



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS  
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL  
UNIDAD ZACATENCO

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
SECCIÓN DE ELECTRÓNICA DEL ESTADO SÓLIDO

**“Diseño y análisis de un micromotor angular basado en  
tecnología CMOS-MEMS”**

T E S I S

Que presenta

**ING. LUIS SÁNCHEZ MÁRQUEZ**

Para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS  
EN LA ESPECIALIDAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Directores de la tesis:

**DR. MARIO ALFREDO REYES BARRANCA  
DRA. GRISELDA STEPHANY ABARCA JIMÉNEZ**

Ciudad de México

SEPTIEMBRE, 2018



# AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer principalmente a mis padres por el apoyo brindado en el transcurso de mi vida.

A todos mis profesores del CINVESTAV por haberme compartido un poco de sus conocimientos. A mis asesores de tesis Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca y Dra. Griselda Sthepany Abarca Jiménez por las revisiones, asesorías y consejos.

Al CINVESTAV y al CONACyT por los recursos y apoyo brindados para continuar con mi formación académica.

A Andrea López Tapia; nadie como ella me ha apoyado tanto, además de motivarme a dar lo mejor de mí.

A los profesores Luis Martín Flores Nava, Oliverio Arellano Cárdenas y Jesús Mares Carreño por brindarme sus conocimientos y consejos.

A mis hermanos Hugo, Raúl y Alexandro y a mis amigos Adan, Daniel y Luis; gracias por acompañarme en la vida.



# CONTENIDO

ÍNDICE DE FIGURAS.....	iii
ÍNDICE DE TABLAS.....	vi
RESUMEN.....	vii
ABSTRACT.....	viii
OBJETIVOS.....	ix
JUSTIFICACIÓN.....	xi
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Micromotor electrostático.....	1
1.2 Leyes de escalamiento.....	5
1.2.1 Escalamiento de las fuerzas de actuación.....	5
1.3 Fricción en micro estructuras.....	8
1.4 Estado del arte.....	10
1.5 Transistor MOS de drenador extendido.....	20
1.6 Conclusiones del capítulo.....	23
2 ASPECTOS TEÓRICOS.....	25
2.1 Actuación capacitiva.....	25
2.1.1 Capacitor longitudinal.....	27
2.2 FGMOS.....	29
2.3 Conclusiones del capítulo.....	31
3 ANÁLISIS Y DISEÑO.....	33
3.1 Micromotor.....	35
3.1.1 Selección de los materiales que conforman a la estructura.....	38
3.1.2 Consideraciones para definir los parámetros geométricos del micromotor..	39

3.1.3	Definición de los parámetros geométricos del micromotor .....	44
3.2	Sensor FGMOS.....	51
3.2.1	Estructura del FGMOS .....	52
3.2.2	Variaciones de la capacitancia $C_c$ y del coeficiente de acoplamiento $KCG$ ..	55
3.2.3	Cálculo de la velocidad de giro del rotor.....	59
3.3	Circuito de control.....	60
3.3.1	Función de las terminales externas del circuito de control .....	63
3.3.2	Diseño de los circuitos <i>Contador y Fases</i> .....	65
3.3.3	Diseño del circuito Oscilador.....	69
3.4	Elevación de voltaje.....	71
3.5	Conclusiones del capítulo.....	75
4	PRUEBAS Y RESULTADOS.....	77
4.1	Circuito de control.....	77
4.1.1	Oscilador.....	77
4.1.2	Contador y Fases .....	82
4.2	Elevación de voltaje.....	84
4.3	Sensor FGMOS.....	86
4.4	Micromotor .....	90
4.5	Diseño topológico.....	93
4.6	Conclusiones del capítulo.....	100
5	CONCLUSIONES GENERALES .....	101
6	TRABAJO A FUTURO .....	103
7	BIBLIOGRAFÍA .....	105
8	ANEXOS .....	107

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1. MICROMOTOR ROTATORIO.....	3
FIGURA 1-2. ESQUEMÁTICO DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL DE LAS PARTES QUE CONSTITUYEN A UN MICROMOTOR.....	4
FIGURA 1-3. ESQUEMÁTICO DE UNA PORCIÓN DEL MICROMOTOR Y SUS PARÁMETROS GEOMÉTRICOS (A) SECCIÓN TRANSVERSAL (B) VISTA DE PLANTA .....	4
FIGURA 1-4. CURVA DE PASCHEN EN AIRE A PRESIÓN ATMOSFÉRICA [3] .....	7
FIGURA 1-5. SECCIÓN TRANSVERSAL DEL MICROMOTOR (A) ANTES DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR (B) DESPUÉS DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR. (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE DHANANJAY BARBADE, 2010) .....	11
FIGURA 1-6. ESQUEMÁTICO DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL DEL MICROMOTOR FABRICADO (A) ANTES DE REMOVER LA CAPA DE SACRIFICIO (B) DESPUÉS DE REMOVER LA CAPA DE SACRIFICIO (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE J.T. HORSTMAN, 2003) .....	12
FIGURA 1-7. FOTOGRAFÍAS TOMADAS CON UN MICROSCOPIO ELECTRÓNICO DE BARRIDO (A) VISTA FRONTAL (B) ACERCAMIENTO EN UN ÁNGULO DE 45° A UN POLO DEL ROTOR. (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE J.T. HORSTMAN, 2003) .....	13
FIGURA 1-8. (A) PARÁMETROS VARIABLES EN EL DISEÑO DEL MOTOR (B) TRASLAPE ANGULAR EN EL MÁXIMO DESALINEAMIENTO (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE HUMBERTO FERREIRA VINHAIS). .....	14
FIGURA 1-9. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN (A) VARIACIÓN DEL RADIO DEL ROTOR (B) VARIACIÓN DEL GAP (C) VARIACIÓN DEL ANCHO DE LOS DIENTES DEL ROTOR Y DEL ESTATOR (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE HUMBERTO FERREIRA VINHAIS). .....	15
FIGURA 1-10. DIBUJO ESQUEMÁTICO DE UN MICROMOTOR ELECTROSTÁTICO EN EL QUE SE MUESTRA SUS PARÁMETROS DE DISEÑO (IMAGEN OBTENIDA DEL TRABAJO DE MOHAMED A. BASHA, 2006) .....	16
FIGURA 1-11. MICROGRAFÍAS OBTENIDAS CON UN SEM DEL MICROMOTOR. (A) VISTA DE PLANTA (B) Y (C) ACERCAMIENTOS (IMÁGENES OBTENIDAS DEL TRABAJO DE EDIN SARAJLIC, 2010). .....	19
FIGURA 1-12. REGIONES PLANA, ESFÉRICA Y CILÍNDRICA DE UNA UNIÓN PN DIFUNDIDA [10] .....	21
FIGURA 1-13. SECCIÓN TRANSVERSAL DEL TRANSISTOR DE DRENADOR EXTENDIDO.....	22
FIGURA 2-1. CAPACITOR CONECTADO A UNA FUENTE DE VOLTAJE V .....	26
FIGURA 2-2. (A) CAPACITOR LONGITUDINAL CONECTADO A UNA FUENTE DE VOLTAJE V. (B) VISTA LATERAL DE LAS PLACAS PARALELAS .....	27
FIGURA 2-3. CAPACITOR LONGITUDINAL. EL CAMPO LATERAL ES INDEPENDIENTE DEL DESPLAZAMIENTO X .....	28
FIGURA 2-4. CAPACITOR LONGITUDINAL CON SEIS TRASLAPES .....	28
FIGURA 2-5. ESQUEMÁTICO DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL DE UN FGMOS.....	29
FIGURA 2-6. CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DE LAS CAPACITANCIAS DE UN FGMOS.....	30
FIGURA 2-7. (A) FGMOS CONECTADO A UNA FUENTE DE VOLTAJE VDS EN EL DRENADOR Y VO EN LA COMPUERTA DE CONTROL (B) CIRCUITO EQUIVALENTE .....	30
FIGURA 3-1. DIAGRAMA A BLOQUES DEL PROYECTO.....	33
FIGURA 3-2. LAS SEÑALES PROVENIENTES DEL BLOQUE <i>ELEVACIÓN DE VOLTAJE</i> SE CONECTAN DE MANERA ALTERNADA A LOS POLOS DEL ESTATOR. (A) DIAGRAMA A BLOQUES (B) SEÑALES PROVENIENTES DEL CIRCUITO DE CONTROL (C) SEÑALES PROVENIENTES DE LA ELEVACIÓN DE VOLTAJE. ....	34
FIGURA 3-3. DIAGRAMA A BLOQUES DETALLADO.....	34
FIGURA 3-4. (A) SECCIÓN TRANSVERSAL (ESQUEMÁTICO) DEL MICROMOTOR Y SUS PARÁMETROS GEOMÉTRICOS (B) PARÁMETROS QUE DEFINEN LA FORMA DEL ROTOR DEL MICROMOTOR .....	35
FIGURA 3-5. ESTRUCTURA DEL ROTOR DIVIDIDA EN TRES SECCIONES; A1 Y A3 EN FORMA DE TOROIDE PLANO Y A2 EN FORMA DE TRAPECIO. (A) VISTA DE PLANTA (B) SECCIÓN TRANSVERSAL .....	36

FIGURA 3-6. ESQUEMÁTICO DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL DEL MICROMOTOR CON LAS CAPAS DE LA TECNOLOGÍA CMOS DE 0.5MICRAS DE ON-SEMI (A) ANTES DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR (B) DESPUÉS DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR..	39
FIGURA 3-7. ESQUEMÁTICO DEL MICROMOTOR CUANDO $d < r$ . (A) SECCIÓN TRANSVERSAL DEL ROTOR CENTRADO, (B) VISTA DE PLANTA DEL ROTOR CENTRADO, (C) SECCIÓN TRANSVERSAL DEL ROTOR DESCENTRADO, (D) VISTA DE PLANTA DEL ROTOR DESCENTRADO .....	40
FIGURA 3-8. ESQUEMÁTICO DEL MICROMOTOR CUANDO $d > r$ . (A) SECCIÓN TRANSVERSAL DEL ROTOR CENTRADO, (B) VISTA DE PLANTA DEL ROTOR CENTRADO, (C) SECCIÓN TRANSVERSAL DEL ROTOR DESCENTRADO, (D) VISTA DE PLANTA DEL ROTOR DESCENTRADO .....	40
FIGURA 3-9. (A) FUERZA DE FRICCIÓN VS $\mu$ (B) VOLTAJE DE CONTROL VS $\mu$ .....	45
FIGURA 3-10. (A) FUERZA DE FRICCIÓN VS ESPESOR DEL ROTOR (B) VOLTAJE DE CONTROL VS ESPESOR DEL ROTOR. EN AMBAS GRÁFICAS SE HACE UN BARRIDO PARAMÉTRICO DE $\mu$ .....	46
FIGURA 3-11. (A) FUERZA DE FRICCIÓN VS NÚMERO DE POLOS DEL ROTOR (B) VOLTAJE DE CONTROL VS NÚMERO DE POLOS DEL ROTOR. EN AMBAS GRÁFICAS SE HACE UN BARRIDO PARAMÉTRICO DE $\mu$ .....	47
FIGURA 3-12. (A) FUERZA DE FRICCIÓN VS $GAP$ (B) VOLTAJE DE CONTROL VS $GAP$ . EN AMBAS GRÁFICAS SE HACE UN BARRIDO PARAMÉTRICO DE $\mu$ .....	48
FIGURA 3-13. (A) FUERZA DE FRICCIÓN VS $R2$ (B) VOLTAJE DE CONTROL VS $R2$ . EN AMBAS GRÁFICAS SE HACE UN BARRIDO PARAMÉTRICO DE $\mu$ .....	49
FIGURA 3-14. GRÁFICA DE TORQUE CONTRA VOLTAJE DE CONTROL.....	51
FIGURA 3-15. (A) CAPACITOR $Cc$ (B) CONTACTOS METÁLICOS SOBRE LA PLACA CG ( $METAL1$ ) (C) EL ROTOR ( $METAL2$ ) ESTÁ CONECTADO CON LA PLACA CG POR MEDIO DE LOS CONTACTOS METÁLICOS. (D) LA PLACA FG SE EXTIENDE Y FORMA LA COMPUERTA FLOTANTE DEL FGMOS. ....	52
FIGURA 3-16. (A) SEMI ANILLO (B) PLACA FG FORMADA CON $POLY1$ (C) PLACA CG FORMADA CON $METAL1$ . ....	53
FIGURA 3-17. CAPACITOR $Cc$ (A) LAS PLACAS CG Y FG SE TRASLAPAN $180^\circ$ (B) LAS PLACAS CG Y FG SE TRASLAPAN $120^\circ$ (MÍNIMO TRASLAPE).....	53
FIGURA 3-18. (A) ESQUEMÁTICO DEL CAPACITOR $Cc$ CON LOS DIENTES DEL ROTOR EN LA CAPA $METAL1$ (B) EL ROTOR ( $METAL2$ ) UNIDO A LA PLACA CG ( $METAL1$ ) POR MEDIO DE CONTACTOS METÁLICOS PARA FORMAR EL ESPESOR (T) DEL ROTOR. ....	54
FIGURA 3-19. ESQUEMÁTICO DE LA SECCIÓN TRANSVERSAL DEL MICROMOTOR JUNTO CON LA ESTRUCTURA DEL CAPACITOR $Cc$ ACOPLADA AL ROTOR, FORMADO CON LAS CAPAS DE LA TECNOLOGÍA CMOS DE 0.5MICRAS DE ON-SEMI (A) ANTES DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR (B) DESPUÉS DE LA LIBERACIÓN DEL ROTOR.....	54
FIGURA 3-20. AL CAER LA ESTRUCTURA DEL ROTOR, LAS PLACAS DEL CAPACITOR $Cc$ QUEDAN SEPARADAS UNA DISTANCIA $d_{cc}$ . ....	55
FIGURA 3-21. (A) GIRO DEL ROTOR EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (B) COMPORTAMIENTO DE LA CAPACITANCIA $Cc$ AL GIRAR EL ROTOR. ....	55
FIGURA 3-22. (A) GIRO DEL ROTOR EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (B) COMPORTAMIENTO DEL COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO $KCG$ AL GIRAR EL ROTOR.....	58
FIGURA 3-23. CIRCUITO ESQUEMÁTICO DE LAS CONEXIONES DEL FGMOS .....	59
FIGURA 3-24. (A) GIRO DEL ROTOR EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (B) COMPORTAMIENTO EN EL TIEMPO DE LA CORRIENTE EN EL DRENADOR AL GIRAR EL ROTOR.....	60
FIGURA 3-25. CONEXIONES ELÉCTRICAS DE LA ESTRUCTURA DEL MICROMOTOR Y DEL FGMOS. ....	61
FIGURA 3-26. (A) ESQUEMÁTICO DEL MICROMOTOR (EL ROTOR ESTÁ CONECTADO AL POTENCIAL POSITIVO DE $V_o$ ) (B) SECUENCIA DE LAS SEÑALES $\Phi_N$ (CON AMPLITUD $V_o$ ) CONECTADAS A LOS POLOS DEL ESTATOR PARA HACER QUE EL ROTOR GIRE EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ. ....	61
FIGURA 3-27. SECUENCIA DE LAS SEÑALES $F1$ , $F2$ Y $F3$ . (A) GIRO EN EL SENTIDO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (SECUENCIA $F1$ - $F2$ - $F3$ ). (B) GIRO EN EL SENTIDO OPUESTO DE LAS MANECILLAS DEL RELOJ (SECUENCIA $F3$ - $F2$ - $F1$ ) .....	62

FIGURA 3-28. DIAGRAMA A BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL.....	63
FIGURA 3-29. FRECUENCIA DE LAS SEÑALES DE CONTROL F1, F2 Y F3 EN FUNCIÓN DEL OSCILADOR CLK.....	64
FIGURA 3-30. LA SEÑAL X CONTROLA EL SENTIDO DE GIRO DEL MICRO MOTOR.....	64
FIGURA 3-31. CUANDO CLEAR ESTÁ EN ESTADO BAJO, LAS SEÑALES F1, F2 Y F3 SE INICIALIZAN EN 1, 0, 0, RESPECTIVAMENTE.....	65
FIGURA 3-32. FLIP-FLOPS EMPLEADOS PARA EL CONTADOR .....	66
FIGURA 3-33. CIRCUITOS <i>CONTADOR</i> Y <i>FASES</i> A NIVEL DE COMPUERTAS LÓGICAS .....	69
FIGURA 3-34. CIRCUITO OSCILADOR.....	70
FIGURA 3-35. LAS OSCILACIONES SE PRESENTAN CUANDO EL VOLTAJE DEL CAPACITOR ALCANZA POR PRIMERA VEZ EL VALOR DE <b>VSPH</b> .....	70
FIGURA 3-36. DISEÑO TOPOLÓGICO EN L-EDIT DEL TRANSISTOR MOS CANAL N DE DRENADOR EXTENDIDO (5/20V) PARA LA TECNOLOGÍA CMOS DE 0.5MICRAS. ....	73
FIGURA 3-37. CAPAS EMPLEADAS PARA EL DISEÑO TOPOLÓGICO DEL TRANSISTOR MOS CANAL N DE DRENADOR EXTENDIDO (5/20V) (A) POZO N (B) ACTIVO (C) N SELECT (D) POLY1 (E) CONTACTOS ACTIVO (F) CONTACTOS POLY 1 (G)METAL1 (H) SECCIÓN TRANSVERSAL DEL TRANSISTOR. ....	73
FIGURA 3-38. INVERSORES EMPLEANDO UN TRANSISTOR MOS DE DRENADOR EXTENDIDO Y UNA RESISTENCIA.....	74
FIGURA 4-1. CIRCUITO UTILIZADO PARA CONOCER LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR SCHMITT TRIGGER ....	77
FIGURA 4-2. SEÑAL APLICADA A LA ENTRADA DEL INVERSOR SCHMITT TRIGGER PARA CONOCER SU FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.....	78
FIGURA 4-3. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR SCHMITT TRIGGER. ....	78
FIGURA 4-4. SEÑALES DEL CIRCUITO OSCILADOR PARA C=100 pF Y R=154.7 MΩ. ....	80
FIGURA 4-5. VOLTAJES A LA ENTRADA Y SALIDA DEL SCHMITT TRIGGER ( <b>VC</b> Y <b>V ST_OUT</b> , RESPECTIVAMENTE). ....	80
FIGURA 4-6. SEÑALES OBTENIDAS EN EL CIRCUITO OSCILADOR PARA LAS FRECUENCIAS (A) 100Hz (B) 1kHz (C) 10kHz (D) 100kHz (E) 1MHZ. ....	81
FIGURA 4-7. CIRCUITO OSCILADOR EMPLEADO PARA REALIZAR LA SIMULACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL. ....	82
FIGURA 4-8. (A) SEÑAL CLEAR GENERADA PARA INICIALIZAR AL CONTADOR Y LAS SEÑALES F1, F2 Y F3 (B) SEÑAL X GENERADA PARA HACER QUE EL CONTADOR CUENTE DE 0 A 11 DE MANERA ASCENDENTE Y DESCENDENTE DOS VECES.....	83
FIGURA 4-9. (A) CONTADOR ASCENDENTE/DESCENDENTE CONTROLADO POR LA SEÑAL X (B) LAS SEÑALES F1, F2 Y F3 SE GENERAN EN LA SECUENCIA QUE X LO INDICA. ....	84
FIGURA 4-10. CIRCUITO ESQUEMÁTICO PARA LA ELEVACIÓN DE VOLTAJE DE LAS SEÑALES DE CONTROL. ....	85
FIGURA 4-11. (A), (C) Y (E) SEÑALES PROVENIENTES DEL <i>CIRCUITO DE CONTROL</i> (CON AMPLITUD DE 5 VOLTS). (B), (D) Y (F) SEÑALES A LA SALIDA DEL CIRCUITO DE <i>ELEVACIÓN DE VOLTAJE</i> (CON AMPLITUD DE 18 VOLTS). ....	85
FIGURA 4-12. GRÁFICA DE SALIDA DEL FGMOS. ....	87
FIGURA 4-13. (A) COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO CONTRA CAPACITANCIA DE SENSADO (B) VOLTAJE EN LA COMPUERTA FLOTANTE CONTRA CAPACITANCIA DE SENSADO (C) CORRIENTE EN EL DRENADOR CONTRA CAPACITANCIA DE SENSADO. ....	88
FIGURA 4-14. ANÁLISIS TRANSITORIO DE LA CORRIENTE EN EL DRENADOR (A) CIRCUITO ESQUEMÁTICO (B) SEÑAL EN LA COMPUERTA FLOTANTE (C) CORRIENTE EN EL DRENADOR.....	89
FIGURA 4-15. DISTRIBUCIÓN DE CAMPO ELÉCTRICO EN EL MICROMOTOR. ....	90
FIGURA 4-16. ACERCAMIENTO A LA ESTRUCTURA DEL MICROMOTOR. (A) INTENSIDAD DE CAMPO ELÉCTRICO Y MAGNITUD DE LA FUERZA ELECTROSTÁTICA (4.33nN). (B) FLUJO DEL CAMPO ELÉCTRICO. ....	91
FIGURA 4-17. INTENSIDAD DE CAMPO ELÉCTRICO Y FUERZA ELECTROSTÁTICA ENTRE UN PAR DE BLOQUES CON LAS DIMENSIONES DE LOS POLOS DEL MICROMOTOR.....	92
FIGURA 4-18. DISEÑO TOPOLÓGICO DEL OSCILADOR. ....	93
FIGURA 4-19. DISEÑO TOPOLÓGICO DE LOS CIRCUITOS CONTADOR Y FASES. ....	94

FIGURA 4-20. DISEÑO TOPOLÓGICO DEL CAPACITOR $C_c$ (A) PLACA FG ( <i>POLY1</i> ) (B) PLACA CG ( <i>METAL1</i> ). .....	95
FIGURA 4-21. TRANSISTOR MOS CANAL N EMPLEADO PARA FABRICAR EL FGMOS. ....	95
FIGURA 4-22. DISEÑO TOPOLÓGICO DEL MICROMOTOR. ....	95
FIGURA 4-23. CAPAS EMPLEADAS EN EL DISEÑO TOPOLÓGICO DEL MICROMOTOR. ....	96
FIGURA 4-24. ACERCAMIENTO AL ROTOR. ....	98
FIGURA 4-25. ACERCAMIENTO A UNO DE LOS POLOS DEL ROTOR. ....	98
FIGURA 4-26. DISEÑO TOPOLÓGICO DEL SISTEMA COMPLETO. ....	99
FIGURA 4-27. DISEÑO TOPOLÓGICO DEL SISTEMA DENTRO DEL DADO. ....	99

## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1-1. PARÁMETROS DE DISEÑO DE UN MICROMOTOR ELECTROSTÁTICO (TABLA OBTENIDA DEL TRABAJO DE MOHAMED A. BASHA, 2006).....	16
TABLA 1-2. DISEÑO OPTIMIZADO DE LOS PARÁMETROS DE UN MICROMOTOR ELECTROSTÁTICO PARA DIFERENTE NÚMERO DE POLOS DEL ROTOR $N_r$ (TABLA OBTENIDA DEL TRABAJO DE MOHAMED A. BASHA, 2006) .....	17
TABLA 3-1. RESUMEN DE LAS DIMENSIONES MÁXIMAS Y MÍNIMAS DEL MICROMOTOR.....	44
TABLA 3-2. RESUMEN DE LAS DIMENSIONES GEOMÉTRICAS DE LA ESTRUCTURA DEL MICROMOTOR .....	50
TABLA 3-3. TABLA DE VERDAD PARA CUENTA ASCENDENTE .....	66
TABLA 3-4. TABLA DE VERDAD PARA CUENTA DESCENDENTE .....	67
TABLA 3-5. TABLA DE VERDAD PARA GENERAR A LAS SEÑALES F1, F2 Y F3 .....	68
TABLA 4-1. VALORES DE C Y R PARA UNA <i>fosc</i> DESEADA. ....	79
TABLA 8-1. TABLA DE VERDAD DEL FLIP-FLOP D CON CLEAR.....	107

# RESUMEN

Este trabajo se enfoca en una estructura compuesta por algunas capas de aluminio que tienen como finalidad actuar como un micromotor electrostático angular. La estructura del micromotor se define empleando los materiales disponibles para la fabricación de circuitos integrados CMOS de  $0.5\mu\text{m}$ .

Un circuito digital genera tres fases eléctricas; estas fases se conectan en una secuencia alternada a los polos del estator y al aplicar una diferencia de potencial a los polos desalineados del rotor y estator, se genera una fuerza electrostática entre ellos que provoca que el rotor gire un paso; realizando esto en una secuencia apropiada y de manera periódica, el rotor gira a una velocidad determinada en el sentido de las manecillas del reloj o en el sentido opuesto.

Como aportación novedosa al diseño presentado, un transistor FGMOS es empleado como auxiliar para medir la velocidad de giro del micromotor y cuya compuerta de control está fija al rotor.

El circuito de control de giro, la estructura del micromotor y el sensor de velocidad son integrados en un mismo sustrato.

Palabras Clave: MEMS, Micromotor electrostático angular, Motor a pasos, Circuito digital, FGMOS, Fuerza electrostática.

# ABSTRACT

This work consists of a structure which is composed by some layers of aluminum, these structures actuate like an angular electrostatic micromotor. The structure of the micromotor is defined using the available materials in the fabrication of integrated circuits CMOS 0.5 $\mu$ m.

A digital circuit generates three electrical phases; these phases are connected to the stator poles in an alternated sequence. Applying a potential difference between stator and rotor poles generates an electrostatic force which makes the rotor rotate a step; doing this in an appropriate sequence and periodically will make the rotor rotate in a determined speed either clockwise or counter-clock wise.

As a novel contribution, a FGMOS is used like a device which aids to measure the turning speed of the micromotor; the control gate of the FGMOS is a structure mechanically coupled to the rotor.

The control circuit, the structure and the speed sensor are integrated in the same substrate.

Key words: MEMS, angular electrostatic micromotor, step motor, digital circuit, FGMOS, electrostatic force.

# OBJETIVOS

## Objetivo general

Diseñar y simular un micromotor electrostático rotatorio compatible con la tecnología CMOS de 0.5 $\mu$ m. Así mismo, proponer y realizar un diseño basado parcialmente en celdas prediseñadas (*semicustom*) de un circuito de control de sentido de giro a nivel de compuertas lógicas. La velocidad de giro del motor podrá ser determinada usando un transistor de compuerta flotante (FGMOS) como principal elemento.

## Objetivos particulares

- Diseñar una configuración mecánica usando las capas disponibles en la tecnología On-Semi para configurar un micromotor electrostático rotatorio.
- Simular el comportamiento de la configuración mecánica desde el punto de vista electromecánico, con la finalidad de verificar el funcionamiento del mismo.
- Proponer, hacer el diseño basado en celdas prediseñadas (*semicustom*) y realizar la simulación de un circuito de control de sentido de giro a nivel de compuertas lógicas e implementar su diseño topológico.
- Diseñar un sistema de sensado de velocidad basado en FGMOS.
- Implementar un diseño topológico del micromotor y del sistema de sensado para su futura fabricación usando tecnología On-Semi e integrarlos con el diseño topológico del circuito de control dentro del mismo dado.



# JUSTIFICACIÓN

El grupo de investigación del laboratorio de VLSI de la SEES Cinvestav-Zacatenco tiene experiencia trabajando con sistemas micro electro mecánicos (MEMS) empleados como sensores; sin embargo, poco se ha trabajado con micro actuadores, razón por la cual este trabajo busca aportar nuevos conocimientos y experiencia en el campo de la actuación de MEMS.

Debido a la compatibilidad de fabricación de los micromotores electrostáticos con la tecnología CMOS de  $0.5\ \mu\text{m}$  y a que estos actuadores están ganando gradualmente mayor atención por parte de los investigadores [1], el grupo de VLSI ha decidido comenzar a estudiar la micro actuación con los micromotores electrostáticos.

Otra área de gran experiencia e interés del grupo de VLSI es la de los transistores de compuerta flotante (FGMOS), por lo cual se busca aplicar este dispositivo como principal elemento para determinar la velocidad de giro del micromotor.



# 1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo actual se presenta una breve introducción a los micromotores electrostáticos y a las características de un transistor Metal Óxido Semiconductor de potencia, además se presenta el estado del arte en el campo de los micromotores.

En el capítulo dos se trabaja el desarrollo matemático para conocer cómo se calcula la fuerza electrostática entre dos placas paralelas desalineadas, ya que ésta es la base de la actuación capacitiva empleada por un micromotor electrostático.

En el capítulo tercero se realiza el diseño de la estructura del micromotor y se presenta la propuesta y diseño del circuito de control.

En el capítulo cuatro se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones hechas para conocer el comportamiento electromecánico del micromotor, así como el funcionamiento del circuito de control propuesto.

En el quinto capítulo se presentan las conclusiones generales del trabajo.

## 1.1 Micromotor electrostático

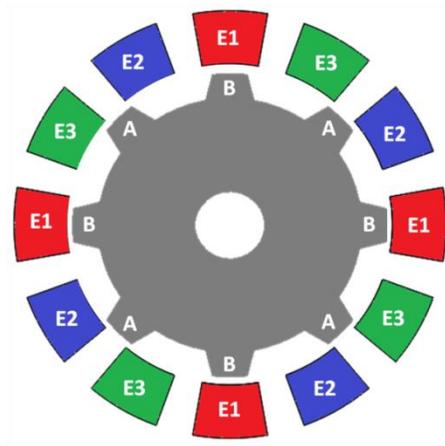
Los micromotores son dispositivos que generan un movimiento debido a alguna fuerza de micro actuación. “Las fuerzas de actuación para micromotores son principalmente electrostáticas. La fuerza generada en

pares de placas desalineadas y eléctricamente energizadas estimula el movimiento requerido en un micromotor". [2]

Existen dos tipos de micromotores: motores lineales y motores angulares o rotatorios. Este trabajo se concentra en los motores rotatorios basados en la actuación electrostática.

La Figura 1-1 muestra un micromotor angular, cuyo rotor (formado por una sola pieza) y estator están hechos de algún material conductor. Al aplicar una diferencia de potencial con un valor mínimo específico (a partir de ahora llamado voltaje de control) entre el rotor y los polos E2 del estator, se genera una fuerza de atracción entre A y E2, cuya componente radial es cancelada debido a la simetría de la estructura, mientras que su componente tangencial provoca un desplazamiento angular del rotor en el sentido de las manecillas del reloj hasta que los polos A (también llamados dientes del rotor) quedan completamente alineados con los polos E2 (el motor da un paso); en ese momento los polos B y E3 quedan desalineados, así que ahora se puede aplicar el voltaje de control a E3, lo cual hace que el motor se mueva otro paso en el sentido de las manecillas del reloj; ahora B y E3 quedan completamente alineados y los polos E1 y A quedan desalineados. Para que el motor gire un tercer paso se aplica el voltaje de control a los polos E1.

En resumen, los polos del estator están conectados en una secuencia alternada de tres fases eléctricas ( $\varphi_1$  conectada a E1,  $\varphi_2$  conectada a E2 y  $\varphi_3$  conectada a E3) y al aplicar el voltaje de control a los polos desalineados se genera una fuerza electrostática entre ellos que provoca que el rotor gire un paso; si se realiza esto en una secuencia apropiada y de manera periódica se puede hacer que el rotor gire a una velocidad determinada en el sentido de las manecillas del reloj o en el sentido opuesto.



**Figura 1-1. Micromotor rotatorio**

Estos motores electrostáticos también son llamados motores de polos salientes o motores a pasos.

Las partes principales que constituyen a un micromotor electrostático angular se pueden apreciar en la sección transversal de la Figura 1-2. El rotor, estator, eje y base son construidos de algún material conductor. Los cojinetes sirven como contacto eléctrico para alimentar al rotor y también como contacto mecánico, es decir, sobre estos se desplaza el micromotor.

El hecho de que los cojinetes estén en contacto con la base hace necesario vencer una fuerza de fricción para lograr el movimiento, por lo cual, el voltaje de control debe ser lo suficientemente grande para generar una fuerza electrostática entre los polos del rotor y del estator que sea capaz de vencer a la fuerza de fricción.

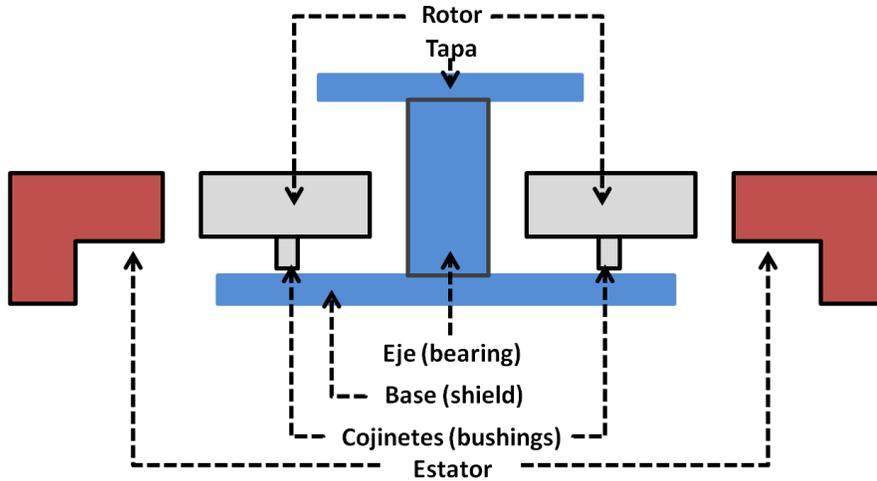


Figura 1-2. Esquemático de la sección transversal de las partes que constituyen a un micromotor

Los parámetros geométricos más importantes en el diseño de un micromotor son: Número de polos (dientes) del rotor ( $N_r$ ), número de polos del estator ( $N_s$ ), radio del rotor ( $r_0$ ), altura de los dientes del rotor ( $\Delta r$ ), forma de los dientes del rotor, radio del eje ( $r_{eje}$ ), separación entre el rotor y el estator ( $d$ ) (en adelante llamado gap), separación entre el eje y el rotor ( $r_{er}$ ), espesor del rotor ( $t$ ), radio de la base ( $r_{base}$ ) y diámetro de los cojinetes ( $d_c$ ) (ver Figura 1-3).

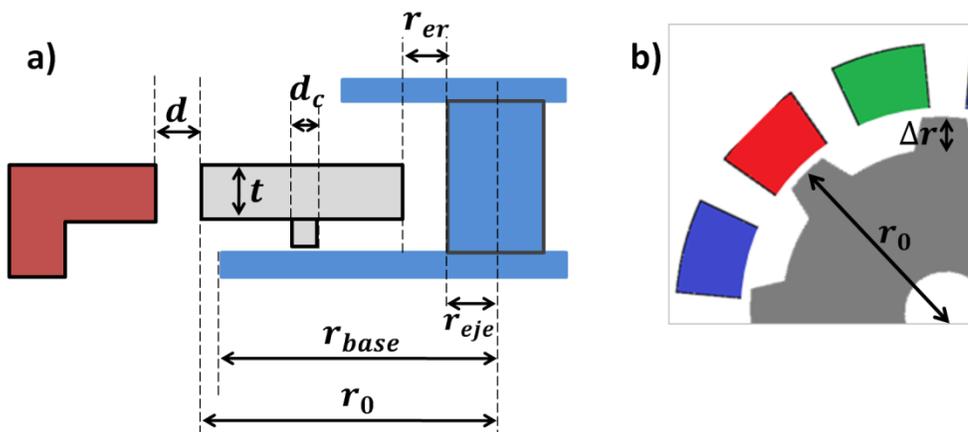


Figura 1-3. Esquemático de una porción del micromotor y sus parámetros geométricos (a) sección transversal (b) vista de planta

Con estos parámetros geométricos y algunas constantes físicas de los materiales y del medio es posible diseñar un micromotor con voltajes de control bajos.

