



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

---

---

FACULTAD DE CIENCIAS

DESARROLLO DE UN CONTROLADOR PARA  
MOTORES PIEZOELÉCTRICOS CON  
DESPLAZAMIENTOS NANOMÉTRICOS

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

FÍSICO

P R E S E N T A :

JULIO CESAR IZQUIERDO AZUARA

TUTOR

DR. CARLOS JAVIER VILLAGÓMEZ OJEDA



CIUDAD UNIVERSITARIA, Cd. Mx., 2020



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



# Dedicatoria

Siento una profunda admiración y asombro por la linda familia que tengo, gracias por sus maravillosos consejos. Tras reflexionar sobre el paso del tiempo y muchos años después concibo que sus enseñanzas no cesan, aquí estoy, donde imaginé en un principio, con un nuevo logro conseguido, mi proyecto de tesis.

Quisiera dedicar el producto de mi esfuerzo a mis padres, a Gladys por llenar mi corazón con amor, y Alejandro por nutrir a nuestra familia de valores durante todos estos años. A mi madre quiero agradecerle su cariño, eres una mujer que me hace llenar de orgullo, te amo y no existe forma de devolverte lo que me has ofrecido, debo agradecerte porque el éxito de esta tesis es un logro que no habría sido posible sin ti, definitivamente sin tu ayuda, tu amor y tu compañía no sé en donde me encontraría; a ti te dedico mis más sinceros agradecimientos.

Sostengo que hay momentos difíciles en esta vida, separarse de los seres queridos para emprender nuevos proyectos es un paso muy difícil en el crecimiento de las personas, sin embargo hay ocasiones en que las dificultades cesan y podemos estar juntos, de esta forma agradezco no solo por ayudarme de forma inmensa a concluir el desarrollo de esta tesis, sino por todos los bonitos momentos que pasamos en el proceso, con todo mi corazón doy gracias a mis hermanas Tania y Gladys por llenar mi vida con los mejores recuerdos que un hermano pueda tener.

A mis padres quienes me dieron vida, educación, apoyo y consejos, pero no solo a mis padres, también a todos los que estuvieron en mi vida para apoyarme cuando más lo necesité, estos agradecimientos estarían incompletos si no agregara el profundo afecto que siento hacia mis tíos, Alfonso Guerrero y Rosalinda Navarro, debo agradecerles por aceptarme en su casa y adoptarme como a un hijo, asimismo manifiesto que sus enseñanzas y atenciones son invaluable para mi persona.

Dejo al final a Alfonso (chico) puesto que con él empecé esta gran historia de mudarme a la ciudad de México e iniciar mis estudios universitarios, gracias por permitir refugiarme en tu persona y estar al pendiente de mí en todas las circunstancias buenas y malas, los momentos vividos contigo son las grandes historias de mi vida. En estos agradecimientos quiero incluir al resto de personas que impactaron en mi vida, Adriana mi hermana adoptiva, mis tíos en general, amigos y demás personas que llenaron mi vida con amor y cariño.

A mis maestros quienes nunca desistieron al enseñarme, en especial a Carlos J. Villagómez y Rodrigo Gutiérrez, a ellos que continuaron depositando su esperanza en mí, a mis compañeros de estudio y amigos, quienes sin su ayuda nunca hubiera podido hacer esta tesis. A todos ellos se los agradezco desde el fondo de mi alma.





# Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México por obsequiarme educación impartida con calidad y respeto a lo largo de todos estos años, asimismo agradezco al proyecto PAPIIT IN116320, cuyo responsable es el Dr. Carlos Javier Villagómez Ojeda, por darle seguimiento y concluir este proyecto de licenciatura, es mi deseo agradecer a quienes invirtieron su tiempo en el desarrollo de esta tesis, de antemano muchas gracias a mis sinodales por cada detalle y momento dedicado para aclarar todas mis dudas, tanto académicas como personales. Confío firmemente que el respaldo otorgado por ustedes será la clave del éxito en mi futuro profesional, en especial agradezco la caridad y exactitud ofrecida en cada una de sus enseñanzas, discursos y lecciones de vida, las cuales interiorizo como un crecimiento personal y profesional.



