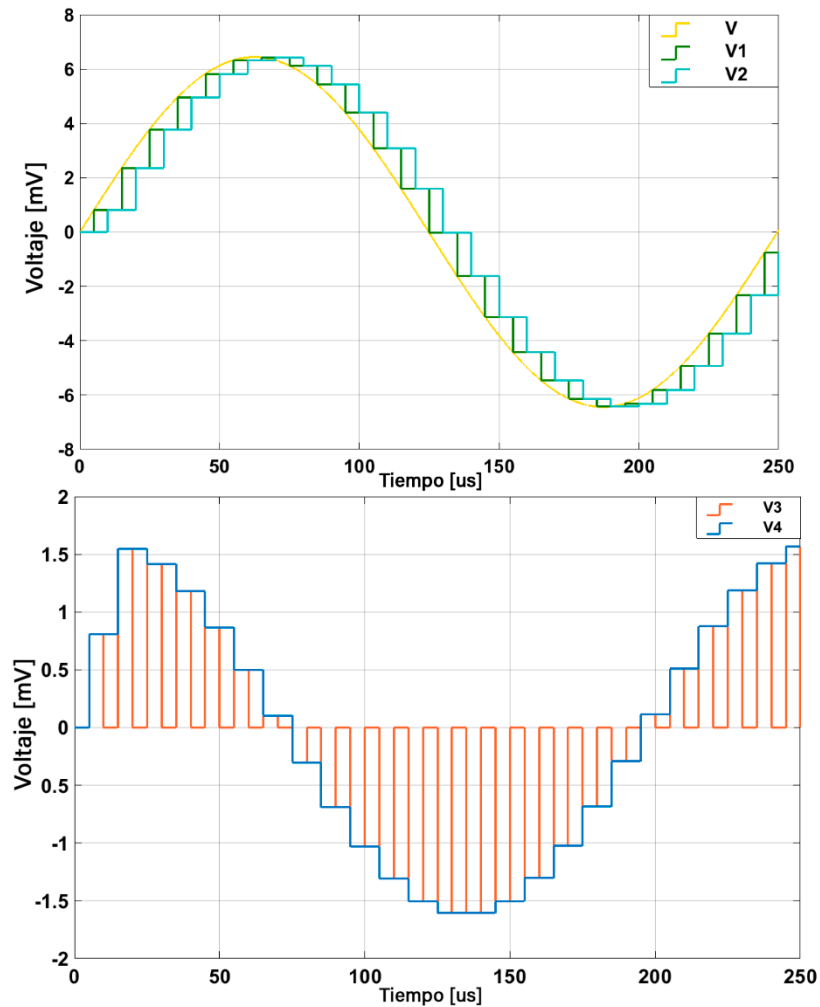


Figura N°38: Resultados de la simulación del bloque derivado.  
Fuente: Elaboración propia.

### 3.1.6. Enfoques de amortiguación.

**3.1.6.1. Amortiguación sucesiva.** Después de presentar los bloques principales del acelerómetro subamortiguado con control de amortiguación electrostática, ahora es el momento de detallar los cronogramas y el funcionamiento general del sistema. Para definir un enfoque de amortiguamiento, se debe tener en cuenta que tanto los electrodos C2V como los de excitación se comparten entre los ejes y las fases del sistema (medición y amortiguamiento). Además, para cumplir con las especificaciones del circuito, se debe aplicar una cantidad máxima de fuerza de amortiguamiento electrostático en los electrodos MEMS. En un enfoque clásico, la medición de la aceleración (lectura) y las fases de amortiguamiento son sucesivas. La figura N°39 muestra los cronogramas para el enfoque clásico de amortiguación sucesiva donde 0 se refiere a una fase en la que no se toman medidas para ese eje. Durante un período de muestreo  $T_s$ , hay tres fases de lectura y tres de medición. Después de una medición de aceleración en el eje x durante la Fase 1, se puede calcular una nueva

estimación de velocidad y se genera una nueva muestra de  $V_{ctrlx}$  y se usa para aplicar un valor de fuerza electrostática actualizado en la masa de prueba durante la Fase 2. Durante estas Fase 1 y Fase 2, no se realiza ninguna acción para los ejes y y z. Luego, cuando ocurre la fase 3, se mide la aceleración del eje y y se aplica un nuevo valor de fuerza electrostática sobre la masa durante la fase 4. De manera similar, cuando se mide y amortigua el eje y, no se toma ninguna acción para x y z. - eje. Y finalmente, durante la Fase 5, se mide el eje z y se aplica una nueva fuerza de amortiguamiento en la masa de prueba durante la Fase 6. Durante estas dos últimas fases del período de muestreo, no se aplica fuerza electrostática en los ejes x e y. No se almacenan valores de amortiguamiento para el siguiente período de muestreo.

Tabla IX  
ENFOQUE CLÁSICO: CRONOGRAMAS DE AMORTIGUAMIENTO SUCESIVOS

	fase 1	fase 2	fase 3	fase 4	fase 5	fase 6	fase 1	fase 2
X	Lectura x	Amorti- guación x[n]					lectura x	Amorti- guación x[n+1]
Y			lectura y	Amorti- guación y[n]				
Z					lectura z	Amorti- guación z[n]		

El sistema de lazo cerrado que implementa la secuencia de amortiguamiento sucesivo se modeló completamente en Matlab-Simulink utilizando el modelo de sensor de tiempo continuo  $HMEMS(s)$  y fuentes y relojes de control ideales. El modelo superior se presenta en la figura N°40 (a) y luego, la figura N°40 (b) y la figura N°40 (c) presentar los modelos detallados de cada bloque. La figura N°41 muestra las señales de control para el sistema de bucle cerrado. La variación de capacitancia  $\Delta C$  generada por la excitación de aceleración, se convierte en una variación de carga  $\Delta Q$  cuando se aplica un voltaje en los electrodos del sensor. Sin embargo, a uno le gustaría medir la variación de carga solo durante la fase de lectura.

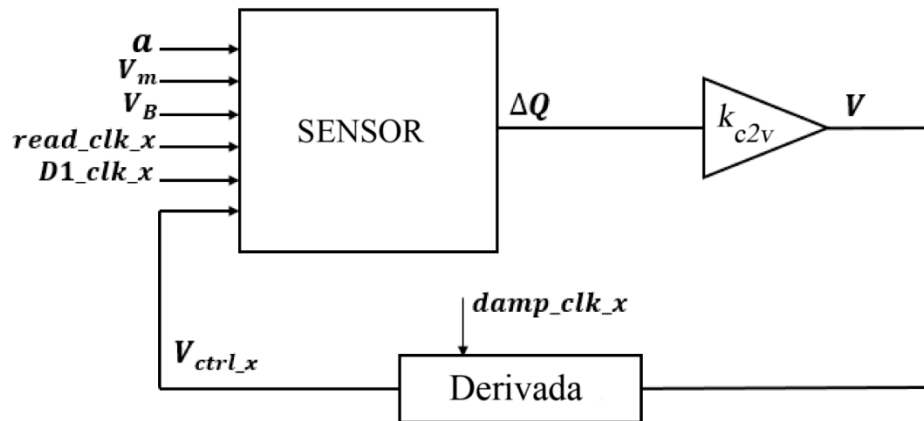


Figura N°39(a): Modelo de diagrama de bloques del sistema de amortiguamiento sucesivo.

Fuente: Elaboración propia.

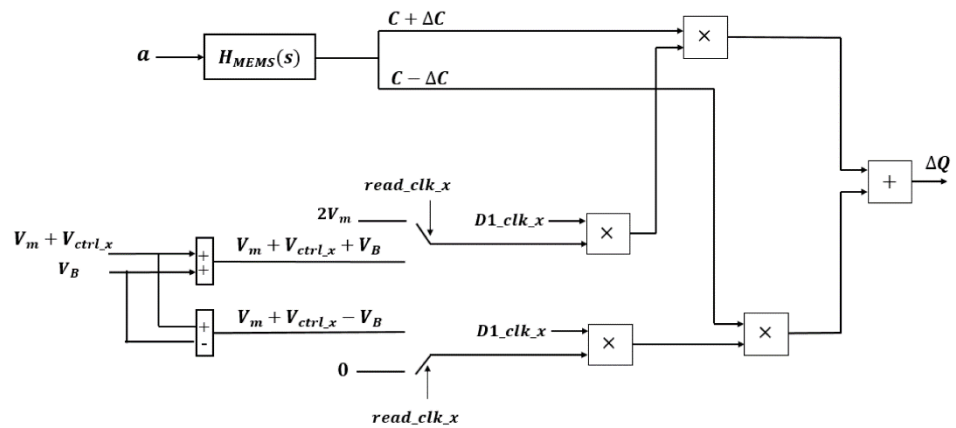


Figura N°39(b): Modelo de sensor utilizado en la figura N°40 (a) para generar la variación de carga debido a la variación de aceleración.

Fuente: Elaboración propia.

Para medir únicamente la variación de carga debida a la excitación de la aceleración, no es necesario aplicar ningún estímulo electrostático sobre la masa durante la fase de lectura. El reloj *read\_clk\_x* selecciona el voltaje aplicado en los electrodos de masa de prueba durante la fase respectiva. Y finalmente, para definir el periodo de tiempo correspondiente a la fase de amortiguamiento del eje x, el *D1\_clk\_x* selecciona este eje.

Luego, la variación de carga se envía al C2V y se amplifica. Dado que el C2V se modela utilizando una ganancia constante, su salida *V* debe leerse solo al final de la fase de lectura mediante el bloque de derivadas. Usando el reloj *damp\_clk\_x*, la derivada muestrea la salida C2V y calcula el voltaje de control. El nuevo valor  $V_{ctrl\_x}$  se aplica a los electrodos de masa de prueba durante la fase de amortiguamiento del eje x, pero se mantiene durante todo el período  $T_s$ .

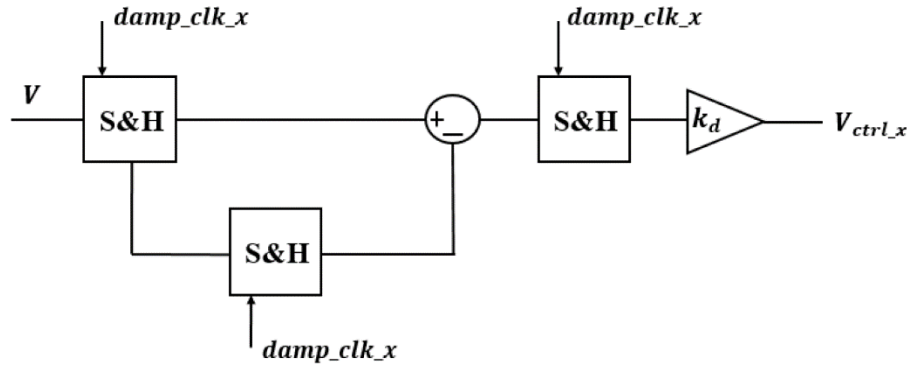


Figura N°39(c): Modelo derivado utilizado en la Figura N°40 (a) para generar el voltaje de control  $V_{ctrl_x}$ .

Fuente: Elaboración propia.

Las señales  $read\_clk_x$ ,  $damp\_clk_x$  y  $D1\_clk_x$  son relojes no superpuestos, activos en flanco ascendente, sin embargo, se puede aproximar:

$$t_{read} = t_{damp} \quad (62)$$

$$T_s = 3(t_{read} + t_{damp}) \quad (63)$$

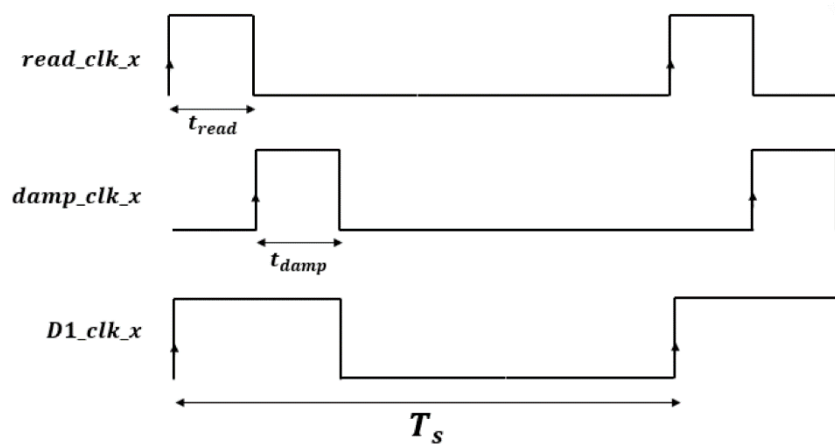


Figura N°40: Cronogramas de reloj utilizados para controlar el sistema de lazo cerrado implementando amortiguación sucesiva.

Fuente: Elaboración propia.

La fuerza electrostática neta aplicada al sensor durante un período de muestreo  $T_s$  está modulada por el ciclo de trabajo de amortiguamiento  $\frac{t_{damp}}{T_s}$

$$\Delta F_{D1} \cong \frac{t_{damp}}{T_s} \frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0^2} V_B V_{ctrl_x} \quad (64)$$

Suponiendo que los parámetros MEMS son constantes y cierta tecnología CMOS que limita  $V_B$  y  $V_{ctrl_x}$ , está claro que la relación entre  $t_{damp}$  y  $T_s$  es un parámetro de diseño y jugará un papel importante en la eficiencia de amortiguamiento.  $\frac{t_{damp}}{T_s}$  aumenta, la fuerza electrostática neta también aumenta y la capacidad del sistema para oscilar se ve disminuida. Por otro

lado, si  $T_s$  aumenta mucho, el sistema se vuelve lento y la estimación de la velocidad aplicada para mejorar la amortiguación no es más consistente con el movimiento de masa de prueba real y puede hacer que el lazo se vuelva inestable.

Por esta razón, se concibió un nuevo enfoque de amortiguamiento para aumentar la fuerza electrostática aplicada a los MEMS durante un período de muestreo  $T_s$  sin necesariamente aumentar el período de amortiguamiento  $T_{damp}$  y ralentizar el sistema. Este nuevo método de amortiguación se detallará en la siguiente subsección.

**3.1.6.2. Amortiguación simultánea.** Se ha diseñado e implementado una secuencia novedosa que optimiza la eficiencia de amortiguamiento. En cuanto al amortiguamiento sucesivo, se pueden distinguir seis fases separadas en el mismo período de muestreo  $T_s$ . La figura N°42 presenta los cronogramas de amortiguamiento simultáneos: para los 3 ejes x, y, z, el sistema tiene tres fases de lectura y tres de amortiguamiento.

Después de una medición de aceleración en el eje x durante la Fase 1, se calculará una nueva estimación de velocidad y se generará una nueva muestra de  $V_{ctrl_x}$  y se usará para aplicar un nuevo valor de fuerza electrostática en la masa de prueba durante la Fase 2; durante la misma fase, los valores de amortiguamiento y y z, que han sido previamente calculados en el período de muestreo  $(n - 1)T_s$  y almacenados, se aplican en los electrodos de excitación y y z respectivamente.

A continuación, se mide el eje y, se genera y aplica un nuevo valor de amortiguamiento en los electrodos del eje y durante la Fase 4. Sin embargo, dado que el valor de amortiguamiento para el eje x se almacenó debido a la capacidad de almacenamiento del bloque de control de la Fase 2 y el valor de amortiguamiento del eje z se almacenó desde el período de muestreo  $(n - 1)T_s$ , los ejes x y z también se amortiguarán durante la Fase 4.

Finalmente, se mide la aceleración del eje z y se genera y aplica un nuevo valor de fuerza electrostática en los electrodos del eje z durante la Fase 6. Simultáneamente, los valores de amortiguamiento x e y aplicados durante las Fases 2 y 4 también se usarán para amortiguar los electrodos x e y. eje y respectivamente.

Tabla X  
SECUENCIA NOVEDOSA: CRONOGRAMAS DE AMORTIGUACIÓN SIMULTÁNEA

	fase 1	fase 2	fase 3	fase 4	fase 5	fase 6	fase 1	fase 2
--	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

X	Lectura x	Amortigua- ción x[n]		Amorti- guación x[n]		Amorti- guación x[n]	lectura x	Amorti- guación x[n+1]
Y		Amortigua- ción y[n-1]	lectura y	Amorti- guación y[n]		Amorti- guación y[n]		Amorti- guación y[n]
Z		Amortigua- ción z[n-1]		Amorti- guación z[n-1]	Amorti- guación z	Amorti- guación z[n]		Amorti- guación z[n]

Por lo tanto, cuando se completa un período de muestreo, se midieron y amortiguaron los tres ejes y, por lo tanto, se aplicó tres veces más fuerza electrostática al transductor en comparación con el enfoque clásico de amortiguamiento sucesivo cuando se muestrea a la misma frecuencia y sin aumentar el período de amortiguamiento  $t_{damp}$ . La fuerza electrostática neta aplicada a la masa durante un período de muestreo  $T_s$  cuando los 3 ejes se amortiguan simultáneamente es:

$$\Delta F_{D2} \cong 3 \frac{t_{damp}}{T_s} \frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0^2} V_B V_{Ctrl_x} \quad (65)$$

Para modelar la nueva arquitectura de amortiguamiento simultáneo, se utilizará un diagrama de bloques similar al de la figura N°40. El reloj  $D1\_clk\_x$  se reemplaza por  $D2\_clk\_x$  para seleccionar la amortiguación del eje x durante los tres períodos de amortiguación. Los cronogramas de las señales de control del sistema que implementa el amortiguamiento simultáneo se presentan en la figura N°43.

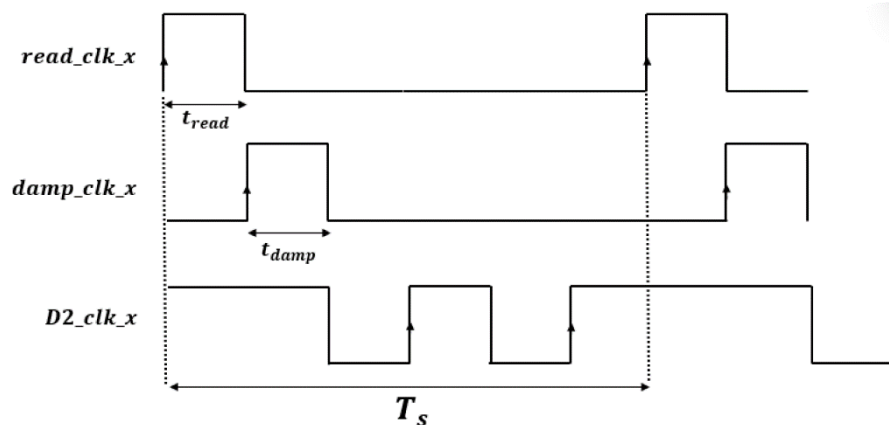


Figura N°41: Cronogramas utilizados para controlar el sistema de lazo cerrado implementando amortiguación simultánea.

Fuente: Elaboración propia.

Los modelos de Matlab-Simulink para ambas arquitecturas de amortiguamiento, sucesivas y simultáneas, se pueden utilizar, en primer lugar, para comprobar el principio de amortiguamiento electrostático y, en segundo

lugar, para comparar los rendimientos del tiempo de asentamiento. A continuación, se elegirá el enfoque con mejores resultados para el tiempo de establecimiento para la implementación de CMOS.

**3.1.6.3. Espectáculos y elección de la arquitectura.** Los resultados de la simulación del modelo se presentan en esta subsección. La mayor cantidad de fuerza electrostática para el amortiguamiento simultáneo (ec. 65) en comparación con el enfoque clásico (ec. 64) normalmente se traduce en una reducción del tiempo de estabilización del transductor.

Ambos modelos han sido simulados usando varios periodos de muestreo  $T_s$  y ganancias derivadas  $k_d$ . En primer lugar, es importante comprobar el principio de fuerza electrostática y las fases de funcionamiento. Cabría esperar una única fase de amortiguamiento por eje para el amortiguamiento sucesivo y amortiguamiento de tres fases, para el amortiguamiento simultáneo. La fuerza electrostática aplicada sobre la masa debe ser nula durante las fases de no amortiguamiento del eje respectivo. Además, cuando la masa de prueba alcanza el estado estacionario y la estimación de la velocidad es 0, la fuerza electrostática neta también debe alcanzar un estado estacionario de  $0N$ . La figura N°44 presenta las formas de onda de la fuerza electrostática neta para ambas arquitecturas de amortiguamiento cuando la entrada del sistema es un paso de aceleración que varía de  $0g$  a  $1g$ . La simulación se realiza para un factor de calidad de  $Q = 2000$ , un voltaje de modo común  $V_m = 0.8 V$  y  $V_B = 0.4 V$ . Se utiliza el mismo período de muestreo  $T_s = 21\mu s$  y ganancia derivada  $K_d = 400$  para ambos casos. En la Figura N°44 se puede observar la fase de amortiguamiento simple para el enfoque de amortiguamiento sucesivo y la aplicación tres veces del mismo nivel de fuerza electrostática para el amortiguamiento simultáneo.

También se pueden anticipar los rendimientos de amortiguamiento simultáneos, ya que es esta forma de onda de fuerza electrostática la que alcanza en primer lugar el estado estacionario.