## 1.2 Leyes de escalamiento

Las leyes de escalamiento nos permiten estudiar cómo se escala la física a diferentes tamaños. Estas leyes son obtenidas escalando objetos de manera isométrica, lo cual significa que todas sus dimensiones son cambiadas por un mismo factor. Por ejemplo, el área es proporcional al cuadrado de las dimensiones y la ley de escalamiento para el área es  $A \sim l^2$ , donde  $l$  es la dimensión del objeto. [3]

Otro ejemplo ilustrativo es el de la ley de escalamiento de la masa, la cual es proporcional al volumen ( $m = \rho Vol$ ) y éste a su vez es proporcional al cubo de las dimensiones del objeto ( $Vol \sim l^3$ ), en consecuencia la ley de escalamiento de la masa es

$$m \sim l^3 \text{ --- (1.1)}$$

La razón de dos leyes de escalamiento permite comparar la influencia de los diferentes efectos físicos a diferentes tamaños. Por ejemplo, la relación superficie-volumen escala como  $A/Vol \sim l^{-1}$  lo cual muestra que la razón superficie- volumen incrementa a medida que las dimensiones del dispositivo ( $l$ ) disminuyen, en consecuencia, los efectos de superficie, tales como fuerzas de adhesión, se vuelven más importantes a micro escala. [3]

### 1.2.1 Escalamiento de las fuerzas de actuación

Conociendo a grandes rasgos qué son y cómo se obtienen las leyes de escalamiento, es posible entender cómo se escalan las fuerzas de actuación y cuál de ellas es la más conveniente para el diseño del micro motor.

### 1.2.1.1 Fuerzas electrostáticas (actuación capacitiva)

Esta actuación está basada en las fuerzas de atracción entre cargas positivas y negativas.

La fuerza entre dos placas paralelas es

$$F = \varepsilon \frac{A}{2d^2} V^2 \sim l^0 \quad (V \text{ constante}) \quad \text{--- (1.2)}$$

donde  $\varepsilon$  es la permitividad,  $A$  es el área de las placas,  $d$  la distancia entre las placas (gap) y  $V$  es el voltaje aplicado a las placas. La ecuación 1.2 muestra que para un voltaje constante la fuerza de actuación es independiente del tamaño [3], lo cual quiere decir que la fuerza electrostática se vuelve significativa a micro escala.

El voltaje máximo que puede ser aplicado entre las placas está limitado por el campo de ruptura  $E_{m\acute{a}x}$  que es el campo máximo antes de que el medio se vuelva conductivo.

El campo eléctrico de ruptura es dependiente del gap ( $d$ ): la corta distancia no es suficiente para que las moléculas de gas ganen la suficiente velocidad para provocar ionización por avalancha y el campo eléctrico máximo  $E_{m\acute{a}x}$  incrementa para pequeños gaps. [3]

La Figura 1-4 muestra la gráfica de voltaje de ruptura contra separación de las placas; en aire a presión atmosférica. Esta gráfica se conoce como curva de Paschen. Se observa que el voltaje de ruptura mínimo (200 V) se encuentra alrededor de los 5  $\mu\text{m}$ .

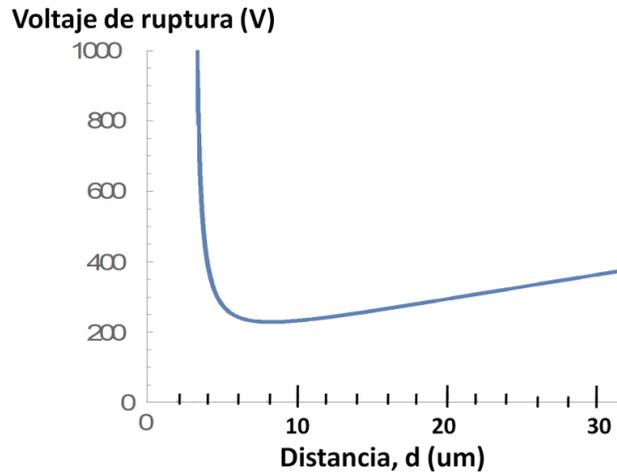


Figura 1-4. Curva de Paschen en aire a presión atmosférica [3]

Utilizando la relación  $E = V/d$  y la ecuación (1.2), se obtiene que la ley de escalamiento para la fuerza electrostática con un campo eléctrico constante es

$$F = \varepsilon \frac{A}{2} E^2 \sim l^2 \quad (E \text{ constante}) \quad (1.3)$$

la cual disminuye cuando el tamaño del dispositivo es reducido. [3]

Por lo anterior se observa que:

La fuerza electrostática se escala como  $l^0$  o  $l^2$  dependiendo si el voltaje o el campo eléctrico permanecen constantes. En ambos casos la razón fuerza-masa ( $F/m \sim l^{-3}$  para  $V$  cte;  $F/m \sim l^{-1}$  para  $E$  cte) incrementa a medida que el dispositivo es escalado a dimensiones más pequeñas y por lo tanto la fuerza electrostática se escala favorablemente para micro actuación. [3]

### 1.2.1.2 Desventajas de los actuadores magnéticos, térmicos y piezoeléctricos

Los otros tipos de actuación (magnética, térmica, piezoeléctrica) no se tratan en el presente trabajo; simplemente se mencionan algunas desventajas que las hace poco atractivas para mover al micromotor.

La fuerza magnética, cuya ley de escalamiento es  $F \sim l^4$ , tiene dos principales desventajas, la primera es que esta fuerza no escala bien a pequeñas dimensiones y la segunda es que resulta muy difícil fabricar actuadores magnéticos con bobinas en tres dimensiones.

Los actuadores térmicos presentan algunas ventajas tales como la sencillez de fabricación, adicionalmente el calentamiento puede ser alcanzado con voltajes bajos contrario a la actuación electrostática que requiere grandes voltajes. La principal desventaja de la actuación térmica es que el consumo de potencia para el calentamiento es significativo especialmente cuando se compara con actuadores electrostáticos que tienen cero consumo de potencia de dc [3].

Por otra parte, la transducción piezoeléctrica está basada en materiales que se deforman debido a un campo eléctrico. Ésta actuación presenta una buena escala ( $l^1$  o  $l^2$ ), sin embargo, es difícil obtener grandes desplazamientos y el hecho de requerir materiales piezoeléctricos especiales incrementa el costo de fabricación. [3]

### 1.3 Fricción en micro estructuras

Es bien sabido que a macro escala la fuerza de fricción es proporcional a la carga (peso):  $F = \mu L$ ; y que el coeficiente de fricción ( $\mu$ ) es independiente de la carga y del área de contacto. Pero a micro escala el comportamiento de las fuerzas de fricción cambia [4].

Muchos estudios se han realizado sobre la fricción y el desgaste en las estructuras de los micro actuadores. En [4] y [5] se recopilan algunos resultados de estudios en los cuales se obtienen los coeficientes de fricción para estructuras micrométricas de diferentes materiales.

En mediciones realizadas con la ayuda de microscopios de sonda de barrido (SPM, por sus siglas en inglés scanning probe microscopes) se obtiene que a micro escala la fricción es, para pequeñas cargas (pesos), altamente dependiente de las fuerzas inter faciales (de las superficies en contacto) y, para grandes cargas, la fricción se vuelve dependiente del peso; razón por la cual el comportamiento de los coeficientes de fricción a micro escala puede ser afectado más fácilmente por modificaciones en las superficies, humedad y cargas, haciendo que los resultados de las mediciones estén ampliamente dispersos en comparación a la macro escala.

Los resultados experimentales empleando micro estructuras indican que los coeficientes de fricción son afectados por cargas normales (el coeficiente de fricción disminuye con la carga normal), la orientación cristalina y los procesos de fabricación de las muestras. [4]

Por ejemplo, para polisilicio, en algunas mediciones se reportan coeficientes que van desde  $\mu = 0.7 \pm 0.3$  hasta valores tan altos como  $\mu = 7.8$ . Se menciona que estas fallas en las mediciones en dispositivos MEMS son atribuidas a escombros microscópicos localizados en las superficies y entre las micro estructuras; tales escombros son observables con un microscopio electrónico de barrido. [4]

Debido a que las mediciones del valor de los coeficientes de fricción están muy dispersas, en el capítulo 3 el coeficiente de fricción será considerado variable.

## 1.4 Estado del arte

**Título:** Micromotor Fabrication by Surface Micromachining Technique

**Autores:** Dhananjay Barbade; Rohit Soni, Shrinivas Metan

**Procedencia:** India

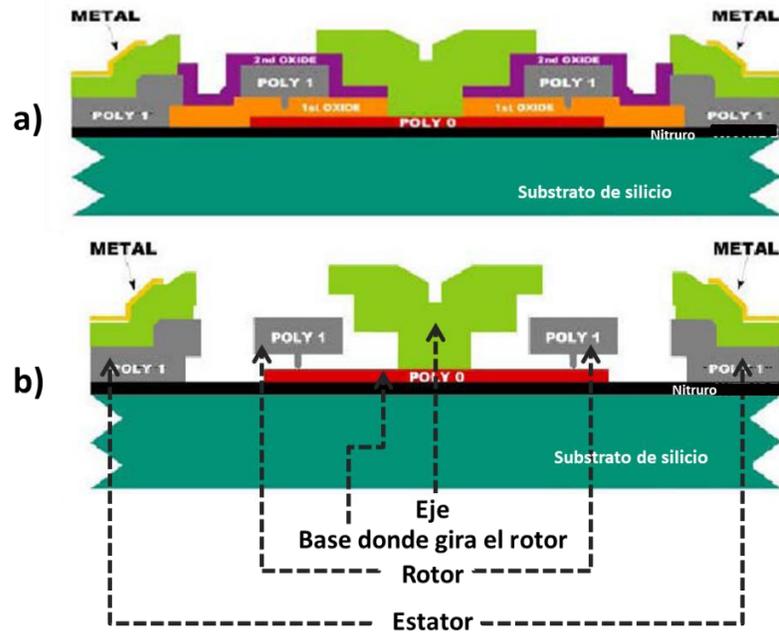
**Palabras clave:** MEMS, Surface micromachining, Micromotor, Additive technique, Etching, Sacrificial material.

**Año:** 2010

En este trabajo se explica la fabricación de un micromotor utilizando la técnica de micro maquinado superficial, el cual consiste en depositar sobre la oblea las capas de sacrificio (óxido de silicio) y estructural (polisilicio y metal) con las geometrías deseadas; seguido de esto se remueven las capas de sacrificio para liberar la estructura; finalmente la oblea es enjuagada y secada.

El proceso de fabricación empleado cuenta con tres capas de polisilicio, las cuales son utilizadas para fabricar la estructura del micromotor; cuenta también con una capa de metal, que es empleada para realizar los contactos con los electrodos del estator. La Figura 1-5 muestra la sección transversal del micromotor antes y después de la liberación del rotor.

Se menciona que uno de los principales problemas en el diseño de los micromotores es el cómo reducir la fricción entre el rotor y el eje y entre el rotor y la base donde éste gira; por tal razón se diseña el rotor con unos delgados postes (cojinetes) situados en la parte inferior; como los cojinetes son muy delgados, su tiempo de vida es corto debido al desgaste sufrido por la continua fricción con la base donde gira el rotor. En la Figura 1-5 se pueden observar los cojinetes debajo de la capa de poly 1 que funge como el rotor.



**Figura 1-5. Sección transversal del micromotor (a) antes de la liberación del rotor (b) después de la liberación del rotor. (Imagen obtenida del trabajo de Dhananjay Barbade, 2010)**

Es importante señalar que este trabajo se hace con base a una tecnología dedicada exclusivamente a la realización de las estructuras MEMS, como lo es la llamada PolyMUMPS [6] de la compañía MEMSCAP, sin tener la posibilidad de incluir electrónica periférica en el mismo sustrato.

**Título:** Monolithic integration of a silicon micromotor in combination with the CMOS drive circuit on one chip

**Autores:** J.T. Horstmann, K.F. Goser

**Procedencia:** Alemania

**Palabras clave:** Micromotor, MEMS, CMOS technology, Monolithic system integration, Intelligent microsystems

**Año:** 2003

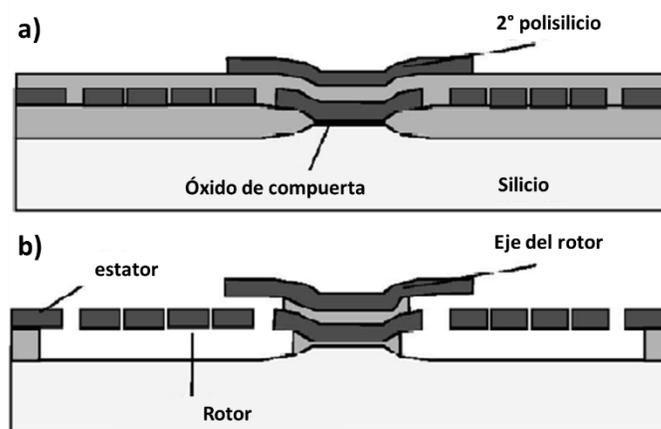
En este trabajo se reporta la fabricación de un micromotor utilizando la técnica de micro maquinado superficial con tecnología CMOS de 0.8  $\mu\text{m}$ , el

cual es integrado monolíticamente junto con el circuito de control CMOS y transistores DMOS (son un tipo de transistor MOS de potencia) para poder elevar el voltaje de control hasta 140V.

Se menciona que el rotor debe ser diseñado con una gran cantidad de orificios, los cuales son necesarios para poder liberar completamente al rotor en un tiempo relativamente corto, evitando que, durante el ataque a la capa de sacrificio (óxido de silicio), se remuevan el eje o el estator (ambos de polisilicio). No se especifica las características de dichos hoyos ni el tiempo que dura el ataque a la capa de sacrificio.

En el trabajo también se expone que el eje del motor debe ser diseñado con una tapa para evitar que el rotor salga por arriba tras ser liberado.

La Figura 1-6 muestra un esquemático de la sección transversal del micromotor, en ésta se puede observar tanto la tapa del eje como los orificios en el rotor.



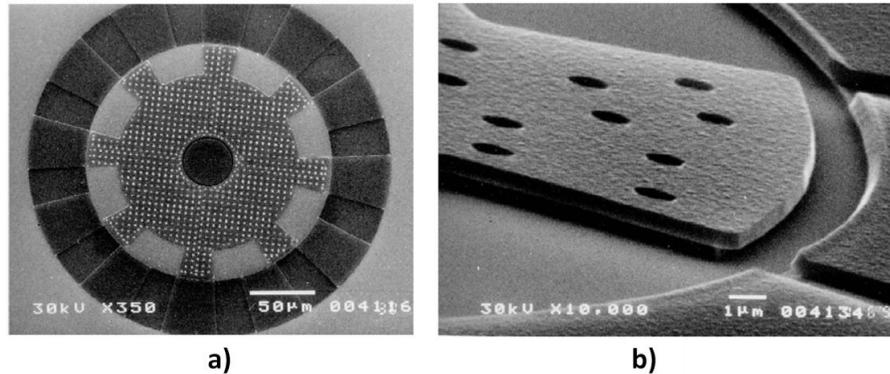
**Figura 1-6. Esquemático de la sección transversal del micromotor fabricado (a) antes de remover la capa de sacrificio (b) después de remover la capa de sacrificio (imagen obtenida del trabajo de J.T. Horstman, 2003)**

Las características del micromotor fabricado son las siguientes.

Materiales del estator, rotor y eje: Polisilicio de 0.5  $\mu\text{m}$  de espesor; Diámetro del rotor: 199  $\mu\text{m}$ ; Número de polos del rotor: 8; Número de polos del estator:

12; Gap: 1.7  $\mu\text{m}$ ; Separación entre el eje y el rotor: 1.2  $\mu\text{m}$ ; Voltaje de control: 100 V

La Figura 1-7(a) muestra una fotografía del micromotor fabricado tomada con un microscopio electrónico de barrido, la Figura 1-7(b) es un acercamiento al motor. En ambas se pueden observar a detalle los hoyos que permiten la completa liberación del rotor.



**Figura 1-7. Fotografías tomadas con un microscopio electrónico de barrido (a) vista frontal (b) acercamiento en un ángulo de 45° a un polo del rotor. (imagen obtenida del trabajo de J.T. Horstman, 2003).**

**Título:** Optimized design of an electrostatic side-drive micromotor

**Autores:** Humberto Ferreira Vinhais, Paulo Henrique de Godoy, Emilio Carlos Nelli Silva.

**Procedencia:** Brasil

**Palabras clave:** Electrostatic side-drive micromotor, MEMS, Topology optimization, Computational simulation, LIGA-like fabrication.

**Año:** 2006

En este trabajo se realiza el diseño de micromotores por medio de la optimización de topología, la cual, como menciona el artículo, “consiste en distribuir una cantidad dada de material en un área del diseño sometido a condiciones de carga para maximizar o minimizar una función específica, por ejemplo, la rigidez de la estructura”. En su trabajo buscan maximizar el torque del motor tomando como parámetros: 1) el ancho de los dientes del

rotor y estator, 2) el gap, 3) el radio del rotor, 4) la altura de los dientes del rotor (Figura 1-8(a)).

Para realizar sus simulaciones utilizan un motor de 12 polos en el estator y 8 polos en el rotor y los resultados muestran que el torque incrementa cuando: 1) el radio del rotor es grande, 2) el gap es pequeño y 3) cuando los dientes del rotor y del estator son más anchos, es decir, existe un mayor traslape angular cuando se presenta el mayor des-alineamiento (situación donde el diente del rotor está tan lejos como es posible del electrodo del estator, Figura 1-8(b)). Estos resultados se muestran en la Figura 1-9, en los cuales se observa que el torque máximo obtenido es de  $1.8 \times 10^{-5} Nm$ .

Para fabricar sus micromotores utilizan un proceso que no es compatible con la tecnología CMOS y se utiliza oro como material para fabricar el rotor y el estator.

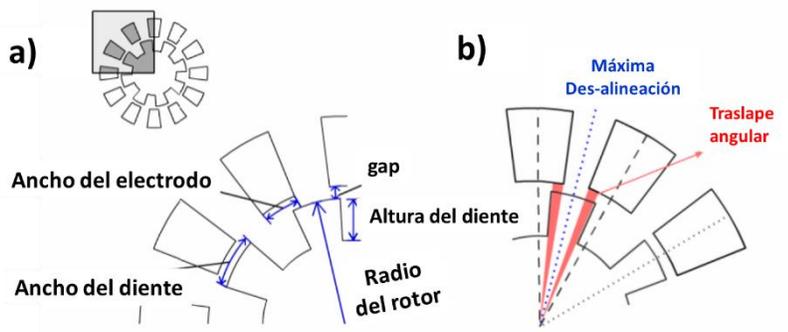


Figura 1-8. (a) Parámetros variables en el diseño del motor (b) traslape angular en el máximo des-alineamiento (imagen obtenida del trabajo de Humberto Ferreira Vinhais).

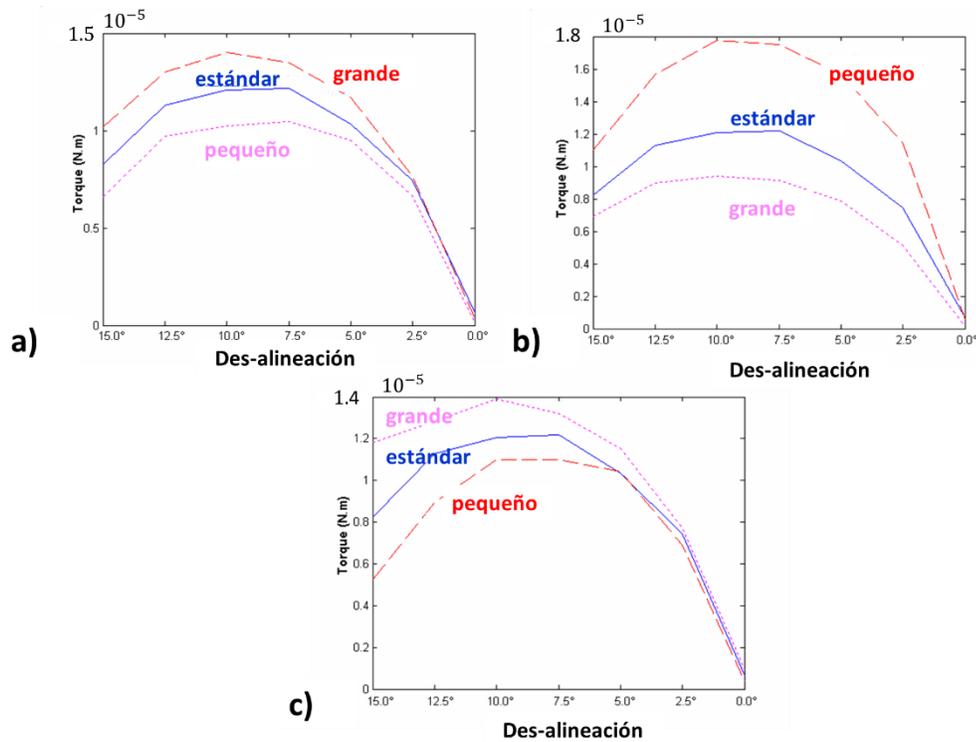


Figura 1-9. Resultados de la simulación (a) variación del radio del rotor (b) variación del gap (c) variación del ancho de los dientes del rotor y del estator (imagen obtenida del trabajo de Humberto Ferreira Vinhais).

**Título:** Optimization of electrostatic side-drive micromotor torque using a new rotor-pole-shaping technique

**Autores:** Mohamed A. Basha, Safieddin Safavi-Naeini

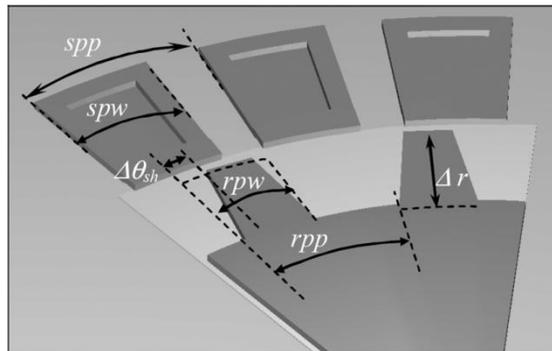
**Procedencia:** Canadá

**Palabras clave:** Micromotors, Rotor-Pole-Shaping, FEM, periodic boundary condition

**Año:** 2006

Este trabajo logra optimizar la forma de los polos del rotor de un micromotor (con una relación de polos del estator y del rotor de 3:2) para maximizar el torque, la técnica empleada es conocida como RPS, por sus siglas en inglés *Rotor-pole-shaping* (moldeado de los polos del rotor). Introducen un nuevo parámetro ( $\theta_{sh}$ ) al diseño del micromotor presentado en [7] para que los polos cambien su forma de cuadrada a trapezoidal. La Figura 1-10 muestra

los parámetros del diseño del micromotor. La Tabla 1-1 enlista los parámetros de diseño.



**Figura 1-10. Dibujo esquemático de un micromotor electrostático en el que se muestra sus parámetros de diseño (imagen obtenida del trabajo de Mohamed A. Basha, 2006)**

Parámetro	
$r_{pp}$	paso de los polos del rotor
$r_{pw}$	ancho de los polos del rotor
$s_{pp}$	paso de los polos del estator
$s_{pw}$	ancho de los polos del estator
$r_0$	es el radio del rotor
$\Delta r$	altura de los dientes del rotor
$g$	separación entre los dientes del rotor y del estator
$N_r$	número de polos del rotor
$N_s$	número de polos del estator

**Tabla 1-1. Parámetros de diseño de un micromotor electrostático (tabla obtenida del trabajo de Mohamed A. Basha, 2006)**

Se realizan dos simulaciones, una para un motor con un diámetro de 400  $\mu\text{m}$  y otra para un radio de 800  $\mu\text{m}$ ; en las simulaciones se hace variar el parámetro  $\theta_{sh}$  de 0 a  $r_{pw}/3$  (donde  $\theta_{sh} = 0$  significa que la forma del diente del rotor no ha sido variada). En ambas simulaciones se observa que con la nueva forma de los dientes del rotor el torque aumenta hasta un 48% en comparación con el torque obtenido cuando la forma de los dientes no está optimizada. Este trabajo consiste únicamente en la simulación de parámetros

que configuran al motor y no se involucra con alguna tecnología para su fabricación.

La Tabla 1-2 muestra los resultados obtenidos del motor con diámetro de  $400\mu m$  para diferentes diseños del micromotor.

Parámetro	Diseño 1	Diseño 2	Diseño 3	Diseño 4
$r_{pp}$	2.4°	3.0°	3.6°	4.0°
$r_{pw}$	1.2°	1.5°	1.8°	2.0°
$s_{pp}$	1.6°	2.0°	2.4°	2.67°
$s_{pw}$	1.2°	1.5°	1.8°	2.0°
Óptimo $\theta_{sh}$	0.35°	0.312°	0.45°	0.583°
Torque optimizado	295 pNm	299 pNm	289 pNm	277 pNm
Incremento del torque	47.50%	48.75%	35.0%	30.0%

**Tabla 1-2. Diseño optimizado de los parámetros de un micromotor electrostático para diferente número de polos del rotor Nr (tabla obtenida del trabajo de Mohamed A. Basha, 2006)**

**Título:** Design and fabrication of an electrostatic micromotor with a low operating voltage

**Autores:** Mohamed A. Basha, Safieddin Safavi-Naeini, Sujeet K. Chaudhuri

**Procedencia:** Canadá

**Palabras clave:** Micromotors, Electrostatic, Finite-Element, Rotor-Pole-Shaping

**Año:** 2007

El trabajo es de los mismos autores que el presentado anteriormente, es decir, emplean la misma técnica de optimización del diseño de los polos de rotor, sólo que en éste se explica tanto el proceso de fabricación empleado,

como el voltaje de control y velocidad de giro del rotor que obtuvieron experimentalmente.

El proceso de fabricación que emplean para sus micromotores es el de PolyMUMPs (proceso de micromaquinado superficial y volumétrico que cuenta con tres capas de polisilicio, dos capas de sacrificio y una capa de metal [6]), es decir, el material de su micromotor es polisilicio.

Se reporta que una señal de 16 V pudo mover al micromotor con una velocidad de 1.25 rpm.

Las características del micromotor fabricado son las siguientes.

Material del estator y rotor: Polisilicio de 2  $\mu\text{m}$  de espesor; Radio del rotor: 400  $\mu\text{m}$ ; Gap: 2.25  $\mu\text{m}$ ; Separación de los pasos del rotor: 2.25°; Ancho de los dientes del rotor: 1.2°; Separación de los pasos del estator: 1.5°; Ancho de los dientes del estator: 1.2°; Altura de los dientes del rotor: 30  $\mu\text{m}$ ; Variación de la forma de los dientes del rotor ( $\Delta\theta_{sh}$ ): 0.4°; Diámetro del eje del rotor: 70  $\mu\text{m}$ ; Voltaje de operación: 16 V.

**Título:** Three-Phase Electrostatic Rotary Stepper Micromotor With a Flexural Pivot Bearing

**Autores:** Edin Sarajlic, Christophe Yamahata, Mauricio Cordero, Hiroyuki Fujita

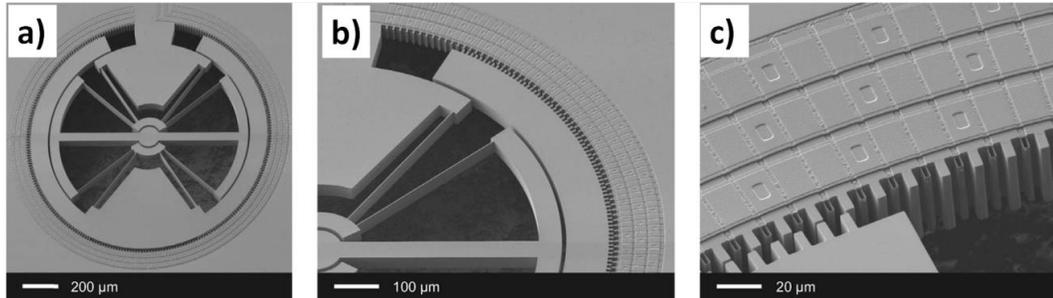
**Procedencia:** Japón

**Año:** 2010

En este trabajo se reporta el diseño, modelado y caracterización experimental de un micromotor rotatorio a pasos de tres fases que emplea una suspensión flexible en el rotor para evitar la fricción al momento de su operación.

La principal desventaja de emplear este mecanismo de suspensión es que el rango de rotación del micromotor está limitado. El uso del mecanismo de suspensión es empleado también como conector eléctrico a través del cual el

rotor es puesto a un voltaje de 0V (aterrizado). La Figura 1-11 muestra unas fotografías, obtenidas con un microscopio electrónico de barrido, del micromotor fabricado con tecnología propia, es decir, no es estándar.



**Figura 1-11. Micrografías obtenidas con un SEM del micromotor. (a) vista de planta (b) y (c) acercamientos (imágenes obtenidas del trabajo de Edin Sarajlic, 2010).**

El micromotor es fabricado mediante micro maquinado volumétrico.

Las características del micromotor son las siguientes.

Radio del rotor: 690  $\mu\text{m}$ ; Altura de los polos del estator y del rotor: 10 $\mu\text{m}$ ; Ancho de los dientes del rotor: 5  $\mu\text{m}$ ; Espesor de los dientes del rotor: 37  $\mu\text{m}$ ; Gap: 1.25  $\mu\text{m}$ ; Número de polos del rotor: 254; Número de polos activos por fase: 64; Longitud, ancho y altura de los resortes de suspensión: 400 $\mu\text{m}$ , 3 $\mu\text{m}$ , 37  $\mu\text{m}$ , respectivamente.

En los resultados experimentales se observa que se tiene un máximo desplazamiento angular de 26° (13° en el sentido de las manecillas del reloj y 13° en el sentido opuesto a partir de la posición de reposo) para un voltaje de control de 75 V.

De la revisión anterior, se puede ver que pocos son los diseños que se han hecho a través de tecnología CMOS estándar. La propuesta que se desarrolla en la presente tesis, contempla extender el diseño hacia una opción que se clasifique dentro de la categoría de CMOS-MEMS. Para esto, el diseño debe cumplir con las reglas de diseño de la tecnología, y además contempla agregar un post-proceso de micromaquinado superficial, de tal forma que contenga tanto la estructura MEMS (micromotor), como la

electrónica de apoyo, en el mismo sustrato. Lo anterior, a pesar de que las capas estructurales no contengan las propiedades que tienen aquellas usadas en tecnologías dedicadas. Es claro que se tienen desventajas, pero el propósito es hacer una propuesta que demuestre la viabilidad de operación con este enfoque. Aquí cabe aclarar que empresas como Figaro o Analog Devices ofrecen dispositivos fabricados con tecnología CMOS MEMS, la cual es propiedad intelectual y no está disponible para la fabricación de prototipos a bajo costo, como lo hace On Semiconductor [8] (tecnología CMOS) o MEMSCAP [6] (tecnología MEMS).

## 1.5 Transistor MOS de drenador extendido

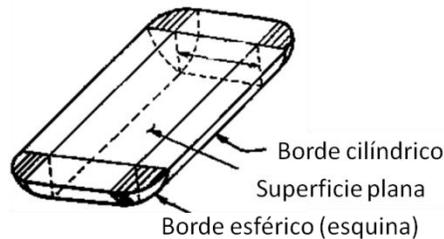
Como en la sección anterior se observó, los micromotores requieren de voltajes del orden de un par de decenas de volts para operar, motivo por el cuál es necesario emplear algún transistor MOS que pueda manejar tales voltajes. En un transistor de potencia lo que se busca es manejar corrientes altas e incrementar el voltaje de ruptura para operar a voltajes altos.

A continuación se presentan de manera general las características y forma de operación de un transistor MOS de potencia.

En un transistor típicamente se presentan tres tipos de ruptura.

- 1) Ruptura por avalancha en la unión drenador-sustrato. La ionización por impacto es altamente dependiente del campo eléctrico, así que a mayor campo eléctrico, mayor probabilidad de que se presente la ruptura [9]; como las difusiones forman una unión pn que no es plana en los bordes inferiores (en las cuatro esquinas de la difusión se forma una octava parte de una esfera y en los cuatro lados de la difusión se forma una cuarta parte de un cilindro, ver Figura 1-12), la concentración de campo eléctrico es mayor en

estas regiones, provocando que la ruptura por avalancha se presente principalmente en estos bordes.



**Figura 1-12. Regiones plana, esférica y cilíndrica de una unión pn difundida [10]**

2) Ruptura por alcance (“*punch-through*”). Esta ruptura se presenta cuando al incrementar el voltaje en el drenador, la región de carga espacial de la unión drenador-substrato (que crece del lado del canal) alcanza a la región de carga espacial de la unión fuente-substrato, provocándose un incremento brusco de la corriente.

Se puede incrementar el voltaje de ruptura por alcance teniendo una mayor concentración de impurezas en la región de sustrato cercana al canal o bien disminuyendo la concentración de impurezas en la región del drenador.

3) Ruptura del óxido de compuerta. Cuando se genera una ruptura por avalancha, los electrones calientes generados pueden ser inyectados dentro del óxido, lo cual puede provocar la ruptura física del mismo. Esta ruptura es la más crítica ya que el transistor puede destruirse [11]. En la región del drenador, debajo de la esquina de la compuerta, se tiene un pico alto de campo eléctrico [12], es este pico el que limita el voltaje de ruptura en el óxido. Este pico puede ser reducido insertando un óxido grueso [12].

Un transistor MOS de potencia cuya estructura ayuda a incrementar el voltaje de ruptura es el transistor de drenador extendido, el cual puede ser fabricado con la tecnología de On-Semiconductor de 0.5  $\mu\text{m}$ . Una sección transversal de este dispositivo se muestra en la Figura 1-13.

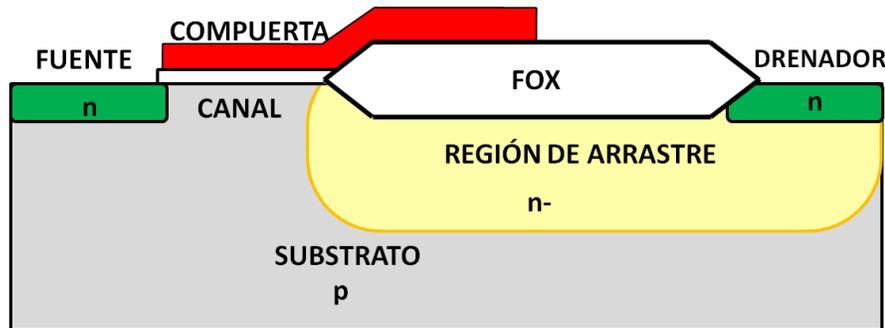


Figura 1-13. Sección transversal del transistor de drenador extendido

La región de arrastre (n-) es una “extensión” del drenador, a partir de ahora llamado drenador extendido, por lo cual el canal se encuentra entre el drenador extendido y la fuente.

La compuerta se encuentra sobre un óxido delgado (que es el óxido de compuerta en un transistor convencional) en la región del canal para que éste se comporte de manera similar que en un transistor de bajo voltaje; la compuerta se extiende más allá del canal y se encuentra sobre un óxido grueso del lado de la región del drenador para incrementar el voltaje de ruptura del óxido [12].

La región del drenador extendido (n-) contiene menor número de impurezas que el sustrato (p); así que cuando el transistor está encendido ( $V_D > V_G - V_{th}$ ), la región de carga espacial que se forma en la unión p y n-, crece más del lado del drenador extendido que del lado del canal, por lo cual el voltaje de ruptura por alcance se incrementa, además la longitud del canal se modula menos que en un transistor convencional. [11]

## 1.6 Conclusiones del capítulo

La actuación electrostática (capacitiva) resulta ser la más atractiva para mover a un micromotor ya que su desplazamiento no está limitado, además estos actuadores pueden ser fabricados de manera sencilla y a un bajo costo utilizando tecnología CMOS estándar.