# Prólogo

Este trabajo presenta la construcción de un controlador para un motor inercial tipo piezoeléctrico. A lo largo de los capítulos encontraremos una breve descripción de la importancia de estos motores para sistemas de microscopía a sonda local en condiciones ambientales al aire o bien su uso en condiciones criógenicas a ultra alto vacío utilizando los materiales adecuados para operar en estas condiciones.

Este tipo de motores pueden brindar movimientos traslacionales y rotacionales de precisión en nanomanipulación mecánica para el control de componentes ópticos: lentes, detectores, fibras ópticas, interferómetros, etc. Se toma en cuenta también el desarrollo del instrumento con una perspectiva de bajo costo ya que estos controladores comerciales son de valor típicamente elevado.

El desarrollo de este sistema abarca conceptos de electrónica, mecánica clásica y programación de lenguaje de alto nivel junto a pruebas de laboratorio necesarias para la caracterización de los resultados presentados. Se puntualiza una propuesta estructurada que considera la adquisición de equipo necesario para la reconstrucción y escalabilidad del proyecto.



# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>V</b>
<b>Prólogo</b>	<b>VII</b>
<b>Resumen</b>	<b>XIII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Preámbulo . . . . .	1
1.2. Motor piezoeléctrico . . . . .	3
1.2.1. Características de motores piezoeléctricos . . . . .	4
<b>2. Fundamentos</b>	
<b>de motores piezoeléctricos</b>	<b>9</b>
2.1. Efecto piezoeléctrico . . . . .	9
2.1.1. Planteamiento termodinámico . . . . .	12
2.1.2. Cerámicas piezoeléctricas . . . . .	14
2.1.3. Acoplamiento electromecánico . . . . .	18
2.1.4. Modelado eléctrico de cerámicas piezoeléctricas . . . . .	23
2.2. Motor piezoeléctrico . . . . .	27
2.2.1. Motor PZT de efecto adherible-deslizante (slip-stick) . . . . .	28
2.2.2. Principio de funcionamiento mecánico . . . . .	30
2.2.3. Principio de funcionamiento electrónico . . . . .	36
2.3. Diseño: código abierto . . . . .	40
2.3.1. Software: Python 3.7 . . . . .	40
2.3.2. Hardware: Red Pitaya . . . . .	41
2.3.3. Arquitectura del proyecto . . . . .	42

<b>3. Metodología</b>	<b>45</b>
<b>y montaje experimental</b>	<b>45</b>
3.1. Funcionamiento electrónico . . . . .	45
3.1.1. Zona de amplificación . . . . .	46
3.1.2. Etapa comparativa . . . . .	49
3.1.3. Etapa conmutativa de conexión a tierra . . . . .	51
3.1.4. Arquitectura del circuito amplificador . . . . .	52
3.2. Software: Python 3.7.4 . . . . .	57
3.2.1. Emisión de pulsos . . . . .	58
3.3. Motor piezoeléctrico . . . . .	61
<b>4. Resultados</b>	<b>63</b>
4.1. Simulación electrónica . . . . .	63
4.2. Desempeño del circuito . . . . .	68
4.3. Emisión de pulsos . . . . .	78
4.4. Aceleración crítica . . . . .	81
4.5. Respuesta en frecuencia . . . . .	85
4.6. Software . . . . .	88
<b>5. Conclusión y discusiones</b>	<b>93</b>
5.1. Discusiones . . . . .	93
5.2. Conclusión . . . . .	95
<b>Apéndice</b>	<b>104</b>
<b>A. Marco Teórico</b>	<b>105</b>
A.1. Planteamiento termodinámico . . . . .	105
A.2. Cerámicas piezoeléctricas . . . . .	106
A.3. Características FPGA . . . . .	107
A.4. Amplificador Operacional . . . . .	107
A.4.1. OPAMP modo no inversor . . . . .	111
A.4.2. OPAMP modo inversor . . . . .	112
<b>B. Resultados y software</b>	<b>113</b>
B.1. Errata . . . . .	113

