



**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 lineal basado en
tecnología CMOS-MEMS”**

T E S I S

Que presenta

ING. ANDREA LÓPEZ TAPIA

Para obtener el grado de

MAESTRA EN CIENCIAS

EN LA ESPECIALIDAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Director de Tesis: Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca

Co asesora: Dra. Griselda Stephany Abarca Jiménez

Ciudad de México

Septiembre, 2018

AGRADECIMIENTOS

Al CINVESTAV y CONACyT, por abrirme las puertas de esta gran institución, brindarme una educación de calidad y las herramientas necesarias para poder alcanzar el título de Maestro en Ciencias.

A mis padres y hermana, por el ejemplo de vida, los valores, la dedicación, el respeto que me han inculcado y por darme su amor y apoyo incondicional que me ha ayudado a alcanzar esta meta.

A cada una de las personas con las que me he cruzado en la vida: mi gran apoyo Luis Sánchez Márquez, mis profesores de la UPIITA, mis profesores Luis Martín Flores Nava, Oliverio Arellano Cárdenas y Jesús Mares Carreño; pues de cada una pude aprender algo valioso, y que gracias a eso he llegado hasta donde estoy.

A Yesenia Cervantes Aguirre, cuya labor en la Coordinación Académica ha sido de gran apoyo durante mi estancia.

A mis asesores Dr. Alfredo Reyes, Dra. Griselda Abarca por el apoyo, experiencia y orientación que me brindaron para culminar con este paso de mi carrera profesional, Muchas Gracias.

CONTENIDO

Resumen	IX
Abstract.....	X
Objetivos	XIII
Justificación.....	XV
1 Introducción.....	1
1.1 Leyes de escalamiento	1
1.1.1 Escalamiento de fuerzas de actuación electrostáticas	2
1.2 Transistor MOS de drenador extendido	5
1.2.1 Rupturas en un transistor MOS de drenador extendido	6
1.2.2 Principio de operación	8
1.2.3 Diseño físico	10
1.3 Estado del arte	12
1.4 Aplicaciones	18
1.5 Conclusiones del capítulo	18
2 Aspectos teóricos.....	19
2.1 Actuación con fuerzas electrostáticas	19
2.1.1 Transductor de placas paralelas.....	19
2.1.2 Capacitor longitudinal.....	21
2.2 MEMS con microactuadores	24
2.2.1 Micromotores lineales	24
2.3 Resortes micromecánicos	25
2.3.1 Ley de Hooke para resortes en paralelo y en serie.....	25
2.3.2 Esfuerzo normal, cortante y deformación	27
2.3.3 Viga en voladizo (cantiléver).....	29
2.3.4 Ecuaciones de diseño de resorte guiado	31
2.4 Transistor MOS de compuerta flotante	32
2.5 Conclusiones del capítulo	36
3 Diseño	37
3.1 Estructura mecánica	38
3.1.1 Material de los resortes y su deflexión	38
3.1.2 Fuerza eléctrica y voltaje	42

3.2	Sensor de posición	51
3.2.1	Dimensiones del FGMOS y de los electrodos.....	53
3.3	Circuito de control.....	59
3.3.1	Oscilador.....	61
3.3.2	Generación de fases	65
3.3.3	Elevación de voltaje.....	71
3.4	Conclusiones del capítulo.....	72
4	Resultados	73
4.1	Simulación deflexión de los resortes	74
4.2	Simulación desplazamiento de los resortes	75
4.3	Simulación comportamiento electrostático de los resortes	77
4.4	Simulaciones sensor de posición.....	81
4.5	Resultados de circuito de control.....	83
4.5.1	Simulación del Oscilador	83
4.5.2	Simulación de generación de fases	85
4.5.3	Simulación de elevación de voltaje	88
4.6	Diseño topológico en L-Edit del micromotor	89
4.7	Conclusiones del capítulo.....	100
5	Conclusiones generales	101
5.1	Trabajo a futuro	102
6	Referencias.....	103
7	Anexos	105
	Anexo A	105
	Anexo B	106
	Anexo C	107
	Anexo D	110
	Anexo E.....	128
	Anexo F.....	132

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Curva Paschen en aire [3]	5
Figura 1-2 a) Ruptura en el óxido de compuerta en un CMOS convencional.....	7
Figura 1-3 Ruptura en el perímetro de implantación	7
Figura 1-4 Estructura del MOS de drenador extendido.....	8
Figura 1-5 Componentes resistivas del MOS de drenador extendido	9
Figura 1-6 Región de agotamiento en la región de Field-Plate.....	10
Figura 1-7 Diseño topológico de un motor, consiste en un actuador horizontal y uno vertical, ambos conectados a la pieza móvil por medio de conexiones elásticas.	13
Figura 1-8 a) Diagrama esquemático de actuador de dedos combinados b) modelo dinámico.....	14
Figura 2-1 Esquemático del capacitor C conectado a la fuente de voltaje V [3]	19
Figura 2-2 Vista esquemática del capacitor longitudinal de dedos.	22
Figura 2-3: Fuerzas electrostáticas en placas paralelas. [3].....	22
Figura 2-4: Principio de funcionamiento de micromotores electrostáticos. [3].....	24
Figura 2-5 a) Resortes en paralelo b) Resortes en serie	26
Figura 2-6 Diagrama de esfuerzos a) normal b) cortante [3].....	27
Figura 2-7 Viga en cantilever [3]	29
Figura 2-8 Distribución de esfuerzo en una viga en cantilever [3]	30
Figura 2-9 Resorte guiado [3].....	31
Figura 2-10 Estructura del FGMOS y sección transversal	33
Figura 2-11 Modelo capacitivo equivalente	33
Figura 2-12 Símbolo de transistor FGMOS.....	34
Figura 3-1 Componentes del sistema del micromotor lineal.....	37
Figura 3-2 Electrodo que no se traslapan.....	39
Figura 3-3 Configuración de resorte simple.....	39
Figura 3-4 Deflexión de resorte e idealización.....	40
Figura 3-5 Gráfica de deflexión	41
Figura 3-6 Deflexión de un par de resortes en paralelo	41
Figura 3-7 Diagrama de fuerzas	42
Figura 3-8 Distribución de electrodos en el motor	43
Figura 3-9 Traslape de electrodos y parámetros	44
Figura 3-10 Gráfica de F_{ktot-w}	45
Figura 3-11 Gráfica de $V_{motor-w}$	45
Figura 3-12 Gráfica de $F_{ktot-Lv}$	46
Figura 3-13 Gráfica de $V_{motor-Lv}$	46
Figura 3-14 Gráfica de F_{ktot-W}	47
Figura 3-15 Gráfica de $V_{motor-W}$	48
Figura 3-16 Gráfica de $V_{motor-d}$	48
Figura 3-17 Estructura mecánica del micromotor	50
Figura 3-18 Estructura del sensor	51
Figura 3-19 Vista superior del sensor con traslape.....	52
Figura 3-20 Dimensiones de sensor y motor (μm).....	54

Figura 3-21 Comportamiento de K_{CG}	57
Figura 3-22 Voltajes aplicados al FGMOS.....	58
Figura 3-23 Sistema de actuación	59
Figura 3-24 Voltajes aplicados a todo el sistema del micromotor.....	60
Figura 3-25 Circuito oscilador con inversor Schmitt	61
Figura 3-26 Función de transferencia del disparador Schmitt.....	61
Figura 3-27 Comportamiento del inversor Schmitt	62
Figura 3-28 Comportamiento del oscilador	63
Figura 3-29 Voltaje de salida del oscilador	64
Figura 3-30 a) Circuito oscilador con inversor b) Voltaje de salida del inversor.....	64
Figura 3-31 Asignación de fases a los electrodos.....	65
Figura 3-32 Entradas y salidas de los Flip-flop	66
Figura 3-33 Circuito esquemático de los contadores.....	68
Figura 3-34 Circuito esquemático de las fases	70
Figura 3-35 Inversor con CMOS de drenador extendido para la fase F0	71
Figura 4-1 Extremos fijos en la estructura	74
Figura 4-2 Simulación de deflexión de un par de resortes.....	74
Figura 4-3 Simulación de desplazamiento de un par de resortes	76
Figura 4-4 Desplazamiento máximo y mínimo en dirección X de un par de resortes	76
Figura 4-5 Extremos fijos del motor	77
Figura 4-6 Definición de material linealmente elástico	78
Figura 4-7 Terminales que se conectan a tierra.....	78
Figura 4-8 Campo eléctrico presente en el sistema.....	79
Figura 4-9 Comportamiento de las líneas de campo eléctrico	79
Figura 4-10 Flechas del campo eléctrico	80
Figura 4-11 Fuerza electrostática.....	80
Figura 4-12 Variación del coeficiente de acoplamiento.....	81
Figura 4-13 Variación del voltaje de la compuerta flotante	82
Figura 4-14 Curvas de corriente en el drenador	82
Figura 4-15 Señal de reloj a 10KHz.....	84
Figura 4-16 Señal de reloj a 1KHz.....	84
Figura 4-17 Señal de reloj a 100Hz.....	84
Figura 4-18 Señal de reloj a 20Hz.....	84
Figura 4-19 Diagrama de conexión contadores ascendente y descendente	85
Figura 4-20 Señales de salida de los contadores.....	86
Figura 4-21 Circuito combinatorio de fases	86
Figura 4-22 Señales de salida del circuito combinatorio de fases	87
Figura 4-23 a) Entrada y b) salida del elevador de voltaje	88
Figura 4-24 Capas de L-Edit.....	89
Figura 4-25 Diseño topológico del oscilador	90
Figura 4-26 Diseño topológico del bloque de generación de fases	91
Figura 4-27 Señales de salida obtenidas con extracción de parámetros	92
Figura 4-28 Diseño topológico del MOS de drenador extendido.....	93
Figura 4-29 Proceso del diseño topológico de un MOS de drenador extendido	93

Figura 4-30 Corte transversal del MOS de drenador extendido	94
Figura 4-31 Diseño topológico de la estructura mecánica del motor.....	95
Figura 4-32 Corte transversal de parte superior de la estructura mecánica del motor	96
Figura 4-33 Diseño topológico del sistema de actuación	96
Figura 4-34 Sección transversal de un electrodo fijo.....	97
Figura 4-35 Diseño topológico del FGMOS	97
Figura 4-36 Diseño topológico del sistema del micromotor lineal	98
Figura 4-37 Chip del sistema	99
Figura 7-1 Parámetros estructurales en tecnología 0.5um [8]	105
Figura 7-2 Reglas de diseño para capa Metal 1 [12]	106
Figura 7-3 Esquemático de inversor Schmitt	111
Figura 7-4 Diseño topológico de inversor Schmitt.....	112
Figura 7-5 Esquemático de Flip-flop tipo D con clear	114
Figura 7-6 Diseño topológico de Flip-flop tipo D con clear.....	115
Figura 7-7 Esquemático de inversor	117
Figura 7-8 Diseño topológico de inversor	118
Figura 7-9 Esquemático de NAND de 2 entradas con salida negada	120
Figura 7-10 Diseño topológico de NAND de 2 entradas con salida negada	121
Figura 7-11 Esquemático de NAND de 3 entradas con salida negada	123
Figura 7-12 Diseño topológico de NAND de 3 entradas con salida negada	124
Figura 7-13 Esquemático de NOR de 2 entradas con salida negada	126
Figura 7-14 Diseño topológico de NOR de 2 entradas con salida negada	127

ÍNDICE DE ECUACIONES

<i>Ecuación 1-1</i>	4
<i>Ecuación 1-2</i>	4
<i>Ecuación 2-1</i>	20
<i>Ecuación 2-2</i>	20
<i>Ecuación 2-3</i>	20
<i>Ecuación 2-4</i>	20
<i>Ecuación 2-5</i>	21
<i>Ecuación 2-6</i>	21
<i>Ecuación 2-7</i>	21
<i>Ecuación 2-8</i>	22
<i>Ecuación 2-9</i>	22
<i>Ecuación 2-10</i>	23
<i>Ecuación 2-11</i>	23
<i>Ecuación 2-12</i>	26
<i>Ecuación 2-13</i>	26
<i>Ecuación 2-14</i>	26
<i>Ecuación 2-15</i>	27
<i>Ecuación 2-16</i>	28
<i>Ecuación 2-17</i>	28
<i>Ecuación 2-18</i>	28
<i>Ecuación 2-19</i>	29
<i>Ecuación 2-20</i>	29
<i>Ecuación 2-21</i>	30
<i>Ecuación 2-22</i>	30
<i>Ecuación 2-23</i>	30
<i>Ecuación 2-24</i>	31
<i>Ecuación 2-25</i>	31
<i>Ecuación 2-26</i>	32
<i>Ecuación 2-27</i>	33
<i>Ecuación 2-28</i>	34
<i>Ecuación 3-1</i>	42
<i>Ecuación 3-2</i>	43
<i>Ecuación 3-3</i>	43
<i>Ecuación 3-4</i>	53
<i>Ecuación 3-5</i>	53
<i>Ecuación 3-6</i>	54
<i>Ecuación 3-7</i>	54
<i>Ecuación 3-8</i>	55
<i>Ecuación 3-9</i>	56
<i>Ecuación 3-10</i>	56
<i>Ecuación 3-11</i>	57
<i>Ecuación 3-12</i>	58

<i>Ecuación 3-13</i>	63
----------------------------	----

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Parámetros del MOS de drenador extendido	11
Tabla 2 Constantes para el cálculo de deflexión.....	40
Tabla 3 Parámetros definidos	44
Tabla 4 Parámetros finales.....	49
Tabla 5 Voltaje del motor	49
Tabla 6 Parámetros para calcular CG	55
Tabla 7 Variación de CG	55
Tabla 8 Parámetros para calcular capacitancias	56
Tabla 9 Tabla de verdad de Flip-Flop tipo D	66
Tabla 10 Tabla de verdad de los contadores ascendente y descendente	67
Tabla 11 Ecuaciones de contador ascendente.....	67
Tabla 12 Ecuaciones de contador descendente	67
Tabla 13 Ecuaciones finales de contador ascendente y descendente.....	68
Tabla 14 Tabla de verdad de fases.....	69
Tabla 15 Ecuaciones de fases.....	69
Tabla 16 Valor de corriente en drenador para cada posición	83
Tabla 17 Valores de R y C para obtener diferentes frecuencias	83

RESUMEN

Este trabajo consiste en el diseño de una estructura compuesta por una capa estructural de aluminio que tiene como finalidad la de actuar como un micromotor electrostático lineal; cuenta además con una capa de polisilicio para actuar como parte del sensor de posición del micromotor; que operará como compuerta flotante de un transistor MOS (FGMOS); se integra también en el mismo chip el circuito de control para el micromotor, bajo las reglas de la tecnología CMOS estándar.

El micromotor hecho con la capa de aluminio, consiste de cuatro resortes que soportan a los electrodos que se moverán debido a la actuación electrostática y a una de las placas para el sensor, además de electrodos fijos.

Los electrodos móviles están posicionados de manera lineal con una separación constante entre ellos, de tal manera que estén desfasados de los electrodos fijos. Los electrodos fijos están posicionados de manera lineal justo enfrente de los móviles con una separación constante. Al aplicar una diferencia de potencial entre ambos electrodos se genera una fuerza electrostática que desplaza al motor un paso, dicho fenómeno se reproduce nuevamente en el siguiente par de electrodos para desplazar al motor otro paso y así sucesivamente hasta llegar a la posición final.

El sensor está formado por una placa móvil de aluminio, que a su vez forma parte de la compuerta de control de un transistor FGMOS, dicha placa se desplaza al aplicar una fuerza electrostática y existe una segunda placa que permanece fija que es la capa de polisilicio que forma parte de la compuerta flotante del FGMOS. Cuando se tiene dicho desplazamiento se obtiene una capacitancia variable por el cambio de área de traslape entre ambas placas, lo cual modifica el potencial en la compuerta flotante y a su vez la corriente que circula por el drenador del FGMOS, es decir, el FGMOS tiene un coeficiente de acoplamiento variable. Dicho cambio de corriente da como resultado una relación entre la posición del micromotor y la corriente a través del FGMOS.

El circuito de control es el encargado de generar las señales necesarias para mover al motor hasta la posición final o a la posición inicial. Dicho circuito consiste en un oscilador para generar un reloj, un contador ascendente, un contador descendente, un circuito combinatorio para generar las señales de activación de los electrodos y una etapa de elevación de voltaje para obtener la diferencia de potencial alta entre los electrodos.

Palabras Clave: MEMS, Micromotor lineal, Circuito de control, FGMOS, Fuerza electrostática

ABSTRACT

This work consists of a structure composed by a structural aluminum layer whose purpose is to act as a linear electrostatic micromotor; it also has a polysilicon layer to act as part of the micromotor position sensor, which will operate as a floating gate of a MOS transistor (FGMOS); the control circuit for the micromotor is also integrated into the same chip, under the rules of standard CMOS technology.

The micromotor made with the aluminum layer, consists of fixed electrodes and four springs that support the electrodes (which will move due to the electrostatic actuation), and also one of the plates for the sensor.

The mobile electrodes are positioned in a linear manner with a constant distance between them, in such a way that they are out of phase with the fixed electrodes. The fixed electrodes are positioned in a linear manner as well, directly opposite to the mobile electrodes with a constant separation. When applying a potential difference between both electrodes, an electrostatic force is generated that moves the motor one step, this phenomenon is reproduced again in the next pair of electrodes to move the motor one step further and so on until reaching the final position.

The sensor is formed by a mobile aluminum plate, which forms part of the control gate of a FGMOS transistor and this plate moves when applying an electrostatic force and there is a second plate that remains fixed that is made with the polysilicon layer and it is part of the floating gate of the FGMOS. When this displacement is present, a variable capacitance is obtained due to the change of overlapping area between both plates, which modifies the potential over the floating gate and at the same time the current that flows through the drain of the FGMOS, i.e., the FGMOS has a variable coupling coefficient. A relation between the position of the micromotor and the current through the FGMOS can be derived due to this change of current.

The control circuit is responsible for generating the necessary signals to move the motor to the final position or to the initial position. The circuit consists of an oscillator to generate a clock, an ascending counter, a descending counter, a combinatorial circuit to generate the activation signals of the electrodes and a stage for increasing voltage to obtain the high potential difference between the electrodes.

Keywords: MEMS, Linear micromotor, Control circuit, FGMOS, Electrostatic force

OBJETIVOS

Objetivo general

Diseñar un MEMS Micromotor lineal con desplazamiento en dos direcciones y el circuito de control para el mismo, además de tener todo el sistema en un solo sustrato (chip), que es posible fabricarlo con tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$.

Objetivos específicos

- Contribuir al establecimiento y conocimiento de la línea de investigación de MEMS en el Grupo de Sistemas VLSI, con base a estructuras sensoras y actuadoras, a partir de las herramientas también empleadas para el diseño de circuitos integrados.
- Diseñar una estructura para configurar un micromotor lineal.
- Diseñar un circuito que sirva para monitorear el movimiento de la estructura.
- Diseñar un circuito electrónico para controlar el desplazamiento del micromotor.
- Integrar en un solo sustrato (monolítico) tanto el circuito electrónico como la estructura del micromotor.

JUSTIFICACIÓN

Un área de la tecnología de micromecanizado que ha experimentado un crecimiento considerable en la última década, se ubica en el ámbito de los Sistemas Micro Electro Mecánicos (MEMS) que abarca una amplia variedad de dispositivos que combinan sistemas micro electrónicos con estructuras mecánicas [1]. Sin embargo, las familias de dispositivos MEMS conocida como micromotores, en específico micromotores lineales, no han sido muy desarrollados.

Al respecto, se puede comentar que los diseños ya existentes tienen limitación de movimiento, ya que sólo pueden realizar desplazamientos menores a la separación entre electrodos, por lo que surge la necesidad de desarrollar un diseño de micromotor con más libertad de desplazamiento para poder ser aplicado a una mayor cantidad de sistemas mecánicos. La propuesta desarrollada en el presente trabajo, es un motor que pretende ser desarrollado con la tecnología de fabricación de circuitos integrados CMOS estándar, utilizando las mismas reglas de diseño tanto para el circuito de control como para la estructura mecánica, y combinándolo con los procesos de micromaquinado para liberar la estructura mecánica. De esta manera se puede tener en el mismo encapsulado tanto el circuito electrónico como la estructura mecánica. Lo anterior se debe a que las tecnologías estándar son más accesibles que las tecnologías MEMS dedicadas, aunque con ciertas limitaciones.

Otra aportación de este diseño es obtener experiencia y conocimientos acerca de dispositivos MEMS como sistemas de actuación (micromotores) dentro del Grupo de Sistemas VLSI de la SEES, así como ampliar horizontes para potenciales aplicaciones.

1 INTRODUCCIÓN

A partir de su aparición en la década de los 1980, los MEMS han tenido un continuo y extenso desarrollo. Sus aplicaciones se pueden ver en diferentes aspectos de la vida cotidiana e industrial. Por ejemplo, en la rama del entretenimiento, podemos encontrar controles remotos que emplean acelerómetros y giroscopios para trasladar el movimiento del usuario hacia el desarrollo de un juego electrónico; en las comunicaciones, se aplica un acelerómetro para girar la pantalla según convenga para desplegar la información; en la rama química, se emplean sensores para determinar ya sea la presencia de un gas o un reactivo; en la aeronáutica, se aplica el giroscopio para monitorear la ubicación de una aeronave; en la industria automotriz, se emplean infinidad de sensores y actuadores para darle el mejor desempeño y seguridad al automovilista y disfrutar del traslado en su vehículo. Gran parte del éxito de estos dispositivos tiene que ver con su miniaturización, que gracias a los continuos avances de la tecnología, ha permitido ofrecer la ejecución de diversas y poderosas funciones en una mínima área. En este sentido, cabe mencionar que la reducción a dimensiones micrométricas provoca diferentes comportamientos de los fenómenos físicos, comparado con lo que sucede a nivel macrométrico. Por lo tanto, es conveniente dar un antecedente sobre las leyes de escalamiento que se derivan a partir de la reducción de las dimensiones de un dispositivo, como se explica a continuación.

1.1 Leyes de escalamiento

Un producto industrial exitoso requiere conocer las expectativas de los consumidores y ser inteligentes y multifuncionales, en comparación con muchos otros. [2] En consecuencia una gran cantidad de sensores, actuadores y microprocesadores deben ser integrados y encapsulados en estos productos; por ello el tamaño y la geometría requieren ser miniaturizados para poder integrar una mayor cantidad de funciones en menor área y es conveniente aplicar adecuadamente las leyes de escalamiento.

Para empezar, la física a microescala es diferente tanto en los dispositivos electrónicos como en los micromecanismos, y un buen microactuador está basado en diferentes principios de operación como los que aplican en los actuadores a macroescala. Para comprender los retos en la actuación a microescala, es importante conocer acerca de las leyes de escalamiento de las fuerzas fundamentales.

Estas leyes son de gran importancia ya que por ejemplo el ruido mecánico, que es despreciable para objetos a macro escala, toma gran relevancia con los dispositivos que son miniaturizados. Además se tienen efectos de superficie como las fuerzas de adhesión, que son mayores que las fuerzas gravitacionales.

La trascendencia de las leyes de escalamiento aparece cuando las comparamos con los fenómenos naturales a pequeña escala. Por mencionar algunas se tiene:

- La fuerza gravitacional es menos importante a microescala: por ejemplo los insectos pueden caminar sobre el agua o una partícula de polvo puede flotar.
- Pequeños objetos son más rápidos: por ejemplo un colibrí puede aletear de 50-500 veces por segundo.
- Las fuerzas de viscosidad se escalan con el área y se hacen significativas en microescala: por ejemplo el amortiguamiento por aire tiene mucha influencia y debe reducirse.
- El efecto de la tensión superficial se incrementa a microescala: por ejemplo el efecto de la capilaridad es mucho mayor que la fuerza debida a la gravedad.

1.1.1 Escalamiento de fuerzas de actuación electrostáticas

El desarrollo que se realizó en el presente trabajo, tiene la finalidad de accionar al motor basado en los principios electrostáticos para atraer y alinear una placa móvil de un capacitor con la otra placa, que está fija, de tal forma que sea posible el movimiento del micromotor que se pretende mostrar. Esto es lo que se hace tanto en

motores con movimiento lineal como angular. Este desarrollo trata del diseño de un micromotor lineal. Por lo tanto, en esta sección se explicarán las bases del fenómeno electrostático.

Los principios de accionamiento más utilizados para su aplicación en actuadores, son el electrostático, el piezoeléctrico y el térmico, además del magnético. Sin embargo, este último no se escala convenientemente para pequeñas dimensiones y su principal desventaja es que requiere de bobinas que son muy difíciles de miniaturizar y fabricar con las técnicas utilizadas para la tecnología de circuitos integrados CMOS. Por otra parte, en el térmico, debido a que es necesario el calentamiento del actuador, el consumo de energía para calentar es significativo comparado con el del electrostático o piezoeléctrico. Finalmente, en el piezoeléctrico su principal desventaja es que es difícil obtener grandes desplazamientos y requiere de materiales piezoeléctricos especiales que aumentan el costo del proceso de fabricación, debido a que se introducen pasos de fabricación que no son estándar. Por lo tanto, el más adecuado para el diseño y fabricación de los micromotores es el principio electrostático.

El empleo de una estructura capacitiva con un fluido como dieléctrico para permitir el movimiento (aire en este caso) y el empleo de fuerzas electrostáticas, se basa en la natural atracción entre cargas positivas y negativas. En dispositivos micro o nanométricos, la atracción electrostática se considera importante y es la preferentemente usada para el diseño de actuadores. Las principales ventajas de los actuadores capacitivos es que son relativamente fáciles de construir con tecnología CMOS estándar y tienen bajo consumo de potencia (en comparación con actuadores térmicos). Pero por otro lado, la desventaja de los actuadores electrostáticos son los altos voltajes necesarios para generar fuerzas significativas. A continuación se establecen las ecuaciones que permiten analizar el comportamiento del actuador requerido y diseñarlo en función de los parámetros definidos por la tecnología en la que se propone su fabricación, que pueden llegar a establecer limitaciones para su desempeño. Cabe recordar que este trabajo pretende establecer además, una

metodología de diseño para actuadores MEMS, con base a un micromotor. y que pueda dar una idea de la factibilidad de realización, además de contribuir a la línea de investigación de los MEMS en el Grupo de Sistemas de VLSI.

Para comenzar, se tiene que la fuerza de atracción entre dos placas paralelas está dada por:

$$F = \epsilon \frac{A}{2d^2} V^2 \sim I^0 \quad (V \text{ constante}) \quad \text{Ecuación 1-1}$$

Donde ϵ es la permitividad del medio, A es el área de las placas, d es la separación entre placas y V el voltaje aplicado a las placas. La *Ecuación 1-1* [3] muestra que para un voltaje constante, la fuerza es independiente de las dimensiones, ya que las unidades del área [m^2] se anulan con las de la distancia al cuadrado [m^2]. Sin embargo, al escalar no sería conveniente que para pequeñas separaciones de placas se tengan altos voltajes. El máximo voltaje que puede ser aplicado entre las placas depende del campo eléctrico de ruptura del dieléctrico, ϵ_{MAX} , que es el campo eléctrico máximo permitido, antes de que el medio entre las placas se vuelva conductor. Utilizando la relación de $\epsilon=V/d$, la ley de escalamiento para la fuerza electrostática con un campo eléctrico constante es:

$$F = \epsilon \frac{A}{2} \epsilon^2 \sim I^2 \quad (\epsilon \text{ constante}) \quad \text{Ecuación 1-2}$$

Donde ϵ es la permitividad, A es el área de las placas y ϵ es el campo eléctrico entre placas. La *Ecuación 1-2* [3] muestra que la fuerza electrostática decrece cuando el tamaño del dispositivo se reduce. Por otro lado, la estimación del campo eléctrico máximo en actuadores electrostáticos es complicada debido a que el modelo de ruptura (Curva de Paschen, ver Figura 1-1) se invalida para espaciamiento entre las placas de la estructura capacitiva del orden de micrómetros y en este caso, el ϵ_{MAX} se

vuelve independiente de la separación: una muy pequeña separación entre placas no es suficiente para que las moléculas de gas ganen suficiente velocidad para la ionización de ruptura y el ϵ_{MAX} se incrementa para pequeñas separaciones de placas. Este efecto se muestra en la curva de Paschen [3] en la Figura 1-1, además se observa que el voltaje de ruptura mínimo es de aproximadamente 200V, el cual es excesivamente alto para su aplicación en estructuras integradas con tecnología CMOS.

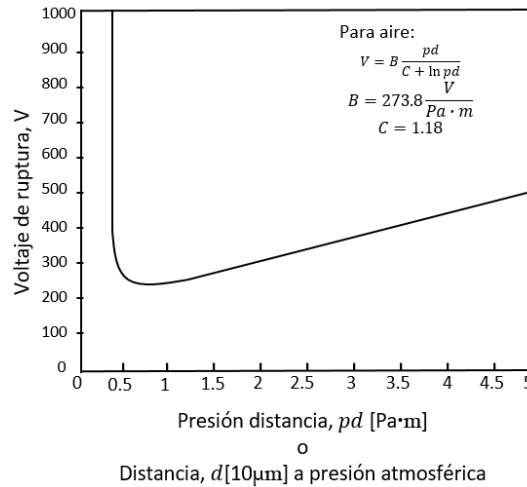


Figura 1-1 Curva Paschen en aire [3]

1.2 Transistor MOS de drenador extendido

Una contribución del presente diseño propuesto para el micromotor con movimiento lineal, es monitorear o sensar la posición del elemento móvil del mismo. Para esto, se propone emplear un FGMOS de tal forma que se aproveche el traslapamiento variable de una de las placas del capacitor usado para la acción electrostática, ya que esto produce una variación del coeficiente de acoplamiento. Se ha demostrado [4] que al variar el coeficiente de acoplamiento en un FGMOS, se tiene una modificación correspondientemente de la corriente de drenador, I_D . Con esto, se puede derivar una correlación entre la corriente entregada por el transistor FGMOS asociado, con la posición del motor. Esta sería una aportación importante para el diseño y uso de un micromotor. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, una característica de la

actuación electrostática es la necesidad del uso de altos voltajes para poder mover a un actuador MEMS. Esto impone una limitación cuando la fabricación del micromotor se basa en la tecnología CMOS estándar, ya que se corre el peligro de alcanzar el voltaje de ruptura asociado a las uniones P-N a partir de las cuales se realizan los transistores MOS en estas tecnologías. Por lo tanto, se debe establecer una estrategia que ayude a ampliar el rango de voltajes soportados por estas uniones, para incluir el diseño de un transistor que soporte voltajes relativamente altos. Éste es el llamado Transistor MOS de Drenador Extendido, el cual se explica a continuación.

Las principales aplicaciones de los transistores MOS de alto voltaje son como rectificadores e interruptores [5]. Cuando se utiliza como interruptor éste debe estar en estado abierto o cerrado como lo haría un interruptor mecánico, no obstante al tratarse de un transistor, existe una corriente de fuga a través de él. Esta corriente puede aumentar considerablemente si el voltaje entre las terminales del transistor es demasiado grande y dañar permanentemente al dispositivo.

Por el otro lado, en estado cerrado, el transistor presenta una resistencia de encendido que puede ser considerable y afectando el desempeño del interruptor. Por lo tanto, ambos inconvenientes deben ser minimizados. La alternativa para lograr el desempeño deseado, es el Transistor MOS de Drenador Extendido.

1.2.1 Rupturas en un transistor MOS de drenador extendido

En el diseño de un transistor MOS de potencia, se pueden presentar varios panoramas que pueden deteriorar su operación:

- Ruptura del óxido de compuerta del lado del traslape compuerta-drenador y es la más crítica [6]. Dada la presencia de una esquina en un CMOS convencional (cambio abrupto de forma en un extremo de la compuerta) como muestra la Figura 1-2 a), se genera un pico de campo eléctrico en esa zona. Por lo tanto pueden existir portadores calientes generados durante la avalancha debido al voltaje tan alto que está siendo aplicado en el drenador.

Por consiguiente, los portadores son fácilmente inyectados hacia óxido para finalmente provocar una ruptura física en el óxido. Para evitar dicha ruptura se coloca un óxido grueso (FOX) debajo de esa zona de la compuerta en el CMOS de drenador extendido como se muestra en la Figura 1-4.

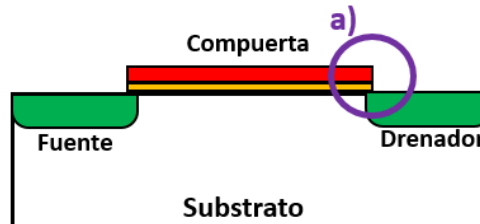


Figura 1-2 a) Ruptura en el óxido de compuerta en un CMOS convencional

- Ruptura en el perímetro de la unión del drenador con substrato [7]. Dada la presencia de cuatro bordes esféricos muy pronunciados en el perímetro de la implantación como se muestra en la Figura 1-3, donde al igual que el caso anterior, se genera un pico de campo eléctrico. Por lo tanto pueden existir portadores calientes generados durante la avalancha debido al voltaje tan alto que está siendo aplicado en el drenador. Por consiguiente, los portadores son fácilmente inyectados hacia el substrato. Para disminuir la posibilidad de ruptura se coloca un electrodo de campo (*Field-plate*) formado por la compuerta que es un semiconductor y el óxido debajo, para modificar las líneas de campo en la zona perimetral más crítica.

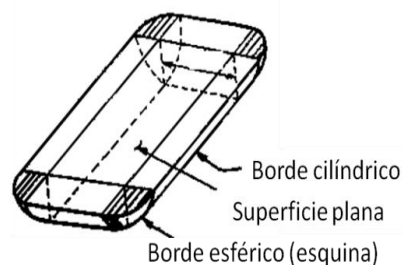


Figura 1-3 Ruptura en el perímetro de implantación

- Ruptura por Alcance (*Punch-through*). Esta ruptura se produce cuando la región de deserción de la unión Drenador-Sustrato, polarizada inversamente, alcanza la región de deserción de la unión Fuente-Sustrato, lo que provoca un aumento en la corriente. Para evitar este fenómeno se crea un pozo N debajo del drenador, ya que dicho pozo tiene menor concentración de impurezas que el sustrato. Al polarizar en inversa la unión PN (pozo-sustrato) la región de carga espacial crece mayormente en la región con menor impurificación (pozo N), esto permitirá poder aplicar voltajes más altos antes de alcanzar la ruptura por alcance, es decir se incrementa el voltaje de ruptura. De esta forma, se tiene la posibilidad de ampliar la capacidad del circuito de operación y control del micromotor, lo cual no sería posible siguiendo la metodología convencional de diseño de transistores MOS.

1.2.2 Principio de operación

El diseño del Transistor MOS de Drenador Extendido se hace de una manera fuera de lo convencional, ya que se debe violar una regla de diseño, pero que no impide que sea incluido para su fabricación, como puede suceder con otras violaciones a estas. Este dispositivo se caracteriza por tener un Pozo N debajo del drenador como se muestra en la Figura 1-4 y la longitud del canal depende tanto de un parámetro de proceso, como de un parámetro litográfico.

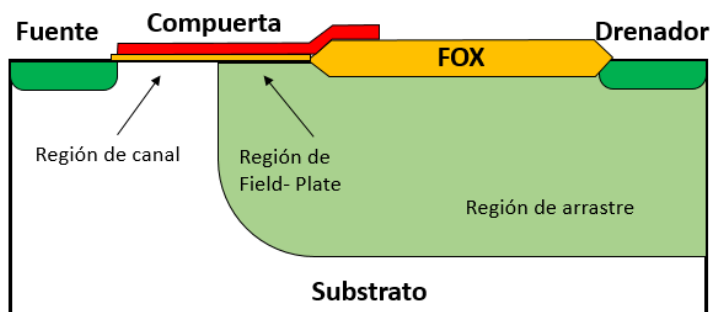


Figura 1-4 Estructura del MOS de drenador extendido

A continuación se da una explicación del diseño de este transistor y se considera un MOS Canal N. La estructura del MOS de drenador extendido consta de tres regiones: la región de canal, la región de electrodo de campo y la región de arrastre [5].

- Región de canal: esta región controla la corriente del transistor. En estado apagado, no hay potencial aplicado a la compuerta, por lo tanto no está formado el canal. En estado encendido, se forma el canal entre drenador y fuente, dicho canal tiene el mismo comportamiento que el de un MOS ordinario. La resistencia de encendido puede ser reducida, reduciendo la longitud de canal.
- Región de arrastre: está compuesta por el pozo N, y es de vital importancia porque es la región que le da la capacidad al transistor de trabajar con altos voltajes. En estado apagado, esta región actúa como el cátodo del diodo que está polarizado inversamente, lo cual impide el paso de corriente para voltajes de polarización menores al voltaje de ruptura. En estado encendido, esta región se comporta como una resistencia que depende del voltaje aplicado, ésta tiene mayor contribución a la resistencia de encendido que la de canal debido a su mayor longitud como se muestra en la Figura 1-5.

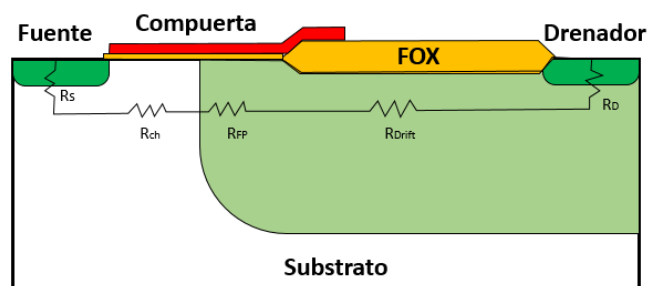


Figura 1-5 Componentes resistivas del MOS de drenador extendido

- Región de electrodo de campo (Field-Plate): esta región se encuentra debajo de la extensión del electrodo de compuerta sobre el pozo N. En estado apagado, en el drenador se tiene el potencial positivo aplicado y la compuerta está aterrizada, lo cual genera una región de agotamiento en la región de electrodo de campo, como se muestra en la Figura 1-6. Esta región es necesaria para tener un buen contacto entre el canal y la región de arrastre.

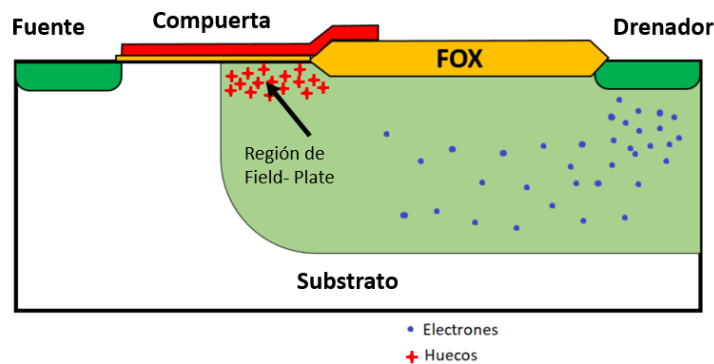


Figura 1-6 Región de agotamiento en la región de Field-Plate

En estado encendido, al contrario del caso anterior, se formará una región de acumulación en la región del electrodo de campo y por lo tanto tendrá suficiente conductividad. De la misma manera sucede en la región de canal.

1.2.3 Diseño físico

El MOS de drenador extendido se puede realizar con el proceso CMOS estándar, las capas que deben utilizarse para la fabricación del MOS de drenador extendido pueden encontrarse en la página 64 del manual de las reglas de diseño de L-Edit [8] (no se presentan en este trabajo debido a restricciones por confidencialidad).

Las dimensiones que recomienda On Semiconductor se muestran en el manual mencionado anteriormente, las que se muestran en la Tabla 1.

Parámetro	Valor
Longitud del canal	5 μm
Ancho del canal	5 μm
Máx. Voltaje de operación en la compuerta	5.5V
Máx. Voltaje de operación en el drenador	22V
Corriente de saturación (a 5V en compuerta y drenador)	2.9mA
Voltaje de umbral	0.75V

Tabla 1 Parámetros del MOS de drenador extendido

Para el MOS de drenador extendido se necesita que no haya óxido de campo sobre la región del electrodo de campo. En cuanto a las reglas de diseño, dicha estructura presenta errores en el software L-Edit, ya que la capa *Active* que se utiliza para indicar en qué región no se crecerá el óxido de campo, debe estar separada de una región de Pozo N al menos 3λ (λ es el factor de escalamiento de las dimensiones de los dispositivos, $0.3\mu\text{m}$ para el caso de la tecnología de $0.5\mu\text{m}$ de On Semiconductor). Sin embargo, este error de diseño no afecta la secuencia de fabricación del CMOS, en realidad se utiliza como medida de seguridad para que no se formen transistores o diodos parásitos y se puede fabricar el dispositivo haciendo caso omiso al error [5].

Una vez establecidos los antecedentes necesarios para comprender los requerimientos para el funcionamiento del micromotor, así como algunas de las restricciones impuestas para su fabricación dentro de una tecnología CMOS estándar, en la siguiente sección se presenta el estado del arte encontrado en la literatura, con el objetivo de enmarcar la presente propuesta dentro de los diferentes desarrollos realizados, donde se podrá ver la magnitud de los voltajes empleados para hacer funcionar a los micromotores, así como sus dimensiones y la tecnología empleada en su fabricación, entre otros datos interesantes.

1.3 Estado del arte

Título: Surface Micromachined Linear Electrostatic Stepper Motor

Autores: N.R. Tas, A.H. Sonnenberg, A.F.M. Sander² and M C. Elwenspoekl

Nombre de revista: IEEE

Procedencia: Eindhoven, Holanda

Año: 1995

En este trabajo se diseña un motor a pasos electrostático lineal mostrado en la Figura 1-7 y fabricado en un solo sustrato. Consiste de dos actuadores que alternadamente generan un paso para desplazar la pieza móvil. Se midió la fricción y la adhesión en los dedos de los motores. Se encontró un coeficiente de fricción de 0.8 ± 0.3 . Realizando el movimiento a pasos completo se obtuvo un desplazamiento de $15 \mu\text{m}$, con pasos del orden de $2 \mu\text{m}$. El desplazamiento está limitado por la separación entre placas de cada motor ($d_{c1}, d_{c2}, d_{p1}, d_{p2}$). La fuerza generada es igual a $3 \mu\text{N}$ aplicando 40 V . Este motor es fabricado en una capa de polisilicio de $380 \mu\text{m}$ de espesor, mediante técnicas de LPCVD, PECVD y RIE, propias del diseñador.

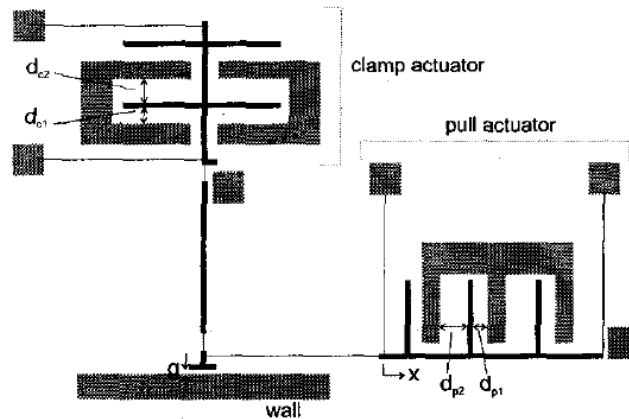


Figura 1-7 Diseño topológico de un motor, consiste en un actuador horizontal y uno vertical, ambos conectados a la pieza móvil por medio de conexiones elásticas.