Se concluye también que, para diseñar al micromotor, el coeficiente de fricción debe ser tomado como variable, ya que en [4] y [5] se reporta que, a microescala, se tienen valores del coeficiente de fricción muy dispersos.

De acuerdo a la revisión bibliográfica, los parámetros de diseño de la geometría del micromotor más importantes son la separación entre electrodos (*gap*), el espesor del rotor, el radio del rotor, la forma que tienen los dientes del mismo y el número de polos del rotor y estator; razón por la cual se debe tomar en cuenta los espesores de las capas disponibles en el proceso de fabricación de On-Semi para circuitos CMOS de  $0.5\mu\text{m}$ , así como las distancias mínimas permitidas entre materiales para determinar el valor la separación entre electrodos.

Para manejar voltajes altos que permitan mover al micromotor es necesario emplear un transistor MOS de potencia y que además puede ser fabricado con la tecnología de ON-Semiconductor, como lo es el transistor de drenador extendido.



## 2 ASPECTOS TEÓRICOS

En el actual capítulo se presenta, de manera breve, el funcionamiento de dispositivos electrónicos, algunos fenómenos físicos y su desarrollo matemático. Los resultados de tales desarrollos son utilizados en el capítulo 3 para realizar el diseño del micromotor y del circuito de control.

### 2.1 Actuación capacitiva

La expresión para la fuerza de actuación electrostática en un capacitor dependiente del voltaje de actuación y de la geometría del capacitor se obtiene como a continuación se muestra:

La actuación electrostática o capacitiva está basada en la atracción de cargas eléctricas.

La fuerza de actuación electrostática ( $F$ ) en un capacitor está dada por el gradiente de la energía almacenada ( $W$ ) en el mismo, esto es, en una dimensión:

$$F = -\frac{dW}{dx} \text{ --- (2.1)}$$

donde  $x$  es el desplazamiento relativo.

Si se conecta una fuente de voltaje constante a las terminales de un capacitor de placas paralelas (Figura 2-1), la energía almacenada en el capacitor está dada por

$$W_C = \frac{1}{2} CV^2 \text{ --- (2.2)}$$

Donde  $C$  es la capacitancia y  $V$  es el voltaje aplicado

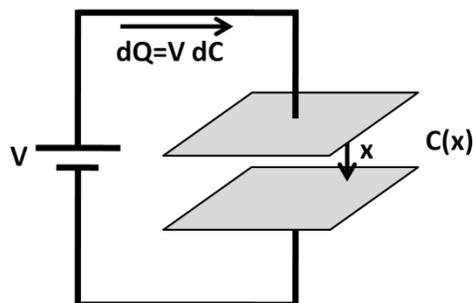


Figura 2-1. Capacitor conectado a una fuente de voltaje  $V$

El cambio de la energía en el capacitor debido al cambio de la capacitancia para un cambio en la distancia está dada por

$$dW_C = \frac{1}{2} V^2 dC \text{ --- (2.3)}$$

Si la capacitancia cambia, la carga almacenada en el capacitor también lo hace

$$dQ_C = V dC \text{ --- (2.4)}$$

Donde  $Q_C$  es la carga almacenada en el capacitor

Esta carga es proporcionada por la fuente de voltaje, así que la carga en la fuente está dada por

$$dQ_V = -dQ_C \text{ --- (2.5)}$$

Y el cambio en la energía almacenada de la fuente es

$$dW_V = V dQ_V = -V dQ_C = -V^2 dC \text{ --- (2.6)}$$

Combinando las ecuaciones (2.3) y (2.6) se obtiene el cambio total de la energía almacenada en el capacitor

$$dW_e = dW_C + dW_V = -\frac{1}{2} V^2 dC \text{ --- (2.7)}$$

Finalmente combinando las ecuaciones (2.1) y (2.7) se obtiene que la fuerza de actuación en el capacitor es

$$F_e = -\frac{dW_e}{dx} = \frac{1}{2}V^2 \frac{dC}{dx} \text{ --- (2.8)}$$

De esta ecuación se observa que la fuerza es proporcional al cuadrado del voltaje, lo cual indica que no depende del signo del voltaje, además se observa que la fuerza aumenta cuando la capacitancia lo hace. En conclusión, la fuerza de actuación en un capacitor depende del voltaje de actuación y de la geometría del capacitor. [3]

### 2.1.1 Capacitor longitudinal

En los capacitores con geometría longitudinal, los electrodos se mueven de manera paralela, manteniendo constante el espacio entre las placas pero cambiando el área del capacitor. Esta geometría tiene la ventaja de que la capacitancia cambia de manera lineal. [3]

La capacitancia entre dos placas paralelas desalineadas, cuando el traslape es  $L + x$  (Figura 2-2), está dada por

$$C = \epsilon \frac{t(L + x)}{d} + C_f \text{ --- (2.9)}$$

donde  $t$  es el largo del capacitor,  $L$  es el traslape inicial entre las placas,  $x$  es el desplazamiento,  $d$  es la separación entre las placas y  $C_f$  es la capacitancia de orilla que cuenta la porción donde no hay traslape entre los dedos.

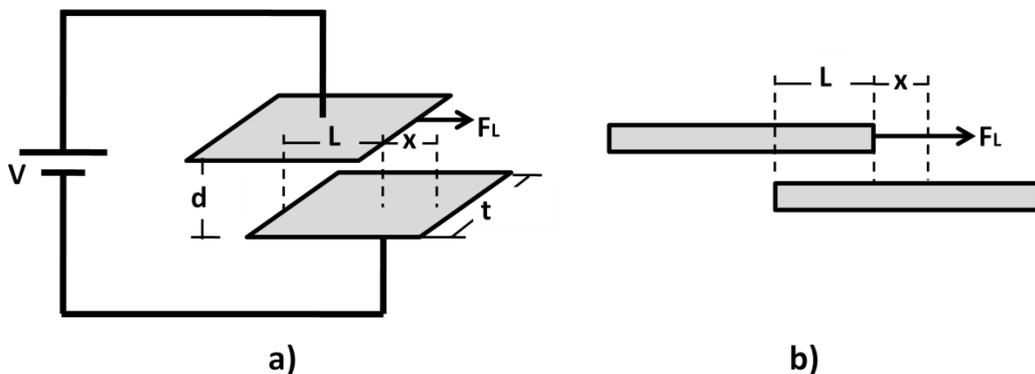


Figura 2-2. (a) Capacitor longitudinal conectado a una fuente de voltaje V. (b) Vista lateral de las placas paralelas

La Figura 2-3 muestra que la capacitancia de orilla no cambia con el desplazamiento, así que el gradiente de la capacitancia es

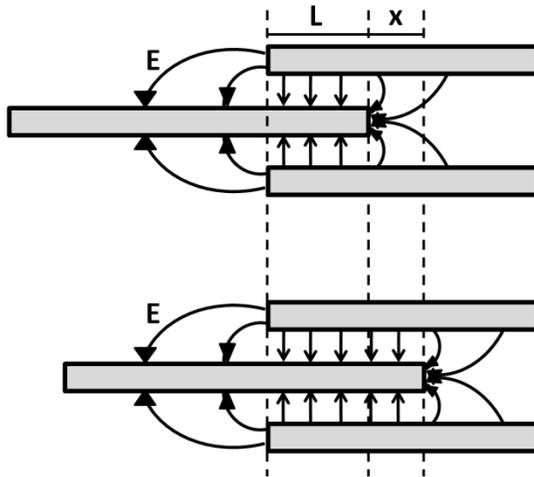


Figura 2-3. Capacitor longitudinal. El campo lateral es independiente del desplazamiento  $x$

$$\frac{dC}{dx} = \epsilon \frac{t}{d} \text{-----} (2.10)$$

Utilizando las ecuaciones (2.8) y (2.10), se tiene que la fuerza de actuación del capacitor en la dirección  $L$  es

$$F_L = -\frac{dW_e}{dx} = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC}{dx} = \epsilon \frac{t}{2d} V^2 \text{-----} (2.11)$$

De esta ecuación se puede observar que la fuerza no depende del desplazamiento  $x$ .

La fuerza de un solo par de dedos es pequeña, pero se pueden obtener fuerzas más grandes poniendo un gran número de dedos en paralelo como se muestra en la Figura 2-4. [3]

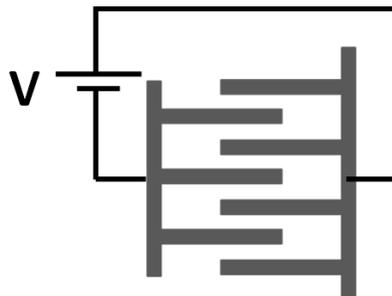


Figura 2-4. Capacitor longitudinal con seis traslapes

La fuerza para  $N$  traslapes de electrodos es

$$F_L = N\varepsilon \frac{t}{2d} V^2 \quad \text{---(2.12)}$$

Este resultado es importante para el diseño del micromotor ya que indica que la fuerza de actuación aumentará cuando se tenga un mayor número de polos del rotor y del estator, un mayor espesor del rotor y *gaps* pequeños.

## 2.2 FGMOS

La estructura de un transistor MOS de compuerta flotante (FGMOS) se muestra en la Figura 2-5; éste es un transistor MOS convencional, constituido por el drenador (D), la fuente (S), el substrato (B) y la compuerta (FG) a la cual se le añade una segunda compuerta (CG) por encima, haciendo que la compuerta flotante quede aislada eléctricamente.

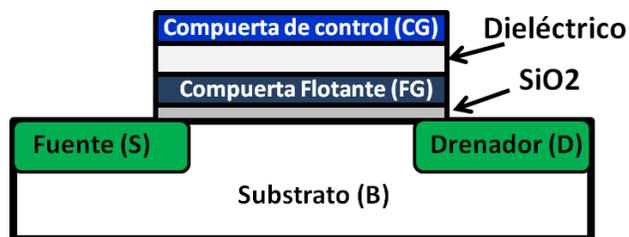


Figura 2-5. Esquemático de la sección transversal de un FGMOS

El circuito equivalente de las capacitancias del FGMOS se muestra en la Figura 2-6, donde  $C_c$  es la capacitancia formada por la compuerta de control y la compuerta flotante, a partir de ahora llamada capacitancia de sensado;  $CD$  es la capacitancia parásita debido al traslape que existe entre FG y D;  $CS$  es la capacitancia parásita debido al traslape que existe entre FG y S;  $COX$  es la capacitancia entre FG y B.

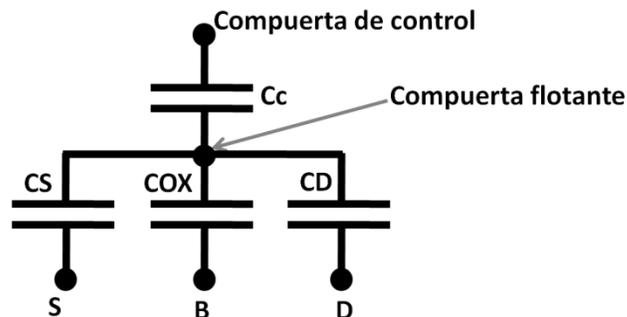


Figura 2-6. Circuito equivalente simplificado de las capacitancias de un FGMOS

Si se conecta el circuito de la Figura 2-7 (a), el equivalente queda como en la Figura 2-7(b).

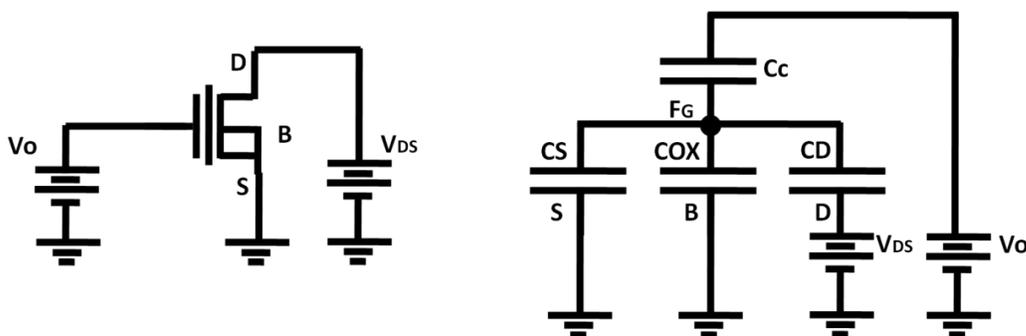


Figura 2-7. (a) FGMOS conectado a una fuente de voltaje  $V_{DS}$  en el drenador y  $V_o$  en la compuerta de control (b) Circuito equivalente

Realizando el análisis del circuito se puede obtener que el voltaje existente en la compuerta flotante ( $V_{FG}$ ) está dado por

$$V_{FG} = \frac{C_c}{C_{TOT}} V_o + \frac{C_D}{C_{TOT}} V_{DS}$$

Donde  $C_{TOT} = C_c + C_D + C_S + C_{OX}$

Normalmente  $\frac{C_D}{C_{TOT}}$  es de un valor muy pequeño, por lo que se tiene que

$$V_{FG} \approx \frac{C_c}{C_{TOT}} V_o = K_{CG} V_o \text{ --- (2.13)}$$

Donde al término  $K_{CG} = C_c/C_{TOT}$  se le conoce como coeficiente de acoplamiento.

La corriente del FGMOS en la región de saturación está dada por

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{FG} - V_{TH})^2 = \frac{\beta}{2} \left( \frac{Cc}{C_{TOT}} V_o - V_{TH} \right)^2 \quad (2.14)$$

Donde  $\beta$  es el llamado parámetro de transconductancia [13] y está dado por

$$\beta = \mu_n \frac{\epsilon_{ox} W}{t_{ox} L}$$

Donde  $\mu_n$  es la movilidad de los electrones;  $\epsilon_{ox}$  es la permitividad del óxido;  $t_{ox}$  es el espesor del óxido;  $W$  es el ancho del canal y  $L$  es la longitud del mismo.

De la ecuación (2.14) se puede observar que si se varía la capacitancia de sensado ( $Cc$ ) es posible modificar el voltaje en la compuerta flotante, lo cual provocará que la corriente en el drenador cambie. Este hecho es importante ya que se podrá utilizar en el diseño de la estructura para la medición de la velocidad del micromotor.

## 2.3 Conclusiones del capítulo

De acuerdo al resultado obtenido en el desarrollo de la fuerza de actuación en un capacitor longitudinal con  $N$  traslapes (ecuación 2.12), se puede concluir que para el diseño del micromotor la fuerza de actuación aumentará cuando se tenga un mayor número de polos del rotor y del estator; un mayor espesor del rotor ( $t$ ) y gaps ( $d$ ) pequeños.

La corriente en la región de saturación del FGMOS puede ser modificada si se varía la capacitancia de sensado ( $Cc$ ) y este hecho puede ser aprovechado para diseñar la estructura que permita medir la velocidad del micromotor.



## 3 ANÁLISIS Y DISEÑO

El proyecto consiste de cuatro bloques principales, los cuales se muestran en la Figura 3-1.

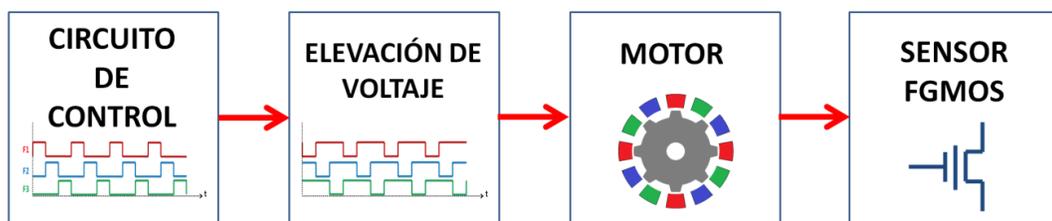
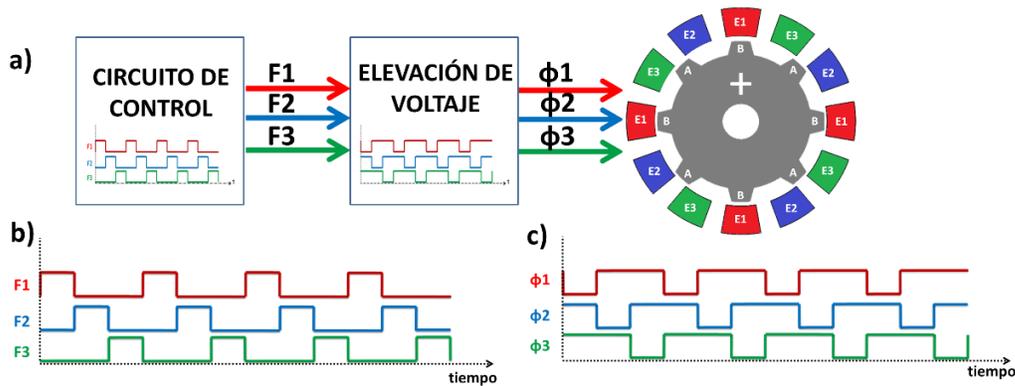


Figura 3-1. Diagrama a bloques del proyecto

El bloque MOTOR consiste en el diseño de la estructura geométrica del micromotor, así como del cálculo del voltaje de control mínimo necesario para vencer a la fuerza de fricción y hacer que el rotor gire.

El bloque CIRCUITO DE CONTROL es el encargado de generar las señales con tres fases eléctricas en un orden adecuado para hacer que el micromotor gire en el sentido de las manecillas del reloj o en el sentido opuesto. Las señales digitales generadas por este circuito son de 0 a 5 V, sin embargo, como se verá más adelante, este voltaje no es lo suficientemente alto como para generar una fuerza electrostática capaz de vencer a la fuerza de fricción, motivo por el cual estas señales deben ser elevadas a un mayor voltaje con la ayuda de un transistor de potencia, el cual se encuentra en el

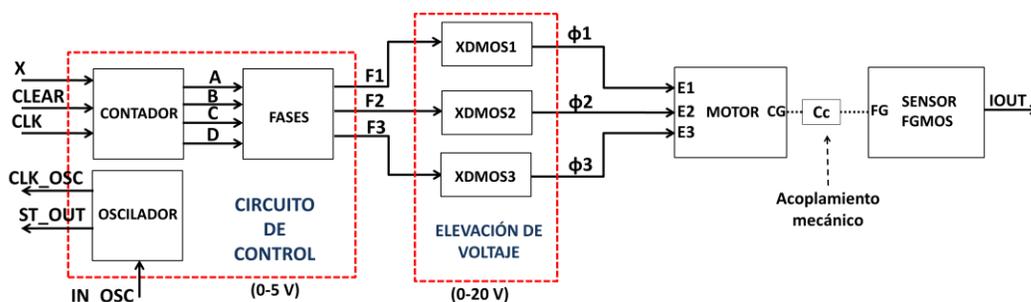
bloque ELEVACIÓN DE VOLTAJE. Las señales provenientes de este último bloque son las que se conectan a los estatores del micromotor (Figura 3-2).



**Figura 3-2.** Las señales provenientes del bloque *elevación de voltaje* se conectan de manera alternada a los polos del estator. (a) Diagrama a bloques (b) señales provenientes del circuito de control (c) señales provenientes de la elevación de voltaje.

En el bloque SENSOR FGMOS se realiza el diseño del transistor FGMOS que sirve como auxiliar para medir la velocidad de giro del micromotor y cuya compuerta de control (CG) es una estructura fija al rotor del micromotor.

En la Figura 3-3 se muestra el diagrama a bloques más detallado con las conexiones eléctricas y el acoplamiento mecánico que tienen el micromotor y el FGMOS.



**Figura 3-3.** Diagrama a bloques detallado

A continuación se explica de manera detallada cada bloque del sistema.

### 3.1 Micromotor

Para mover al micromotor se debe aplicar un voltaje de control mínimo para vencer a la fuerza de fricción producida por el roce de los cojinetes con la base de giro.

La fuerza de fricción está dada por

$$F_f = \mu W_o = \mu mg \text{ --- --- (3.1)}$$

Donde  $\mu$  es el coeficiente de fricción,  $W_o$  es el peso del rotor y  $m$  es la masa del mismo, que se calcula como

$$m = \rho Vol \text{ --- --- (3.2)}$$

Donde  $Vol$  es el volumen del rotor y  $\rho$  es la densidad del material.

Para conocer el volumen se definen las dimensiones de la Figura 3-4

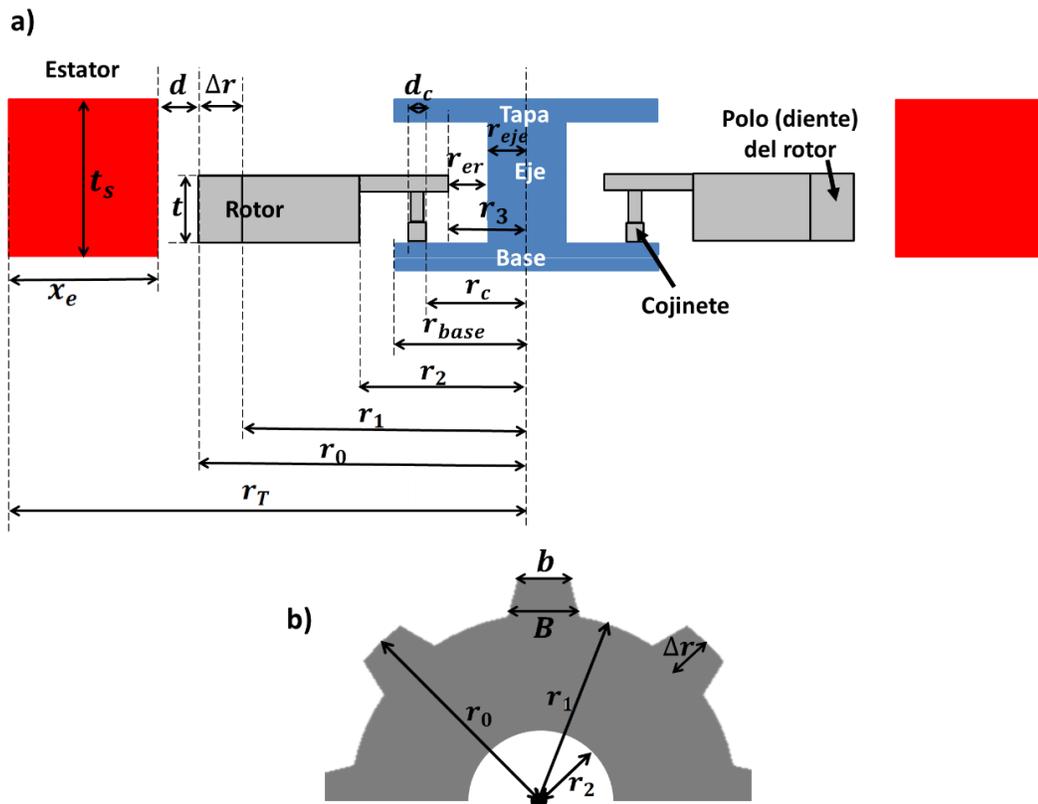


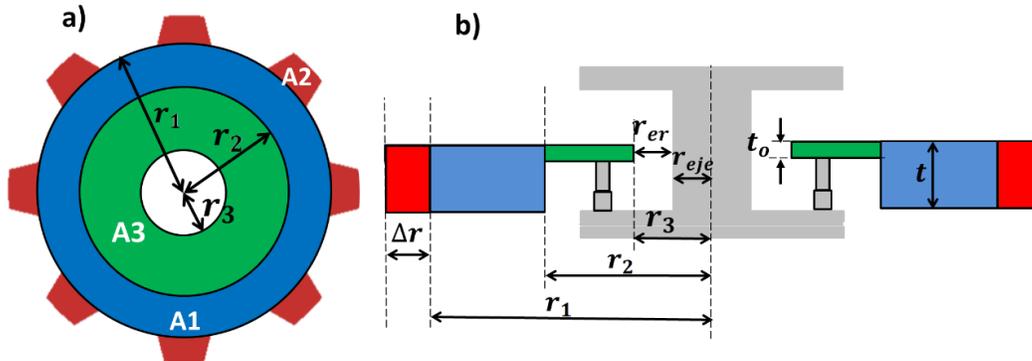
Figura 3-4. (a) Sección transversal (esquemático) del micromotor y sus parámetros geométricos (b) Parámetros que definen la forma del rotor del micromotor

Si se divide al rotor en tres secciones como se muestra en la Figura 3-5, se puede obtener que el volumen total es aproximadamente

$$Vol \approx (A_1 + N_r A_2)t + A_3 t_o$$

$$Vol = \left[ \pi(r_1^2 - r_2^2) + N_r \left( \Delta r \frac{B+b}{2} \right) \right] t + [\pi(r_2^2 - r_3^2)] t_o \quad \text{--- (3.3)}$$

Donde  $N_r$  es el número de polos del rotor



**Figura 3-5. Estructura del rotor dividida en tres secciones; A1 y A3 en forma de toroide plano y A2 en forma de trapecio. (a) Vista de planta (b) sección transversal**

De las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) se tiene que la fuerza de fricción está dada por

$$F_f = \mu g \rho \left\{ t \left[ \pi(r_1^2 - r_2^2) + N_r \Delta r \frac{B+b}{2} \right] + t_o [\pi(r_2^2 - r_3^2)] \right\} \quad \text{--- (3.4)}$$

Por otro lado, en la sección 2.1.1 se obtuvo la ecuación que permite calcular la fuerza de actuación ejercida por un capacitor longitudinal con  $N$  traslapes (ecuación 2.12). Empleando este resultado se puede obtener la fuerza de actuación electrostática presente en el micromotor

$$F_e = N \varepsilon_a \frac{t}{2d} V_o^2 \quad \text{--- (3.5)}$$

Donde  $\varepsilon_a$  es la permitividad del aire,  $N$  es el número de polos que ejercen la fuerza,  $t$  es el espesor del rotor,  $d$  es el *gap* y  $V_o$  es el voltaje de control.

Si se utiliza una relación de número de polos del rotor y estator de 2:3, esto es

$$\frac{N_r}{N_s} = \frac{2}{3} \quad (3.6)$$

se tiene que el número de polos ( $N$ ) que ejercen la fuerza está dado por

$$N = \frac{N_r}{2} \quad (3.7)$$

Para vencer a la fuerza de fricción se debe cumplir que  $F_e > F_f$ ; tomando esta consideración y combinando las ecuaciones (3.5) y (3.7) se obtiene que el voltaje de control mínimo que genera una  $F_e$  capaz de vencer a  $F_f$  es

$$V_{o_{min}} = \sqrt{\frac{4F_f d}{\varepsilon_a N_r t}} \quad (3.8)$$

Finalmente, empleando las ecuaciones (3.5) y (3.7) se puede conocer el torque electrostático aplicado al rotor

$$T = r_0 F_e = N r_0 \varepsilon_a \frac{t}{2d} V_o^2$$

$$T = \varepsilon_a r_0 N_r \frac{t}{4d} V_o^2 \quad (3.9)$$

Para disminuir la fuerza de fricción, y con esto disminuir el voltaje de control, se deben minimizar las dimensiones del micromotor. Por otro lado, se quiere tener un torque máximo, y como éste depende del radio del rotor ( $r_o$ ), este parámetro debe tener el valor máximo posible de acuerdo al área disponible dentro del chip. Además, el torque crece cuando se tiene un mayor número de polos en el rotor ( $N_r$ ) y cuando el espesor del mismo ( $t$ ) es grande; por lo cual estos parámetros deben tener un valor grande (lo máximo que permita la tecnología, ya que si  $N_r$  es muy grande, entonces el ancho de los dientes será muy pequeño por lo que el motor no podrá ser fabricado; por otro lado, el espesor ( $t$ ) está en función del número de capas disponibles en la

tecnología, ya que se puede tener un espesor mayor si se fabrica al rotor uniendo varias de estas capas).

De la discusión anterior y viendo las ecuaciones (3.4) y (3.9) se concluye que el parámetro que es capaz de disminuir la fuerza de fricción sin disminuir el torque es  $r_2$ , cuyo valor será definido en la sección 3.1.3.

En las siguientes dos secciones se definirán todos los parámetros geométricos que definen la estructura del micromotor.

### 3.1.1 Selección de los materiales que conforman a la estructura

Debido a que la fuerza de actuación depende fuertemente del espesor del rotor ( $t$ ), se decide fabricar la estructura del rotor empleando las dos capas de *Metal1* y *Metal2* disponibles en el proceso de fabricación de On-Semi para  $0.5\mu m$ , cuyos espesores son:  $TM1 = 0.64\mu m$ ;  $TM2 = 0.57\mu m$  [8]

Estos metales se unen por medio de una vía metálica de  $1.1\mu m$  de espesor, teniéndose un espesor total de

$$t = TM1 + TM2 + TVIA1 = 0.64\mu m + 0.57\mu m + 1.1\mu m$$

$$t = 2.31\mu m$$

Se decide no utilizar el *Metal3*, ya que aunque su espesor ( $TM3 = 0.77\mu m$ ) es mayor que  $TM1$  y  $TM2$ , es necesario contar con una tapa que evite que el rotor salga por la parte de arriba una vez que es liberado.

El espesor de los electrodos del estator debe ser mayor que el espesor del rotor para asegurar que, aún tras la liberación de este último, siempre exista un traslape ( $t$ ) entre rotor y estator. Es por esto que se emplean las capas *Metal2*, *Metal1* y *Poly2*, unidas por medio de contactos metálicos, para formar la estructura del estator. Así que el espesor de los polos del estator es

$$t_s = TM2 + TVIA1 + TM1 + P2CNT + TPOLY$$

$$t_s = 0.57\mu m + 1.1\mu m + 0.64\mu m + 0.747\mu m + 0.35\mu m$$

$$t_s = 3.407\mu m$$

Por lo tanto, se cumple el requisito mencionado anteriormente. La estructura queda conformada como se muestra en la sección transversal de la Figura 3-6. Se observa que tras la liberación del rotor, éste cae y hace contacto con la base de giro a través de los cojinetes.

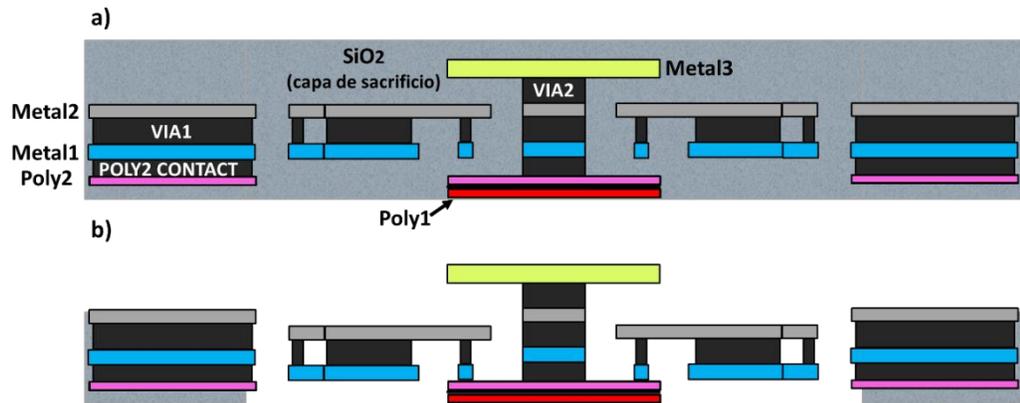


Figura 3-6. Esquemático de la sección transversal del micromotor con las capas de la tecnología CMOS de 0.5micras de On-Semi (a) antes de la liberación del rotor (b) después de la liberación del rotor

### 3.1.2 Consideraciones para definir los parámetros geométricos del micromotor.

Se destina una cuarta parte del área del chip para la estructura del micromotor ( $500\mu m \times 500\mu m$ ), por lo cual se debe tener que  $r_0 + d + x_e < 250 \mu m$  (Figura 3-4(a))

Para darle valor al radio del micromotor ( $r_0$ ), es necesario primero saber el valor del *gap* ( $d$ ), ya que este parámetro es importante para obtener un alto valor de fuerza electrostática con un voltaje de control pequeño (ecuación (3.5)).

El valor del *gap* ( $d$ ) está íntimamente relacionado con la distancia que existe entre el eje y el rotor ( $r_{er}$  de la Figura 3-4(a)); esto se explica a continuación.

Supóngase el caso en que el micromotor se encuentra polarizado y mientras gira, el rotor se descentra. Si  $d < r_{er}$ , el rotor hará contacto con el estator

produciéndose un cortocircuito (Figura 3-7 (c) y (d)) que podría dañar a la estructura y a la electrónica de control. Si  $d > r_{er}$ , el contacto se efectúa entre el rotor y el eje, lo cual con el paso del tiempo provocará desgaste en la estructura, sin embargo con esto se evita el corto circuito (Figura 3-8 (c) y (d)), por lo cual el diseño debe cumplir esta condición ( $d > r_{er}$ ).

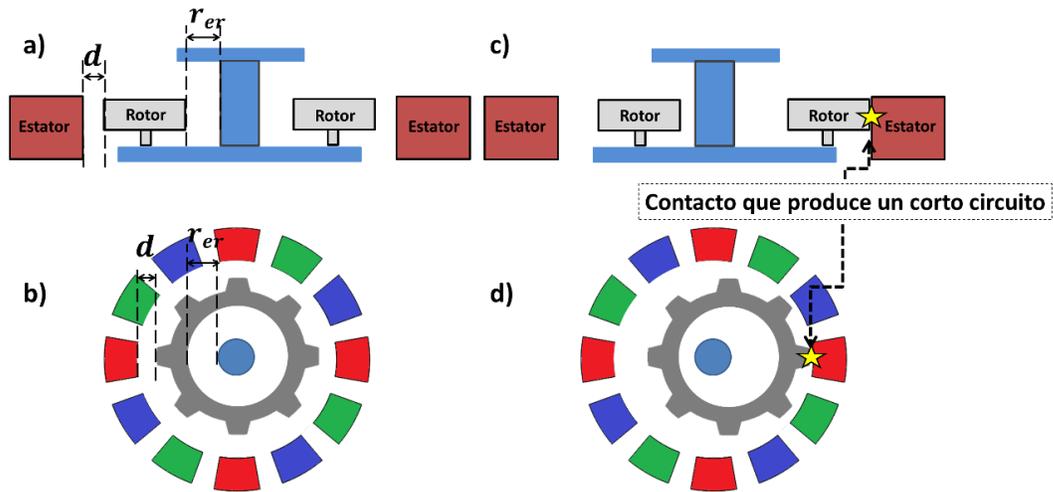


Figura 3-7. Esquemático del micromotor cuando  $d < r_{er}$ . (a) Sección transversal del rotor centrado, (b) vista de planta del rotor centrado, (c) Sección transversal del rotor descentrado, (d) Vista de planta del rotor descentrado

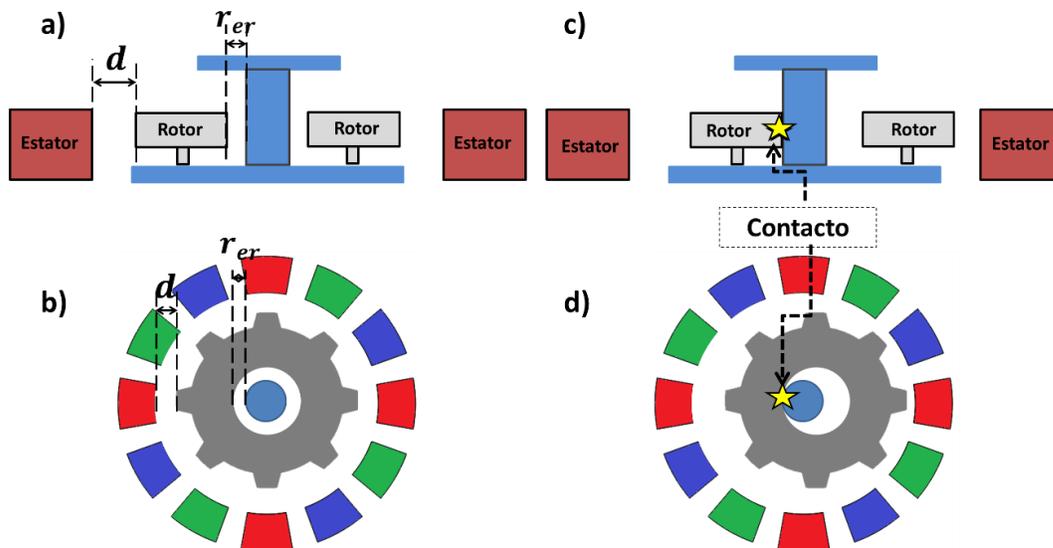


Figura 3-8. Esquemático del micromotor cuando  $d > r_{er}$ . (a) Sección transversal del rotor centrado, (b) vista de planta del rotor centrado, (c) Sección transversal del rotor descentrado, (d) Vista de planta del rotor descentrado

La última consideración para el parámetro  $r_{er}$  es que debe tener un tamaño lo suficientemente grande para que el rotor pueda ser completamente liberado cuando se realice el ataque a la capa de sacrificio [14].