B.2. Software: interfaz . . . . .	114
B.3. Software: pulsos . . . . .	120
B.4. Software: alertas . . . . .	124





# Resumen

Un motor piezoeléctrico es un sistema compacto y rígido que plantea usarse en microscopios de sonda local, en este trabajo presento información para facilitar la construcción, operación, y caracterización del sistema electrónico para un motor de tipo piezoeléctrico.

Con este tipo de modelo de motor se identifican las regiones de operación del sistema mecánico, se desarrolla una electrónica analógica con una tasa de respuesta ultra rápida [ns] y una alta corriente de salida. Asimismo se describe el procedimiento paso a paso para la construcción e implementación de este tipo de electrónica sobre un motor inercial.

Se desarrolló una electrónica de respuesta ultra rápida y es un sistema electrónico que constituye el primer paso para el desarrollo de sistemas de motores con la capacidad de ser operados a ultra alto vacío y temperaturas criogénicas (4K) para operar la aproximación nanométrica de la punta de un microscopio de sonda local. Este sistema representa un mecanismo de bajo costo y que pretende utilizarse en componentes ópticos que requieran movimientos de precisión nanométrica. Se discuten los principios electrónicos y operacionales para el desarrollo de motores inerciales piezoeléctricos junto a la generación de señales con un tiempo de respuesta ultra rápida. Finalmente Se pone a prueba el rendimiento del motor piezoeléctrico con un tamaño paso promedio de  $114.32nm$  a una frecuencia de 666Hz.



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Preámbulo

Las nanociencias y el desarrollo de nanotecnología hace posible manufacturar nuevos materiales que pueden ser más resistentes, ligeros y funcionalizados para un objetivo específico, al tener propiedades diferentes y presentar efectos cuánticos a la nanoescala respecto a los materiales macroscópicos tradicionales. Las nanoestructuras pueden ser desde moléculas orgánicas hasta estructuras de varios nanómetros con geometrías y funcionalizaciones físico-químicas bien definidas que tienen aplicaciones en medicina, almacenamiento de energía y electrónica orgánica. La figura 1.1 muestra una representación de la estructura química del grafeno, un material revolucionario en el área nanotecnológica.

Se prospectan aplicaciones en muchos procesos de la vida cotidiana; respecto al desarrollo de la electrónica, la virtud que posibilita crear materiales cada vez más pequeños es un aspecto clave en la construcción de circuitos integrados, sin embargo las aplicaciones de la nanotecnología abarcan desde el cuidado de la salud hasta solventes industriales capaces de limpiar contaminación del agua [1, 2, 3].

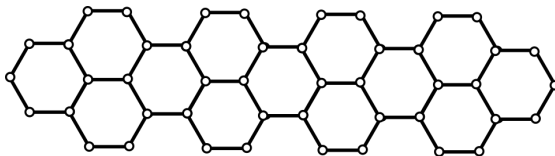


Figura 1.1: Estructura química de grafeno. Este material presenta características novedosas en el campo nanotecnológico, una de sus aplicaciones es substituir la electrónica de silicio o bien en sensores ópticos.

Muestra de estos ejemplos incluye pinturas capaces de prevenir la corrosión o el crecimiento de moho, así como pinturas capaces de proveer aislamiento térmico [4]. En el área farmacéutica la nanotecnología es capaz de mejorar la absorción de los fármacos dentro del cuerpo y permite una liberación más eficiente de los mismos, a tal punto que las nanopartículas son capaces de liberar componentes activos de forma directa y específica en la quimioterapia a células cancerígenas [5]. En el rango de aplicaciones se incluye una mejora en la eficiencia de los combustibles o la manufactura de fibras hidrofóbicas o resistentes al calor sin un aumento significativo en el peso y grosor del material original [6].