Título: Design and simulation of RF MEMS comb drive with ultra-low pull-in voltage and maximum displacement

Autores: Salah El Din Nashat, Roshdy AbdelRassoul, Abd El Moneim Abd El Bary

Nombre de revista: Microsystem Technologies

Procedencia: Alemania

Año: 2018

Este trabajo presenta un actuador de combinación de dedos (*Comb drive*) diseñado con un voltaje de 76V para lograr largos desplazamientos y utilizado como un oscilador. Está constituido por un par de resortes configurados de tal forma que permita el desplazamiento en x de la estructura como se muestra en la Figura 1-8 a), para que al aplicar una diferencia de potencial entre los dedos, se genere la fuerza electrostática necesaria para desplazar toda la estructura, pero que a su vez existe amortiguamiento debido al aire entre los dedos como se muestra en la Figura 1-8 b). Sin embargo existe un riesgo de que se adhieran los dedos al haber un ligero desplazamiento en el eje y. Este motor es fabricado en polisilicio.

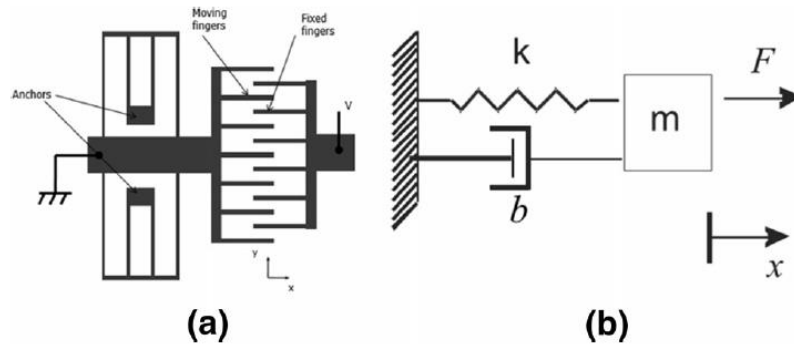


Figura 1-8 a) Diagrama esquemático de actuador de dedos combinados b) modelo dinámico

Título: Micromotor Fabrication by Surface Micromachining Technique

Autores: Dhananjay Barbade

Nombre de revista: Proceedings of the SEM

Procedencia: Indianapolis, Indiana USA

Año: 2010

En este trabajo se explica la fabricación de un micro motor angular utilizando la técnica de micro maquinado superficial, la cual consiste en depositar capas de sacrificio (óxido de silicio) y capas estructurales (polisilicio y metal) con las geometrías deseadas; posteriormente se eliminan las capas de sacrificio de manera que quede liberada la estructura, se enjuaga y seca la oblea.

El proceso utilizado para fabricar este motor es un proceso con tres capas de polisilicio, donde la primera capa es utilizada solamente como una capa base. El estator y el rotor son fabricados con la segunda capa de polisilicio, mientras que el eje es hecho con la tercera capa de polisilicio.

Título: Optimized design of an electrostatic side-drive micromotor

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

Nombre de revista: ABCM Symposium Series in Mechatronics

Procedencia: Sao Paulo, Brasil

Año: 2006

Este trabajo explica cómo diseñan un micromotor electrostático angular optimizado y se divide en tres partes:

- Simulación computacional de un modelo de micromotor (utilizando Método de Elemento Finito) en ANSYS, para analizar la influencia de los parámetros de diseño del motor en su torque final.
- Micro maquinado de micromotor electrostático 12:8 (12 electrodos en el estator y 8 dientes en el rotor), utilizando técnicas de fotolitografía UV y galvanoplastía metálica.
- Desarrollo de un software de optimización para diseñar el rotor de un micromotor 16:4 usando el método de optimización topológica (TOM).

Este motor es fabricado con oro tanto el rotor como el estator, mediante tecnología LIGA (litografía, electrodeposición y moldeo).

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

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

Nombre de revista: Transducers & Eurosensors'07

Procedencia: Waterloo, Canadá

Año: 2007

En este trabajo se presenta el diseño y fabricación de un micromotor electrostático angular con un voltaje bajo de 16 V. El diseño del micromotor está basado en un método para dar forma a los polos del rotor, y de esta forma optimizar la geometría y maximizar el torque. Utilizan PolyMUMPs (Proceso de micromaquinado superficial de tres capas de polisilicio) como proceso de fabricación del micromotor, y fuera del chip se tiene el circuito de control. La capa estructural de este motor es polisilicio de 2 μm de espesor.

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

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

Nombre de revista: Microelectronic Engineering

Procedencia: Dortmund, Germany

Año: 2003

Este trabajo presenta un micromotor angular de maquinado superficial completamente compatible con el proceso de fabricación de la tecnología CMOS de $0.8\mu\text{m}$, que es integrado monolíticamente con el circuito CMOS de control necesario. Dicho circuito contiene un oscilador, un divisor de frecuencia, un contador dividido por 3 y transistores DMOS (MOS de drenador extendido) para operar con voltajes altos. Dicho motor trabaja con un voltaje de control de 100V, su capa estructural es polisilicio de $0.5\mu\text{m}$ de espesor

Con base a estos antecedentes presentados, se puede afirmar que existen muy pocos diseños de micromotores compatibles con la tecnología CMOS estándar, lo cual es de vital importancia para una aplicación, ya que se tendría dentro del mismo chip tanto la estructura mecánica como el circuito de control, por lo tanto se disminuye el área que ocupa todo el sistema y su costo.

1.4 Aplicaciones

En tanto la tecnología y la investigación han avanzado en el área de micromaquinado, esto ha permitido la concepción de dispositivos más complejos y novedosos, permitiendo que sean fabricados en todo el mundo. En este trabajo se ha prestado especial atención a los micromotores lineales MEMS, que son actuadores caracterizados por dimensiones que van de submilimétricas a milimétricas y tienen un rol muy importante en dispositivos a micro escala.

Algunas de sus aplicaciones inmediatas serían en robótica miniaturizada y otras máquinas como micropistones o electroválvulas; por ejemplo podría aplicarse en instrumentos médicos como control de microválvulas [9]. Este tipo de micromotor elimina el uso de numerosos componentes, su montaje y los costos asociados.

1.5 Conclusiones del capítulo

Este capítulo se realizó con la finalidad de tener bases sobre lo que se abordará en los siguientes capítulos, además de realizar una búsqueda bibliográfica para mostrar los antecedentes o trabajos similares al micromotor realizado en esta tesis. Independientemente de dónde aparezcan por primera vez estos dispositivos en el mercado, la búsqueda de nuevas aplicaciones es vital para la continuación de la investigación en micromotores y dispositivos MEMS en general.

2 ASPECTOS TEÓRICOS

2.1 Actuación con fuerzas electrostáticas

El accionamiento capacitivo o electrostático se basa en la atracción de cargas eléctricas. Los actuadores capacitivos son fáciles de manufacturar usando técnicas de litografía, no requieren materiales especiales y no tienen consumo de potencia en DC. Debido a estas ventajas, la actuación capacitiva es actualmente el método más popular para mover micro dispositivos. Dado que éste es un método común para accionar los micromotores, a continuación se explicará el principio sobre el que se basa fundamentalmente el accionar de este tipo de dispositivos. Existen dos tipos de sistemas capacitivos: a) placas paralelas (área constante) y b) capacitor longitudinal (separación constante). A continuación se derivan las expresiones características de cada uno de estos sistemas. Ambos pueden ser utilizados como actuadores en el diseño de los micromotores y dependerá del propósito y conveniencia en el diseño, la elección de alguno de estos métodos de actuación.

2.1.1 Transductor de placas paralelas

La fuerza electrostática entre dos placas depende del voltaje aplicado y la geometría del dispositivo. Para obtener la fuerza, primero se calcula la energía total almacenada en el sistema, compuesto en este caso por el capacitor y la fuente de voltaje mostrada en la Figura 2-1, que representa dos placas paralelas separadas por un dieléctrico (aire para el análisis aquí presentado) por una distancia d .

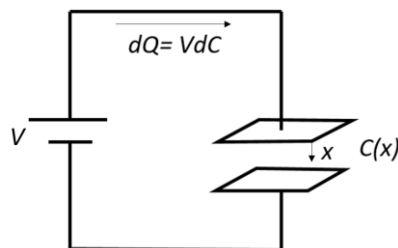


Figura 2-1 Esquemático del capacitor C conectado a la fuente de voltaje V [3]

Se requiere conocer la fuerza electrostática, la cual está dada por el gradiente de la energía almacenada y está dada por la *Ecuación 2-1*.

$$F_e = -\frac{dW}{dx} \quad \text{Ecuación 2-1}$$

Donde W es la energía potencial almacenada y x es el desplazamiento.

Por lo anterior, la energía potencial para un transductor capacitivo, donde el voltaje V se mantiene constante, pero la capacitancia C y la carga almacenada Q cambian en función de la distancia entre los electrodos del capacitor, está dada por:

$$W_c = \frac{1}{2}CV^2 \quad \text{Ecuación 2-2}$$

Además, la carga almacenada en el capacitor es $Q = CV$ derivando la ecuación anterior y la *Ecuación 2-2* obtenemos:

$$dW_c = \frac{1}{2}V^2dC \quad \text{Ecuación 2-3}$$

Dado que la capacitancia estará cambiando, se tendrá entonces que la carga variará de la siguiente manera:

$$dQ_c = VdC \quad \text{Ecuación 2-4}$$

y considerando que la carga provista por la fuente de voltaje cambia con base en $dQ_v = -dQ_c$ entonces el cambio en la energía almacenada en la fuente se reduce a:

$$dW_V = VdQ_V = -VQ_C \quad \text{Ecuación 2-5}$$

Combinando la *Ecuación 2-3* y la *Ecuación 2-5*, se obtiene el cambio total de la energía eléctrica almacenada en el sistema:

$$dW_e = dW_C + dW_V = -\frac{1}{2}V^2dC \quad \text{Ecuación 2-6}$$

Finalmente, la fuerza eléctrica que actúa en el capacitor está dada por la *Ecuación 2-1* y *Ecuación 2-6*:

$$F_e = -\frac{dW_e}{dx} = \frac{1}{2}V^2\frac{dC}{dx} \quad \text{Ecuación 2-7}$$

De lo anterior se deriva que para placas paralelas, la fuerza es directamente proporcional a la capacitancia y al cuadrado del voltaje, y además es independiente del signo del voltaje.

2.1.2 Capacitor longitudinal

En la geometría del capacitor longitudinal, Figura 2-2, los electrodos se mueven paralelos uno con otro, manteniendo constante la separación entre ellos pero cambiando el área de traslapamiento entre las placas del capacitor; el desplazamiento de una de las placas está en la dirección de los dedos y las flechas muestran las líneas de campo eléctrico. Los principales beneficios de la geometría longitudinal sobre el capacitor de placas paralelas son que el desplazamiento no está limitado y la capacitancia varía linealmente con el desplazamiento.

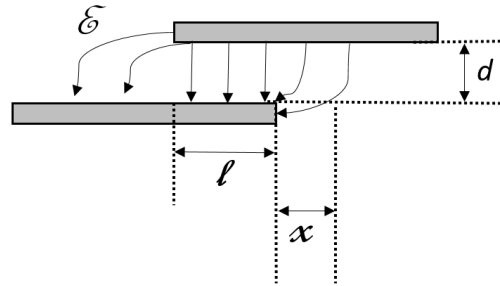


Figura 2-2 Vista esquemática del capacitor longitudinal de dedos.

La capacitancia entre el traslapamiento de un electrodo (dedo) y otro es:

$$C = \epsilon \frac{h(l - x)}{d} + C_f \quad \text{Ecuación 2-8}$$

Donde $\epsilon = \epsilon_R \epsilon_0$ es la permitividad, h es el espesor de la placa capacitiva, l es el traslapamiento inicial entre los dedos, x es el desplazamiento, d es la separación entre los dedos y C_f es la capacitancia de orilla donde no hay traslapamiento de los dedos.

La C_f no cambia con el desplazamiento y el gradiente de capacitancia es:

$$\frac{dC}{dx} = \epsilon \frac{h}{d} \quad \text{Ecuación 2-9}$$

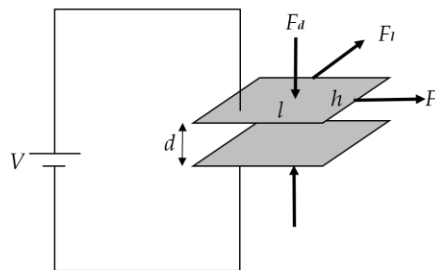


Figura 2-3: Fuerzas electrostáticas en placas paralelas. [3]

En esta dirección como se muestra en la

Figura 2-3, y tomando en cuenta la Ecuación 2-7 junto con la Ecuación 2-9, la fuerza que actúa en el capacitor está dada por:

$$F_e = -\frac{dW_e}{dx} = \frac{1}{2}V^2 \frac{dC}{dx} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon h}{d} V^2 \quad \text{Ecuación 2-10}$$

Como se puede observar de la *Ecuación 2-10*, la fuerza no depende del desplazamiento x . La fuerza del traslape entre un dedo y otro es pequeña, pero se pueden obtener grandes fuerzas poniendo un gran número de dedos en paralelo y por lo tanto, la fuerza de n dedos traslapados es:

$$F_e = n \frac{1}{2} \frac{\epsilon h}{d} V^2 \quad \text{Ecuación 2-11}$$

Comparado con la geometría de placas paralelas, el capacitor longitudinal ofrece linealidad además de un amplio rango de desplazamiento, pero tiene dos desventajas: primero, es difícil fabricar en la dirección perpendicular a la superficie de la oblea, por lo que la estructura es más apropiada para dispositivos con movimiento lateral. Segundo, la fuerza generada por el paralelo de varios dedos es más pequeña que para un capacitor de placas paralelas con el mismo volumen y separación de electrodos, por lo tanto fuerzas grandes requieren actuadores de gran tamaño o altos voltajes. Como se explicará más adelante, el diseño propuesto en esta tesis se desarrolla con base a capacitores de desplazamiento longitudinal, pues su fabricación es muy común en sensores y actuadores tanto en tecnología MEMS como en tecnología CMOS, como la que se describe en este trabajo.

2.2 MEMS con microactuadores

Se define un actuador como “Un dispositivo mecánico para controlar o mover algo” [2]. El actuador es una parte muy importante de un microsistema que involucra movimiento. Los actuadores son esenciales para muchos microsistemas: por ejemplo, los acelerómetros emplean actuación electrostática para una autocalibración de prueba; los arreglos de microespejos también usan movimiento mecánico para modular la intensidad de luz, etc. Los microactuadores han estado bajo una investigación intensa y diferentes métodos de actuación han sido propuestos, uno de los métodos es con micromotores lineales.

2.2.1 Micromotores lineales

Las fuerzas de accionamiento para micromotores son primordialmente fuerzas electrostáticas. La fuerza tangencial generada en pares de placas eléctricamente energizadas desalineadas, proporciona el movimiento requerido en un motor lineal.

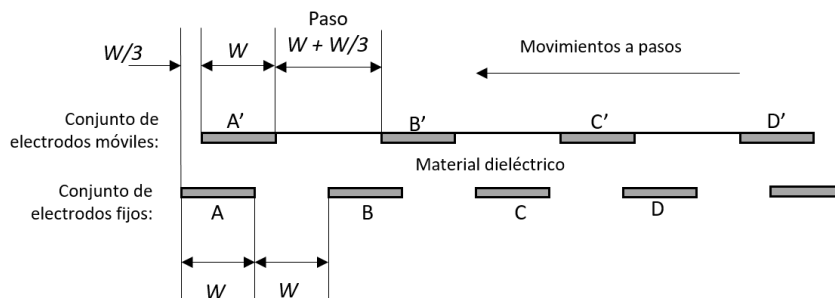


Figura 2-4: Principio de funcionamiento de micromotores electrostáticos. [3]

La Figura 2-4 ilustra el principio de funcionamiento del movimiento lineal entre dos conjuntos de placas paralelas. Cada uno de los dos conjuntos de placas contiene un número de electrodos hechos de placas de material conductor. Todos estos electrodos tienen una longitud W . Los electrodos inferiores tienen una separación entre cada uno de W , mientras que los electrodos superiores tienen una separación ligeramente diferente de $W + W/3$. Los dos conjuntos de electrodos están inicialmente desalineados por $W/3$.

Se fija el conjunto de electrodos inferiores y los electrodos superiores pueden deslizarse en el plano horizontal. Entonces, cuando se energiza el par de electrodos A y A' se provoca un movimiento en el electrodo A' hacia la izquierda hasta que A y A' están completamente alineados. En este instante los electrodos B y B' están desalineados por la misma distancia $W/3$ y al energizar el par de electrodos B y B' se provoca sucesivamente un movimiento hacia la izquierda de $W/3$ de distancia en los electrodos superiores, y así sucesivamente, energizando los pares de electrodos C con C' y D con D', se tendrá el desplazamiento total del micromotor. Aquí se anticipa que los electrodos serán construidos con aluminio, que es una de las capas que pueden elegirse como capa estructural del micromotor.

2.3 Resortes micromecánicos

Una aportación de la propuesta presentada, es el uso de resortes como soporte de los electrodos móviles, lo cual no es común en este tipo de dispositivos. Por lo tanto, es pertinente dar una explicación de los fundamentos que rigen el diseño y empleo de los resortes en los microsistemas como el micromotor. Estos tendrán la función de sostener el arreglo de placas capacitivas y guiarlas en el eje de movimiento.

Los resortes son una estructura de construcción básica para muchos dispositivos micromecánicos. El diseño de resortes de MEMS es relativamente simple y combina algunas estructuras estándares. Los resortes que son más complejos se pueden analizar como combinaciones de formas básicas que se pueden configurar ya sea en serie, en paralelo o en forma mixta. Cuanta más exactitud es deseada, será necesario refinar los resultados mediante simulaciones numéricas como por ejemplo un análisis de elemento finito. Este comportamiento se presentará más adelante.

2.3.1 Ley de Hooke para resortes en paralelo y en serie

Se pueden llegar a diseñar resortes complejos y estos pueden ser constituidos de conexiones en serie o paralelo de formas básicas. La habilidad de simplificar resortes complejos en conexiones de resortes simples puede, en gran medida, simplificar la

complejidad del análisis, para lo cual se utiliza la Ley de Hooke para resortes en serie o paralelo, la cual se escribe como se muestra a continuación en la *Ecuación 2-12*.

$$F = kx \quad \text{Ecuación 2-12}$$

Donde k es la constante de rigidez del resorte y el signo positivo indica que es la fuerza que debe ser aplicada al resorte para que se estire y para que tenga un desplazamiento de x . Cuando dos resortes son conectados en paralelo, como se ilustra en la Figura 2-5 a), ambos resortes se desplazan la misma cantidad de x , y la fuerza total está dada por la *Ecuación 2-13*.

$$F = k_1x + k_2x = (k_1 + k_2)x = k_{tot}x \quad \text{Ecuación 2-13}$$

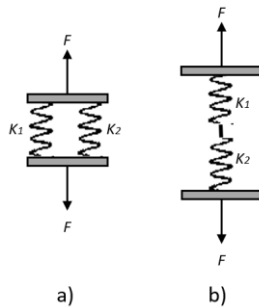


Figura 2-5 a) Resortes en paralelo b) Resortes en serie

Por otro lado, cuando dos resortes son conectados en serie como se ilustra en la Figura 2-5 b), la misma fuerza actúa en ambos resortes y el desplazamiento se suma, y el desplazamiento total está dado por la *Ecuación 2-14*.

$$x_{tot} = x_1 + x_2 = \frac{F}{k_1} + \frac{F}{k_2} = \left(\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} \right) F = \frac{F}{k_{tot}} \quad \text{Ecuación 2-14}$$

2.3.2 Esfuerzo normal, cortante y deformación

Con la finalidad de comprender y poder estimar los esfuerzos que un resorte pueda llegar a tener en alguna aplicación, es importante definir los parámetros de desempeño de estos en función de las diferentes condiciones de operación y la fuerzas que se le aplican, por lo que a continuación se da una breve explicación de las modalidades que se pueden presentar.

En este sentido, se puede comentar que los resortes son estructuras diseñadas para deformarse bajo la acción de fuerzas externas. La magnitud de la deformación depende del material y la geometría de la estructura. Por lo tanto, para comprender el comportamiento del resorte, es necesario entender tanto las propiedades del material como el efecto de la geometría del resorte. A continuación se muestran ecuaciones de esfuerzo-deformación en materiales isotrópicos (aquellos que sus propiedades mecánicas y térmicas son las mismas en todas las direcciones). Estas ecuaciones se utilizan para analizar diferentes tipos de geometría de resortes.

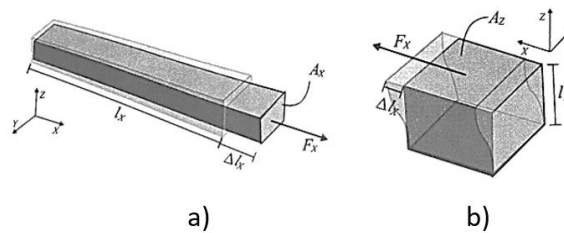


Figura 2-6 Diagrama de esfuerzos a) normal b) cortante [3]

En la Figura 2-6 a) se ilustra la extensión de una barra debido a un esfuerzo normal, la fuerza \$F\$ actúa perpendicular al área \$A\$ en uno de los extremos y la barra incluso se reduce en las dimensiones laterales. Para este caso, el esfuerzo mecánico por unidad de área está dado por la Ecuación 2-15.

$$T = \frac{F}{A} \left[\frac{N}{m^2} \right] \quad \text{Ecuación 2-15}$$

Una fuerza positiva resulta en un esfuerzo de tensión y una negativa en un esfuerzo de compresión. Dado que la barra se deforma a lo largo del eje x y su longitud cambia un total de Δl debido a la deformación elástica, la deformación longitudinal con la fuerza y el área normal en dirección x , está definida por el cambio relativo en la longitud y está dado por la *Ecuación 2-16*.

$$S_{XX} = \frac{\Delta l_x}{l_x} \quad \text{Ecuación 2-16}$$

Donde l_x es la longitud inicial. Otro parámetro importante que considera al material del resorte es el módulo de Young, el cual es una constante que depende del material pero no de la forma o dimensiones, caracteriza la rigidez del material y es la razón de esfuerzo normal y la deformación longitudinal, dada por la *Ecuación 2-17*.

$$E = \frac{T_{XX}}{S_{XX}} \quad \text{Ecuación 2-17}$$

En las condiciones descritas anteriormente, la barra se reduce en sus dimensiones laterales y la razón de Poisson dada por la *Ecuación 2-18* nos da precisamente la relación entre deformación transversal y longitudinal, que tiene un valor normal entre 0.1 y 0.4 para casi todos materiales.

$$v = -\frac{S_{YY}}{S_{XX}} = -\frac{S_{ZZ}}{S_{XX}} \quad \text{Ecuación 2-18}$$

Existe otra posibilidad para la aplicación de la fuerza externa en una viga y en la Figura 2-6 b) se ilustra al esfuerzo cortante actuando en un plano con la superficie A_z . En este caso, el cubo considerado se deforma pero el volumen no cambia. Dicho esfuerzo está dado por $T_{ZX} = F_x/A_z$ que denota un esfuerzo en la dirección de x en un área normal

en dirección z. Entonces, la deformación cortante está definida como el desplazamiento por altura como se ve en la *Ecuación 2-19*.

$$S_{ZX} = \frac{\Delta l_X}{l_Z} \quad \text{Ecuación 2-19}$$

El módulo de corte relaciona el esfuerzo cortante con la deformación cortante.

$$G = \frac{T_{ZX}}{S_{ZX}} \quad \text{Ecuación 2-20}$$

2.3.3 Viga en voladizo (cantiléver)

La viga en voladizo se muestra en la Figura 2-7, así como su sección transversal; un extremo se encuentra empotrado o fijo y en el extremo opuesto se aplica una fuerza en dirección al eje x.

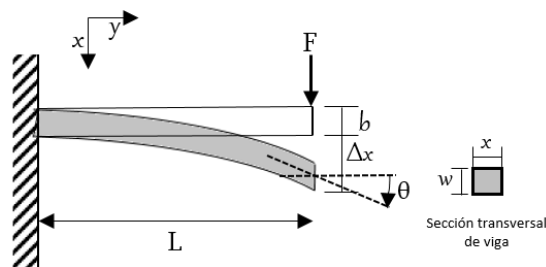


Figura 2-7 Viga en cantilever [3]

Al aplicar una fuerza que doble la viga hacia abajo, se tiene que la superficie superior se encuentra bajo tensión y la inferior bajo compresión, como se muestra en la Figura 2-8. Por lo tanto, el esfuerzo total es cero y la longitud de la viga no cambia. Sin embargo el momento de flexión no es cero y la viga tiene una curvatura.

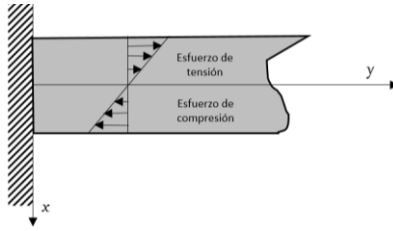


Figura 2-8 Distribución de esfuerzo en una viga en cantilever [3]

La ecuación diferencial que gobierna el desplazamiento de la viga es:

$$EI \frac{\partial^2 x(Y)}{\partial Y^2} = M(Y) \quad \text{Ecuación 2-21}$$

Donde I es el momento de inercia que depende de la sección transversal de la viga, $x(Y)$ es el desplazamiento en un punto dado en Y a lo largo de la longitud de la viga, y $M(Y)$ es el momento de flexión en el punto Y . Las vigas en MEMS son usualmente rectangulares y su momento de inercia es (ver Figura 2-7):

$$I = \frac{xw^3}{12} \quad \text{Ecuación 2-22}$$

Usando las condiciones iniciales $x(0) = 0$ y $\frac{\partial x(0)}{\partial Y} = 0$ en el punto inicial donde se encuentra fija la viga, tenemos:

$$x(Y) = \frac{F}{EI} \left(\frac{LY^2}{2} - \frac{Y^3}{6} \right) \quad \text{Ecuación 2-23}$$

De la Ecuación 2-23, el desplazamiento en x debido a la fuerza aplicada F en la punta de la viga es:

$$x(L) = \frac{L^3 F}{3EI} \quad \text{Ecuación 2-24}$$

Comparando la Ecuación 2-24 con la ley de Hooke $F = k_c x$, la constante del resorte para la viga en voladizo es:

$$k_c = \frac{3EI}{L^3} \quad \text{Ecuación 2-25}$$

2.3.4 Ecuaciones de diseño de resorte guiado

El resorte guiado se puede modelar como dos resortes en voladizo conectados en serie y se muestra en la Figura 2-9. Ésta es la estructura de resorte más utilizada en el micromaquinado superficial como el que se tiene contemplado para la propuesta de diseño del micromotor lineal. El extremo libre de la viga le permite tener desplazamiento pero no rotar. Como resultado, la viga se deforma y adquiere un perfil similar a una S.

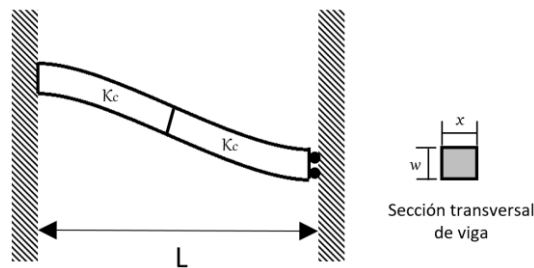


Figura 2-9 Resorte guiado [3]

La constante de rigidez del resorte puede ser obtenida combinando dos resortes en serie, cuya constante es $K_c = 3EI/L^3$ con longitud de $L/2$ en serie para obtener la Ecuación 2-26.

$$k_b = \left(\frac{1}{k_c} + \frac{1}{k_c} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{\frac{3EI}{(L/2)^3}} + \frac{1}{\frac{3EI}{(L/2)^3}} \right)^{-1} = \frac{12EI}{L^3} \quad \text{Ecuación 2-26}$$

Donde I es el momento de inercia de la viga y está dado por $I = xw^3/12$, E es el módulo de Young, L la longitud total de la viga (ver Figura 2-9).

Todas las ecuaciones desarrolladas anteriormente servirán para diseñar la estructura mecánica del motor, en específico para los resortes que la componen, cuyas vigas tienen un comportamiento como el del resorte guiado.

2.4 Transistor MOS de compuerta flotante

Uno de los elementos que se incluyen en el diseño explicado en este trabajo, es el transistor MOS de compuerta flotante (FGMOS). Éste tendrá la función de servir como sensor de posición del micromotor y es una novedad que se pretende introducir en el desarrollo de este tipo de sistemas. El FGMOS (MOSFET de compuerta flotante) es un transistor de efecto de campo, cuya estructura es similar al MOSFET convencional, sin embargo tiene una compuerta que está eléctricamente aislada, creando un nodo flotante y cuenta además con una compuerta de control, pero puede contener más de una. La estructura se muestra en la Figura 2-10. La compuerta flotante, hecha de silicio policristalino, se encuentra separada de la región del canal de transistor por medio del óxido delgado, y de la compuerta de control mediante un óxido grueso.

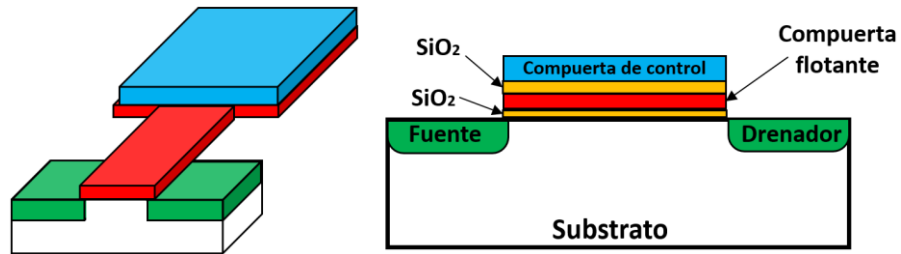


Figura 2-10 Estructura del FGMOS y sección transversal

El circuito equivalente capacitivo para el FGMOS se muestra en la Figura 2-11, donde C_G es el capacitor formado por la compuerta de control y la compuerta flotante, C_D es el capacitor formado por el traslapamiento entre drenador y la compuerta flotante, C_S es el capacitor formado por el traslapamiento entre fuente y la compuerta flotante, C_{ox} es el capacitor formado entre sustrato y la compuerta flotante dentro del área activa, C_{poly} es el capacitor formado entre sustrato y la compuerta flotante fuera del área activa.

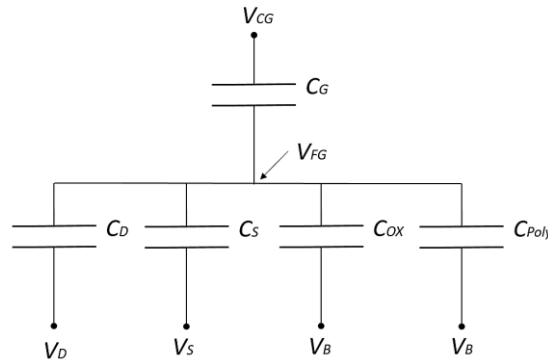


Figura 2-11 Modelo capacitivo equivalente

El potencial de compuerta flotante (V_{FG}), se determina en función del acoplamiento capacitivo de la compuerta flotante con la compuerta de control, y también de manera no deseada con otros potenciales parásitos acoplados a la compuerta flotante, la Ecuación 2-27 muestra dicha relación.

$$V_{FG} = K_{CG}V_{CG} + \frac{C_D}{C_{TOT}}V_D + \frac{C_S}{C_{TOT}}V_S + \frac{C_{OX}}{C_{TOT}}V_B + \frac{Q_{FG}}{C_{TOT}} \quad \text{Ecuación 2-27}$$

Donde $K_{CG} = C_G/C_{TOT}$ es el coeficiente de acoplamiento y $C_{TOT} = C_G + C_D + C_S + C_{OX} + C_{Poly}$ es la capacitancia total que representa a todas las capacitancias existentes, Q_{FG} es la carga residual almacenada en la compuerta flotante (aquella que queda atrapada en el material durante el proceso de fabricación y cuya magnitud y polaridad es aleatoria).

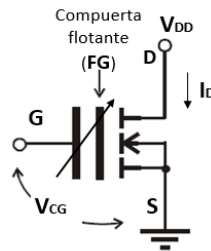


Figura 2-12 Símbolo de transistor FGMOS

La corriente I_D (ver Figura 2-12) en la región de saturación es dependiente del valor del coeficiente de acoplamiento, por lo tanto depende del valor de las capacitancias, en especial del capacitor formado por la compuerta de control y la compuerta flotante, ya que comparada con las demás capacitancias parásitas es más significativa. Por lo tanto, de la Ecuación 2-27 se puede ver que si el coeficiente de acoplamiento, K_{CG} , es variable, la corriente del FGMOS, dada por la Ecuación 2-28, también variará en función de K_{CG} . Esto se aprovechó para diseñar un circuito sensor de posición del micromotor.

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{FG} - V_{TH})^2 = \frac{\beta}{2} \left(\frac{C_G}{C_{TOT}} V_{CG} - V_{TH} \right)^2 \quad \text{Ecuación 2-28}$$

Donde β es el parámetro de transconductancia y $V_{TH} = 0.6V$ es el voltaje de umbral para un MOSFET canal N.

Dado que en el diseño explicado en este trabajo se requiere operar con la compuerta flotante descargada, es preciso el uso de alguna de las siguientes técnicas de descarga [10] para eliminar la carga residual almacenada en la compuerta flotante (Q_{FG}):

- Descarga de la compuerta flotante mediante iluminación con luz ultravioleta (UV). Consiste en hacer incidir sobre la compuerta flotante un flujo de luz ultravioleta, se induce la generación temporal de conductancias (estimuladas por la luz UV) entre drenador-compuerta flotante y fuente-compuerta flotante, con lo cual se puede conseguir la descarga de la compuerta flotante.
- Descarga de la compuerta flotante mediante tuneleo Fowler-Nordheim (FN). Consiste en aplicar un voltaje elevado a la compuerta de control (G) lo cual produce un tuneleo Fowler-Nordheim (debido a la presencia de un campo eléctrico elevado en G). Dependiendo de la polaridad del voltaje, la carga es transferida de la compuerta de control a la flotante o de la compuerta flotante a la de control. La cantidad de carga transferida de una compuerta a la otra está en función del tiempo que se aplique el alto voltaje y su magnitud.
- Descarga de la CF mediante conexión temporal a substrato, durante el proceso de fabricación. En este método se realiza un contacto desde la compuerta flotante hasta la última capa de metal disponible en el proceso de fabricación (Metal3 en el proceso CMOS de 0.5 micras de On Semiconductor). Por otra parte, se realiza un contacto desde el substrato hasta la misma capa de metal. Durante el proceso de fabricación, al depositarse completa la capa de Metal3, se tiene un contacto temporal entre la compuerta flotante y el substrato, manteniéndola descargada a través de este. Finalmente, cuando se realiza el ataque a la capa de Metal3, la compuerta flotante queda completamente aislada.

2.5 Conclusiones del capítulo

En general este capítulo sirve para brindar las bases teóricas que se utilizarán en el capítulo siguiente, por ejemplo: ecuaciones y descripción de comportamientos de los elementos empleados en la configuración del micromotor, el circuito de control y el circuito de sensado de posición. Todo ello es necesario ya que se diseñará la geometría de los resortes y de los electrodos del motor. Además se elegirá el material del que estarán hechos, así como también se define el circuito de control y el de sensado para la parte de electrónica.

3 DISEÑO

Para el diseño del sistema del micromotor lineal, se dividió en tres componentes principales los cuales consisten en:

- Una estructura mecánica que se compone del actuador (electrodos fijos y móviles) y su soporte.
- Un sensor de posición del micromotor utilizando un FGMOS como elemento de sensado, dicho sensor presenta una variación de capacitancia y entrega un valor de corriente diferente en cada posición del motor.
- Un circuito de control que genera las señales necesarias para desplazar al micromotor de forma secuencial en dos direcciones.

Integrado todo en un solo chip y siguiendo las reglas de fabricación de la tecnología CMOS estándar. La Figura 3-1 muestra la relación entre cada componente que forma parte de todo el sistema.

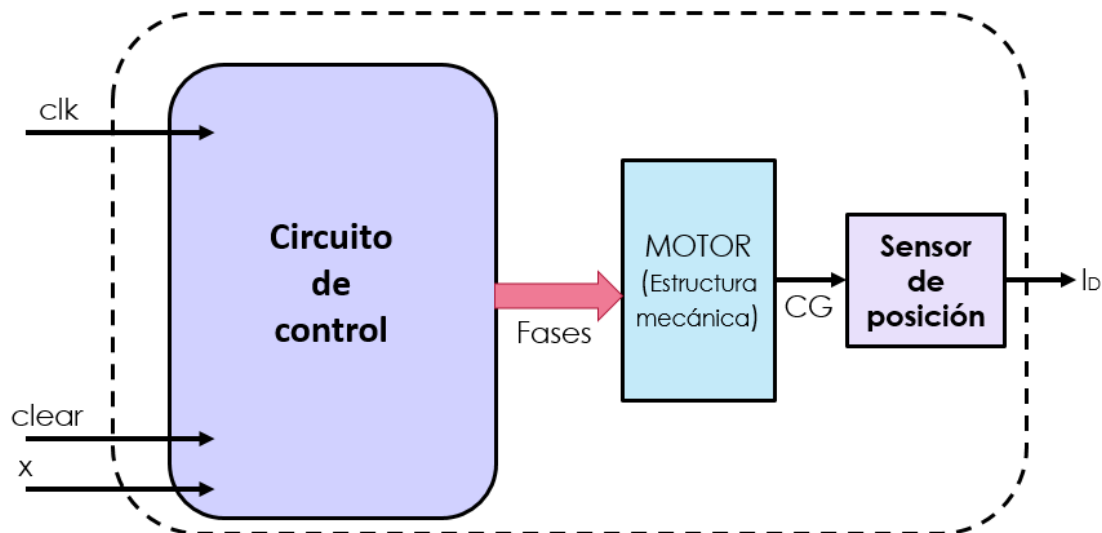


Figura 3-1 Componentes del sistema del micromotor lineal

3.1 Estructura mecánica

Una de las cuestiones o problemas más importantes en el diseño de las estructuras de un micromotor es cómo reducir la fricción y la adherencia superficial (*Surface sticking*) entre la pieza móvil y el sustrato [11]. En los motores realizados en otros trabajos como los mencionados en el estado de arte, existe un contacto entre la pieza móvil y las capas inferiores, éste es un contacto superficial o contacto plano resultando en una fricción relativamente grande para el micro motor, que de igual manera contribuye al desgaste del motor y por lo tanto reduciendo su vida útil.

Para evitar dicha fricción se puede tener un arreglo de resortes en cada extremo del actuador mostrado en la Figura 2-4 de tal manera que quede suspendido en el aire, por lo tanto la fuerza que debe ser vencida es la necesaria para desplazar los resortes y no la de fricción, en consecuencia será necesario calcular la fuerza requerida para desplazar los resortes y posteriormente el voltaje (V_{motor}) para obtener esta fuerza.

3.1.1 Material de los resortes y su deflexión

La capa en la que se fabricarán los resortes y el actuador es Metal 1 que tiene un espesor (h) de $0.64\mu\text{m}$, se elige esta capa por diversas razones:

- Una menor separación entre Metal 1 y Poly 1 (capa que se utilizará para la compuerta flotante del FGMOS) en comparación con las separaciones entre Metal 2 -Poly 1 o Metal 3 -Poly 1; esto aumenta la capacitancia entre ambas capas, lo que es deseable para una mejor medición de posición.
- El espesor se encuentra en un valor intermedio entre el Metal 2 y el Metal 3 (Ver Anexo A), esto le da suficiente rigidez a la estructura.
- La necesidad de utilizar una capa de un material conductor para el actuador.

Para definir las dimensiones de los resortes, es necesario hacer un análisis de su deflexión, ya que si existiera una deformación tal que se modificara la distancia entre

Metal 1 y Poly 1, entonces se modificarían las mediciones del sensor, así como también se correría el riesgo de que no exista traslape entre los electrodos como se muestra en la Figura 3-2 donde W es el ancho del electrodo, h su espesor, d la separación entre los electrodos y F_e la fuerza eléctrica; si no existe dicho traslape los electrodos no tendrán interacción entre ellos y no se manifestará la fuerza eléctrica.

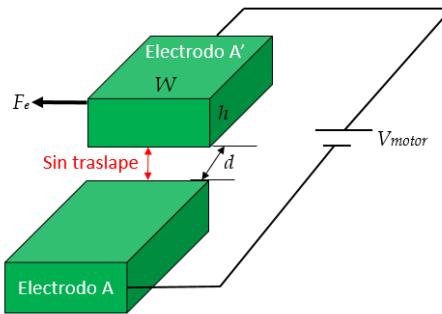


Figura 3-2 Electrodos que no se traslapan

Los resortes se componen de un número de vigas unidas entre sí, dichas vigas están conectadas en serie como se muestra en la Figura 3-3, donde L_v es el largo de cada viga, w es el ancho de cada viga, y L_u es la separación entre cada viga.

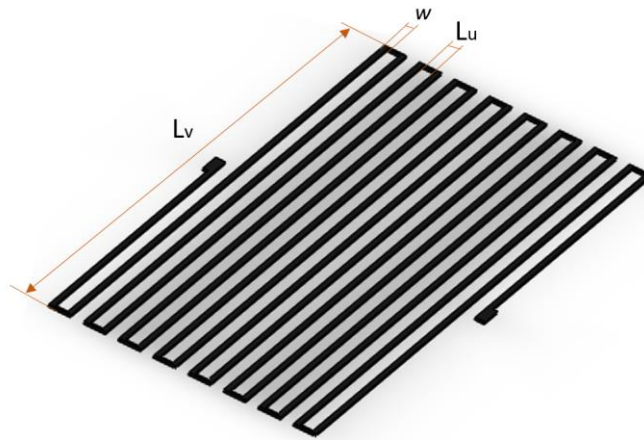


Figura 3-3 Configuración de resorte simple

Para calcular la deflexión de los resortes, se considera primero que la estructura es simétrica, y que sólo se requiere analizar uno de los extremos, una segunda consideración es que el resorte es idealmente una barra uniforme empotrada en un

extremo, y que carga la mitad del peso de la estructura móvil del motor en el otro extremo, entonces se puede idealizar como una barra en voladizo como se muestra en la Figura 3-4.