Tomando en consideración la discusión anterior, se define el parámetro

$$r_{er\ min} = 10\lambda = 3\mu m$$

donde  $\lambda = 0.3\mu m$  para la tecnología CMOS de  $0.5\mu m$ .

con esto se puede proponer un valor del *gap* de

$$d = 12\lambda = 3.6\mu m > r_{er} = 10\lambda$$

Se debe cuidar que  $d$  no crezca mucho, ya que si lo hace, la fuerza de actuación disminuye, provocando que se requiera un mayor voltaje de control para mover al rotor (ecuación (3.5)).

Ahora ya se puede proponer un valor para  $r_o$ ; considerando que debe quedar espacio para los electrodos del estator ( $x_e$ ), se define

$$r_1 = 200\mu m; \quad \Delta r = 18\mu m$$

$$r_o = r_1 + \Delta r = 200\mu m + 18\mu m = 218\mu m$$

Así

$$x_{e\ max} = 250\mu m - r_o - d = 250\mu m - 218\mu m - 3.6\mu m$$

$$x_{e\ max} = 28.4\mu m$$

Por otra parte, considerando que  $r_{er}$  es fijo y si  $r_1$  también se mantiene fijo, entonces el área ocupada por el rotor disminuye a medida que  $r_{eje}$  crece; al disminuir la cantidad de material ocupado en el rotor, se reduce la fuerza de fricción. También hay que considerar que si  $r_{eje}$  es muy pequeño, el eje podría romperse debido a la continua fricción que pueda existir entre éste y el rotor.

Se define el radio del eje con un valor mínimo de

$$r_{eje\ min} = 50\mu m$$

De la Figura 3-4(a) se tiene que

$$r_3 = r_{eje} + r_{er}$$

Se debe cuidar que sus dimensiones no sean tan grandes ya que, como en la sección 3.2.1 se verá, la estructura del rotor debe contener la placa CG del capacitor de sensado ( $C_c$ ) del FGMOS y si  $r_3$  se hace muy grande, no se tendrá espacio en el rotor para construir dicha placa.

La distancia que existe entre los cojinetes y el centro del micromotor ( $r_c$  de la Figura 3-4(a)) debe ser mayor que  $2r_{er} + r_{eje}$ , así que se tiene un valor mínimo de

$$r_{c \text{ min}} = 6\mu m + 50\mu m = 56\mu m$$

Por otro lado, los cojinetes deben ser tan pequeños como sea posible, ya que con un menor tamaño se puede disminuir el desgaste en la base debido a la continua fricción, además, a micro escala, el coeficiente de fricción ( $\mu$ ) aumenta si el área de contacto entre las dos superficies crece [4]. Por lo tanto, tomando en consideración las dimensiones mínimas en el proceso de fabricación de On-Semi para  $0.5\mu m$ , la cual dice que si se quiere hacer un contacto entre *Metal1* y *Metal2*, las dimensiones mínimas de estas capas deben ser de  $4\lambda$  [8], por lo tanto

$$d_{c \text{ min}} = 4\lambda = 1.2\mu m$$

Por otra parte, si el rotor se descentra, aún descentrado, los cojinetes deben estar montados sobre la *base*, así que el radio de la *base* ( $r_{base}$  de la Figura 3-4 (a)) debe medir cuando menos

$$r_{base \text{ min}} = r_c + d_c + r_{er} = 56\mu m + 4\lambda + 10\lambda$$

$$r_{base \text{ min}} = 60.2\mu m$$

Además, si se descentra el rotor, para asegurar que sólo los cojinetes hacen contacto con la base de giro, viendo la Figura 3-4 (a), se debe cumplir que

$$r_2 > r_{base} + r_{er}$$

$$r_{2 \min} = 60.2\mu m + 3\mu m = 63.2\mu m$$

Donde  $r_2$  debe ser tan grande como sea posible para disminuir la masa del rotor y con esto disminuir la fuerza de fricción; sin embargo,  $r_2$  no debe alcanzar a  $r_1$  para tener espacio en el rotor donde poder construir la placa CG del capacitor  $C_c$  del FGMOS (sección 3.2.1).

### 3.1.2.1 Resumen de las consideraciones a tomar para seleccionar las dimensiones del micromotor

$t$ : Lo más grande que la tecnología de fabricación permita.

$r_{er}$ : Definido para permitir que se tenga una liberación completa del rotor.

$d$ : Lo más pequeño posible para tener una fuerza de actuación más grande, pero cumpliendo con  $d > r_{er}$  para evitar cortocircuito entre el rotor y el estator.

$r_o$ : Definido en función del área disponible en el chip. Lo más grande posible para tener un mayor torque.

$$x_{e \max} = r_T - r_o - d$$

$$r_3 = r_{eje} + r_{er}$$

$r_{eje}$  y  $r_3$ : Definidos de tal forma que quede espacio en el rotor para la construcción de la placa del capacitor  $C_c$  del FGMOS.

$$r_c > 2r_{er} + r_{eje}$$

$d_c$ : Tan pequeño como la tecnología de fabricación lo permita.

$r_{base} > r_c + d_c + r_{er}$  Para que, si el rotor se descentra, los cojinetes siempre estén sobre la base.

$r_2$ : Tan grande como sea posible para disminuir la fuerza de fricción pero cumpliendo que  $r_{base} + r_{er} < r_2 < r_1$ . El lado izquierdo de esta desigualdad es para asegurar que, si el rotor se descentra, sólo los cojinetes hagan contacto con la base; el lado derecho de la desigualdad es para tener espacio en el rotor para construir la placa CG del capacitor  $C_c$  del FGMOS.

La Tabla 3-1 muestra el resumen de las dimensiones mínimas y máximas de la estructura del micromotor anteriormente definidas.

$r_o$ máx	$r_1$ máx	$d_{mín}$	$r_{er}$ min	$r_{eje}$ min	$d_c$ min	$r_c$ min	$r_{base}$ min	$r_2$ min
$218\mu m$	$200\mu m$	$3.6\mu m$	$3\mu m$	$50\mu m$	$1.2\mu m$	$56\mu m$	$60.2\mu m$	$63.2\mu m$

Tabla 3-1. Resumen de las dimensiones máximas y mínimas del micromotor

### 3.1.3 Definición de los parámetros geométricos del micromotor

Tomando las dimensiones de la Tabla 3-1 y  $t = 2.31\mu m$ ,  $t_o = 0.57\mu m$ ,  $N_r = 50$ ,  $r_2 = 100\mu m$ ,  $B = 15\mu m$ ,  $b = 9\mu m$ , y variando los parámetros  $\mu$ ,  $t$ ,  $N_r$ ,  $d$  y  $r_2$  de las ecuaciones (3.4) y (3.8), se obtienen las gráficas de fuerza de fricción y voltaje de control mínimo necesario para vencer a la fuerza de fricción.

Debido a que no se tiene un dato del coeficiente de fricción entre *Metal1* (aluminio) y *Poly2*, se toma a  $\mu$  como variable con valores entre 0.1 y 3 y los resultados se muestran en la Figura 3-9. (Aunque se hubiera encontrado un valor de  $\mu$  en la literatura, de acuerdo a los estudios reportados en [4] y [5], las mediciones del coeficiente de fricción a micro escala son muy dispersas).

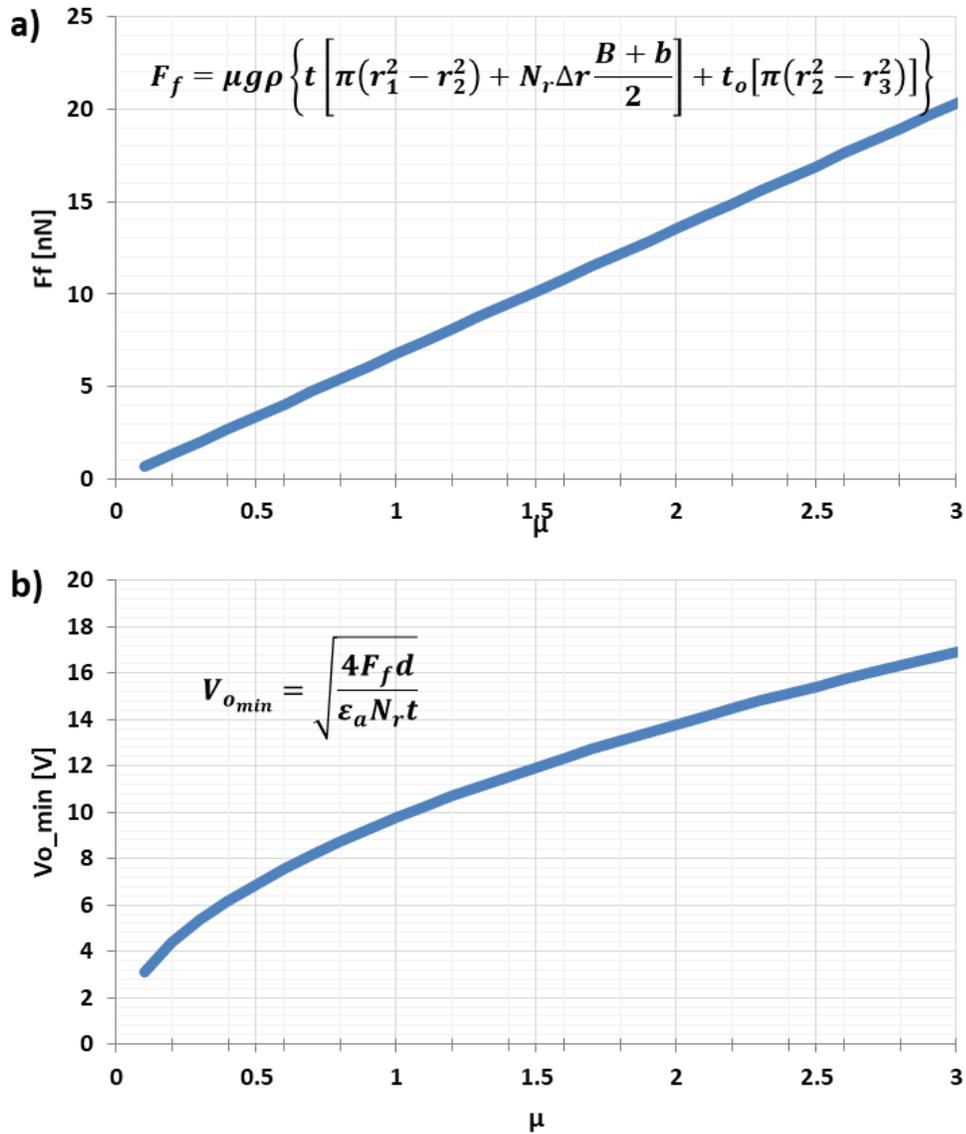


Figura 3-9. (a) Fuerza de fricción vs  $\mu$  (b) Voltaje de control vs  $\mu$

Se observa que el voltaje de control mínimo para vencer a  $F_f$  cambia alrededor de 4 volts por cada unidad de  $\mu$ , es decir, el coeficiente de fricción afecta considerablemente el valor de  $V_0$ , por lo que para las siguientes gráficas se hará un barrido paramétrico que nos dará un conjunto de curvas para diferentes valores de  $\mu$ .

La Figura 3-10 muestra las gráficas de  $F_f$  y  $V_{o_{min}}$  contra espesor del rotor ( $t$ ).

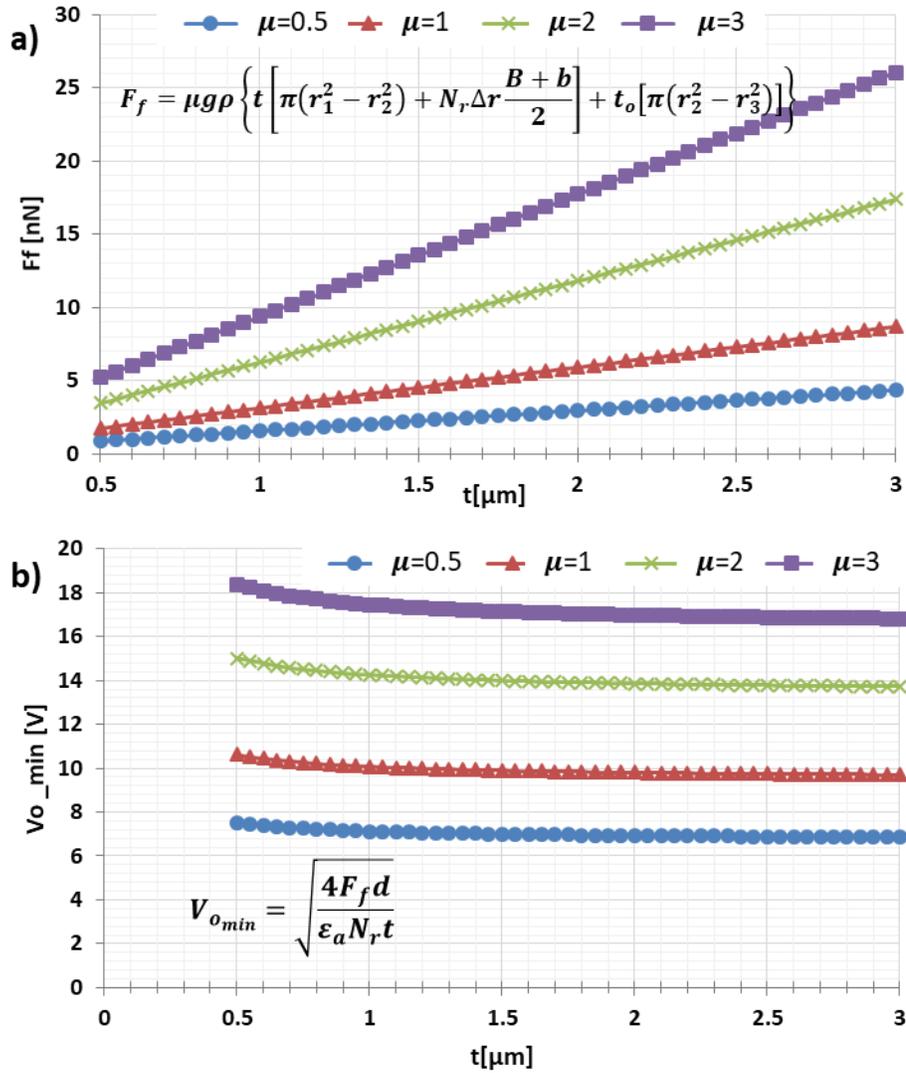


Figura 3-10. (a) Fuerza de fricción vs espesor del rotor (b) Voltaje de control vs espesor del rotor. En ambas gráficas se hace un barrido paramétrico de  $\mu$ .

Se observa que  $V_{o_{min}}$  disminuye a medida que el espesor del rotor aumenta, por ejemplo para  $\mu = 1$ , es posible disminuir un volt con un mayor espesor y casi dos volts para  $\mu = 3$ .

La Figura 3-11 muestra las gráficas de  $F_f$  y  $V_{o_{min}}$  contra el número de polos del rotor ( $N_r$ ).

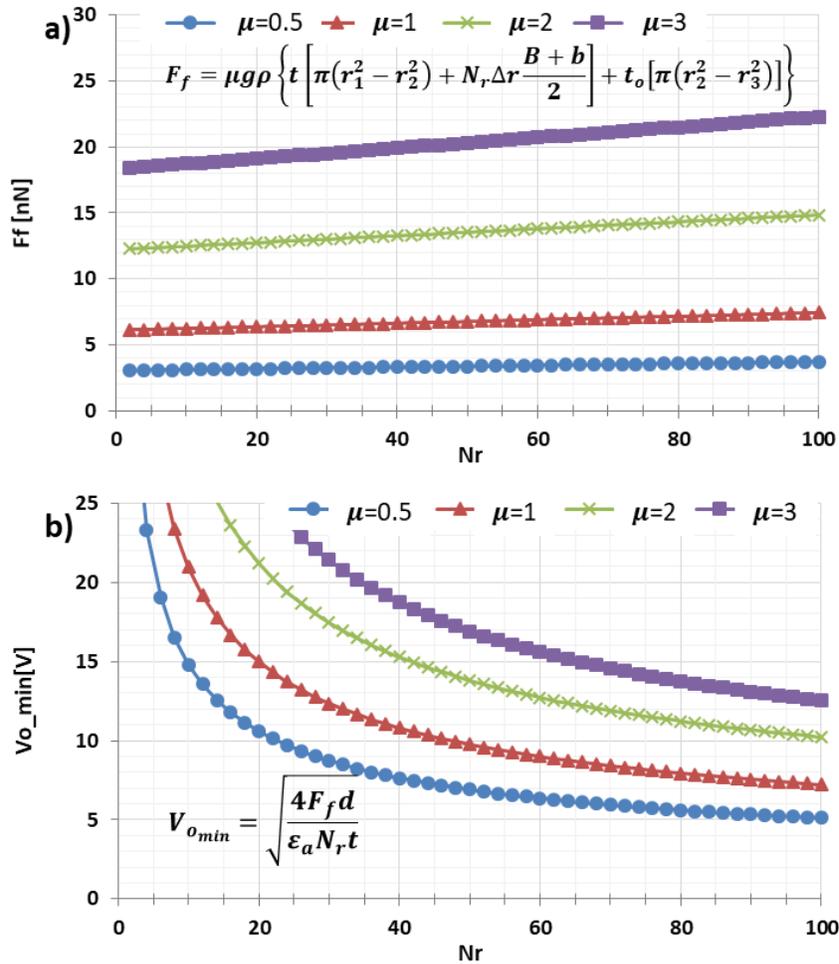


Figura 3-11. (a) Fuerza de fricción vs número de polos del rotor (b) Voltaje de control vs número de polos del rotor. En ambas gráficas se hace un barrido paramétrico de  $\mu$ .

Se observa que al aumentar el número de los polos del rotor, la fuerza de fricción incrementa, sin embargo, es necesario aumentar  $N_r$ , ya que al hacerlo se disminuye de manera considerable el voltaje de control para vencer a la fuerza de fricción. Se selecciona un valor de  $N_r = 50$  para el diseño del micromotor.

Si se seleccionara un mayor número de electrodos en el rotor, éstos deben tener un ancho menor, además la separación entre cada electrodo del estator disminuiría, resultando difícil cumplir con las reglas de diseño de la

tecnología CMOS de  $0.5\mu\text{m}$  que especifican las dimensiones mínimas de las capas y la separación mínima entre dos estructuras del mismo material.

De la ecuación (3.6) se obtiene que el número de polos en el estator es  $N_s = 75$ .

El ancho de los polos del estator es el mismo que el de los electrodos del rotor ( $B = 15\mu\text{m}$ ).

La Figura 3-12 muestra las gráficas de  $F_f$  y  $V_{o\text{ min}}$  contra el  $gap$  ( $d$ ).

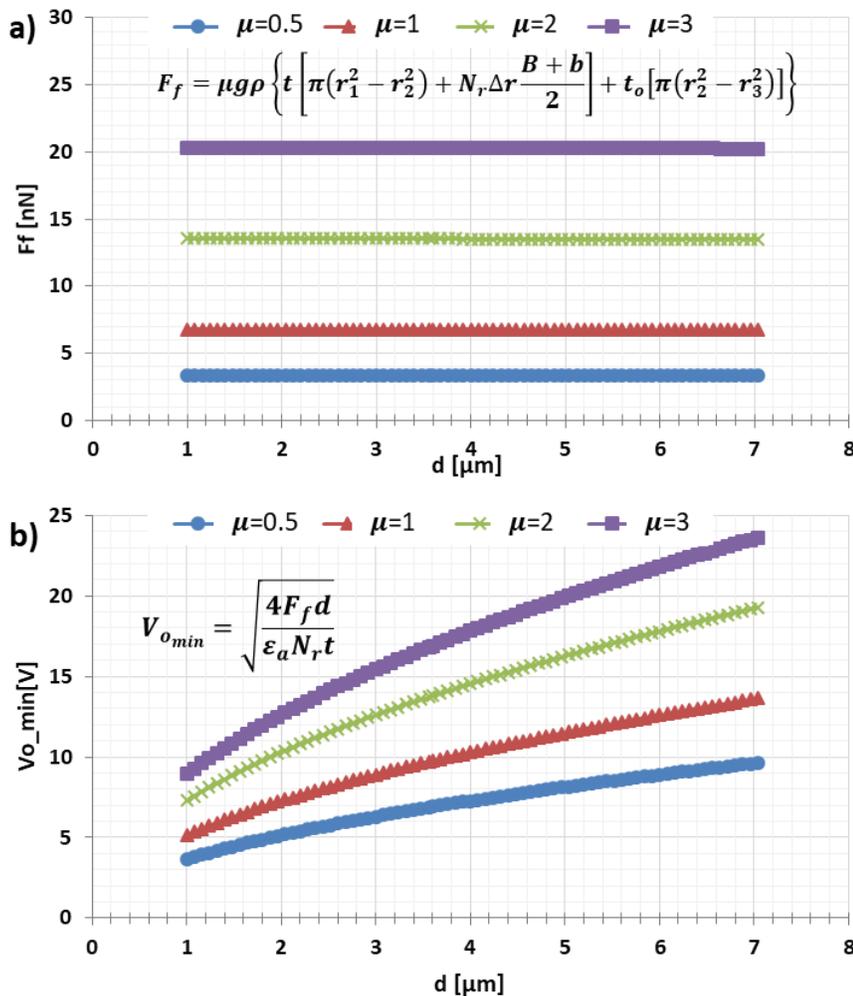


Figura 3-12. (a) Fuerza de fricción vs  $gap$  (b) Voltaje de control vs  $gap$ . En ambas gráficas se hace un barrido paramétrico de  $\mu$ .

Se observa que el *gap* es un parámetro geométrico muy importante ya que no modifica a la fuerza de fricción y, a medida que se hace pequeño, disminuye de manera considerable el voltaje de control para vencer a  $F_f$ . Por lo tanto, para el diseño de la estructura se selecciona el valor mínimo del *gap* antes mencionado ( $d = 3.6\mu m$ ).

La Figura 3-13 muestra las gráficas de  $F_f$  y  $V_{o\ min}$  contra  $r_2$ .

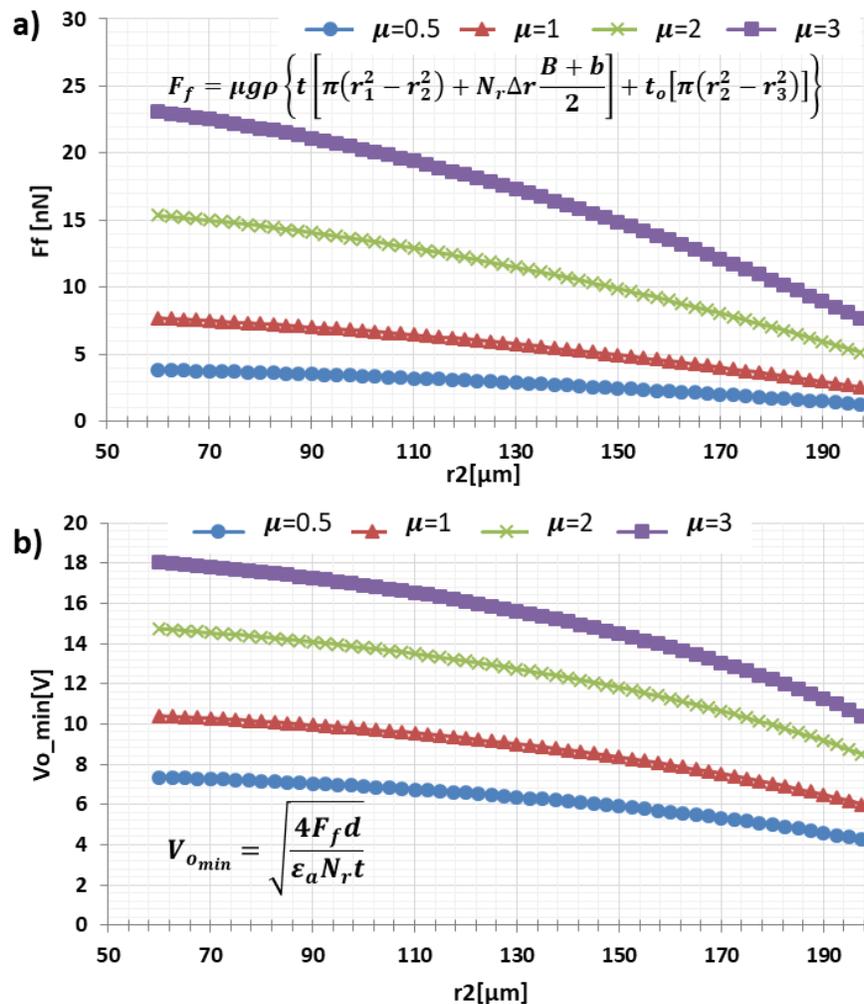


Figura 3-13. (a) Fuerza de fricción vs  $r_2$  (b) Voltaje de control vs  $r_2$ . En ambas gráficas se hace un barrido paramétrico de  $\mu$ .

Se observa que tanto la fuerza de fricción como el voltaje de control disminuyen cuando  $r_2$  aumenta; llegando a tener una disminución de hasta ocho volts para  $\mu = 3$ . Por lo tanto, como anteriormente se mencionó, el

parámetro geométrico  $r_2$  debe ser lo más grande posible. Se elige un valor de  $r_2 = 180\mu m$  para tener espacio para colocar la placa CG del FGMOS, lo cual se aclara en la sección 3.2.1.

La Tabla 3-2 muestra las dimensiones geométricas del micromotor que se han definido apoyándose en las gráficas anteriores.

$t$	$t_o$	$r_o$	$r_1$	$d$	$r_{er}$	$r_{eje}$	$d_c$	$r_c$	$r_{base}$
$2.31\mu m$	$0.57\mu m$	$218\mu m$	$200\mu m$	$3.6\mu m$	$3\mu m$	$50\mu m$	$1.2\mu m$	$53\mu m$	$57.2\mu m$
$N_r$	$N_s$	$B$	$b$	$\Delta r$	$x_s$	$t_s$	$r_2$		
50	75	$15\mu m$	$9\mu m$	$18\mu m$	$20\mu m$	$5.277\mu m$	$180\mu m$		

**Tabla 3-2. Resumen de las dimensiones geométricas de la estructura del micromotor**

Con estos valores se tiene que el voltaje de control mínimo para vencer a la fuerza de fricción es

$$V_{o\ min} = 4.981\ V \text{ para } \mu = 0.5;$$

$$V_{o\ min} = 7.045\ V \text{ para } \mu = 1;$$

$$V_{o\ min} = 9.963\ V \text{ para } \mu = 2;$$

$$V_{o\ min} = 12.203\ V \text{ para } \mu = 3.$$

Por otro lado, el torque aplicado al motor es

$$T = Fr_o = (F_e - F_f)r_o = \left( N_r \epsilon_a \frac{t}{4d} V_o^2 - F_f \right) r_o \text{ --- (3.10)}$$

La Figura 3-14 muestra la gráfica de Torque contra voltaje de control, haciendo un barrido paramétrico del coeficiente de fricción. Se observa que el rotor comienza a girar una vez que se ha vencido a la fuerza de fricción (cuando  $V_o > V_{o\ min}$ ).

Se decide que el voltaje de control para realizar las simulaciones sea de  $V_o = 18V$ , ya que con éste se vence a la fuerza de fricción para los diferentes valores de  $\mu$  analizados; además  $V_o$  está por debajo del voltaje máximo permitido por el transistor de potencia que se verá en la sección 3.4. El potencial positivo de  $V_o$  será aplicado al rotor, mientras que el potencial negativo (cero volts) será aplicado a los electrodos del estator; esto se hace ya que como se verá en la sección 3.2, el rotor está conectado a la compuerta de control del FGMOS y si se tuvieran cero volts en el rotor, entonces el FGMOS siempre estaría apagado, hecho que no permitiría realizar ninguna medición de la velocidad de giro.

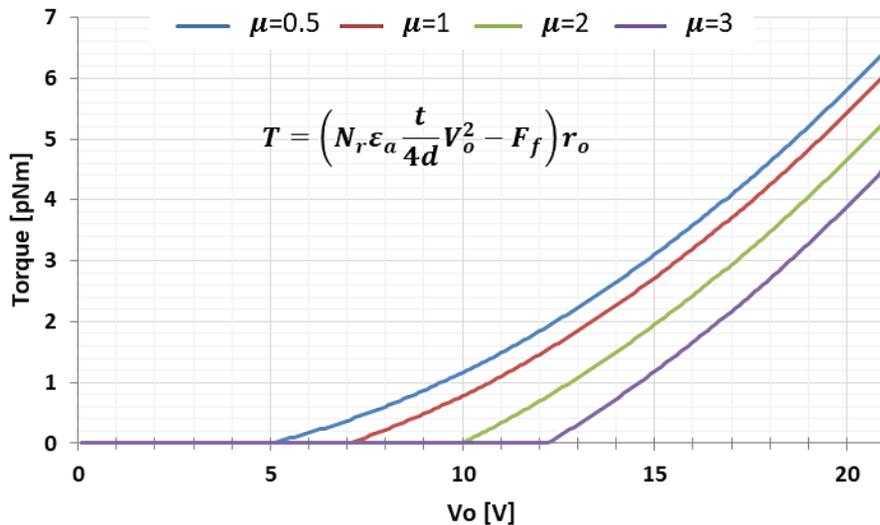


Figura 3-14. Gráfica de Torque contra voltaje de control.

## 3.2 Sensor FGMOS

En la sección 2.2 se mencionó que las dos compuertas del FGMOS (CG y FG) forman un capacitor, al que se nombró capacitor de sensado ( $C_c$ ). La variación de capacitancia de  $C_c$  hace que la corriente en el drenador también cambie, razón por la cual se busca la forma de acoplar la placa CG del

capacitor a la estructura del micromotor, de tal forma que al girar,  $C_c$  cambie su capacitancia y al medir la corriente en el drenador, sea posible estimar la velocidad de giro.

A continuación se presenta la manera de llevar a cabo lo anteriormente dicho.

### 3.2.1 Estructura del FGMOS

La Figura 3-15 muestra un esquemático de cómo está construido el transistor de compuerta flotante. La compuerta flotante del transistor (hecha con la capa *Poly1* disponible en la tecnología CMOS de 0.5 micras) se extiende hasta llegar a la placa FG del capacitor de sensado ( $C_c$ ); mientras que la placa CG (hecha con *Metal1*) está fija a la estructura del rotor por medio de contactos metálicos.

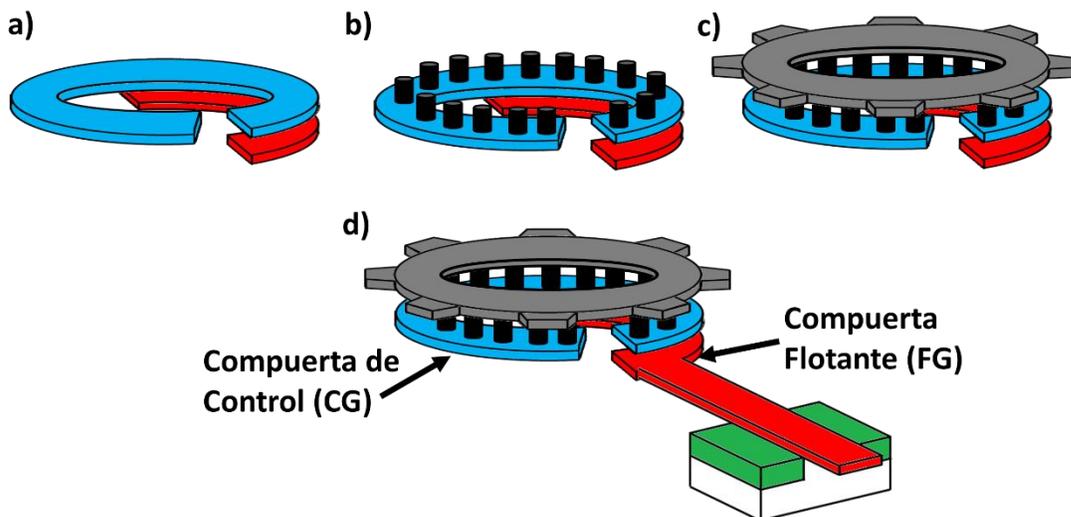


Figura 3-15. (a) Capacitor  $C_c$  (b) Contactos metálicos sobre la placa CG (*Metal1*) (c) El rotor (*Metal2*) está conectado con la placa CG por medio de los contactos metálicos. (d) La placa FG se extiende y forma la compuerta flotante del FGMOS.

La forma propuesta de las placas del capacitor de sensado ( $C_c$ ) es la de un semi anillo (Figura 3-16), ya que ésta no interfiere con el giro del rotor. Los radios de la geometría son  $r_1$  y  $r_2$  de la estructura del micromotor vista en la sección 3.1.3.

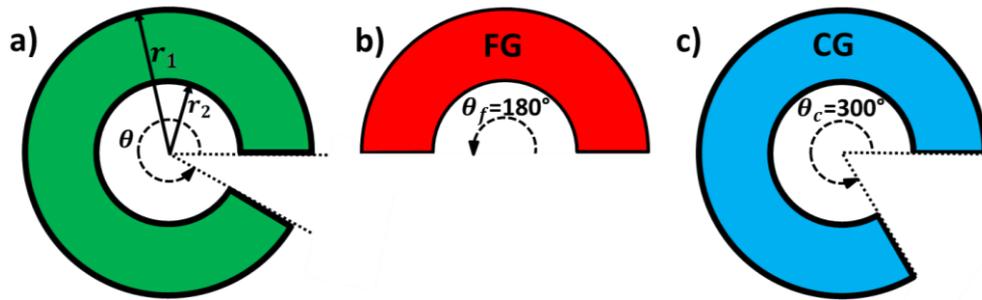


Figura 3-16. (a) Semi anillo (b) Placa FG formada con *Poly1* (c) placa CG formada con *Metal1*.

Para la placa FG se propone un valor del ángulo  $\theta_f = 180^\circ$  (Figura 3-16(b)), mientras que para la placa CG se propone  $\theta_c = 300^\circ$  (Figura 3-16(c)).

Con estos ángulos definidos, por más que el rotor gire, los capacitores siempre están traslapados al menos  $120^\circ$  como se muestra en la Figura 3-17(b).

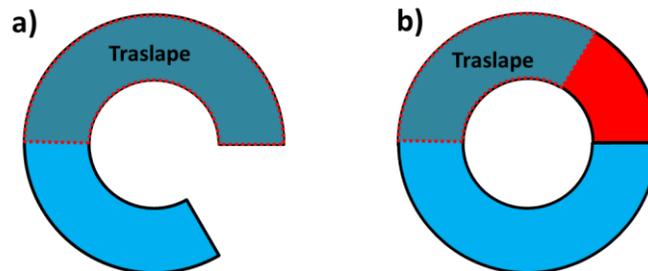


Figura 3-17. Capacitor  $C_c$  (a) Las placas CG y FG se traslapan  $180^\circ$  (b) Las placas CG y FG se traslapan  $120^\circ$  (mínimo traslape).