Las nanociencias son un área interdisciplinaria con diferentes campos de la ciencia como son la química, biología, física, materiales e ingeniería cuyo orden de magnitud varía desde átomos y moléculas individuales hasta nanoestructuras de 100 nanómetros regularmente, asimismo se puede indicar que la nanotecnología es la ciencia e ingeniería aplicada a la nanoescala.

El desarrollo último de las nanociencias implica la habilidad de observar o controlar átomos y moléculas individuales como bloques de construcción elementales para formar estructuras más complejas con pleno control fisico-químico. Sin embargo los retos experimentales crecen a medida que nos acercamos a la escala atómica para tener instrumentos científicos que nos permitan controlar la materia y además a esta escala es imposible reportar observaciones con microscopios ópticos tradicionales ya que se ven confinados por el límite de difracción y solo los microscopios electrónicos o de campo cercano nos permiten observar y caracterizar escalas nanométricas.

En el área nanotecnológica los motores piezoeléctricos son de gran interés debido a que permiten superar los desafíos de nanoposicionamiento que surgen a nivel experimental. En especial una rama de la microscopía denominada microscopía de sonda local (SPM por sus siglas en inglés) permite reconstruir imágenes de superficies a nivel atómico utilizando una sonda física que escanea una muestra a estudiar.

Debido al reto antes mencionado se desarrollaron microscopios capaces de observar materia a la nanoescala [7], en concreto, el microscopio de efecto túnel junto con el microscopio de fuerza atómica ha desarrollado ampliamente las nanociencias y nanotecnología. El mecanismo clave para obtener imágenes a escala nanométrica reside en controlar una sonda mediante motores piezoeléctricos que ejecuten movimientos

con precisión por medio de un fino control electrónico.

La capacidad del microscopio de efecto túnel reside en la habilidad de posicionar una punta nanométrica a una distancia de aproximadamente  $10 \text{ \AA}$  sobre una muestra que escanea en una área determinada y hace un mapeo con desplazamientos relativos en  $Z$  por medio de un piezotubo para mantener una corriente constante durante el tunelamiento de electrones hacia la muestra o bien en el caso del microscopio de fuerza atómica los desplazamientos en  $Z$  son producidos por fuerzas de interacción como son fuerzas capilares, van der Waals, enlaces químicos, fuerzas de casimir, fuerzas magnéticas o fuerzas electrostáticas entre la punta y la muestra, en concreto dicha habilidad puede controlarse con el empleo de piezoeléctricos en un motor que pueda acercar la punta hacia la superficie y realizar el escaneo principal por un piezo tubo central.

## 1.2. Motor piezoeléctrico

Un motor piezoeléctrico se define como un sistema mecánico y electrónico capaz de transformar la energía eléctrica en energía mecánica.

Los motores convencionales electromecánicos tienen restricciones respecto al peso, miniaturización y/o ruido eléctrico, aunado a ello presentan principalmente limitaciones para desplazarse con precisión a escalas nanométricas. No obstante, el desarrollo de motores piezoeléctricos ha permitido superar las restricciones antes mencionadas de tal forma que es posible satisfacer las demandas en áreas de ciencia avanzada, especialmente en productos relacionados al ámbito aeroespacial, satélites, vehículos, equipo electrónico e instrumentos de precisión.