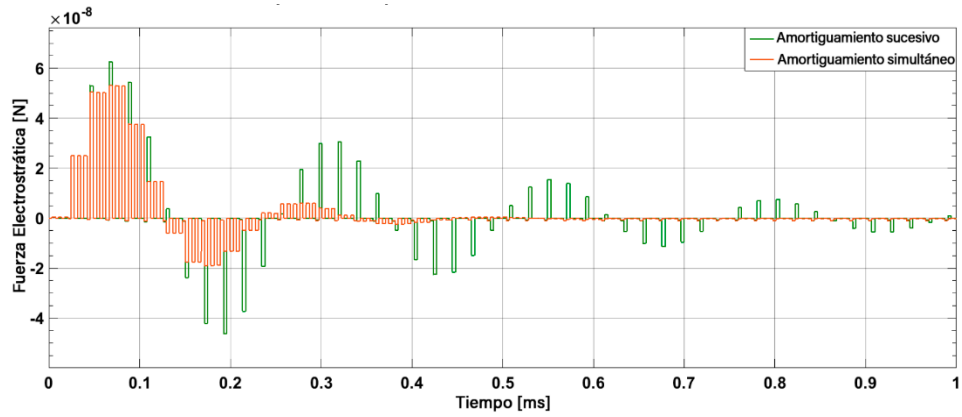


Figura N°42: Formas de onda de fuerza electrostática para ambos enfoques: amortiguamiento sucesivo y simultáneo.

Fuente: Elaboración propia.

Sin embargo, para cuantificar se han realizado simulaciones adicionales de los rendimientos en términos de tiempo de asentamiento. Como se indicó anteriormente, el tiempo de sedimentación depende tanto de  $T_s$  como de  $kd$  y, en consecuencia, para verificar los rendimientos de sedimentación, el período de muestreo se ha variado entre  $6 \mu s$  y  $42 \mu s$  y  $kd$  fijado en 600. Se desea obtener resultados compatibles dentro de una tecnología de alimentación de  $1.6 V$ , por lo que  $V_B = V$ ,  $m/2 = 0.4V$  y la tensión de control  $V_{ctrl}$  está limitado a  $-0.4V < V_{ctrl} < 0.4V$ . Los resultados de la simulación del tiempo de asentamiento se presentan en la figura N°45.

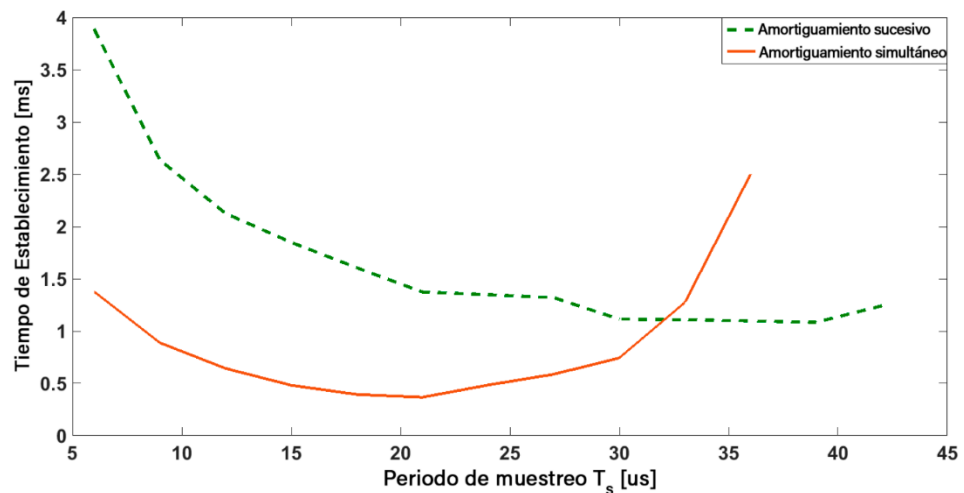


Figura N°43: Resultados de la simulación del tiempo de asentamiento para ambos enfoques: amortiguamiento sucesivo y simultáneo.

Fuente: Elaboración propia.

También se consideró  $t_{read} = t_{damp}$  y  $T_s = t_{read}$ . Las limitaciones del período de muestreo tienen dos motivaciones: en primer lugar, el sistema no puede ser más rápido que  $f_s = 1/6 \mu s = 166.66 kHz$  porque una medición de aceleración no se puede realizar más rápido que  $1 MHz$  y, en consecuencia,  $t_{read}$  está limitada a  $1 \mu s$ . En segundo lugar, la frecuencia de muestreo más

baja está limitada al ancho de banda del sensor. Si por lo general las técnicas de diseño aconsejan una frecuencia de muestreo de 10 a 20 veces mayor que la frecuencia de corte, hemos considerado aquí una frecuencia de muestreo que puede descender hasta 6 veces la frecuencia de corte del sensor.

El tiempo de establecimiento se ha medido dentro de un rango de error del 2%. De la figura N°45 se puede notar que el rendimiento del tiempo de asentamiento para el amortiguamiento simultáneo es mejor. Cuando la frecuencia de muestreo es alta, el amortiguamiento simultáneo es muy eficiente y el tiempo de establecimiento es aproximadamente tres veces menor que para el amortiguamiento sucesivo. Luego, cuando la frecuencia de muestreo comience a disminuir, la arquitectura de amortiguación sucesiva puede ser una mejor opción. La explicación intuitiva de la degradación simultánea del rendimiento de amortiguación a bajas frecuencias de muestreo es la incoherencia del valor de la fuerza electrostática durante la segunda y la tercera fase de amortiguación. Cuando el período de muestreo es grande, se espera aplicar en los electrodos de excitación, durante la segunda y la tercera fase de amortiguamiento, una estimación de velocidad que ya no corresponde al movimiento de masa real.

Sin embargo, dado que el muestreo con alta frecuencia mejora en gran medida el tiempo de establecimiento en comparación con el enfoque clásico, estamos interesados en seguir investigando la arquitectura de amortiguamiento simultáneo y en desarrollar un modelo matemático para el sistema, que se requiere para estudiar la función de transferencia de lazo cerrado.

### **3.1.7. Modelado de controlador multitasa en dominio z.**

Se considera que el período de muestreo  $T_s$  es la tasa de medición de un eje o el período de tiempo entre dos muestras de salida C2V diferentes para un eje. Sin embargo, está claro que, para el enfoque de amortiguamiento simultáneo, algunas señales están cambiando dentro de este mismo período  $T_s$  (por ejemplo, la fuerza electrostática). Es por esta razón que se puede decir que el sistema global de lazo cerrado es un controlador de velocidad múltiple.

La arquitectura de la figura N°40, que implementa el amortiguamiento simultáneo, se puede discretizar usando dos frecuencias de muestreo diferentes:  $f_{s1}$  es la frecuencia del sensor MEMS y  $f_{s2}$  es la frecuencia de muestreo del bloque de control. El diagrama de bloques del modelo simplificado se muestra en la figura N°46.

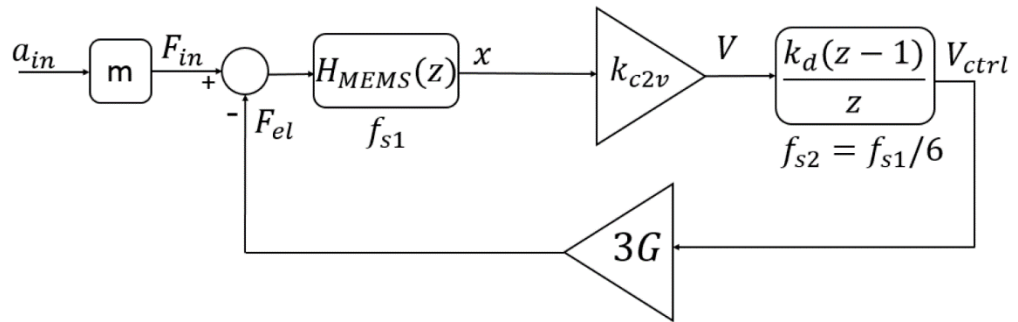


Figura N°44: Diagrama de bloques simplificado del sistema discretizado.

Fuente: Elaboración propia.

Además, se considera que  $f_{s1}$  es la frecuencia de muestreo más rápida del sistema para proporcionar un mejor modelo de comportamiento  $z$  de MEMS y la relación entre  $f_{s1}$  y  $f_{s2}$  es 6 porque hay 6 fases diferentes por período.

En la figura N°46,  $H_{MEMS}(z)$  se refiere a la ecuación (ec. 41),  $K_{c2v}$  es la ganancia de C2V y  $G$  es la ganancia de tensión a fuerza, definida como:

$$G = \frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r A}{d_0^2} V_B \quad (66)$$

Dado que el amortiguamiento se aplica tres veces a la masa, existe un coeficiente de 3 para la conversión de tensión en fuerza ( $3G$ ).

Debido a que el sistema que se muestra en la figura N°46 tiene más de una frecuencia de muestreo:  $T_{s1}$  y  $T_{s1}$ , se usará la teoría de procesamiento de señales de múltiples velocidades para modelarlo. Además, si  $f_{s1}$  es la frecuencia de muestreo más rápida, los bloques que trabajan a otra frecuencia de muestreo deben cambiarla a  $f_{s1}$  para permitir el estudio en lazo cerrado y cuantificar la operación del sistema usando la misma frecuencia de muestreo  $f_{s1}$ . Las principales operaciones que permiten tales transformaciones son el muestreo descendente y el muestreo ascendente de la señal. Después de introducir los bloques de muestreo ascendente y descendente, el modelo simplificado se convierte en:

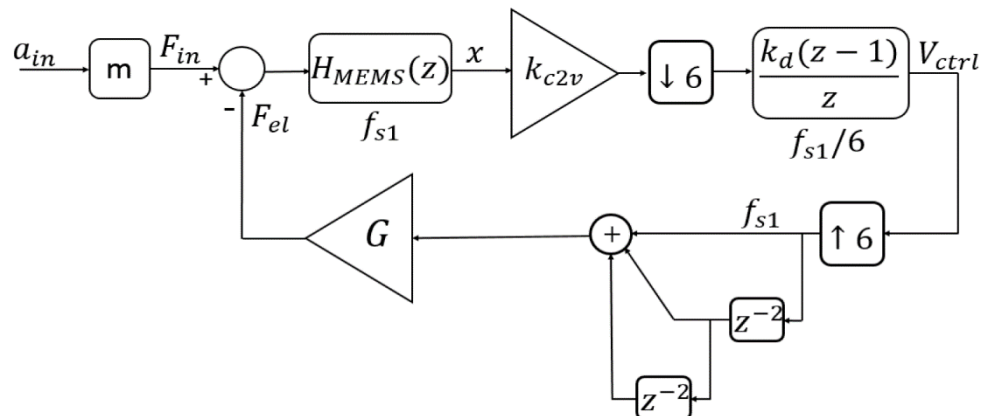


Figura N°45: Modelo discreto simplificado usando bloques de muestreo ascendente y descendente.

Fuente: Elaboración propia.

En la figura N°47, el símbolo  $\downarrow M$  se refiere a muestreo descendente y  $\uparrow M$  se refiere a muestreo ascendente ( $M = 6$ ). La Transformada Z para una operación de muestreo ascendente de relación  $M$  se recuerda a continuación (ec. 67):

$$\begin{aligned} u[k] &\xrightarrow{\uparrow M} v[n] \\ U(z) &\xrightarrow{\uparrow M} V(z) \\ V(z) &= U(z^M) \end{aligned} \quad (67)$$

donde  $v[n]$  es la versión muestreada de  $u[k]$ , y  $V[z]$  y  $U[z]$  las transformadas Z de  $v[n]$  y  $u[k]$  respectivamente. Además, la operación de muestreo descendente seguida de un muestreo ascendente se puede escribir en el dominio  $z$  como:

$$\begin{aligned} u[n] &\xrightarrow{\downarrow M} v[k] \xrightarrow{\uparrow M} u_M[n] \\ V(z) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} U\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} \frac{z}{z^M}\right) \\ U_M(z) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} U\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) \end{aligned} \quad (68)$$

donde  $u_M[n]$  es la versión de muestra de  $v[k]$ , y  $U_M(z)$  su transformación Z.

La teoría del procesamiento de señales de velocidad múltiple utiliza las identidades nobles (ec. 69) para tratar los bloques de muestreo ascendente y descendente:

$$\begin{aligned} \downarrow M - U(z) &\equiv U(z^M) - \downarrow M \\ U(z) - \uparrow M &\equiv \uparrow M - U(z^M) \end{aligned} \quad (69)$$

Además, el modelo discreto se puede simplificar una vez más y su representación se presenta en la figura N°48:

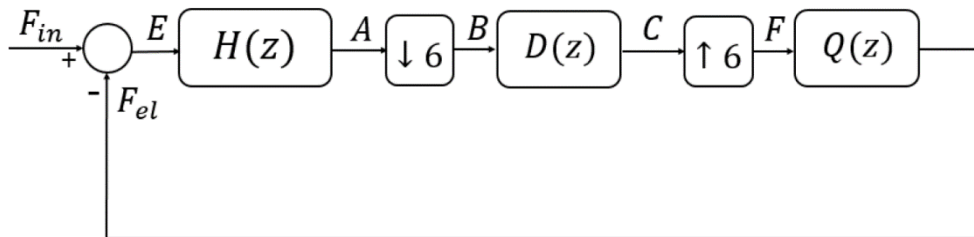


Figura N°46: Modelo discreto simplificado para el controlador multitasa.

Fuente: Elaboración propia.

donde  $H(z) = k_{c2v} \times H_{MEMS}(z)$ ,  $D(z) = \frac{k_d(z-1)}{z}$  y  $Q(z) = G \times (1 + z^{-2} + z^{-4})$ .

El modelo de la figura N°48 es una representación completa en el dominio  $z$  de la arquitectura de amortiguamiento electrostático simultáneo. Para construir este modelo, los elementos de tiempo continuo (por ejemplo, el sensor) se han transformado del dominio  $s$ - a  $-z$  y la frecuencia de muestreo para ciertos bloques discretos se ha cambiado para gestionar el análisis de lazo cerrado. El resultado final es un modelo de tiempo discreto de lazo cerrado con una frecuencia de muestreo única, que se eligió como la más rápida de las frecuencias del sistema.

### 3.1.8. Función de transferencia de lazo cerrado y estudio de estabilidad.

Para analizar el sistema presentado en la figura N°48, se han propuesto varios métodos [28], [118] en la literatura. Los procesos de muestreo descendente y ascendente transforman este modelo en un sistema variable en el tiempo y, en consecuencia, no existe una función de transferencia global en el caso general. El objetivo de este estudio es encontrar una relación entrada-salida en el dominio  $z$  a partir de la cual se pueda estimar la estabilidad del sistema.

Se puede notar:

$$F_{el}(z) = Q(z) \times F(z) = Q(z) \times C(z^6) \quad (69)$$

$$C(z) = D(z) \times B(z)$$

$$B(z) = \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 A\left(e^{-\frac{j2\pi m}{6}} \frac{1}{z^6}\right)$$

$$B(z^6) = \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 A\left(e^{-\frac{j2\pi m}{6}} z\right) \quad (\text{de ec. 63})$$

$$A(z) = H(z) \times E(z)$$

$$E(z) = F_{in}(z) \times F_{el}(z)$$

$$C(z^6) = D(z^6) \times B(z^6) = D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 A\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) =$$

$$D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) \times E\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) =$$

$$D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) \times \left(F_{in}\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) - F_{el}\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right)\right) =$$

$$D(z^6) \times \left[ \left( \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 (H(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z) \times F_{in}(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z)) \right) - \left( \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 (H(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z) \times F_{el}(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z)) \right) \right] \quad (70)$$

Después:

$$\sum_{m=0}^5 F_{el}\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) = \sum_{m=0}^5 Q\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) \times C\left(e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z\right) \quad (71)$$

Pero

$$C(e^{-j2\pi m} z^6) = C(z^6)$$

Reemplazando (ec. 71) en (ec. 70), la ecuación (ec. 70) se puede reescribir:  $C(z^6) =$

$$C(z^6) = D(z^6) \times \frac{1}{6} \left( \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times F_{in} \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) - C(z^6) \right)$$

$$-C(z^6) \times \left( H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times Q \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \right)$$

$$C(z^6) = \frac{D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times F_{in} \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right)}{1 + D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times Q \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right)}$$

$$F_{el}(z) = Q(z) \times C(z^6) = \frac{D(z^6) \times Q(z) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times F_{in} \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right)}{1 + D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times Q \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right)} \quad (72)$$

Si definimos  $K(z)$  como:

$$k(z) = \frac{D(z^6) \times Q(z)}{1 + D(z^6) \times \frac{1}{6} \sum_{m=0}^5 H \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right) \times Q \left( e^{-\frac{j2\pi m}{M}} z \right)} \quad (73)$$

Entonces el sistema equivalente se representa en la figura N°49.

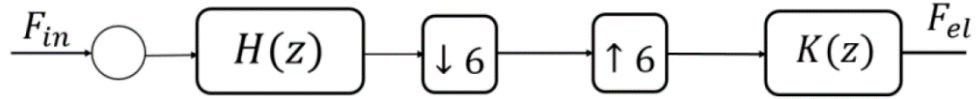


Figura N°47: Sistema de lazo abierto equivalente.

Fuente: Elaboración propia.

La (ec. 67) es la relación de entrada a salida que describe el controlador de velocidad múltiple discreto. La función de transferencia  $K(z)$  se puede usar para concluir sobre la estabilidad en lazo cerrado: la estabilidad o inestabilidad general se puede deducir de  $K(z)$  estabilidad/inestabilidad [28]. Si la salida  $K(z)$  está acotada para todas las entradas acotadas, aunque es estable, el sistema general es estable. Si  $K(z)$  es inestable, el sistema general será inestable.

A continuación, se ha estudiado la estabilidad de la función de transferencia  $K(z)$ . Para un sistema discreto, la condición de estabilidad consiste en imponer la ubicación de los polos dentro del círculo de ganancia unitaria del dominio  $z$ . Si  $K(z)$  tiene todos sus polos dentro del círculo de ganancia unitaria, entonces, el sistema general será estable. La ubicación de los polos depende de los parámetros de diseño del controlador:  $k_d$  y  $T_s$ , donde  $z = e^{-j2\pi m} e^{j\omega T_s}$  en (ec. 73). Por eso,  $k_d$  varió entre 20 y 1000 y  $T_s$  entre

8  $\mu s$  y 56  $\mu s$ . Los pares  $(k_d, T_s)$  que aseguran la estabilidad del sistema se presentan en la figura N°50.

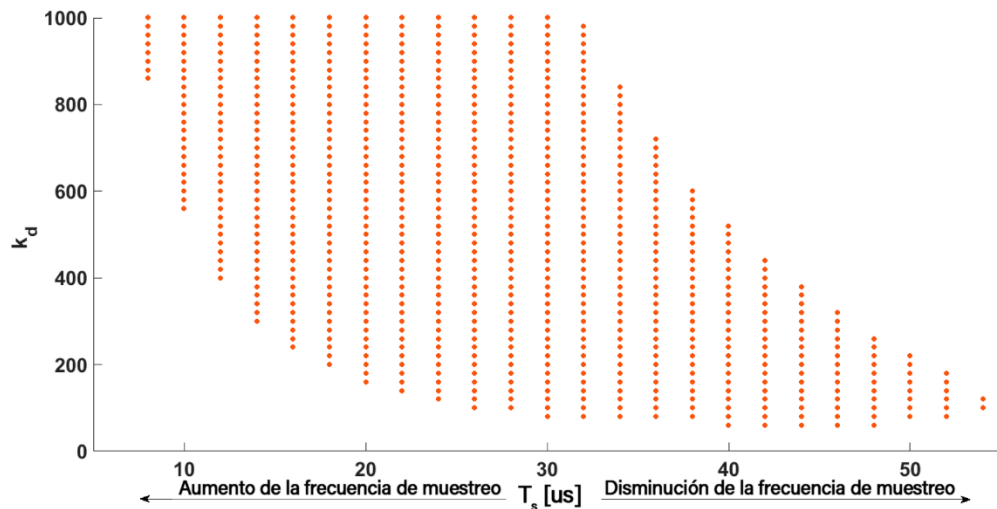


Figura N°48:  $(k_d, T_s)$  puntos estables.

Fuente: Elaboración propia.

### 3.2. Hacia un Front-end CMOS analógico para un Acelerómetro triaxial High-Q MEMS con control simultáneo de amortiguación.

Con base en el análisis anterior y el modelado exitoso de la arquitectura de acelerómetro de lazo cerrado propuesta, ahora se puede diseñar el front-end analógico CMOS correspondiente. Usando un enfoque de arriba hacia abajo, se implementa una arquitectura de capacitor conmutado de tiempo discreto en un proceso TSMC de  $0.18\mu m$  CMOS; la arquitectura del sistema, ya descrita y validada en la sección 3.1, se traduce en un diseño de transistor usando Cadence Environment. Se ha desarrollado un nuevo modelo VerilogA-Spectre para el acelerómetro triaxial MEMS para permitir la simulación general del sistema utilizando el software Cadence. Finalmente, se realizan simulaciones de lazo cerrado y se utiliza el método del tiempo de asentamiento para evaluar la eficacia de amortiguamiento.