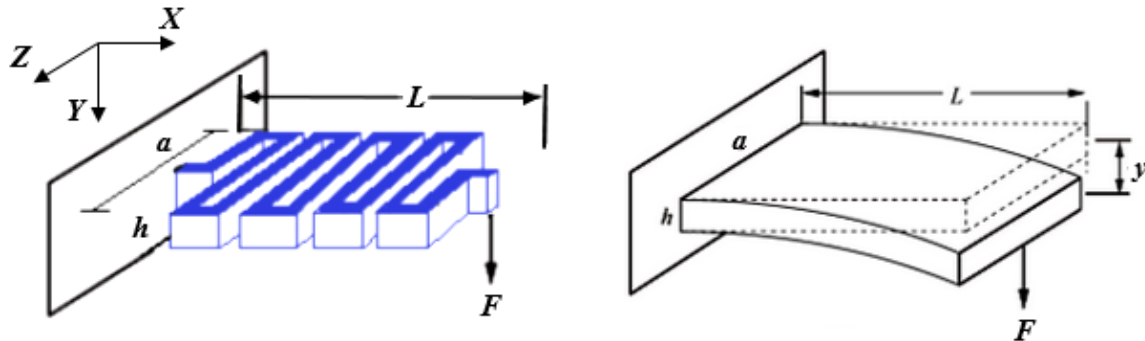


Figura 3-4 Deflexión de resorte e idealización

Para obtener la deflexión en el extremo de la barra se hace uso de la *Ecuación 2-25*, que nos da el desplazamiento $y = \frac{L^3 F}{3EI}$, donde el momento de inercia de cada viga está dado por la *Ecuación 2-23* $I = \frac{ah^3}{12}$. La fuerza está dada por la mitad del peso del actuador debido a la simetría de la estructura $F = \frac{mg}{2}$. La masa del actuador está dada por $m = \rho Vol$, donde ρ es la densidad de Metal 1 y el volumen está dado por $Vol = A_{act}h$, donde A_{act} es el valor del área del actuador que incluye los soportes y se explica el método para obtenerla en el capítulo 3.2.1. De las ecuaciones anteriores se tienen algunas constantes mostradas en la Tabla 2.

Parámetro	Valor
Espesor de Metal 1 (h)	0.64 μm
Módulo de Young Metal 1 ($E1$)	70 GPa
Área del actuador (A_{act})	$2.23 \cdot 10^3 \mu\text{m}^2$
Volumen del actuador (Vol)	$1.42 \cdot 10^{-3} \mu\text{m}^3$
Densidad de Metal 1 (ρ)	2700 Kg/m ³
Gravedad (g)	9.81 m/s ²
Fuerza debido al peso (F)	$18.92 \cdot 10^{-18}$ N

Tabla 2 Constantes para el cálculo de deflexión.

Con todas las ecuaciones anteriores se obtiene la gráfica para estudiar la deflexión de los resortes. En la Figura 3-5 se puede observar que si la longitud L aumenta, así también lo hace la deflexión. Por el contrario si la longitud a aumenta, menor es la deflexión, y la fuerza requerida para desplazar al resorte en dirección x es menor.

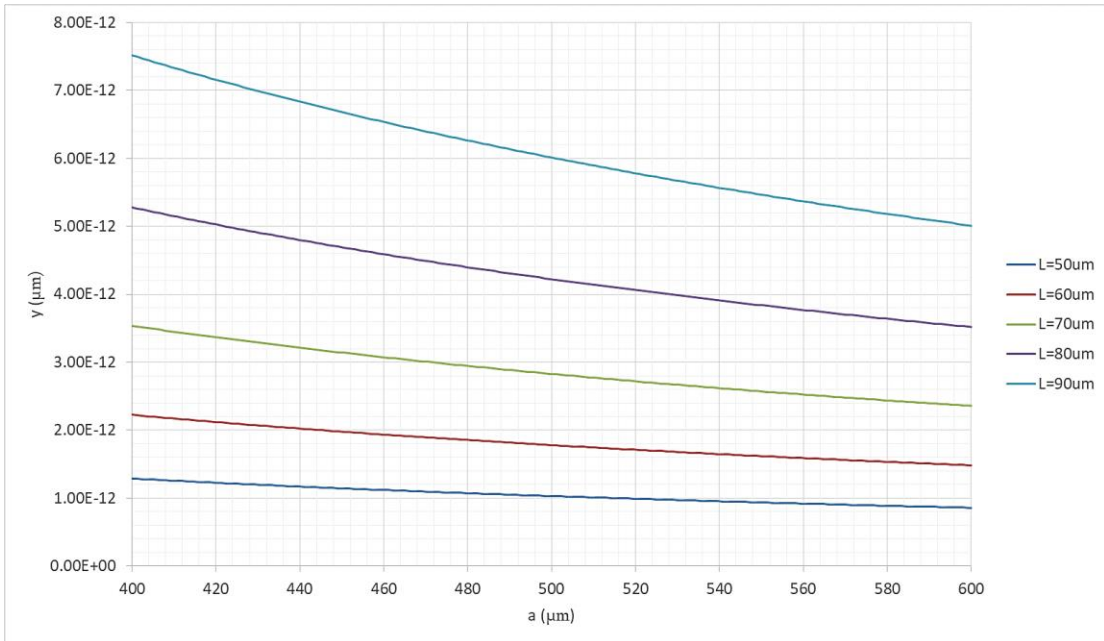


Figura 3-5 Gráfica de deflexión

Por lo tanto se decide utilizar un arreglo de dos resortes en paralelo (ver Figura 3-6) para hacer mayor la longitud a , pero sin hacer tan larga la longitud de cada viga L_v , con ello se previene la deformación de los resortes o su quiebre durante la fabricación.

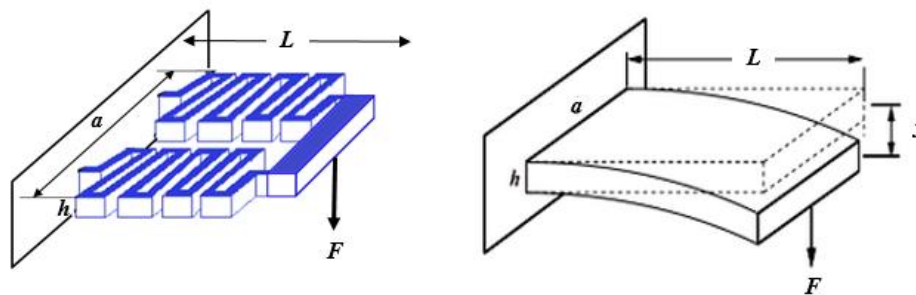


Figura 3-6 Deflexión de un par de resortes en paralelo

3.1.2 Fuerza eléctrica y voltaje

Para mover el motor como se explicó en el capítulo 2.2, es necesaria una fuerza eléctrica (F_e) para desplazar un par de electrodos, dicha fuerza está dada por la Ecuación 2-12 $F_e = n \frac{1}{2} \frac{\epsilon h}{d} V^2$. Sin embargo, en el diseño también es necesario hacer un cálculo de la fuerza requerida para desplazar los resortes, por lo tanto haciendo un análisis de fuerzas para conseguir la fuerza eléctrica necesaria, se obtiene el diagrama de fuerzas mostrado en la Figura 3-7. En dicho diagrama se puede observar que la fuerza eléctrica necesaria para poder desplazar toda la estructura debe contrarrestar a las fuerzas que se oponen al movimiento, las cuales son la suma de las fuerzas (F_k) para desplazar a cada par de resortes que se encuentran en los extremos del actuador.

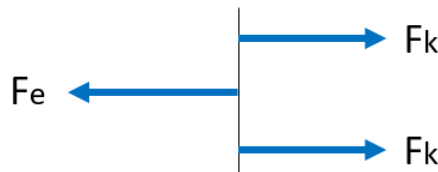


Figura 3-7 Diagrama de fuerzas

Para obtener la fuerza (F_k) se analiza el arreglo de resortes en paralelo mostrado en la Figura 3-6; se puede considerar que existen dos resortes idénticos compuestos de vigas conectadas en serie y ambos resortes están conectados en paralelo, por lo tanto para calcular la constante del resorte de ese arreglo, se hace uso de la Ecuación 2-14 y de la Ecuación 2-15, y se obtiene la siguiente ecuación:

$$k = P \left(\frac{N}{k_{11}} \right)^{-1} \quad \text{Ecuación 3-1}$$

Donde k_{11} es la constante de rigidez del resorte de una de las vigas que componen al resorte que se comportan como un resorte guiado y está dada por la Ecuación 2-27

$k_{11} = \frac{12EI_v}{L_v^3}$, I_v es el momento de inercia de una viga dada por $I_v = \frac{hw^3}{12}$, N es el

número de vigas y P es el número de resortes en paralelo. Finalmente, para obtener la fuerza total debido a los 4 resortes, es necesario aclarar que los resortes se desplazan una cantidad δ por cada paso y la fuerza de cada par de resortes está dada por la Ecuación 2-13 $F_k = k\delta$, por lo tanto la suma de las fuerzas debido a los dos pares de resortes, está dado por:

$$F_{ktot} = 2k\delta \quad \text{Ecuación 3-2}$$

Si igualamos la Ecuación 2-12 con la Ecuación 3-2 ya que $F_e = F_{ktot}$, es posible obtener el voltaje que debe ser aplicado a cada par de electrodos:

$$V_{motor} = \sqrt{\frac{2F_{ktot}d}{n\epsilon h}} \quad \text{Ecuación 3-3}$$

Ya que el motor consiste de 13 electrodos fijos y 12 electrodos móviles, es decir dos pares de electrodos se activan al mismo tiempo como se muestra en la Figura 3-8, por ejemplo los electrodos rojos que son dos pares de electrodos, se activan al mismo tiempo, por lo tanto el valor de n es igual a 2 en la ecuación anterior. Podrían existir mayor número de electrodos, pero por cada electrodo más en fase implica agregar 6 pares más, y en consecuencia el tamaño y peso del motor aumenta modificando la fuerza necesaria para moverlo.

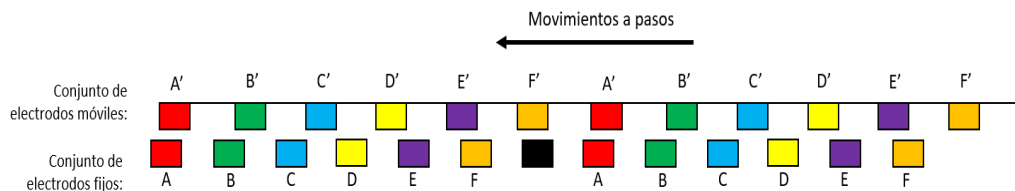


Figura 3-8 Distribución de electrodos en el motor

Otro aspecto que se debe tener en cuenta con respecto a los resortes es la separación entre cada viga (L_u). Desde el punto de vista tecnológico, para tener una mejor penetración del atacante en la estructura del resorte es necesario dejar separaciones con un ancho mínimo de 10λ , es decir, de $3\mu\text{m}$ ya que en la tecnología de $0.5\mu\text{m}$ una λ equivale a $0.3\mu\text{m}$.

Por lo tanto, se deben definir algunos parámetros iniciales (Tabla 3) para realizar las gráficas de fuerza y voltaje para elegir el valor final de todos los parámetros, de los cuales algunos se pueden observar en la Figura 3-9.

Parámetro	Valor
Permitividad eléctrica del aire (ϵ)	$8.85 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2/\text{Nm}^2$
Ancho de un electrodo (W)	$1.8 \mu\text{m}$
Paso del motor ($W/3 = \delta$)	$0.6 \mu\text{m}$
Separación entre placas (d)	$1.95 \mu\text{m}$
Espesor de metal 1 (h)	$0.64 \mu\text{m}$
Módulo de Young Metal 1 ($E1$)	70 GPa
Largo de una viga (L_v)	$250 \mu\text{m}$
Ancho de una viga (w)	$1.2 \mu\text{m}$
Número de resortes en paralelo (P)	2
Número de electrodos activados (n)	2

Tabla 3 Parámetros definidos

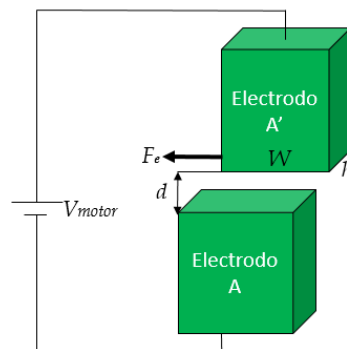


Figura 3-9 Traslape de electrodos y parámetros

En la Figura 3-10 se muestra una gráfica de cómo varía la fuerza total requerida para mover los resortes en función del ancho de las vigas de los resorte (w), además de un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte, del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye la F_{ktot} .

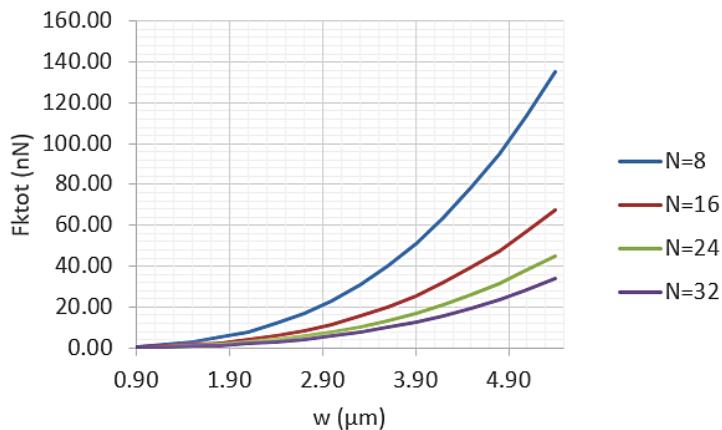


Figura 3-10 Gráfica de F_{ktot} - w

En la Figura 3-11 se muestra una gráfica de cómo varía el voltaje requerido para mover toda la estructura en función del ancho de las vigas de los resorte (w), además de un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte, del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye el V_{motor} .

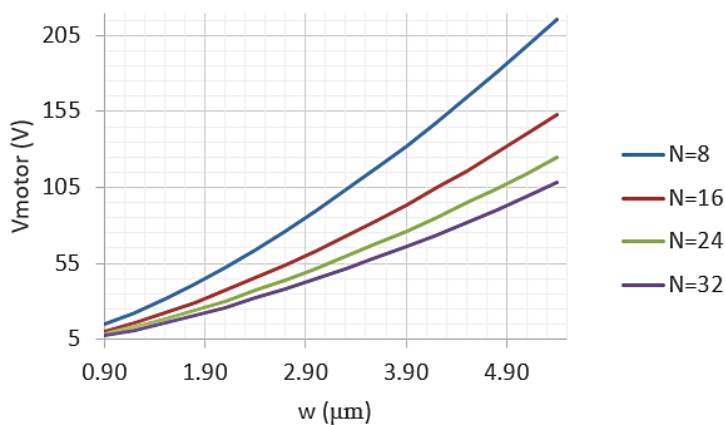


Figura 3-11 Gráfica de V_{motor} - w

Por otro lado, y siguiendo con la geometría requerida de los resortes, para el ancho de las vigas de los resortes se deben respetar las reglas de diseño (Ver Anexo B),

entonces las vigas deben tener un ancho mínimo de 3λ , por lo tanto se elige un valor de $1.2\mu\text{m}$, es decir 4λ y así se corre menor riesgo de que se quiebren y como se observó en las gráficas anteriores con dicho valor tanto la fuerza como el voltaje son menores, que es lo que se pretende lograr.

A continuación, en la Figura 3-12 se muestra una gráfica de cómo varía la fuerza total en función de la longitud de las vigas del resorte (L_v), realizando también un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte, del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye la F_{ktot} .

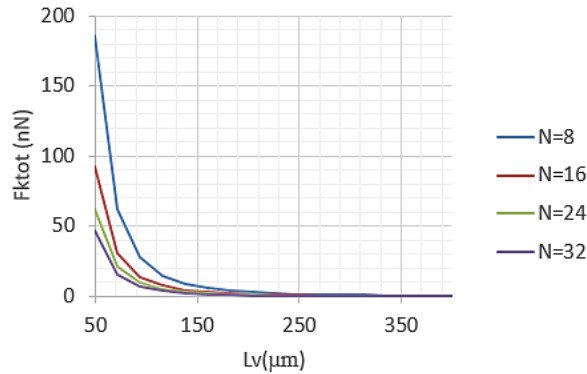


Figura 3-12 Gráfica de F_{ktot} - L_v

En la Figura 3-13 se muestra una gráfica de como varía el voltaje requerido para mover toda la estructura en función de la longitud de las vigas del resorte, (L_v) además de un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte, del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye el V_{motor} .

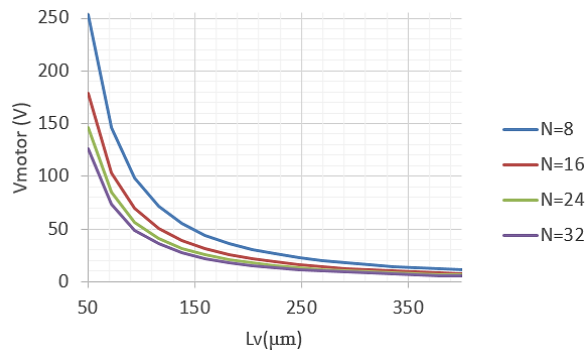


Figura 3-13 Gráfica de V_{motor} - L_v

Por lo tanto, se puede concluir de las gráficas se observa que a mayores longitudes la F_{ktot} y el V_{motor} disminuyen, lo cual es deseable para trabajar con valores bajos de voltaje dentro del *chip*. Sin embargo, se deberá lograr un compromiso dentro del cual los resortes no deben ser demasiado largos o de igual manera podrían quebrarse durante la liberación de la estructura móvil y tendrán una mayor deflexión como se muestra en la gráfica de deflexión contra largo. Entonces, con base a lo anterior, se elige un valor de L_v de $250\mu\text{m}$, por lo tanto el valor de a de la ecuación de deflexión sería $540\mu\text{m}$ contando dos L_v y una separación entre resortes de $40\mu\text{m}$.

En la Figura 3-14 se muestra una gráfica de cómo varía la fuerza total en función del ancho de los electrodos (W), haciéndose además un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte (N), del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye la F_{ktot} como V_{motor} .

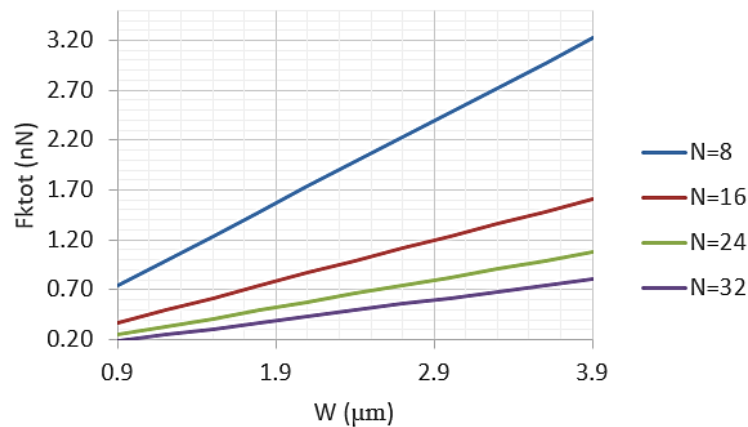


Figura 3-14 Gráfica de F_{ktot} - W

Siguiendo el análisis, en la Figura 3-15 se muestra una gráfica de cómo varía el voltaje requerido para mover toda la estructura en función del ancho de los electrodos (W), además de un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte, del cual se observa que a mayor número de vigas, disminuye el V_{motor} .

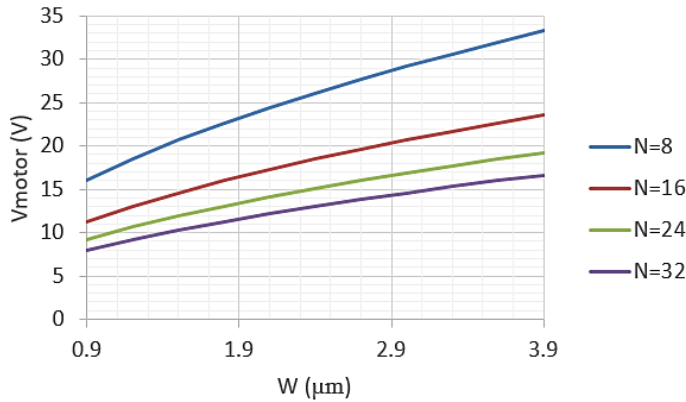


Figura 3-15 Gráfica de V_{motor} - W

Del análisis anterior se puede concluir que mientras más grandes son los electrodos la F_{ktot} y el V_{motor} aumentan. En este caso vale la pena comentar que por reglas de diseño de la tecnología en la que se está basando este diseño propuesto, el ancho del electrodo (W) no puede ser menor de 3λ , por lo tanto se elige un valor de W de $1.8\mu m$, es decir 6λ , y el valor de cada paso del motor será de $0.6\mu m$.

Por último, en la Figura 3-16 se muestra una gráfica de cómo varía el voltaje requerido para mover toda la estructura en función de la distancia que separa a cada par de electrodos (d), además de un barrido paramétrico del número de vigas en un resorte.

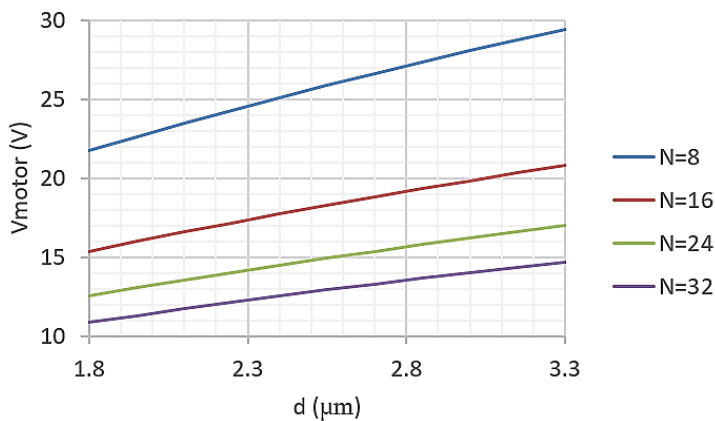


Figura 3-16 Gráfica de V_{motor} - d

Lo que se puede observar de la gráfica anterior, es que a menor distancia se tiene un mejor comportamiento, sin embargo no se debe olvidar el efecto explicado en el

capítulo 1.1.1, por lo tanto para evitar la conductividad del aire entre las placas, se elige un valor de $1.95\mu\text{m}$.

Con base a todas las gráficas anteriores, se puede apreciar que a mayor número de vigas, se requiere menor fuerza y menor voltaje. Sin embargo, también implica mayor deflexión, por lo tanto se elige un número intermedio de 16 vigas. Finalmente las dimensiones de los resortes y algunas dimensiones de los electrodos tendrán los valores mostrados en la Tabla 4.

Parámetro	Valor
Espesor de metal 1 (h)	$0.64\ \mu\text{m}$
Módulo de Young Metal 1 ($E1$)	70 GPa
Número de vigas(N)	16
Ancho de una viga (w)	$1.2\ \mu\text{m}$
Largo de una viga (Lv)	$250\ \mu\text{m}$
Largo de la unión (Lu)	$3\ \mu\text{m}$
Ancho de un electrodo (W)	$1.8\ \mu\text{m}$
Paso del motor($W/3=\delta$)	$0.6\ \mu\text{m}$
Separación entre placas (d)	$1.95\ \mu\text{m}$
Número de resortes en paralelo (P)	2
Número de electrodos activados (n)	2

Tabla 4 Parámetros finales

Con los parámetros mostrados en la Tabla 4 se puede obtener el valor del voltaje que debe ser aplicado a los electrodos para que se desplace el motor mediante la Ecuación 3-3, su resultado se muestra en la Tabla 5. Dicho voltaje se aplicará a toda la estructura incluyendo los resortes de manera constante, mientras que en los electrodos fijos su valor cambiará de 0V a 16V, para lograr los cambios de diferencia de potencial entre los pares de electrodos que se desean activar. Este valor de voltaje será el que se considerará para las simulaciones presentadas en el capítulo 3.3 de esta tesis.

Parámetro	Valor
Fuerza total para desplazar a los resortes (F_{ktot})	371.6 pN
Voltaje aplicado a cada par de electrodo (V_{motor})	16 V

Tabla 5 Voltaje del motor

La estructura queda como se muestra en la Figura 3-17, con las dimensiones propuestas anteriormente, además de unos pequeños topes o guías, que limitan su movimiento en dirección Z , los cuales sirven para impedir que se peguen los electrodos fijos con los móviles.

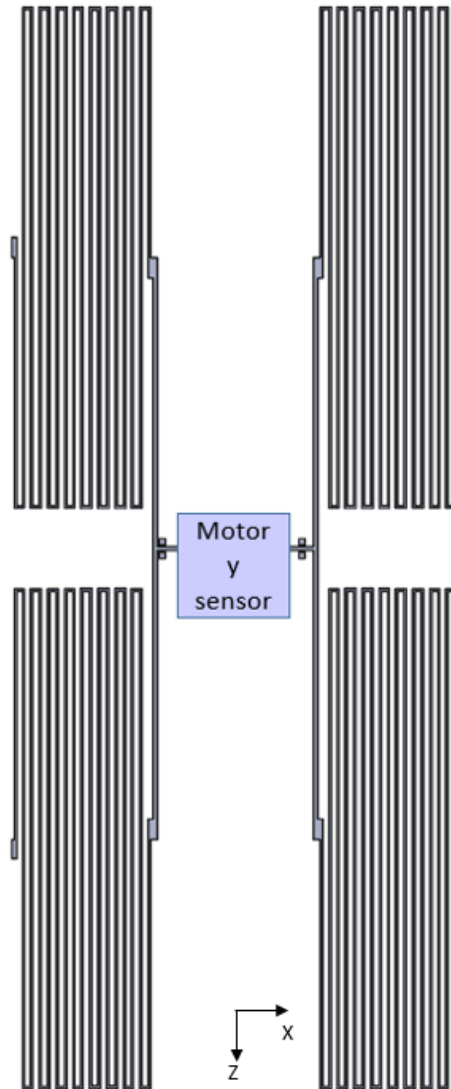


Figura 3-17 Estructura mecánica del micromotor

3.2 Sensor de posición

Con la finalidad de agregarle características particulares al diseño del prototipo del micromotor, aquí se propone el uso del transistor FGMOS para correlacionar la posición de los electrodos móviles, con la corriente entregada por el transistor, de tal forma que se pueda aprovechar el cambio del coeficiente de acoplamiento agregando una placa móvil como compuerta de control. Esto se logra al variar el traslapamiento con la compuerta flotante. Es así, que el sensor de posición se realiza con un FGMOS como elemento transductor, es decir dará valores distintos de I_D para cada posición. Dicho sensor está compuesto por una compuerta de control, una compuerta flotante, drenador y fuente, como se explicó en el capítulo 2.4.

Debido al tipo de movimiento que realiza el motor, no deben existir obstáculos a su paso y se opta por colocar la compuerta de control unida a la pieza móvil en la misma capa (Metal 1) donde se encuentran los electrodos como se muestra en la Figura 3-18, así como también la compuerta flotante justo debajo de la compuerta de control (Poly 1). De esta manera no tienen fricción alguna entre ellas y el transistor permanece fijo con la compuerta flotante.

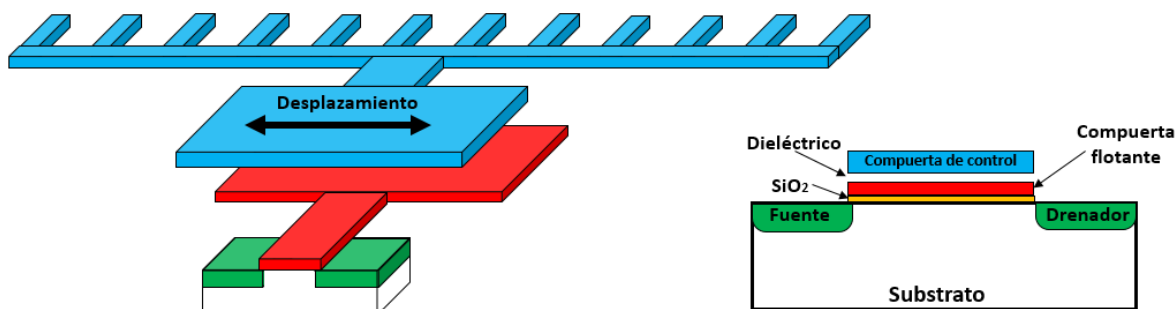


Figura 3-18 Estructura del sensor

Cuando la estructura mecánica hecha con la capa de Metal 1 se desplaza al aplicar una fuerza electrostática debido a la interacción entre los electrodos, el área de traslape entre la compuerta de control y la flotante varía (Figura 3-19). En

consecuencia también la capacitancia C_G de la cual se habló en el capítulo 2.4, lo que provoca un cambio en la corriente I_D .

Dado que la variación de I_D depende del área de traslape, es importante que exista en todo momento un área de traslape independientemente de la posición en la que se encuentre el motor, de lo contrario habría posiciones con valores de I_D erróneos.

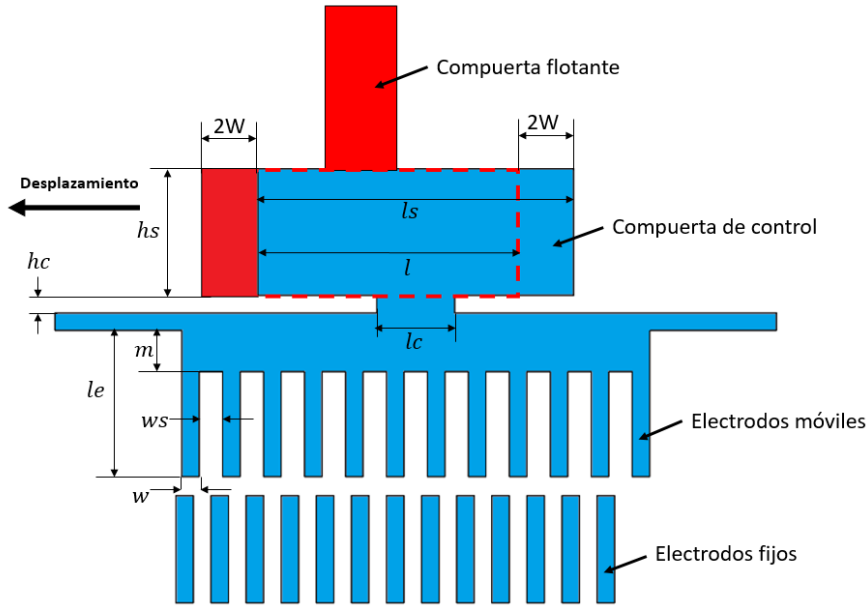


Figura 3-19 Vista superior del sensor con traslape

Para esta propuesta, es importante tomar en cuenta que se habrá de micromaquinar (es decir, eliminar el óxido de silicio) tanto el área de los electrodos móviles, como la región donde se encuentra la compuerta de control adjunta a estos. Esto se deberá considerar al momento de hacer el diseño topológico para dejar indicaciones apropiadas, siguiendo estrategias conocidas, para que esa región quede lista para poder hacer el micromaquinado superficial y liberar la masa móvil y la compuerta de control, pero se deberá tener el cuidado de que esta ventana, incluida para permitir el micromaquinado, no incluya la región de óxido de compuerta del FGMOS, es decir, la región de canal.

3.2.1 Dimensiones del FGMOS y de los electrodos

Para darle dimensiones a la compuerta de control es necesario tomar en consideración los siguientes aspectos: el tamaño de los electrodos y que la estructura se encuentra sujeta sólo de los resortes, ya que podría existir una ligera torsión de la estructura, por lo tanto es de vital importancia tenerla en equilibrio estático, es decir, deben pesar lo mismo ambos lados, tanto la compuerta de control como los electrodos. Por lo tanto, éste será un criterio de diseño que se seguirá para el diseño de la estructura móvil. Una vez que se cumple con eso también se debe considerar el desplazamiento total del motor, en este caso después de 6 pasos (2 veces el ancho de los electrodos, $2W$) hacia adelante y hacia atrás como se muestra en la Figura 3-19.

La manera de asegurar el mismo peso, es igualar las áreas del sensor y de los electrodos como se muestra en la *Ecuación 3-4*.

$$A_{sensor} = A_{electrodos} \quad \text{Ecuación 3-4}$$

Con base a las cotas mostradas en la Figura 3-19 la ecuación anterior se expresa de la siguiente manera:

$$hs \cdot ls + hc \cdot lc = 12(le \cdot w) + 11(m \cdot ws) \quad \text{Ecuación 3-5}$$

Se proponen todos los valores excepto m , así resulta con un valor de $4.23\mu\text{m}$. En la posición inicial antes de comenzar el movimiento del motor, la compuerta de control y la flotante quedan como se muestra en la Figura 3-20, y ambas compuertas tienen el mismo tamaño.

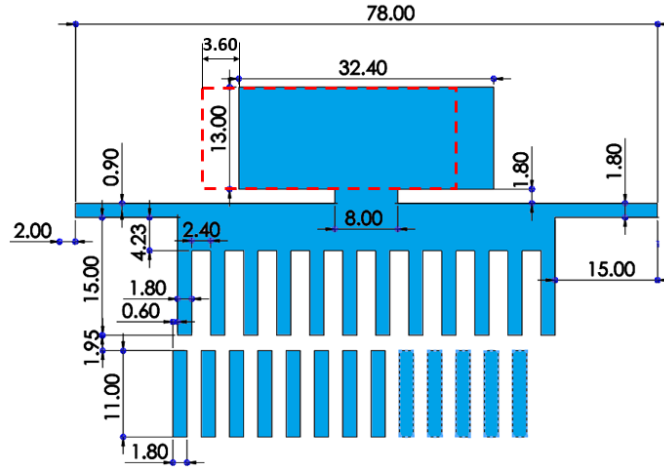


Figura 3-20 Dimensiones de sensor y motor (μm)

Con las dimensiones mostradas anteriormente, el área que ocupa el motor puede ser calculada como la suma de todos los componentes excepto los resortes, es decir, el área que ocupa el sensor, el área que ocupan los electrodos, el área del soporte central que une tanto al sensor como a los electrodos y el área de los soportes laterales, los cuales unen al actuador con los resortes (tienen un largo de $290.57 \mu\text{m}$ y un ancho de $2.1 \mu\text{m}$). El cálculo se muestra a continuación en la Ecuación 3-6 las dimensiones utilizadas para dicho cálculo aparecen en la Figura 3-20.

$$A_{act} = A_{sensor} + A_{electrodos} + A_{soporte\ central} + A_{soportes\ laterales} = 2.232 \cdot 10^3 \mu\text{m}^2 \quad \text{Ecuación 3-6}$$

Como ya se explicó anteriormente, se obtiene una variación en la corriente del drenador por cada paso dado por el motor, debido a que el área de traslape varía y de igual manera C_G . Es necesario calcular C_G en cada paso para obtener I_D de la siguiente manera:

$$C_G = \frac{1}{k_0} [CM1P \cdot l \cdot hs + CM1PP(2l + 2hs)] \quad \text{Ecuación 3-7}$$

Donde k_0 es la constante dieléctrica del óxido de silicio. La ecuación se divide entre esta constante, debido a que en el caso de esta C_G el dieléctrico es el aire, $CM1P$ es la capacitancia por unidad de área entre la capa Metal 1 y Poly 1, $CM1PP$ es la capacitancia por unidad de longitud entre la capa Metal 1 y Poly 1, ambas constantes se pueden consultar en el Anexo C, hs y l son los lados del área que se traslapa en cada paso. En la siguiente tabla se muestra el valor de todas las constantes utilizada, las cuales corresponden a los parámetros tecnológicos proporcionados por la tecnología CMOS de 0.5 μm de On Semiconductor.

Parámetro	Valor
Constante dieléctrica del SiO_2 (k_0)	3.97
$CM1P$	61 fF/ μm^2
$CM1PP$	67 fF/ μm
hs	13 μm

Tabla 6 Parámetros para calcular C_G

En la Tabla 7 se muestra el valor que toma C_G en cada paso, calculados a partir de la Ecuación 3-7, las dimensiones presentadas en las Figura 3-19 y Figura 3-20 y los valores dados en la Tabla 6.

Posición	$l(\mu\text{m})$	$C_G(\text{fF})$
Inicial	$32.4-3.6=28.8$	7.164
Paso 1	$28.8+0.6=29.4$	7.304
Paso 2	$28.8+2(0.6)=30$	7.444
Paso 3	$28.8+3(0.6)=30.6$	7.584
Paso 4	$28.8+4(0.6)=31.2$	7.724
Paso 5	$28.8+5(0.6)=31.8$	7.864
Paso 6	$28.8+6(0.6)=32.4$	8.004

Tabla 7 Variación de C_G

Como ya se explicó en el capítulo 2.4 el coeficiente de acoplamiento se puede obtener mediante $K_{CG} = C_G/C_{TOT}$, sin embargo se debe calcular el valor de la capacitancia total C_{TOT} dada por la Ecuación 3-8.

$$C_{TOT} = C_G + C_D + C_S + C_{OX} + C_{Poly} \quad \text{Ecuación 3-8}$$

Todos los parámetros necesarios para obtener todas las capacitancias anteriores son los siguientes:

Parámetro	Valor
Permitividad eléctrica ($\epsilon_{ox} = k_0\epsilon$)	$3.513 \cdot 10^{-11} \text{ C}^2/\text{Nm}^2$
Ancho del canal (Wc)	$2.4 \mu\text{m}$
Largo del canal (Lc)	$0.9 \mu\text{m}$
Espesor del óxido (T_{ox})	$1.41 \cdot 10^{-8} \text{ m}$
CGBO (Ver Anexo C)	$1 \cdot 10^{-9} \text{ F/m}$
LD (Ver Anexo C)	$7.469087 \cdot 10^{-8} \text{ m}$
WD (Ver Anexo C)	$2.526685 \cdot 10^{-7} \text{ m}$
Capacitancia entre Poly 1 y substrato- CPS (Ver Anexo C)	$8.8 \cdot 10^{-17} \text{ F}/\mu\text{m}^2$
Área de compuerta flotante fuera de zona activa ($A_{CG} = ls \cdot hs$)	$421.2 \mu\text{m}^2$

Tabla 8 Parámetros para calcular capacitancias

El valor de la capacitancia parásita entre el drenador y la compuerta flotante está dada por la Ecuación 3- [12] 9.

$$C_D = \frac{\epsilon_{ox}LD(Wc - 2WD)}{T_{ox}} = 3.526259 \cdot 10^{-16} \text{ F} \quad \text{Ecuación 3-9}$$

El valor de la capacitancia parásita entre la fuente y la compuerta flotante está dada por $C_S = C_D = 3.526259 \cdot 10^{-16} \text{ F}$. El valor de la capacitancia parásita entre el substrato y la compuerta flotante dentro del área activa está dada por la Ecuación 3-10.

$$C_{OX} = CGBO(Lc - 2LD) = 7.506183 \cdot 10^{-16} \text{ F} \quad \text{Ecuación 3-10}$$

El valor de la capacitancia parásita entre el sustrato y la compuerta flotante fuera del área activa está dada por la Ecuación 3-11.

$$C_{Poly} = A_{CG} \cdot CPS = 3.707 \cdot 10^{-14} \text{ F} \quad \text{Ecuación 3-11}$$

Finalmente, se puede observar que la capacitancia total prácticamente depende sólo de C_G y C_{Poly} , debido a que las otras capacitancias son casi despreciables en comparación a estas dos. Por lo tanto, si C_G tiene un comportamiento ascendente, el mismo comportamiento tendrá el valor del coeficiente de acoplamiento en cada posición. En la Figura 3-21 se muestra cómo varía el K_{CG} para cada posición cuando el motor avanza hacia adelante y hacia atrás.

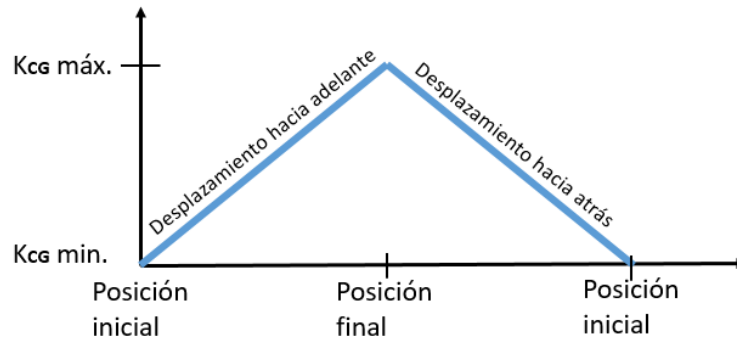


Figura 3-21 Comportamiento de K_{CG}

Debido a que en la compuerta de control estará presente un voltaje de 16 V (V_{motor}) como se muestra en la Figura 3-22, es importante considerar que al trabajar con dispositivos CMOS con tecnología de 0.5 μ m se tiene un espesor del óxido de $t_{ox}=14.1\text{nm}$ y se puede tener un campo eléctrico máximo de $\epsilon_{MAX}=7 \text{ MV/cm}$, por lo tanto se puede aplicar un voltaje máximo a la compuerta flotante de $V_{MAX}=\epsilon_{MAX} \cdot t_{ox}=9.87\text{V}$. Es importante considerar este valor dentro del diseño del FGMOS, de tal forma que no se rebese este voltaje para cuidar la integridad física del sistema. Sin embargo debido a la presencia de la compuerta flotante, el voltaje real aplicado en la compuerta del CMOS es el voltaje de la compuerta flotante (V_{FG}).

Dicho voltaje está dado por la *Ecuación 2-27*, sin embargo para hacer una aproximación sólo el primer término se considera, ya que las demás capacitancias son despreciables y la carga en la compuerta flotante es cero, por lo tanto la ecuación queda de la siguiente manera:

$$V_{FG} = K_{CG} V_{CG} \quad \text{Ecuación 3-12}$$

Si sustituimos el valor de $K_{CG \text{ Máx}} = C_{G \text{ Máx}}/C_{TOT} = 8.004fF/49.5fF = 0.16$ y el de $V_{CG} = 16V$ se obtiene un valor de $V_{FG} = 2.56V$, el cual no rebasa el valor máximo permitido de 9.87V.

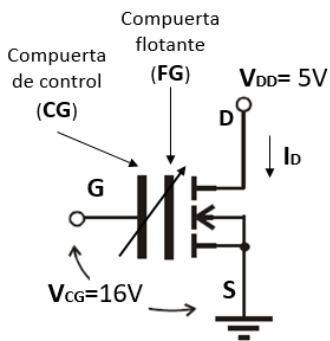


Figura 3-22 Voltajes aplicados al FGMOS

3.3 Circuito de control

Dentro de esta sección, se presentarán los resultados de las simulaciones realizadas a las diferentes etapas de las que consta el circuito de control. En la Figura 3-23 se muestra todo el sistema de actuación del micromotor lineal con sus señales de entrada, sus señales de salida y la alimentación de todo el sistema ($V_{DD}= 5V$, $Gnd= 0V$), dentro del sistema hay un bloque que se llama circuito de control que cuenta con:

- Un oscilador interno y uno externo, el usuario decide cuál de los dos utilizar y a qué frecuencia, y usa esta señal para el reloj del bloque “Generación de fases”.
- Un bloque que se encarga de generar las fases, es decir, las señales necesarias para mover al motor, dichas fases son inicializadas con la señal *clear* y se elige la dirección de desplazamiento del motor con la señal *x*.
- Una etapa de elevación del voltaje para tener las fases a 16V (V_{motor}).