De manera puntual, en 1948 Williams y Brown registraron por primera vez la patente de un motor piezoeléctrico [8] cuyo invento puede apreciarse en la figura 1.2. Un motor piezoeléctrico consiste de 3 elementos principales: masa móvil, base estática y el elemento piezoeléctrico. Una cerámica piezoeléctrica le da forma a este tipo de motores en particular y logran desplazamientos con ayuda de osciladores de frecuencia ultrasónica que se distinguen por generar movimientos de gran precisión en operación quasi-estática, es decir, nanoposicionamiento. El movimiento generado es virtualmente libre de fricción y son muy adecuados para posicionar elementos que

requieren una precisión en el rango nanométrico. [9, p. 279]

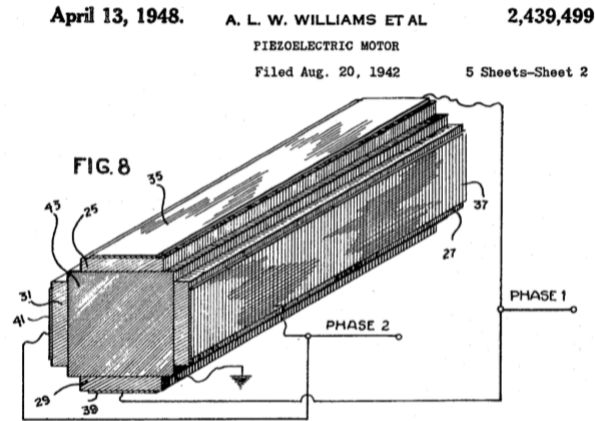


Figura 1.2: Estator de primer motor piezoeléctrico reportado el 13 de abril de 1948, extracto de patente US2439499A. La patente otorgada a este dispositivo describe como convertir energía eléctrica en energía mecánica, emplea potenciales eléctricos polifásicos y el fenómeno piezoeléctrico con el fin de obtener un movimiento mecánico. [8].

El empeño de la industria y la comunidad científica en desarrollar motores de tipo piezoeléctrico se explica principalmente en el poder de resolución del dispositivo comparado con los motores electromagnéticos (EM) convencionales, esto significa que la cerámica piezoeléctrica que integra a este tipo de motores ofrece un mejor tiempo de respuesta del motor aunado a un torque de mayor fuerza. Otra ventaja existente en los motores piezoeléctricos radica en la ausencia de interferencia electromagnética en aplicaciones de control junto a una mayor flexibilidad en el diseño de sus componentes basados en su aplicación.

La comparación de estos motores junto a su contra-parte electromagnética esclarece la necesidad de fomentar el uso de motores tipo piezoeléctrico, puesto que el fenómeno piezoeléctrico es energéticamente eficiente y su proceso de producción puede limitarse a formas y tamaños sencillos de reproducir [10, p. 1].

### 1.2.1. Características de motores piezoeléctricos

De acuerdo con Rupitsch et al. [11, p. 538] los motores piezoeléctricos se dividen en dos grandes categorías, aquellos basados en un desplazamiento rígido y aquellos con desplazamiento resonante (motores ultrasónicos). A su vez los motores de desplazamiento rígido se dividen en dos sub-categorías, transductores de tipo servo

(conocidos como posicionadores) y motores de pulso.

Sin embargo no existe una clasificación general para abarcar todo tipo de motores piezoeléctricos, puesto que estos motores poseen una estructura mecánica diversa y cumplen con distintos objetivos de acuerdo con su método de empleo. En este sentido los motores ultrasónicos pueden basarse en vibraciones longitudinales, vibraciones de torsión o vibraciones sobre un plano; continuando esta idea el cuadro 1.1 muestra las clasificaciones principales de los motores piezoeléctricos.

Clasificación de motores piezoeléctricos	
Característica	Ejemplo
Método de propagación de onda	Onda viajera, onda estacionaria
Movimiento de salida	Rotacional, lineal
Excitación de estator	Resonante, no resonante
Grados de libertad del rotor	Único, Múltiple
Dirección de desplazamiento	Fuera del plano, dentro del plano
Forma geométrica del estator	Disco, anillo, barra, caja
Dirección de rotación	Unidireccional, bidireccional

Cuadro 1.1: Características de motores piezoeléctricos de acuerdo con su tipo de vibración. Las clasificaciones más comunes se basan en el tipo de vibración generado por el efecto piezoeléctrico inverso o el movimiento de salida generado por el motor. Tabla traducida y extraída de [12, pg. 9]