#### 3.2.1. Diseño de sistema de un front-end analógico de baja potencia para un acelerómetro triaxial sub-amortiguado MEMS con control simultáneo de amortiguación electrostática.

Las especificaciones de un sensor de baja potencia en el mercado de consumo, así como el requisito de multiplexación de electrodos, hacen que el enfoque del circuito de capacitor conmutado sea mucho más apropiado que el de tiempo continuo. La elección de la topología de cada subsistema se basa en consideraciones de baja potencia o bajo ruido.

La conexión entre el circuito integrado y el MEMS se asegura a través de la propia masa de prueba. Como resultado, se puede diseñar una arquitectura totalmente diferencial para un MEMS totalmente diferencial con un transductor de dos masas. En

aras de la simplicidad, en este estudio, se conectará una sola masa a la entrada inversora C2V como se presenta en la figura N°51; el voltaje de modo común del C2V se establece en  $V_m = 0.8V$ . Luego, el bloque de derivadas estima la velocidad de la masa de prueba,  $V_{ctrlx}$ , y genera diferencialmente esta cantidad con respecto a un nivel de modo común que es  $V_m + V_B = 1.2V$ . Comparando las salidas del bloque Derivativo con la (ec. 44), se puede observar que la ganancia derivada  $k_d$  falta en las expresiones de las señales de excitación durante la fase de amortiguamiento. Es por ello que, en la siguiente etapa se sumará la ganancia derivada  $k_d$ . Finalmente, dado que durante la fase de lectura se aplican diferentes señales de excitación en los electrodos del transductor ( $V_{readx+}$  y  $V_{readx-}$ ) se añade un bloque de excitación en el lazo. El bloque de señales de excitación consiste en un multiplexor analógico controlado de tal manera que la excitación de lectura o de amortiguamiento se aplica sobre los electrodos del sensor en un momento predefinido y durante un tiempo determinado. Los electrodos y, z están conectados a  $V_m$  para crear una fuerza electrostática nula entre los electrodos y la masa de prueba y también para no perturbar la medición del eje x. Con un sistema de este tipo, se puede medir con precisión una aceleración aplicada a lo largo del eje x incluso si el transductor tiene un factor de alta calidad. El circuito está diseñado para una frecuencia de muestreo de  $T_s = 24\mu s$  y  $k_d = 300$  (sección 3.1.8) y funciona con una fuente de alimentación analógica de  $V_{ada} = 1.6V$  y una fuente de alimentación digital de  $V_{add} = 1.75V$ . Teniendo en cuenta una implementación ASIC, la fuente de alimentación analógica se entrega mediante un circuito de banda prohibida. Si la banda prohibida tiene un suministro de  $1.75V$ , se debe asegurar un  $V_{DS}$  de al menos  $0.15V$  en el transistor de canal p de salida de banda prohibida, lo que da como resultado un suministro analógico de  $1.6V$ . La fuente digital no tiene limitaciones de sensibilidad al ruido y las perturbaciones y su valor lo decide la biblioteca digital integrada; aquí  $1.75V$ .

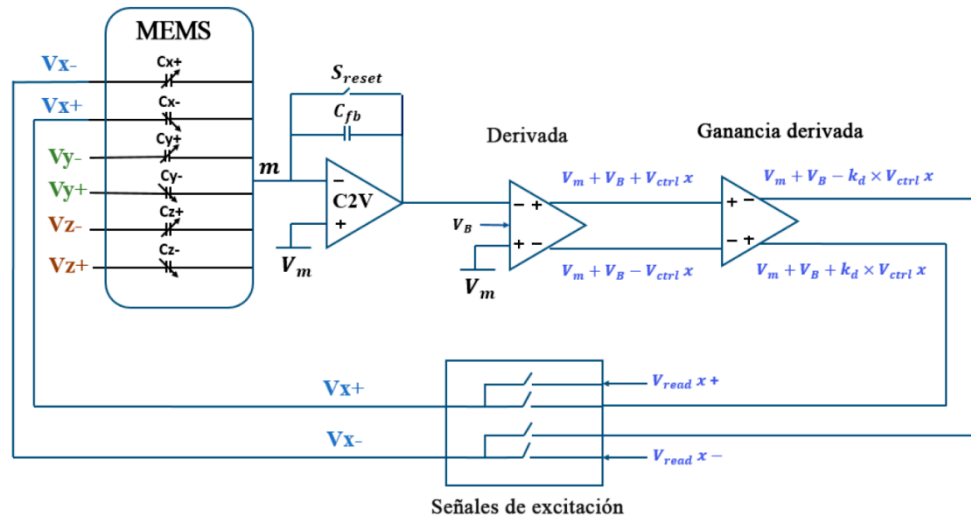


Figura N°49. Diagrama de bloques de la cadena de señales del acelerómetro para el eje x.

Fuente: Elaboración propia.

### 3.2.2. Acelerómetro MEMS VerilogA – Modelo Spectre.

Además de los modelos de Matlab-Simulink, se requiere un nuevo modelo de acelerómetro MEMS para la implementación de CMOS a fin de ejecutar simulaciones completas del sistema. El transductor, cuyos parámetros de diseño se presentan en la tabla VI y se ilustran en la figura N°22, se modeló utilizando el lenguaje VerilogA y se integró en el simulador Cadence'Spectre. El propósito de los pines del modelo es habilitar la conexión analógica-front-end o para pruebas y validación. En primer lugar, el transductor se puede estimular a lo largo de las tres direcciones x, y, z usando los pines de entrada  $a_x, a_y, a_z$  para aplicar una aceleración externa. Dependiendo de la naturaleza de la prueba, la aceleración externa puede ser un paso, una aceleración sinusoidal o nula si, por ejemplo, se utilizan las capacidades de auto prueba.

Además, se puede acceder a las dos masas en movimiento usando los pines  $m_1$  o  $m_2$ , que están conectados al C2V. Aquí, solo el pín  $m_1$  está conectado a la entrada invertida C2V. La corriente que pasa por el nodo  $m_1$  refleja la variación de carga inducida por la aceleración aplicada a la masa. Luego, cada eje tiene dos placas de excitación, una positiva y otra negativa, que se pueden invertir ya que el diseño es simétrico:  $x_1, x_2, y_1, y_2, z_1, z_2$ . Si es necesario, a su vez se pueden modelar e implementar los efectos parásitos del escudo del sensor o los módulos de auto prueba de un solo extremo (*sub* y *st* son los pines asociados para esas capacidades).

Las dos placas de excitación y las dos masas de prueba dan como resultado cuatro capacitancias variables por eje, doce en total ( $C_{x11}, C_{x12}, C_{x21}, C_{x22}, C_{y11}, C_{y12}, C_{y21}, C_{y22}, C_{z11}, C_{z12}, C_{z21}, C_{z22}$ ) que cambian su valor bajo el efecto de una aceleración externa. La convención de modelado es 1V para

un  $1fF$  de capacitancia. La sensibilidad del transductor es de  $1,125 fF/g$  por lado o  $4,5 fF/g$  por eje.

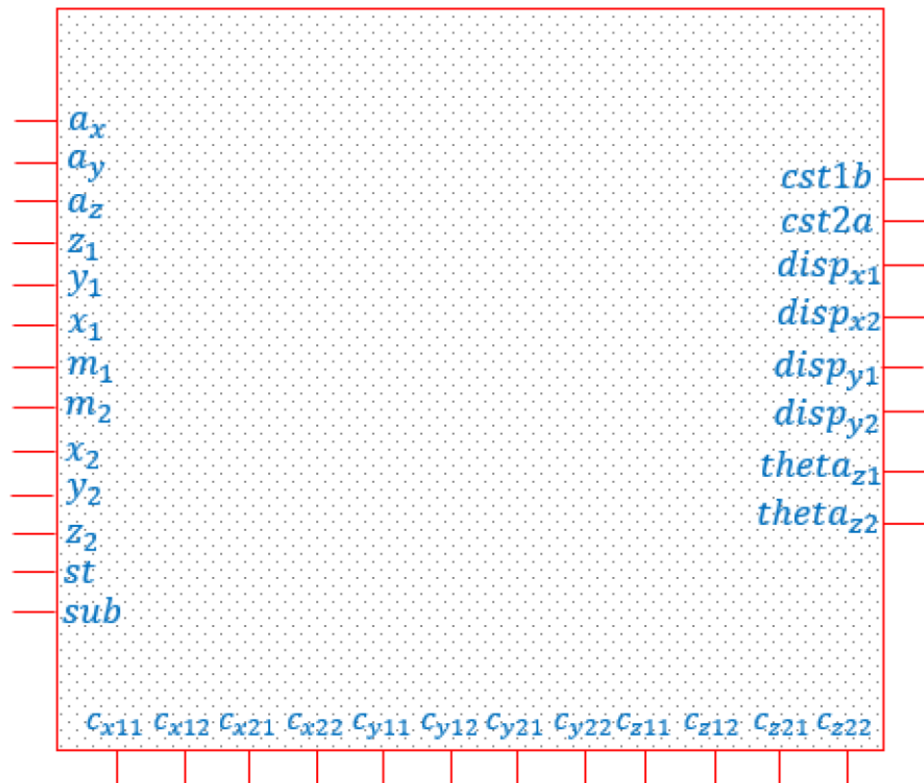


Figura N°50: Una ilustración del símbolo de cadena del acelerómetro MEMS.  
Fuente: Elaboración propia.

$Cst1b$  y  $Cst2a$  se refieren a un módulo de capacitor de un solo lado para módulos de autocomprobación de un solo extremo;  $disp_{x1}$ ,  $disp_{x2}$ ,  $disp_{y1}$ ,  $disp_{y2}$  pueden generar el desplazamiento de las masas de prueba  $m1$ ,  $m2$  cuando ocurre una aceleración ( $1V$  para un  $1\mu m$  de desplazamiento). Con respecto al eje  $z$ , el sensor tiene un diseño de balancín y un movimiento de rotación, por lo tanto, el ángulo entre las placas de excitación y la masa de prueba mide la aceleración externa.  $theta_{z1}$ ,  $theta_{z2}$  son los pines del monitor de salida para la rotación del eje  $z$  ( $1V$  para  $1$  radian de desplazamiento).

El modelo se construye de la siguiente manera: se utiliza el lenguaje VerilogA para describir el funcionamiento del transductor. Luego, el modelo VerilogA se incluye y apela en un archivo de Spectre. Parámetros como la relación de amortiguamiento del sensor, el área sensible o la masa se pueden cambiar fácilmente en el archivo Spectre, lo que hace que el modelo se adapte a diferentes diseños o condiciones de presión (amortiguado o subamortiguado).

En primer lugar, para describir el movimiento de traslación de la masa de prueba y calcular el desplazamiento inducido por una aceleración externa, se implementan las

ecuaciones del sistema masa-resorte-amortiguador de segundo orden. El módulo se apela en el archivo de Spectre cuatro veces, una vez para cada masa de prueba y cada eje de traslación (x e y). Con respecto al eje z, se ha desarrollado un módulo VerilogA para modelar el movimiento de rotación del balancín y generar la variación del ángulo de la masa de prueba debido a una aceleración externa.

Además, el desplazamiento se convierte en capacitancia utilizando dos módulos separados, uno para cada tipo de movimiento; El modelado de fuerzas electrostáticas también está integrado dentro de los módulos de cálculo de capacitancias detectadas. Se ha probado el modelo y se han comprobado los parámetros teóricos presentados en la tabla VI, como la sensibilidad de desplazamiento, la sensibilidad de variación de capacitancia, así como la frecuencia de resonancia. La figura N°53 presenta los resultados de la simulación de lazo abierto de AC del transductor para dos factores de calidad:  $Q = 2$  (azul) y  $Q = 2000$  (rojo).

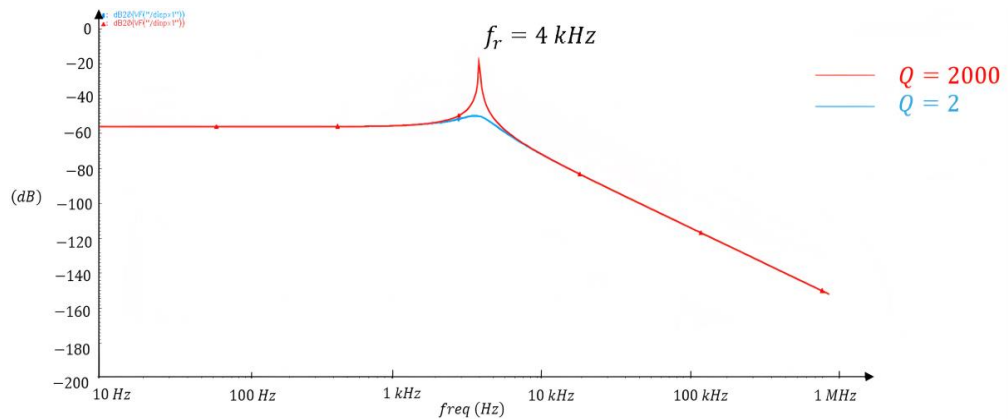


Figura N°51: Desplazamiento MEMS de lazo abierto para  $Q=2$  y  $Q=2000$ .

Fuente: Elaboración propia.

Para comprobar la implementación de las fuerzas electrostáticas, el modelo también ha sido simulado con  $0g$  de aceleración de entrada, y una ligera variación  $\Delta V$  entre los voltajes en la masa de prueba y una de las placas fijas; la configuración del banco de pruebas se muestra en la figura N°54.

$$a_{ext} = 0g$$



Figura N°52: Configuración de placas de lazo abierto para prueba de fuerza electrostática.

Fuente: Elaboración propia.

El desplazamiento de la masa de prueba inducido por la fuerza electrostática que aparece entre la masa de prueba y el electrodo fijo se puede calcular utilizando la (ec. 74):

$$x = \frac{\epsilon A \Delta V^2}{2d_0^2 k} \quad (74)$$

De esta forma, el desplazamiento obtenido ya sea utilizando los modelos Simulink o Cadence se compara con el valor teórico y los resultados se presentan en la tabla VIII. Esta prueba muestra la coherencia de los resultados de desplazamiento de masa de prueba obtenidos con diferentes modelos.

Tabla XI  
DESPLAZAMIENTO DE MEMS BAJO EL EFECTO DE FUERZAS ELECTROSTÁTICAS Y SIN ACELERACIÓN EXTERNA

$\Delta V$	Desplazamiento (x)				
	Cálculo	Simulink		Cadencia	
		Valor [nm]	Error (%)	Valor [nm]	Error (%)
0.4V	1.66 nm	1.67	0,67	1.69	1.8
0.5 V	2.6 nm	2.61	0.38	2.64	1.5
0.8 V	6.66 nm	6.71	0.75	6.81	1.8

Esta sección presentó brevemente un nuevo modelo MEMS triaxial VerilogA-Spectre, desarrollado para la integración de cadencia y la simulación general del sistema. El

factor de amortiguación del sensor se puede configurar fácilmente según la aplicación de destino; además, se pueden observar varias cantidades físicas intermedias (desplazamiento, variación de capacitancia); la conexión al C2V se realiza a través de la propia masa de prueba.

### 3.2.3. Convertidor de carga a voltaje (C2V)

**3.2.3.1. Diagrama de bloques y diagrama de reloj.** El front-end analógico consiste, en primer lugar, en un amplificador de carga a voltaje (C2V) que convierte las variaciones de carga en voltaje, durante la fase de lectura. Tenga en cuenta que los tres ejes comparten el mismo C2V. El diseño frontal debe cumplir con las especificaciones de un sistema de baja potencia y alta resolución. Como resultado, se implementa una arquitectura de capacitores conmutados. El amplificador C2V requiere dos fases que no se superponen:

- reset(durante el cual se aplica la amortiguación);
- read(no reiniciado);

Sin embargo, el control de excitación general exige un diagrama de reloj más detallado.

La figura N°55 (a) y (b) muestra el diagrama de bloques del C2V y sus cronogramas, con las señales de excitación del eje x, respectivamente. Como se puede notar, antes de las dos señales de excitación (durante la fase de reinicio), el C2V tiene una configuración de ganancia unitaria para descargar el capacitor de retroalimentación  $C_{fb} = 300\text{fF}$ . Para un rango dinámico de entrada de  $[-8\text{g}; 8\text{g}]$  y una variación de capacitancia de  $\Delta C = 2.25\text{fF}$ , el C2V requiere un rango dinámico de salida de  $[752\text{mV}; 846\text{mV}]$  (96 mV pico a pico en un modo común de 800 mV).

Los parásitos entre la masa de prueba y la tierra se modelan usando el capacitor  $C_p = 3\text{pF}$ , lo que da como resultado un factor de retroalimentación  $\frac{1}{\beta} = 10$ . Cuando se abre el interruptor de reinicio  $S_{reset}$ , la variación de capacitancia  $\Delta C = C_1 - C_2$  se integra en el C2V.

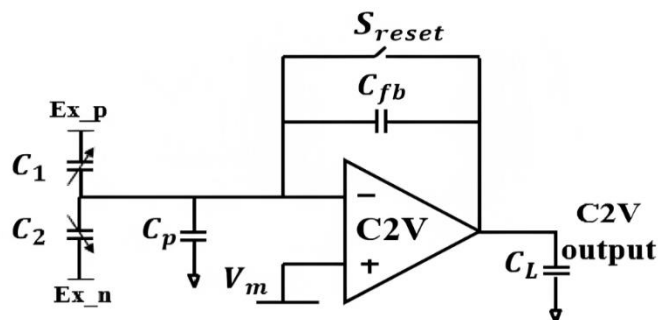


Figura N°53(a): Diagrama de bloques de la primera etapa del AFE (C2V).  
Fuente: Elaboración propia.

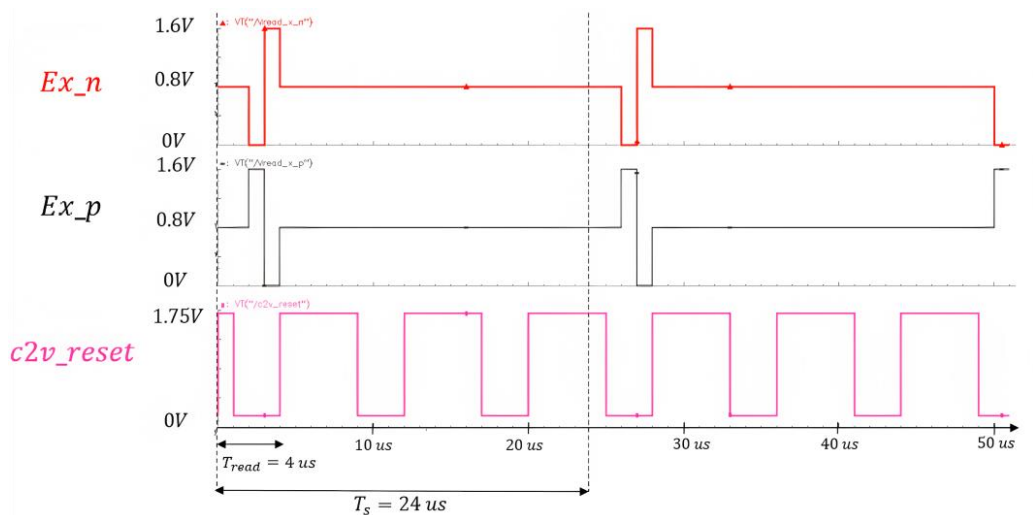


Figura N°53(b): Cronogramas del bloque C2V y señales de excitación del eje x.  
Fuente: Elaboración propia.

Las dos señales de excitación opuestas de la fase de medición ( $Ex_n$ ,  $Ex_p$ ) se aplican en las placas fijas del sensor: básicamente se realizan dos mediciones que dan como resultado una salida C2V diferenciada.

**3.2.3.2. Conceptos básicos del diseño analógico CMOS y la elección de la arquitectura C2V.** Hoy en día, una de las configuraciones más utilizadas para la primera etapa de un amplificador es la topología cascode. Consiste en un transistor de fuente común seguido de un transistor de puerta común. La figura N°56 muestra dos configuraciones de cascode: (a) amplificador de cascode telescópico de una etapa y (b) amplificador de cascode plegado de una etapa [49]. Las principales ventajas de los amplificadores cascode son el nodo de salida de alta impedancia y, por lo tanto, una ganancia muy alta en comparación con otros amplificadores de etapa única, pero también una operación de alta velocidad. Por lo general, para permitir una ganancia tan alta, las fuentes de corriente conectadas al nodo de salida se diseñan utilizando espejos de corriente cascode de alta calidad. Por consideraciones de facilidad de diseño, también se podría usar el mismo amplificador C2V para el bloque derivado. Por lo tanto, en su lugar se utilizará la arquitectura de cascode plegado, ya que los amplificadores de cascode telescópico tienen una oscilación de salida limitada.

El principio de cascode plegado se puede resumir de la siguiente manera: el transistor de fuente común convierte el voltaje de entrada en corriente; la corriente de salida se aplica luego a una configuración de transistor de puerta común. Es por esta razón que los amplificadores de cascode plegados a menudo se denominan amplificadores de transconductancia operativa (OTA).