Para cumplir con el espesor ( $t$ ) del rotor, mencionado en la sección 3.1.1, los dientes deben estar construidos también con *Metal1*, de tal forma que un esquemático más aproximado es el mostrado en la Figura 3-18 (el hecho de que los dientes estén construidos también con *Metal1* no afecta a la capacitancia  $C_c$ , ya que el traslape de *Metal1* con *Poly1* no se altera tal como se aprecia en la Figura 3-19).

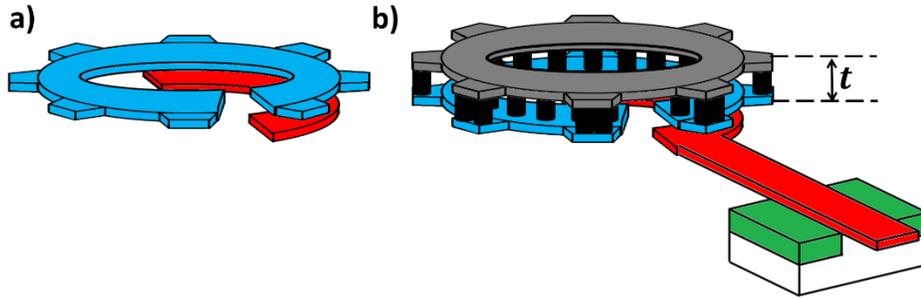


Figura 3-18. (a) Esquemático del capacitor  $C_c$  con los dientes del rotor en la capa  $Metal1$ . (b) El rotor ( $Metal2$ ) unido a la placa CG ( $Metal1$ ) por medio de contactos metálicos para formar el espesor ( $t$ ) del rotor.

La Figura 3-19 muestra la sección transversal de la estructura del micromotor junto con las placas CG y FG del FGMOS.

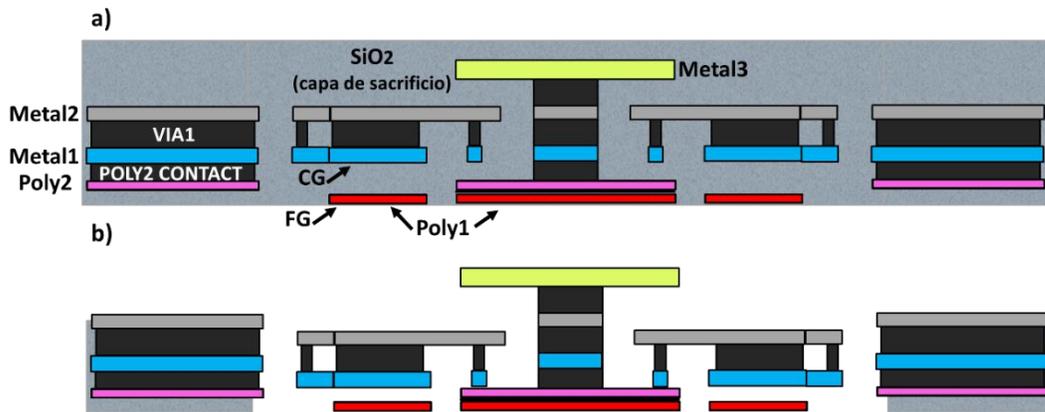


Figura 3-19. Esquemático de la sección transversal del micromotor junto con la estructura del capacitor  $C_c$  acoplada al rotor, formado con las capas de la tecnología CMOS de 0.5micras de On-Semi (a) antes de la liberación del rotor (b) después de la liberación del rotor.

En la Figura 3-19 se observa que la estructura del rotor cae tras su liberación. La distancia que cae es la existente entre la capa de  $Metal1$  y  $Poly1$  (espesor de  $POLY2 CONTACT$  de la Figura 3-19(a)), quedando la placa CG justo por encima de la capa  $Poly2$  (Figura 3-20), de tal forma que la separación entre las placas del capacitor  $C_c$  es el espesor de  $Poly2$  (TPOLY) más la separación entre  $Poly1$  y  $Poly2$  (TP2P), estos datos se obtienen en [8].

$$d_{cc} = TPOLY + TP2P = 0.35\mu m + 0.038\mu m$$

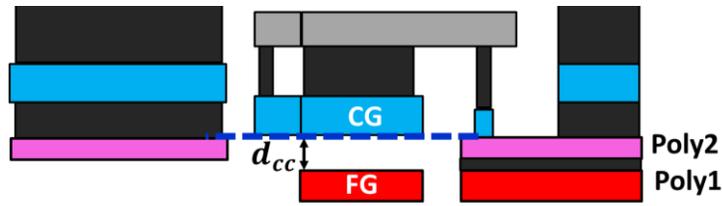


Figura 3-20. Al caer la estructura del rotor, las placas del capacitor  $C_c$  quedan separadas una distancia  $d_{cc}$ .

$$d_{cc} = 0.388\mu m$$

Este dato se ocupa a continuación para determinar la capacitancia de  $C_c$ .

### 3.2.2 Variaciones de la capacitancia $C_c$ y del coeficiente de acoplamiento $K_{CG}$

Si el rotor gira, el traslape de las placas CG y FG varía, haciendo que la capacitancia  $C_c$  cambie como se muestra en la Figura 3-21.

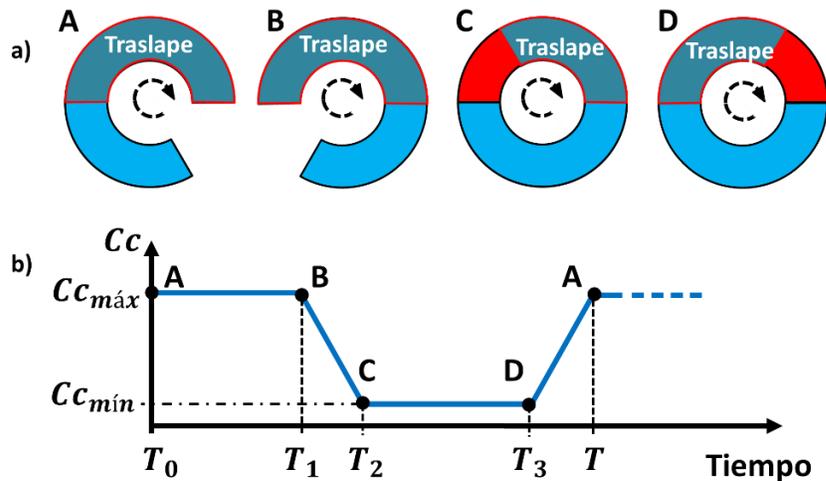


Figura 3-21. (a) Giro del rotor en el sentido de las manecillas del reloj (b) Comportamiento de la capacitancia  $C_c$  al girar el rotor.

La capacitancia máxima se tiene cuando existe el máximo traslape ( $180^\circ$ ) entre las placas CG y FG (entre los puntos A y B de la Figura 3-21(b)) y su valor es:

$$C_{c_{m\acute{a}x}} = \frac{A_{m\acute{a}x}\epsilon_{aire}}{d_{cc}} = \frac{\frac{\theta_{m\acute{a}x}}{2}(r_1^2 - r_2^2) * \epsilon_{aire}}{d_{cc}}$$

$$C_{c_{m\acute{a}x}} = \frac{\frac{\pi}{2} * [(200\mu m)^2 - (180\mu m)^2] * 8.87 \times 10^{-12} \frac{F}{m}}{0.388 \times 10^{-6} m}$$

$$C_{c_{m\acute{a}x}} = 272.913 \times 10^{-15} F$$

La capacitancia mínima se tiene cuando existe el mínimo traslape (120°) entre las placas CG y FG (entre los puntos C y D de la Figura 3-21(b)), cuyo valor es:

$$C_{c_{m\acute{i}n}} = \frac{A_{m\acute{i}n}\epsilon_{aire}}{d_{cc}} = \frac{\frac{\theta_{m\acute{i}n}}{2}(r_1^2 - r_2^2) * \epsilon_{aire}}{d_{cc}}$$

$$C_{c_{m\acute{i}n}} = \frac{\frac{\frac{2}{3}\pi}{2} * [(200\mu m)^2 - (180\mu m)^2] * 8.87 \times 10^{-12} \frac{F}{m}}{0.388 \times 10^{-6} m}$$

$$C_{c_{m\acute{i}n}} = 181.942 \times 10^{-15} F$$

Por otro lado, al tenerse setenta y cinco polos en el estator ( $N_s = 75$ ), separados uno del otro la misma distancia, se tiene que el rotor, con cada paso que da, se desplaza un ángulo de

$$\theta_{paso} = \frac{360^\circ}{75} = 4.8^\circ = \frac{2\pi}{75} rad$$

La capacitancia que aumenta o disminuye con cada paso (disminuye entre los puntos B y C y aumenta entre D y A de la Figura 3-21) es

$$C_{c_{paso}} = \frac{A_{paso}\epsilon_{aire}}{d_{cc}}$$

Donde

$$A_{paso} = \frac{\theta_{paso}}{2} * (r_1^2 - r_2^2) = \frac{2\pi}{75 * 2} [(200\mu m)^2 - (180\mu m)^2]$$

$$A_{paso} = 0.318 \times 10^{-9} m^2$$

Entonces

$$C_{c_{paso}} = \frac{0.318 \times 10^{-9} m^2 * 8.87 \times 10^{-12} \frac{F}{m}}{0.388 \times 10^{-6} m}$$

$$C_{c_{paso}} = 7.278 \times 10^{-15} F$$

Por otra parte, en la sección 2.2 se vio que el coeficiente de acoplamiento  $K_{CG}$  cambia cuando  $C_c$  lo hace ( $K_{cg} = \frac{C_c}{C_{TOT}}$ ).

Donde a la capacitancia  $C_{TOT}$  vista en la sección 2.2 hay que agregarle la capacitancia parásita que existe entre la placa FG (hecha con *Poly1*) y el sustrato, es decir

$$C_{TOT} = C_c + CD + CS + COX + C_{poly}$$

con

$$C_{poly} = \frac{\epsilon_{ox} A_{poly}}{d_{P1B}}$$

Donde

$$A_{poly} = \frac{\theta_f}{2} * (r_1^2 - r_2^2) = \frac{\pi}{2} [(200 \mu m)^2 - (180 \mu m)^2] = 11.94 \times 10^{-9} m^2$$

Y  $d_{P1B} = 4.007 \times 10^{-7} m$  es la distancia que existe entre la capa *Poly1* y el sustrato.

Entonces

$$C_{poly} = \frac{3.97 \epsilon_0 * 11.94 \times 10^{-9} m^2}{4.007 \times 10^{-7} m}$$

$$C_{poly} = 1.05 \times 10^{-12} F$$

Los valores de  $CD$ ,  $CS$  y  $COX$  son muy pequeños comparados con  $C_{poly}$  y  $C_c$ . Por ejemplo, para unas dimensiones del canal de  $L = 0.9 \mu m$  y  $W = 1.2 \mu m$ , los valores de las capacitancias son [13]

$$CD = CS = \frac{\epsilon_{ox} * L_D * (W - 2W_D)}{TOX} = 1.295 \times 10^{-16} F$$

$$COX = \frac{\epsilon_{ox} * (L - 2L_D) * (W - 2W_D)}{TOX} = 1.302 \times 10^{-15} F$$

Lo cual indica que, con las dimensiones seleccionadas del capacitor  $C_c$ ,  $K_{CG}$  se puede aproximar como

$$K_{CG} \approx \frac{C_c}{C_c + C_{poly}} \text{ --- (3.11)}$$

Es decir,  $K_{CG}$  se modifica con la variación de  $C_c$ , de tal forma que se tiene un comportamiento de  $K_{CG}$  como se muestra en la Figura 3-22.

Donde

$$K_{CG \text{ máx}} \approx \frac{C_{c \text{ máx}}}{C_{c \text{ máx}} + C_{poly}} = 0.205$$

$$K_{CG \text{ mín}} \approx \frac{C_{c \text{ mín}}}{C_{c \text{ mín}} + C_{poly}} = 0.147$$

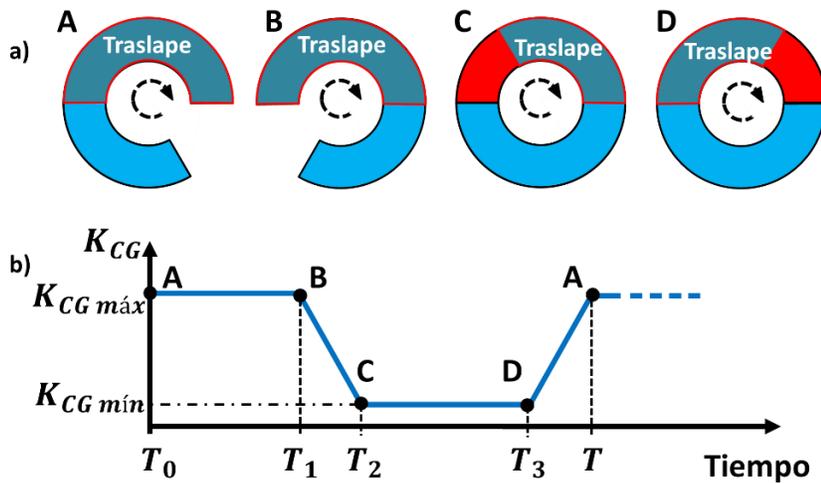


Figura 3-22. (a) Giro del rotor en el sentido de las manecillas del reloj (b) Comportamiento del coeficiente de acoplamiento  $K_{CG}$  al girar el rotor.

Estos son resultados muy importantes, ya que en los transistores MOS para la tecnología de 0.5 micras, el espesor del óxido de compuerta es  $TOX = 14.1nm$ , además se sabe que el campo eléctrico máximo que se puede tener antes de la ruptura del óxido de silicio es  $E_{máx} = 7 \times 10^6 \frac{V}{cm}$  [13], por lo tanto, el voltaje máximo que se puede tener entre compuerta y canal antes de que se presente la ruptura del óxido de compuerta es

$$V_{gm\acute{a}x} = E_{m\acute{a}x} * TOX = 9.87V$$

Con los valores obtenidos de  $K_{CG}$  y empleando la ecuación (2.13), se tiene que el voltaje máximo presente en la compuerta flotante es

$$V_{FG\ m\acute{a}x} = K_{CG\ m\acute{a}x} V_o = 0.205 * 18V = 3.96V$$

Este resultado indica que a pesar de que en la compuerta de control del FGMOS se tienen  $V_o = 18V$ , no se corre ningún riesgo de ruptura del óxido de compuerta (compuerta flotante).

### 3.2.3 Cálculo de la velocidad de giro del rotor

Debido a que la compuerta de control (CG) del FGMOS está conectada mediante contactos eléctricos al rotor del micromotor, y si el rotor se conecta al potencial positivo del voltaje de control ( $V_o$ ), entonces la compuerta de control también está conectado al mismo potencial. La Figura 3-23 muestra las conexiones del FGMOS; la flecha entre las compuertas FG y CG indica que la capacitancia  $C_c$  es variable.

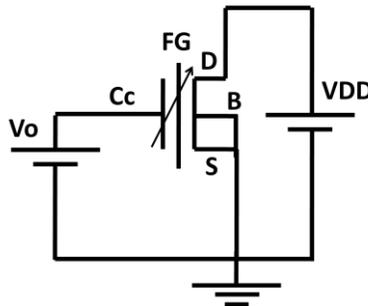


Figura 3-23. Circuito esquemático de las conexiones del FGMOS

Cuando  $K_{CG}$  aumenta, la corriente en el drenador también lo hace (ecuación (2.14)), de tal forma que cuando el rotor gira, la corriente tiene un comportamiento como el que se muestra en la Figura 3-24.

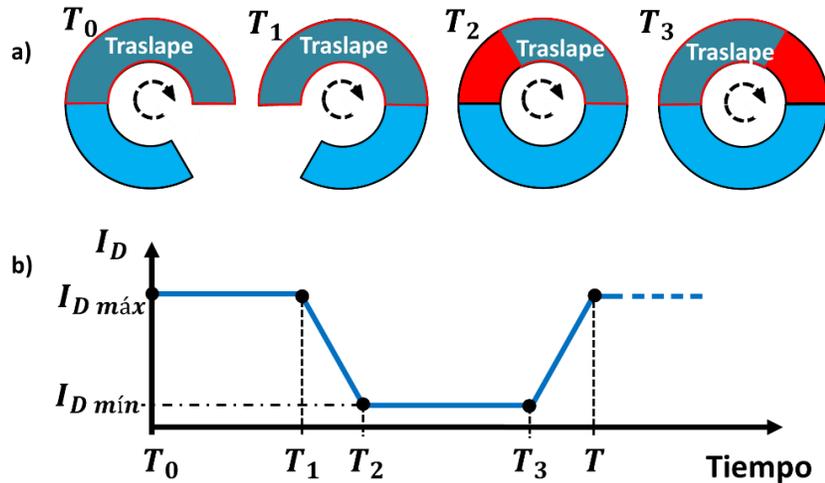


Figura 3-24. (a) Giro del rotor en el sentido de las manecillas del reloj (b) Comportamiento en el tiempo de la corriente en el drenador al girar el rotor.

Si el rotor gira a una velocidad constante, basta con medir el tiempo  $T$  que le toma a la estructura dar una vuelta (medir el periodo  $T$  de la señal a la salida del FGMOS) para saber la velocidad angular del rotor.

$$\omega_{rotor} = \frac{2\pi}{T} \left[ \frac{rad}{s} \right] \text{ --- --- --- (3.12)}$$

O en revoluciones por minuto

$$v_{rpm} = \frac{30}{\pi} \omega_{rotor} = \frac{60}{T} \quad (T \text{ dado en segundos}) \text{ --- --- --- (3.13)}$$

### 3.3 Circuito de control

Hasta el momento se ha hablado de las conexiones eléctricas del rotor y del sensor FGMOS (ilustradas en la Figura 3-25, donde  $V_o = 18V$  y  $VDD = 5V$ ); lo último que falta por hacer es generar las señales que son aplicadas a los polos del estator en un orden adecuado para hacer que el micromotor gire en el sentido de las manecillas del reloj o en el sentido opuesto ( $\Phi_n$  de la Figura 3-25 o  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  y  $\Phi_3$  de la Figura 3-26(b)). Tales señales son generadas con los bloques *circuito de control* y *elevación de voltaje* que se mostraron en la Figura 3-1.

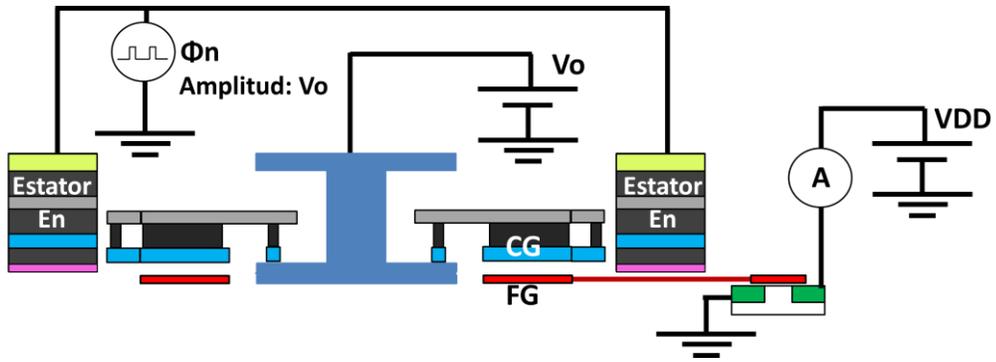


Figura 3-25. Conexiones eléctricas de la estructura del micromotor y del FG MOS.

Si el potencial positivo del voltaje de control ( $V_o$ ) está conectado al rotor (como se muestra en la Figura 3-25), entonces se debe aplicar cero volts a los polos del estator con los cuales se quiere ejercer la fuerza electrostática; las otras dos fases deben estar al potencial positivo ( $V_o$ ) igual que el rotor. Por ejemplo, para hacer girar al rotor en el sentido de las manecillas del reloj se deben generar las señales  $\Phi_n$  en el orden que se muestran en la Figura 3-26(b).

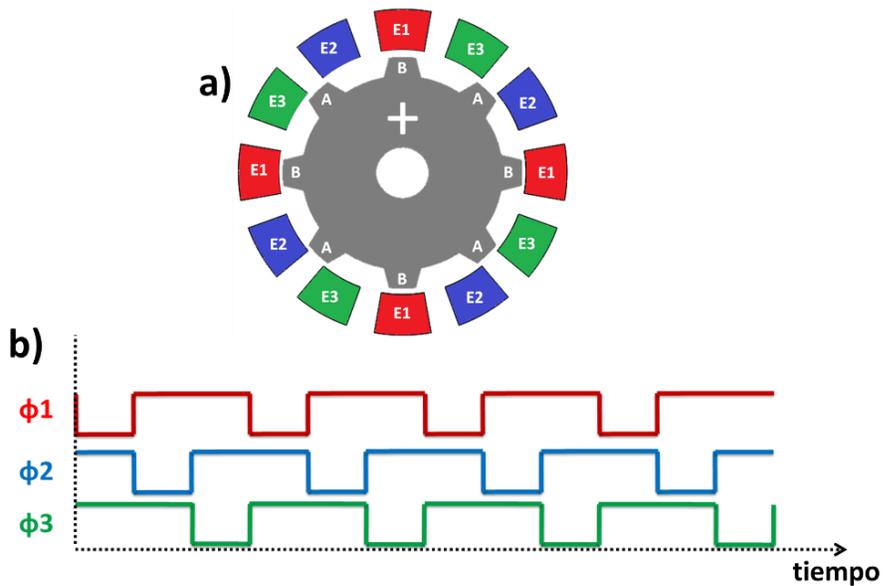
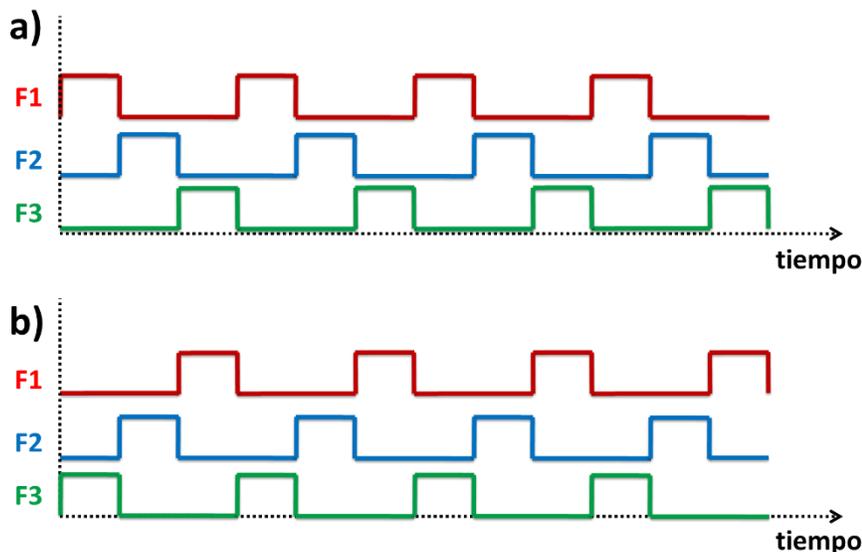


Figura 3-26. (a) Esquemático del micromotor (el rotor está conectado al potencial positivo de  $V_o$ ) (b) Secuencia de las señales  $\phi_n$  (con amplitud  $V_o$ ) conectadas a los polos del estator para hacer que el rotor gire en el sentido de las manecillas del reloj.

La polaridad mostrada en la Figura 3-26(b) es dada hasta la etapa de *elevación de voltaje* (sección 3.4); el objetivo del *circuito de control* es generar las señales digitales (0 a 5 V) de la Figura 3-27 para ajustar la velocidad y el sentido de giro del micromotor.

Esto es (si los polos del estator están ordenados en la secuencia E1, E2 y E3 como en la Figura 3-26 (a)):

- 1) El micromotor gira en el sentido de las manecillas del reloj cuando F1, F2 y F3 se presentan en el orden de la Figura 3-27(a) (secuencia F1-F2-F3) y gira en sentido contrario cuando se presentan en el orden de la Figura 3-27(b) (secuencia F3-F2-F1).
- 2) El número de pasos que el micromotor da es igual al número de pulsos F1, F2 y F3 que se generan. Si se generan las señales de la Figura 3-27(a) o (b) el micro motor da 12 pasos.
- 3) La velocidad de giro del micromotor está en función de la frecuencia de las señales F1, F2 y F3.



**Figura 3-27. Secuencia de las señales F1, F2 y F3. (a) Giro en el sentido de las manecillas del reloj (secuencia F1-F2-F3). (b) Giro en el sentido opuesto de las manecillas del reloj (secuencia F3-F2-F1)**

Una propuesta para el circuito de control es la siguiente.

- Hacer girar al rotor 12 pasos, indicando el sentido de giro mediante un interruptor.
- Controlar la velocidad de giro del motor (frecuencia de las señales F1, F2 y F3) con un oscilador, este último puede ser externo.

El circuito propuesto se muestra en la Figura 3-28, el cual está conformado por tres bloques (circuitos digitales que trabajan entre 0 y 5 volts).

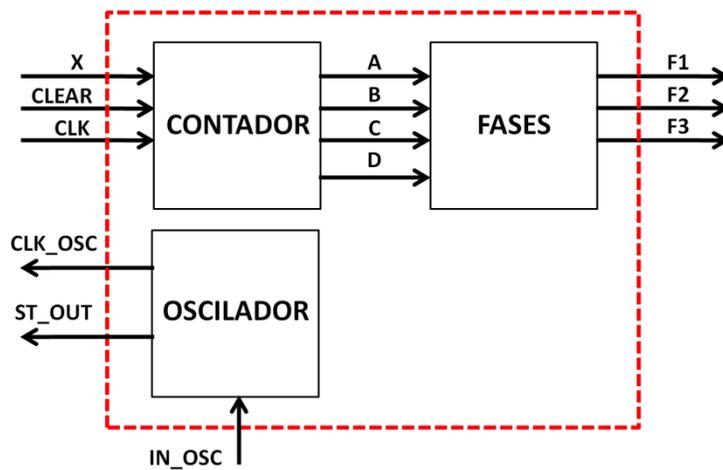


Figura 3-28. Diagrama a bloques del circuito de control

A continuación se explica de manera detallada el funcionamiento del circuito.

### 3.3.1 Función de las terminales externas del circuito de control

El periodo de CLK indica el tiempo en estado alto de las señales F1, F2 y F3, es decir, controla su frecuencia y en consecuencia controla la velocidad de giro del rotor (ver Figura 3-29).

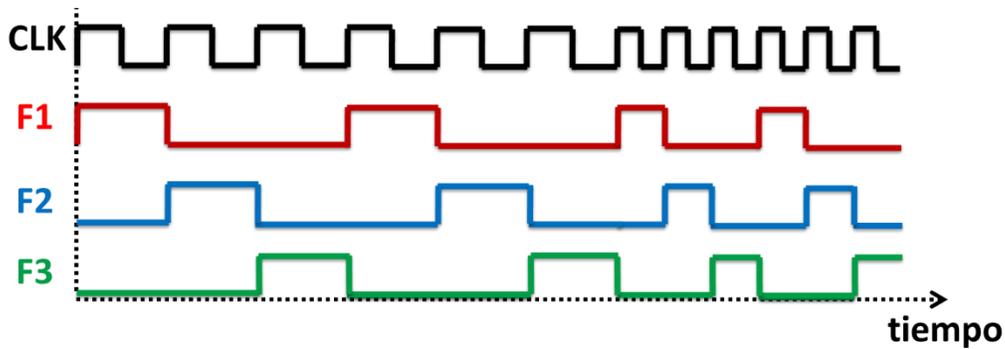


Figura 3-29. Frecuencia de las señales de control F1, F2 y F3 en función del oscilador CLK.

La señal X (controlada por el usuario) indica el sentido de giro del motor (ver Figura 3-30). Si  $X=0$  el motor gira en sentido de las manecillas del reloj (secuencia F1-F2-F3). Si  $X=1$  el motor gira en el sentido opuesto a las manecillas del reloj (secuencia F3-F2-F1).

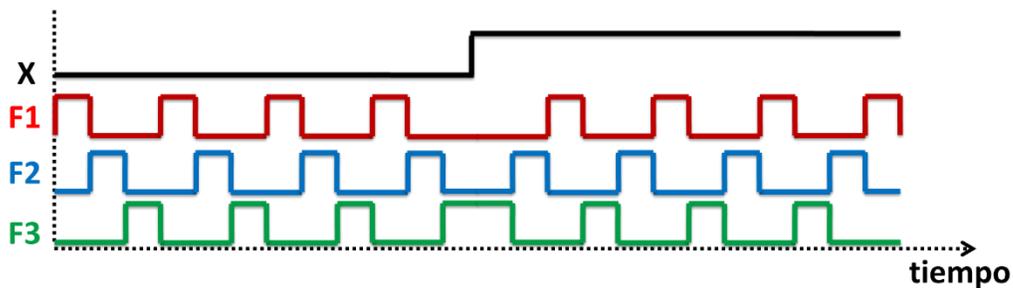


Figura 3-30. La señal X controla el sentido de giro del micro motor

La señal CLEAR inicializa las señales F1, F2 y F3. Si  $CLEAR=0$  entonces las señales F1, F2 y F3 toman los valores de 1, 0, 0 respectivamente. Si  $CLEAR=1$ , las señales F1, F2 y F3 se generan en la secuencia que X lo indica. Esto se muestra en la Figura 3-31.

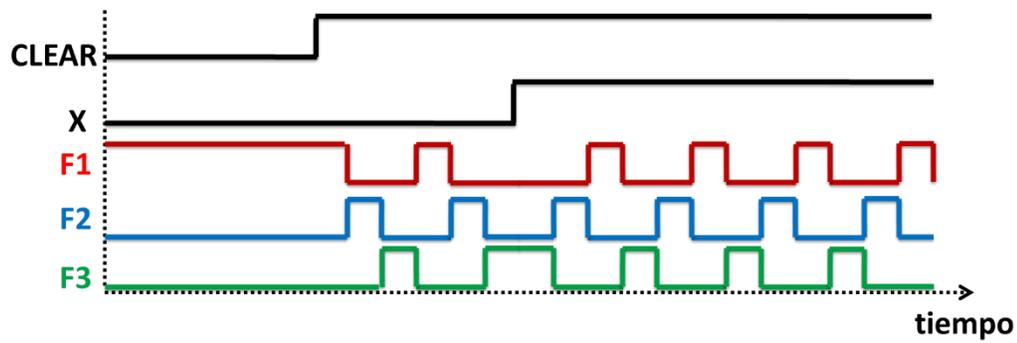


Figura 3-31. Cuando CLEAR está en estado bajo, las señales F1, F2 y F3 se inicializan en 1, 0, 0, respectivamente.

CLK\_OSC es un reloj generado por el circuito *OSCILADOR*, cuya frecuencia está en función de una resistencia y un capacitor conectados en las terminales IN\_OSC y ST\_OUT (esto se explica con detalle en la sección 3.3.3). Si se desea que la frecuencia de las señales F1, F2 y F3 esté en función de la señal CLK\_OSC, basta con interconectar esta última con CLK.

A continuación se explica el diseño y funcionamiento de cada bloque del circuito de control. Cabe aclarar que el diseño es *semicustom* ya que las compuertas lógicas utilizadas son las que proporciona Tanner en la librería de celdas digitales estándar de baja potencia (MAMIS035DL) para la tecnología CMOS de  $0.5\mu m$ .

### 3.3.2 Diseño de los circuitos *Contador y Fases*

Se diseña un circuito contador ascendente/descendente cuya cuenta máxima es once. Para alcanzar dicha cuenta se requieren cuatro bits, es decir, cuatro flip-flops con reset (clear) asíncrono.

Las entradas y salidas de los flip-flops se nombran como se muestra en la Figura 3-32, donde A es el bit más significativo (MSB) y D es el bit menos significativo (LSB).

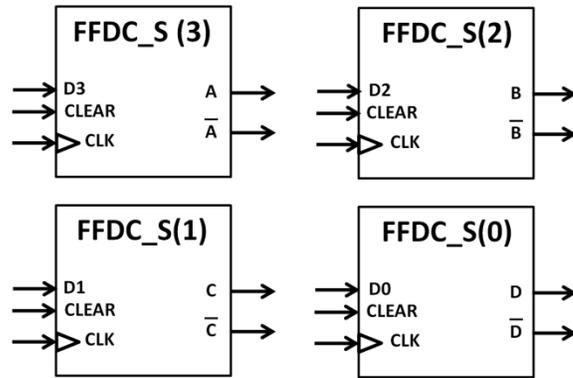


Figura 3-32. Flip-Flops empleados para el contador

Empleando la tabla de verdad del flip-flop tipo D (ver Anexo A) se obtienen las tablas de verdad para la cuenta ascendente/descendente que se muestran a continuación.

		Salida de los Flip-Flops				Entrada de los Flip-Flops			
X	Cuenta	A	B	C	D	$D_{3A}$	$D_{2A}$	$D_{1A}$	$D_{0A}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
0	2	0	0	1	0	0	0	1	1
0	3	0	0	1	1	0	1	0	0
0	4	0	1	0	0	0	1	0	1
0	5	0	1	0	1	0	1	1	0
0	6	0	1	1	0	0	1	1	1
0	7	0	1	1	1	1	0	0	0
0	8	1	0	0	0	1	0	0	1
0	9	1	0	0	1	1	0	1	0
0	10	1	0	1	0	1	0	1	1
0	11	1	0	1	1	1	0	1	1
0	12	1	1	0	0	-	-	-	-
0	13	1	1	0	1	-	-	-	-
0	14	1	1	1	0	-	-	-	-
0	15	1	1	1	1	-	-	-	-

Tabla 3-3. Tabla de verdad para cuenta ascendente

X	Cuenta	Salida de los Flip-Flops				Entrada de los Flip-Flops			
		A	B	C	D	$D_{3D}$	$D_{2D}$	$D_{1D}$	$D_{0D}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
1	2	0	0	1	0	0	0	0	1
1	3	0	0	1	1	0	0	1	0
1	4	0	1	0	0	0	0	1	1
1	5	0	1	0	1	0	1	0	0
1	6	0	1	1	0	0	1	0	1
1	7	0	1	1	1	0	1	1	0
1	8	1	0	0	0	0	1	1	1
1	9	1	0	0	1	1	0	0	0
1	10	1	0	1	0	1	0	0	1
1	11	1	0	1	1	1	0	1	0
1	12	1	1	0	0	-	-	-	-
1	13	1	1	0	1	-	-	-	-
1	14	1	1	1	0	-	-	-	-
1	15	1	1	1	1	-	-	-	-

Tabla 3-4. Tabla de verdad para cuenta descendente

De las tablas anteriores se obtiene que las entradas de los flip-flops para la cuenta ascendente son

$$D_{3A} = A + BCD$$

$$D_{2A} = B\bar{C} + B\bar{D} + \bar{A}\bar{B}CD$$

$$D_{1A} = \bar{C}D + C\bar{D} + AD$$

$$D_{0A} = \bar{D} + AC$$

Y para la cuenta descendente

$$D_{3D} = AD + AC$$

$$D_{2D} = BD + BC + A\bar{C}\bar{D}$$

$$D_{1D} = CD + B\bar{C}\bar{D} + A\bar{C}\bar{D}$$

$$D_{0D} = C\bar{D} + B\bar{D} + A\bar{D}$$

Finalmente, empleando la variable X que indica si la cuenta es ascendente o descendente, las terminales de entrada de los flip-flops quedan como:

$$D_3 = \bar{X}D_{3A} + XD_{3D}$$

$$D_2 = \bar{X}D_{2A} + XD_{2D}$$

$$D_1 = \bar{X}D_{1A} + XD_{1D}$$

$$D_0 = \bar{X}D_{0A} + XD_{0D}$$

Para generar las señales F1, F2 y F3 se utiliza la Tabla 3-5. Esta tabla se crea de tal forma que para cualquier cuenta sólo una de las tres señales (F1, F2 o F3) esté en estado alto, además si la cuenta es ascendente, la secuencia de generación es F1-F2-F3, es decir, el motor gira en sentido de las manecillas del reloj y con cuenta descendente gira en sentido opuesto.