Cabe aclarar que todas las compuertas lógicas utilizadas en el diseño son de la librería de celdas digitales estándar de baja potencia de Tanner para la tecnología Mosis AMI 0.5 μ m.

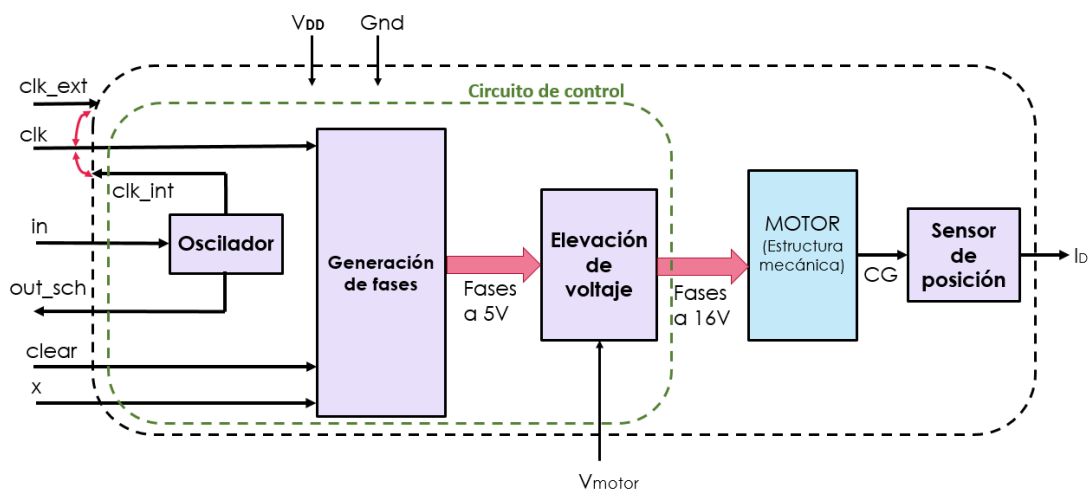


Figura 3-23 Sistema de actuación

En la Figura 3-24 se muestran los potenciales que serán aplicados a todo el sistema. El $V_{motor} = 16V$ es aplicado a la estructura móvil constituida por los resortes, los electrodos móviles y la compuerta de control del FGMOS; el drenador del FGMOS es conectado a $V_{DD} = 5V$ junto con un amperímetro que mide la corriente que permite conocer la posición del motor; finalmente se tienen las señales llamadas fases que se aplican a los electrodos fijos.

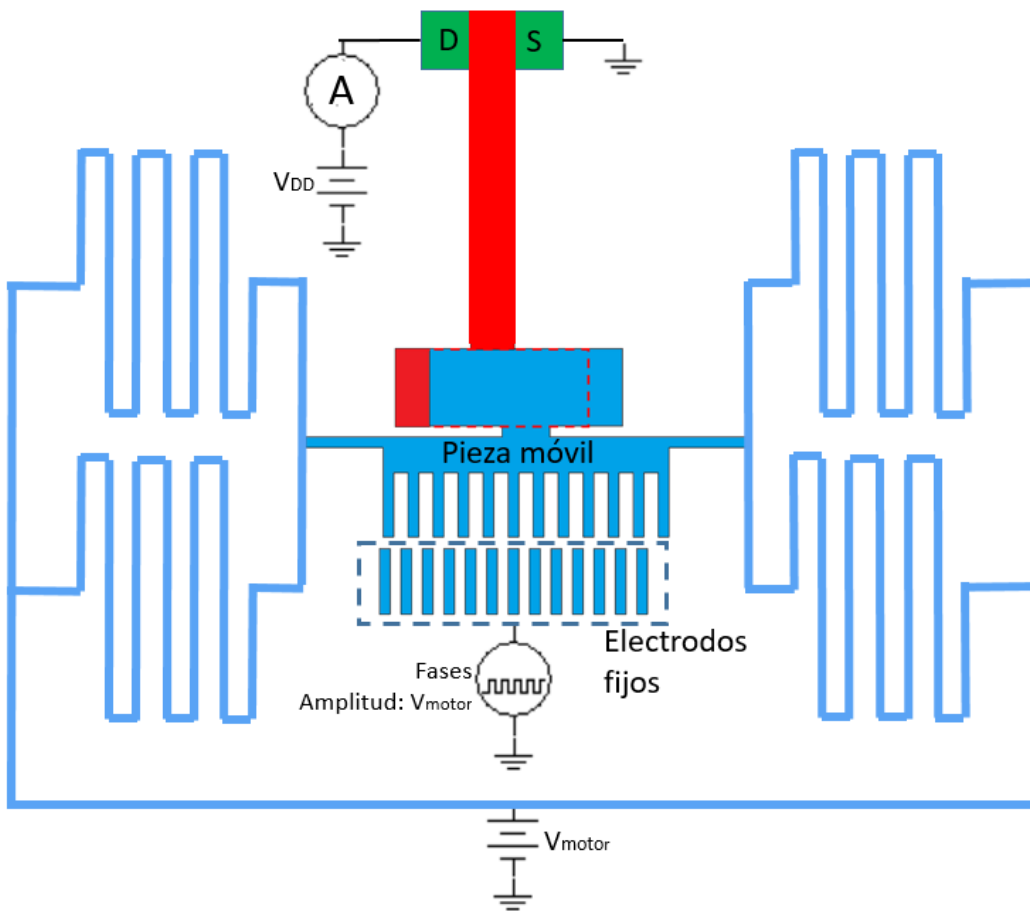


Figura 3-24 Voltajes aplicados a todo el sistema del micromotor

3.3.1 Oscilador

El circuito oscilador consiste en un Inversor Schmitt obtenido de la librería de Tanner (ver Anexo D), con un capacitor y una resistencia como se muestra en la Figura 3-25. Dicho oscilador dará la señal de reloj interna (*clk_int*).

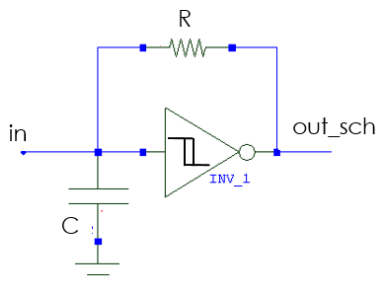


Figura 3-25 Circuito oscilador con inversor Schmitt

Para explicar su funcionamiento es necesario analizar la función de transferencia del inversor Schmitt que se muestra en la Figura 3-26, donde se puede observar que cambia su estado de salida cuando la tensión en su entrada sobrepasa un determinado nivel (V_{SPH} -Voltaje de conmutación superior); la salida no vuelve a cambiar cuando la entrada está por debajo de ese voltaje, sino que el nivel de tensión para el cambio es otro distinto, más bajo que el primero (V_{SPL} -Voltaje de conmutación inferior).

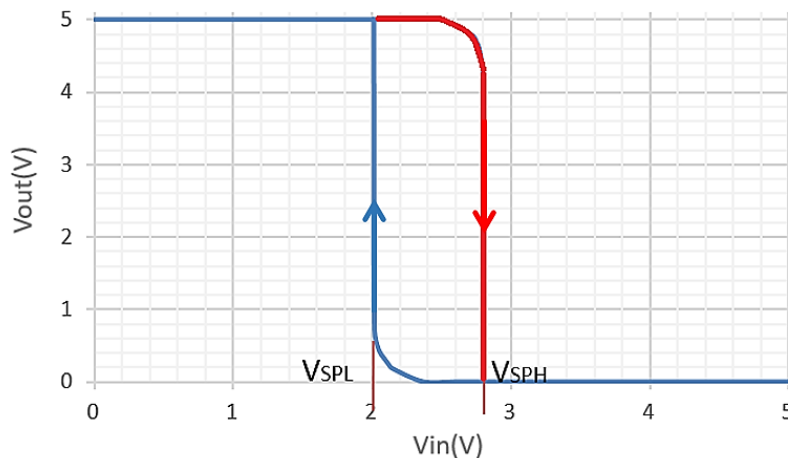


Figura 3-26 Función de transferencia del disparador Schmitt

Para comprender mejor este comportamiento se analiza una señal de entrada cualquiera dada por la Figura 3-27 a) y la salida del inversor Schmitt en la Figura 3-27 b), se puede observar que cuando la señal de entrada sobrepasa el valor V_{SPH} existe una conmutación en el voltaje de salida, y dicho valor se mantiene hasta que el voltaje de entrada disminuye hasta el valor V_{SPL} .

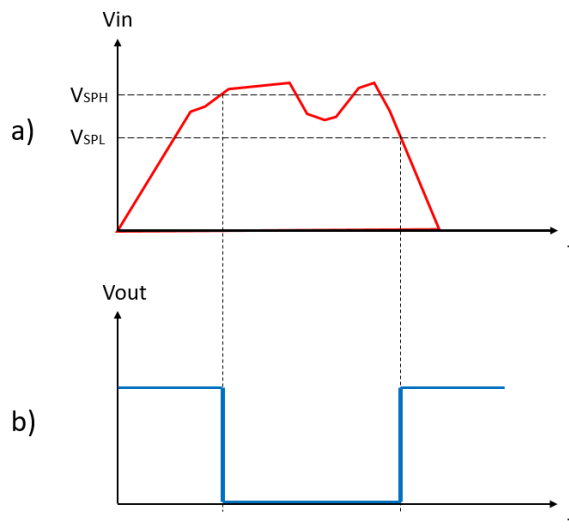


Figura 3-27 Comportamiento del inversor Schmitt

Por lo tanto el oscilador con inversor Schmitt de la Figura 3-25 basa su funcionamiento en este comportamiento, pero ahora tomando en cuenta como voltaje de entrada el valor del voltaje del capacitor. En la Figura 3-28 se ilustra el comportamiento del oscilador. En el tiempo $t_0=0$ el voltaje en el capacitor, es decir, el voltaje de entrada (V_{in}) tiene un valor de cero, por lo tanto el voltaje de salida (V_{out}) mantiene su nivel en 5V, y entonces comienza a circular corriente a través de la resistencia R hacia el capacitor C el cual comienza a cargarse con una constante de tiempo RC ; en el tiempo t_1 el voltaje en el capacitor alcanza el valor de V_{SPH} , por lo tanto el voltaje de salida cambia de estado a 0V y el capacitor comienza a descargarse con una constante de tiempo RC ; en el tiempo t_2 el voltaje en el capacitor disminuye hasta el valor de V_{SPL} y el voltaje de salida vuelve a conmutar, y de esta manera lo hace indefinidamente obteniendo así la señal que oscila como se muestra en la Figura 3-28.

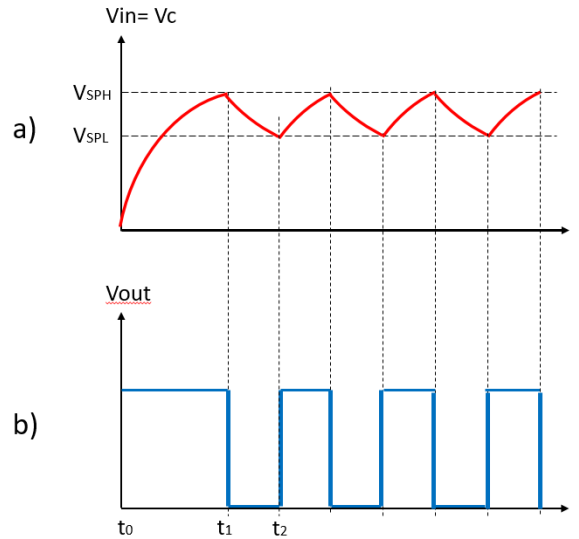


Figura 3-28 Comportamiento del oscilador

El valor de frecuencia de oscilación de este oscilador depende de los voltajes de conmutación superior e inferior, además de los valores de la resistencia y el capacitor, por lo tanto con los valores de los voltajes de conmutación del inversor Schmitt de la librería de Tanner $V_{SPH} = 2.8V$ y $V_{SPL} = 2V$ se tiene la Ecuación 3-13 [12].

$$f_{osc} = \frac{1}{RC \left[\ln \left(\frac{V_{SPH}}{V_{SPL}} \right) + \ln \left(\frac{V_{CC} - V_{SPL}}{V_{CC} - V_{SPH}} \right) \right]} = \frac{1}{0.646 RC} \quad \text{Ecuación 3-13}$$

Dado que no se conoce aún la frecuencia adecuada para que reaccione correctamente la estructura mecánica del motor, la frecuencia de oscilación se podrá modificar por el usuario ya sea por un reloj externo (clk_ext) o por el interno (clk_int). Para que esto sea posible con el oscilador interno, tanto la resistencia como el capacitor deben ser externos al sustrato, de lo contrario ocuparían mucha área de trabajo, además de que no podrían modificarse sus valores y por lo tanto, la frecuencia sería fija.

El comportamiento mostrado en la Figura 3-28 es ideal ya que las conmutaciones en el voltaje de salida no son abruptas sino que son en realidad como se muestran en la

Figura 3-29, y esto es debido a las transiciones que se observaron en la función de transferencia del inversor Schmitt (ver Figura 3-26).

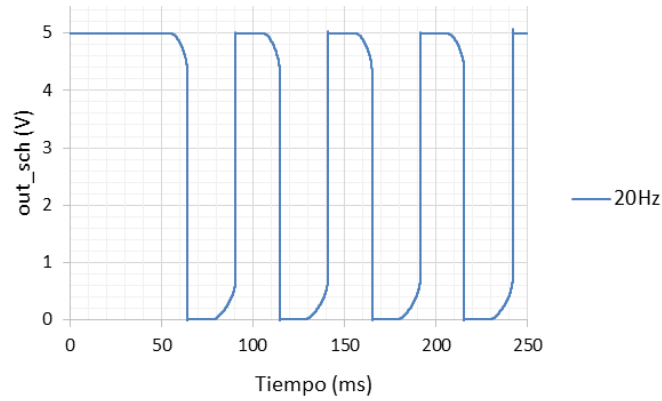


Figura 3-29 Voltaje de salida del oscilador

Para tener transiciones más abruptas será necesario conectar un inversor a la salida del oscilador y se tendrá una señal como se muestra en la Figura 3-30.

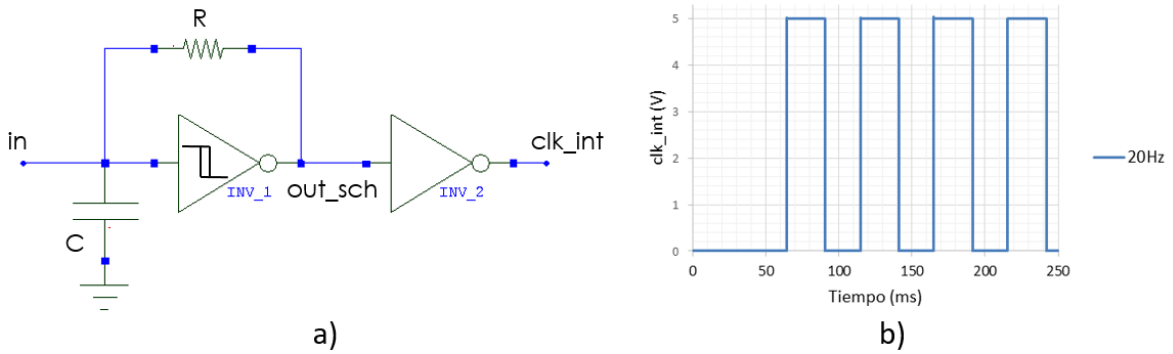


Figura 3-30 a) Circuito oscilador con inversor b) Voltaje de salida del inversor

3.3.2 Generación de fases

Este bloque en el diagrama de la Figura 3-23 es el encargado de generar las señales (fases) para que el motor avance hacia adelante hasta la posición final, y permanezca en esta posición hasta que el usuario active la señal de x para que se desplace nuevamente hasta la posición inicial.

3.3.2.1 Contador ascendente y descendente

Recordando el funcionamiento del micromotor, para que éste avance, cada par de electrodos se activa (deben tener una diferencia de potencial de 16V entre ellos) uno a uno para dar un paso, en este caso se activan dos pares de electrodos al mismo tiempo para dar un paso. Dado que los electrodos móviles siempre se encuentran al mismo potencial (16V), para que el motor se desplace hacia adelante como se muestra en la Figura 3-31, se requiere un contador ascendente que lleve una cuenta de cero a cinco y así poder activar las fases de F0 a F5 en los electrodos fijos para cambiar la diferencia de potencial entre los electrodos, y para regresar al motor a la posición inicial se necesita un contador descendente para una cuenta de F5 a F0.

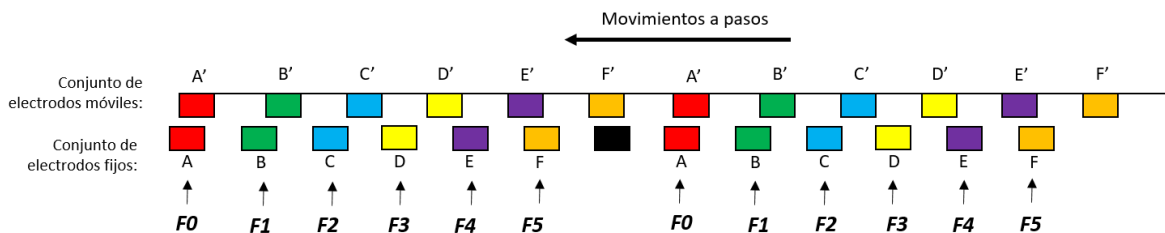


Figura 3-31 Asignación de fases a los electrodos

Para obtener los contadores ascendente y descendente, se utilizan tres Flip-Flops tipo D de la librería de Tanner (ver Anexo D) cuya tabla de verdad está dada por la Tabla 9, donde se puede ver que si a la entrada D se tiene un “0” lógico, entonces el estado actual se conserva en el estado siguiente, pero si se tiene un “1” lógico, el estado actual cambia en el estado siguiente.

Q_n	Q_{n+1}	D
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Tabla 9 Tabla de verdad de Flip-Flop tipo D

El flip-flop tipo D es un elemento de memoria que puede almacenar información en forma de un “1” o “0” lógicos. Este flip-flop tiene una entrada D y dos salidas Q y Q’. También tiene una entrada de reloj (*clk*) y una entrada asincrónica (*clear*) que permiten poner a la salida Q del Flip-Flop, una salida deseada sin importar la entrada D y el estado del reloj. Es importante aclarar que es una entrada activa en nivel bajo, es decir, para poner un “0” en la salida Q se debe poner un “0” en la entrada *clear*.

Para crear los contadores se consideran los flip-flops mostrados en la Figura 3-32, entonces primero se genera el contador ascendente (desplazamiento hacia adelante) para que se activen las señales desde F0 a F5 y luego del descendente (desplazamiento hacia atrás), además se considera una señal x que es asíncrona y nos indica si el usuario quiere que el movimiento sea hacia adelante ($x=“0”$) o hacia atrás ($x=“1”$) y se obtiene la Tabla 10 de verdad. Aclarando que *a* es el bit más significativo y *c* el menos significativo.

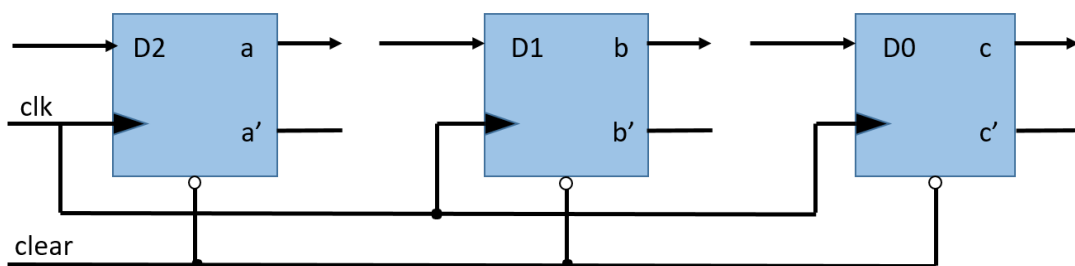


Figura 3-32 Entradas y salidas de los Flip-flop

Cuenta	x	a	b	c	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	1	0
2	0	0	1	0	0	1	1
3	0	0	1	1	1	0	0
4	0	1	0	0	1	0	1
5	0	1	0	1	1	0	1
-	0	1	1	0	X	X	X
-	0	1	1	1	X	X	X
0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	0
2	1	0	1	0	0	0	1
3	1	0	1	1	0	1	0
4	1	1	0	0	0	1	1
5	1	1	0	1	1	0	0
-	1	1	1	0	X	X	X
-	1	1	1	1	X	X	X

Tabla 10 Tabla de verdad de los contadores ascendente y descendente

De la tabla anterior se obtienen tanto las ecuaciones del contador ascendente que son las siguientes:

Contador ascendente
$D_{2A} = a + bc$
$D_{1A} = a'b'c + bc'$
$D_{0A} = a + c'$

Tabla 11 Ecuaciones de contador ascendente

Así como también las ecuaciones del contador descendente que son las siguientes:

Contador descendente
$D_{2D} = ac$
$D_{1D} = bc + ac'$
$D_{0D} = ac' + bc'$

Tabla 12 Ecuaciones de contador descendente

Finalmente añadiendo la señal x y combinando las ecuaciones anteriores, se obtienen las ecuaciones finales:

Contador ascendente y descendente	
D_2	$= x'D_{2A} + xD_{2D}$
D_1	$= x'D_{1A} + xD_{1D}$
D_0	$= x'D_{0A} + xD_{0D}$

Tabla 13 Ecuaciones finales de contador ascendente y descendente

En la Figura 3-33 se muestra el circuito esquemático de ambos contadores.

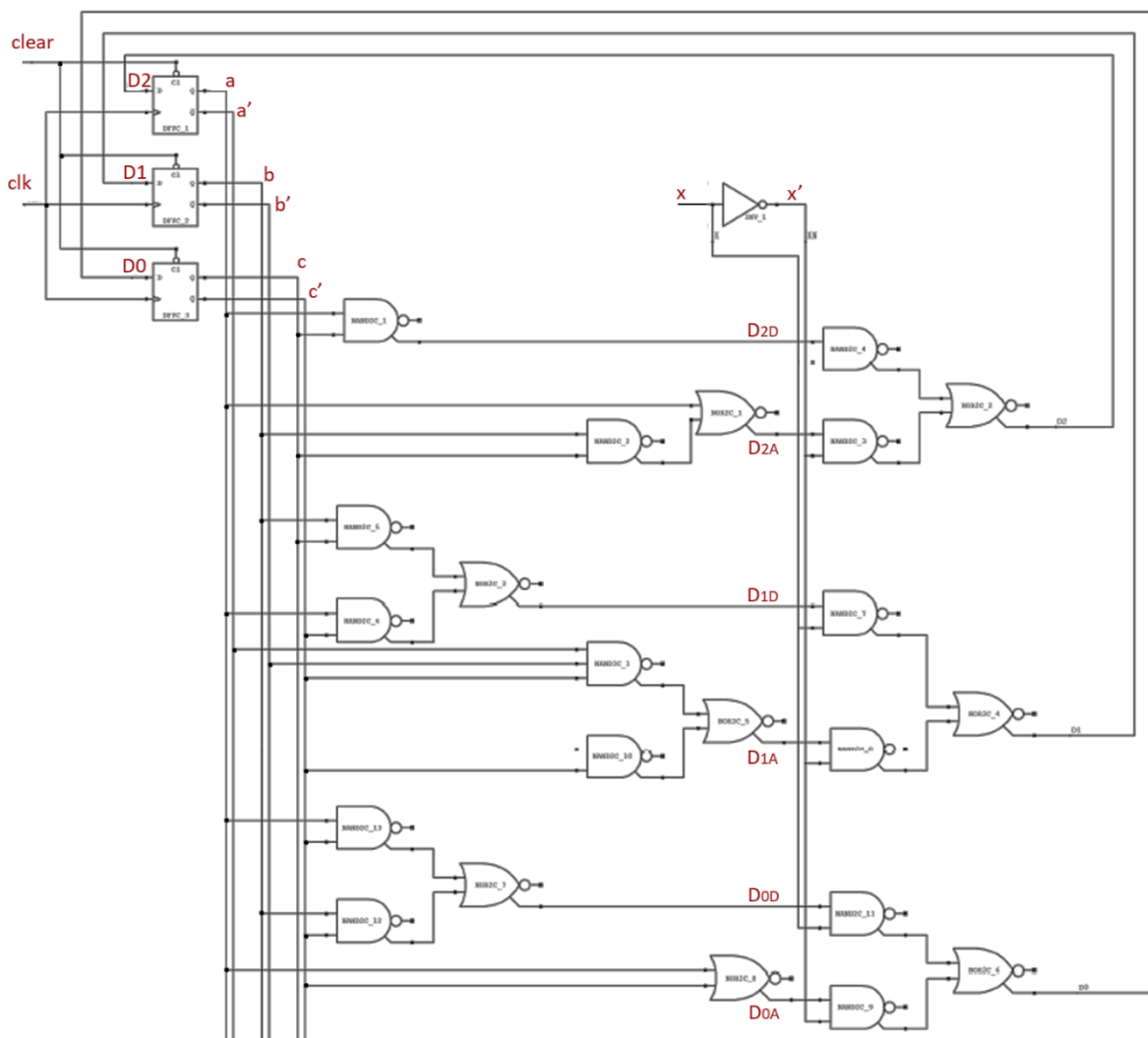


Figura 3-33 Circuito esquemático de los contadores

3.3.2.2 Circuito combinatorio

Una vez que se tienen los contadores es necesario obtener las señales de las fases, para lo que es necesario hacer su tabla de verdad que se muestra en la Tabla 14, en la que se puede apreciar que para cada cuenta se tiene una fase, es decir, cuando la cuenta está en 0 se activa la fase F0, cuando está en 1 se activa la fase F1 y así sucesivamente.

Cuenta	a	b	c	F0	F1	F2	F3	F4	F5
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	1	0	0	0
3	0	1	1	0	0	0	1	0	0
4	1	0	0	0	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	0	0	0	0	1
-	1	1	0	X	X	X	X	X	X
-	1	1	1	X	X	X	X	X	X

Tabla 14 Tabla de verdad de fases

Las ecuaciones que se obtienen para cada fase teniendo como base la Tabla 14 son las siguientes:

Fases
$F0 = a'b'c'$
$F1 = a'b'c$
$F2 = a'bc'$
$F3 = a'bc$
$F4 = ab'c'$
$F5 = ab'c$

Tabla 15 Ecuaciones de fases

Un detalle importante que debe ser aclarado es que dichas fases se encuentran en niveles lógicos de 0 a 5V, además proporcionan pulsos en alto. Sin embargo para lograr la diferencia de potencial deseada en los electrodos (V_{motor}), dichas fases deben proporcionar pulsos en bajo, debido a que la estructura siempre se encuentra al potencial positivo (16V) y el electrodo que desee activarse deberá estar al potencial negativo (0V).

En la Figura 3-34 se muestra el circuito esquemático de las fases.

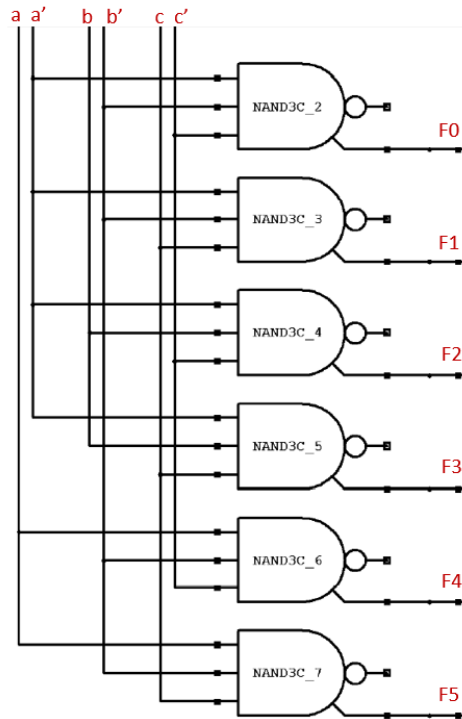


Figura 3-34 Circuito esquemático de las fases

3.3.3 Elevación de voltaje

Como ya se mencionó anteriormente el nivel lógico de las fases es de 0 a 5V, pero se requiere uno de 0 a 16V, lo cual es imposible de obtener con un CMOS ordinario, por lo cual se requiere un CMOS de drenador extendido. Se habló de este CMOS especial en el capítulo 1.2, puede trabajar con altos voltajes en el drenador sin sufrir rupturas y daños al dispositivo, por lo tanto se decide implementarlo como etapa de elevación de voltaje.

Dado que se deben invertir las señales de las fases, es necesario implementar un inversor. Ordinariamente un inversor está compuesto de un MOSFET tipo n y uno tipo p, análogamente se puede hacer un inversor con un CMOS de drenador extendido tipo n y uno tipo p, sin embargo el tipo p requiere de un pozo P el cual no es posible crear con la tecnología CMOS que se está considerando en el presente diseño. En consecuencia se decide hacerlo con un CMOS de drenador extendido tipo n y una resistencia (externa al *chip*) en vez de usar el tipo p como se muestra en la Figura 3-35.

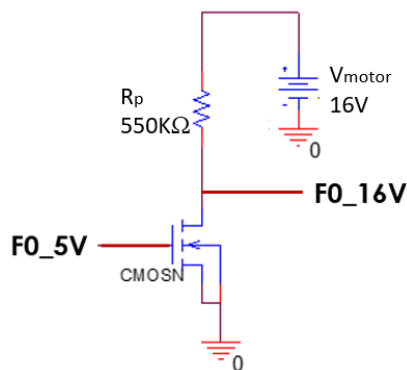


Figura 3-35 Inversor con CMOS de drenador extendido para la fase FO

Para cada electrodo fijo del micromotor es necesario un inversor de este tipo a la salida.

3.4 Conclusiones del capítulo

Una de las principales conclusiones de este capítulo es que si se seleccionan de manera errónea los parámetros de la estructura del motor, el voltaje necesario para alimentarlo puede llegar a más de 200V. Por otra parte fue de suma importancia realizar un diseño utilizando las celdas lógicas estándar de Tanner debido a la complejidad del circuito, sin embargo, en el caso del FGMOS y el MOS de drenador extendido deben ser creados en el programa L-Edit, ya que no forman parte de las librerías.

4 RESULTADOS

Una vez obtenidos todos los parámetros ya sea tecnológicos, reglas de diseño o analíticos en el capítulo 3, es conveniente realizar algunas simulaciones para verificar estos resultados.

El principal objetivo del diseño mecánico es asegurar la integridad estructural y la confiabilidad del microsistema cuando es sometido a cargas específicas durante su operación normal o en condiciones de sobrecarga. Para anticipar el desempeño del sistema previo a su fabricación, es conveniente y necesario utilizar herramientas más completas para simular y analizar de manera intensiva y aproximada, microsistemas con componentes y geometrías más complejos. En algunos casos, el análisis de elemento finito se convierte en la herramienta más viable para diseñar sistemas. Este tipo de análisis consiste en dividir un cuerpo o estructura, sobre el que están definidas ciertas ecuaciones diferenciales o integrales que caracterizan el comportamiento físico del problema, en un ensamble de un número finito de elementos interconectados con nodos. En las simulaciones mecánica y electromecánica que se presentarán a continuación, se utiliza el programa llamado COMSOL, que implementa el análisis de elemento finito.

Por otra parte, el objetivo del diseño electrónico es verificar la integridad del circuito electrónico y su correcto comportamiento, antes de fabricar un circuito integrado, en función de la operación del micromotor lineal actuado con base al fenómeno electrostático entre dos placas paralelas con separación y geometrías determinadas. En las simulaciones electrónicas que se presentarán se hace uso del programa PSpice de Cadence.

4.1 Simulación deflexión de los resortes

Antes de analizar el desempeño de los actuadores asociados al micromotor para generar su movimiento mediante el fenómeno electrostático, es necesario considerar el papel de la fuerza gravitacional sobre el peso de la estructura de los resortes que soportan a los electrodos móviles, con la finalidad de comprobar que no habrá desalineamiento de las capas estructurales que conforman el capacitor electrostático como electrodos, lo cual de suceder, impediría la operación apropiada del micromotor. Haciendo uso del programa COMSOL, se definen algunas condiciones bajo las cuales se realiza el análisis de la pieza como: dos extremos fijos (se limita su movimiento en todos los ejes) que se muestran en la Figura 4-1, la fuerza debida al peso de toda la estructura por acción de la gravedad en dirección $-y$ (en dirección normal a la superficie mostrada en la Figura 4-1) y se aplica la fuerza debido a la mitad del peso del actuador en dirección $-y$ como se muestra en la Figura 4-2.



Figura 4-1 Extremos fijos en la estructura

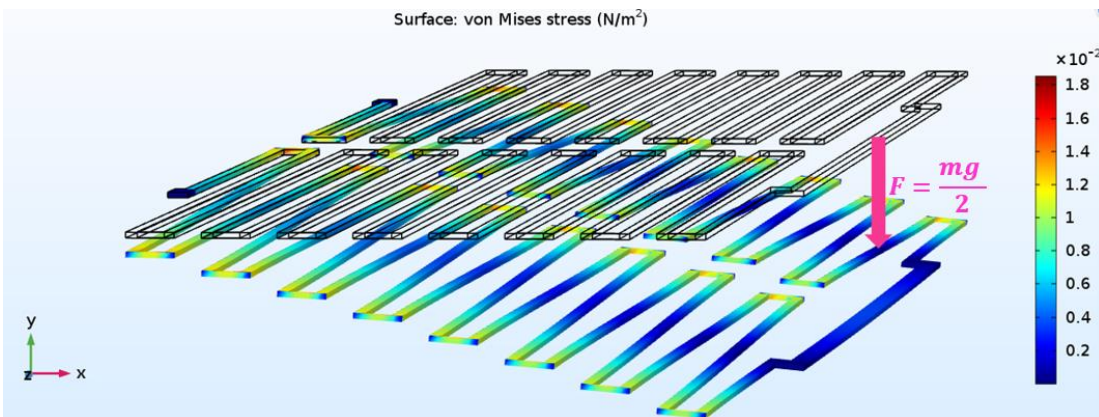


Figura 4-2 Simulación de deflexión de un par de resortes

Como se observa en la Figura 4-2 existe una deformación de la estructura en la cual el esfuerzo de Von Mises máximo tiene un valor aproximado de 20mPa, y dado que este valor no sobrepasa el módulo de Young del material de la capa (Metal 1) que es de 70GPa, entonces la estructura no experimentará deformaciones permanentes y existe una baja probabilidad de rupturas.

Finalmente, se obtiene un desplazamiento en la dirección de $-y$ de un valor de $1.08 \times 10^{-7} \mu m$, ese es el valor de la deflexión debido a la fuerza gravitacional. Dicho valor se considera pequeño comparado con la separación entre las capas de Poly 1 y Metal 1 que es de $1.137 \mu m$. Por lo tanto, se demuestra que las caras de las capas que forman las placas paralelas del capacitor electrostático siguen teniendo un traslapamiento tal, que puede presentarse el fenómeno deseado para la actuación del micromotor a pesar de la presencia de la fuerza gravitacional.

4.2 Simulación desplazamiento de los resortes

Ahora, en cuanto a la resistencia física de la capa estructural de la cual están hechos los resortes (aluminio-Metal 1), a continuación se presenta el resultado de aplicar una fuerza simulando el máximo estímulo mecánico considerado, para evaluar la resistencia del material al aplicar una fuerza. Ésta será la que llevará a desplazar a los resortes hasta la máxima distancia para la que se está diseñando el sistema. Entonces, una vez más, haciendo uso del programa COMSOL, se vuelven a definir las siguientes condiciones bajo las cuales se realiza el análisis de la pieza como: dos extremos fijos (se limita su movimiento en todos los ejes) que se muestran en la Figura 4-1, y se aplica la fuerza electrostática que tiene un valor de 371.6pN necesaria para que el motor se desplace un paso ($0.6 \mu m$) cuando se aplican los 16V, como se muestra en la Figura 4-3 y se indicó en la Tabla 5.

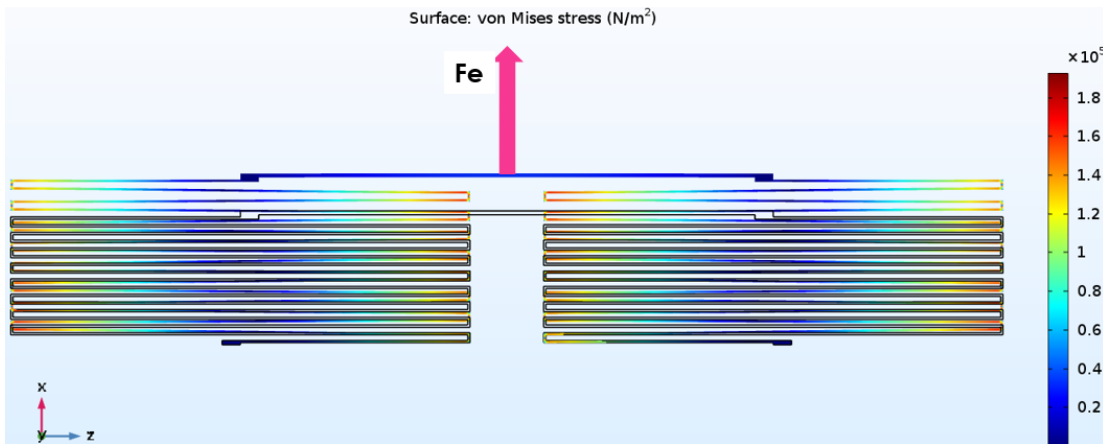


Figura 4-3 Simulación de desplazamiento de un par de resortes

Como se observa en la Figura 4-3 existe una deformación de la estructura en la cual el esfuerzo de Von Mises máximo tiene un valor de 200kPa, y dado que este valor no sobrepasa el módulo de Young del material de la capa (Metal 1) que es de 70GPa, entonces la estructura no sufrirá deformaciones permanentes y existe una baja probabilidad de rupturas.

Finalmente, se obtiene un desplazamiento en la dirección de x de $0.612365\mu\text{m}$ como se observa en la Figura 4-4, lo cual muestra que al aplicar una diferencia de potencial de 16V entre los electrodos, se puede obtener el valor de un paso del motor que son $0.6\mu\text{m}$ según las especificaciones del diseño propuesto.

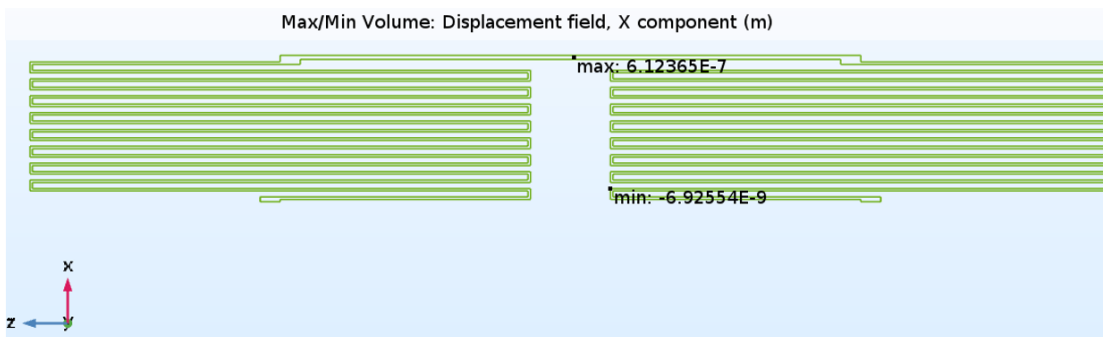


Figura 4-4 Desplazamiento máximo y mínimo en dirección X de un par de resortes

4.3 Simulación comportamiento electrostático de los resortes

Para analizar el desempeño del actuador del micromotor, que genera el movimiento mediante el fenómeno electrostático, se realiza un estudio electromecánico haciendo uso del programa COMSOL. Se definen dos geometrías, la primera es la estructura completa del motor a la cual se le asigna como material aluminio, y la segunda es una caja que encierra a todo el motor la cual está compuesta de aire.

Las condiciones bajo las cuales se realiza el análisis de la pieza son: cuatro extremos fijos (se limita su movimiento en todos los ejes) que se muestran en la Figura 4-5, material linealmente elástico sólo para la estructura de aluminio como se muestra en la Figura 4-6, los electrodos fijos que se activan se conectan a tierra como se muestra en la Figura 4-7, los electrodos móviles y toda la estructura se conectan a 16V, finalmente los electrodos mostrados en la Figura 4-7 se fijan limitando su movimiento en todos los ejes.

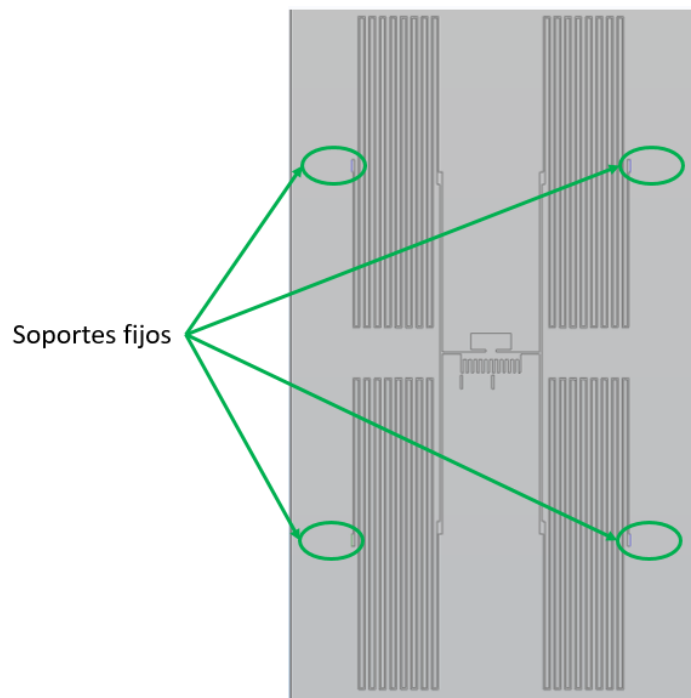


Figura 4-5 Extremos fijos del motor

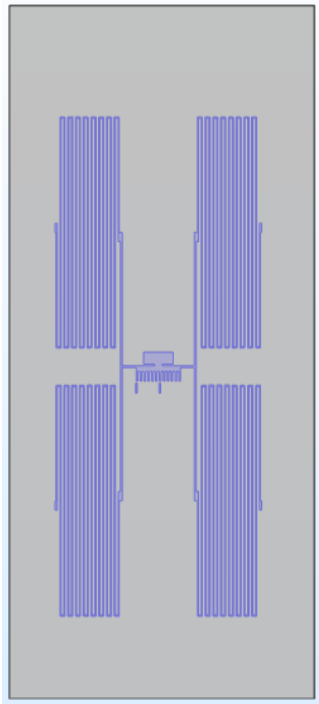


Figura 4-6 Definición de material linealmente elástico

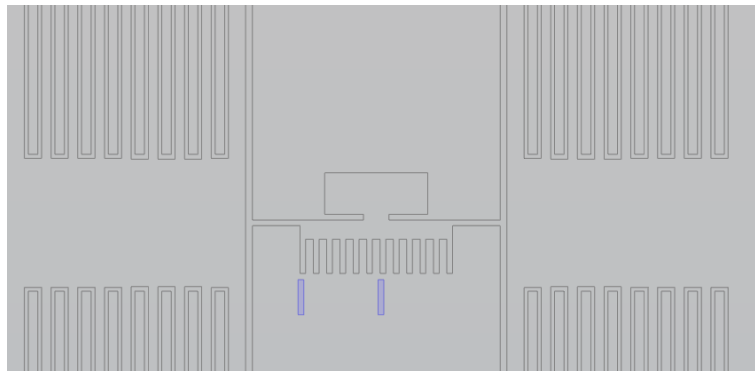


Figura 4-7 Terminales que se conectan a tierra

En la Figura 4-8 se muestra la presencia del campo eléctrico en el sistema, puede notarse que sólo se presenta entre los electrodos fijos y móviles con una magnitud máxima de $2 \times 10^7 \text{V/m}$.