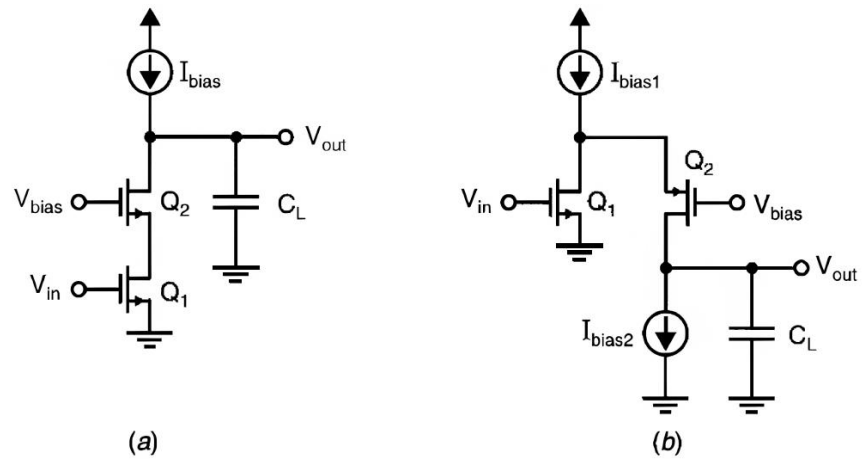


Figura N°54(a): Amplificador de cascode telescópico y (b) amplificador de cascode plegado.

Fuente: [43].

En la figura N°57(a) [82] se muestra una primera arquitectura OTA de cascode plegado con par de entrada diferencial PMOS. En la figura N°57(b) se presenta un semimodelo simplificado, donde  $r_{o1}$  y  $r_{o5}$  son los resistores de modulación de longitud de canal del transistor  $M1$  y  $M5$ , respectivamente.

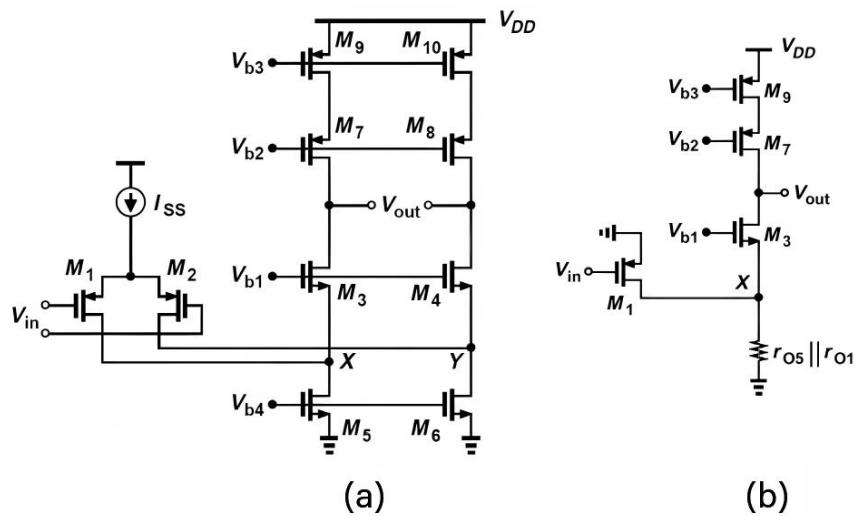


Figura N°55: (a) Amplificador de cascode plegado con par de entrada diferencial PMOS (b) Amplificador de cascode plegado simplificado para calcular la ganancia de voltaje.

Fuente: [82].

Esta ganancia de voltaje del amplificador se puede derivar de la figura N°57(b) utilizando el modelo de pequeña señal MOS [82]; el resultado se presenta en la (ec. 75). Al inspeccionar, uno puede notar que la ganancia de cascode plegado es significativamente mayor que otras configuraciones de etapa única con penalización de velocidad mínima.

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = g_{m1} \times [(g_{m3} \times r_{o5} || r_{o1} \times r_{o3}) || (g_{m7} \times r_{o9} \times r_{o7})] \quad (75)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del transistor definida como:

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{th}} \quad (76)$$

donde  $I_D$  es la corriente continua transportada por el transistor,  $V_{GS}$  el voltaje del transistor compuerta-fuente y  $V_{th}$  el voltaje de umbral.

Como se indicó anteriormente, otro problema que debe abordarse al diseñar un cascode plegado es el espejo actual conectado al nodo de salida. El funcionamiento del espejo de corriente se basa en una copia de corriente perfecta de una fuente de corriente ideal. La figura N°58(a) muestra un espejo de corriente básico donde se supone que los transistores  $M_1$  y  $M_2$  operan en la región de saturación.

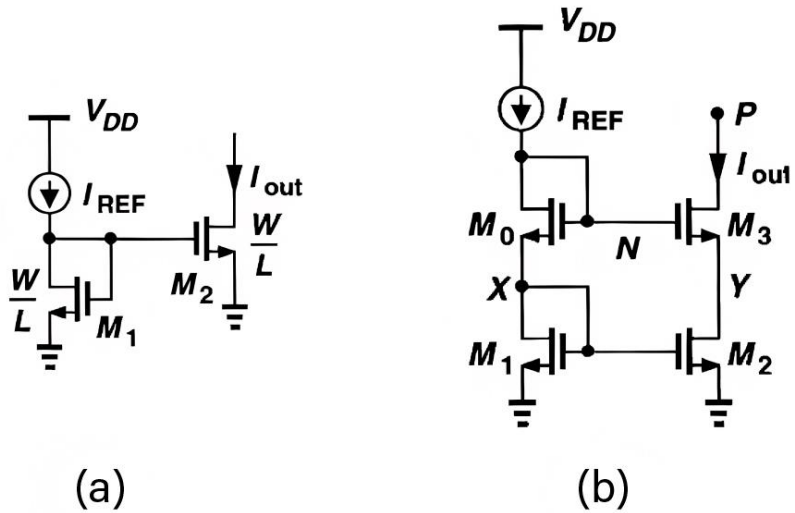


Figura N°56: (a) Espejo de corriente básico (b) Espejo de corriente cascode.  
Fuente: [76]

Despreciando el efecto de modulación de la longitud del canal [100], uno puede escribir las ecuaciones actuales a través de  $M_1$  ( $I_{ref}$ ) y  $M_2$  ( $I_{out}$ ) como:

$$I_{ref} = \frac{1}{2} \mu_{n,p} C_{ox} \left(\frac{w}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{tn})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_{n,p} C_{ox} \left(\frac{w}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{tn})^2 \quad (77)$$

donde  $\mu_{n,p}$  es la movilidad de las carreras de carga,  $C_{ox}$  es la capacitancia del óxido de la compuerta y  $W$  y  $L$  son el ancho y largo del canal del transistor.

Para dispositivos idénticos y el mismo proceso, la dependencia  $I_{out}$  ( $I_{ref}$ ) se reduce idealmente a las dimensiones del dispositivo  $W$  y  $L$ :

$$I_{out} = \frac{(w/2)_2}{(w/1)_1} I_{ref} \quad (78)$$

Además, el efecto de modulación de la longitud del canal ya no se desprecia y las corrientes que fluyen a través de  $M1$  y  $M2$  se reescriben como:

$$I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_{n,p} C_{ox} \left( \frac{w}{L} \right)_1 (V_{Gs} - V_{tn})^2 (1 + \lambda V_{Ds1})$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_{n,p} C_{ox} \left( \frac{w}{L} \right)_2 (V_{Gs} - V_{tn})^2 (1 + \lambda V_{Ds2}) \quad (79)$$

donde  $\lambda$  es el coeficiente de modulación de longitud de canal y  $V_{DS}$  la tensión drenaje-fuente.

Por lo tanto,  $I_{D2}$  ahora depende no solo de las dimensiones del dispositivo, sino también de las tensiones drenaje-fuente (ec. 80). Para una copia de corriente idéntica, los voltajes drenaje-fuente deben ser iguales.

$$I_{D2} = \frac{(w/L)_2}{(w/L)_1} \times \frac{(1 + \lambda V_{Ds2})}{(1 + \lambda V_{Ds1})} I_{D1} \quad (80)$$

La figura N°58 (b) presenta un espejo actual personalizado que optimiza la copia actual para una modulación de longitud de canal no despreciable. La idea del circuito es asegurar  $V_X = V_Y$  y por lo tanto  $V_{GS3} = V_{GS0}$ . Esto se puede lograr eligiendo:

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_0} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (81)$$

Sin embargo, el espejo cascode en la figura N°56 (b) requiere un gran voltaje de margen para permitir el funcionamiento de  $M2$  y  $M3$  en la región de saturación. Otras soluciones de espejos cascode de baja potencia se pueden encontrar en [82].

Después de una breve descripción del amplificador de cascode plegado y las topologías básicas de espejos de corriente, presentaremos ahora la arquitectura C2V elegida para este proyecto.

**3.2.3.3. Diseño y actuaciones.** Por consideraciones de alta ganancia, se ha elegido la arquitectura OTA de cascode plegado con una segunda etapa para el amplificador C2V (figura N°59). La segunda etapa es una configuración de fuente común y se utiliza una compensación de Miller clásica ( $C_c$ ) para garantizar la estabilidad de OTA. La compensación de Miller es crítica en el diseño de amplificadores de retroalimentación negativa. Aquí, se ha agregado un capacitor Miller para dividir los dos polos del amplificador en dos etapas y, por lo tanto, para aumentar el margen de fase. Otros métodos de compensación suponen, por ejemplo, la adición de una resistencia de

anulación en serie con el capacitor de Miller para eliminar o mover el sistema a la derecha del semiplano cero, si existe. Se puede calcular la capacitancia de Miller si se conoce la carga de salida del amplificador. Para una carga de capacitor de salida de  $CL = 800fF$ , el capacitor de Miller  $C_c$  [9] debe cumplir la relación:

$$C_c > 0.2C_L \quad (82)$$

Para este diseño se eligió  $C_c = 250fF$ .

Luego, considerando el ancho de banda del amplificador previamente calculado, uno puede deducir la transconductancia del par diferencial de entrada ( $g_{m2} = g_{m3}$ ) como [9]:

$$f_{BW} = \frac{g_{m2}}{2\pi C_c} \quad (83)$$

Por lo tanto,  $g_{m2} = g_{m3} = 17.3\mu S$

Desde el diseño para aplicaciones de baja potencia, la metodología  $g_m/I_D$  [40] se puede usar para calcular la corriente óptima que fluye en  $M_1$  y  $M_3$ . Para este diseño, se consideró una relación  $g_m/I_D$  de 20 y, por lo tanto, una operación de transistores de inversión débil. Cuando están en inversión débil, los transistores tienen una buena eficiencia de corriente ( $Low V_{DS_{sat}}$ ) y un alto rango dinámico de salida [15]. En estas condiciones, se puede escribir:

$$I_{D2} = I_{D3} = \frac{I_{D1}}{2} = 1\mu A \quad (84)$$

El voltaje de polarización  $V_{bp1}$  se genera como en la figura N°60 para convertir  $2\mu A$  en  $M_1$ . Luego, los espejos de corriente de canal n imponen  $3\mu A$  en  $M_{10}$  y  $M_{11}$  usando la polarización  $V_{bn1}$ .

Por lo tanto,  $V_{bp2}$  y  $V_{bn2}$ , polarizan el  $M_8, M_6, M_4, M_5, M_7, M_9$ , plegado-cascode y espejo de corriente cascode para permitir  $2\mu A$  en cada rama y operación de saturación para cada transistor.

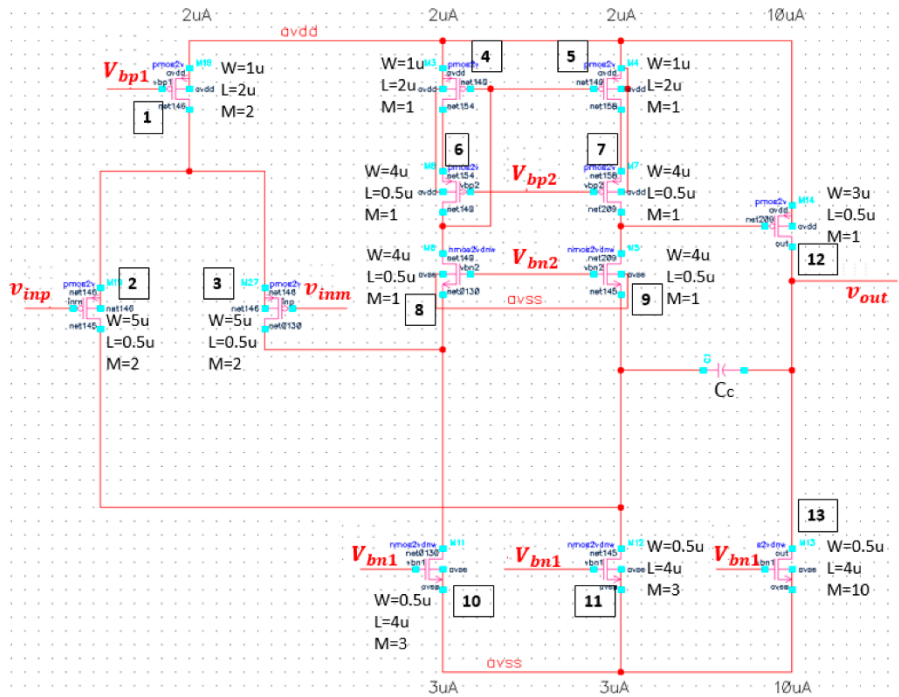


Figura N°57: OTA de cascode plegado con segunda etapa y compensación de Miller.

Fuente: Elaboración propia.

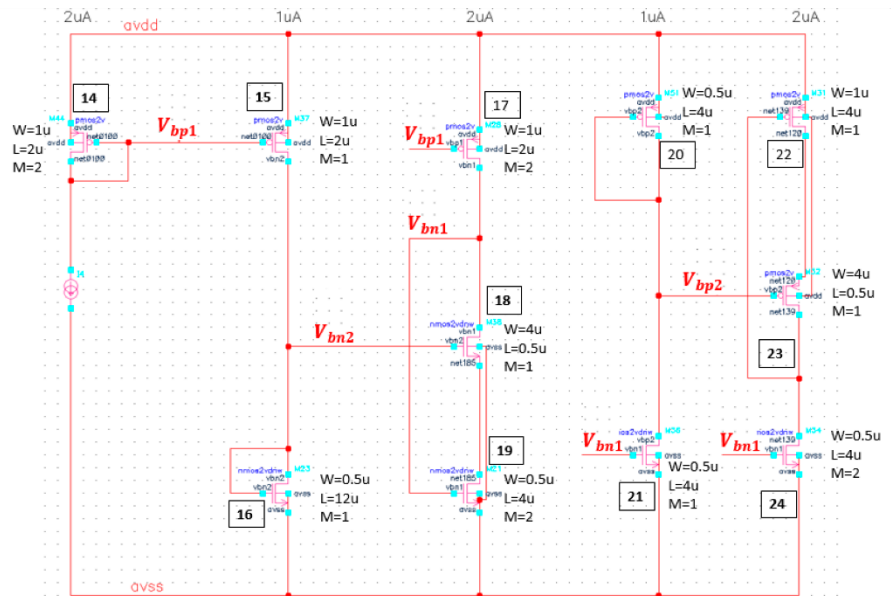


Figura N°58: Amplificador de cascode plegado de dos etapas: generación de polarización.

Fuente: Elaboración propia.

Para diseñar la etapa de salida de fuente común, se debe considerar:

$$g_{m12} = 3g_{m2} \quad (85)$$

Si  $g_{m12} = 85\mu S$ , al menos  $10\mu A$  deberían fluir a través de la etapa de salida. Da como resultado un consumo de corriente total de  $16\mu A$  para el amplificador y  $8\mu A$  para el sistema de generación de polarización.

En esta etapa, se realiza una simulación de CC para verificar el punto de operación de los dispositivos y las polarizaciones.

A continuación, se comparó el cálculo de la ganancia teórica con los resultados de la simulación. Teniendo en cuenta el efecto de modulación de la longitud del canal, la ganancia general de voltaje de entrada-salida es:

$$A_v = g_{m3} \times [(g_{m9} \times r_{o11} || r_{o3} \times r_{o9}) || (g_{m7} \times r_{o7} \times r_{o5})] \times g_{m12} \times (r_{o3}) \quad (86)$$

El cálculo estimado conduce a un factor de amplificación de 38856, correspondiente a una ganancia de 91,78 dB. Con este valor, se puede calcular la precisión de salida de C2V:

$$precision[\%] = \beta \left( \frac{1}{\beta} - \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \right) = 0.0025 \quad (87)$$

Lo que prueba que la precisión específica del 0,1 % está garantizada.

Se realiza un análisis de AC para validar la respuesta de frecuencia del amplificador. En la figura N°61, se trazan el módulo amplificador y la fase. La ganancia simulada del amplificador es 92 dB.

Además, la tabla IX resume las actuaciones del amplificador; los resultados de estabilidad muestran 89° de margen de fase y un ancho de banda de 1.38 MHz ( $\beta = \frac{1}{10}$ ) que es consistente con las especificaciones del amplificador y los valores teóricos de diseño.

En esta sección, se presentó el diseño y la validación del amplificador de cascode plegado de dos etapas C2V; a continuación, se analiza el diseño de bloques derivados.

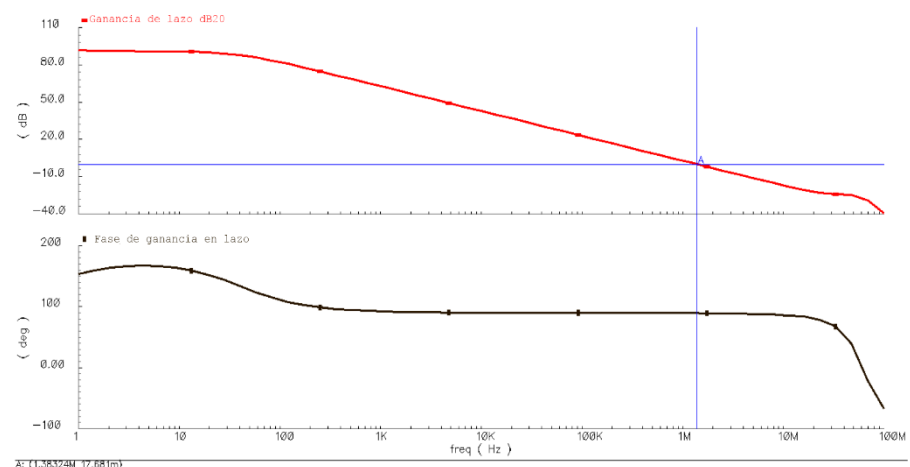


Figura N°59: Módulo amplificador y fase: análisis de estabilidad.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla XII  
RENDIMIENTO DEL AMPLIFICADOR C2V

Fuente de alimentación ( $V_{dda}$ )	1.6 V
Consumo de corriente ( $I_{dd}$ )	24.3 $\mu A$
Precisión de salida	0,025 %
Ancho de banda ( $\beta = 1$ )10	1.38 MHz
Rango dinámico de salida	[0,23 V; 1,42 V]

### 3.2.4. Bloque derivado de capacitor conmutado.

La función del bloque derivado es procesar la salida C2V y entregar su derivado. Por definición, una derivada de señal discreta se obtiene restando dos muestras consecutivas. En otras palabras, la salida C2V debe muestrearse y mantenerse al menos durante dos períodos de muestreo. Este es el principio mismo de funcionamiento del bloque derivado diseñado y presentado en este estudio. El circuito utiliza la técnica de condensadores conmutados para implementar la funcionalidad derivada. Para obtener la salida diferencial, las entradas derivadas se pueden invertir (figura N°62 (a) y figura N°62 (b)). Dado que el bloque derivado no es más rápido que el C2V y la ganancia de lazo cerrado es menor que la del C2V, se puede usar el mismo amplificador diseñado para el C2V para implementar el derivado del condensador conmutado.

A continuación, se muestra una ilustración del bloque derivado (figura N°62) y sus cronogramas asociados (figura N°63); se presenta el bloque de derivadas correspondiente al eje x y se supone que los bloques de derivadas de los ejes y, z son idénticos a este. Los valores de capacitancia son:  $C_{INa} = C_{INb} = C_F = C_{Fa} = C_{Fb} = 500fF$ .

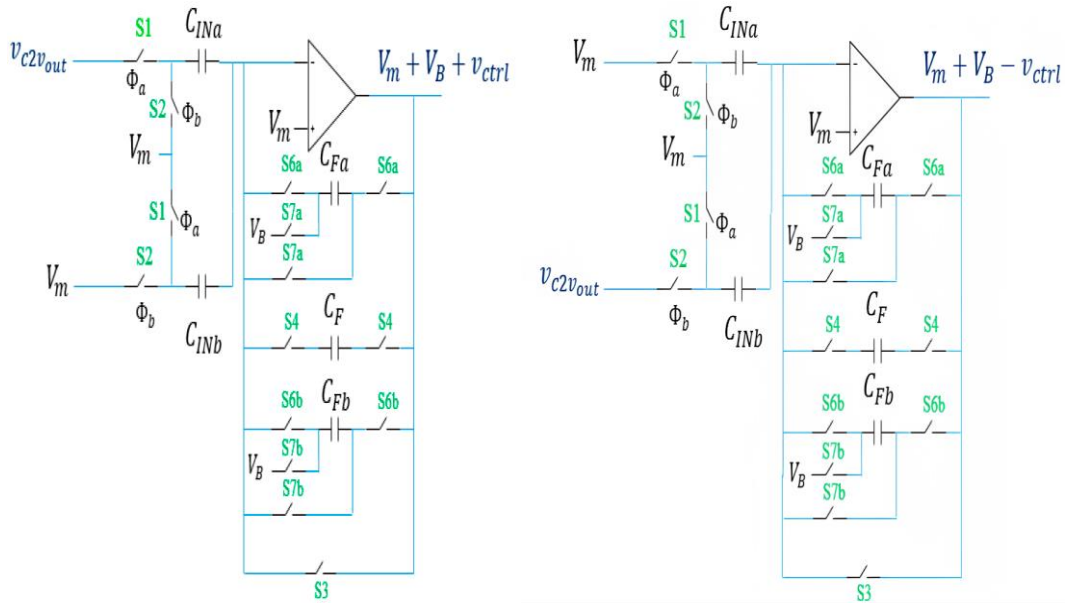


Figura N°60 (a) y (b): Una ilustración del bloque derivado.