Cuenta	A	B	C	D	F1	F2	F3
0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0
2	0	0	1	0	0	0	1
3	0	0	1	1	1	0	0
4	0	1	0	0	0	1	0
5	0	1	0	1	0	0	1
6	0	1	1	0	1	0	0
7	0	1	1	1	0	1	0
8	1	0	0	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0
10	1	0	1	0	0	1	0
11	1	0	1	1	0	0	1

Tabla 3-5. Tabla de verdad para generar a las señales F1, F2 y F3

De la tabla anterior se obtiene que:

$$F1 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}CD + A\bar{C}\bar{D} + BC\bar{D}$$

$$F2 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + A\bar{C}\bar{D} + B\bar{C}\bar{D} + BCD$$

$$F3 = A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + ACD + B\bar{C}D$$

El circuito esquemático de los circuitos *contador* y *fases* se muestra en la Figura 3-33.

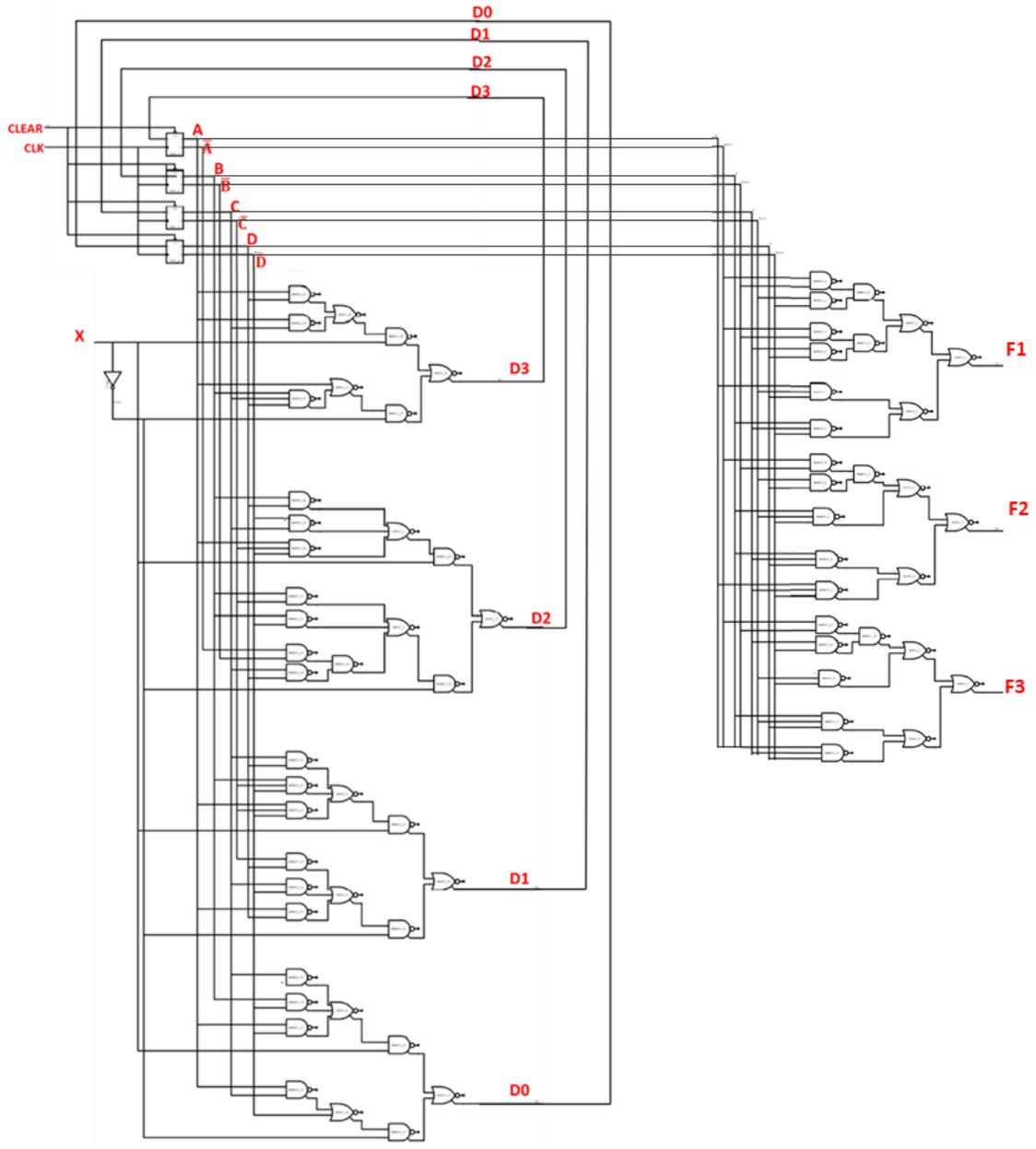


Figura 3-33. Circuitos *contador* y *fases* a nivel de compuertas lógicas

### 3.3.3 Diseño del circuito Oscilador

El circuito oscilador está constituido por un inversor y un inversor *Schmitt trigger* conectados como se muestra en la Figura 3-34, donde R y C son elementos externos al chip.

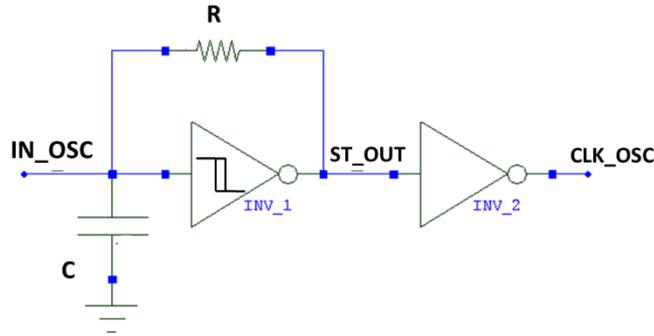


Figura 3-34. Circuito Oscilador

El inversor *Schmitt trigger*, la resistencia ( $R$ ) y el capacitor ( $C$ ) son los encargados de generar una señal que oscila entre 0 y 5 volts [13]. Las oscilaciones son generadas debido a la carga y descarga del capacitor. Cuando el voltaje en el capacitor ( $V_C$ ) sube y alcanza el voltaje de conmutación superior del *Schmitt trigger* ( $V_{SPH}$ ), la salida de éste conmuta a cero volts (Figura 3-35); a partir de este momento, el capacitor se empieza a descargar hasta que alcanza el voltaje de conmutación inferior ( $V_{SPL}$ ), momento en el cual la salida del *Schmitt trigger* conmuta a cinco volts, esto hace que el capacitor vuelva a cargarse, repitiéndose la conmutación.

Las oscilaciones tardan un tiempo ( $\tau_0$ ) en presentarse, esto es debido a que ST\_OUT conmuta por primera vez hasta que el voltaje en el capacitor alcanza el valor de  $V_{SPH}$ .

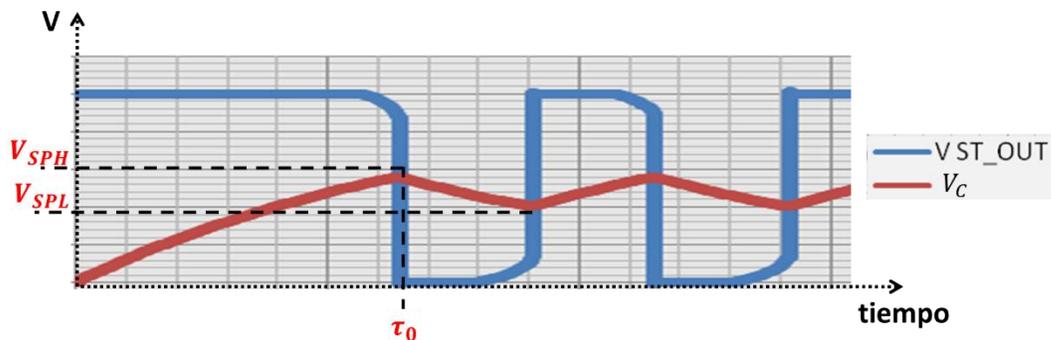


Figura 3-35. Las oscilaciones se presentan cuando el voltaje del capacitor alcanza por primera vez el valor de  $V_{SPH}$

El voltaje a través del capacitor cuando se está cargando es

$$V_C(\tau) = V_C(0) + [VDD - V_C(0)] (1 - e^{-\tau/RC}) \quad (3.14)$$

Donde  $V_C(0)$  es el voltaje inicial del capacitor y  $\tau$  es el tiempo.

Se quiere saber el tiempo cuando  $V_C = V_{SPH}$ . Suponiendo que el voltaje inicial del capacitor es de 0 V, la ecuación anterior se reduce a

$$V_{SPH} = VDD(1 - e^{-\tau/RC}) \quad (3.15)$$

Resolviendo se obtiene que

$$\tau_0 = RC \ln\left(\frac{VDD}{VDD - V_{SPH}}\right) \quad (3.16)$$

Éste es el tiempo en el cual se presenta la primera conmutación.

La frecuencia de oscilación está dada por la siguiente ecuación [13]

$$f_{osc} = \frac{1}{RC \left[ \ln \frac{V_{SPH}}{V_{SPL}} + \ln \frac{VDD - V_{SPL}}{VDD - V_{SPH}} \right]} \quad (3.17)$$

Donde  $V_{SPH}$  es el voltaje de conmutación superior del inversor Schmitt,  $V_{SPL}$  es el voltaje de conmutación inferior,  $VDD$  es el voltaje de alimentación (5 volts).

Con esto ya se tiene todo el análisis del circuito de control, sólo falta conocer la manera en que se elevarán las fases a un mayor voltaje, lo cual se presenta en la siguiente sección.

### 3.4 Elevación de voltaje

El diseño de un transistor MOS de potencia va más allá de los alcances del presente trabajo. No se descarta que para trabajos futuros, el grupo de VLSI se adentre más en el área de la electrónica de potencia; sin embargo, por el momento, para lograr elevar el voltaje de las señales provenientes del

*circuito de control*, se emplea el diseño de un transistor MOS de drenador extendido (canal N) proporcionado por On-Semiconductor.

El diseño topológico (en L-Edit) es el que se muestra en la Figura 3-36. Para una mejor apreciación de todas las capas que constituyen a este dispositivo, la Figura 3-37 muestra cada una de ellas junto con una sección transversal del transistor.

Las reglas del diseño topológico se pueden encontrar en [8] (no se presentan en este trabajo debido a restricciones por confidencialidad).

El canal tiene una longitud  $L = 5\mu m$  y un ancho  $W = 5\mu m$ .

Las características eléctricas del transistor son [8]:

Máximo voltaje de operación permitido en la compuerta: 5.5V

Máximo voltaje de operación permitido en el drenador: 22V

Corriente de saturación cuando se tienen 5V en la compuerta y el drenador:  
2.9mA

Voltaje de umbral: 0.75V

De los datos anteriores se puede decir que este transistor sí es compatible con el *circuito de control*, ya que las señales provenientes de este circuito (y que serán aplicadas a la compuerta del transistor de potencia) son de 5 Volts.

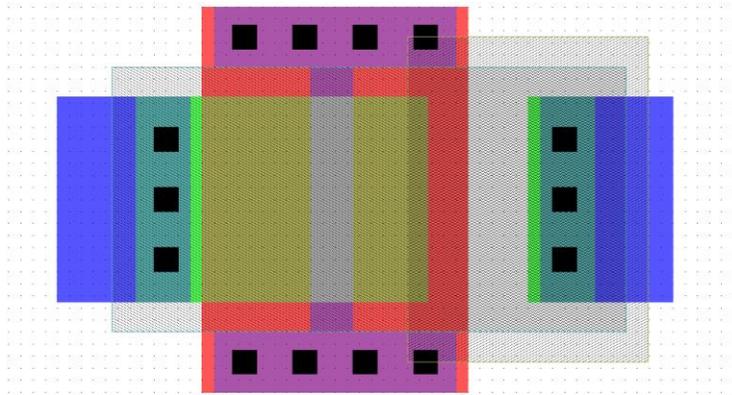


Figura 3-36. Diseño topológico en L-Edit del transistor MOS canal N de drenador extendido (5/20V) para la tecnología CMOS de 0.5micras.

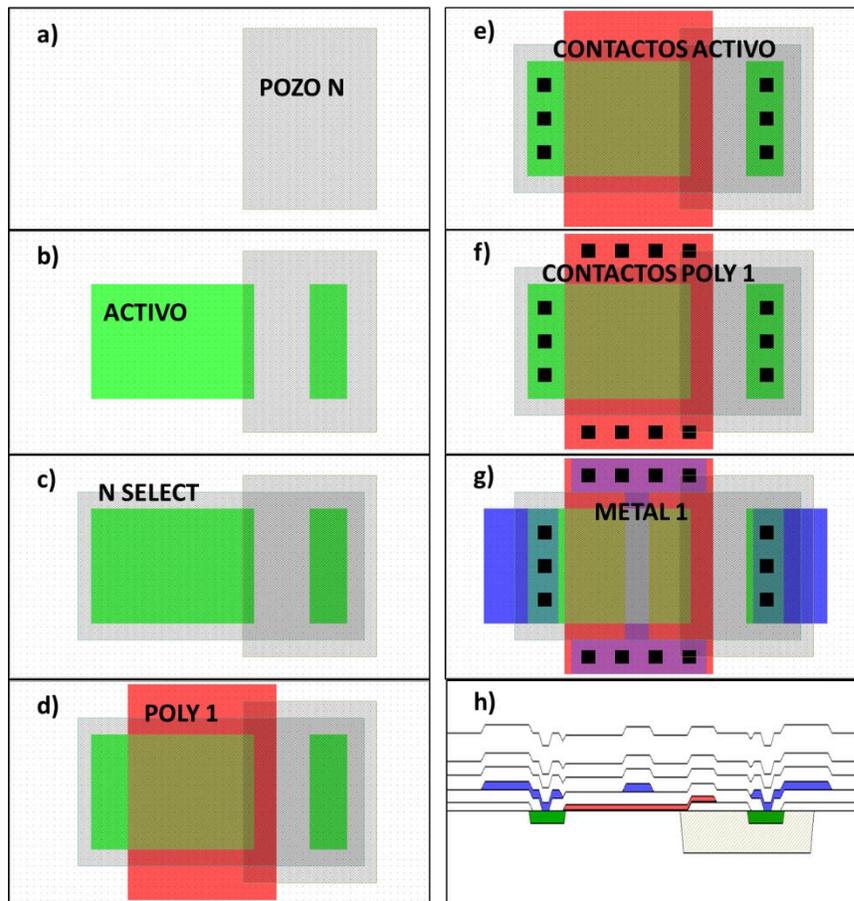
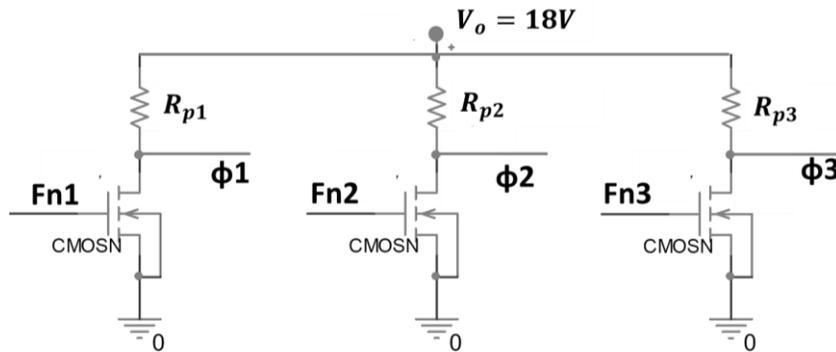


Figura 3-37. Capas empleadas para el diseño topológico del transistor MOS canal N de drenador extendido (5/20V) (a) Pozo N (b) Activo (c) N select (d) Poly1 (e) Contactos activo (f) Contactos poly 1 (g)Metal1 (h) Sección transversal del transistor.

Al inicio de la sección 3.3 se mencionó que los pulsos F1, F2 y F3 no sólo deben ser elevados a un mayor voltaje sino que también se tienen que invertir para posteriormente aplicarlos a los polos del estator; para lograrlo se utilizan los inversores que se muestran en la Figura 3-38.



**Figura 3-38. Inversores empleando un transistor MOS de drenador extendido y una resistencia.**

Donde  $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$  y  $R_{p3}$  son resistencias externas al chip y cuyo valor será definido en el capítulo 4. Fn1, Fn2 y Fn3 son las entradas a los inversores (aquí se conectan las señales F1, F2 y F3 provenientes del *circuito de control*) y  $\Phi1$ ,  $\Phi2$  y  $\Phi3$  son las salida de los mismos (con una amplitud  $V_o = 18V$ ) que son aplicadas a los polos del estator como se mencionó al principio del presente capítulo.

### 3.5 Conclusiones del capítulo

De acuerdo a los resultados obtenidos en este capítulo se puede concluir que para tener un mejor desempeño del micromotor, es decir, tener un mayor torque con menos voltaje de control, se deben tomar ciertas consideraciones al seleccionar las dimensiones geométricas de la estructura; por ejemplo, el espesor debe ser tan grande como sea posible, pero sólo en la región donde están los polos del rotor para evitar aumentar su masa y en consecuencia la fuerza de fricción; seleccionar un *gap* tan pequeño como la tecnología lo permita, pero cuidando que, al descentrarse el rotor, no se provoque un cortocircuito con los polos del estator; entre otras.

Un detalle muy importante es el hecho de haber tomado al coeficiente de fricción entre las capas *Poly1* y *Metal1* como una variable, ya que al no contar con un valor específico del coeficiente, permitió darse una idea de lo significativo que es su valor, teniéndose una variación del voltaje mínimo de control para superar la fuerza de fricción de alrededor de 7 Volts ( $V_{o\text{mín}} = 4.981\text{ V}$  para  $\mu = 0.5$ ;  $V_{o\text{mín}} = 12.203\text{ V}$  para  $\mu = 3$ ).

También se concluye que el circuito de control diseñado permite seleccionar el sentido de giro y ajustar la velocidad de giro del micromotor y que, empleando un transistor FGMOS es posible realizar la medición de dicha velocidad.



# 4 PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en las simulaciones del circuito de control, del sensor de velocidad con FGMOS y de la estructura del micromotor desde el punto de vista electromecánico.

## 4.1 Circuito de control

Las simulaciones que a continuación se presentan se realizan con OrCAD PSpice. El modelo del transistor MOS se encuentra en el Anexo B.

### 4.1.1 Oscilador

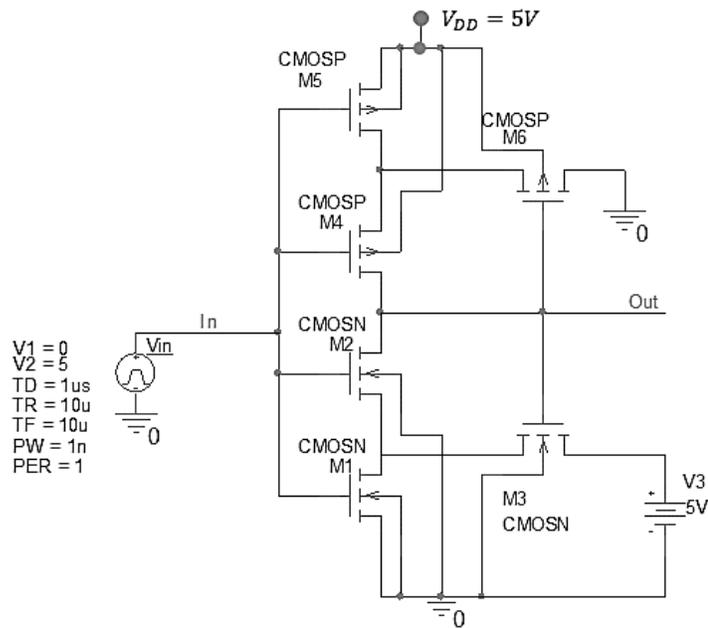


Figura 4-1. Circuito utilizado para conocer la función de transferencia del inversor Schmitt trigger

Para conocer la función de transferencia del inversor Schmitt trigger se conecta el circuito de la Figura 4-1 y se aplica a su entrada la señal triangular que se muestra en la Figura 4-2.

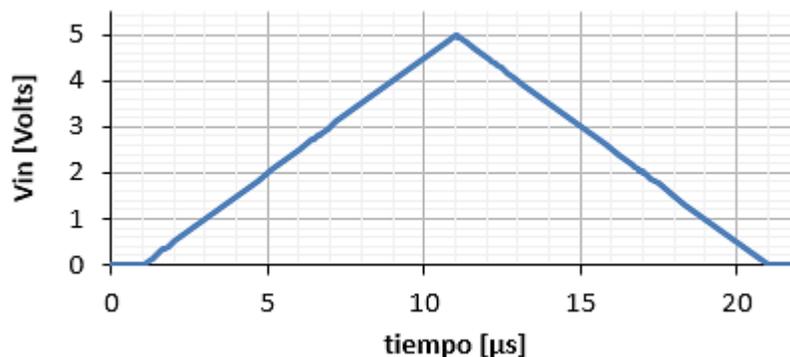


Figura 4-2. Señal aplicada a la entrada del inversor Schmitt trigger para conocer su función de transferencia.

Los voltajes de conmutación  $V_{SPH}$  y  $V_{SPL}$  obtenidos de la simulación son  $V_{SPH} = 2.8V$  y  $V_{SPL} = 2V$ , los cuales se muestran en la Figura 4-3.

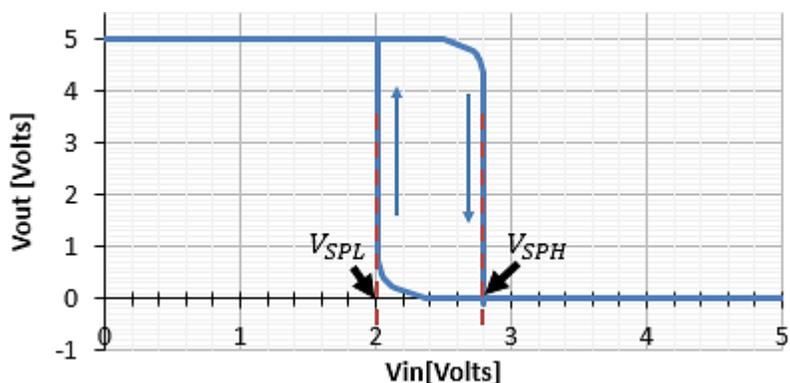


Figura 4-3. Función de transferencia del inversor Schmitt trigger.

Sustituyendo los valores de los voltajes de conmutación  $V_{SPH}$  y  $V_{SPL}$  en la ecuación (3.17) se tiene que la frecuencia de oscilación está dada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{RC \left[ \ln \frac{2.8}{2} + \ln \frac{5-2}{5-2.8} \right]} = \frac{1}{0.646 * RC}$$

$$f_{osc} = \frac{1}{0.646 * RC} \text{ --- (4.1)}$$

El tiempo en el cual se presenta la primera conmutación se obtiene sustituyendo valores en la ecuación (3.16)

$$\tau_0 = RC \ln\left(\frac{VDD}{VDD - V_{SPH}}\right) = 0.82 RC \text{ --- (4.2)}$$

Para comprobar el correcto funcionamiento del oscilador se conecta el circuito de la Figura 3-34 y éste se prueba para distintas frecuencias de oscilación. La Tabla 4-1 muestra algunas propuestas para C y  $f_{osc}$  y el resultado de calcular R con la ecuación (4.1).

<i>C = 10 pF</i>	
Frecuencia deseada (Hz)	Resistencia calculada(Ω)
1 M	154.7 k
100 k	1.547 M
10 k	15.47 M
1 k	154.7 M
100	1547 M
<i>C = 100 pF</i>	
Frecuencia deseada (Hz)	Resistencia calculada(Ω)
1 M	15.47 k
100 k	154.7 k
10 k	1.547 M
1 k	15.47 M
100	154.7 M

**Tabla 4-1. Valores de C y R para una  $f_{osc}$  deseada.**

En la Figura 4-4 se observan las señales que presenta el circuito oscilador, es decir, la salida del Schmitt trigger (ST\_OUT) y la salida del inversor (CLK\_OSC) para una C=100pF y R=154.7MΩ. Se observa que la señal ST\_OUT no es completamente una señal cuadrada, mientras que CLK\_OSC sí lo es.

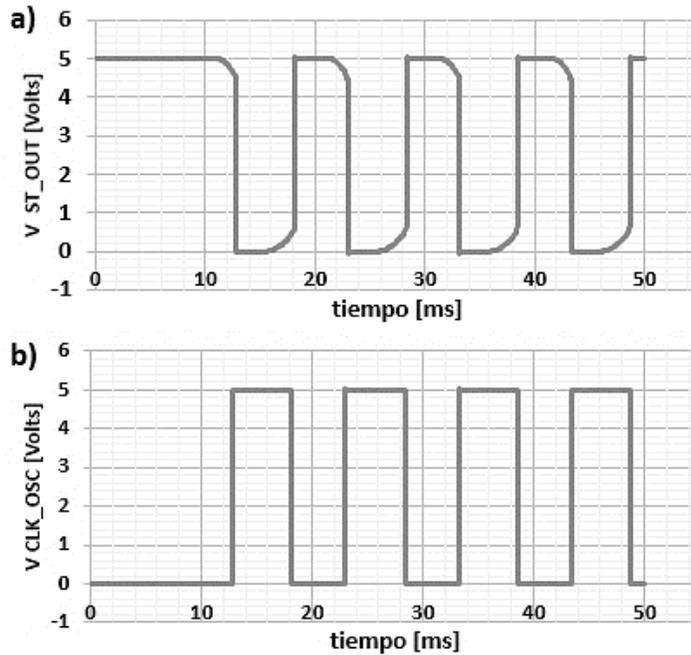


Figura 4-4. Señales del circuito oscilador para  $C=100 \text{ pF}$  y  $R=154.7 \text{ M}\Omega$ .

Para este caso particular el tiempo en el cual el circuito comienza a oscilar es

$$\tau_0 = 0.82 RC = 0.82 * (154.7 \times 10^6) * (100 \times 10^{-12})$$

$$\tau_0 = 12.685 \text{ ms}$$

En la Figura 4-5 se observa la carga y descarga del capacitor ( $V_C$ ) y se comprueba que ST\_OSC (salida del Schmitt trigger) conmuta cuando  $V_C$  llega al  $V_{SPH} = 2.8V$  o  $V_{SPL} = 2V$ .

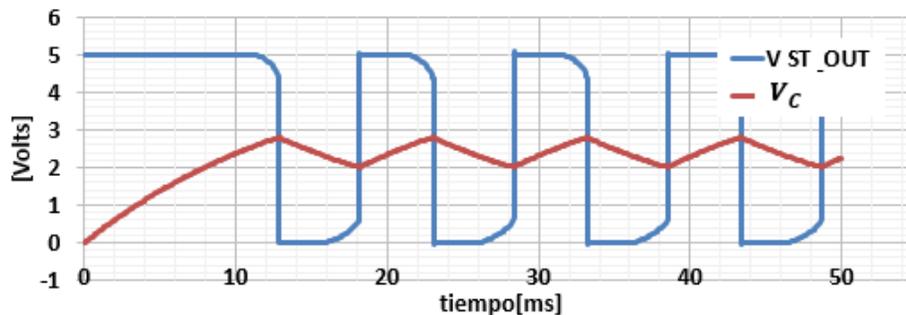
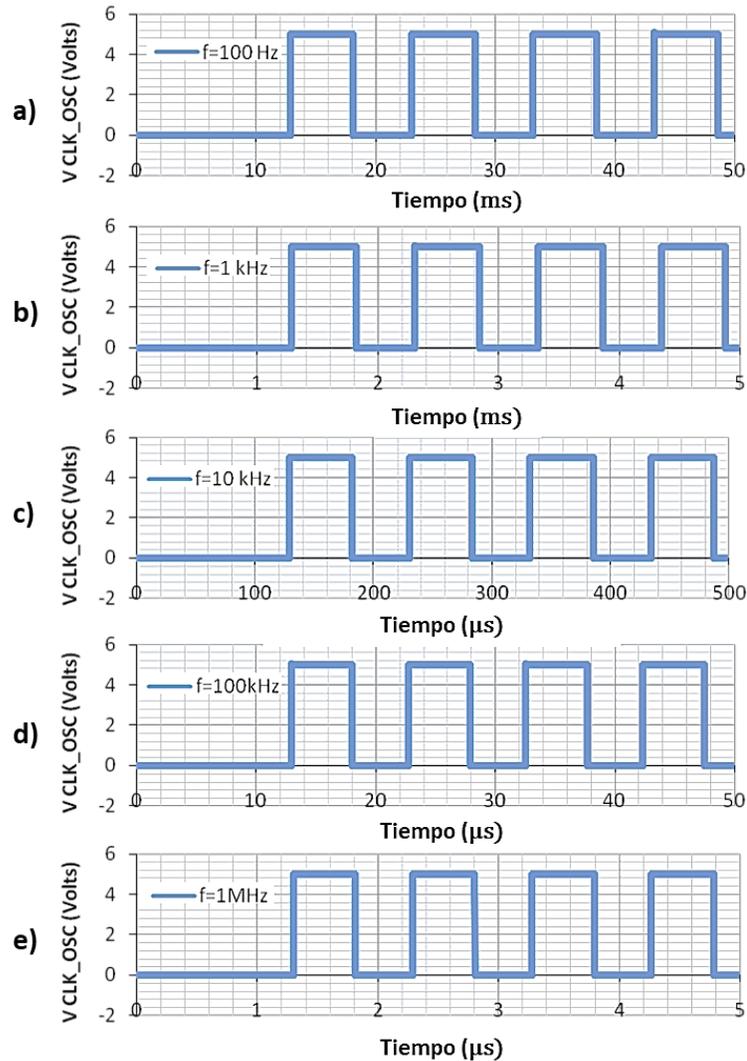


Figura 4-5. Voltajes a la entrada y salida del Schmitt trigger ( $V_C$  y  $V_{ST\_OUT}$ , respectivamente).

En la Figura 4-6 se muestran las señales del circuito oscilador para las frecuencias de la Tabla 4-1 con el capacitor de 10pF. Se puede ver que el circuito tiene un buen comportamiento para un amplio rango de frecuencias (desde 100Hz hasta 1MHz).



**Figura 4-6. Señales obtenidas en el circuito oscilador para las frecuencias (a) 100Hz (b) 1kHz (c) 10kHz (d) 100kHz (e) 1MHz.**

### 4.1.2 Contador y Fases

Para realizar la simulación se utiliza el oscilador mostrado en la Figura 4-7 a una frecuencia de 1 MHz ( $R = 154.7k\Omega$ ,  $C = 10pF$ ).

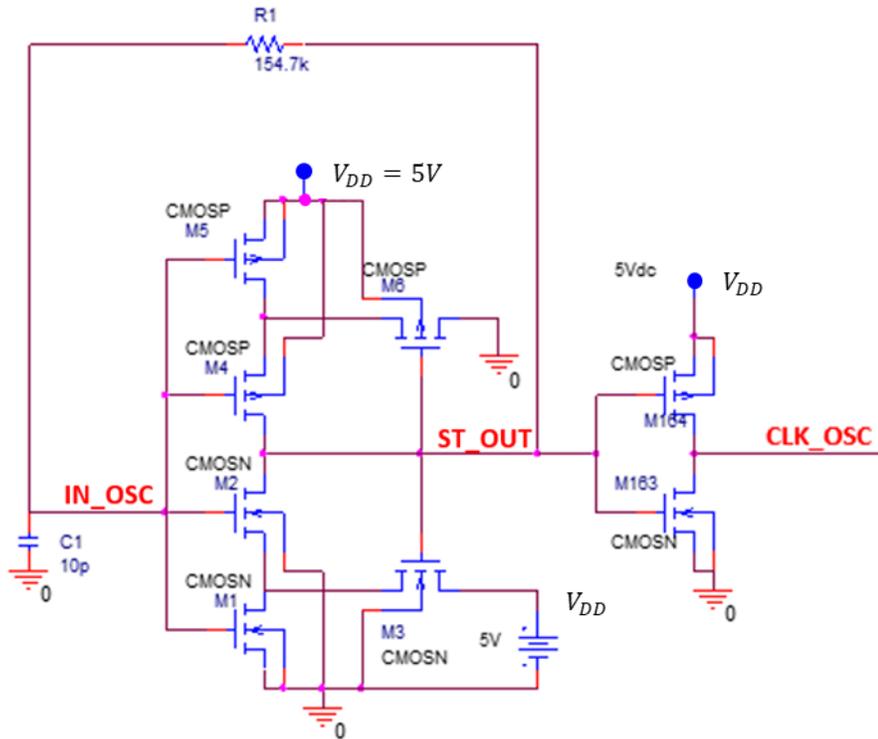
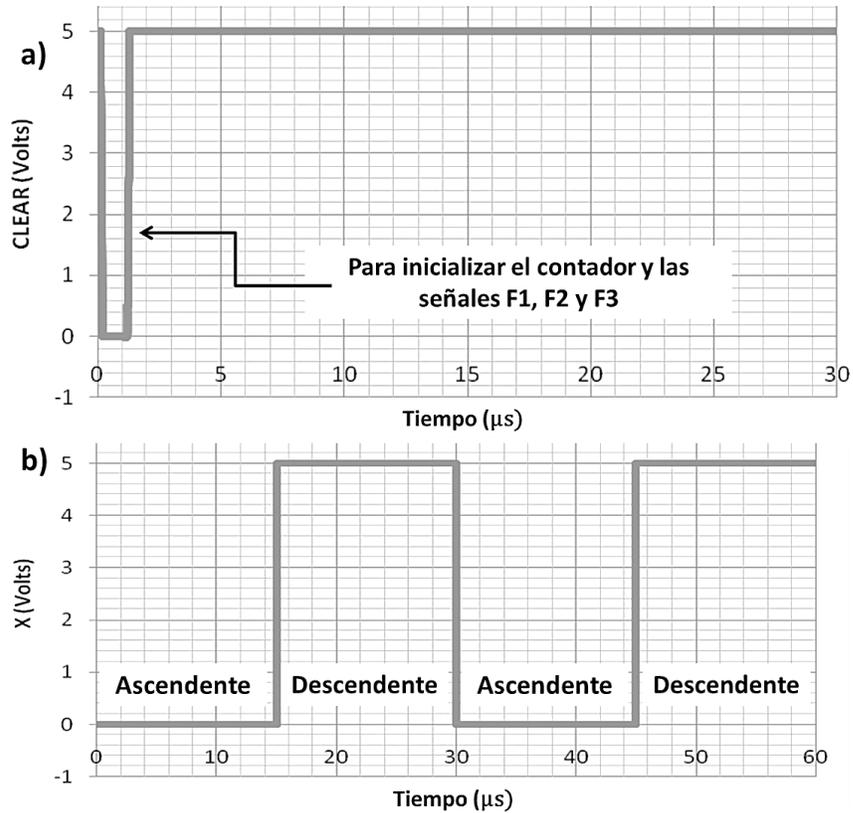


Figura 4-7. Circuito oscilador empleado para realizar la simulación del circuito de control.

La interacción del usuario se emula generando las señales X y CLEAR. En la Figura 4-8 se muestran estas dos señales. CLEAR es un pulso “negativo” con duración de 1  $\mu s$ , el cual es necesario para inicializar al contador y a las señales F1, F2 y F3. La señal X se genera de tal forma que se pueda tener dos cuentas ascendentes y dos cuentas descendentes.