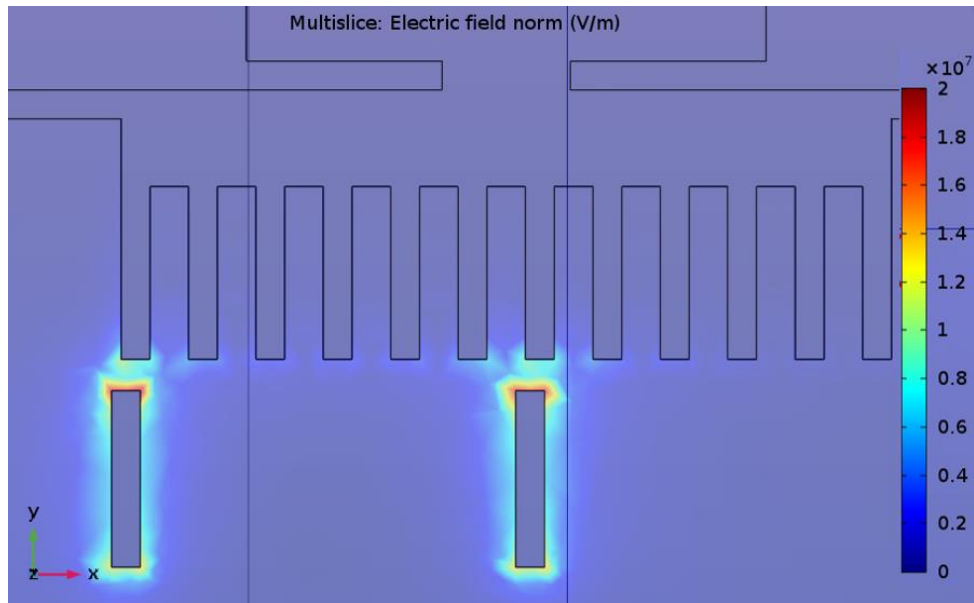


Figura 4-8 Campo eléctrico presente en el sistema

Haciendo un acercamiento a la zona de interés, es decir, los electrodos, se muestra el comportamiento de las líneas de campo eléctrico en la Figura 4-9. En dicha figura puede apreciarse la dirección que toman las flechas de color rojo, que van del electrodo fijo conectado a 16V hacia el electrodo fijo conectado a tierra a través del aire.

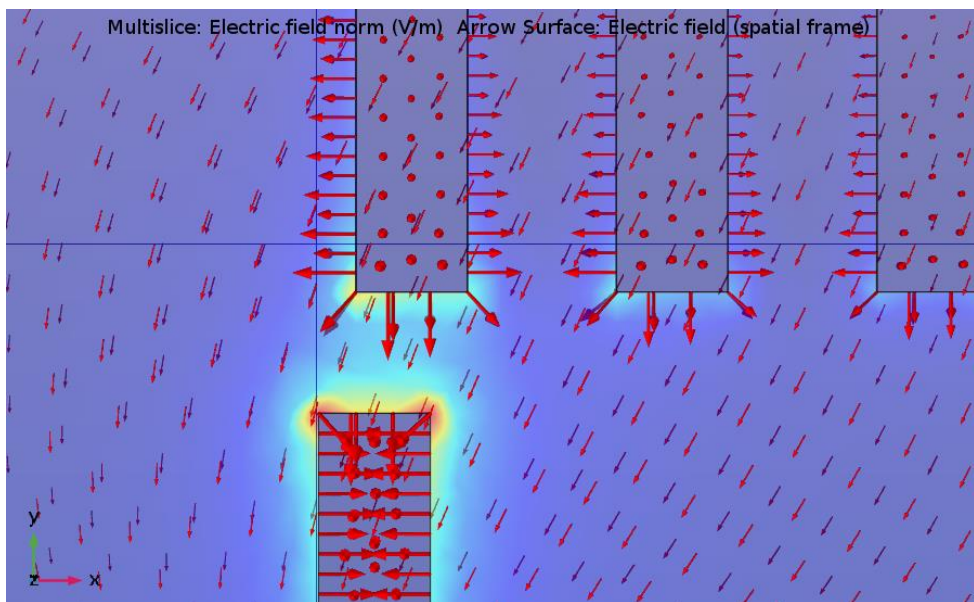


Figura 4-9 Comportamiento de las líneas de campo eléctrico

Con el mismo acercamiento se grafican flechas que son proporcionales a la magnitud del campo eléctrico y se muestran en la Figura 4-10, dicho campo será el que genera la fuerza electrostática que provoca un desplazamiento hacia la izquierda.

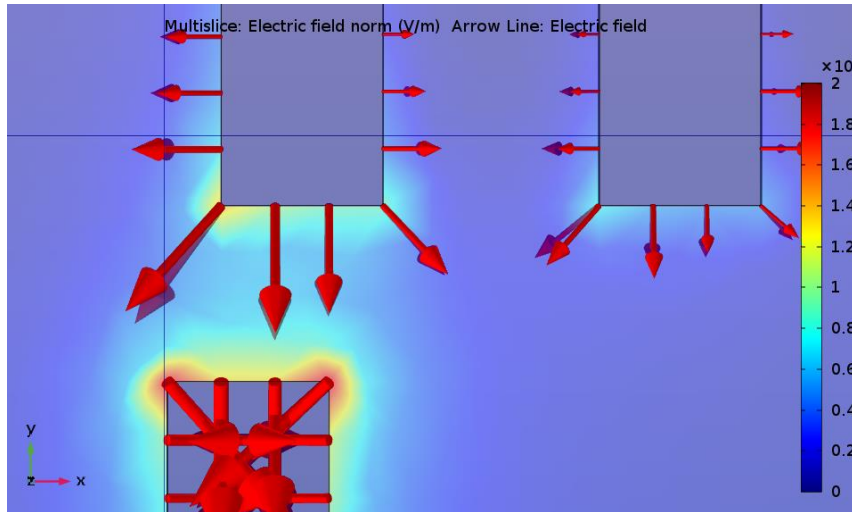


Figura 4-10 Flechas del campo eléctrico

Como se observa en la Figura 4-11 se genera la fuerza electrostática, debido a la diferencia de potencial entre la pieza móvil y los electrodos fijos, con un valor de 364pN. Dicho valor es muy cercano al valor calculado de la fuerza total necesaria para desplazar los resortes mostrada en la Tabla 5 que tiene un valor de 371.6pN.

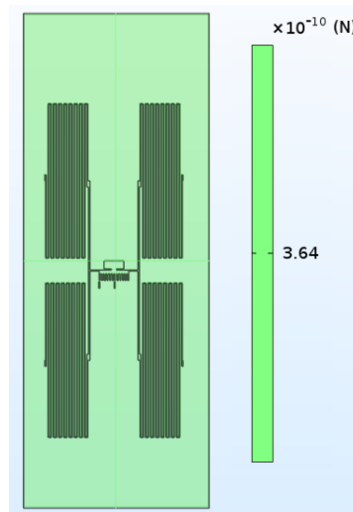


Figura 4-11 Fuerza electrostática

4.4 Simulaciones sensor de posición

Una vez comprobada la viabilidad de la integridad física de la capa estructural durante el desempeño mecánico de los resortes mediante simulación por elemento finito, corresponde ahora evaluar la operación eléctrica del FGMOS en el rango de voltajes dentro del cual estará funcionando el circuito electrónico asociado, según lo establecido en la Tabla 7. Para realizar la simulación, se hace uso del programa PSpice en el cual se hace un listado con los voltajes aplicados a la compuerta de control del FGMOS según el modelo del mismo. Dicho listado puede ser revisado en el Anexo E, y está basado en el circuito mostrado en la Figura 3-22. Como se explicó en el capítulo 3.2, la variación de la capacitancia C_G da un valor del coeficiente de acoplamiento diferente en cada posición como se muestra en la Figura 4-12.

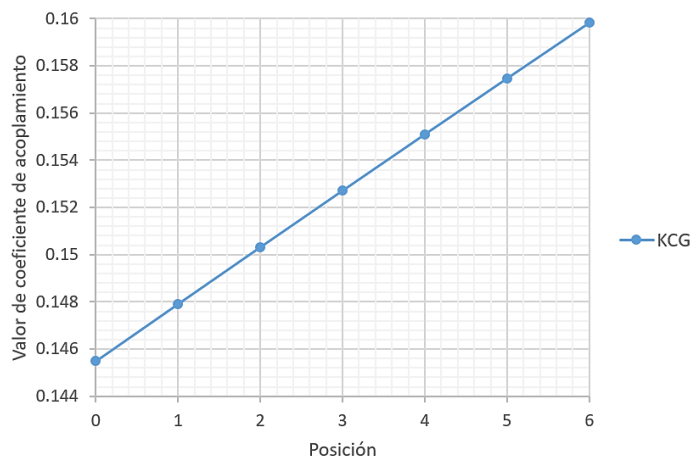


Figura 4-12 Variación del coeficiente de acoplamiento

Con dicho valor del factor de acoplamiento, existe una variación en el voltaje de la compuerta flotante, y como se muestra en la Figura 4-13, en ninguna posición se sobrepasa el voltaje máximo que puede ser aplicado a la compuerta flotante de $V_{MAX}=9.87V$ como se mostró en el capítulo 3.2.1.

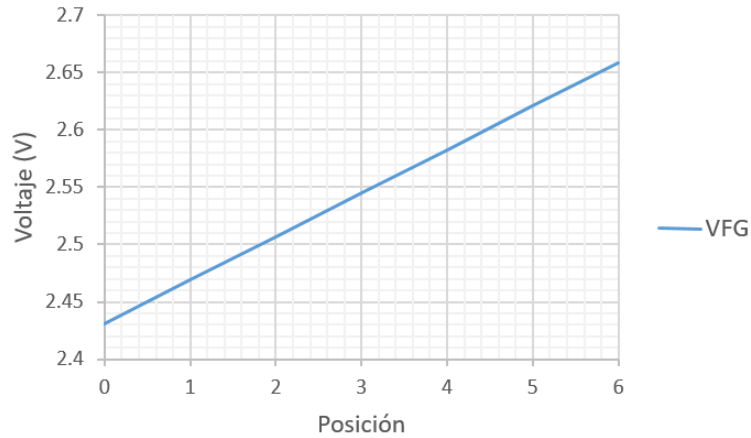


Figura 4-13 Variación del voltaje de la compuerta flotante

Dado que dicho voltaje en la compuerta flotante tiene esta variación, de igual manera la corriente en el drenador lo hará. Como se muestra en la Figura 4-14, hay una familia de curvas de salida del FGMOS que para cada valor de la capacitancia C_G corresponde una curva de corriente de drenador, la que se puede correlacionar con la posición del micromotor.

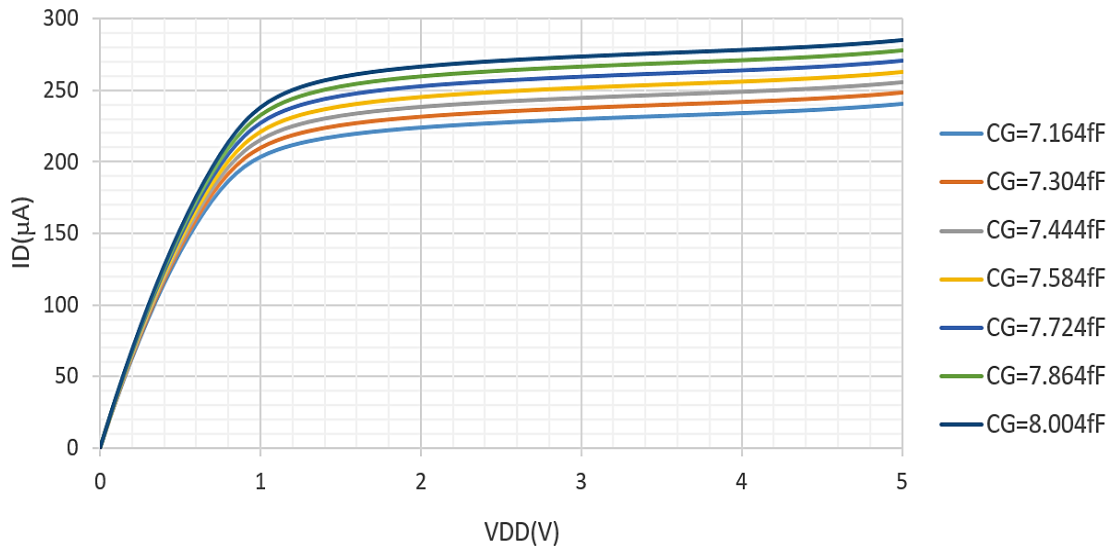


Figura 4-14 Curvas de corriente en el drenador

Para el sensor de posición el voltaje en el drenador tendrá un valor constante de $V_{DD} = 5V$, por lo tanto los valores exactos de las corrientes en cada posición se muestran en la Tabla 16, de la cual se puede concluir que la variación de corriente a

cada paso es de un valor de $7.5\mu\text{A}$, dicho valor es medible y se puede distinguir adecuadamente el cambio en cada paso. La elección de este valor de V_{DD} fue arbitraria considerando la operación del FGMOS en el régimen de saturación, según la Ecuación 2-28, pero puede elegirse otro valor según convenga.

Posición	ID (μA)
0-inicial	240.54
1	248.04
2	255.52
3	262.99
4	270.44
5	277.88
6-final	285.29

Tabla 16 Valor de corriente en drenador para cada posición

4.5 Resultados de circuito de control

A continuación se muestran las simulaciones en PSpice de cada parte que compone al circuito de control: el oscilador, el bloque de generación de fases y el bloque de elevación de voltaje.

4.5.1 Simulación del Oscilador

Para el circuito oscilador mostrado en la Figura 3-30a) es preciso verificar su comportamiento a diferentes frecuencias, ya que no se tiene definida aún la frecuencia a la que trabajará el circuito de control del micromotor para que el comportamiento de la estructura mecánica sea adecuado. De no ser así se corre el riesgo de no obtener el comportamiento deseado. A continuación, se presentan los resultados de las pruebas del oscilador a diferentes frecuencias y se utilizan los valores de resistencia y capacitor que se muestran en la Tabla 17 para obtener dichos valores.

Frecuencia	C	R
10KHz	1nF	154.79K Ω
1KHz	1nF	1.5479M Ω
100Hz	100nF	154.79K Ω
20Hz	100nF	773.9K Ω

Tabla 17 Valores de R y C para obtener diferentes frecuencias

En la Figura 4-15 se muestra la señal de reloj a 10KHz.

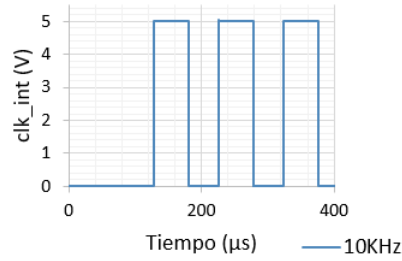


Figura 4-15 Señal de reloj a 10KHz

En la Figura 4-16 se muestra la señal de reloj a 1KHz, en la Figura 4-17 se muestra la señal de reloj a 100Hz y En la Figura 4-18 se muestra la señal de reloj a 20Hz.

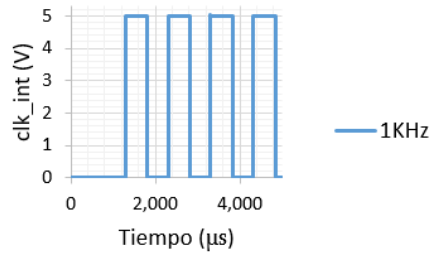


Figura 4-16 Señal de reloj a 1KHz

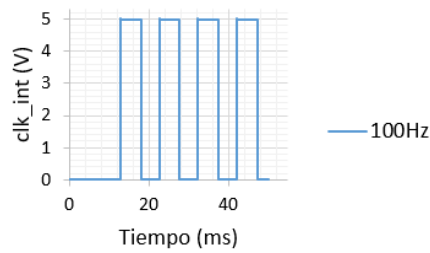


Figura 4-17 Señal de reloj a 100Hz

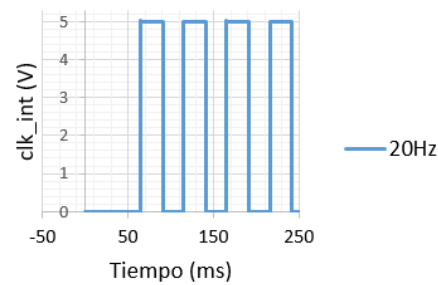


Figura 4-18 Señal de reloj a 20Hz

4.5.2 Simulación de generación de fases

Recordando que para que el motor se desplace hacia adelante se requiere de un contador ascendente de tres bits que lleve una cuenta de cero a cinco y así activar las fases de F0 a F5 en los electrodos fijos para cambiar la diferencia de potencial entre los electrodos, y para regresar al motor a la posición inicial, se necesita un contador descendente, también de tres bits, para una cuenta de F5 a F0.

El siguiente circuito mostrado en la Figura 4-19 contiene tanto al contador ascendente como al descendente, también la señal x para decidir cuál de los dos sentidos se desea activar, además, la señal $clear$ para inicializar las señales del contador y el reloj clk para los Flip-flop tipo D. Tanto la señal x como $clear$, se generan emulando la interacción del usuario.

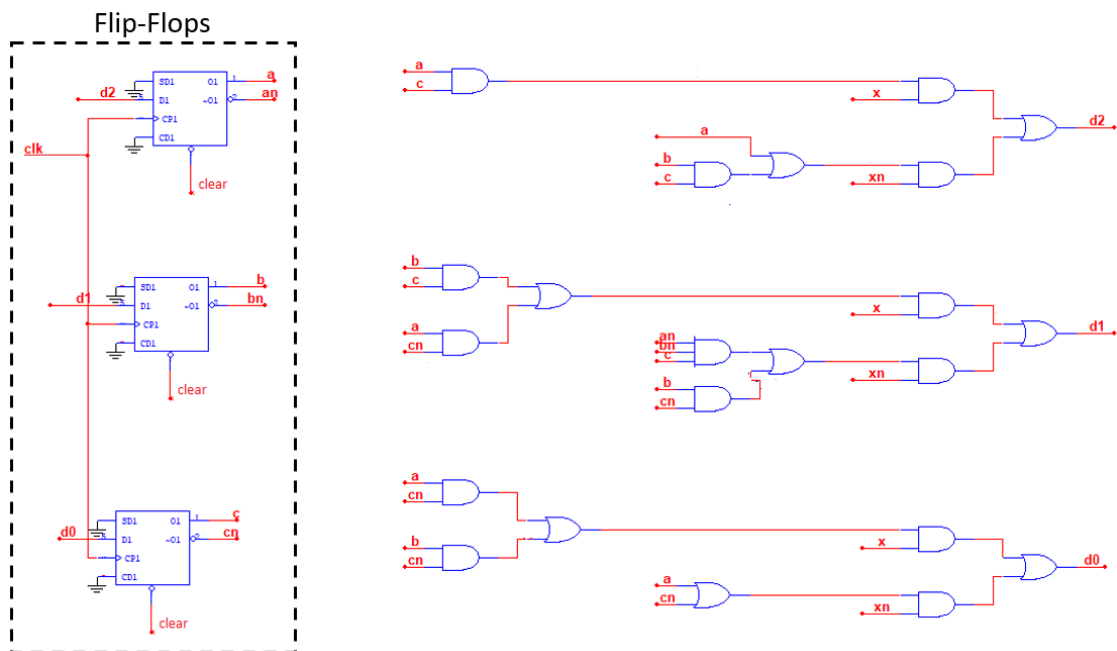


Figura 4-19 Diagrama de conexión contadores ascendente y descendente

Haciendo uso del circuito anterior se obtienen las señales de los contadores con las salidas de a , b , c , an (a negada), bn (b negada) y cn (c negada), como se muestra en la Figura 4-20, donde c es el bit menos significativo (LSB). Como se puede observar, cuando la señal de $clear$ cambia de estado a bajo entonces se inicializan todas las

señales de los contadores; cuando x se encuentra en estado bajo la cuenta es ascendente y en estado alto la cuenta es descendente.

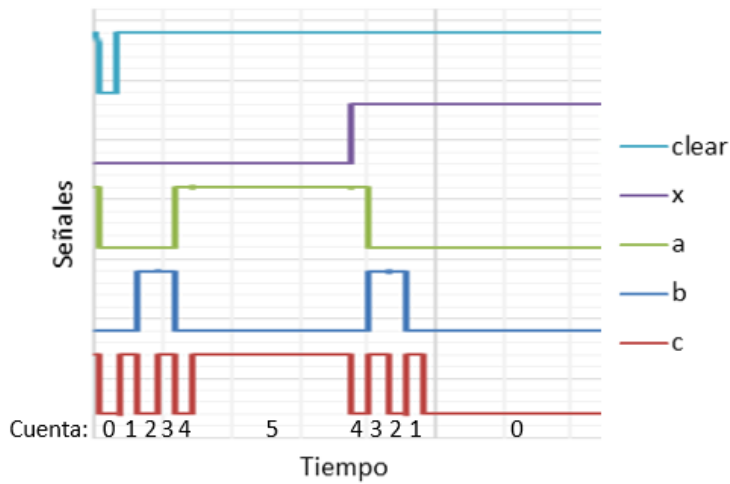


Figura 4-20 Señales de salida de los contadores

El siguiente circuito mostrado en la Figura 4-21 contiene la lógica combinatoria para obtener todas las señales de las fases, cuyas entradas son las salidas del contador ascendente y descendente mostrado en la Figura 4-19.

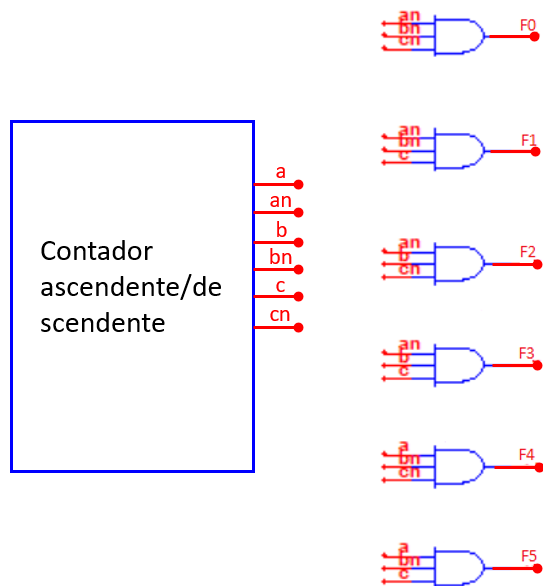


Figura 4-21 Circuito combinatorio de fases

Haciendo uso del circuito anterior se obtienen las señales de las fases, como se muestra en la Figura 4-22 y como se puede observar, cuando la señal de *clear* cambia de estado a bajo entonces se inicializan todas las fases; cuando *x* se encuentra en estado bajo las fases se activan de forma ascendente de F0 a F5 y en estado alto las fases se activan de forma descendente de F5 a F0.

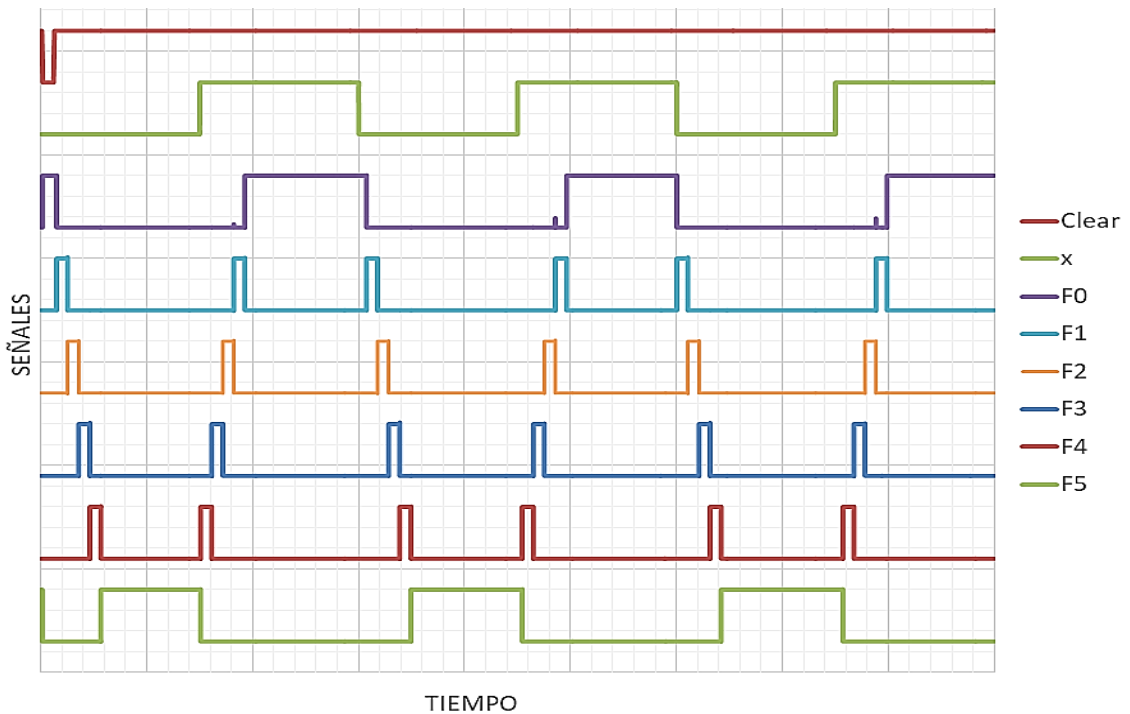
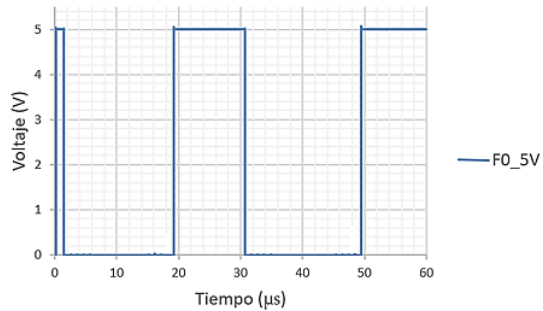


Figura 4-22 Señales de salida del circuito combinatorio de fases

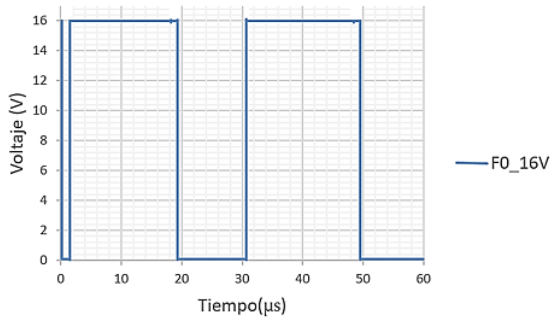
Finalmente, éstas serán las señales que se aplicarán a los electrodos fijos mostrados en la Figura 3-31.

4.5.3 Simulación de elevación de voltaje

Con base en el circuito de la Figura 3-35, aplicando en la entrada la señal de la fase 0 (F0) la salida obtenida se muestra en la Figura 4-23; se tendrá el mismo comportamiento para cada fase y se requiere el mismo circuito para cada electrodo fijo.



a)



b)

Figura 4-23 a) Entrada y b) salida del elevador de voltaje

Como se puede observar, cuando la señal de entrada se encuentra en niveles lógicos de 0 a 5V, se obtiene la salida invertida y con niveles de voltaje de 0 a 16V, que son los requeridos por el circuito de control para que se pueda presentar el efecto electrostático, según se explicó anteriormente.

4.6 Diseño topológico en L-Edit del micromotor

En esta sección se muestran los diseños topológicos en L-Edit que se crearon para cada bloque del sistema, recordando que el sistema es el que se muestra en la Figura 3-23, que se compone del bloque del oscilador, el bloque generación de fases, el bloque elevación de voltaje, la estructura mecánica del micromotor y el sensor de posición. Para dibujar cada uno de estos bloques se hizo uso de algunas de las capas de L-Edit mostradas en la Figura 4-24.

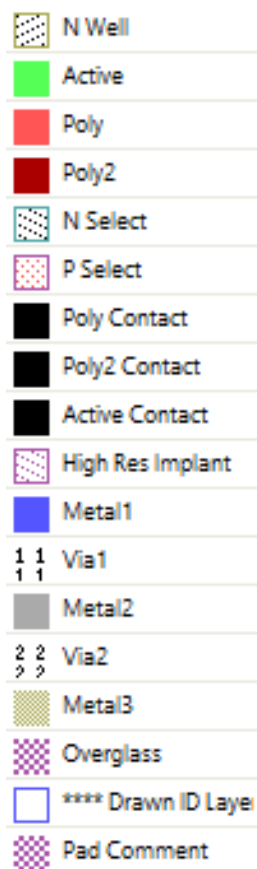


Figura 4-24 Capas de L-Edit

Éstas son las capas que se emplean en la tecnología On Semi de 0.5 micras, la cual establece reglas de diseño que se deben cumplir tanto para el diseño del circuito electrónico como para la estructura MEMS incluida en el circuito integrado propuesto, para tener una tecnología CMOS-MEMS.

El diseño topológico del bloque del oscilador se muestra en la Figura 4-25, el cual sólo consiste en el inversor Schmitt y el inversor, ya que la resistencia y el capacitor son externos a la *chip*, para poder experimentar diferentes frecuencias, como se estableció en el capítulo 3.3.1.

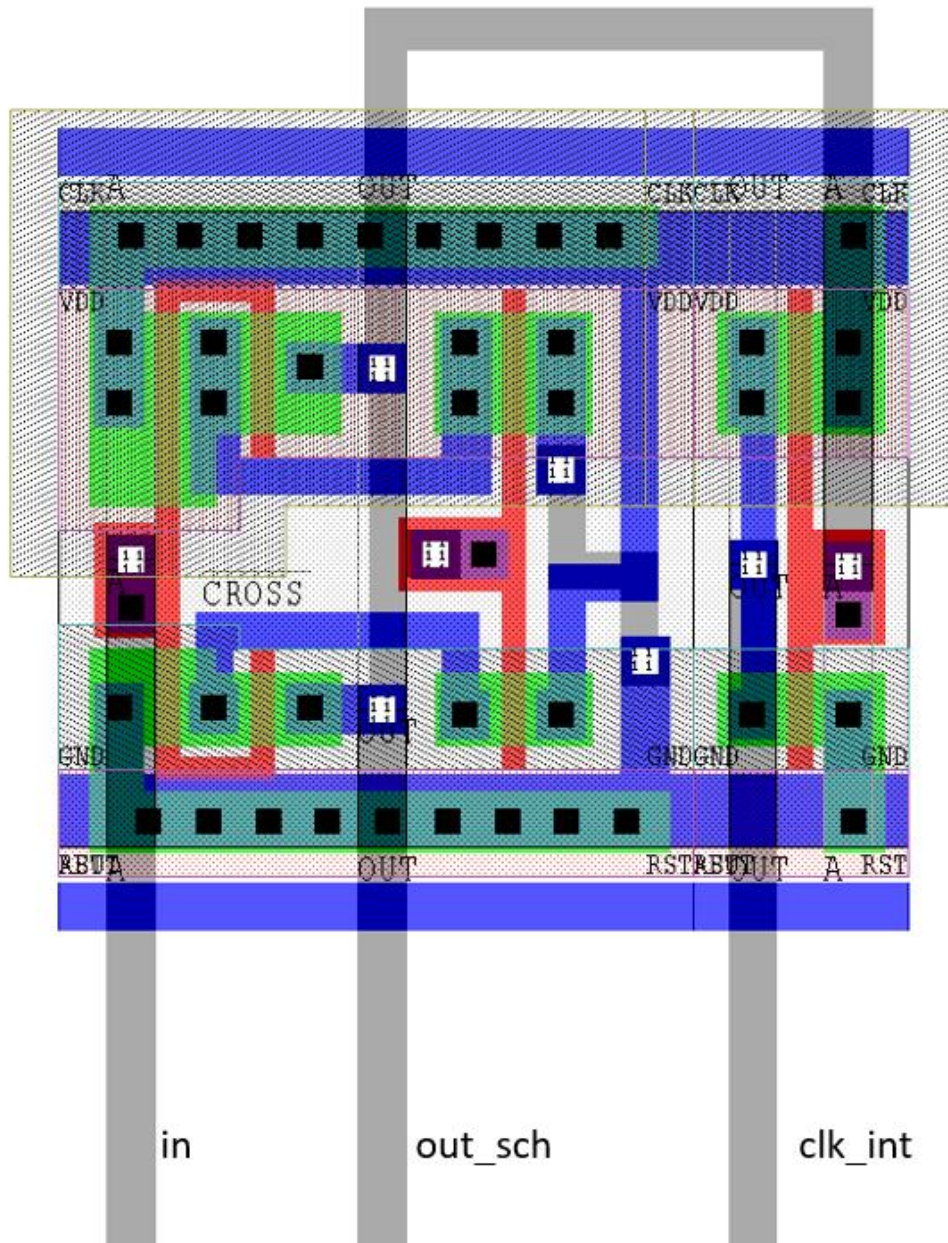


Figura 4-25 Diseño topológico del oscilador

El diseño topológico del bloque de generación de fases se muestra en la Figura 4-26; dicho diseño fue obtenido mediante la vinculación de la herramienta S-Edit con L-Edit. Este procedimiento permite generar el diseño topológico a partir del esquemático del circuito de control, para dicho procedimiento se utiliza la librería las compuertas lógicas de Tanner mostradas en el Anexo D, que proporciona la tecnología respectiva, facilitando de esta manera el resultado presentado en la Figura 4-26. Este paso es necesario ya que el diseño topológico de estas celdas no está incluido en la librería de L-Edit.

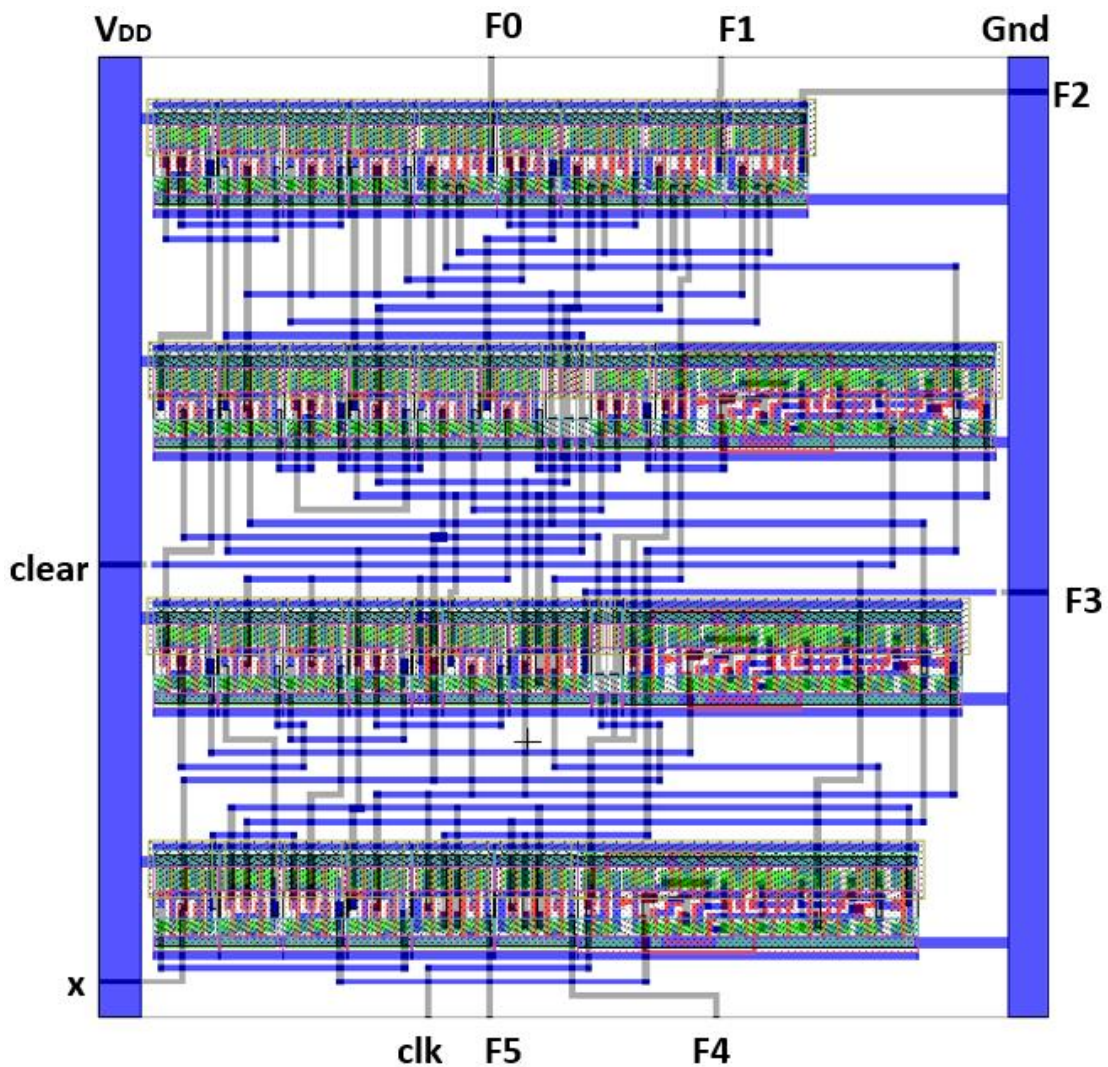


Figura 4-26 Diseño topológico del bloque de generación de fases

Una vez obtenido el diseño topológico del bloque de generación de fases, es necesario verificar que las conexiones entre todos los componentes del mismo se realizaron de manera correcta, por lo tanto se hace una extracción de parámetros utilizando una herramienta de L-Edit. Con dicha herramienta se genera un listado de todos los componentes que forman al circuito y su conexión entre ellos, este listado se utiliza para realizar una simulación en el programa PSpice.

En la simulación se hizo un análisis transitorio, aplicando las señales de entrada (Vclear, Vx y Vclk) en los nodos respectivos como se muestra en el Anexo F. Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 4-27, donde se comprueba que las fases generadas se comportan de la manera esperada.

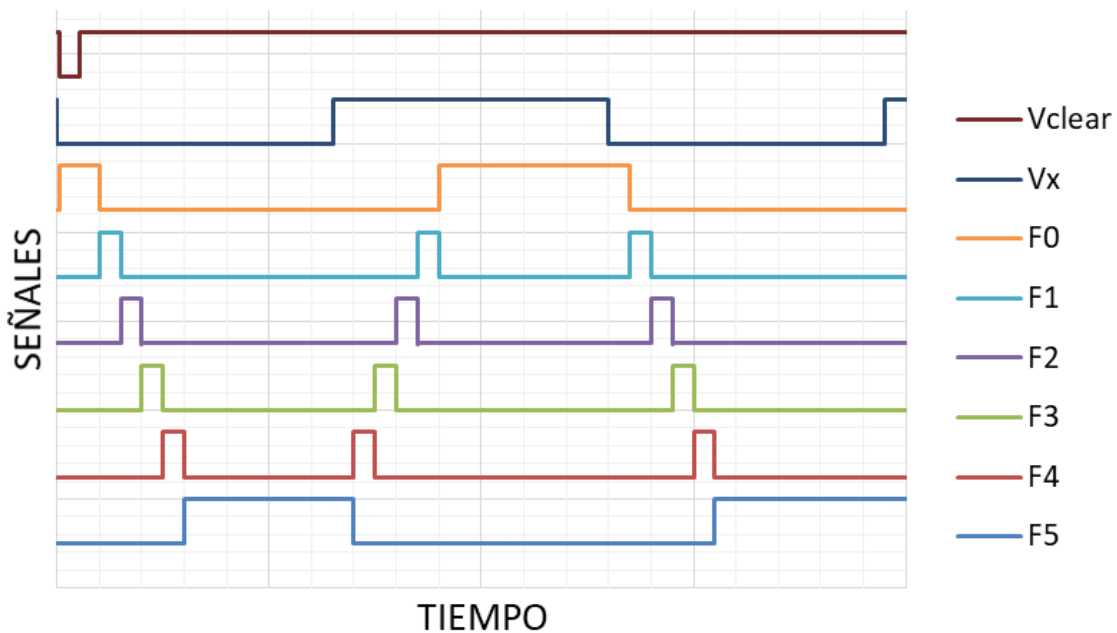


Figura 4-27 Señales de salida obtenidas con extracción de parámetros

Basándose en las dimensiones dadas por el manual de las reglas de diseño de L-Edit en el capítulo 1.2.3, se tiene el MOS de drenador extendido tipo n, que compone al bloque de elevación de voltaje como se muestra en la Figura 4-28.

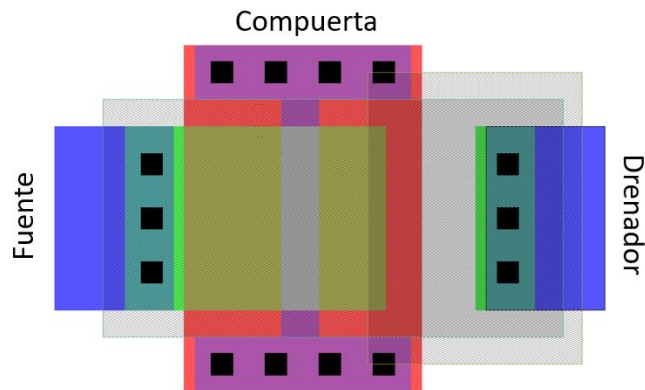


Figura 4-28 Diseño topológico del MOS de drenador extendido

Dicho diseño topológico del MOS de drenador extendido fue realizado como se muestra en la Figura 4-29.