Fuente: Elaboración propia.

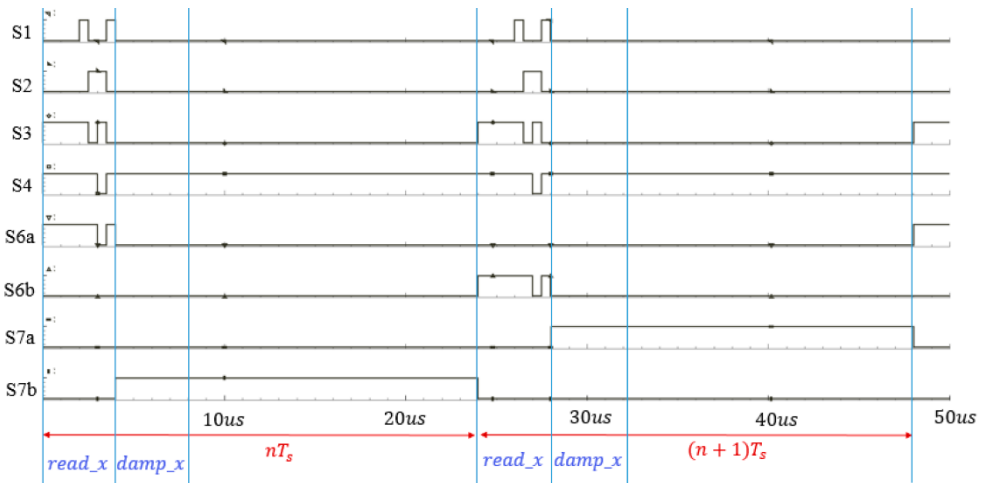


Figura N°61: Cronogramas del bloque derivativo.

Fuente: Elaboración propia.

En la figura N°63 los cronogramas de los interruptores se dan para dos períodos de muestreo. Un período de muestreo dura  $24 \mu s$  y comprende una fase de lectura del eje x, una fase de lectura del eje y, una fase de lectura del eje z y tres fases de amortiguamiento por eje. Las fases de lectura y amortiguamiento son iguales y duran  $4 \mu s$  cada una.

Los relojes están activos en el flanco de subida y, en consecuencia, se puede notar en la figura N°63 que durante las fases de lectura varios relojes cambian de estado. En la figura N°64 se muestra un zoom de esos relojes durante la fase de lectura del eje x; las señales de excitación de lectura  $Ex_n$  y  $Ex_p$  también se ilustran en esta figura. La fase de lectura tiene cinco subfases señaladas del 1 al 5 en la figura N°64.

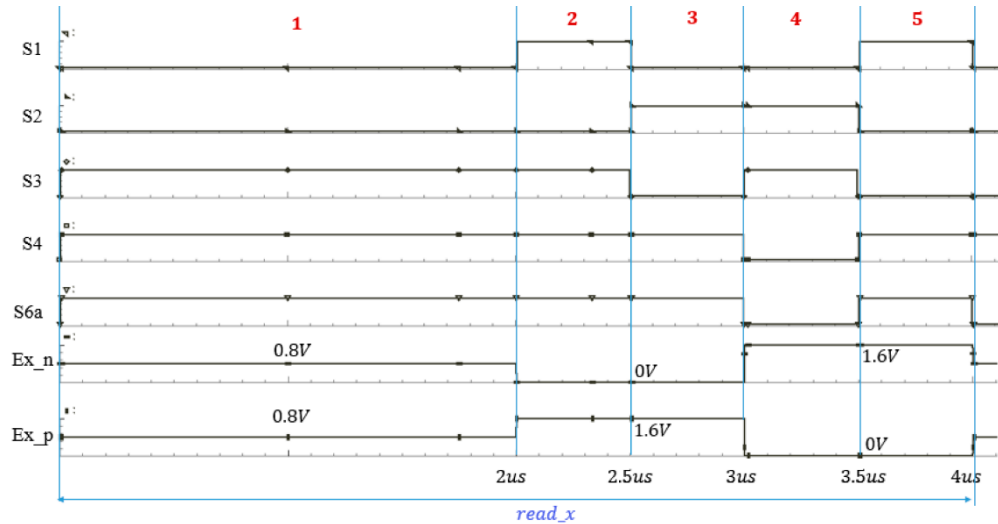


Figura N°62: Cronogramas del bloque derivativo.

Fuente: Elaboración propia.

Durante la primera subfase 1, los interruptores  $S1$ ,  $S2$  están abiertos y los interruptores  $S3$ ,  $S4$  y  $S6a$  están cerrados, restableciendo las capacidades  $C_F$  y  $C_{Fa}$ . Cuando ocurre la subfase 2,  $S1$  se cierra conectando  $C_{INa}$  a la entrada y  $C_{INb}$  a  $V_m$ . Si  $v_{0s}$  es la compensación del amplificador y  $V$  la salida C2V, los voltajes almacenados en  $C_{INa}$  y  $C_{INb}$  en la subfase 2 son:

$$V_{CINa} = V - V_m - v_{0s}. \quad (88)$$

$$V_{CINb} = -v_{0s}$$

Donde  $V_{Cx}$  es el voltaje en la capacitancia  $Cx$ .

Luego, durante la subfase 3,  $S1$  y  $S3$  se abren y  $S2$  se cierra conectando  $C_{INa}$  y

$C_{INb}$  a  $V_m$ . Los voltajes muestreados en  $C_{INa}$  y  $C_{INb}$  son:

$$V_{CINa} = -v_{0s}$$

$$V_{CINb} = -v_{0s} \quad (89)$$

En consecuencia, el voltaje muestreado e integrado en  $C_F$  y  $C_{Fa}$  es:

$$V_{(C_f||C_{Fa})} = \frac{1}{2}(V - V_m) \quad (90)$$

La relación de  $\frac{1}{2}$  proviene del factor de retroalimentación ya que solo  $C_{INb}$  está conectado al amplificador entrada durante esta subfase.

A continuación, durante la subfase 4,  $S4$  y  $S6a$  abren desconectando  $CF$  y  $CFa$ ;  $S3$  se cierra en una configuración de retroalimentación de ganancia unitaria.  $S1$  todavía está

abierto y  $S2$  cerrado (desde el comienzo de la subfase 3), por lo que los voltajes almacenados entre  $C_{INa}$  y  $C_{INb}$  son:

$$V(C_{INa}) = -v_{0s}$$

$$C_{INb} = -v_{0s} \quad (91)$$

Durante la subfase 5,  $S1$  se cierra y  $S2$  se abre al igual que  $S3$ .  $S4$  y  $S6a$  están cerrados, reconectando  $C_F$  y  $C_{Fa}$  al circuito. Los voltajes muestreados en  $C_{INa}$  y  $C_{INb}$  son:

$$V_{CINa} = V - V_m - v_{0s}$$

$$V_{CINb} = -v_{0s} \quad (92)$$

Finalmente, la tensión integrada en  $C_F$  y  $C_{Fa}$  durante la subfase 5 es:

$$V_{(C_f||C_{Fa})} = \frac{1}{2}(V - V_m) \quad (93)$$

Dado que  $C_F$  y  $C_{Fa}$  ya integraron una muestra durante la subfase 3, el voltaje total entre estas capacitancias cuando finaliza la fase de lectura es:

$$V_{(C_f||C_{Fa})} = V - V_m = V(nT_s) \quad (94)$$

Cuando ocurre la siguiente fase de lectura de  $x$  (período de muestreo  $(n + 1) T_s$ ), la secuencia es similar excepto que  $C_{Fa}$  se reemplaza por  $C_{Fb}$  y  $S6a$  por  $S6b$ .

Después de la fase de lectura, se produce la fase de amortiguamiento abriendo  $S6a$  y desconectando  $C_{Fa}$  para retener la muestra  $V(nT_s)$  hasta el siguiente ciclo de lectura. Al mismo tiempo,  $S7b$  cierra conectando  $C_{Fb}$  al circuito y a  $V_B$ .  $C_{Fb}$  contiene la muestra  $V(n - 1) T_s$ , por lo tanto, durante la fase de amortiguación, el bloque derivado sale  $V_m + V_B + [V(nT_s) - V(n - 1) T_s]$  o  $V_m + V_B + V_{ctrl}$ . Este valor se mantiene hasta el final del período de muestreo y se aplica cada vez que se habilita la amortiguación. aunque está claro que el modo común de salida es  $V_m$  durante la fase de lectura y  $V_m + V_B$  durante la última fase del período de muestreo.

El bloque derivado ha sido simulado para comprobar su funcionalidad. La Figura N°65 presenta un zoom de las salidas del bloque derivado durante la fase de lectura: se muestran la salida C2V (línea azul claro) y las formas de onda del bloque derivado diferencial (línea roja y negra); se pueden notar las cinco sub-fases. Durante las sub-fases 1, 2 y 4, el amplificador tiene una configuración de ganancia unitaria, mientras que durante las sub-fases 3 y 5, el bloque derivado muestrea la salida C2V.

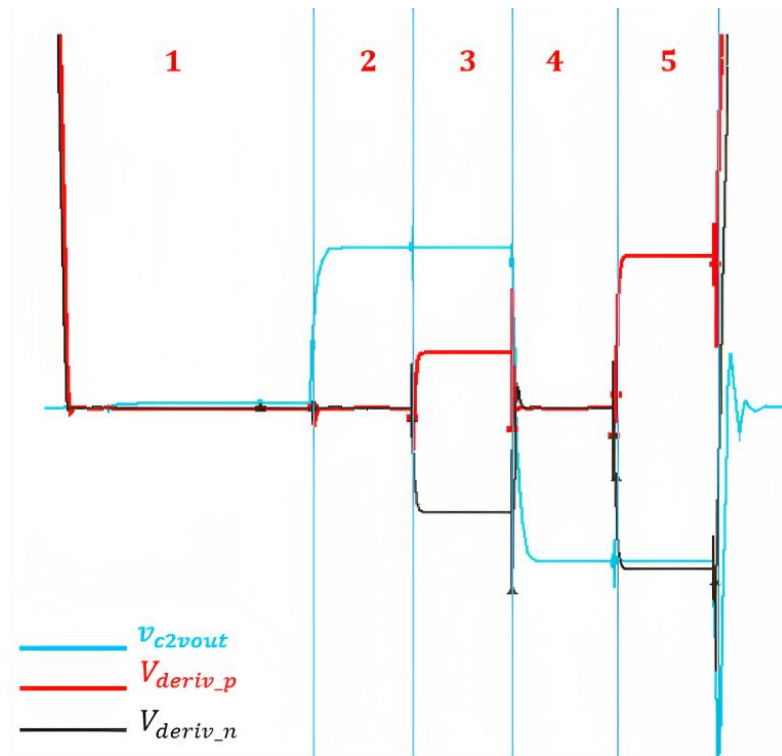


Figura N°63: Simulación de bloque derivado e ilustración de las salidas del bloque derivado durante la fase de lectura.  
Fuente: Elaboración propia.

Al alejarse de la forma de onda de las salidas derivadas, fuera de las fases de lectura, se pueden observar los gráficos presentados en la figura N°66. El cambio de modo común es obvio para  $V_m + V_B = 1.2V$ . La simulación se realiza en lazo cerrado, por lo que el sistema se amortigua progresivamente y la velocidad del sensor se ralentiza hasta volverse nula cuando el sistema alcanza el estado estacionario. En estado estacionario, y fuera de las fases de lectura, las salidas derivadas  $V_{deriv\_p}$ ,  $V_{deriv\_n}$  son iguales a  $1.2V$ .

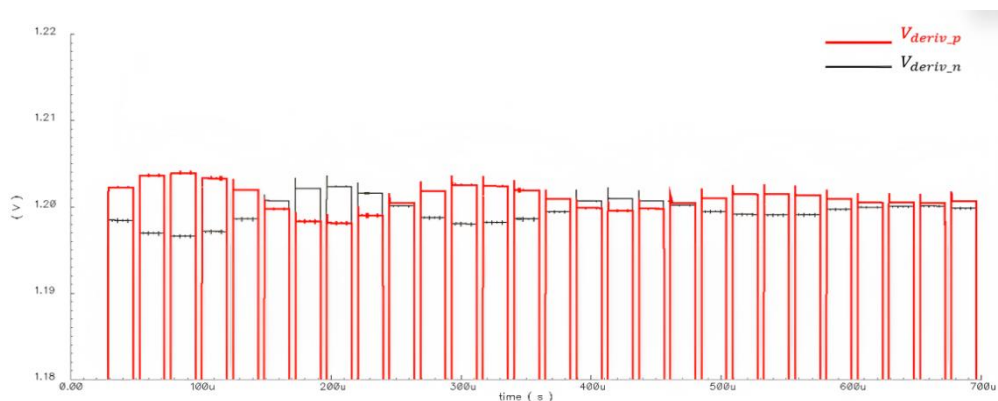


Figura N°64: Simulación de bloques derivados e ilustración de las salidas derivadas de las fases de lectura.  
Fuente: Elaboración propia.

Esta sección presentó el diseño de bloque derivado y los cronogramas. La técnica del condensador conmutado se usa para emitir  $V_{deriv\_p} = V_m + V_B + V_{ctrl}$  y  $V_{deriv\_p} = V_m + V_B - V_{ctrl}$ . Un bloque adicional introducirá la ganancia derivada  $k_d$ .

### 3.2.5. Bloque de ganancia derivada.

El objetivo del bloque de ganancia derivativa es multiplicar la tensión de control  $V_{ctrl}$ , proporcionada por el bloque derivativo, por un cierto valor de ganancia  $k_d$ , que se calculó previamente:  $k_d = 300$ . Uno puede escribir la relación de entrada a salida del bloque como:

$$\begin{aligned} v_{gain\_p} &= V_m + V_B + k_d \times V_{ctrl} \\ v_{gain\_n} &= V_m + V_B - k_d \times V_{ctrl} \end{aligned} \quad (95)$$

Una representación del bloque de ganancia derivada de capacitores conmutados se muestra en la figura N°67 y su funcionamiento se detallará a continuación. Hay dos etapas de ganancia: Etapa 1 y Etapa 2, ya que un valor de ganancia de 300 parecía demasiado grande para implementarlo con un solo amplificador. La ganancia de voltaje total  $A_v$  es:

$$A_v = A_{v\_stage1} \times A_{v\_stage2} \quad (96)$$

La primera etapa es un amplificador totalmente diferencial de tiempo continuo y baja ganancia, mientras que la segunda es un amplificador totalmente diferencial de condensadores conmutados con control de retroalimentación de modo común (CMFB); el bloque de ganancia derivada tiene un modo común de salida de  $V_{cm} = 1.2V$ .

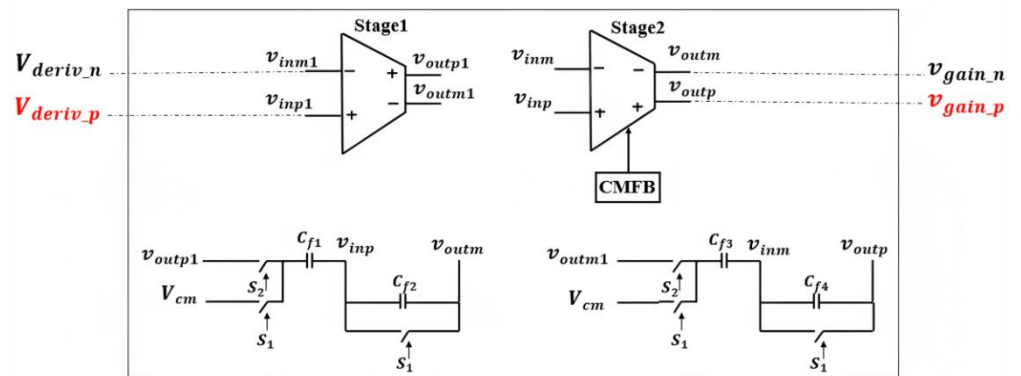


Figura N°65: Una representación del bloque de ganancia derivada de condensadores conmutados.

Fuente: Elaboración propia.

El esquema de nivel de transistor de la primera etapa de ganancia se muestra en la figura N°68; la configuración es una etapa de fuente común con carga conectada por diodo. Los transistores  $M_3$  y  $M_4$  se llaman diodos porque su comportamiento es similar al de una resistencia ya que la puerta está conectada al drenaje, manteniendo el



El diseño se comprobó mediante análisis de DC, transitorios y AC. Los resultados de la simulación revelaron un  $g_{m1}$  de  $59,75\mu S$  y un  $g_{m2}$  de  $19,28\mu S$ ; por lo tanto, una ganancia de  $A_{v_{stage1}} = -3.09$ . El amplificador consume  $6\mu A$ . La generación del sesgo  $V_{vm1}$  se mostrará a continuación.

Yendo más allá, la segunda etapa tiene que implementar una ganancia de al menos  $k'd = 100$ . Para la segunda etapa se ha implementado un amplificador de capacitor conmutado, como en la figura N°67. Se puede notar que las salidas de la primera etapa  $v_{outm1}$  y  $v_{outp1}$  son las entradas de la segunda etapa la cual tiene dos fases no superpuestas: reset y amplificación. Los dos relojes se representan en la figura N°69.

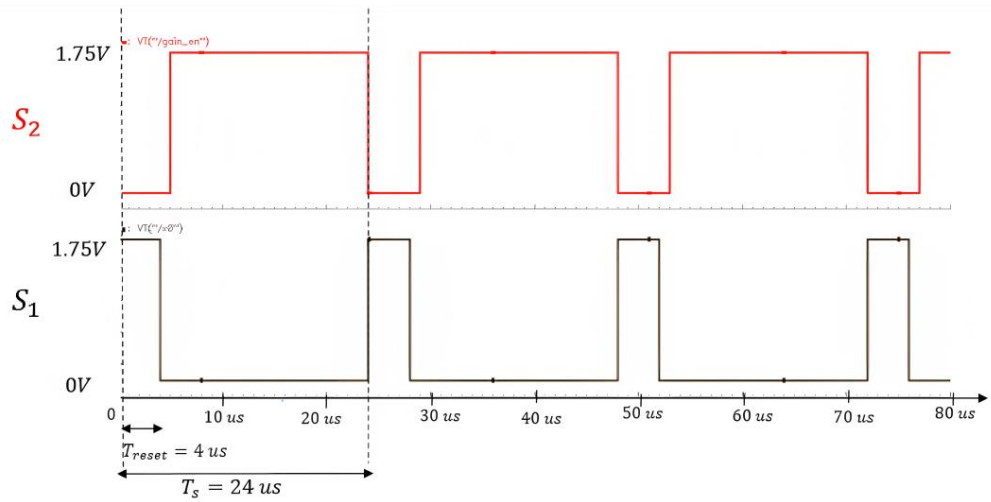


Figura N°67: Fases de funcionamiento Stage2 relojes:  $S_1$ (reset) y  $S_2$ (amplification).

Fuente: Elaboración propia.

Durante la fase de reinicio, los interruptores  $S_1$  están cerrados y  $S_2$  abiertos, lo que permite reiniciar los capacitores  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$ ,  $C_{f3}$ ,  $C_{f4}$ . A continuación, durante la fase de amplificación, los interruptores  $S_2$  se cierran, conectando las entradas  $outm1$  y  $outp1$  a  $C_{f1}$  y  $C_{f3}$  respectivamente.

Si  $C_{f2} = C_{f4} = 100C_f$ . y  $C_{f1} = C_{f3} = k'd * C_{f2}$  entonces las salidas Stage2 durante la fase de amplificación son:

$$v_{outm} = \frac{-c_{f1}}{c_{f2}} \times v_{outp1} \quad (100)$$

$$v_{outp} = \frac{-c_{f3}}{c_{f4}} \times v_{outm1}$$

El amplificador en sí (Stage2) es una estructura totalmente diferencial con condensadores conmutados CMFB. La figura N°70 muestra el esquema de nivel de transistor del amplificador Stage2 y en la figura N°71 se presentan las generaciones de polarización.

El amplificador de dos etapas presentado en la figura N°70 tiene un par de entradas diferenciales de n canales y es una configuración de fuente común. Esta salida de primera etapa es el nodo controlado por la retroalimentación de modo común. La segunda etapa también es una configuración de fuente común. El amplificador se compensa mediante el método RC; la carga de salida es  $C_L = 1pF$ .