Conviene subrayar que existen distintas formas de clasificar los motores piezoeléctricos, si bien, los autores en [12, pg. 9] manifiestan una forma concreta de categorizar los distintos tipos de motores piezoeléctricos; otra forma adecuada de clasificar a este tipo de motores puede resumirse con ayuda de la figura 1.3. De nueva cuenta la clasificación hace hincapié en el tipo de vibración producido y el movimiento de salida generado por el motor piezoeléctrico. En primer lugar, estas dos clasificaciones diferencian los grados de libertad en la dirección de desplazamiento del dispositivo, es decir, si el motor produce un movimiento mecánico de tipo unidireccional o multidireccional.

Como su nombre lo indica los motores piezoeléctricos unidireccionales producen un desplazamiento mecánico en una sola dirección, bajo este diseño los grados de libertad del sistema se encuentran restringidos y son útiles para producir movimientos lineales o de rotación. De manera antagónica los motores piezoeléctricos multidireccionales generan desplazamientos mecánicos en varias direcciones, de tal forma que los grados de libertad del sistema permiten traslaciones y rotaciones en



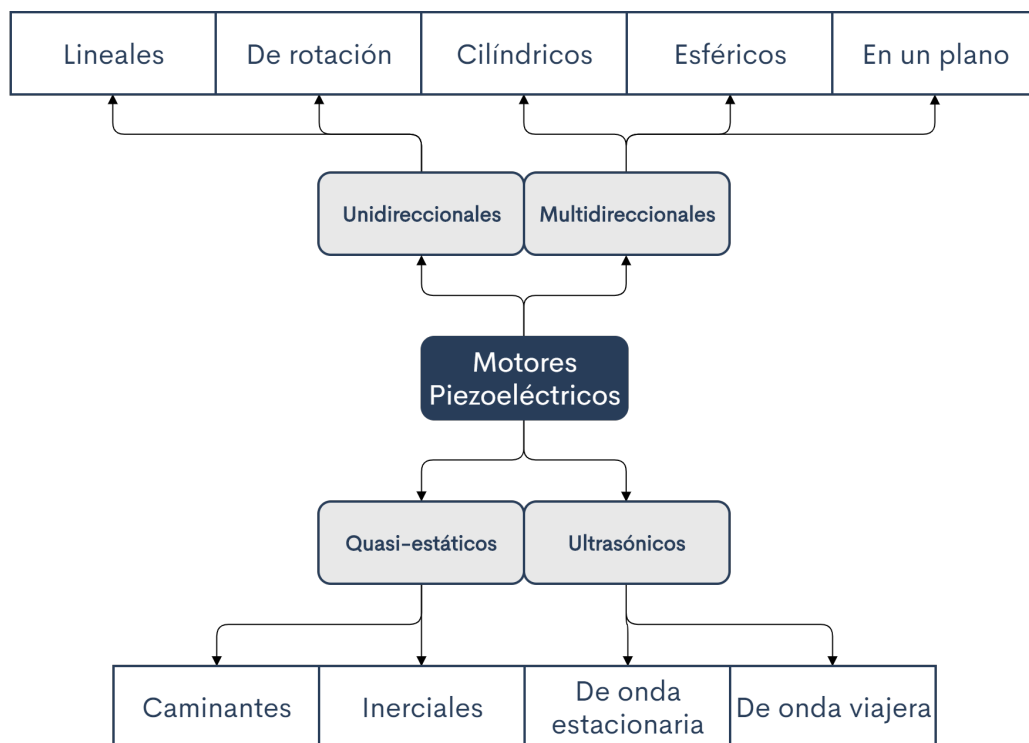


Figura 1.3: Clasificación de motores piezoeléctricos de acuerdo con su tipo de vibración y desplazamiento.

varias direcciones, es decir, motores capaces de moverse en un plano con direcciones X,Y,Z; mientras que también existen motores piezoeléctricos de simetría esférica o cilíndrica que permiten la rotación de una muestra.[10, 13]

Continuando con la clasificación de los motores piezoeléctricos, existen motores de vibración ultrasónica [14] y motores quasi-estáticos [15, p. 21]. Los motores ultrasónicos hacen vibrar al dispositivo en frecuencias por encima de la sensibilidad humana (20KHz) con el fin de generar ondas de ultrasonido capaces de mover una muestra, en cuanto a la naturaleza física de estas ondas, se pueden producir ondas estacionarias o viajeras según lo amerite la aplicación.