**Figura 4-8. (a) Señal CLEAR generada para inicializar al contador y las señales F1, F2 y F3 (b) Señal X generada para hacer que el contador cuente de 0 a 11 de manera ascendente y descendente dos veces.**

Los resultados de la simulación del circuito contador se muestran en la Figura 4-9(a); en ésta se observa que el contador cuenta de manera correcta en función del valor que tiene la señal X. Primero realiza una cuenta ascendente de 0 a 11 y permanece en esa cuenta hasta que X cambia estado alto y es en ese momento que comienza la cuenta descendente de 11 a 0 (A es el bit más significativo y D el menos significativo).

La Figura 4-9 (b) muestra los resultados de la simulación del circuito que genera las fases F1, F2 y F3; CLEAR las inicializa y posteriormente cuando X=0 la secuencia es F1-F2-F3 y cuando X=1 la secuencia es F3-F2-F1. Se

observa también que en cada secuencia se generan sólo 11 pulsos en total, lo cual se traduce a 11 pasos del micro motor.

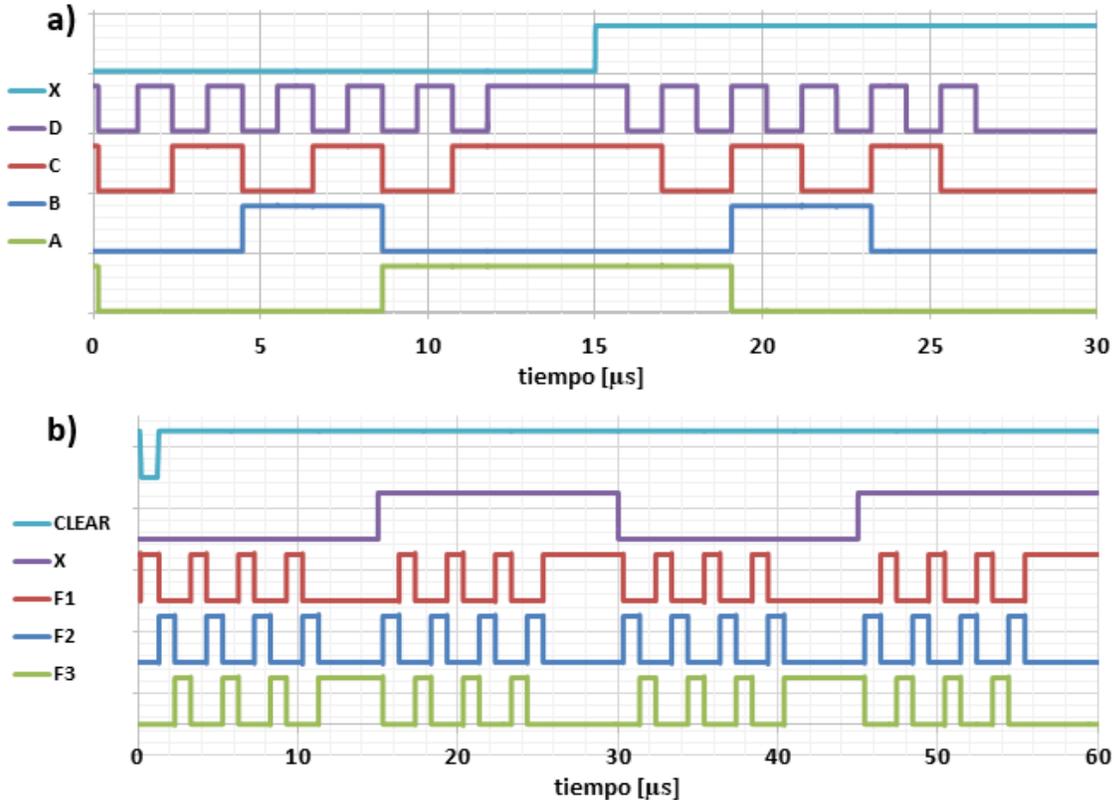


Figura 4-9. (a) Contador ascendente/descendente controlado por la señal X (b) Las señales F1, F2 y F3 se generan en la secuencia que X lo indica.

## 4.2 Elevación de voltaje

Para la etapa de elevación de voltaje se conecta el circuito mostrado en la Figura 4-10; en las entradas  $F_n$  de cada inversor se conectan las señales provenientes del circuito de control (señales F1, F2 y F3). Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 4-11.

Se observa que el circuito de elevación de voltaje se comporta de acuerdo a lo esperado (señales F1, F2 y F3 invertidas y elevadas al voltaje de control  $V_o$ ).

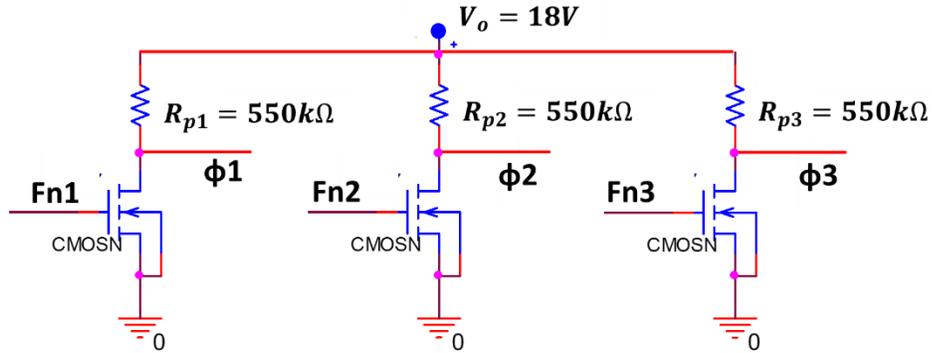


Figura 4-10. Circuito esquemático para la elevación de voltaje de las señales de control.

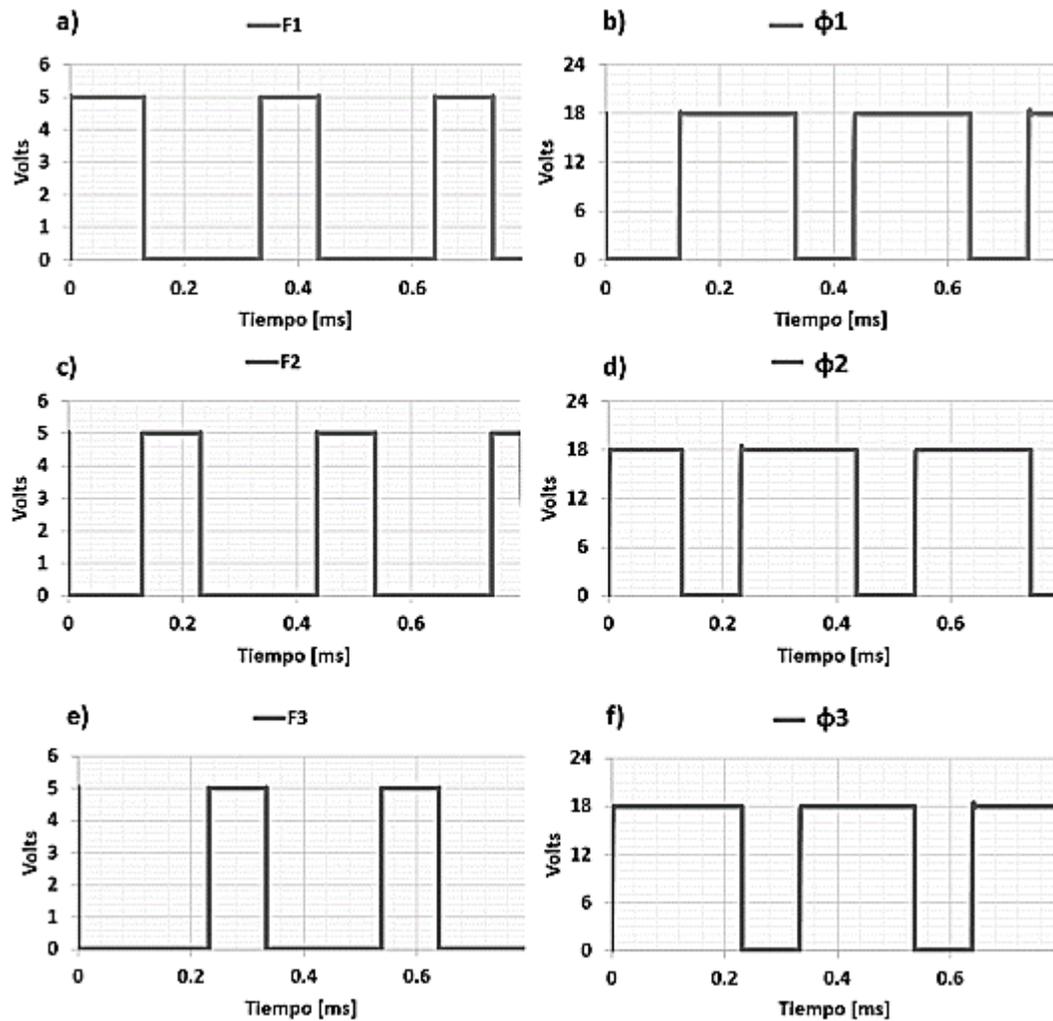


Figura 4-11. (a), (c) y (e) Señales provenientes del *circuito de control* (con amplitud de 5 Volts). (b), (d) y (f) Señales a la salida del circuito de *elevación de voltaje* (con amplitud de 18 Volts).

### 4.3 Sensor FGMOS

Las simulaciones que a continuación se presentan se realizan con OrCAD PSpice. El modelo del transistor FGMOS se encuentra en el Anexo C.

Para conocer el comportamiento de la corriente cuando se modifica el valor de la capacitancia de sensado, se realiza una simulación de la gráfica de salida del transistor; el código en spice es el que se presenta a continuación (este código equivale al circuito esquemático de la Figura 3-23).

```
.param Cc 0.1819p; Definiendo a la capacitancia de sensado como parámetro

*Descripcion de los transistores MOS
*D S B G1 QFG
X1 1 0 0 3 4 TMCf2_VH_CMOS PARAMS: L=0.9u W=1.2u C1={Cc} AREA_POLY1=11.94n
*AREA de Poly es el área de la placa FG del capacitor de sensado

*Descripción de las fuentes de polarización

VDD 1 0 5V
VGS 3 0 18V
VQF 4 0 0V

*Descripcion del analisis deseado (Malla de Salida)
.DC VDD 0 5 0.1; Barrido desde 0V a 5V con incrementos de 0.1V
.STEP param Cc 0.1819p 0.27286p 0.00758p; Barrido de Cc emulando que el motor está
girando
*Ccmin=0.1819p (mínimo traslape 120°) Ccmax=0.2729p (máximo traslape 180°)

.LIB C:\FGMOS_1C_DIODO_LUIS3.lib
.LIB C:\v57x_rs1.lib

.PROBE
.END
```

Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 4-12. Se observa que la corriente incrementa a medida que la capacitancia crece. Son trece valores de  $C_c$  ya que se comienza con  $C_{c \text{ mín}} = 181.9 \times 10^{-15} F$  y a partir de

ahí se dan doce pasos (emulando los generados por el circuito de control) hasta llegar a  $C_c \text{ máx} = 272.9 \times 10^{-15} F$ .

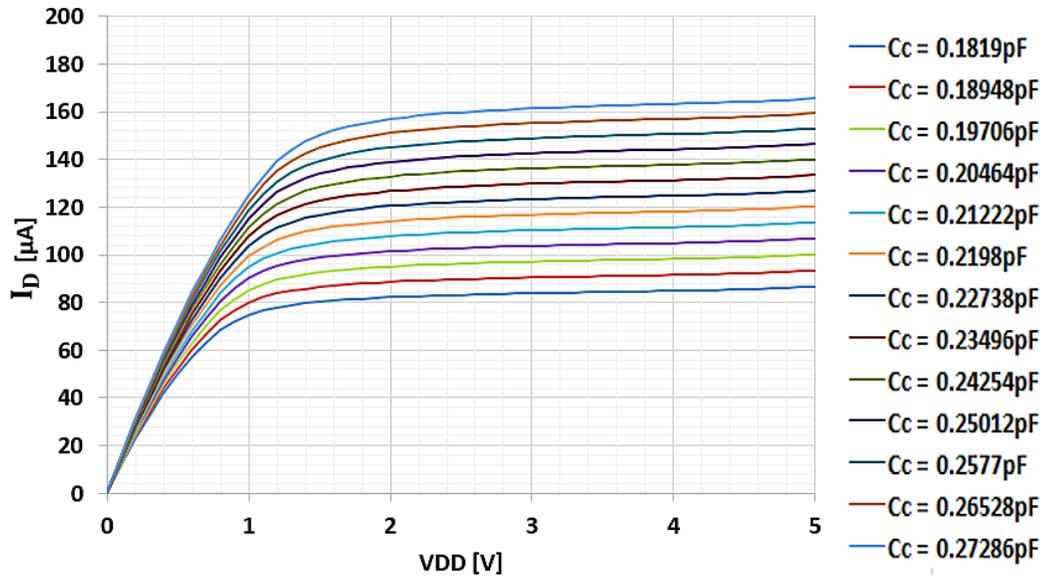


Figura 4-12. Gráfica de salida del FG MOS.

Se selecciona un valor de  $V_{DD}=5V$  y con esto se grafica el comportamiento del coeficiente de acoplamiento ( $K_{CG}$ ), el voltaje en la compuerta de control ( $V_{FG}$ ) y la corriente en el drenador ( $I_D$ ) para los trece valores de la capacitancia de sensado.

Estos resultados se muestran en la Figura 4-13. Se observa que el coeficiente de acoplamiento, el voltaje en la compuerta de control y la corriente en el drenador tienen un comportamiento lineal con los cambios de la capacitancia de sensado.

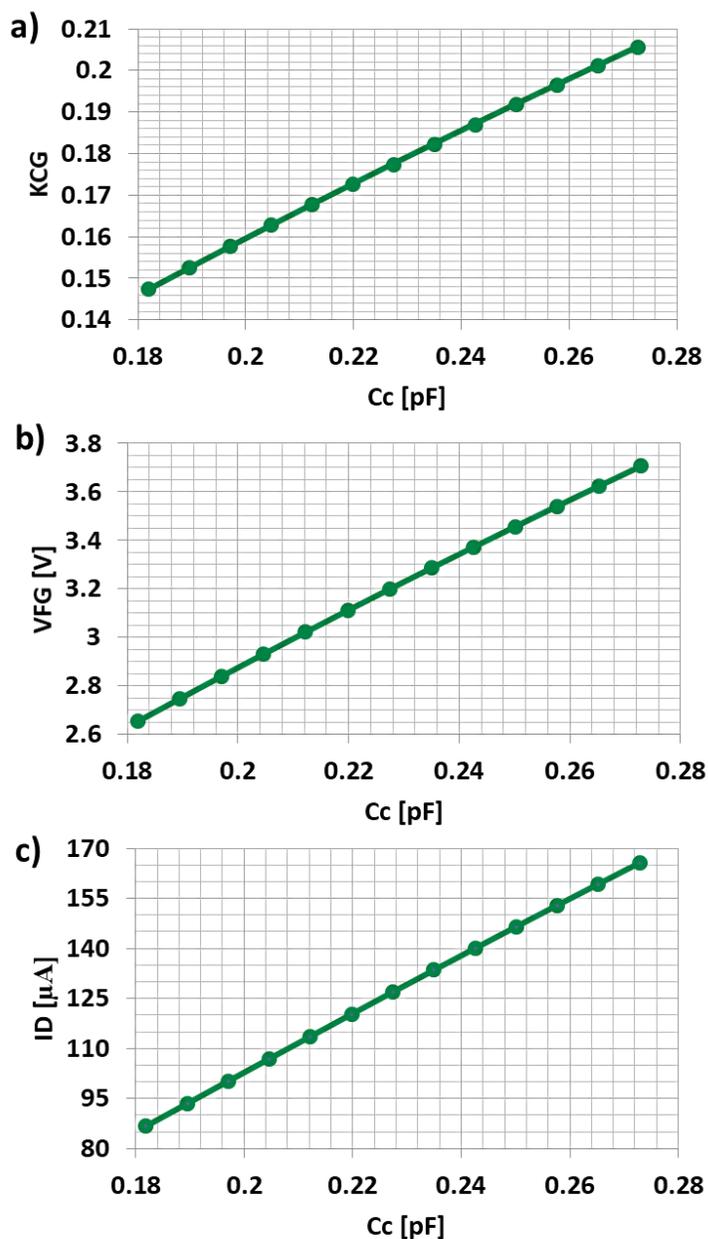


Figura 4-13. (a) Coeficiente de acoplamiento contra capacitancia de sensado (b) Voltaje en la compuerta flotante contra capacitancia de sensado (c) Corriente en el drenador contra capacitancia de sensado.

Finalmente se realiza un análisis transitorio de la corriente del drenador.

Debido a que no es posible simular un capacitor que varíe con el tiempo, se realiza la simulación haciendo que el cambio se tenga en el voltaje en la compuerta flotante, ya que como se observó en la Figura 4-13 (b),  $V_{FG}$

cambia linealmente con  $C_c$ . El circuito empleado para la simulación es el de la Figura 4-14(a). La fuente de voltaje genera la señal de la Figura 4-14(b), emulando que el rotor está dando un paso cada milisegundo, es decir que la frecuencia del circuito oscilador es de 1kHz. Con esto, la corriente en el drenador se comporta como se muestra en la Figura 4-14(c).

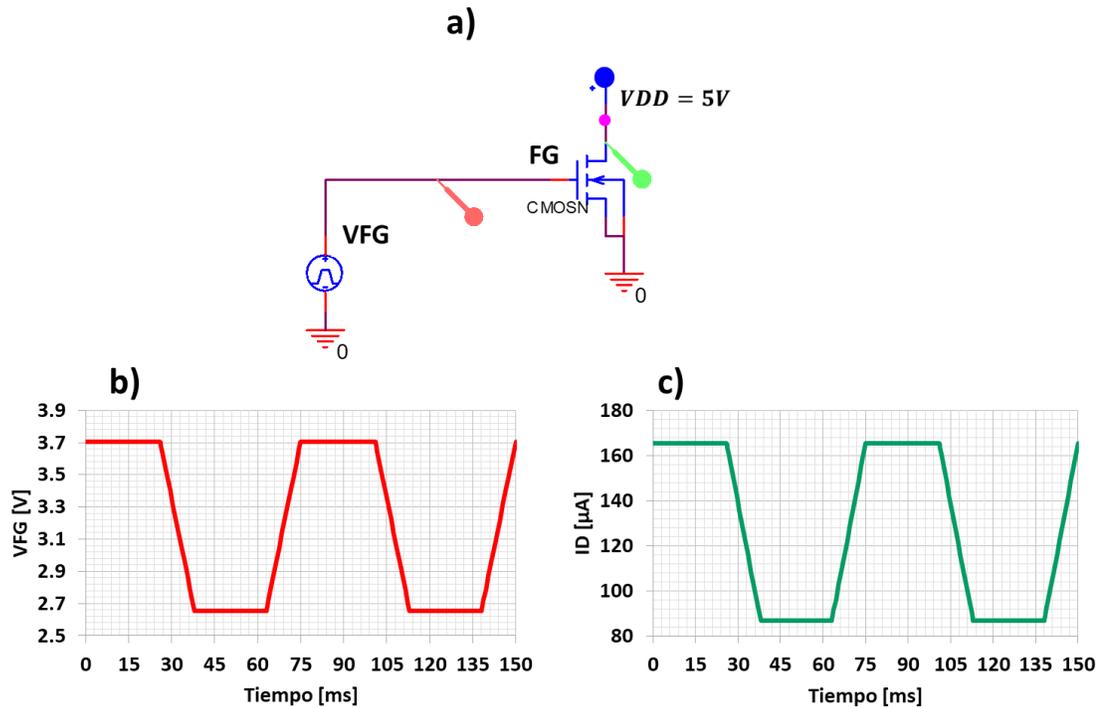


Figura 4-14. Análisis transitorio de la corriente en el drenador (a) Circuito esquemático (b) señal en la compuerta flotante (c) Corriente en el drenador.

El cálculo de la velocidad de giro se obtiene empleando las ecuaciones (3.12) y (3.13)

$$\omega_{rotor} = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{75 \times 10^{-3} s} = 83.77 \frac{rad}{s}$$

O en revoluciones por minuto

$$v_{rpm} = \frac{30}{\pi} \omega_{rotor} = 800 rpm$$

## 4.4 Micromotor

Para comprobar el correcto funcionamiento de la estructura del micromotor, se realiza una simulación en COMSOL.

Para disminuir el tiempo de cómputo, sólo se dibujan los electrodos E2 de la estructura del micromotor.

El comportamiento electrostático del micromotor se conoce polarizando al rotor con  $V_0 = 18V$  y los electrodos E2 con  $0V$ .

La Figura 4-15 muestra el resultado de la simulación, en la cual se presenta la intensidad de campo eléctrico, cuyo valor máximo es de  $6M V/m$ ; de igual forma se observa que los valores máximos del campo eléctrico se encuentran entre los electrodos del rotor y del estator; este campo es el encargado de generar la fuerza electrostática necesaria para hacer girar al rotor.

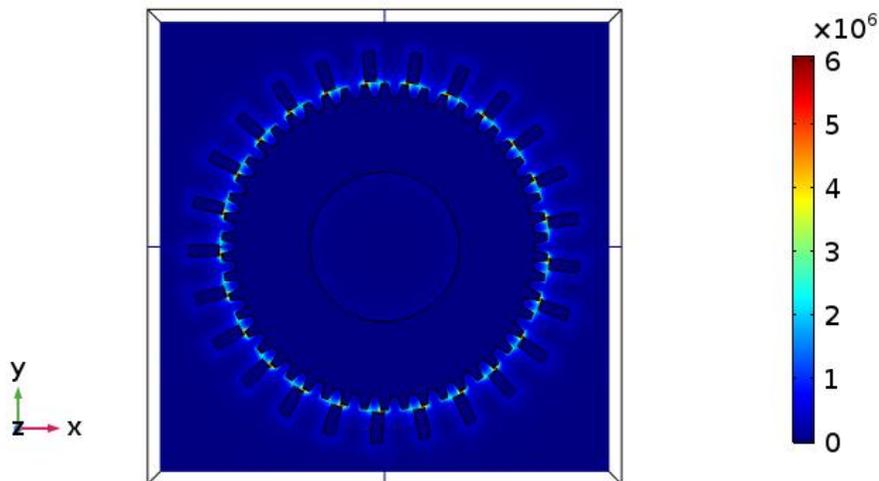


Figura 4-15. Distribución de campo eléctrico en el micromotor.

La Figura 4-16 muestra un acercamiento a la estructura, en la cual se aprecian mejor las zonas donde se encuentra el máximo de campo eléctrico (entre los polos del estator y los polos B del rotor), así como la

representación con flechas del flujo del campo eléctrico (Figura 4-16(b)). Este campo genera una fuerza electrostática que provocará que el rotor gire hasta que los polos B se alineen con los polos E2 del estator.

En la Figura 4-16(a) se muestra el valor de la fuerza eléctrica total que ejercen todos los electrodos del estator sobre el rotor, cuyo valor es  $F_e = 4.33 \times 10^{-9} N$ , lo cual es un valor pequeño comparado con el que se esperaba ( $F_e = 22.998 \times 10^{-9} N$  para un voltaje de control  $V_o = 18V$ ), este resultado es debido a que al realizar los cálculos en el diseño, se consideró un par de placas paralelas cuya separación siempre es constante; sin embargo, en el micromotor, la forma de los dientes en el rotor hace que no se tenga un *gap* constante entre las placas del capacitor, además existe una interacción entre polos vecinos.

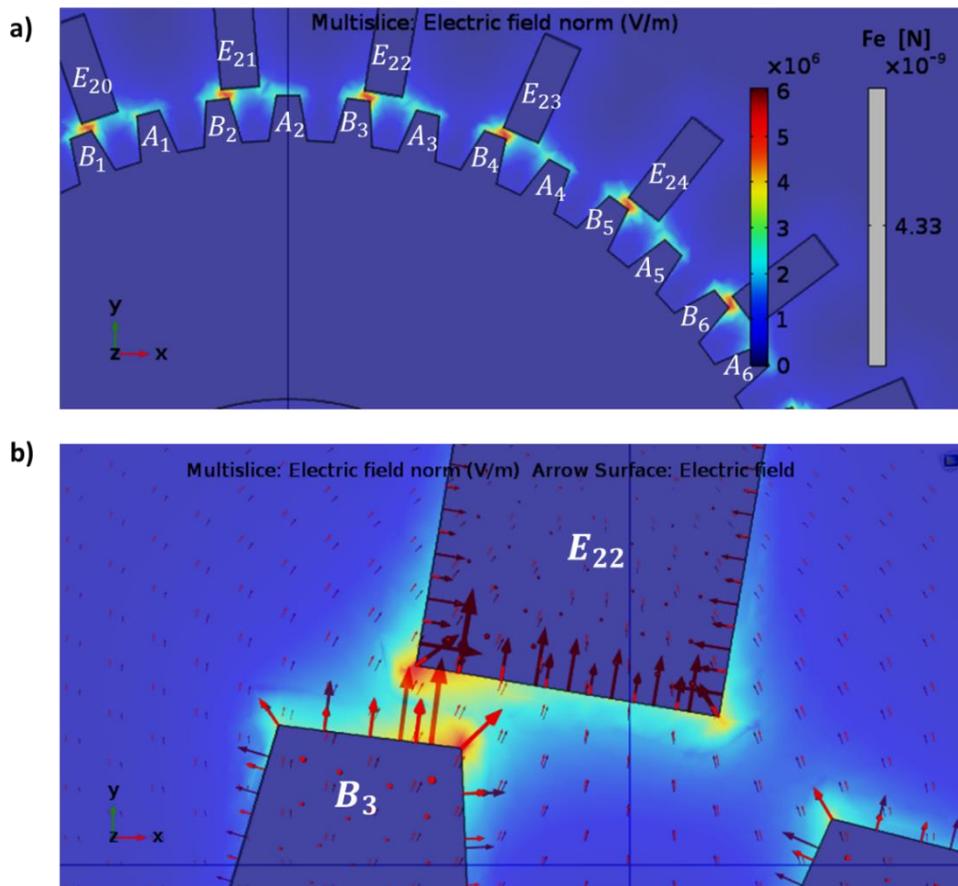
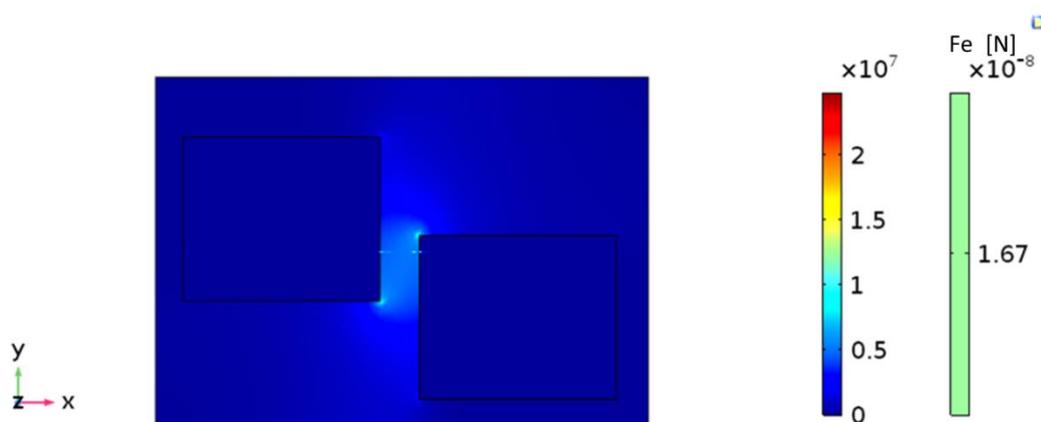


Figura 4-16. Acercamiento a la estructura del micromotor. (a) Intensidad de campo eléctrico y magnitud de la fuerza electrostática (4.33nN). (b) Flujo del campo eléctrico.

Se realiza una simulación electrostática con un par de bloques para conocer el comportamiento que tendría la fuerza electrostática cuando los polos del rotor y del estator tienen forma rectangular y no trapezoidal. Se observa que la fuerza electrostática entre el par de bloques, que es multiplicada por 25 para emular la generada por los 25 polos del estator interactuando con el rotor, ( $F_e = 16.7nN$ , ver Figura 4-17) se aproxima más al valor esperado ( $F_e = 22.998nN$ ), es decir, la forma de los dientes del micromotor influye en el comportamiento de dicha fuerza.



**Figura 4-17. Intensidad de campo eléctrico y fuerza electrostática entre un par de bloques con las dimensiones de los polos del micromotor.**

No se realiza un estudio a detalle de cómo influye la forma de los polos del rotor en el comportamiento electrostático del micromotor, quedando esto como trabajo a futuro.

## 4.5 Diseño topológico

La Figura 4-18 muestra el diseño topológico generado con L-Edit del circuito oscilador, que corresponde al esquemático de la Figura 3-34 sin la resistencia y el capacitor, los cuales son elementos externos al chip.

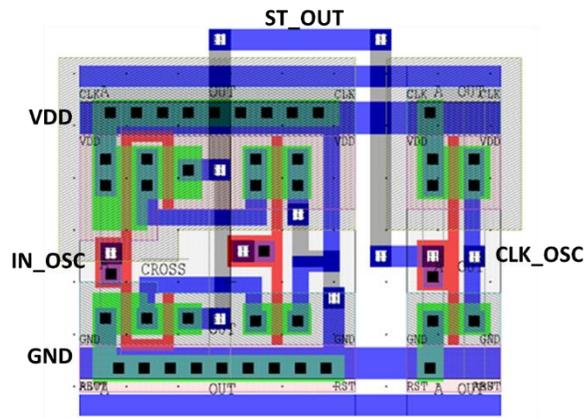


Figura 4-18. Diseño topológico del oscilador.

La Figura 4-19 muestra el diseño topológico de los circuitos *contador* y *fases*, cuyas dimensiones se muestran en la misma figura. Se observa que estos circuitos ocupan casi una octava parte del área disponible dentro del chip.

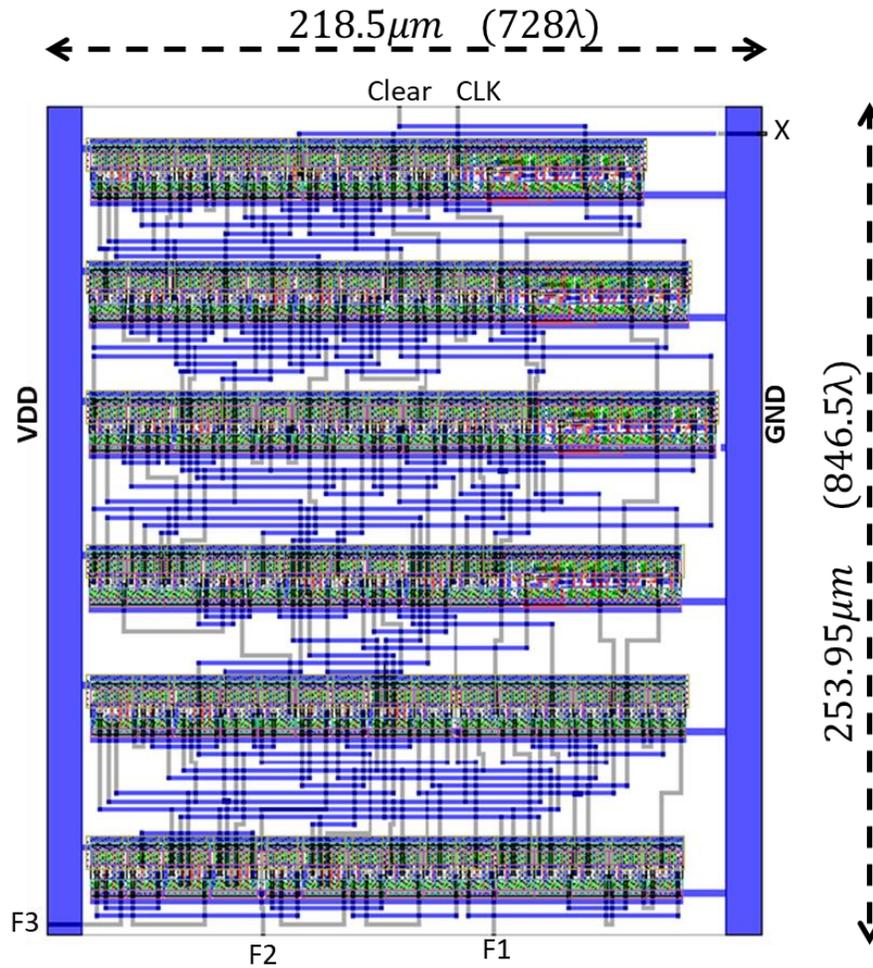


Figura 4-19. Diseño topológico de los circuitos Contador y Fases.

La Figura 4-20 muestra el diseño topológico del capacitor  $C_c$  del transistor de compuerta flotante. Se observa que la placa CG es dibujada de tal forma que existen áreas en las que no se tiene material (Metal1 Figura 4-20(b)), esto es para permitir que la estructura pueda ser liberada completamente tras el ataque a la capa de sacrificio. La placa FG se conecta a la compuerta del transistor de la Figura 4-21 para formar al FGMOS; las dimensiones del canal son  $L = 0.9\mu\text{m}$  y  $W = 1.2\mu\text{m}$ .

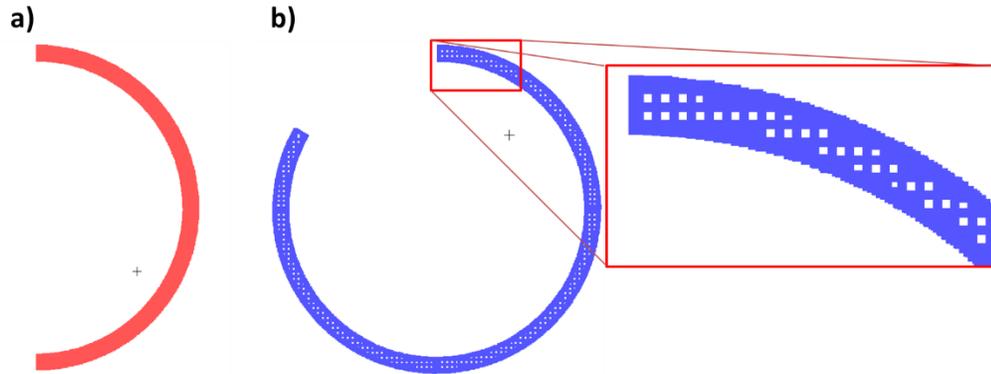


Figura 4-20. Diseño topológico del capacitor  $C_c$  (a) Placa FG (*Poly1*) (b) placa CG (*Metal1*).

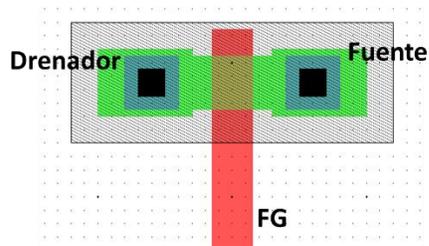


Figura 4-21. Transistor MOS canal N empleado para fabricar el FGMOS.

La Figura 4-22 muestra el diseño topológico de la estructura del micromotor junto con el capacitor  $C_c$ .

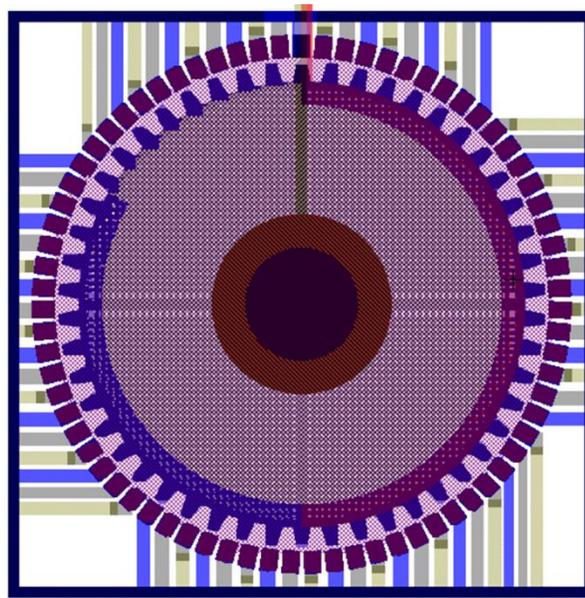


Figura 4-22. Diseño topológico del micromotor.