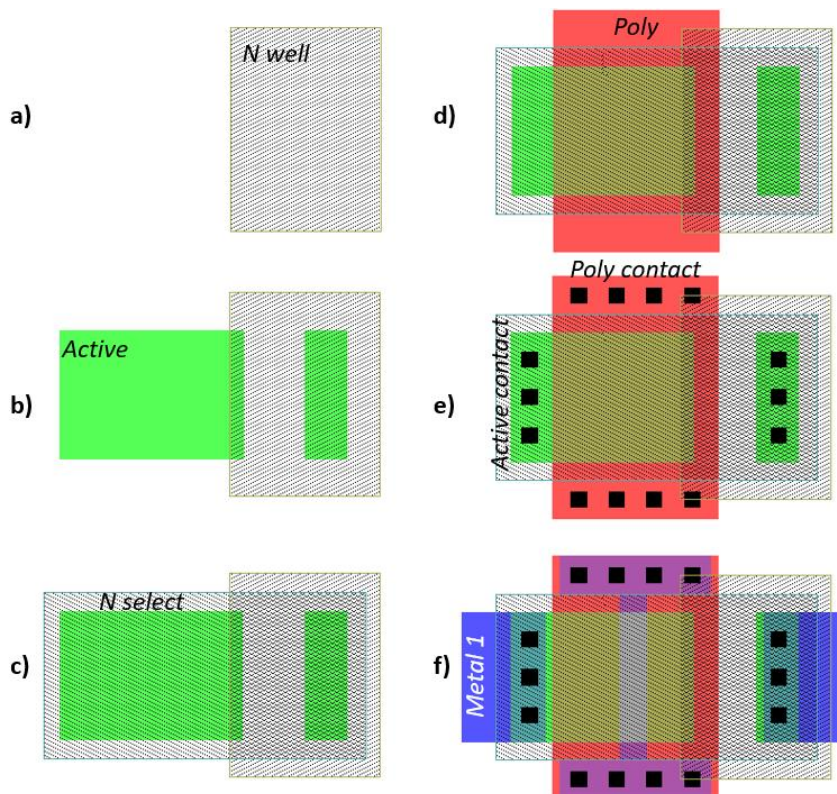


Figura 4-29 Proceso del diseño topológico de un MOS de drenador extendido

En la Figura 4-30 se muestra un corte transversal del MOS de drenador extendido, donde se puede ver el pozo n debajo del drenador y el óxido de campo (FOX) debajo de la compuerta, cuyo espesor permite la aplicación de mayores voltajes en el drenador sin dañar su integridad física. Es justamente esta variante del diseño convencional que permite configurar un transistor, que gracias a la zona de mayor espesor de óxido debajo de la compuerta, que sea capaz de soportar el alto voltaje requerido para alimentar los electrodos del micromotor y provocar el efecto electrostático necesario para mover al motor sin poner en riesgo la integridad física del óxido de compuerta por el alto voltaje necesario.

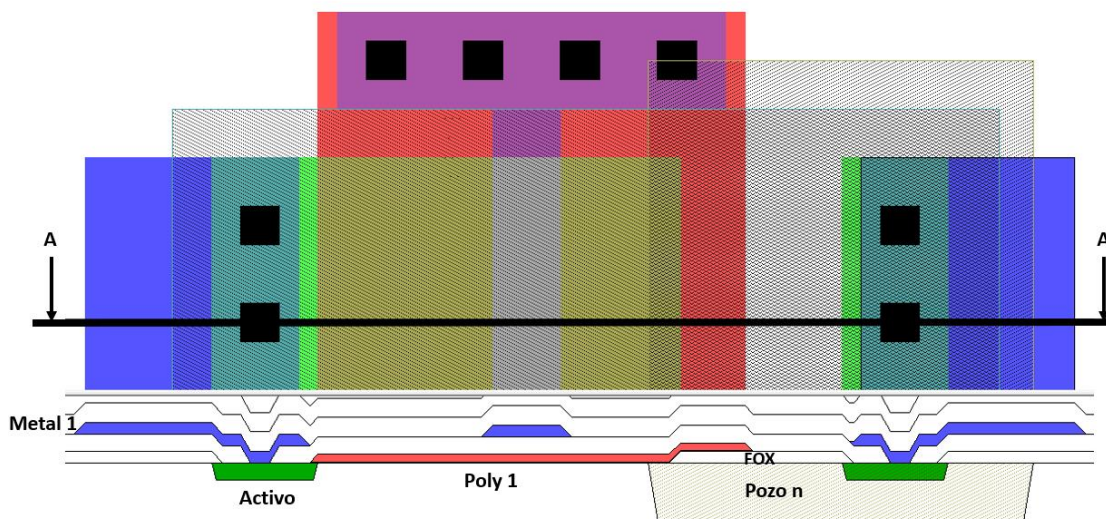


Figura 4-30 Corte transversal del MOS de drenador extendido

Durante el proceso de fabricación por encima de la capa *Metal 3* se coloca una capa de vidrio que protege al chip, el cual impide la penetración del atacante para la liberación de la estructura móvil. El diseño topológico de la estructura se muestra en la Figura 4-31, donde se observa que es necesario colocar ventanas mediante el uso de *Overglass* (capa que indica la no existencia de vidrio), para asegurar que el atacante penetra de manera correcta cuando se realice el micromaquinado para la liberación de la estructura móvil.

Toda la estructura mecánica está hecha en la capa de *Metal 1*. Se debe tener el cuidado necesario para hacer la indicación de las zonas en las que se pretende hacer el micromaquinado de las estructuras que se quiere liberar, para que puedan tener movimiento. El vidrio deberá conservarse encima de los circuitos electrónicos ya que éstos sí deberán estar protegidos contra impurezas del medio ambiente como se muestra en la Figura 4-32, además de que así se evita también dañar las capas de las que constan los elementos electrónicos.

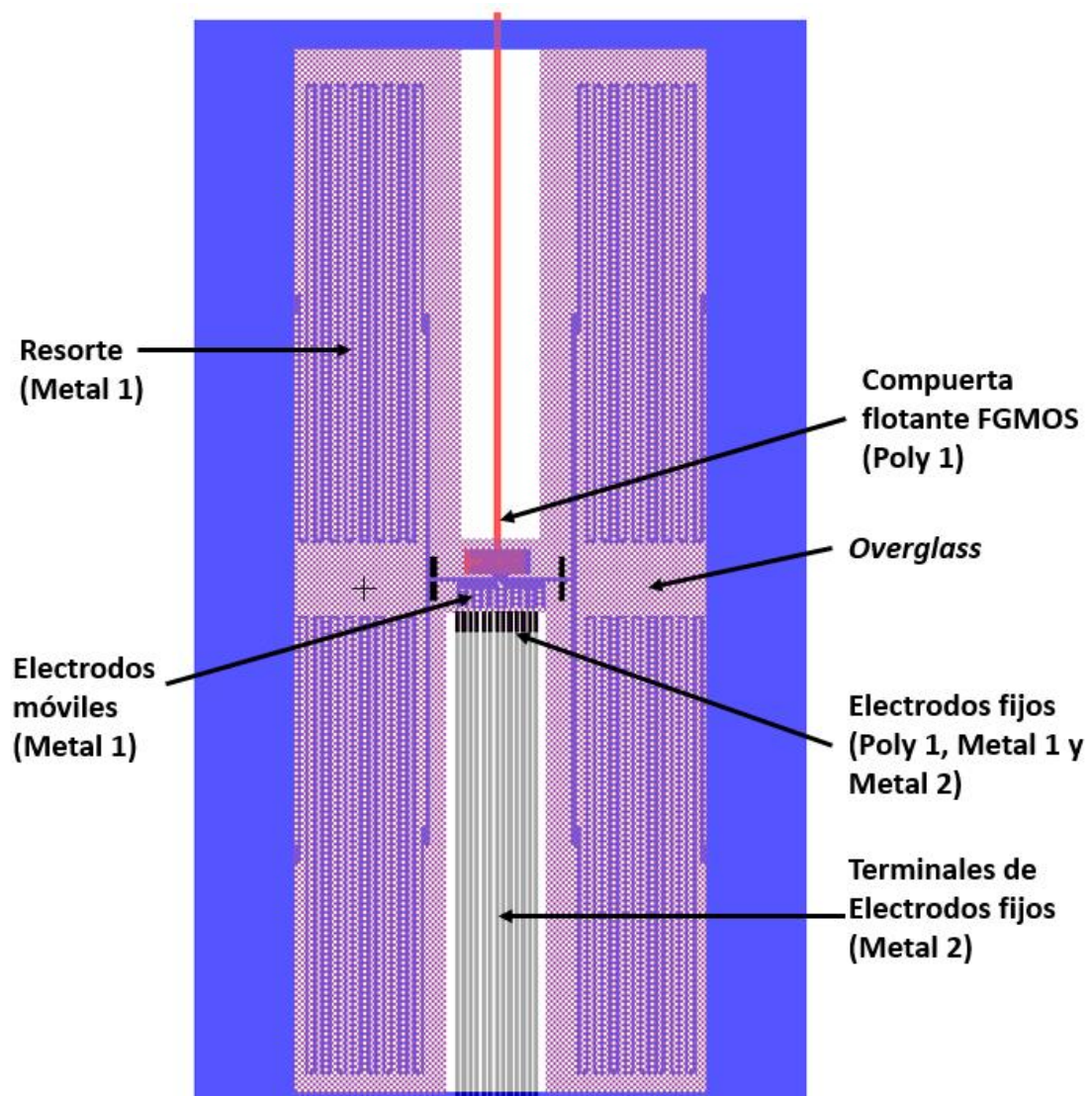


Figura 4-31 Diseño topológico de la estructura mecánica del motor.

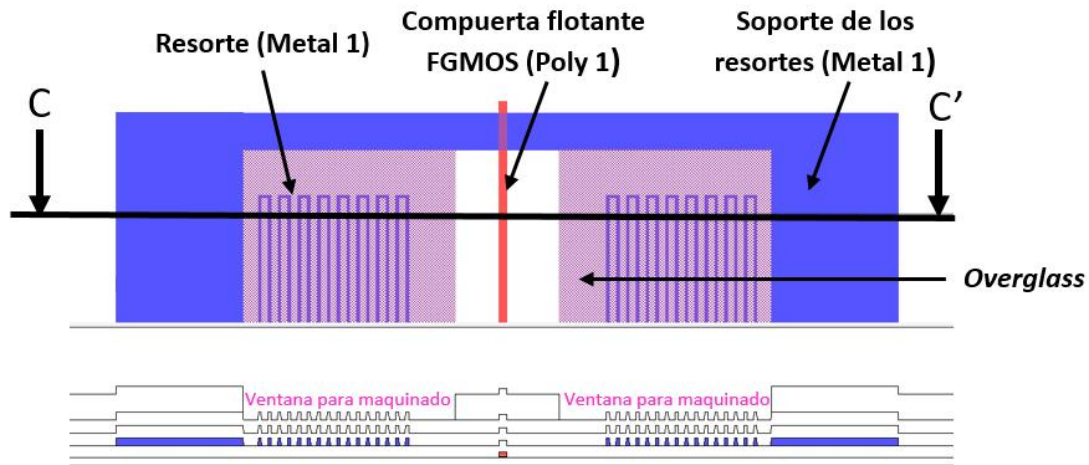


Figura 4-32 Corte transversal de parte superior de la estructura mecánica del motor

Por otro lado, haciendo un acercamiento a la compuerta de control del FG MOS mostrado en la Figura 4-31 (compuesta por la capa Metal 1) se pueden observar en la Figura 4-33 que existen 3 ventanas de $10\lambda \times 10\lambda$ con las cuales se asegura la penetración del atacante durante el proceso de micromaquinado, recordando que ésta debe ser una parte móvil.

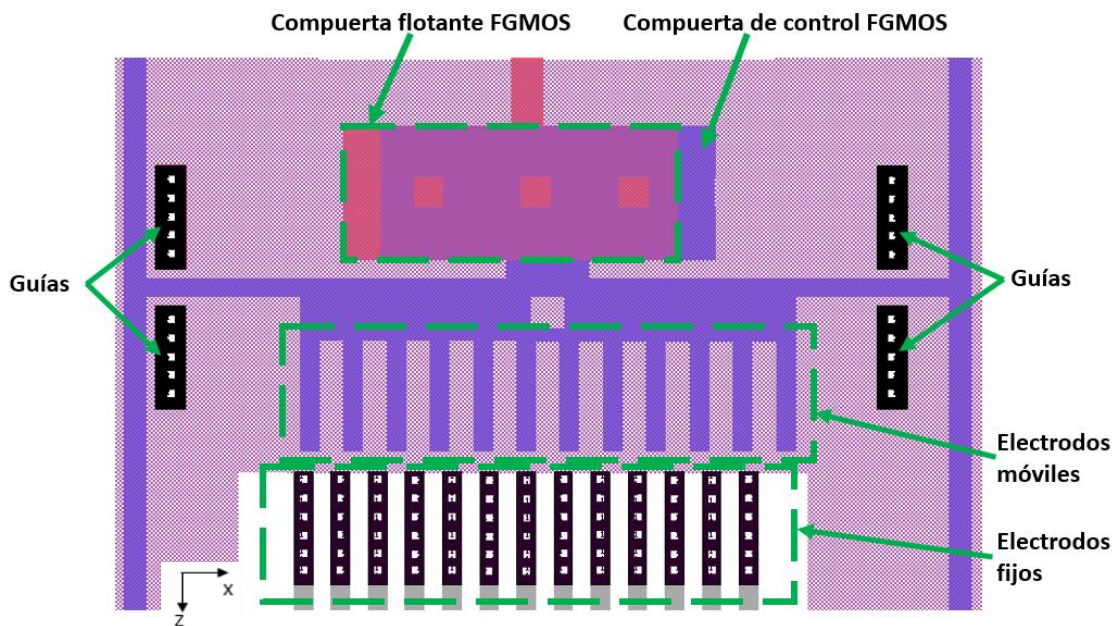


Figura 4-33 Diseño topológico del sistema de actuación

En la misma figura también se puede observar que se colocan cuatro guías hechas con las capas *Poly1*, *Metal 1*, *Metal 2* y *Metal 3*, unidas cada una con *Poly Contact*, *Via 1* y *Via 2*, las cuales limitan el movimiento del motor en el eje z, pues su movimiento deberá ser exclusivamente en el eje x. Se pueden apreciar los 13 electrodos fijos, que son creados con las capas *Poly1*, *Metal 1* y *Metal 2*, unidas cada una con *Poly Contact* y *Via 1* como se muestra en la sección transversal de la Figura 4-34.

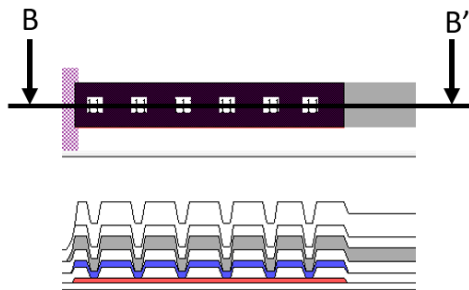


Figura 4-34 Sección transversal de un electrodo fijo

El diseño topológico del sensor de posición corresponde al FGMOS; en la Figura 4-35 se muestra únicamente el FGMOS sin la compuerta de control. Las dimensiones de este transistor son $W_C=2.4\mu\text{m}$ y $L_C=0.9\mu\text{m}$.

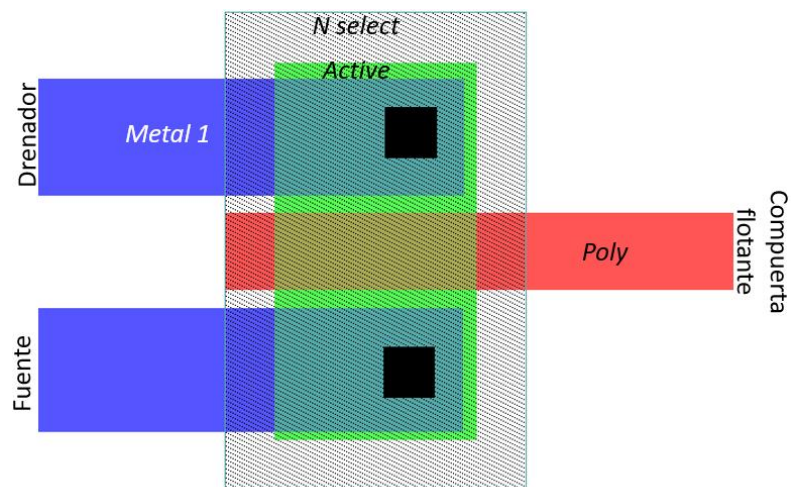


Figura 4-35 Diseño topológico del FGMOS

El sistema completo con los bloques de: circuito de control, sensor de posición y la estructura mecánica, se une como se muestra en la Figura 4-36 .

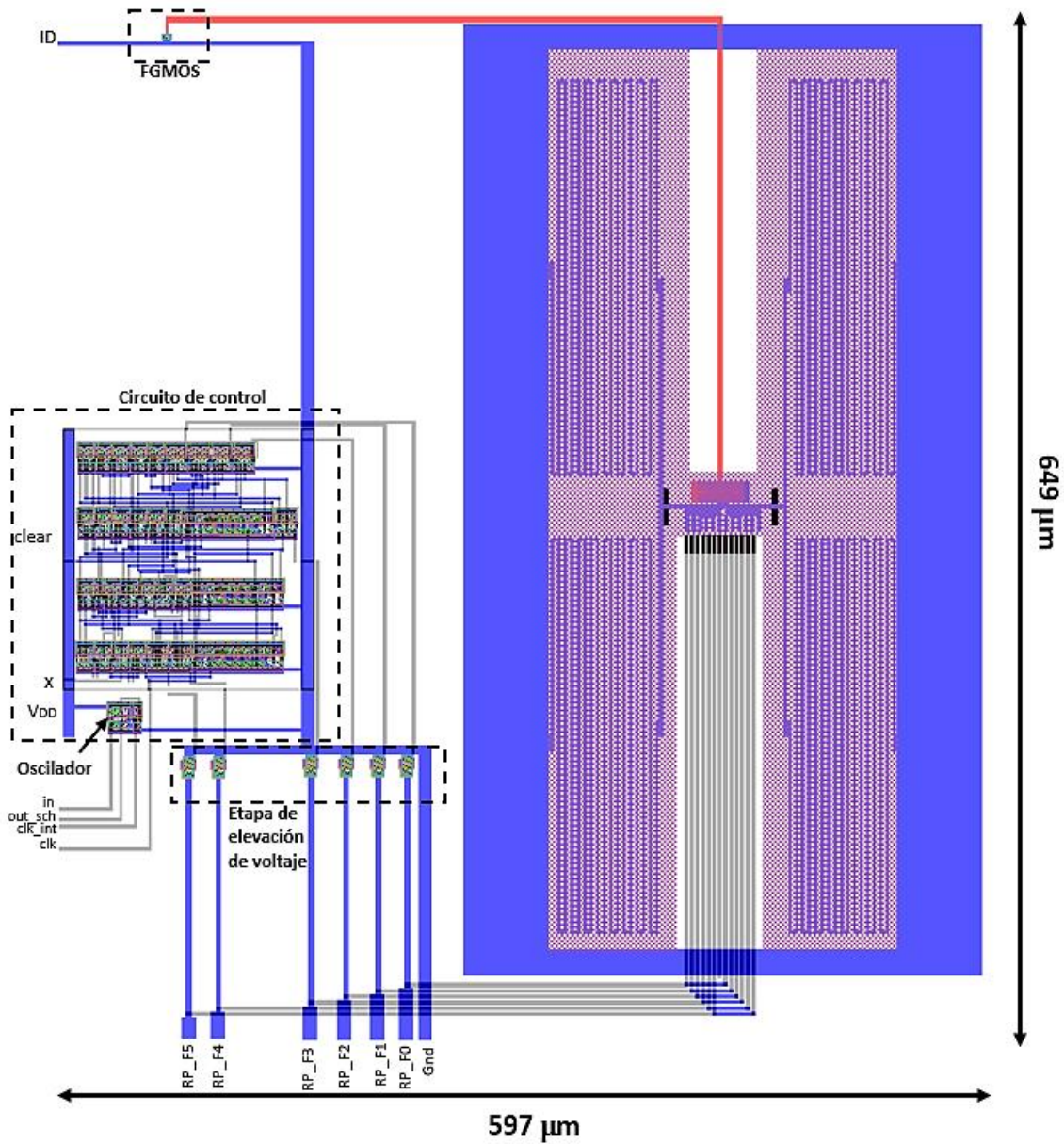


Figura 4-36 Diseño topológico del sistema del micromotor lineal

El sistema completo dentro del *chip* y todos los pines de entrada y salida se muestra en la Figura 4-37.

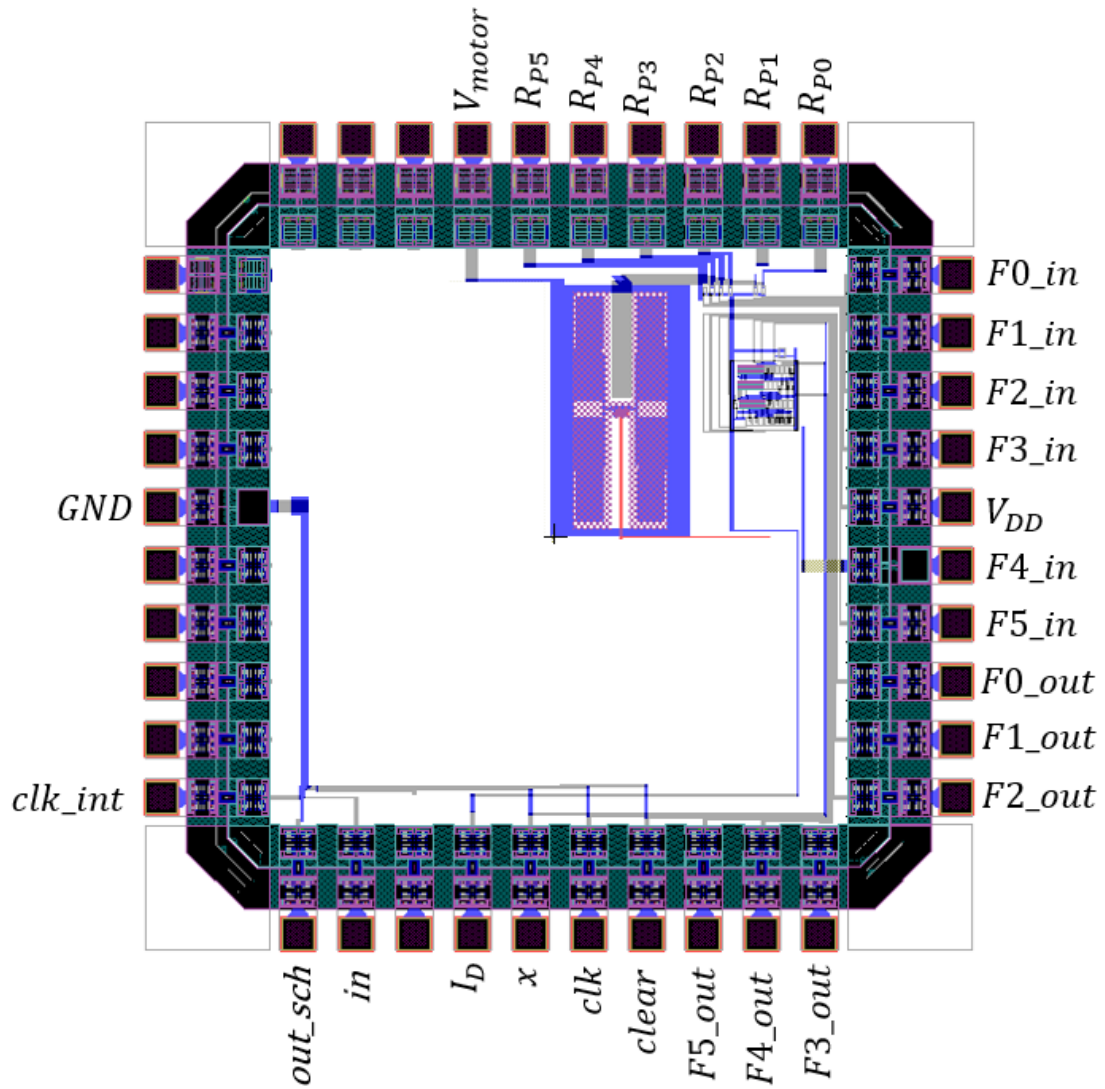


Figura 4-37 Chip del sistema

4.7 Conclusiones del capítulo

Como se pudo apreciar a lo largo de todo el capítulo, todas las simulaciones tanto las mecánicas, multifísica, así como electrónicas que se realizaron dieron resultados favorables para la implementación del sistema del micromotor lineal. Entonces los parámetros con los que fue diseñado todo el sistema confirman su comportamiento.

5 CONCLUSIONES GENERALES

Dado que las familias de dispositivos MEMS conocida como micromotores, en específico micromotores lineales, no ha sido muy desarrollada, se decidió hacer una aportación de este tipo de dispositivo MEMS, con lo cual se obtuvo experiencia y conocimientos acerca de dispositivos MEMS como sistemas de actuación (micromotores) dentro del Grupo de Sistemas VLSI de la SEES.

Con base en todos los micromotores encontrados en diferentes bibliografías, se halló que los diseños ya existentes tienen limitación de desplazamiento, sin embargo el diseño de este micromotor lineal tiene libertad de desplazamiento debido a la distribución de sus electrodos. Otra ventaja de este diseño es su compatibilidad con la tecnología de fabricación de circuitos integrados CMOS estándar, en la cual se pudo realizar el diseño topológico del circuito de control, el sensor de posición y la estructura mecánica. Se logró integrar en el mismo sustrato un dispositivo MEMS con el circuito de control y el sensor, utilizando las mismas reglas de diseño de la tecnología CMOS de 0.5 micras de On Semiconductor.

Con base en los resultados obtenidos del análisis de la estructura se puede concluir que ésta tiene suficiente rigidez como para no deformarse de manera que afecte el funcionamiento del micromotor.

El circuito de control tendrá un amplio rango de frecuencias de trabajo, debido al oscilador externo y al oscilador interno que se puede configurar, lo cual permite hacer diferentes pruebas cuando se tenga el chip fabricado. Además, se implementó exitosamente un MOS de drenador extendido para la elevación de voltaje.

En cuanto al sensor de posición, es posible obtener una medición perceptible de la posición del micromotor empleando el FGMOS.

Finalmente una aportación importante fue el uso de nuevas herramientas para realizar el diseño topológico del circuito de control con la ayuda del software S-Edit vinculado con L-Edit.

5.1 Trabajo a futuro

Dado que el trabajo propuesto, es un primer acercamiento a este tipo de dispositivos, quedan mejoras por hacer, por ejemplo:

- Aumentar el número de electrodos para disminuir el voltaje requerido para mover el motor.
- Modificar la geometría de los electrodos para tener un mejor desempeño.
- Utilizar más capas para crear la estructura de los electrodos.
- Optimización de los resortes de la estructura con diferentes diseños para disminuir el área que ocupan.
- Acondicionar al motor para mover cargas (pesos) y utilizarlo en sistemas mecánicos más complejos.
- Realizar pruebas a diferentes frecuencias de oscilación, para obtener el mejor comportamiento del motor, es decir, que la estructura mecánica responda de manera adecuada a las señales aplicadas.
- Fabricar el *chip*, posteriormente realizar el micromaquinado para liberar la estructura móvil y someterlo a pruebas para verificar su funcionamiento.

6 REFERENCIAS

- [1] S. K. Roy, «A SURVEY MEMS MICROMOTOR ASSEMBLIES & APPLICATIONS,» *International Journal of Engineering Research and General Science*, 2015.
- [2] T.-R. Hsu, *MEMS and Microsystems: Design and Manufacture*, Mc Graw Hill, 2002.
- [3] V. Kaajakari, *Practical MEMS*, Las Vegas, Nevada: Small Gear Publishing, 2009.
- [4] S. Abarca Jiménez, M. A. Reyes Barranca, S. Mendoza Acevedo, J. Munguía Cervantes y M. Alemán Arce, «Design considerations and electro-mechanical simulations of an inertial sensor based on a floating gate metal-oxide semiconductor field-effect transistor as transducer,» *Microsystem Technology*, 2015.
- [5] J. I. U. Mesa, *Transistor de Alto Voltaje en Tecnología CMOS Estandar*, Guadalajara: Master of Science Thesis in Electrical Engineering, CINVESTAV, 2003.
- [6] J. Korec, *Low voltage power MOSFETs Design, performance and applications*, Bethlehem, USA: Springer, 2011.
- [7] V. Benda, J. Gowar y D. A. Grant, *Power Semiconductor Devices Theory and applications*, New York, USA: Wiley, 1999.
- [8] O. Semiconductor, «C5X 0.5 Micron Technology Design_Rules,» 2011.
- [9] AMETEK, «FAQ,» 2017. [En línea]. Available: <https://www.haydonkerkpittman.com>. [Último acceso: Abril 2018].
- [10] V. H. Ponce Ponce, *Sensor Inteligente de Imágenes en Tecnología CMOS, con Aplicaciones en Robótica*, México: CINVESTAV, 2005.
- [11] D. Barbade, «Micromotor fabrication by surface micromachining technique,» *MEMS and nanotechnology*, vol. 2, 2010.
- [12] J. Baker R., H. W. Li y D. E. Boyce, *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation*, New York: IEEE PRESS, 1998.
- [13] T. c. & e. services, «Tanner tools setups MOSIS AMI 0.5u Process,» Tanner CES, 1999.
- [14] M. W. E. TESTS, «Reporte de estructuras de prueba Corrida: V57X,» USA.
- [15] T. c. & E. Services, «MAMIS035DL Digital Low Power Standard Cell Library for MOSIS AMI 0.5u Sub-micron process,» Tanner CES, USA.

7 ANEXOS

Anexo A

PARÁMETROS ESTRUCTURALES (0.5 MICRAS)

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Units	Notes
CMP BPSG Thickness, Over Flat Area	TBPSGF	8500	9500	10500	A	#1
CMP BPSG Thickness, Over Poly on Fox	TBPSGP	3850	4850	5850	A	#1
CMP M1 Thickness	TM1	5700	6400	7100	A	#2
CMP M2 Thickness	TM2	5000	5700	6400	A	#2 double metal use M3
CMP M2 to M1 Dielectric	TM2M1	10000	11000	12000	A	#1
CMP M3 Thickness	TM3	7000	7700	8400	A	#2
CMP M3 to M1 Dielectric	TM3M1	25000	27700	30400	A	#1
CMP M3 to M2 Dielectric	TM3M2	10000	11000	12000	A	#1
Field Ox Thickness Grown	TFOX	4000	4500	5000	A	#1
Field Ox Under M1	TFOXM	3250	3750	4250	A	#1
Field Ox Under Poly	TFOXP	3500	4000	4500	A	#1
Gate Ox Thickness	TGOX	125	135	145	A	#1
N+ Junction Depth	XJN	0.15	0.25	0.35	µm	#2
N-LDD Junction Depth	XJNLDD	0.15	0.20	0.25	µm	#2
N-Tub Depth	XJNT	2.5	3.0	3.5	µm	#2
P+ Junction Depth	XJP	0.20	0.30	0.40	µm	#2
Poly Thickness	TPOLY	3000	3500	4000	A	#2
Poly2 to Poly Ox Thickness	TP2P	335	390	445	A	#1
Scratch Protection, Ox/Nit Thickness	TPROT	15700	17000	18700	A	#2
Thick Gate Ox Thickness	TTHGOX	260	290	320	A	#1

Figura 7-1 Parámetros estructurales en tecnología 0.5µm [8]

Anexo B

REGLAS DE DISEÑO PARA CAPA METAL 1

METAL1: Metal 1 Rules

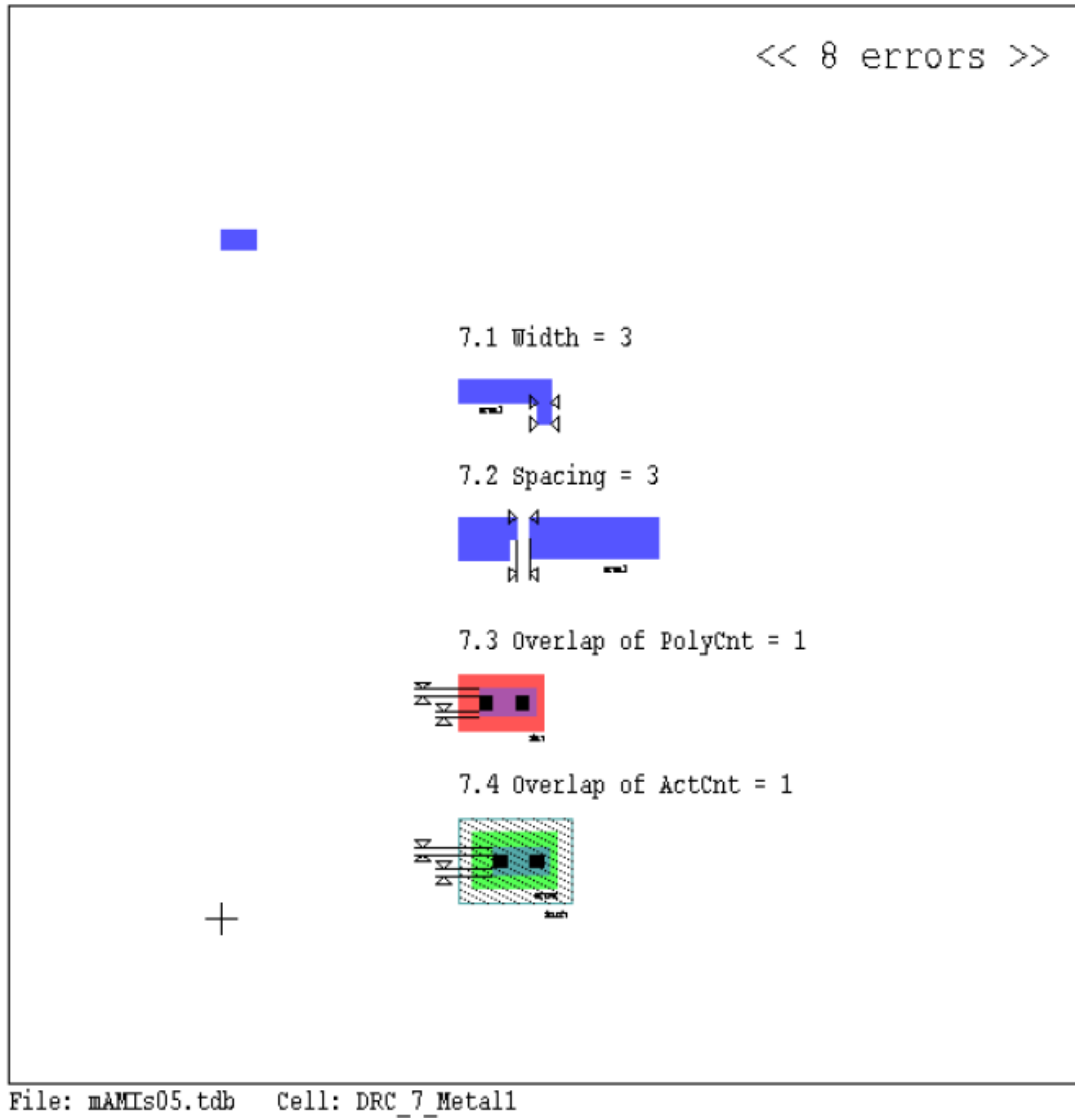


Figura 7-2 Reglas de diseño para capa Metal 1 [13]

Anexo C

LIBRERÍA v57x_rs1.lib

MOSIS WAFER ELECTRICAL TESTS [14]

RUN: V57X

VENDOR: ON-SEMI

TECHNOLOGY: SCN05

FEATURE 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
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
Vjbkd		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

XL (um) XW (um)

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
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:

Anexos

```

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 (metall1)                 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

```


Anexos

```

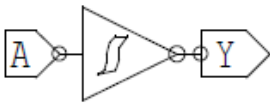
+XJ      = 1.5E-7          NCH      = 1.7E17          VTH0     =
0.6176544
+K1      = 0.9137986      K2      = -0.1071877      K3      =
22.288867
+K3B     = -9.7485086      W0      = 2.658488E-8      NLX     = 1E-9
+DVT0W   = 0              DVT1W   = 0              DVT2W   = 0
+DVT0    = 0.8309419      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      )

```

Anexo D

COMPUERTAS LÓGICAS DE LA LIBRERÍA DE TANNER

Todos los datos de este anexo fueron obtenidos de las librerías de Tanner [15].

Schmitt Trigger Inverter		SINV										
Description: Schmitt Trigger Inverter												
Library: Tanner mAMIs05DL	Primitive Set:	Tanner SCMOS.Cells Tanner.TIB.Samples										
Schematic: S-Edit	File:	TannerLb\scmos\scmos.sdb										
Mask layout: L-Edit	Module:	SINV										
Mapping Macros: GateSim:	File:	TannerLb\scmos\scmos.tdb										
L-Edit/SPR:	Cell:	SINV										
	TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac											
	TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac											
Logic Symbol	Truth Table	Capacitance										
	<table border="1" style="margin: auto;"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	Y	0	1	1	0	<table border="1" style="margin: auto;"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(fF)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>13.905</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(fF)	A	13.905
A	Y											
0	1											
1	0											
	Ci(fF)											
A	13.905											
Height	Width	Area										
53 λ	53 λ	2809 λ ²										
Equivalent Gate		Drive										
1.5		1X										
Logic Equation												
Out = \overline{A}												
Delay Characteristics:												
$T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$												
Tpd0 → 1.....37 + 971 × C[OUT]												
Tpd1 → 0.....34 + 983 × C[OUT]												
VT +1.97V (VDD = 3.3V)												
VT -1.28V (VDD = 3.3V)												

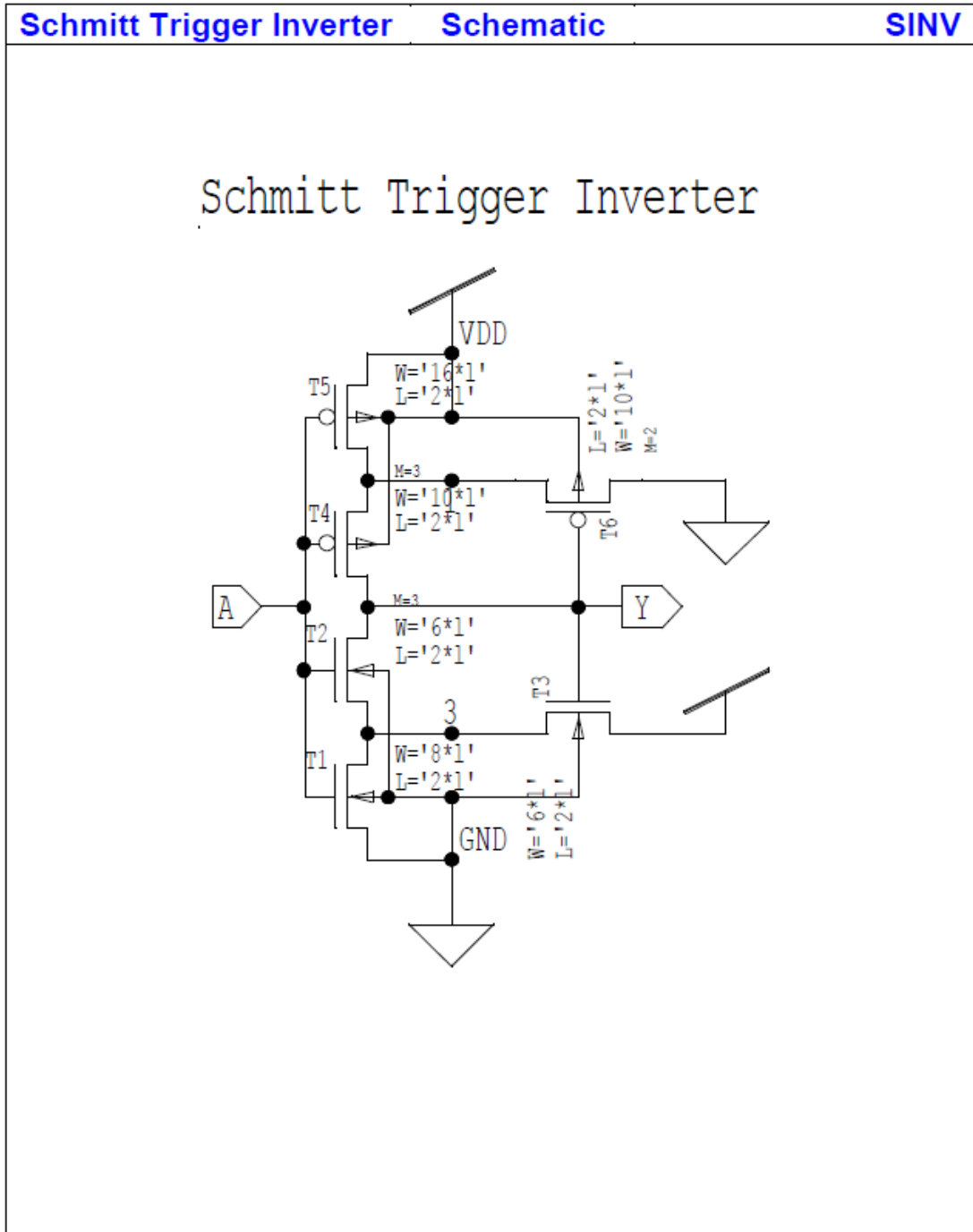


Figura 7-3 Esquemático de inversor Schmitt

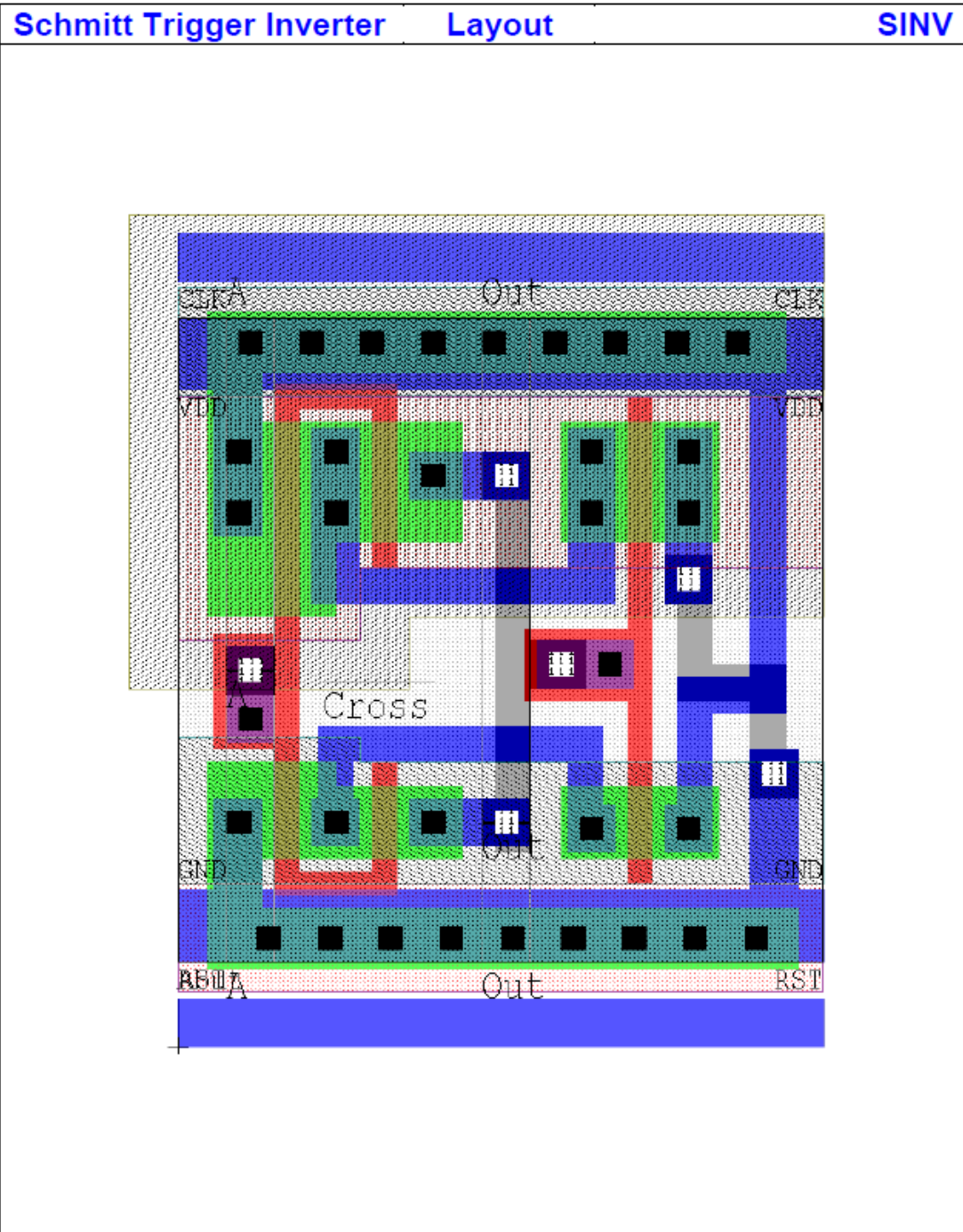


Figura 7-4 Diseño topológico de inversor Schmitt

D Flip-Flop AC

DFFC_s

Description: D Flip-Flop with Asynchronous Clear

Library: Tanner mAMIs05DL Primitive Set: Tanner SCMOS.Cells
 Schematic: S-Edit File: TannerLb\scmos\scmos.sdb
 Mask layout: L-Edit Module: DFFC_s
 Mapping Macros: GateSim: TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac
 L-Edit/SPR: TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac

Logic Symbol	Truth Table	Capacitance																																						
	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Clk</th> <th>CIB</th> <th>Data</th> <th>Q(t+1)</th> <th>QB(t+1)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>X</td> <td>0</td> <td>X</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>X</td> <td>Q(t)</td> <td>QB(t)</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>X</td> <td>Q(t)</td> <td>QB(t)</td> </tr> <tr> <td>↑</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>↑</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Clk	CIB	Data	Q(t+1)	QB(t+1)	X	0	X	0	1	1	1	X	Q(t)	QB(t)	0	1	X	Q(t)	QB(t)	↑	1	0	0	1	↑	1	1	1	0	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(ff)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Clk</td> <td>6.953</td> </tr> <tr> <td>CIB</td> <td>13.905</td> </tr> <tr> <td>Data</td> <td>6.953</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(ff)	Clk	6.953	CIB	13.905	Data	6.953
Clk	CIB	Data	Q(t+1)	QB(t+1)																																				
X	0	X	0	1																																				
1	1	X	Q(t)	QB(t)																																				
0	1	X	Q(t)	QB(t)																																				
↑	1	0	0	1																																				
↑	1	1	1	0																																				
	Ci(ff)																																							
Clk	6.953																																							
CIB	13.905																																							
Data	6.953																																							

Height	Width	Area	Equivalent Gate	Drive
53 λ	197 λ	10441 λ ²	8.5	1X

Logic Equation
$I(t+1) = (Data \times Clk) + (I(t) \times Clk) \times \overline{CIB}$ $Q(t+1) = (I(t) \times Clk) + (Q(t) \times Clk) \times \overline{CIB}$ $QB(t+1) = \overline{Q(t+1)}$

Delay Characteristics:

$$T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$$

- T_rQ..... 283 + 990 × C[Q]
- T_fQ..... 104 + 828 × C[Q]
- T_{rst}Q..... 87 + 920 × C[Q]
- T_rQB..... 115 + 630 × C[QB]
- T_fQB..... 168 + 611 × C[QB]
- T_{rst}QB..... 135 + 549 × C[QB]

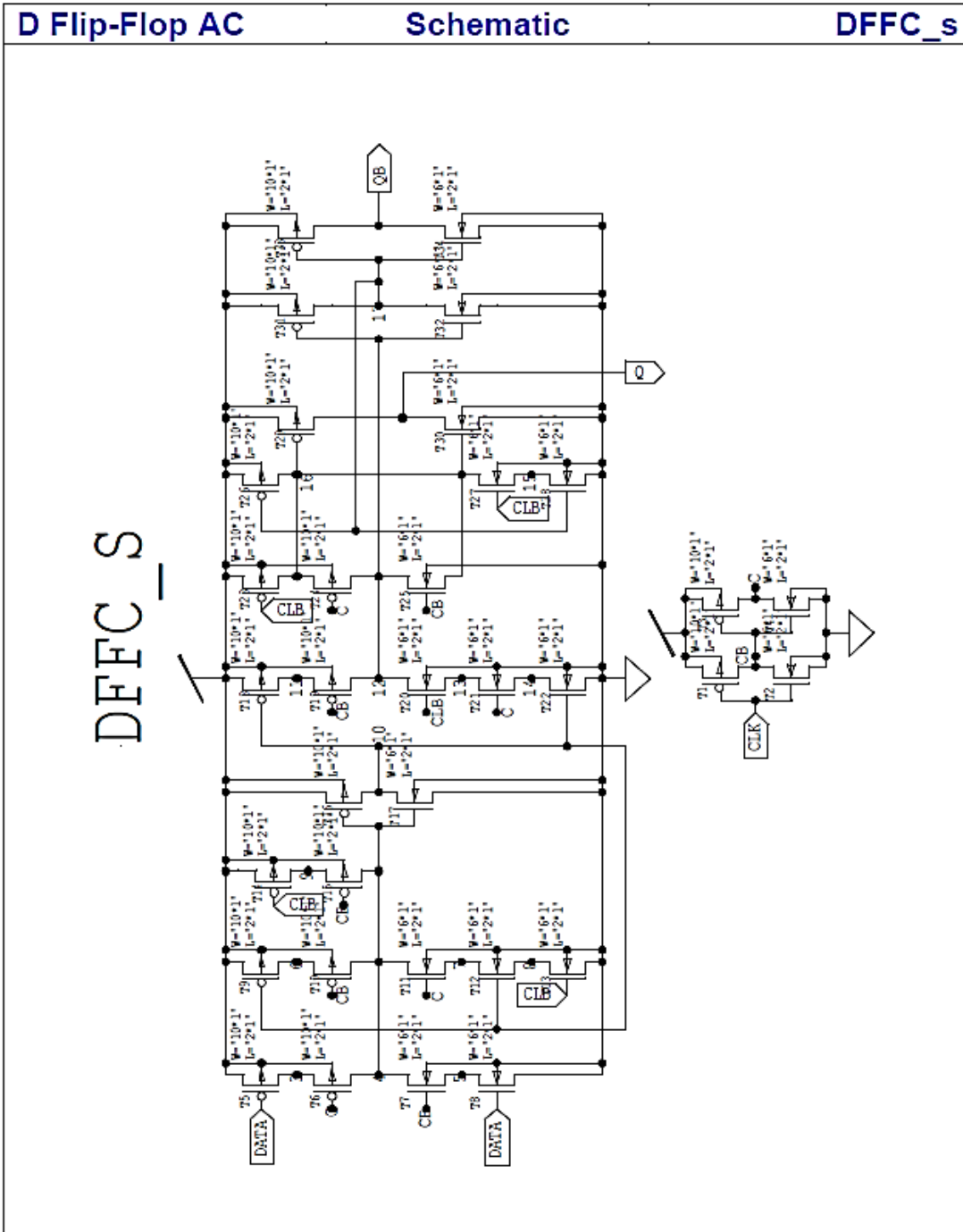


Figura 7-5 Esquemático de Flip-flop tipo D con clear

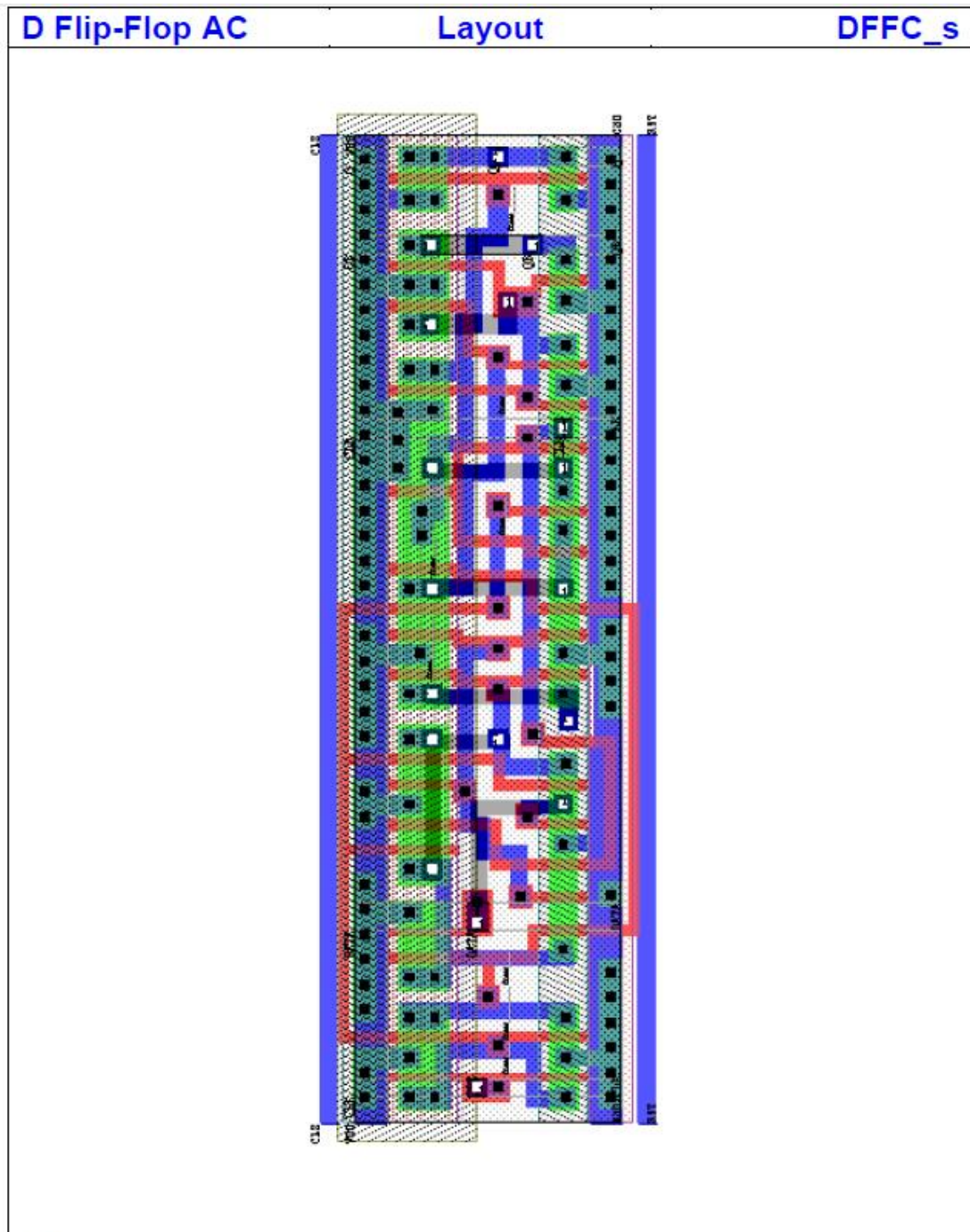
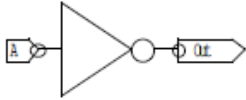


Figura 7-6 Diseño topológico de Flip-flop tipo D con clear

Inverter	INV											
Description: Inverter												
Library: Tanner mAMIs05DL	Primitive Set: Tanner SCMOS.Cells Tanner.TIB.Samples											
Schematic: S-Edit	File: TannerLb\scmos\scmos.sdb											
Mask layout: L-Edit	Module: INV											
	File: TannerLb\scmos\scmos.tdb											
	Cell: INV											
Mapping Macros: GateSim:	TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac											
L-Edit/SPR:	TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac											
Logic Symbol	Truth Table	Capacitance										
	<table border="1" style="margin: auto;"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>Out</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	Out	0	1	1	0	<table border="1" style="margin: auto;"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(fF)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>6.953</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(fF)	A	6.953
A	Out											
0	1											
1	0											
	Ci(fF)											
A	6.953											
Height	Width	Area	Equivalent Gate	Drive								
53 λ	18 λ	954 λ ²	0.5	1X								
Logic Equation												
Out = \overline{A}												
Delay Characteristics:												
$T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$												
Tpd0 → 1.....12 + 529 × C[OUT]												
Tpd1 → 0.....12 + 549 × C[OUT]												

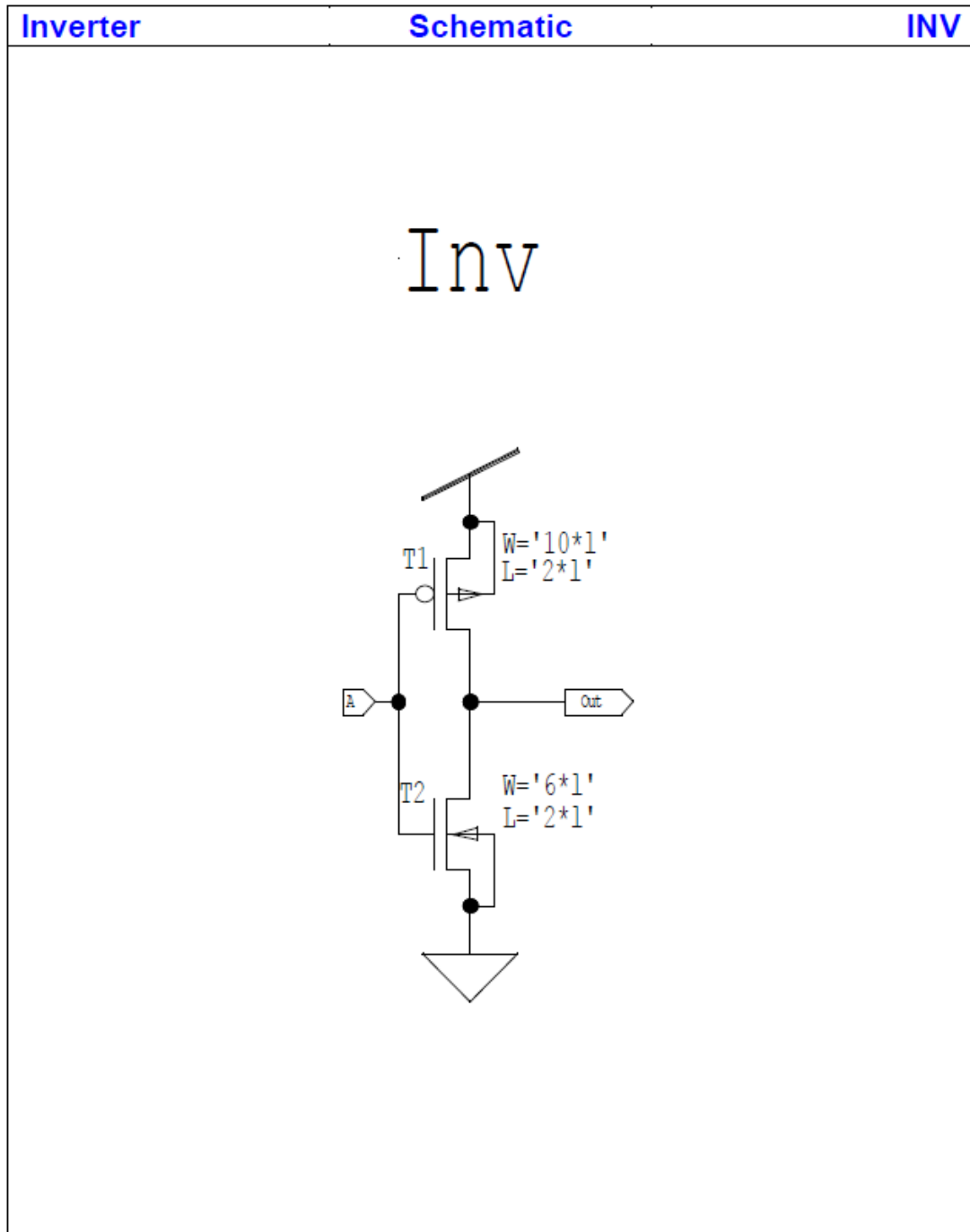


Figura 7-7 Esquemático de inversor

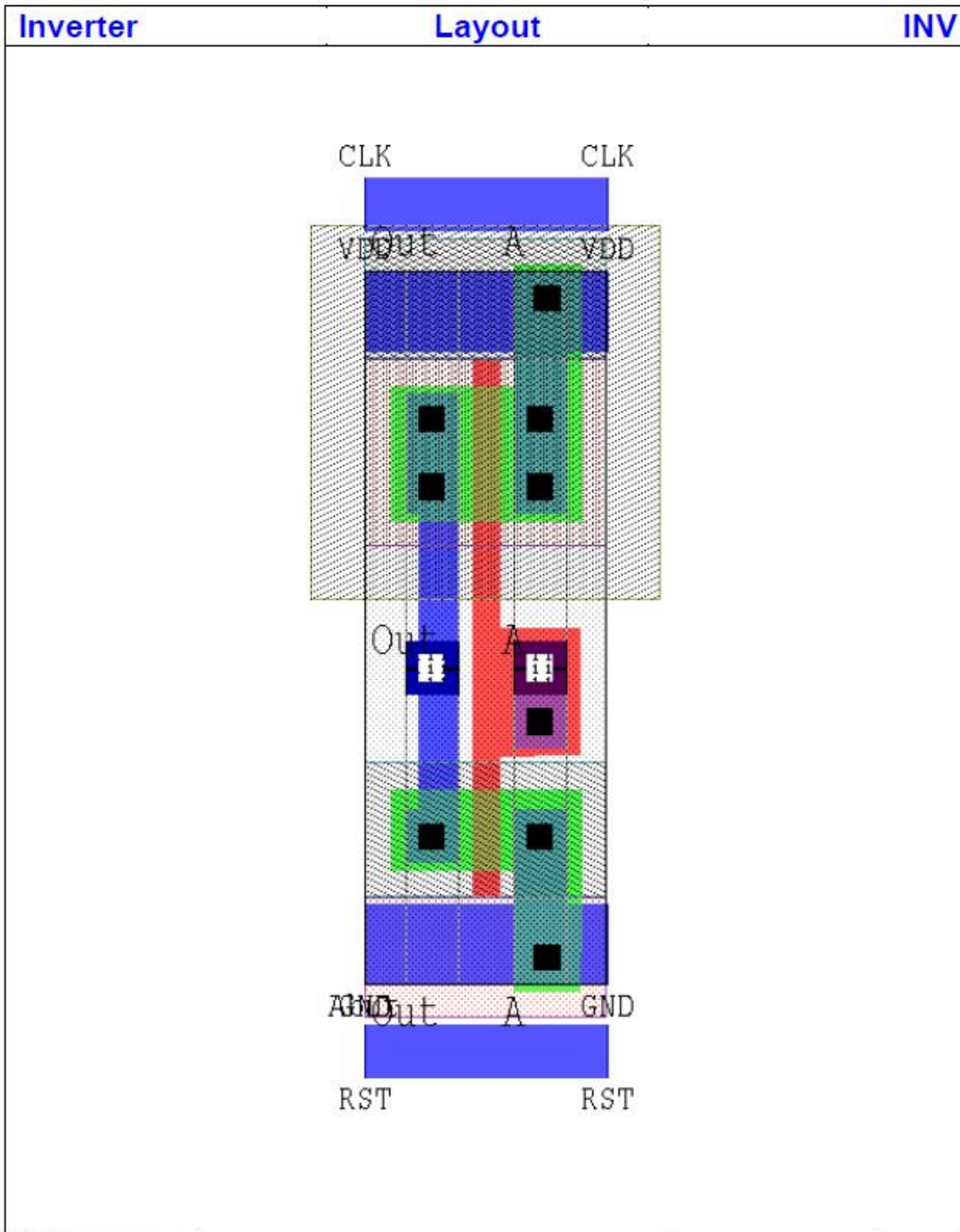
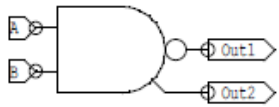


Figura 7-8 Diseño topológico de inversor

2-Input NAND / AND		NAND2C																							
<p>Description: 2-Input NAND Gate with Complementary Output</p>																									
<p>Library: Tanner mAMIs05DL</p>		<p>Primitive Set: Tanner SCMOS.Cells Tanner.TIB.Samples</p>																							
<p>Schematic: S-Edit</p>		<p>File: TannerLb\scmos\scmos.sdb Module: NAND2C</p>																							
<p>Mask layout: L-Edit</p>		<p>File: TannerLb\scmos\scmos.tdb Cell: NAND2C</p>																							
<p>Mapping Macros: GateSim: TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac L-Edit/SPR: TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac</p>																									
<p style="text-align: center;">Logic Symbol</p> 	<p style="text-align: center;">Truth Table</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Out1</th> <th>Out2</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>X</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>		A	B	Out1	Out2	0	X	1	0	X	0	1	0	1	1	0	1	<p style="text-align: center;">Capacitance</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(fF)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>6.953</td> </tr> <tr> <td>B</td> <td>6.953</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(fF)	A	6.953	B	6.953
A	B	Out1	Out2																						
0	X	1	0																						
X	0	1	0																						
1	1	0	1																						
	Ci(fF)																								
A	6.953																								
B	6.953																								
<p style="text-align: center;">Height</p> <p style="text-align: center;">53 λ</p>	<p style="text-align: center;">Width</p> <p style="text-align: center;">38 λ</p>	<p style="text-align: center;">Area</p> <p style="text-align: center;">2014 λ²</p>	<p style="text-align: center;">Equivalent Gate</p> <p style="text-align: center;">1.5</p>	<p style="text-align: center;">Drive</p> <p style="text-align: center;">1X</p>																					
<p style="text-align: center;">Logic Equation</p> <p>Out1 = $\overline{A \times B}$ Out2 = $A \times B$</p>																									
<p>Delay Characteristics:</p> $T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$ <p>Tpd0 → 1 NAND.....23 + 543 × C[OUT1] Tpd1 → 0 NAND.....34 + 989 × C[OUT1] Tpd0 → 1 AND.....56 + 989 × C[OUT1] + 1042 × C[OUT2] Tpd1 → 0 AND.....43 + 543 × C[OUT1] + 888 × C[OUT2]</p>																									

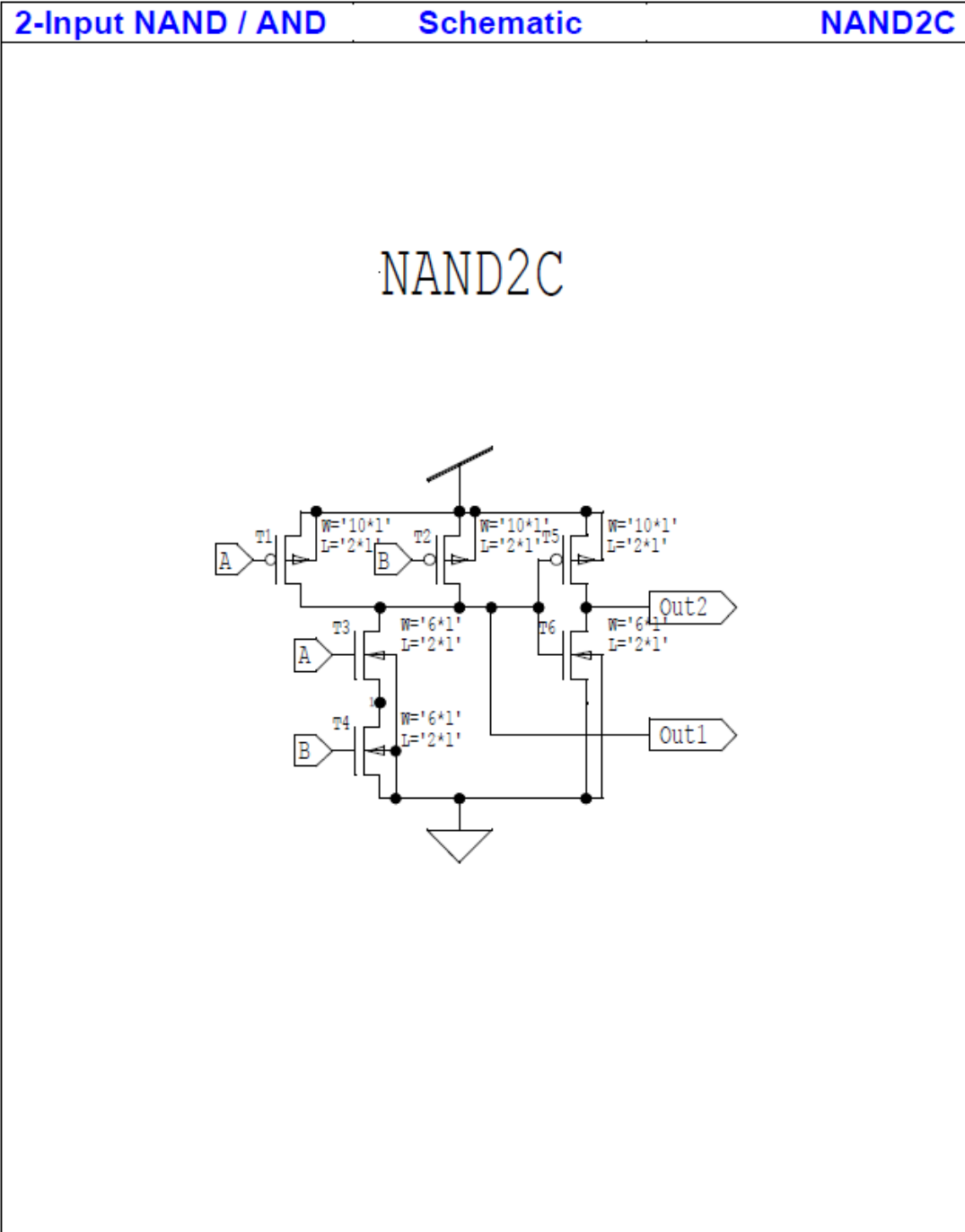


Figura 7-9 Esquemático de NAND de 2 entradas con salida negada

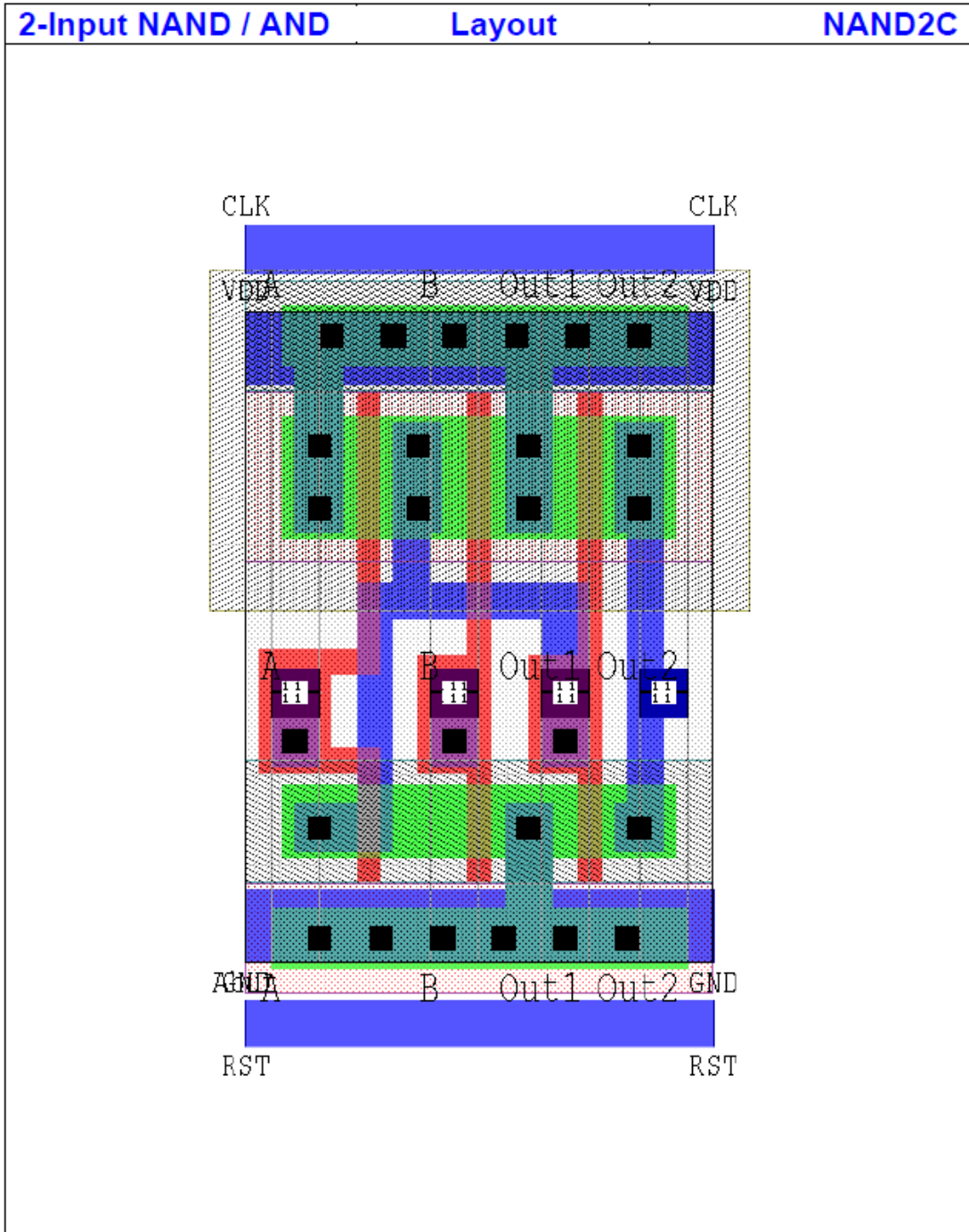


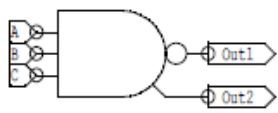
Figura 7-10 Diseño topológico de NAND de 2 entradas con salida negada

3-Input NAND / AND

NAND3C

Description: 3-Input NAND Gate with Complementary Output

Library: Tanner mAMIs05DL Primitive Set: Tanner SCMOS.Cells
 Schematic: S-Edit File: TannerLb\scmos\scmos.sdb
 Mask layout: L-Edit Module: NAND3C
 Mapping Macros: GateSim: TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac
 L-Edit/SPR: TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac

Logic Symbol	Truth Table	Capacitance																																	
	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> <th>Out1</th> <th>Out2</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>X</td> <td>X</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>0</td> <td>X</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>X</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	Out1	Out2	0	X	X	1	0	X	0	X	1	0	X	X	0	1	0	1	1	1	0	1	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(fF)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>6.953</td> </tr> <tr> <td>B</td> <td>6.953</td> </tr> <tr> <td>C</td> <td>6.953</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(fF)	A	6.953	B	6.953	C	6.953
A	B	C	Out1	Out2																															
0	X	X	1	0																															
X	0	X	1	0																															
X	X	0	1	0																															
1	1	1	0	1																															
	Ci(fF)																																		
A	6.953																																		
B	6.953																																		
C	6.953																																		

Height	Width	Area	Equivalent Gate	Drive
53 λ	48 λ	2544 λ ²	2	1X

Logic Equation
Out1 = $\overline{A \times B \times C}$ Out2 = $A \times B \times C$

Delay Characteristics:

$$T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$$

Tpd0 → 1 NAND.....37 + 554 × C[OUT1]
 Tpd1 → 0 NAND.....93 + 1413 × C[OUT1]
 Tpd0 → 1 AND.....123 + 1413 × C[OUT1] + 1227 × C[OUT2]
 Tpd1 → 0 AND.....61 + 554 × C[OUT1] + 919 × C[OUT2]

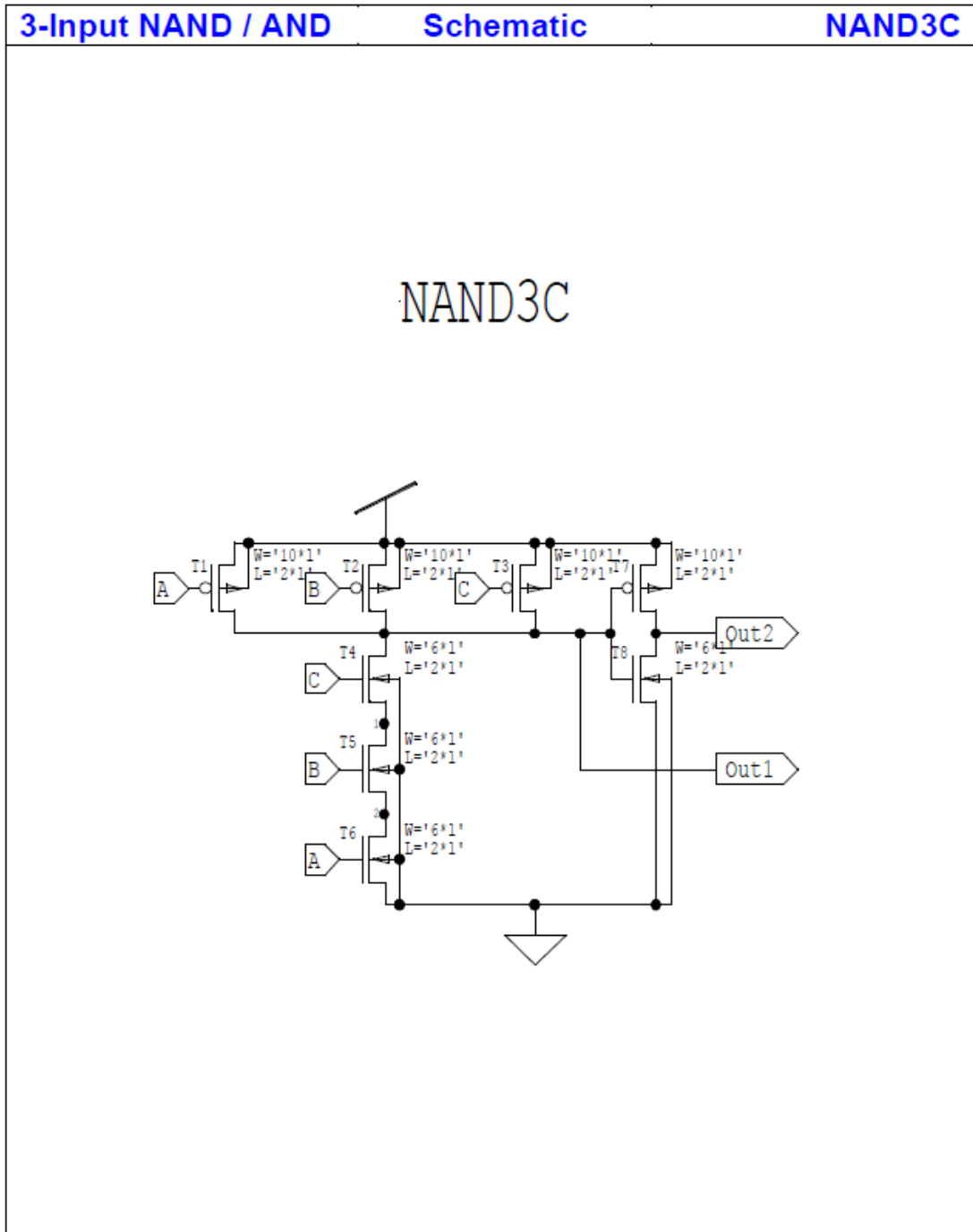


Figura 7-11 Esquemático de NAND de 3 entradas con salida negada

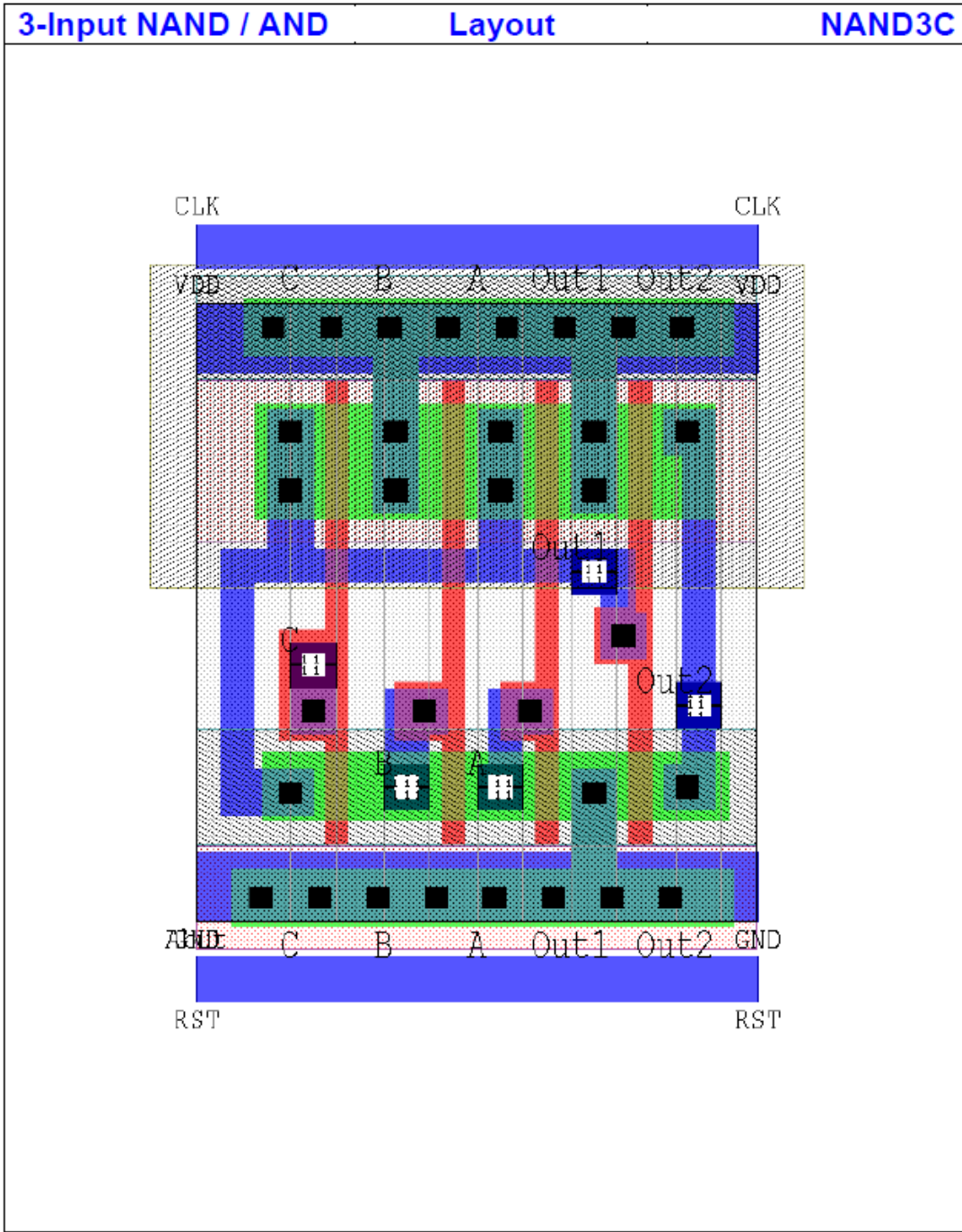


Figura 7-12 Diseño topológico de NAND de 3 entradas con salida negada

2-Input NOR / OR **NOR2C**

Description: 2-Input NOR Gate with Complementary Output

Library: Tanner mAMIs05DL Primitive Set: Tanner SCMOS.Cells
 Schematic: S-Edit File: TannerLb\scmos\scmos.sdb
 Mask layout: L-Edit Module: NOR2C
 Mapping Macros: GateSim: TannerLb\nettran\scmos\scms2sim.mac
 L-Edit/SPR: TannerLb\nettran\scmos\scms2tpr.mac

Logic Symbol	Truth Table	Capacitance																						
	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>Out1</th> <th>Out2</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>X</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>X</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	Out1	Out2	0	0	1	0	X	1	0	1	1	X	0	1	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>Ci(fF)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>6.953</td> </tr> <tr> <td>B</td> <td>6.953</td> </tr> </tbody> </table>		Ci(fF)	A	6.953	B	6.953
A	B	Out1	Out2																					
0	0	1	0																					
X	1	0	1																					
1	X	0	1																					
	Ci(fF)																							
A	6.953																							
B	6.953																							

Height	Width	Area	Equivalent Gate	Drive
53 λ	37 λ	1961 λ ²	1.5	1X

Logic Equation
Out1 = $\overline{A + B}$ Out2 = $A + B$

Delay Characteristics: $T_{pd} = t_0 + \frac{dt}{dc} \times C_L$

Tpd0 → 1 NOR.....37 + 1042 × C[OUT1]
 Tpd1 → 0 NOR.....23 + 585 × C[OUT1]
 Tpd0 → 1 OR.....42 + 585 × C[OUT1] + 852 × C[OUT2]
 Tpd1 → 0 OR.....59 + 1042 × C[OUT1] + 1083 × C[OUT2]