Si se trata de calcular el factor de realimentación  $1/\beta$ , se debe tener en cuenta la relación entre las capacitancias  $C_{f1}$  y  $C_{f2}$ , y entre  $C_{f3}$  y  $C_{f4}$  que es  $k'd = 100$ . Por lo tanto  $\frac{1}{\beta} = 100$ . Para calcular la capacitancia de compensación del amplificador  $C_c$ , se puede usar la (ec. 82). Para este diseño  $C_c = 300fF$ . A continuación, para calcular el GBW, debemos especificar qué tan rápido debe ser el amplificador. Suponiendo que esperamos un valor de amplificación válido en  $2\mu s$ , entonces  $GBW = 1/\beta \times 0.31MHz = 31MHz$  para una precisión de salida del amplificador del 1%. La (ec. 83) se usa para calcular  $g_{m1} = g_{m2} = 48\mu S$ ; así podemos estimar la corriente fluyendo hacia el par de entrada diferencial a  $3\mu A$  en cada rama.

Para la etapa de salida,  $g_{m9} > 3g_{m2}$ . Por lo tanto, hemos elegido  $g_{m9} = 250\mu S$  y  $I_{D9} = 24\mu A$ . La resistencia de compensación se suele diseñar utilizando la (ec. 101) [76]:

$$R_c = \frac{1}{g_{m9}} \quad (101)$$

Por lo tanto,  $R_c = 5k\Omega$ .

El amplificador consume  $54\mu A$  y el circuito generador de bias  $3\mu A$ .

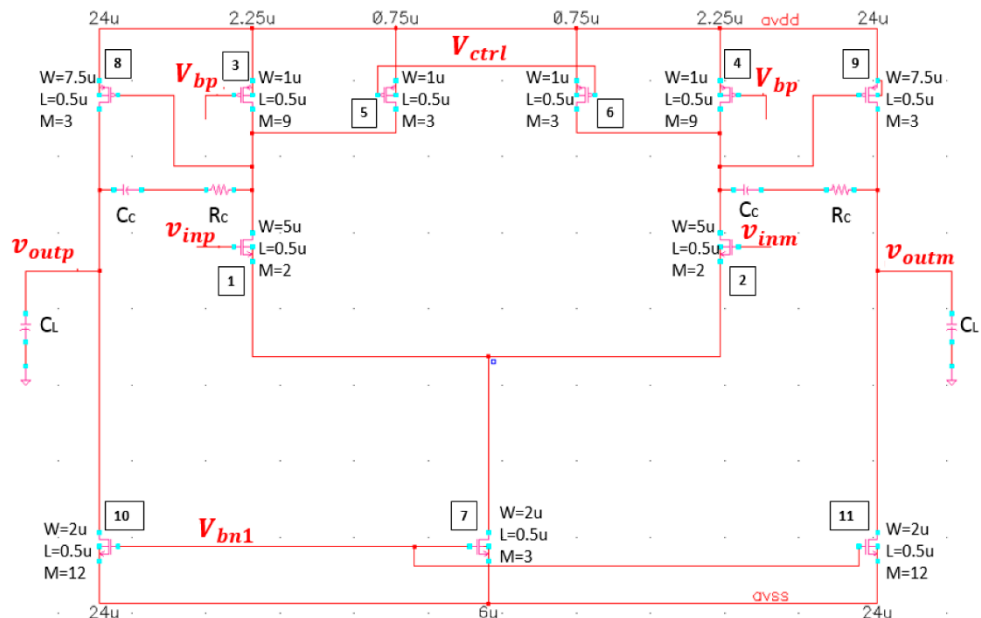


Figura N°68: Esquema de nivel de transistor del amplificador totalmente diferencial Stage2.

Fuente: Elaboración propia.

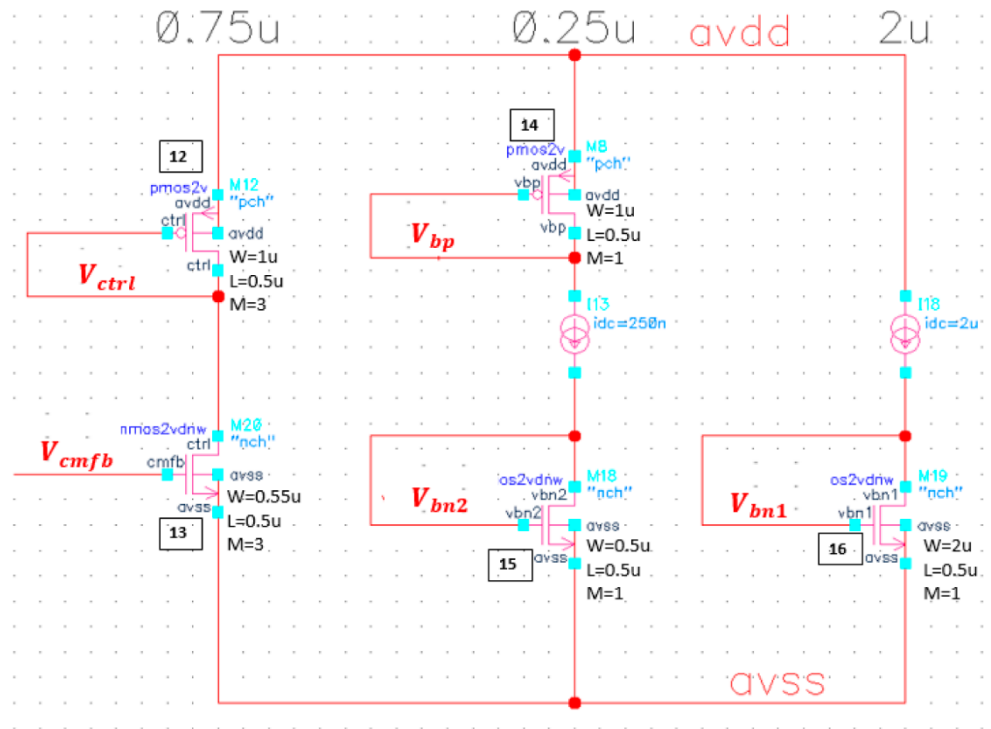


Figura N°69: Generación de sesgos del bloque de ganancia derivada.

Fuente: Elaboración propia.

La respuesta de frecuencia del amplificador fue simulada y se presenta en la figura N°72. La ganancia unitaria de frecuencia medida es 27 MHz y la ganancia de ancho de banda 70 dB con un margen de fase de 60°.

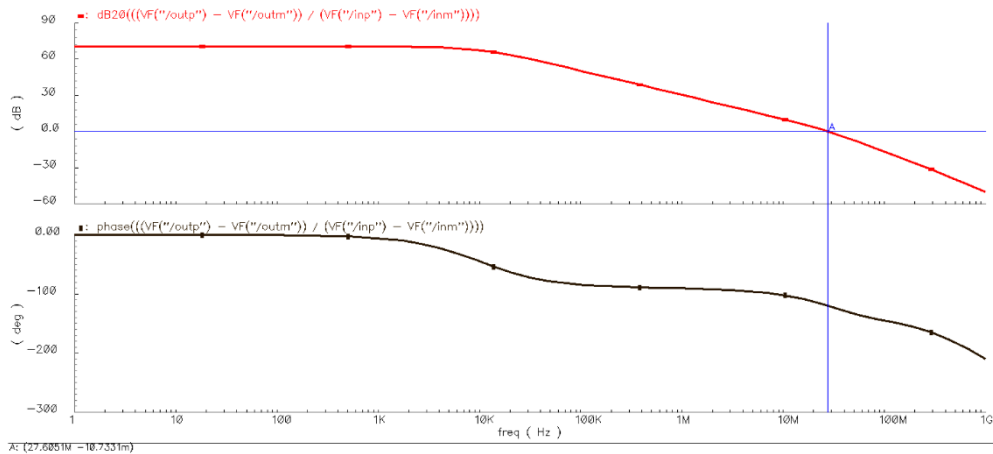


Figura N°70: Módulo y formas de onda de fase: simulación de amplificador de AC.

Fuente: Elaboración propia.

Otro problema que debe abordarse con respecto a este amplificador totalmente diferencial es el control de retroalimentación de modo común de salida. El CMFB generalmente se necesita para controlar el voltaje de modo común en diferentes nodos que no pueden ser controlados por la retroalimentación negativa del amplificador. Para generar el voltaje de modo común especificado, la estructura CMFB detecta el voltaje de salida del modo común del amplificador real y lo compara con un modo común de

nivel fijo. La diferencia entre el voltaje detectado y el fijo se usa para equilibrar el nivel de modo común. Por ejemplo, si la estructura CMFB detecta una disminución del modo común, aplicará un voltaje de control más alto para compensar; Complementariamente, si la estructura CMFB detecta un voltaje de modo común aumentado, disminuirá el voltaje de control. El capacitor conmutado CMFB utilizado para controlar el amplificador que se muestra en la figura N°70 se presenta en la figura N°73 donde  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 500fF$ . La topología está inspirada en [84] y funciona de la siguiente manera: durante la fase 1, los interruptores  $S_1$  están cerrados y los interruptores  $S_2$  están abiertos, por lo tanto, los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  proporcionan CMFB mientras que  $C_3$  y  $C_4$  se restablecen a un cierto voltaje  $V_{bn2}$ . Durante la fase 2, los interruptores  $S_1$  están abiertos y los interruptores  $S_2$  están cerrados; los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  se restablecen a  $V_{bn2}$  mientras que  $C_3$  y  $C_4$  proporcionan CMFB. Al restablecer los capacitores a un voltaje fijo y conocido  $V_{bn2}$ , permite mantener el voltaje  $V_{cmfb}$  al nivel de voltaje deseado. Entonces, el voltaje  $V_{cmfb}$  se usa para controlar la puerta  $M_{13}$  y generar la corriente deseada a través de  $M_{12}$  y  $M_{13}$ , que es  $0.75\mu A$ . Se usa el mismo voltaje de puerta que para  $M_{12}$  ( $V_{ctrl}$  para polarizar los transistores de canal p del amplificador  $M_5$  y  $M_6$  y para controlar los nodos de drenaje  $M_1$  y  $M_2$ .

Si el nivel de voltaje de estos nodos comienza a disminuir es porque la corriente a través de  $M_5$  y  $M_6$  está aumentando y porque  $V_{ctrl}$  aumenta. Para resolver,  $V_{cmfb}$  debe disminuir para mantener el mismo nivel actual de  $0.75\mu A$  hasta  $M_{12}$  y  $M_{13}$ . El funcionamiento es complementario cuando los voltajes de drenaje de  $M_1$  y  $M_2$  son crecientes.

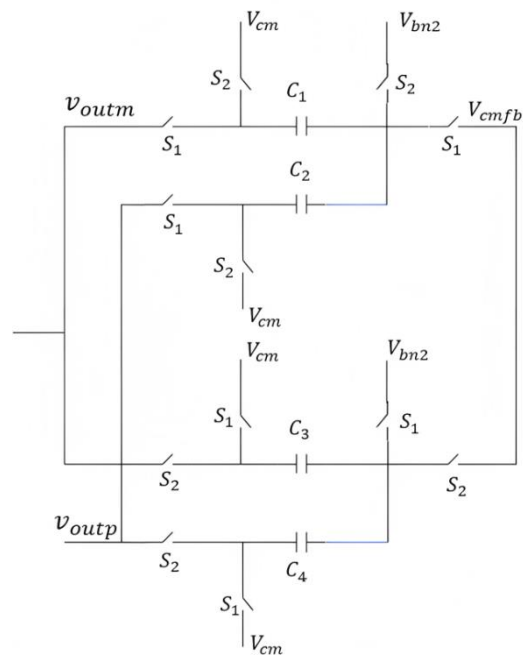


Figura N°71: Condensadores conmutados CMFB.

Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, el último punto a tener en cuenta es la condición de puesta en marcha. Considerando una entrada de amplificador que apaga los transistores del par diferencial de canal-n, entonces el modo común de salida ya no es predecible ni controlable. Por eso, se impone un modo común forzado durante al menos un período de muestreo  $T_s = 24\mu s$  como en la figura N°74 usando los interruptores PMOS  $M_{17}$  y  $M_{18}$ ;  $V_{cm} = 1.2V$ .

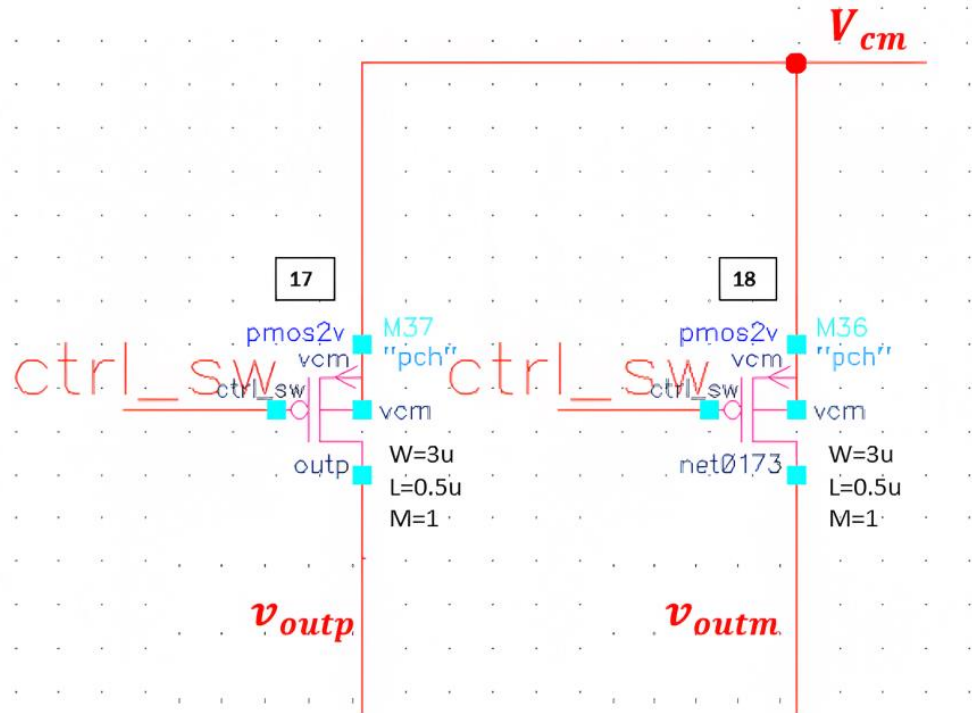


Figura N°72: Interruptores PMOS para forzar el modo común de salida de arranque.  
Fuente: Elaboración propia.

El sistema general presentado en la figura N°67 fue simulado para comprobar su funcionamiento. Para entradas sin con una amplitud de  $2mV$  (pico a pico) y un modo común de  $1.2V$ , esperamos una salida de  $600mV$ . La figura N°74 presenta los resultados de la simulación transitoria; uno puede notar el modo común fijado en  $1.2V$ . La amplitud de salida es  $591mV$ , lo que da como resultado un valor de ganancia de  $k_d$  de 295,5.

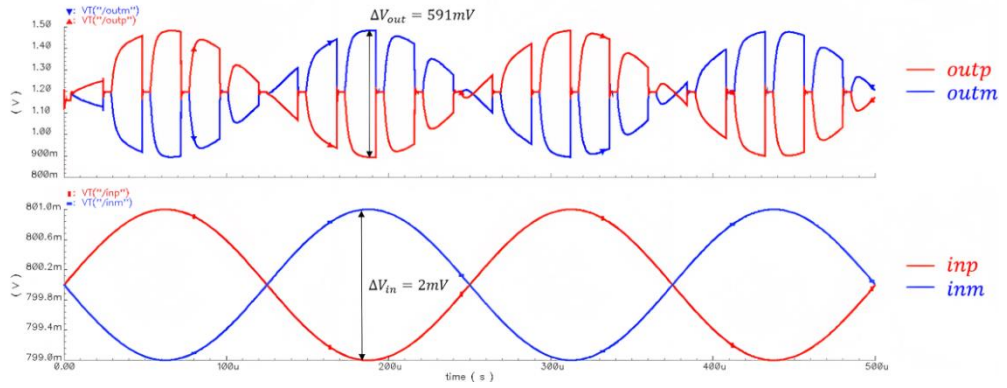


Figura N°73: Resultados del análisis de transitorios del bloque de ganancia derivada general.

Fuente: Elaboración propia.

### 3.2.6. Conmutadores CMOS.

La arquitectura presentada en esta tesis implementa la técnica de capacitores conmutados por las razones ya mencionadas. Por lo tanto, además del amplificador, los interruptores tienen un papel importante.

Los interruptores CMOS son transistores simples (canal-p o canal-n) o interruptores complementarios (transistores de canal-p y canal-n). El rendimiento de un interruptor CMOS viene dado por la velocidad y la precisión. Si la velocidad es determinada por la resistencia de encendido del transistor y por los capacitores a cargar/descargar, para la precisión, se pueden utilizar técnicas de cancelaciones de inyección de carga [82] para mejorar los desempeños.

Considerando un solo interruptor de transistor, su resistencia de encendido se puede expresar como:

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_{n,p} C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})} \quad (102)$$

Se supone que el transistor funciona en la parte linealizada de la región del triodo (triodo profundo). De (ec. 102) se puede notar que se obtiene un  $R_{on}$  pequeño con una razón de  $\frac{W}{L}$  grande.

Si  $C_H$  es el capacitor de carga del interruptor, entonces la constante de tiempo es:

$$\tau_{switch} = R_{on} C_H \quad (103)$$

Las prácticas de diseño generalmente consideran al menos  $7\tau_{switch}$  para la duración de carga/descarga del interruptor.

Además, en el caso de un interruptor n-p complementario, como en la figura N°76, las dos resistencias de los transistores están conectadas en paralelo. Por lo tanto, la resistencia de encendido equivalente se convierte en:

$$R_{on,eq} = R_{on,n} || R_{on,p} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GSn} - V_{thn})} || \frac{1}{\mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GSp} - V_{thp})} \quad (104)$$

Que obviamente es más pequeño que  $R_{on}$  y por lo tanto  $\tau_{switch}$  es más pequeño.

Dado que las capacidades de carga en este trabajo van desde  $300fF$  a  $1pF$  y la velocidad deseada tiene los mismos órdenes de magnitudes (la duración de carga/descarga de los interruptores es superior a  $1\mu s$ ), se ha utilizado el mismo interruptor presentado en la figura N°76 para todos los bloques del sistema: C2V, derivada. bloque de ganancia derivada y bloque de señales de excitación.

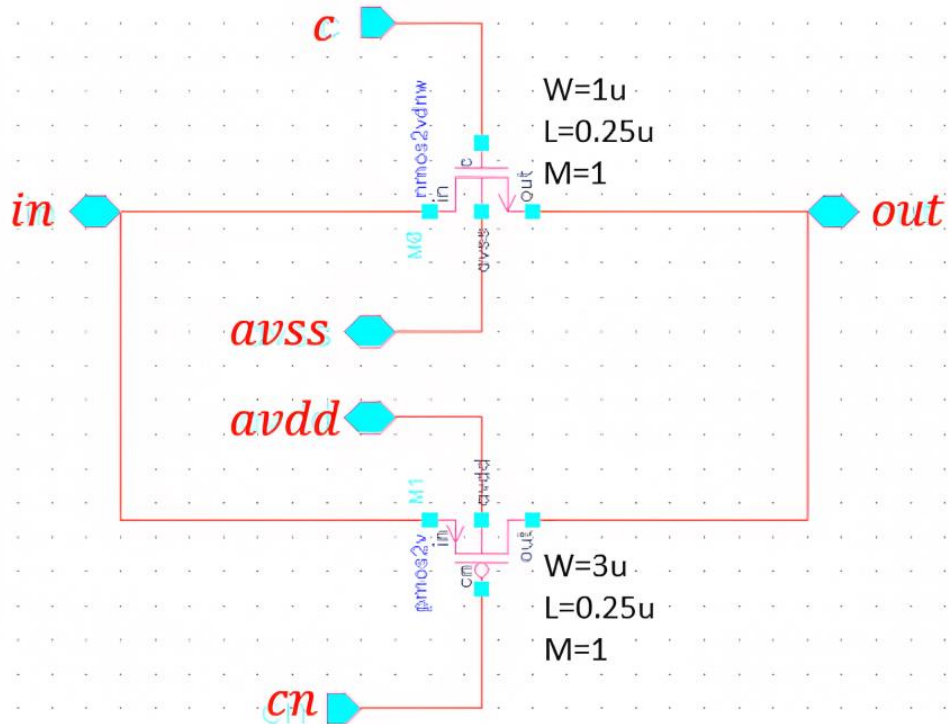


Figura N°74: Interruptor CMOS complementario.

Fuente: Elaboración propia.

Para comprobar el rendimiento del interruptor, se simuló la resistencia  $R_{on}$ . El resultado se presenta en la figura N°77; la máxima resistencia  $R_{on}$  es  $3.14k\Omega$ . Posteriormente, se agregó el switch en cada bloque del sistema y se validó su funcionamiento.