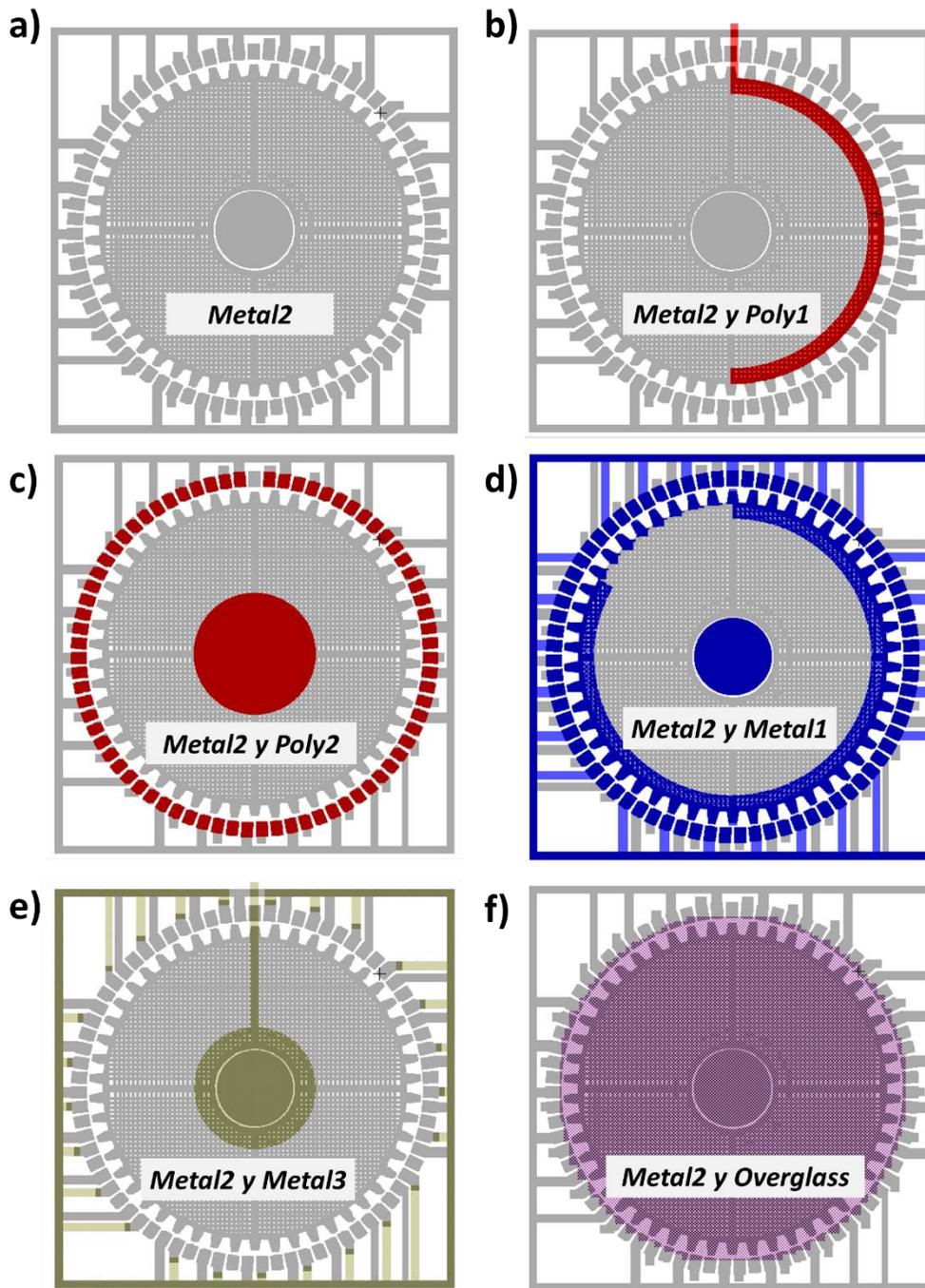


Figura 4-23. Capas empleadas en el diseño topológico del micromotor.

Para una mejor apreciación de las capas empleadas en el diseño topológico del micromotor, la Figura 4-23 muestra cada una de ellas. Se observa que el rotor (*Metal2*) está dibujado de tal forma que existen áreas en las que no se tiene material, esto es para permitir la completa liberación de la estructura tras el ataque a la capa de sacrificio.

Los electrodos E1 del estator están interconectados con *Metal1*, los electrodos E2 están interconectados con *Metal2* y los electrodos E3 con *Metal3*.

Se aprecia que uno de los polos del estator no cuenta con la capa *Poly2*, esto es para permitir que las capas *Poly1* (empleada para conectar al FG MOS) y *Metal3* (empleada para conectar la tapa a  $V_0$ ) pasen por esa zona, ya que si estuviera la capa *Poly2*, el *software* indica que no se cumple con dos reglas de diseño.

Arriba de la capa *Metal3* existe una capa de vidrio que sirve para proteger al *chip*, este vidrio evitaría que el atacante entre al *chip* para liberar a la estructura, motivo por el cual se emplea la capa *Overglass*, la cual indica que en esa zona no debe existir vidrio de protección.

Finalmente, de estas figuras cabe aclarar que para el radio de la tapa y de la base se modificaron los valores que se mencionan en el capítulo 3, no se dibujan con el valor mínimo  $r_{base\ min} = 57.2\mu m$ , sino que se selecciona un valor mayor para tener la certeza de que los cojinetes siempre estén en contacto con ella.

$$r_{base} = 80\mu m$$

Y los cojinetes se colocan a una distancia

$$r_c = 60\mu m$$

La Figura 4-24 muestra un acercamiento al motor en el cual se aprecian los cojinetes.

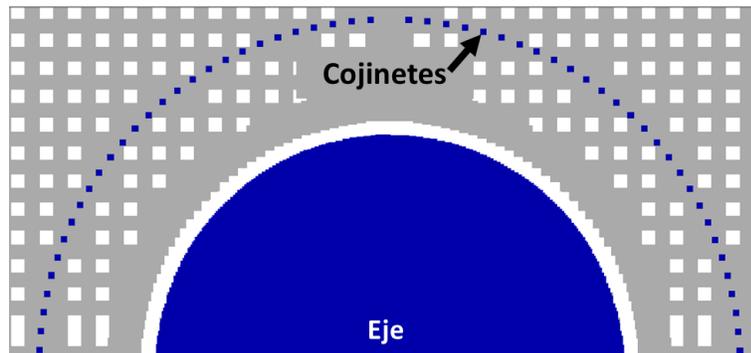


Figura 4-24. Acercamiento al rotor.

Una de las reglas de diseño para la tecnología CMOS de 0.5 micras de On-Semiconductor dice que las geometrías dibujadas sólo deben contar con líneas horizontales, verticales o con ángulos de 45°. El micromotor tiene muchos ángulos distintos a estos, así que para cumplir con las reglas de diseño, se dibuja toda la estructura "píxeleada". La Figura 4-25 muestra un ejemplo de esto, en la cual se presenta un acercamiento a uno de los polos del rotor.

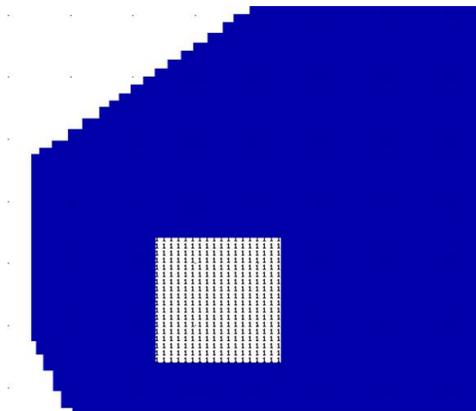


Figura 4-25. Acercamiento a uno de los polos del rotor.

La Figura 4-26 muestra el sistema completo. En la Figura 4-27 se observa que todo el sistema ocupa poco menos de la mitad del área disponible en el

chip, así como las terminales que se ocupan en el mismo (19 de 40 disponibles).

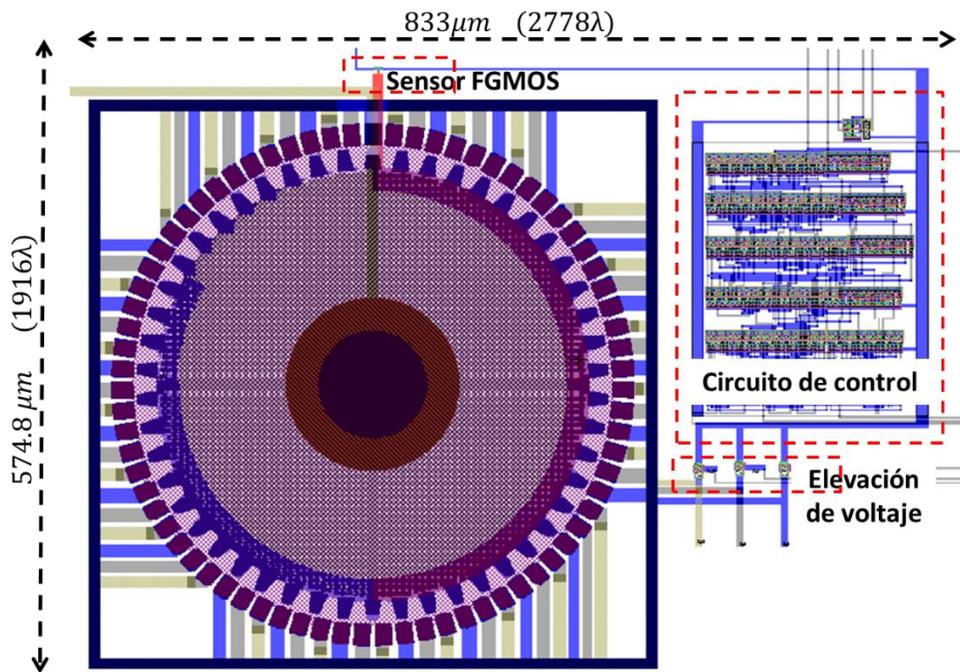


Figura 4-26. Diseño topológico del sistema completo.

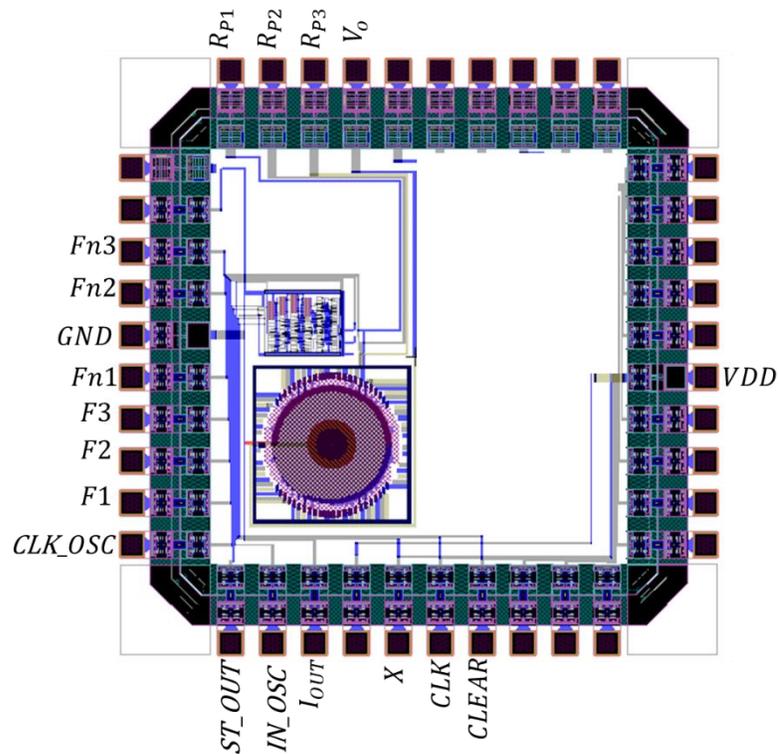


Figura 4-27. Diseño topológico del sistema dentro del dado.

## 4.6 Conclusiones del capítulo

De acuerdo a los resultados obtenidos en las simulaciones se concluye que el circuito oscilador tiene un buen comportamiento para un amplio rango de frecuencias (desde 100Hz hasta 1MHz).

Además, los circuitos de control y de elevación de voltaje generan las señales de manera adecuada para ajustar la velocidad y sentido de giro del micromotor.

Por otra parte, se observa que es posible emplear un transistor de compuerta flotante (FGMOS) como principal elemento para medir la velocidad de giro del micromotor.

Con la simulación en COMSOL fue posible conocer el comportamiento electrostático del micromotor, donde se observó que la forma de los dientes del rotor modifica el valor de la fuerza electrostática.

Se intentó realizar una simulación en COMSOL para conocer el comportamiento electromecánico del micromotor, sin embargo, debido a la complejidad del sistema no fue posible obtener una solución en dicho software.

Finalmente, se concluye que es posible integrar el circuito de control, el sensor de velocidad y la estructura del micromotor dentro del mismo chip, ocupando un área de aproximadamente  $A_{sistema} \approx 575\mu m \times 833 \mu m$ .

## 5 CONCLUSIONES GENERALES

- El circuito de control y el de elevación de voltaje generan las señales de manera adecuada para ajustar la velocidad y sentido de giro del micromotor, Además, como el circuito oscilador tiene un buen comportamiento para un amplio rango de frecuencias (desde 100Hz hasta 1MHz), es posible ajustar la velocidad de giro en un amplio rango de valores ya que la resistencia y el capacitor que determinan la frecuencia de oscilación son elementos externos al chip.
- Por otra parte, se concluye que es posible emplear un transistor de compuerta flotante (FGMOS) como principal elemento para medir la velocidad de giro del micromotor. Para esto, se proponen estructuras tipo semi toroide plano como compuerta de control y compuerta flotante, con lo que se obtiene un coeficiente de acoplamiento variable con un traslape de las capas en un rango entre  $120^\circ$  y  $180^\circ$ . Esto permitirá tener una variación de la corriente de drenador del FGMOS, con lo que se puede correlacionar ésta con la velocidad de giro del micromotor.
- Además, con la simulación en COMSOL fue posible conocer el comportamiento electrostático del micromotor, donde se observó que la forma de los dientes del rotor modifica el valor de la fuerza electrostática.
- Se hace una propuesta de diseño a partir de una tecnología CMOS estándar, de un micromotor MEMS, en el cual se hace uso de las

capas disponibles para adaptarlo de tal forma que pueda ser similar al procedimiento de diseño empleado en tecnologías dedicadas como la MetalMUMPS. De esta forma se tiene una alternativa de tecnología CMOS-MEMS. Para esto, se toma en cuenta el post-proceso de micromaquinado que se habrá de realizar después de recibir el circuito integrado ya fabricado.

- Se muestra que es posible integrar el circuito de control, el sensor de velocidad y la estructura del micromotor dentro del mismo chip, empleando las reglas de diseño de la tecnología CMOS de 0.5 micras de OnSemiconductor. Con esto se ocupa un área de aproximadamente la mitad del área disponible dentro del chip.
- Se empleó un transistor MOS de drenador extendido para lograr la elevación del voltaje que se debe aplicar a los electrodos capacitivos, con el cual se presente la atracción electrostática que permita el giro del micromotor. Se pudo ajustar el diseño topológico del motor mediante el traslape de capas, lo cual regularmente no es empleado para este propósito y sin que fueran violadas las reglas de diseño de la tecnología.
- Como aportación al trabajo de diseño topológico que se hace en el Grupo de VLSI, se aportó la forma en la que se puede derivar el diseño topológico de celdas prediseñadas a partir del esquemático con los que se cuenta dentro de las librerías de L-Edit., lo cual simplifica la tarea de diseño de circuitos complejos.

## 6 TRABAJO A FUTURO

Diseñar un transistor de potencia para manejar mayores voltajes de control, haciendo que el torque del motor aumente.

Mejorar el circuito de medición de velocidad de giro del motor (por ejemplo, diseñar un circuito de detección de flancos, de subida o de bajada, para tener a la salida del chip una señal pulsante con la cual pueda ser más sencillo realizar las mediciones).

Mejorar el circuito de control (por ejemplo, agregar al circuito de control una opción para que el rotor gire de manera permanente).

Realizar un estudio en COMSOL para conocer cómo influye la forma de los dientes del rotor en el valor de la fuerza electrostática que hace que el rotor gire, así mismo realizar la simulación para conocer el comportamiento electromecánico del micromotor.

Mandar a fabricar el chip, hacer el micro maquinado para liberar la estructura y realizar pruebas del funcionamiento del sistema.



# 7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. K. Roy, «A survey mems micromotor assemblies & applications,» *International Journal of Engineering Research and General Science*, vol. 3, pp. 59-62, Junio 2015.
- [2] T.-R. Hsu, MEMS and microsystems : design and manufacture, McGraw-Hill, 2002.
- [3] V. Kaajakari, Practical MEMS, Las Vegas: Small Gear Publishing, 2009.
- [4] W. Wang, Y. Wang, H. Bao, B. Xiong y M. Bao, «Friction and wear properties in MEMS,» *Elsevier Science*, pp. 486-491, Julio 2002.
- [5] W. Zhang, G. Meng y H. Li, «Electrostatic micromotor and its reliability,» *Elsevier* , pp. 1230-1242, Abril 2005.
- [6] MEMSCAP, 2011-2012. [En línea]. Available:  
<http://www.memscap.com/products/mumps/polymumps>.
- [7] I. Dufourt, E. Sarraute y A. Abbas, «Optimization of the geometry of electrostatic micromotors using only analytical equations,» *Journal of Micromechanics and Microengineering* , pp. 108-111, 1996.
- [8] OnSemiconductor, C5X, 0.5 Micron Technology Design Rules, 2011.
- [9] B. J. Baliga, Fundamentals of Power Semiconductor Devices, Springer, 2008.
- [10] V. Benda, Power semiconductor devices. Theory and applications, Wiley, 1999.
- [11] A. Bar-Lev, Semiconductor and Electronic Devices, 3 ed., Prentice Hall, 19993.
- [12] J. Korec, Low Voltage Power MOSFETs. Design, Performance and Applications, Springer, 2011.
- [13] R. J. Baker, CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, New York: IEEE PRESS, 1998.

- [14] J. Horstmann y K. Goser, «Monolithic integration of a silicon micromotor in combination with the CMOS drive circuit on one chip,» 2003.
- [15] M. A. Basha, S. Safavi-Naeini y S. K. Chaudhuri, «Design and fabrication of an electrostatic micromotor with a low operating voltage,» pp. 1139-1142, Junio 2007.
- [16] K. Th, B. M y O. E, «Design and fabrication of surface micromachined micromotors with large dimensions,» pp. 196-199, 1997.
- [17] On-Semi, «WAFER ELECTRICAL TESTS, RUN: V57X, TECHNOLOGY: SCN05».
- [18] J. I. U. Mesa, Transistor de Alto Voltaje en Tecnología CMOS Estandar, CINVESTAV Guadalajara: Tesis de maestría en ciencias en Ingeniería Eléctrica, 2003.

# 8 ANEXOS

## Anexo A

### Tabla de verdad del flipflopD con clear

CLEAR	D	CLK	Q
0	X	X	0
1	0	↑	0
1	1	↑	1
1	X	↓	Qn

Tabla 8-1. Tabla de verdad del flip-flop D con Clear.

## Anexo B

### Modelo del transistor MOS

```

*MOSIS WAFER ELECTRICAL TESTS
*RUN: V57X
SEMI
*TECHNOLOGY: SCN05
SIZE: 0.5 microns
*Run type: SHR
*INTRODUCTION: This report contains the lot average results
*obtained by MOSIS
*from measurements of MOSIS test structures on each wafer of
*this fabrication lot.
*COMMENTS: SMSCN3ME06_ON-SEMI
*TRANSISTOR PARAMETERS      W/L      N-CHANNEL P-CHANNEL  UNITS
*MINIMUM                    3.0/0.6
*Vth                        0.79      -0.94  volts
*SHORT                      20.0/0.6
*Idss                      462       -251   uA/um
    
```

VENDOR: ON-

FEATURE

```

*Vth                0.69      -0.92  volts
*Vpt                12.5      -12.1  volts
*WIDE                20.0/0.6
*Ids0                < 2.5    < 2.5  pA/um
*LARGE                50/50
*Vth                0.70      -0.97  volts
*Vjblk              11.3      -11.9  volts
*Ijlk               158.4     <50.0  pA
*Gamma              0.47      0.57  V^0.5
*K' (Uo*Cox/2)     58.4      -18.7  uA/V^2
*COMMENTS: Poly bias varies with design technology. To account
*for mask
*bias use the appropriate value for the parameter XL in your
*SPICE model card.
*Design Technology
*-----
*SCMOS_SUBM (lambda=0.30)      0.10      0.00
*SCMOS (lambda=0.35)          0.00      0.20
*FOX TRANSISTORS              GATE      N+ACTIVE  P+ACTIVE  UNITS
*Vth                          Poly      >15.0    <-15.0    volts
*COMMENTS:
*PROCESS PARAMETERS           N+      P+      N_W      _U      POLY  PLY2_HR
POLY2 *M1  UNITS
*Sheet Resistance            84.5  109.2    820.9   23.5   1044    40.8
*0.09 ohms/sq
*Contact Resistance          61.6  152.9           16.7           26.8
*ohms
*Gate Oxide Thickness 140
*angstrom
*PROCESS PARAMETERS           M2          M3      N_W      UNITS
*Sheet Resistance            0.09        0.05    814
ohms/sq
*Contact Resistance          0.80        0.81           ohms
*COMMENTS:
*CAPACITANCE PARAMETERS     N+      P+      POLY      POLY2      M1      M2
M3 *N_W  UNITS
*Area (substrate)           415    712     88           28    12     8
*90 aF/um^2
*Area (N+active)           2469           37    17    12
*aF/um^2
*Area (P+active)           2394
*aF/um^2
*Area (poly)                881        61    16     9
*aF/um^2
*Area (poly2)                56
*aF/um^2
*Area (metal1)              33    12
*aF/um^2
*Area (metal2)              31
*aF/um^2
*Fringe (substrate)        341    215           53    33    26
*aF/um

```

```

*Fringe (poly)                                67   39   28
*aF/um
*Fringe (metall1)                             47   32
*aF/um
*Fringe (metal2)                               63
*aF/um
*Overlap (N+active)                           188
*aF/um
*Overlap (P+active)                           245
*aF/um
*COMMENTS:
*CIRCUIT PARAMETERS                            UNITS
*Inverters                                    K
*Vinv                                         1.0      2.02  volts
*Vinv                                         1.5      2.28  volts
*Vol (100 uA)                                2.0      0.46  volts
*Voh (100 uA)                                2.0      4.47  volts
*Vinv                                         2.0      2.46  volts
*Gain                                         2.0     -18.91
*Ring Oscillator Freq.
*DIV256 (31-stg,5.0V)                        99.81   MHz
*D256_WIDE (31-stg,5.0V)                    153.43  MHz
*Ring Oscillator Power
*DIV256 (31-stg,5.0V)                        0.48   uW/MHz/gate
*D256_WIDE (31-stg,5.0V)                    0.99   uW/MHz/gate
*COMMENTS: SUBMICRON
*V37P SPICE BSIM3 VERSION 3.1 PARAMETERS
*SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8
* Temperature_parameters=Default
*$
.MODEL CMOSN NMOS (                            LEVEL = 7
+VERSION = 3.1                                TNOM   = 27      TOX     =
1.41E-8
+XJ      = 1.5E-7                            NCH    = 1.7E17  VTH0    =
0.6176544
+K1      = 0.9137986                        K2     = -0.1071877  K3      =
22.288867
+K3B     = -9.7485086                       W0     = 2.658488E-8  NLX     =
1E-9
+DVT0W   = 0                                DVT1W  = 0        DVT2W   = 0
+DVT0    = 0.8309419                       DVT1   = 0.3317542  DVT2    = -
0.5
+U0      = 460.0124125                      UA     = 2.759471E-13  UB      =
1.603084E-18
+UC      = 3.089014E-12                     VSAT   = 1.840576E5  A0      =
0.5615191
+AGS     = 0.1204319                        B0     = 1.941274E-6   B1      =
5E-6
+KETA    = -2.797385E-3                     A1     = 2.420581E-5   A2      =
0.3164714
+RDSW    = 1.115544E3                       PRWG   = 0.0828351  PRWB    =
0.0311852

```

```

+WR      = 1          WINT      = 2.526685E-7    LINT      =
7.469087E-8
+XL      = 1E-7      XW        = 0          DWG        = -
1.032244E-8
+DWB     = 1.914595E-8  VOFF     = -6.986376E-5  NFACTOR   =
0.8533219
+CIT     = 0          CDSC     = 2.4E-4          CDSCD     = 0
+CDSCB   = 0          ETA0     = 2.045973E-3    ETAB      = -
3.21453E-4
+DSUB    = 0.0833302  PCLM     = 2.3615569    PDIBLC1   =
9.500103E-5
+PDIBLC2 = 1.863456E-3  PDIBLCB  = 0.0644698    DROUT     =
1.39184E-3
+PSCBE1  = 3.853855E8  PSCBE2   = 4.115782E-6    PVAG      = 0
+DELTA   = 0.01      RSH      = 82.4          MOBMOD    = 1
+PRT     = 0          UTE      = -1.5         KT1       = -
0.11
+KT1L    = 0          KT2      = 0.022        UA1       =
4.31E-9
+UB1     = -7.61E-18  UC1      = -5.6E-11    AT        =
3.3E4
+WL      = 0          WLN      = 1          WW        = 0
+WWN     = 1          WWL      = 0          LL        = 0
+LLN     = 1          LW       = 0          LWN       = 1
+LWL     = 0          CAPMOD   = 2          XPART     =
0.5
+CGDO    = 1.91E-10  CGSO     = 1.91E-10    CGBO      =
1E-9
+CJ       = 4.131634E-4  PB       = 0.8399766    MJ        =
0.4305505
+CJSW    = 3.400072E-10  PBSW     = 0.809471     MJSW      =
0.1977865
+CJSWG   = 1.64E-10   PBSWG    = 0.8          MJSWG     =
0.2019414
+CF      = 0          PVTH0    = -0.028514    PRDSW     =
114.6437024
+PK2     = -0.0768747  WKETA    = -0.0138828   LKETA     =
1.62687E-3      )
*
*$
.MODEL  CMOSF  PMOS  (          LEVEL    = 7
+VERSION = 3.1          TNOM     = 27        TOX      =
1.41E-8
+XJ      = 1.5E-7      NCH     = 1.7E17     VTH0    = -
0.9152268
+K1      = 0.553472   K2      = 7.871921E-3  K3      =
8.5645893
+K3B     = 0.5506188  W0      = 1E-8       NLX     =
1.006451E-9
+DVTOW   = 0          DVT1W   = 0          DVT2W   = 0
+DVT0    = 0.4716221  DVT1    = 0.1854949  DVT2    = -
0.3

```

```

+U0      = 201.3603195    UA      = 2.48572E-9    UB      =
1.005454E-21
+UC      = -1E-10        VSAT    = 1.578444E5    A0      =
0.8192884
+AGS     = 0.1111278     B0      = 5.743519E-7    B1      =
6.088988E-8
+KETA    = -4.865785E-3  A1      = 5.800723E-4    A2      =
0.3229711
+RDSW    = 3E3           PRWG    = -0.0219603     PRWB    = -
0.0910566
+WR      = 1.01          WINT    = 2.247043E-7    LINT    =
9.979797E-8
+XL      = 1E-7          XW      = 0              DWG      =
2.080226E-9
+DWB     = -1.38669E-8   VOFF    = -0.0295318    NFACTOR =
0.5872216
+CIT     = 0             CDSC    = 2.4E-4          CDSCD   = 0
+CDSCB   = 0             ETA0    = 4.979072E-4     ETAB    = -
0.2
+DSUB    = 1             PCLM    = 2.3970968     PDIBLC1 =
0.0961044
+PDIBLC2 = 4.073922E-3   PDIBLCB = -0.0315594     DROUT   =
0.2897615
+PSCBE1  = 8E10          PSCBE2  = 8.966681E-8    PVAG    =
0.0149129
+DELTA   = 0.01          RSH     = 106.7           MOBMOD  = 1
+PRT     = 0             UTE     = -1.5           KT1     = -
0.11
+KT1L    = 0             KT2     = 0.022         UA1     =
4.31E-9
+UB1     = -7.61E-18     UC1     = -5.6E-11     AT      =
3.3E4
+WL      = 0             WLN     = 1             WW      = 0
+WWN     = 1             WWL     = 0             LL      = 0
+LLN     = 1             LW      = 0             LWN     = 1
+LWL     = 0             CAPMOD  = 2             XPART   =
0.5
+CGDO    = 2.34E-10      CGSO    = 2.34E-10      CGBO    =
1E-9
+CJ       = 7.086018E-4  PB       = 0.8698912     MJ       =
0.4856488
+CJSW    = 2.340641E-10  PBSW    = 0.8329387     MJSW    =
0.2034305
+CJSWG   = 6.4E-11      PBSWG   = 0.8           MJSWG   =
0.2261452
+CF      = 0             PVTH0   = 5.98016E-3     PRDSW   =
14.8598424
+PK2     = 3.73981E-3    WKETA   = 0.0120657     LKETA   = -
0.0104163      )
*$

```

## Anexo C

### Modelo del FGMOS

```

* OrCAD Model Editor - Version 9.0
*$
.subckt TMCF2_VH_CMOS D S B G1 QFG
*-----
--
*
*           CINVESTAV
*   DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA
*           SEES
*   MODELO COMPLETO PARA TRANSISTOR DE COMPUERTA FLOTANTE CON
*           UNA COMPUERTA DE CONTROL.
*           TRANSISTORES PMOS O NMOS
*   MODELO DESARROLLADO POR VICTOR HUGO PONCE PONCE.
*-----
--
* DECLARACION DE PARAMETROS, PASADOS AL MODELO MEDIANTE EL
SIMBOLO
* EN EL EDITOR ESQUEMATICO.
+           PARAMS: C1=0
+           AREA_POLY1=0
+           L=0           W=0
+           AS=0         PS=0
+           AD=0         PD=0
*-----
--
* PARAMETROS EXTRAIDOS DEL PROCESO DE FABRICACION CMOS
* SE DEBEN MANTENER ACTUALIZADOS.
* SE DEBERAN USAR LOS VALORES CORRESPONDIENTES PARA
* TRANSISTORES NMOS O TRANSISTORES PMOS
*-----
--
* DESCRIPCION PARA EL TRANSISTOR
.PARAM      CGBO=1.0E-9 CGSO=1.91E-10 CGDO=1.91E-10
+          WINT=2.526685E-7 LINT=7.469087E-8  PHI=0.7
+          TOX=1.41E-8
*          TOX: en metros
*-----
--
*-----
--
* EXPRESIONES DEL MODELO
*-----
--
.PARAM RGDE=1E12

```

```

.PARAM EPSI=35.21E-12
*           farads/metro
.PARAM DIST_POLY1_A_SUB=4.002E-7
*           metros
*-----
--
* CAPACITANCIAS DE CONTROL DE ENTRADA
C1 G1 CF {C1}
*-----
--
* RESISTENCIA ASOCIADAS A LA COMPUERTA DE CONTROL
RG1 G1 0 {RGDE}
*-----
--
* SUMA DE LAS CAPACITANCIAS DE CONTROL (Cin). EN ESTE CASO SE
* TIENE UNA COMPUERTA. SI SE TIENEN MAS COMPUERTAS, HABRA QUE
* PONER LAS CORRESPONDIENTES.
VCT1 CT1 0 {C1}
RVCT1 CT1 0 {RGDE}
*-----
--
* VOLTAJE PARA SIMULAR LA CARGA EN LA COMPUERTA FLOTANTE
* CONSIDERANDO LA CARGA RESIDUAL
EVGAS Q 0 VALUE={V(QFG)}
RGAS Q 0 {RGDE}
*-----
--
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y CANAL, "COX", NMOS O PMOS
VCT2 CT2 0 {(EPSI/TOX)*(L-2*LINT)*(W-2*WINT)}
RVCT2 CT2 0 {RGDE}
*-----
--
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y SUSTRATO (NMOS O PMOS)
VCT3 CT3 0 {CGBO*(L-2*LINT)}
RVCT3 CT3 0 {RGDE}
*-----
--
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE CF Y FUENTE Y DRENADOR, NMOS O
PMOS
VCT4 CT4 0 {(CGSO+CGDO)*(W-2*WINT)}
RVCT4 CT4 0 {RGDE}
*-----
--
* CAPACITANCIA PARASITA ENTRE POLY1 Y SUSTRATO
VCT5 CT5 0 {(EPSI/DIST_POLY1_A_SUB)*AREA_POLY1}
RVCT5 CT5 0 {RGDE}
*-----
--
* CAPACITANCIA TOTAL (TERMINO DEL DENOMINADOR PARA EL
POTENCIAL
* DE CF) EL CALCULO DE LAS CAPACITANCIAS SE HACE A TRAVES DE
* FUENTES DE VOLTAJE, SIENDO UN METODO EQUIVALENTE

```

```

ECTOT CTOT 0 VALUE={V(CT1)+V(CT2)+V(CT3)+V(CT4)+V(CT5)}
RECTC CTOT 0 {RGDE}
*-----
--
* TERMINOS PARA EL POTENCIAL DE COMPUERTA FLOTANTE
*-----
--
* POTENCIAL DEBIDO A LA CAPACITANCIA DE CONTROL
*
ECIN CIN 0 VALUE={C1/V(CTOT)*V(G1)}
RECIN CIN 0 {RGDE}
*-----
--
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DE LOS POTENCIALES EN FUENTE,
* DRENADOR Y SUSTRATO DEL NMOS O DEL PMOS
EDSN DS 0 VALUE={CGSO*(W-2*WINT)/V(CTOT)*V(S)
+
+CGDO*(W-2*WINT)/V(CTOT)*V(D)
+
+CGBO*(L-2*LINT)/V(CTOT)*V(B)}
REDSN DS 0 {RGDE}
*-----
--
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DE LOS POTENCIALES EN EL CANAL
* Y SUSTRATO, NMOS
EOXBN OXB 0 VALUE={{(EPSI/TOX)*(L-2*LINT)*(W-2*WINT)*(V(S)
+
+2*PHI)}/V(CTOT)}
REOXBN OXB 0 {RGDE}
*-----
--
* POTENCIAL DE CF EN FUNCION DEL POTENCIAL EN POLY1 SOBRE
* OXIDO GRUESO (BACK-PLATE) PARA UN PROCESO POZO N
EPOL1 POL1 0
VALUE={{(EPSI/DIST_POLY1_A_SUB)*AREA_POLY1*V(B)/V(CTOT)}}
RPOL1 POL1 0 {RGDE}
*-----
--
* POTENCIAL TOTAL EN LA COMPUERTA FLOTANTE
ECF CF 0 VALUE={V(DS)+V(OXB)+V(CIN)+V(POL1)+V(Q)}
RECF CF 0 {RGDE}
*-----
--
* MOSFET ASOCIADO AL MODELO
* MODELO PARA TRANSISTOR NMOS
M1 D CF S B CMOSN L={L} W={W} AD={AD} AS={AS} PD={PD} PS={PS}
OFF
* MODELO PARA TRANSISTOR PMOS
*M1 D CF S B CMOSP L={L} W={W} AD={AD} AS={AS} PD={PD} PS={PS}
OFF
*-----
--
.ends TMCF2_VH_CMOS
*$

```