2-Input NOR / OR

Schematic

NOR2C

NOR2C

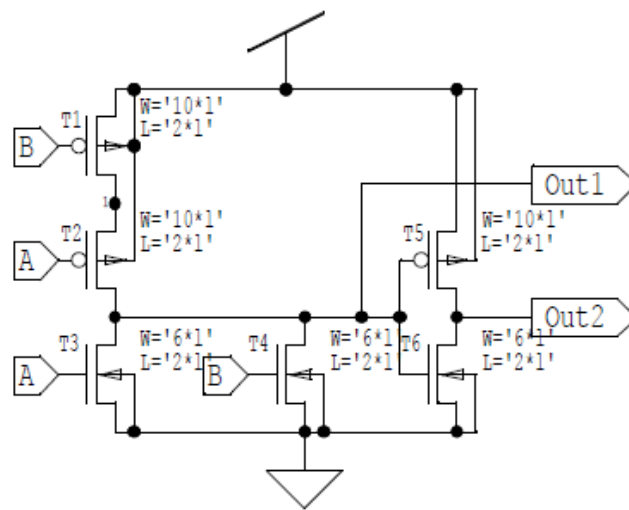


Figura 7-13 Esquemático de NOR de 2 entradas con salida negada

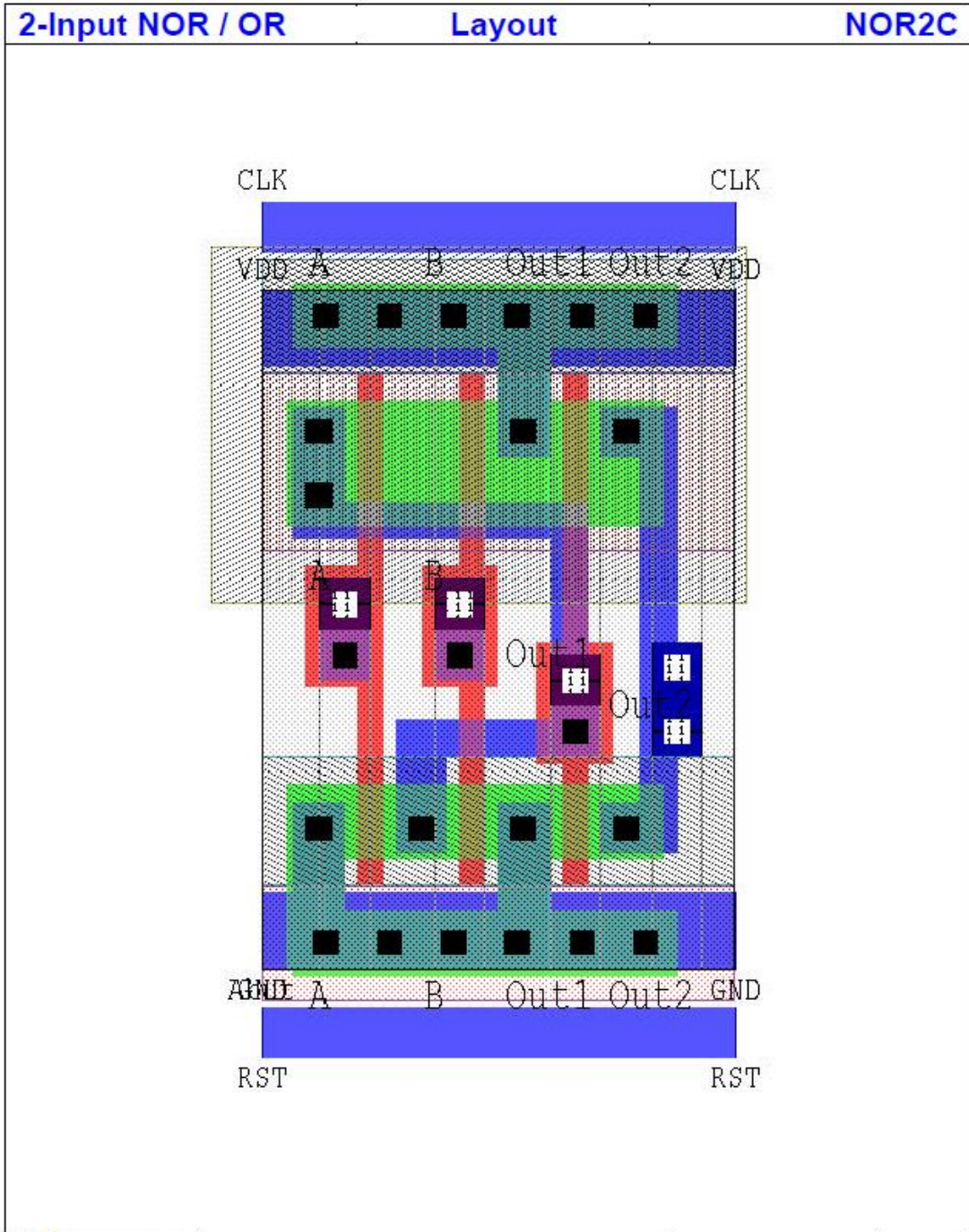


Figura 7-14 Diseño topológico de NOR de 2 entradas con salida negada

Anexo E

CÓDIGO EN SPICE DE CIRCUITO FGMOS

```
*D S B G1 QFG
.param CG 7.164f; Definiendo CG como parámetro

X1 1 0 0 3 4 TDCF2_VH_CMOS PARAMS: L=0.9u W=2.4u C1={CG}
AREA_POLY1=421.1p
*AREA de Poly es el área de una de las placas del capacitor de
control

*Descripción de la fuente de polarización

VDD 1 0 5V
VGS 3 0 16V
VQF 4 0 0V

*Descripción del análisis deseado (Malla de Salida)
.DC VDD 0 5 0.1; Barrido desde 0V a 5V con incrementos de 0.1V
.STEP param CG 7.164f 8.004f 0.14f; Barrido de CG emulando que
el motor se está desplazando

*Librerías
.LIB C:\FGMOS_1C.lib
.LIB C:\v57x_rs1.lib

.PROBE
.END
```

LIBRERÍA FGMOS_1C.lib

```

* OrCAD Model Editor - Version 9.0

*$
.subckt TDCF2_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
+          CPS=0.12E-27
*          TOX: en metros CPS:en F/m2
*-----
*-----
* EXPRESIONES DEL MODELO
*-----
*-----
.PARAM RGDE=1E12
.PARAM EPSI=34.530E-12
*          farads/metro
.PARAM DIST_POLY1_A_SUB=0.958E-6
*          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 {(CPS)*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) }
REOXB N 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 MN1 L={L} W={W} AD={AD} AS={AS} PD={PD} PS={PS}
OFF
* MODELO PARA TRANSISTOR PMOS
*M1 D CF S B MP1 L={L} W={W} AD={AD} AS={AS} PD={PD} PS={PS}
OFF
*-----
.ends TDCF2_VH_CMOS

*$

```

Anexo F

CÓDIGO EN SPICE DE CIRCUITO GENERADOR DE SEÑALES

```

* Circuit Extracted by Tanner Research's L-Edit Version 16.04
/ Extract Version 16.04 ;
* TDB File:  E:\Andrea\Circuito corregido 28_08\Circuito de
control_02.tdb
* Cell:  Core:Circuito de control_02  Version 1.02
* Extract Definition File:  ..\Para
Ledit\AMI_050\TechSetups\mamis05.ext
* Extract Date and Time:  08/28/2018 - 15:53

```

```

* NODE NAME ALIASES
*      2 = Vdd (-248.5 , 340.999)
*      2 = U5/NAND2C_10/VDD (-65.5 , 359)
*      2 = U5/NAND2C_12/VDD (-103.5 , 359)
*      2 = U5/NAND2C_13/VDD (-179.5 , 359)
*      2 = U5/NAND3C_1/VDD (19.5 , 359)
*      2 = U5/NAND3C_2/VDD (-65.5 , 359)
*      2 = U5/NAND3C_3/VDD (67.5 , 359)
*      2 = U5/NAND3C_4/VDD (115.5 , 359)
*      2 = U5/NOR2C_5/VDD (19.5 , 359)
*      2 = U5/NOR2C_7/VDD (-179.5 , 359)
*      2 = U6/DFFC_2/VDD (74.5 , 218)
*      2 = U6/N_11/VDD (19.5 , 218)
*      2 = U6/N_14/VDD (28.5 , 218)
*      2 = U6/N_4/VDD (37.5 , 218)
*      2 = U6/NAND2C_11/VDD (-178.5 , 218)
*      2 = U6/NAND2C_5/VDD (-65.5 , 218)
*      2 = U6/NAND2C_6/VDD (-178.5 , 218)
*      2 = U6/NAND2C_7/VDD (-65.5 , 218)
*      2 = U6/NAND2C_8/VDD (10.5 , 218)
*      2 = U6/NOR2C_3/VDD (-103.5 , 218)
*      2 = U6/NOR2C_4/VDD (37.5 , 218)
*      2 = U7/CLK/VDD (46.5 , 69)
*      2 = U7/DFFC_3/VDD (55.5 , 69)
*      2 = U7/INV_1/VDD (-66.5 , 69)
*      2 = U7/NAND2C_2/VDD (-10.5 , 69)
*      2 = U7/NAND2C_3/VDD (-103.5 , 69)
*      2 = U7/NAND2C_9/VDD (-179.5 , 69)
*      2 = U7/NAND3C_5/VDD (-10.5 , 69)
*      2 = U7/NOR2C_1/VDD (-66.5 , 69)
*      2 = U7/NOR2C_6/VDD (-179.5 , 69)
*      2 = U7/X/VDD (46.5 , 69)
*      2 = U8/DFFC_1/VDD (29.5 , -72)
*      2 = U8/NAND2C_1/VDD (-66.5 , -72)
*      2 = U8/NAND2C_4/VDD (-178.5 , -72)
*      2 = U8/NAND3C_6/VDD (-18.5 , -72)
*      2 = U8/NAND3C_7/VDD (-66.5 , -72)

```



```

*      2 = U8/NOR2C_2/VDD (-104.5 , -72)
*      2 = U8/NOR2C_8/VDD (-178.5 , -72)
*      3 = U5/NAND2C_13/OUT2 (-147.5 , 334)
*      3 = U5/NOR2C_7/A (-212 , 340.5)
*      5 = f2 (303 , 375.5)
*      5 = U5/NAND3C_4/OUT2 (157.5 , 330.5)
*      6 = f1 (111 , 397.5)
*      6 = U5/NAND3C_3/OUT2 (109.5 , 330.5)
*      7 = U5/NAND3C_4/OUT1 (147.5 , 312)
*      8 = U5/NAND3C_3/OUT1 (99.5 , 312)
*     13 = f0 (-22 , 397.5)
*     13 = U5/NAND3C_2/OUT2 (-23.5 , 330.5)
*     14 = U5/NAND3C_1/A (43.5 , 323.5)
*     14 = U5/NAND3C_2/A (-41.5 , 323.5)
*     14 = U5/NAND3C_3/A (91.5 , 323.5)
*     14 = U5/NAND3C_4/A (139.5 , 323.5)
*     14 = U7/NAND3C_5/A (13.5 , 33.5)
*     14 = U8/DFFC_1/QB (202.5 , -101.5)
*     15 = U5/NAND3C_1/OUT2 (61.5 , 330.5)
*     15 = U5/NOR2C_5/A (-13 , 340.5)
*     16 = U5/NOR2C_5/OUT1 (5 , 334.5)
*     17 = U5/NAND3C_1/OUT1 (51.5 , 312)
*     20 = 0 (279 , -159)
*     20 = U5/NAND2C_10/0 (-65.5 , 312)
*     20 = U5/NAND2C_12/0 (-103.5 , 312)
*     20 = U5/NAND2C_13/0 (-179.5 , 312)
*     20 = U5/NAND3C_1/0 (19.5 , 312)
*     20 = U5/NAND3C_2/0 (-65.5 , 312)
*     20 = U5/NAND3C_3/0 (67.5 , 312)
*     20 = U5/NAND3C_4/0 (115.5 , 312)
*     20 = U5/NOR2C_5/0 (19.5 , 312)
*     20 = U5/NOR2C_7/0 (-179.5 , 312)
*     20 = U6/DFFC_2/0 (74.5 , 171)
*     20 = U6/N_11/0 (19.5 , 171)
*     20 = U6/N_14/0 (28.5 , 171)
*     20 = U6/N_4/0 (37.5 , 171)
*     20 = U6/NAND2C_11/0 (-178.5 , 171)
*     20 = U6/NAND2C_5/0 (-65.5 , 171)
*     20 = U6/NAND2C_6/0 (-178.5 , 171)
*     20 = U6/NAND2C_7/0 (-65.5 , 171)
*     20 = U6/NAND2C_8/0 (10.5 , 171)
*     20 = U6/NOR2C_3/0 (-103.5 , 171)
*     20 = U6/NOR2C_4/0 (37.5 , 171)
*     20 = U7/CLK/0 (46.5 , 22)
*     20 = U7/DFFC_3/0 (55.5 , 22)
*     20 = U7/INV_1/0 (-66.5 , 22)
*     20 = U7/NAND2C_2/0 (-10.5 , 22)
*     20 = U7/NAND2C_3/0 (-103.5 , 22)
*     20 = U7/NAND2C_9/0 (-179.5 , 22)
*     20 = U7/NAND3C_5/0 (-10.5 , 22)
*     20 = U7/NOR2C_1/0 (-66.5 , 22)
*     20 = U7/NOR2C_6/0 (-179.5 , 22)

```

* 20 = U7/X/0 (46.5 , 22)
 * 20 = U8/DFFC_1/0 (29.5 , -119)
 * 20 = U8/NAND2C_1/0 (-66.5 , -119)
 * 20 = U8/NAND2C_4/0 (-178.5 , -119)
 * 20 = U8/NAND3C_6/0 (-18.5 , -119)
 * 20 = U8/NAND3C_7/0 (-66.5 , -119)
 * 20 = U8/NOR2C_2/0 (-104.5 , -119)
 * 20 = U8/NOR2C_8/0 (-178.5 , -119)
 * 22 = U5/NAND3C_1/B (35.5 , 323.5)
 * 22 = U5/NAND3C_2/B (-49.5 , 323.5)
 * 22 = U5/NAND3C_3/B (83.5 , 323.5)
 * 22 = U6/DFFC_2/QB (247.5 , 188.5)
 * 22 = U8/NAND3C_6/B (-2.5 , -107.5)
 * 22 = U8/NAND3C_7/B (-48.5 , -107.5)
 * 23 = U5/NAND2C_10/OUT2 (-71.5 , 334)
 * 23 = U5/NOR2C_5/B (-4 , 340.5)
 * 24 = U5/NAND2C_10/OUT1 (-79.5 , 334)
 * 25 = U5/NAND2C_12/OUT1 (-117.5 , 334)
 * 26 = U5/NAND3C_2/OUT1 (-33.5 , 312)
 * 29 = U5/NAND2C_10/A (-101.5 , 334)
 * 29 = U5/NAND2C_12/A (-139.5 , 334)
 * 29 = U5/NAND3C_4/B (131.5 , 323.5)
 * 29 = U6/DFFC_2/Q (265 , 195.5)
 * 29 = U6/NAND2C_5/A (-101.5 , 193)
 * 29 = U7/NAND2C_2/A (-46.5 , 44)
 * 29 = U7/NAND3C_5/B (5.5 , 33.5)
 * 31 = U5/NAND2C_12/OUT2 (-109.5 , 334)
 * 31 = U5/NOR2C_7/B (-203 , 340.5)
 * 32 = U5/NAND2C_13/OUT1 (-155.5 , 334)
 * 33 = U5/NOR2C_7/OUT1 (-194 , 334.5)
 * 35 = U5/NAND2C_13/A (-177.5 , 334)
 * 35 = U6/NAND2C_6/A (-176.5 , 193)
 * 35 = U7/NOR2C_1/A (-99 , 22)
 * 35 = U8/DFFC_1/Q (220 , -94.5)
 * 35 = U8/NAND2C_1/A (-102.5 , -97)
 * 35 = U8/NAND3C_6/A (5.5 , -107.5)
 * 35 = U8/NAND3C_7/A (-42.5 , -107.5)
 * 35 = U8/NOR2C_8/A (-174 , -90.5)
 * 43 = U6/DFFC_2/DATA (112.5 , 199.5)
 * 43 = U6/NOR2C_4/OUT2 (68 , 189.5)
 * 47 = CLEAR (-248.5 , 101.5)
 * 47 = U6/DFFC_2/CLB (211 , 182.5)
 * 47 = U7/DFFC_3/CLB (192 , 33.5)
 * 47 = U8/DFFC_1/CLB (166 , -107.5)
 * 55 = U5/NOR2C_5/OUT2 (13 , 330.5)
 * 55 = U6/NAND2C_8/A (-25.5 , 193)
 * 56 = U6/NAND2C_8/OUT1 (-3.5 , 193)
 * 57 = U6/NOR2C_4/OUT1 (60 , 193.5)
 * 58 = U6/NAND2C_8/OUT2 (4.5 , 193)
 * 58 = U6/NOR2C_4/B (51.499 , 199.5)
 * 61 = U5/NAND3C_1/C (27.5 , 334)
 * 61 = U5/NAND3C_3/C (75.5 , 334)

* 61 = U6/NAND2C_5/B (-88.5 , 193)
 * 61 = U7/DFFC_3/Q (246 , 22)
 * 61 = U7/NAND2C_2/B (-33.5 , 22)
 * 61 = U7/NAND3C_5/C (-2.5 , 22)
 * 61 = U8/NAND2C_1/B (-89.5 , -97)
 * 61 = U8/NAND3C_7/C (-58.5 , -97)
 * 62 = U6/NAND2C_7/A (-63.5 , 193)
 * 62 = U6/NOR2C_3/OUT2 (-110 , 189.5)
 * 63 = U6/NAND2C_5/OUT1 (-79.5 , 193)
 * 64 = U6/NOR2C_3/OUT1 (-118 , 193.5)
 * 65 = U6/NAND2C_7/OUT1 (-41.5 , 193)
 * 69 = U5/NOR2C_7/OUT2 (-186 , 330.5)
 * 69 = U6/NAND2C_11/A (-214.5 , 193)
 * 70 = U6/NAND2C_6/OUT1 (-154.5 , 193)
 * 71 = U6/NAND2C_11/OUT1 (-192.5 , 193)
 * 73 = U6/NAND2C_6/OUT2 (-146.5 , 193)
 * 73 = U6/NOR2C_3/B (-127 , 199.5)
 * 79 = U6/NAND2C_7/OUT2 (-33.5 , 193)
 * 79 = U6/NOR2C_4/A (42 , 199.5)
 * 80 = U6/NAND2C_5/OUT2 (-71.5 , 193)
 * 80 = U6/NOR2C_3/A (-136 , 199.5)
 * 82 = U5/NAND2C_10/B (-88.5 , 334)
 * 82 = U5/NAND2C_12/B (-126.5 , 334)
 * 82 = U5/NAND2C_13/B (-164.5 , 334)
 * 82 = U5/NAND3C_2/C (-57.5 , 334)
 * 82 = U5/NAND3C_4/C (123.5 , 334)
 * 82 = U6/NAND2C_6/B (-163.5 , 193)
 * 82 = U7/DFFC_3/QB (228.5 , 39.5)
 * 82 = U8/NAND3C_6/C (-10.5 , -97)
 * 82 = U8/NOR2C_8/B (-165 , -90.5)
 * 83 = X (-248.5 , -140.5)
 * 83 = U6/NAND2C_11/B (-201.5 , 193)
 * 83 = U6/NAND2C_7/B (-50.5 , 193)
 * 83 = U7/INV_1/A (-55.5 , 22)
 * 83 = U8/NAND2C_4/B (-201.5 , -97)
 * 84 = U7/NAND2C_9/OUT2 (-147.5 , 22)
 * 84 = U7/NOR2C_6/B (-203 , 22)
 * 92 = U7/DFFC_3/DATA (93.5 , 22)
 * 92 = U7/NOR2C_6/OUT2 (-186 , 40.5)
 * 94 = CLK (-59 , -159)
 * 94 = U6/DFFC_2/CLK (79.5 , 171)
 * 94 = U7/DFFC_3/CLK (60.5 , 22)
 * 94 = U8/DFFC_1/CLK (34.5 , -119)
 * 101 = f3 (303 , 85.5)
 * 101 = U7/NAND3C_5/OUT2 (31.5 , 40.5)
 * 102 = U7/NAND2C_2/OUT1 (-24.5 , 44)
 * 104 = U7/NAND3C_5/OUT1 (21.5 , 52)
 * 107 = U7/NOR2C_1/OUT1 (-81 , 44.5)
 * 108 = U7/NAND2C_3/OUT1 (-117.5 , 44)
 * 109 = U7/NAND2C_3/A (-139.5 , 22)
 * 109 = U7/NOR2C_1/OUT2 (-73 , 40.5)
 * 111 = U7/NAND2C_2/OUT2 (-16.5 , 22)

```

*      111 = U7/NOR2C_1/B (-90 , 22)
*      112 = U6/NAND2C_8/B (-12.5 , 193)
*      112 = U7/INV_1/OUT (-63.5 , 45.5)
*      112 = U7/NAND2C_3/B (-126.5 , 44)
*      112 = U7/NAND2C_9/B (-164.5 , 44)
*      113 = U7/NAND2C_9/OUT1 (-155.5 , 44)
*      114 = U7/NOR2C_6/OUT1 (-194 , 44.5)
*      115 = U6/NAND2C_11/OUT2 (-184.5 , 193)
*      115 = U7/NOR2C_6/A (-212 , 50.5)
*      116 = U7/NAND2C_9/A (-177.5 , 22)
*      116 = U8/NOR2C_8/OUT2 (-148 , -100.5)
*      134 = f4 (108.5 , -159)
*      134 = U8/NAND3C_6/OUT2 (23.5 , -100.5)
*      135 = f5 (-23 , -159)
*      135 = U8/NAND3C_7/OUT2 (-24.5 , -100.5)
*      136 = U8/NAND3C_6/OUT1 (13.5 , -89)
*      141 = U7/NAND2C_3/OUT2 (-109.5 , 22)
*      141 = U8/NOR2C_2/B (-128 , -90.5)
*      142 = U8/DFFC_1/DATA (67.5 , -90.5)
*      142 = U8/NOR2C_2/OUT2 (-111 , -100.5)
*      143 = U8/NAND2C_1/OUT1 (-80.5 , -97)
*      144 = U8/NOR2C_2/OUT1 (-119 , -96.5)
*      145 = U8/NAND3C_7/OUT1 (-34.5 , -89)
*      149 = U8/NAND2C_4/OUT2 (-184.5 , -97)
*      149 = U8/NOR2C_2/A (-137 , -90.5)
*      150 = U8/NAND2C_1/OUT2 (-72.5 , -97)
*      150 = U8/NAND2C_4/A (-214.5 , -97)
*      151 = U8/NOR2C_8/OUT1 (-156 , -96.5)
*      152 = U8/NAND2C_4/OUT1 (-192.5 , -97)

```

```

Cpar1 1 0 6.1992f
Cpar2 Vdd 0 1.6744256p
Cpar3 U5/NAND2C_13/OUT2 0 23.32827f
Cpar4 4 0 6.1992f
Cpar5 f2 0 21.42579f
Cpar6 f1 0 15.7245f
Cpar7 U5/NAND3C_4/OUT1 0 22.7919f
Cpar8 U5/NAND3C_3/OUT1 0 22.7919f
Cpar9 f0 0 15.7245f
Cpar10 U5/NAND3C_1/A 0 75.59457f
Cpar11 U5/NAND3C_1/OUT2 0 22.83096f
Cpar12 U5/NOR2C_5/OUT1 0 15.09228f
Cpar13 U5/NAND3C_1/OUT1 0 22.7919f
Cpar14 0 0 1.239505p
Cpar15 U5/NAND3C_1/B 0 86.33916f
Cpar16 U5/NAND2C_10/OUT2 0 25.74639f
Cpar17 U5/NAND2C_10/OUT1 0 16.36008f
Cpar18 U5/NAND2C_12/OUT1 0 16.36008f
Cpar19 U5/NAND3C_2/OUT1 0 22.7919f
Cpar20 U5/NAND2C_10/A 0 92.52972f
Cpar21 U5/NAND2C_12/OUT2 0 24.26823f
Cpar22 U5/NAND2C_13/OUT1 0 16.36008f

```

Cpar23 U5/NOR2C_7/OUT1 0 15.09228f
Cpar24 U5/NAND2C_13/A 0 113.66262f
Cpar25 36 0 16.06248f
Cpar26 37 0 33.11136f
Cpar27 38 0 17.86464f
Cpar28 40 0 5.34738f
Cpar29 U6/DFFC_2/DATA 0 24.78288f
Cpar30 44 0 35.47374f
Cpar31 45 0 19.12656f
Cpar32 46 0 15.10602f
Cpar33 CLEAR 0 65.59782f
Cpar34 48 0 19.21302f
Cpar35 U5/NOR2C_5/OUT2 0 24.76389f
Cpar36 U6/NAND2C_8/OUT1 0 16.36008f
Cpar37 U6/NOR2C_4/OUT1 0 15.09228f
Cpar38 U6/NAND2C_8/OUT2 0 21.53283f
Cpar39 60 0 6.1992f
Cpar40 U5/NAND3C_1/C 0 102.87267f
Cpar41 U6/NAND2C_7/A 0 21.81747f
Cpar42 U6/NAND2C_5/OUT1 0 16.36008f
Cpar43 U6/NOR2C_3/OUT1 0 15.09228f
Cpar44 U6/NAND2C_7/OUT1 0 16.36008f
Cpar45 68 0 6.1992f
Cpar46 U5/NOR2C_7/OUT2 0 22.96134f
Cpar47 U6/NAND2C_6/OUT1 0 16.36008f
Cpar48 U6/NAND2C_11/OUT1 0 16.36008f
Cpar49 U6/NAND2C_6/OUT2 0 19.96143f
Cpar50 U6/NAND2C_7/OUT2 0 25.46415f
Cpar51 U6/NAND2C_5/OUT2 0 23.19084f
Cpar52 81 0 6.1992f
Cpar53 U5/NAND2C_10/B 0 134.84652f
Cpar54 X 0 70.57209f
Cpar55 U7/NAND2C_9/OUT2 0 27.06795f
Cpar56 85 0 6.1992f
Cpar57 86 0 16.06248f
Cpar58 87 0 17.86464f
Cpar59 88 0 33.11136f
Cpar60 90 0 5.34738f
Cpar61 U7/DFFC_3/DATA 0 39.95556f
Cpar62 93 0 19.21302f
Cpar63 CLK 0 36.14847f
Cpar64 95 0 19.12656f
Cpar65 96 0 35.47374f
Cpar66 97 0 15.10602f
Cpar67 f3 0 30.97083f
Cpar68 U7/NAND2C_2/OUT1 0 16.36008f
Cpar69 U7/NAND3C_5/OUT1 0 22.7919f
Cpar70 U7/NOR2C_1/OUT1 0 15.09228f
Cpar71 U7/NAND2C_3/OUT1 0 16.36008f
Cpar72 U7/NAND2C_3/A 0 23.72931f
Cpar73 U7/NAND2C_2/OUT2 0 23.10423f
Cpar74 U6/NAND2C_8/B 0 39.96495f

Cpar75 U7/NAND2C_9/OUT1 0 16.36008f
 Cpar76 U7/NOR2C_6/OUT1 0 15.09228f
 Cpar77 U6/NAND2C_11/OUT2 0 22.39626f
 Cpar78 U7/NAND2C_9/A 0 23.10156f
 Cpar79 118 0 16.06248f
 Cpar80 120 0 35.47374f
 Cpar81 121 0 19.21302f
 Cpar82 122 0 17.86464f
 Cpar83 123 0 33.11136f
 Cpar84 124 0 19.12656f
 Cpar85 128 0 5.34738f
 Cpar86 f4 0 19.22901f
 Cpar87 f5 0 15.32721f
 Cpar88 U8/NAND3C_6/OUT1 0 22.7919f
 Cpar89 137 0 15.10602f
 Cpar90 U7/NAND2C_3/OUT2 0 21.60168f
 Cpar91 U8/DFFC_1/DATA 0 33.32952f
 Cpar92 U8/NAND2C_1/OUT1 0 16.36008f
 Cpar93 U8/NOR2C_2/OUT1 0 15.09228f
 Cpar94 U8/NAND3C_7/OUT1 0 22.7919f
 Cpar95 148 0 6.1992f
 Cpar96 U8/NAND2C_4/OUT2 0 21.82473f
 Cpar97 U8/NAND2C_1/OUT2 0 27.03036f
 Cpar98 U8/NOR2C_8/OUT1 0 15.09228f
 Cpar99 U8/NAND2C_4/OUT1 0 16.36008f
 Cpar100 154 0 6.1992f

M1 f2 U5/NAND3C_4/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M2 U5/NAND3C_4/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M3 U5/NAND3C_4/OUT1 U5/NAND3C_1/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M4 U5/NAND3C_4/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M5 U5/NAND3C_3/OUT1 U5/NAND3C_1/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M6 U5/NAND3C_3/OUT1 U5/NAND3C_1/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M7 f1 U5/NAND3C_3/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M8 U5/NAND3C_3/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M9 U5/NAND3C_1/OUT2 U5/NAND3C_1/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M10 U5/NAND3C_1/OUT1 U5/NAND3C_1/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M11 U5/NAND3C_1/OUT1 U5/NAND3C_1/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M12 U5/NAND3C_1/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M13 1 U5/NAND2C_10/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M14 1 U5/NAND3C_1/OUT2 U5/NOR2C_5/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M15 U5/NOR2C_5/OUT2 U5/NOR2C_5/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M16 U5/NAND3C_2/OUT1 U5/NAND3C_1/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M17 U5/NAND3C_2/OUT1 U5/NAND3C_1/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M18 f0 U5/NAND3C_2/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M19 U5/NAND3C_2/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M20 U5/NAND2C_10/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M21 U5/NAND2C_10/OUT2 U5/NAND2C_10/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M22 U5/NAND2C_10/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M23 U5/NAND2C_12/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
 M24 U5/NAND2C_12/OUT2 U5/NAND2C_12/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

```

M25 U5/NAND2C_12/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M26 U5/NAND2C_13/OUT1 U5/NAND2C_13/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M27 U5/NAND2C_13/OUT2 U5/NAND2C_13/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M28 U5/NAND2C_13/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M29 4 U5/NAND2C_12/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M30 4 U5/NAND2C_13/OUT2 U5/NOR2C_7/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M31 U5/NOR2C_7/OUT2 U5/NOR2C_7/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M32 f2 U5/NAND3C_4/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M33 12 U5/NAND2C_10/B U5/NAND3C_4/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M34 11 U5/NAND3C_1/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M35 11 U5/NAND2C_10/A 12 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M36 10 U5/NAND3C_1/C U5/NAND3C_3/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M37 9 U5/NAND3C_1/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M38 9 U5/NAND3C_1/B 10 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M39 f1 U5/NAND3C_3/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M40 U5/NAND3C_1/OUT2 U5/NAND3C_1/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M41 21 U5/NAND3C_1/C U5/NAND3C_1/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M42 19 U5/NAND3C_1/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M43 19 U5/NAND3C_1/B 21 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M44 U5/NOR2C_5/OUT1 U5/NAND2C_10/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M45 U5/NOR2C_5/OUT2 U5/NOR2C_5/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M46 U5/NOR2C_5/OUT1 U5/NAND3C_1/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M47 18 U5/NAND3C_1/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M48 18 U5/NAND3C_1/B 30 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M49 f0 U5/NAND3C_2/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M50 30 U5/NAND2C_10/B U5/NAND3C_2/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M51 28 U5/NAND2C_10/A U5/NAND2C_10/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M52 28 U5/NAND2C_10/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M53 U5/NAND2C_10/OUT2 U5/NAND2C_10/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M54 27 U5/NAND2C_10/A U5/NAND2C_12/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M55 27 U5/NAND2C_10/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M56 U5/NAND2C_12/OUT2 U5/NAND2C_12/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M57 34 U5/NAND2C_13/A U5/NAND2C_13/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M58 34 U5/NAND2C_10/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M59 U5/NAND2C_13/OUT2 U5/NAND2C_13/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M60 U5/NOR2C_7/OUT1 U5/NAND2C_12/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M61 U5/NOR2C_7/OUT2 U5/NOR2C_7/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M62 U5/NOR2C_7/OUT1 U5/NAND2C_13/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M63 U5/NAND2C_10/A 37 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M64 U5/NAND2C_10/A 37 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M65 U5/NAND3C_1/B 36 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M66 37 36 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M67 36 38 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M68 37 CLEAR Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M69 48 44 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M70 38 45 42 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M71 42 48 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M72 37 46 38 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M73 U5/NAND3C_1/B 36 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M74 41 36 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M75 36 38 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

```

M76 41 CLEAR 37 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M77 38 CLEAR 40 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M78 48 44 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M79 37 45 38 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M80 39 48 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M81 40 46 39 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M82 44 45 54 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M83 53 45 44 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M84 46 45 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M85 52 46 44 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M86 52 U6/DFFC_2/DATA Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M87 Vdd CLEAR_53 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M88 54 48 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M89 45 CLK Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M90 60 U6/NAND2C_8/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M91 U6/DFFC_2/DATA U6/NOR2C_4/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M92 44 45 51 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M93 46 45 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M94 50 46 44 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M95 51 U6/DFFC_2/DATA 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M96 0 CLEAR 49 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M97 49 48 50 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M98 0 CLK 45 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M99 0 U6/NAND2C_8/OUT2 U6/NOR2C_4/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M100 U6/DFFC_2/DATA U6/NOR2C_4/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M101 60 U6/NAND2C_7/OUT2 U6/NOR2C_4/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M102 U6/NAND2C_8/OUT1 U5/NOR2C_5/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M103 U6/NAND2C_8/OUT1 U6/NAND2C_8/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M104 U6/NAND2C_8/OUT2 U6/NAND2C_8/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M105 U6/NAND2C_7/OUT1 X Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M106 U6/NAND2C_7/OUT2 U6/NAND2C_7/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M107 U6/NOR2C_4/OUT1 U6/NAND2C_7/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M108 59 U5/NOR2C_5/OUT2 U6/NAND2C_8/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M109 59 U6/NAND2C_8/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M110 U6/NAND2C_8/OUT2 U6/NAND2C_8/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M111 0 X 67 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M112 U6/NAND2C_7/OUT2 U6/NAND2C_7/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M113 U6/NAND2C_7/OUT1 U6/NAND2C_7/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M114 U6/NAND2C_5/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M115 U6/NAND2C_5/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M116 U6/NAND2C_5/OUT2 U6/NAND2C_5/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M117 68 U6/NAND2C_6/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M118 U6/NAND2C_7/A U6/NOR2C_3/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M119 68 U6/NAND2C_5/OUT2 U6/NOR2C_3/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M120 67 U6/NAND2C_7/A U6/NAND2C_7/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M121 66 U5/NAND2C_10/A U6/NAND2C_5/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M122 66 U5/NAND3C_1/C 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M123 U6/NAND2C_5/OUT2 U6/NAND2C_5/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M124 U6/NOR2C_3/OUT1 U6/NAND2C_6/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M125 U6/NAND2C_7/A U6/NOR2C_3/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M126 U6/NOR2C_3/OUT1 U6/NAND2C_5/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M127 U6/NAND2C_6/OUT1 U5/NAND2C_13/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M128 U6/NAND2C_6/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u


```

M129 U6/NAND2C_6/OUT2 U6/NAND2C_6/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M130 U6/NAND2C_11/OUT1 U5/NOR2C_7/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M131 U6/NAND2C_11/OUT1 X Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M132 U6/NAND2C_11/OUT2 U6/NAND2C_11/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M133 74 U5/NAND2C_13/A U6/NAND2C_6/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M134 74 U5/NAND2C_10/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M135 U6/NAND2C_6/OUT2 U6/NAND2C_6/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M136 72 U5/NOR2C_7/OUT2 U6/NAND2C_11/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M137 72 X 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M138 U6/NAND2C_11/OUT2 U6/NAND2C_11/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M139 U5/NAND3C_1/C 88 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M140 U5/NAND2C_10/B 86 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M141 88 86 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M142 86 87 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M143 88 CLEAR Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M144 87 95 75 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M145 75 93 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M146 88 97 87 Vdd CMOSP L=600n W=3u

M147 96 95 78 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M148 77 95 96 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M149 97 95 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M150 76 97 96 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M151 76 U7/DFFC_3/DATA Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M152 93 96 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M153 78 93 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M154 95 CLK Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M155 Vdd CLEAR 77 Vdd CMOSP L=600n W=3u

M156 U7/NAND3C_5/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M157 U7/NAND3C_5/OUT1 U5/NAND3C_1/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M158 U7/NAND3C_5/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M159 f3 U7/NAND3C_5/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M160 U7/NAND2C_2/OUT1 U5/NAND2C_10/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M161 U7/NAND2C_2/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M162 U7/NAND2C_2/OUT2 U7/NAND2C_2/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M163 Vdd X U6/NAND2C_8/B Vdd CMOSP L=600n W=3u
M164 81 U7/NAND2C_2/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M165 U7/NAND2C_3/A U7/NOR2C_1/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M166 81 U5/NAND2C_13/A U7/NOR2C_1/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M167 U7/NAND2C_3/OUT1 U7/NAND2C_3/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M168 U7/NAND2C_3/OUT1 U6/NAND2C_8/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M169 U7/NAND2C_3/OUT2 U7/NAND2C_3/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u

M170 U7/NAND2C_9/OUT1 U7/NAND2C_9/A Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M171 U7/NAND2C_9/OUT1 U6/NAND2C_8/B Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M172 U7/NAND2C_9/OUT2 U7/NAND2C_9/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M173 85 U7/NAND2C_9/OUT2 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M174 U7/DFFC_3/DATA U7/NOR2C_6/OUT1 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M175 85 U6/NAND2C_11/OUT2 U7/NOR2C_6/OUT1 Vdd CMOSP L=600n W=3u

M176 U5/NAND2C_10/B 86 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M177 91 86 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M178 91 CLEAR 88 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M179 87 CLEAR 90 0 CMOSN L=600n W=1.8u

```

M180 90 97 89 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M181 89 93 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M182 U5/NAND3C_1/C 88 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M183 88 95 87 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M184 86 87 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M185 100 U7/DFFC_3/DATA 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M186 0 CLEAR 99 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M187 99 93 98 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M188 98 97 96 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M189 93 96 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M190 96 95 100 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M191 97 95 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M192 0 CLK 95 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M193 106 U5/NAND3C_1/C U7/NAND3C_5/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M194 105 U5/NAND3C_1/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M195 105 U5/NAND2C_10/A 106 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M196 f3 U7/NAND3C_5/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M197 103 U5/NAND3C_1/C 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M198 U7/NAND2C_2/OUT2 U7/NAND2C_2/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M199 103 U5/NAND2C_10/A U7/NAND2C_2/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M200 0 X U6/NAND2C_8/B 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M201 U7/NAND2C_3/A U7/NOR2C_1/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M202 U7/NOR2C_1/OUT1 U5/NAND2C_13/A 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M203 U7/NOR2C_1/OUT1 U7/NAND2C_2/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M204 110 U6/NAND2C_8/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M205 U7/NAND2C_3/OUT2 U7/NAND2C_3/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M206 110 U7/NAND2C_3/A U7/NAND2C_3/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M207 117 U6/NAND2C_8/B 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M208 U7/NAND2C_9/OUT2 U7/NAND2C_9/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M209 117 U7/NAND2C_9/A U7/NAND2C_9/OUT1 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M210 U7/DFFC_3/DATA U7/NOR2C_6/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M211 U7/NOR2C_6/OUT1 U6/NAND2C_11/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M212 U7/NOR2C_6/OUT1 U7/NAND2C_9/OUT2 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M213 U5/NAND2C_13/A 123 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M214 U5/NAND3C_1/A 118 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M215 123 118 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M216 118 122 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M217 123 CLEAR Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M218 U5/NAND2C_13/A 123 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M219 U5/NAND3C_1/A 118 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M220 119 118 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M221 118 122 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M222 119 CLEAR 123 0 CMOSN L=600n W=1.8u

M223 123 137 122 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M224 133 137 120 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M225 133 U8/DFFC_1/DATA Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M226 Vdd CLEAR 132 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M227 121 120 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M228 131 121 Vdd Vdd CMOSP L=600n W=3u
M229 122 124 130 Vdd CMOSP L=600n W=3u
M230 120 124 131 Vdd CMOSP L=600n W=3u

```

M231 132 124 120 Vdd CMOS L=600n W=3u
M232 130 121 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M233 128 137 129 0 CMOS L=600n W=1.8u
M234 127 137 120 0 CMOS L=600n W=1.8u
M235 126 U8/DFFC_1/DATA 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M236 0 CLEAR 125 0 CMOS L=600n W=1.8u
M237 121 120 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M238 122 124 123 0 CMOS L=600n W=1.8u
M239 125 121 127 0 CMOS L=600n W=1.8u
M240 120 124 126 0 CMOS L=600n W=1.8u
M241 129 121 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M242 122 CLEAR 128 0 CMOS L=600n W=1.8u

M243 137 124 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M244 124 CLK Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M245 U8/NAND3C_6/OUT1 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M246 U8/NAND3C_6/OUT1 U5/NAND2C_13/A Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M247 U8/NAND3C_6/OUT1 U5/NAND3C_1/B Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M248 f4 U8/NAND3C_6/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M249 U8/NAND3C_7/OUT1 U5/NAND2C_13/A Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M250 U8/NAND3C_7/OUT1 U5/NAND3C_1/B Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M251 f5 U8/NAND3C_7/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M252 137 124 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M253 0 CLK 124 0 CMOS L=600n W=1.8u
M254 140 U5/NAND2C_10/B U8/NAND3C_6/OUT1 0 CMOS L=600n W=1.8u
M255 139 U5/NAND2C_13/A 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M256 139 U5/NAND3C_1/B 140 0 CMOS L=600n W=1.8u
M257 f4 U8/NAND3C_6/OUT1 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M258 138 U5/NAND2C_13/A 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M259 138 U5/NAND3C_1/B 147 0 CMOS L=600n W=1.8u
M260 f5 U8/NAND3C_7/OUT1 0 0 CMOS L=600n W=1.8u

M261 U8/NAND3C_7/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M262 U8/NAND2C_1/OUT1 U5/NAND2C_13/A Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M263 U8/NAND2C_1/OUT1 U5/NAND3C_1/C Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M264 U8/NAND2C_1/OUT2 U8/NAND2C_1/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M265 148 U7/NAND2C_3/OUT2 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M266 U8/DFFC_1/DATA U8/NOR2C_2/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M267 148 U8/NAND2C_4/OUT2 U8/NOR2C_2/OUT1 Vdd CMOS L=600n W=3u
M268 147 U5/NAND3C_1/C U8/NAND3C_7/OUT1 0 CMOS L=600n W=1.8u
M269 146 U5/NAND2C_13/A U8/NAND2C_1/OUT1 0 CMOS L=600n W=1.8u
M270 146 U5/NAND3C_1/C 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M271 U8/NAND2C_1/OUT2 U8/NAND2C_1/OUT1 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M272 U8/NOR2C_2/OUT1 U7/NAND2C_3/OUT2 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M273 U8/DFFC_1/DATA U8/NOR2C_2/OUT1 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M274 U8/NOR2C_2/OUT1 U8/NAND2C_4/OUT2 0 0 CMOS L=600n W=1.8u

M275 154 U5/NAND2C_10/B Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M276 U7/NAND2C_9/A U8/NOR2C_8/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M277 154 U5/NAND2C_13/A U8/NOR2C_8/OUT1 Vdd CMOS L=600n W=3u
M278 U8/NAND2C_4/OUT1 U8/NAND2C_1/OUT2 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M279 U8/NAND2C_4/OUT1 X Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M280 U8/NAND2C_4/OUT2 U8/NAND2C_4/OUT1 Vdd Vdd CMOS L=600n W=3u
M281 U8/NOR2C_8/OUT1 U5/NAND2C_10/B 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M282 U7/NAND2C_9/A U8/NOR2C_8/OUT1 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M283 U8/NOR2C_8/OUT1 U5/NAND2C_13/A 0 0 CMOS L=600n W=1.8u
M284 153 U8/NAND2C_1/OUT2 U8/NAND2C_4/OUT1 0 CMOS L=600n W=1.8u

```

```
M285 153 X 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
M286 U8/NAND2C_4/OUT2 U8/NAND2C_4/OUT1 0 0 CMOSN L=600n W=1.8u
```

```
* Total Nodes: 154
* Total Elements: 502
* Total Number of Shorted Elements not written to the SPICE
file: 0
* Output Generation Elapsed Time: 0.016 sec
* Total Extract Elapsed Time: 8.734 sec
```

```
VDD1 Vdd 0 5V
Vclear CLEAR 0 PULSE(5 0 0.1m 1n 1n 1m 1)
Vx X 0 PULSE(5 0 0 1n 1n 13m 26m)
Vclk CLK 0 PULSE(0 5 0 1n 1n 0.5m 1m)
```

```
.TRAN 0.25mS 40mS
```

```
.LIB C:\v57x_rs1.lib
```

```
.PROBE
.END
```