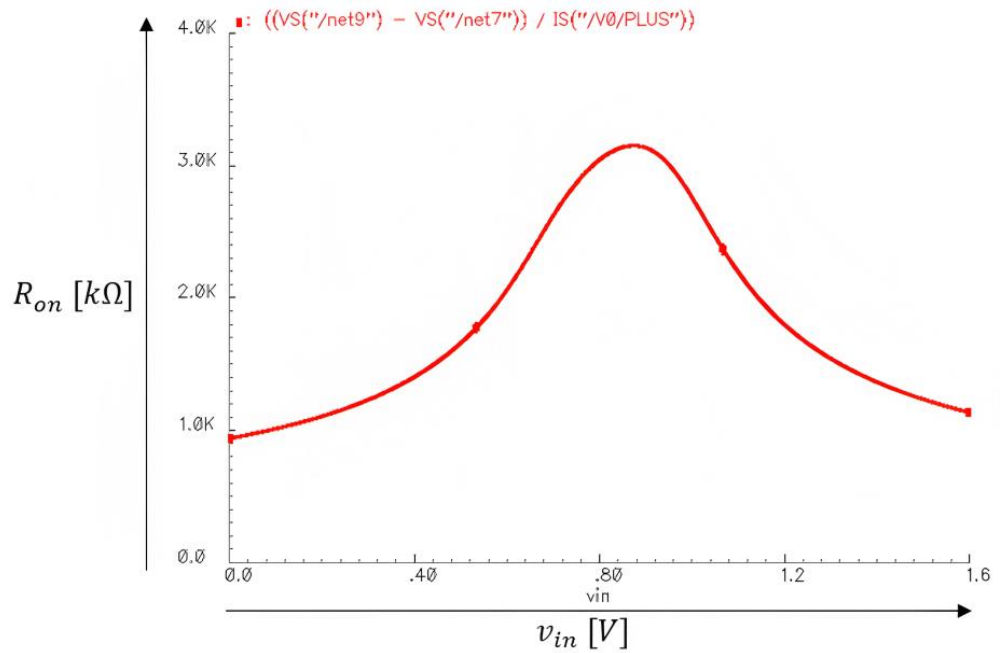


Figura N°75: Simulación de resistencia de interruptor  $R_{on}$ .  
Fuente: Elaboración propia.

### 3.2.7. Bloque de señales de excitación.

El bloque presentado en la sección 3.2.5 amplifica la salida derivada, que está disponible y es útil solo durante las fases de amortiguamiento; de lo contrario, las señales de excitación en la figura N°55(b) deben aplicarse en las placas fijas de MEMS. Para habilitar esta operación, se agregó un bloque adicional para aplicar las señales correspondientes según la fase de funcionamiento del sistema, como se muestra en la figura N°78. Hay dos fases no superpuestas que controlan los interruptores  $S_r$  y  $S_d$  (figura N°79); cuando  $S_r$  está cerrado,  $Ex_p$  y  $Ex_n$  se aplican sobre placas fijas en el eje x. Entonces, cuando  $S_d$  cierra, las salidas del amplificador de ganancia derivada se aplican en las placas fijas del eje x.

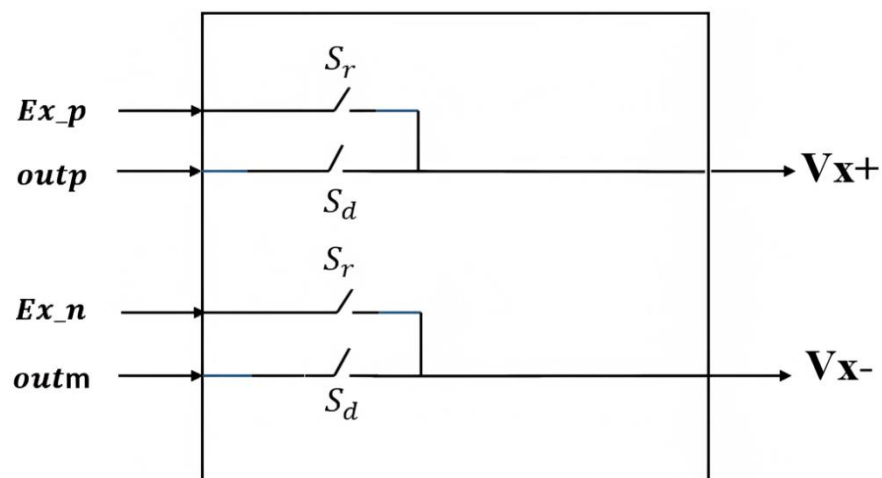


Figura N°76: Representación del bloque de señales de excitación.  
Fuente: Elaboración propia.

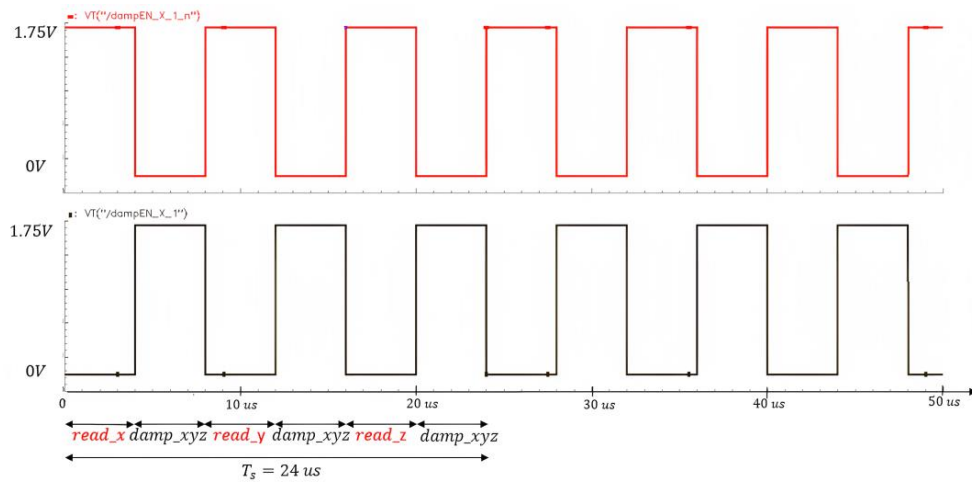


Figura N°77: Señales de control  $S_r$  y  $S_d$ .

Fuente: Elaboración propia.

Este bloque es el último del lazo y sus salidas se aplican directamente en el MEMS. Ahora se puede realizar una simulación y validación de lazo cerrado de todo el sistema.

### 3.2.8. Validación del sistema de lazo cerrado

Para validar el funcionamiento en lazo cerrado con la herramienta Cadence se ha construido un banco de pruebas que comprende todos los bloques detallados en este capítulo. Para controlar el movimiento de la masa de prueba a lo largo del eje x utilizando el método de amortiguamiento simultáneo, los cronogramas han sido diseñados para permitir un período de muestreo de  $T_s = 24\mu s$  con una fase de lectura igual a la fase de amortiguamiento, cada uno de  $4\mu s$ . El bloque de ganancia derivada Stage2 tiene una ganancia de  $y$   $k'_d = 100$  y, por lo tanto, una ganancia general de  $k_d = 300$ .

El factor de calidad del sensor es  $Q = 2000$ . La aceleración externa de  $9.8 m/s^2$  fue simulado usando un paso de voltaje que varía de 0 a  $9.8V$  con un tiempo de subida de  $1ns$ .

Estamos interesados en validar el principio de amortiguamiento electrostático y verificar la eficiencia de amortiguamiento simultáneo midiendo el tiempo de establecimiento del sistema. Además, el tiempo de establecimiento simulado de Cadence se comparará con el resultado obtenido utilizando el modelo Matlab-Simulink.

El resultado de la simulación transitoria de desplazamiento de masa de prueba se presenta en la figura N°80. La simulación se realiza en lazo cerrado y el tiempo de estabilización se reduce a  $800 \mu s$  en lugar de  $400 ms$  en una configuración de lazo

abierto, sin amortiguamiento electrostático. La misma configuración para el modelo de Matlab-Simulink conduce a un valor de tiempo de establecimiento de  $680\mu s$ . La diferencia puede provenir de las no idealidades de los bloques CMOS, las inyecciones de carga, pero también de la condición de arranque impuesta para el bloque de ganancia Stage2 totalmente diferencial; durante esta fase de reinicio, la tensión aplicada en las placas del sensor no está en concordancia con el movimiento real de la masa de prueba.

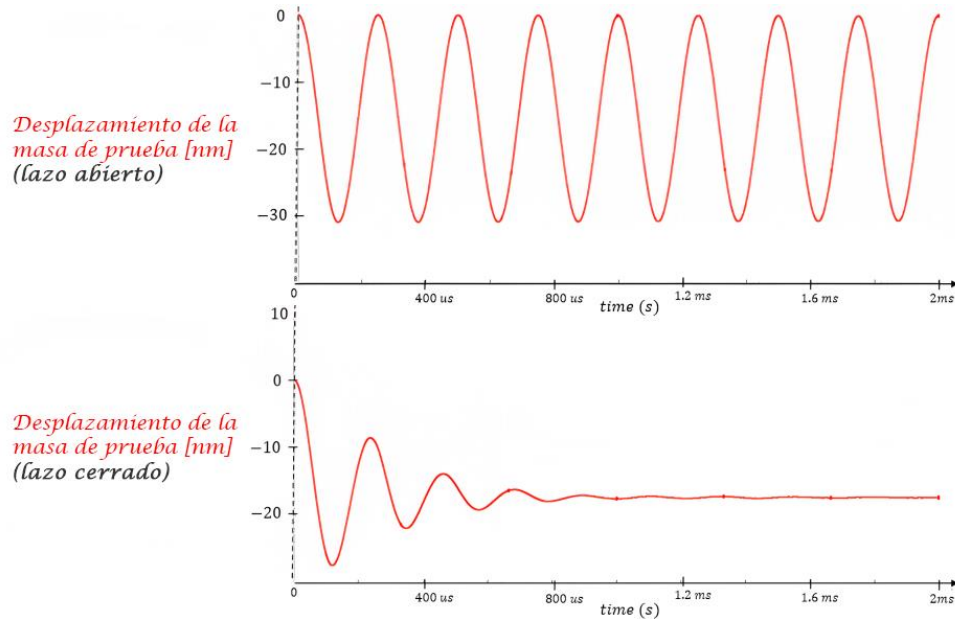


Figura N°78: Comparación de los resultados de la simulación transitoria entre la respuesta de desplazamiento de lazo abierto (sin amortiguación) y la respuesta de desplazamiento de lazo cerrado (amortiguación habilitada).

Fuente: Elaboración propia.

En términos de desempeño, la interfaz CMOS presentada en este trabajo tiene un consumo de energía de  $0.2\text{ mW}$  para un acelerómetro de un eje y  $0.48\text{ mW}$  para la arquitectura de tres ejes. La tabla X presenta una comparación de desempeño de varios acelerómetros de lazo cerrado presentados en la literatura que implementan un lazo  $\Sigma\Delta$  o un control analógico. El consumo de energía, así como la superficie de la interfaz CMOS que implementa solo un controlador derivado, mejoran con respecto a las prestaciones de última generación.

Tabla XIII  
RENDIMIENTO DE LA INTERFAZ CMOS

	[127]	[121]	[117]	[80]	[73]	[125]	Tesis
Topología	Controlador PD	Controlador PID	3th orden $\Sigma\Delta$	4th orden $\Sigma\Delta$	5th orden $\Sigma\Delta$	Controlador Pi	Controlador D

Fuente de alimentación/ Consumo de energía (un eje)	3.6 V/ 3.6 mW	5 V/ 58 mW	7 V/ 23 mW	5V / 13mW	±9V and 3.3V 12 mW	15V and 3V/ 174 mW	1.6V/ 0.2 mW (1 eje) 0.48 mW (3 ejes)
CMOS	0.35µm	0.35µm	0.5µm	0.5µm	0.6µm	0.35µm	0.18µm
Superficie (un eje)	6.66 mm <sup>2</sup>	0.5 mm <sup>2</sup>	7.8 mm <sup>2</sup>	0.9 mm <sup>2</sup>	9.7 mm <sup>2</sup>	11.75 mm <sup>2</sup>	≈ 1 mm <sup>2</sup> (3 ejes)
Rango de entrada	±1.15g	±1.2g	±1.2g	±2g	± 11g	±50g	±8g

El transductor, la interfaz de lectura y otras etapas analógicas se colocan en una PCB de dos capas, mientras que la placa de descubrimiento STM32F4 se utiliza para la operación de procesamiento de señales.

## IV. DISCUSIÓN

Recientemente, la industria de la electrónica de consumo ha experimentado un crecimiento espectacular que no habría sido posible sin empujar más y más la barrera de la integración. En este contexto, los MEMS han experimentado un crecimiento exponencial y, en la actualidad, están integrados en la mayoría de las aplicaciones de consumo. Además, la detección de múltiples DoF con un circuito integrado único se ha convertido en la nueva tendencia en la era de Internet de las cosas, ya que tanto la reducción de energía como de costos son las claves de esta industria en continuo desarrollo. Los sensores de inercia MEMS capacitivos, como los acelerómetros y los giroscopios, han ganado su lugar en la electrónica de consumo y actualmente son objeto de varios temas de investigación. Aquí, se ha abordado el tema de investigación de fusión acelerómetro-giroscopio y esta tesis tuvo como objetivo principal el diseño de los circuitos analógicos frontales para controlar y detectar un acelerómetro triaxial subamortiguado de manera eficiente.

Se ha señalado el problema relacionado con la arquitectura subamortiguada nativa del acelerómetro: tiempo de estabilización del transductor prolongado y control débil sobre el comportamiento del sensor. Se han investigado varios métodos de control y la opción de arquitectura propuesta se ha diseñado y optimizado para adaptarse a los MEMS diseñados por NXP Semiconductors. El transductor es aquí un acelerómetro triaxial capacitivo y dos masas, cuya masa de prueba es común a los tres ejes. En consecuencia, una medición de aceleración a lo largo de los tres ejes solo puede realizarse secuencialmente. El control analógico que implementa la amortiguación electrostática para este sistema se basa en la relación lineal entre la fuerza electrostática neta y la estimación de la velocidad de la masa de prueba. En lo que respecta a la medición de la aceleración en sí, la amortiguación debe aplicarse secuencialmente para no perturbar el funcionamiento de los diferentes ejes.

El diseño a nivel de transistor de la cadena de señales del acelerómetro se basa en técnicas de capacitores conmutados y puede integrarse aún más dentro de un ASIC. El funcionamiento del diseño, así como la eficiencia de la amortiguación, se han validado mediante simulaciones de Cadence Spectre. Por último, se ha diseñado una arquitectura de componentes discretos para validar experimentalmente el concepto de amortiguamiento simultáneo. En perspectiva, es necesario un diseño completamente ASIC junto con la microfabricación y la caracterización para validar experimentalmente la solución del circuito integrado. Para ello, se pueden utilizar bloques analógicos ya disponibles como el bandgap o el oscilador; sin embargo, se requiere un diseño digital adicional para concebir la lógica CMOS utilizada para controlar la operación analógica. Finalmente, se debe realizar la verificación de la celda superior de ASIC para validar el funcionamiento tanto analógico como digital.

## V. CONCLUSIONES

La tesis propone el diseño de una arquitectura de control analógico logrando un bajo consumo de energía, en este contexto, el novedoso sistema propuesto en esta investigación tiene como principales características la primera etapa analógica compartida entre los tres ejes, la técnica de capacitores conmutados utilizada en los bloques de lazo principal pero también la operación de bloques analógicos bajo una fuente de alimentación baja. Además, no se requiere un bloque de bomba de carga adicional ni un proceso CMOS de alto voltaje para un control de amortiguación exitoso. Se ha desarrollado una amortiguación simultánea que mejora la eficiencia de amortiguación en comparación con la metodología de amortiguación más avanzada (amortiguación sucesiva). La técnica de amortiguamiento simultáneo se basa en la generación de amortiguamiento artificial a partir de la estimación de la velocidad de la masa de prueba y en el muestreo, manteniendo y aplicando este mismo valor de amortiguamiento tres veces dentro de la misma frecuencia de muestreo. El modelado matemático de la técnica de amortiguamiento simultáneo ha sido muy desafiante ya que la función de transferencia de lazo cerrado discreta general no se pudo desarrollar usando el método clásico de transformada  $z$ . La amortiguación simultánea requiere al menos dos frecuencias de muestreo operativas diferentes y, por lo tanto, proporciona un control multitasa sobre el comportamiento de MEMS.

Mediante el uso de técnicas de procesamiento de señales de muestreo descendente y ascendente, se ha diseñado un modelo matemático que desarrolla las propiedades del controlador multifrecuencia para brindar más información sobre la estabilidad del bucle y proporcionar un medio para evaluar el impacto de la frecuencia de muestreo y la ganancia del lazo en su estabilidad. Utilizando este método junto con el modelo, se han determinado la frecuencia de muestreo y el valor de ganancia del lazo para la implementación de CMOS. El modelado de cada bloque en Matlab y las simulaciones de lazo cerrado junto con la validación del concepto, para el transductor, la interfaz de lectura y el bloque de control (derivado), se han desarrollado varios modelos de comportamiento y se ha utilizado el método del tiempo de asentamiento para evaluar la eficiencia de amortiguamiento. Finalmente, en este trabajo se ha implementado la arquitectura de amortiguamiento simultáneo debido a sus mayores prestaciones en términos de tiempo de asentamiento.

Finalmente, una nueva arquitectura de condensadores conmutados que implementa control de amortiguación simultáneo, adaptada para un acelerómetro triaxial MEMS de baja potencia. El sistema fue diseñado en un proceso TSMC CMOS de  $0.18\mu\text{m}$  y es compatible con una solución ASIC completamente integrada. Cada sección trata de un bloque de bucle, concluyendo con la simulación de lazo cerrado y la validación del sistema. El funcionamiento del sistema fue validado

y los resultados del tiempo de asentamiento prueban la eficiencia de amortiguamiento. Sin embargo, se pueden lograr mejoras adicionales en términos de ruido y reducción de la inyección de carga.

## VI. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] J. Raeann, S. Singh y V. Seena, "Three-axis Piezoresistive MEMS Accelerometer with Extended Twin Mass Structure", 5th IEEE International Conference on Emerging Electronics (ICEE), pp.1 – 4, 2020.
- [2] A. Aydemir y T. Akin, "Self-Packaged Three Axis Capacitive Mems Accelerometer", IEEE 33rd International Conference on Micro Electromechanical Systems (MEMS), pp.777 – 780, 2020.
- [3] L. Ciotirca et al., "New Stability Method of a Multirate Controller for a Three-Axis High-Q MEMS Accelerometer with Simultaneous Electrostatic Damping", IEEE Sensors Journal, vol.18, nro.15, pp.6106 – 6114, 2018.
- [4] G. Cuadros, "Desarrollo e implementación de un sistema de análisis de paso mediante la utilización de sensores inerciales", tesis pregrado, Perú, Universidad de Ciencias Aplicadas, Lima, Peru, 2016.
- [5] R. Martínez, "Diseño e implementación de un prototipo analizador de caídas utilizando sensores MEMS orientados a pacientes en hospitales, basados en Wireless personal área network WPAN", tesis pregrado, Universidad de San Martín de Porres, Perú, 2017.
- [6] G. Cuadros, "Calibración de acelerómetros para la medida de microaceleraciones en aplicaciones espaciales", tesis doctoral, España, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, 2000.
- [7] K. Halonen, et al., "Continuous Time Interface for  $\pm 1.5$  g Closed-Loop Accelerometer", IEEE International Conference on Integrated Circuit Design and Technology, 2007.
- [8] J. Allen, "Micro-System Inertial Sensing Technology Overview", Sandia National Laboratories, 2009.
- [9] E. A. Phillip, R. H. Douglas, "CMOS Analog Circuit Design", Oxford University Press, 2002.
- [10] B. Amini, y F. Ayazi, "A 2.5-V 14-bit  $\Sigma\Delta$  CMOS SOI capacitive accelerometer", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.39, pp.2467 – 2476, 2004.
- [11] Atre, "Analysis of out-of-plane thermal microactuators", Journal of Micromechanics and Microengineering, pp.250 - 213, 2006.
- [12] Q. Liu, et al., "Open-loop versus closed-loop control of MEMS devices: choices and issue", Journal of Micromechanics and Microengineering 15, pp.1917 - 1924, 2005.
- [13] Raychowdhury, et al., "Design of PID controller for ultra-sensitive Nano-g resolution MEMS tunneling accelerometer", IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, 2014.
- [14] Boser, y R. Howe, "Surface micromachined accelerometers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.31, pp.366 – 375, 1996.

- [15] B.E. Boser, “Analog Design Using gm/Id and ft metrics”, Copyright ©, 2011.
- [16] Cagdaser, y B. E. Boser, “Resonant drive for stabilizing parallel-plate actuators beyond the pull-in point”, the 13th International Conference on Solid-State Sensors Actuators and Microsystems Transducers’05, vol.1, pp.688 - 692, 2005.
- [17] M. Cannon, “A2 Discrete Systems”, Oxford University online teaching material, 2014.
- [18] Chan, y R. Dutton, “Electrostatic micromechanical actuator with extended range of travel”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.9, nro.3, pp.321 - 328, 2000.
- [19] K. Chan, y R. W. Dutton, “Electrostatic micromechanical actuator with extended range of travel”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.9, pp.321 - 328, 2000.
- [20] Chatterjee, “Développement d’une unité de mesure inertielle à base de smart-MEMS”, tesis doctoral, Université de Montpellier, 2016.
- [21] Chen, M. Bao, H. Zhu, S. Shen, “A piezoresistive accelerometer with a novel vertical beam structure”, IEEE International Conference of Solid-State Sensors and Actuators, vol.2, pp.1201 – 1204, 1997.
- [22] F. Chen, etal., “Low noise vacuum MEMS closed-loop accelerometer using sixth-order multi-feedback loops and local resonator sigma delta modulator”, IEEE 27th International Conference on Micro Electromechanical Systems, 2014.
- [23] M. Ahmadi, S. Chowdhury, y W. C. Miller “Nonlinear Effects in MEMS Capacitive Microphone Design”, Proceedings of IEEE International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2003.
- [24] B.E. Cole et al., “512x512 infrared scene projector array for lowbackground simulations”, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, pp.7 - 12, 1994.
- [25] R.N. Dean, “A technique for the measurement of relative velocity between parallel plate electrodes in micromachined structures”, tesis doctoral, dissertation, Auburn University, Alabama, 2006.
- [26] R. Demrow, “Settling time of Operational amplifiers”, Analog Dialogue Journal, analog Devices, 1970.
- [27] F. Zhou, etal., “Research on nonlinearity property of piezoelectric vibration accelerometer based on cymbal transducer”, Proceedings of the IEEE International Conference on Information and Automation, 2010.
- [28] Marten Derk van der Laan, “Signal Sampling Techniques for Data Acquisition in Process Control”, tesis doctoral, University of Groningen, 1995.
- [29] Pisano, D. DeVoe, “A fully surface-micromachined piezoelectric accelerometer”, IEEE International Conference Solid State Sensors and Actuators, vol.2, pp.1205 – 1208, 1997.
- [30] A.P. Pisano, D. L. DeVoe, “Surface Micromachined Piezoelectric Accelerometers (PiXLs)”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.10, nro.2, 2001.

- [31] B.L. Pruitt, et al., “Self-heating in piezoresistive cantilevers”, *Applied Physics Letter* 98, 2011.
- [32] C. Domingues, y D. Integration, “Challenges for integrating high performance Inertial performance Inertial Measurement Unit (IMU)”, *IP-SOC 2013*, 2013.
- [33] Doncescu, “Stabilité des Systèmes Discrets et Echantillonnés”, 2014.
- [34] Yang, et al., “High performance monolithic triaxial piezoresistive shock accelerometers”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.141, pp.339 – 346, 2008.
- [35] C. Enz, y G.Temes, “ Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling and Chopper Stabilization”, *Proceedings of the IEEE*, vol.84, nro..11, 1996.
- [36] P. J. French, “Development of surface micromachining techniques compatible with on-chip electronics”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol.6, pp.197 – 211, 1996.
- [37] P.J. French, y P.M. Sarro, “Surface versus bulk micromaching: the contest for suitable applications”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol.8, pp.45 - 53, 1998.
- [38] Garcia-Valenzuela, y M. Tabib-Azar, “Comparative study of piezoelectric, piezoresistive, electrostatic, magnetic, and optical sensors”, *Proceedings SPIE*, vol.2291, pp.125 – 142, 1994.
- [39] K.H. Han, y Y.H. Cho, “Self-balanced navigation-grade capacitive microaccelerometers using branched finger electrodes and their performance for varying sense voltage and pressure”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.12, pp.11 – 20, 2003.
- [40] L. He, Y.P. Xu, y M. Palaniapan, “A CMOS Readout Circuit for SOI Resonant Accelerometer With 4  $\mu g$  Bias Stability and 20  $\mu g/\sqrt{Hz}$  Resolution”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.43, nro.6, pp.1480, 2008.
- [41] Jerman, et al., “Wide dynamic range direct accelerometer”, *IEEE 4th Solid-State Sensor and Actuator Workshop*, pp.153 – 157, 1990.
- [42] Kim, et al., “Micromachined Piezoelectric Accelerometers via epitaxial silicon cantilevers and bulk silicon proof masses”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.22, nro.6, 2013.
- [43] H. Yang, et al., “A highperformance micromachined piezoresistive accelerometer with axially stressed tiny beams”, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol.15, pp.993, 2005.
- [44] M. Okumura, T. Iseki, y T. Sugawara, “Two-Dimensionally Deflecting Mirror Using Electromagnetic Actuation”, *Optical Review*, pp.189 - 194, 2006.
- [45] P. Jespers, “The gm/ID Methodology, a sizing tool for low-voltage analog CMOS Circuits”, Springer, 2010.
- [46] B. E. Boser, et al., “A monolithic surface micromachined Z-axis gyroscope with digital output”, *Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers*, pp.16 – 19, 2000.

- [47] G. K. Fedder, W. Jiangfeng, L. R. Carley, “A low-noise low-offset chopper-stabilized capacitive-readout amplifier for CMOS MEMS accelerometers”, IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp.428 – 478, 2002.
- [48] Johns, y K. Martin “Analog Integrated Circuit Design”, John Wiley & Sons, 1997.
- [49] G. C. Temes, M. Un-Ku y T. Kajita, “A noise-shaping accelerometer interface circuit for two-chip implementation,” Proceedings of IEEE International Symposium Circuits and Systems, pp.337 – 340, 2000.
- [50] V. Kempe, “Inertial MEMS: Principles and Practice”, Sensor Dynamics AG, 2011.
- [51] K.D. Wise, y S.C. Kim, “Temperature sensitivity in silicon piezoresistive pressure transducers” IEEE Transactions Electron Devices 30, pp.802 – 810, 1983.
- [52] H. Okada, et al., “A digital output piezoelectric accelerometer using CMOS-compatible AlN thin film”, *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, pp.1166 - 1169, 2009.
- [53] C.P. Lewis, M. Kraft, y T.G. Hesketh, “Closed-loop silicon accelerometers”, IEEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems, vol.145, nro.5, 1998.
- [54] Salián, et al., “A 5 V closed-loop second order sigma-delta Micro-G microaccelerometer”, Proceedings Solid-State Sensor, Actuator and Microsystems Workshop, pp.219 – 222, 2002.
- [55] Junseok, et al., “A multi-step electromechanical sigma-delta converter for micro-G capacitive accelerometers”, IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2003.
- [56] H. Kulah, et al., “Noise analysis and characterization of a sigma-delta capacitive microaccelerometer”, IEEE Journal of SolidState Circuits, vol.41, nro.2, 2006.
- [57] S. Oja, H. Seppä J. y M. Kyynäräinen, “Increasing the Dynamic Range of a Micromechanical Moving-Plate Capacitor”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing 29, pp.61 - 70, 2001.
- [58] Murmann, P. Lajevardi, y V. Petkov, “A  $\Delta\Sigma$  interface for MEMS accelerometers using electrostatic spring-constant modulation for cancellation of bondwire capacitance drift”, IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest Technical Papers, pp.196 – 198, 2012.
- [59] Lang, y R. Tielert, “A low noise accelerometer with digital pid-type controller and multibit force feedback”, Proceedings of 25th European Solid-State Circuits Conference, pp.250 – 253, 1999.
- [60] S. H. Lee, “Multirate digital control system design and its application to computer disk drives”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.14, nro.1, pp.124 - 133, 2006.

- [61] B. Boser, y M. Lemkin, “A three-axis micromachined accelerometer with a CMOS position-sense interface and digital offset-trim electronics”, IEEE Journal of SolidState Circuits, vol.34, nro.4, pp.456 – 468, abril, 1999.
- [62] Li, S. Fan, y Z. Guo, “Design and Analysis of Silicon Resonant Accelerometer”, Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, vol.5, nro.3 pp.970 - 974, Julio, 2012.
- [63] F.L. Lian, “Design of Real-Time Control Systems - Controller Design of Digital Control Systems”, 2010.
- [64] B. Boser, C. Lu, y M. Lemkin, “A monolithic surface micromachined accelerometer with digital output”, IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, febrero, 1995.
- [65] H. Luo, et al., “A post-cmos micromachined lateral accelerometer”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.11, pp.188 – 195, 2002.
- [66] H. S. Maithripala, J. M. Berg, y W. P. Dayawansa, “Capacitive stabilization of an electrostatic actuator: Output feedback viewpoint”, American Control Conference 2003, vol.5, pp.4053 - 4058, 2003.
- [67] Baschiroto, et al., “A 0.13 $\mu$ m-CMOS 90 $\mu$ W 51dB-SNR Continuous-Time Accelerometer Front-End with 10b SAR-ADC”, IEEE Sensors, 2015.
- [68] Zaghoul, et al., “Micromachined convective accelerometers in standard integrated circuits technology”, Applied physics letters, vol.76, nro.4, junio, 2010.
- [69] Mukherjee, et al., “Effect of voltage induced electrostatic forces on MEMS capacitive accelerometer”, IEEE Students' Technology Symposium, junio, 2011.
- [70] B. Nguyen, L. Latorre, y P. Nouet, “A new monolithic 3-axis thermal convective accelerometer: principle, design, fabrication and characterization”, Microsystem Technologies, vol.21, nro.9, pp.1867 – 1877, septiembre, 2015.
- [71] McKinnon, Y. Ning y Y. Loke, “Fabrication and characterization of high g-force, silicon piezoresistive accelerometers”, Sensors and Actuators A: Physical, vol.48, pp.55 – 61, mayo,1995.
- [72] Halonen, et al., “A Micropower Interface ASIC for a Capacitive 3-Axis Micro-Accelerometer”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, nro.12, pp.2651 - 2665, 2007.
- [73] E. Laulainen, et al., “A Micropower  $\Delta\Sigma$ -based interface ASIC for a capacitive 3-axis micro-accelerometer”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.44, pp.3193 – 3210, 2009.
- [74] S. Park, “Low Voltage Electrostatic Actuation and Displacement Measurement through Resonant Drive Circuit”, tesis doctoral, dissertation, University of Waterloo, Canada, 2011.
- [75] Partridge, et al., “A High-Performance Planar Piezoresistive Accelerometer”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.9, nro.1, 2000.

- [76] Huber, et al., “A 300Hz 19b DR capacitive accelerometer based on a versatile front end in a 5th order  $\Delta\Sigma$  loop”, Proceedings of 35th European Solid-State Circuits Conference, pp.288 – 291, 2009.
- [77] Boser, y V. Petkov, “A Fourth-Order  $\Sigma\Delta$  Interface for Micromachined Inertial Sensors”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, nro.8, pp.1602 – 1609, 2005.
- [78] G. Balachandran, J. Beintner, y V. Petkov, “A Fully Differential ChargeBalanced Accelerometer for Electronic Stability Control”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.49, nro.1, pp.262 – 270, 2014.
- [79] Razavi, “Design of CMOS Analog Integrated Circuits”, McGraw-Hill International edition, 2001.
- [80] F. Renaut, “MEMS Inertial Sensors Technology”, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 2013.
- [81] Robbins, William P. “High-Displacement Piezoelectric Actuator Utilizing a Meander-Line Geometry-Part II:Therory”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, pp.461 - 467, 1991.
- [82] G. Jourdan, et al., “M&NEMS: A new approach for ultra-low cost 3D inertial sensor”, IEEE Sensors, 2009.
- [83] S. Roberts, “Design of digital filters”, 2006.
- [84] A.P. Pisano, et al., “Surface micromachined accelerometer”, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, 1997.
- [85] GP Agrawal, y JJ Roland, “Optical gyroscopes”, Optics & Laser Technology, vol.13 nro.5, pp.239 – 244, 1981.
- [86] W. Sansen, “Analog Design Essentials”, The Springer International Series in Engineering and Computer Science, 2006.
- [87] O. Gullov, L. M. Kofoed, y P. Scheeper, “A piezoelectric triaxial accelerometer”, Journal of Micromechanics and Microengineering, vol.6, pp.131, 1996.
- [88] Seeger, S. Crary, “Stabilization of electrostatically actuated mechanical devices”, Proceedings of Transducers ‘97, vol.2, pp.1133 - 1136, junio, 1997.
- [89] B.E. Boser, y J.I. Seeger, “Charge control of parallel-plate, electrostatic actuators and the tip-in instability”, Journal of Microelectromechanical Systemes, vol.12, nro.5, pp.656 - 671, 2003.
- [90] Selvakumar, y K. Najafi “A high-sensitivity z-axis capacitive silicon microaccelerometer with a torsional suspension” Journal of Microelectromechanical Systems, vol.7, nro.2, pp.192 – 200, 1998.
- [91] D.S. Choi, et al., “Piezoelectric Actuator Based on Stiffness Control and Stroke Amplification for Large Lateral Actuation”, IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, pp.383 - 386, 2005.

- [92] Quinn, et al., “A low cost monolithic accelerometer; product/technology update”, Proceedings of IEEE International Electron Devices Meeting, pp.501 – 504, 1992.
- [93] J.H. Sim, et al., “Eight beam piezoresistive accelerometer fabricated by using a selective porous silicon etching method”, Proceedings of IEEE International Conference on Solid State Sensors and Actuators, vol.2, pp.1193 – 1196, 1997.
- [94] Chevroulet, et al., “A 15 b electromechanical sigma-delta converter for acceleration measurements”, IEEE International Solid-State Circuits Conference, 1994.
- [95] C. Snyder, “Part 3: Degrees of Freedom”, 2016.
- [96] H.Muhlhoff , y M. Steimle, “Limitations of Digital CMOS-Processes for Analog Applications doe to Channel Length Modulation and Hot Carrier Degradation”, Solid State Device Research Conference, 1991. ESSDERC '91, 21st European, 1991.
- [97] S. Sugiyama, O. Tabata, y K. Shimaoka, “Micromachined sensors using polysilicon sacrificial layer etching technology”, IEEE International Electron Devices Meeting, pp.127 - 130, 1994.
- [98] C.-M. Sun, et al., “Implementation of a monolithic single proof-mass tri-axis accelerometer using CMOS-MEMS technique”, IEEE Trans, Electron Devices, vol.57, nro.7, pp.1670 – 1679, 2010.
- [99] Fang, et al., “A low-power low noise dual chopper amplifier for capacitive CMOS-MEMS accelerometers”, IEEE Sensors Journal, vol.11, pp.925 – 933, 2010.
- [100] T.D. Tan, “A Piezoresistive Acceleration sensor: from System to Physical Levels”, Sensors & Transducers Journal, vol.145, nro.10, pp.86 - 95, 2012.
- [101] M. Torunbalci, et al., “A BulkMicromachined Three-Axis Capacitive MEMS Accelerometer on a Single Die”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.24, nro.5, pp.1264 – 1274, 2015.
- [102] C. Zhongjian, *et al.*, An s-z domain transformation method for the readout circuit design of closed-loop micromechanical capacitive accelerometer”, *2012 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit*, pp.1 - 3, 2012.
- [103] M.H. Tsai, Y.C. Liu, y W. Fang, “A three-axis CMOS-MEMS accelerometer structure with vertically integrated fully differential sensing electrodes”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.21, nro.6, pp.1329 – 1337, 2012.
- [104] K. Deng, et al., “Design, fabrication and measurement of high sensitivity piezoelectric microelectromechanical systems accelerometers”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.12, nro.4, 2003.
- [105] B. Weinfeld, et al., “Sputtered AlN Thin Films for Piezoelectric MEMS Devices”, IEEE Sensors, 2006.

- [106] C. Wang, et al., “A novel CMOS out-of plane accelerometer with fully-differential gap-closing capacitance sensing electrodes”, *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol.17, nro.7, pp.1275 – 1280, 2007.
- [107] B. Grinberg, et al., “A ultralow-power sensor signal processor for high-performance close-loop MEMS accelerometer”, *IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, 2015.
- [108] B. A. Griffin, et al., “An AIN MEMS piezoelectric microphone for aeroacoustic applications”, *Journal of Microelectromechanical Systemes*, vol.21, nro.2, pp.270 – 283, 2012.
- [109] J. Wu, “Sensing and Control Electronics for Low-Mass Low-Capacitance MEMS Accelerometers”, tesis doctoral, Carnegie Institute of Technology, 2002.
- [110] K. Fedder, J. Wu, L.R. Carley, “A low-noise low-offset capacitive sensing amplifier for a  $50 - \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$  monolithiv CMOS MEMS Accelerometer”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.39, nro.5, pp.722 - 730, 2004.
- [111] H.K. Xie, “Principles of MEMS Transducers”, EEL5225 course, Lecture 22, universidad de Florida, 2003.
- [112] Xu, X. Liu, y L. Yin, “A Closed-Loop  $\Sigma\Delta$  Interface for a High-Q Micromechanical Capacitive Accelerometer With  $200 \text{ ng}/\sqrt{\text{Hz}}$  Input Noise Density” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.50, nro.9, pp.2101 - 2112, pp.56 – 468, 2015.
- [113] Y. Yamamoto, “A Retrospective View on Sampled-Data – Control Systems”, Kyoto University, 1996.
- [114] Yazdi, y K. Najafi, “An all-silicon single-wafer micro-g accelerometer with a combined surface and bulk micromachining process”, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.9, pp.544 – 550, 2000.
- [115] Salian, N. Yazdi, y K. Najafi, “A high-sensitivity silicon accelerometer with a folded-electrode structure”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.12, pp.479 – 486, 2003.
- [116] Huang, et al., “High-Performance Closed-Loop Interface Circuit for High-Q Capacitive Microaccelerometers”, *IEEE Sensors Journal*, vol.13, nro.5, pp.1425 – 1433, 2013.
- [117] Yin, et al., “A low-noise CMOS interface circuit for closed-loop accelerometer”, *2009 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, pp.502 - 505, 2009.
- [118] Kalanti, et al., “An analog closed-loop SC accelerometer interface for a capacitive high-Q sensor element”, *VI Jornadas de Doctorado Investigación en Microelectrónica y Electrónica*, 2010, pp.1 - 4, 2010.
- [119] L. Aaltonen, K. Halonen y M. Yucetas, “Linearity study of a self-balancing capacitive half-bridge sensor interface”, *An analog closed-loop SC accelerometer interface for a*

- capacitive high-Q sensor element”, 12<sup>th</sup> Biennial Baltic Electronics Conference (BEC 2010), oct. 2010.
- [120] Kalanti, et al., “A high resolution accelerometer with electrostatic damping and improved supply sensitivity”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.47, nro.7, pp.1721 - 1730, 2012.
  - [121] Yucetas, “Capacitive Accelerometer Interfaces Utilising High-Q Microelectromechanical Sensor Elements”, doctorado, dissertation, Aalto University, 2013.
  - [122] D. Zhao, M. Zaman, y F. Ayazi, “A chopper-stabilized lateral-BJTinput interface in 0.6  $\mu\text{m}$  CMOS for capacitive accelerometers”, IEEE International SolidState Circuits Conference, pp.584 – 637, 2008.
  - [123] D. Zhao, “A low-noise CMOS interface for capacitive microaccelerometers”, doctorado, dissertation, Georgia Institute of Technology, 2009.
  - [124] G. Chen, et al., “A low-noise closed-loop interface for high-G capacitive micro-accelerometer”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2016.
  - [125] Shkel, et al., “High Quality Factor Resonant MEMS Accelerometer with Continuous Thermal Compensation”, IEEE Sensors Journal, vol.15, nro.9, 2015’.
  - [126] 2015E. S. Kim, et al., “Single- and triaxis piezoelectric-bimorph accelerometers”, Journal of Microelectromechanical Systems, vol.17, nro.1, 2008.
  - [127] Seshia, y X. Zou, “A high-resolution resonant MEMS accelerometer”, 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2015.
  - [128] Yole Group, “Status of the MEMS Industry”, 2014.
  - [129] Yole Group, “Status of the MEMS Industry”, 2016.

## VI. ANEXO

### 5.1. Lista de abreviaciones.

MEMS:	Sistema Micro Electro Mecánico
IC:	Circuito integrado
ASIC:	Circuito Integrado de Aplicación Especifica
CMOS:	Semiconductor de óxido de metal complementario
AFE:	Interfaz analógica
DoF:	Grados de libertad
IMU:	Unidad de medida Inercial
ADC:	Convertor analógico a digital
CAD:	Convertidor de digital a analógico
ODR:	Rango dinámico de salida
NEMS:	Sistema Nano Electromecánico
QFN:	Cuádruple plano sin conductores
LGA:	Matriz de cuadrícula terrestre
CSP:	Paquete de escala de chips
CT:	Tiempo continuo
SC:	Condensadores conmutados
CTV:	Voltaje de tiempo continuo
CTC:	Corriente de tiempo continuo
BJT:	Transistor de unión bipolar
OTA:	Amplificador de transimpedancia operacional
SAR:	Registro de aproximaciones sucesivas
SOI:	Silicio sobre aislante
PD:	Derivada proporcional
PID:	Derivada Integral Proporcional

C2V: Convertidor de carga a voltaje

CDS: Muestreo doble correlacionado

SNR: Relación señal/ruido

BW: Banda ancha

GBW: Producto de ganancia de ancho de banda

MPZ: Polo-Cero emparejado

MMPZ: Polo-cero emparejado modificado

CMFB: Retroalimentación del modo de control

TI: Instrumentos Texas

PWM: Modulación de ancho de pulso