A su vez, los motores que operan fuera de condiciones de resonancia son clasificados como motores de diseño quasi-estático. En este grupo se encuentran los motores de diseño inercial, cuyo funcionamiento consiste en cambiar súbitamente los perfiles de velocidad en el sistema piezoeléctrico, logrando el movimiento de una muestra. El funcionamiento de este tipo de motores será explicado a detalle en la sección 2.2.2, puesto que el objetivo a lo largo de esta tesis es poner en marcha un motor inercial de tipo piezoeléctrico.

Finalmente, existe una clasificación novedosa de motores piezoeléctricos, estos

son, motores quasi-estaticos caminantes y utilizan un movimiento alternante en sus elementos cerámicos de tal forma que pueden moverse inspirados en los movimientos encontrados en la naturaleza, esto es, lo más parecido a como lo hace un gusano en el tallo de una planta.[16]



# Capítulo 2

## Fundamentos

### de motores piezoeléctricos

Las cerámicas piezoeléctricas son los componentes principales que proveen el movimiento en un motor piezoeléctrico ya que convierten la energía eléctrica en energía mecánica y dicho proceso puede ocurrir en sentido inverso. Debido a la naturaleza de la cerámica es posible establecer una deformación lineal con respecto a un voltaje aplicado, a primera instancia la deformación mecánica sobre una cerámica piezoeléctrica solo está limitada por la precisión en la fuente de voltaje que controla el movimiento.

Para el caso de motores piezoeléctricos existen efectos de temperatura interna y comportamiento de histéresis debido a la naturaleza del material cerámico que afectan la estabilidad de su posición absoluta. Estos efectos no serán tomados en consideración en el desarrollo de este trabajo ya que son mínimos en contraste con los voltajes y frecuencias utilizados. Es importante recalcar que el sustento de las ideas aquí desarrolladas se abordan con mayor profundidad en el libro de S. J. Rupitsch [11].

#### 2.1. Efecto piezoeléctrico

Consideremos ahora el efecto físico de la piezoelectricidad, el cual describe cuantitativamente la conexión mecánica y eléctrica del material. Subsecuentemente, las ecuaciones constitutivas de la piezoelectricidad permiten conectar las cantidades

2.1. EFECTO PIEZOELÉCTRICO

mecánicas y eléctricas, acorde con dichas ecuaciones es importante considerar la estructura interna de materiales piezoeléctricos (e.g. materiales piezocerámicos), así como sus parámetros típicos.

Una deformación mecánica sobre un material piezoeléctrico se caracteriza por un cambio en la polarización eléctrica del material. En caso de cubrir correctamente el material con electrodos se puede medir un voltaje eléctrico relacionado con la deformación mecánica. De igual modo, un voltaje aplicado a los electrodos conlleva a la deformación mecánica del material piezoeléctrico. Es decir, es posible partir de un estímulo mecánico que de como resultado un estímulo eléctrico, a este proceso se le conoce como **efecto piezoeléctrico directo**, por el contrario al partir de un estímulo eléctrico se obtiene un **efecto piezoeléctrico inverso**.

Un material piezoeléctrico no contiene cargas eléctricas libres, dado que el efecto piezoeléctrico requiere de un cambio de polarización eléctrica, teniendo como resultado un aislante eléctrico.

Por simplicidad y a modo de ilustrar el efecto piezoeléctrico, consideremos un cristal de cuarzo ( $SiO_2$ ) como el que se muestra en la figura 2.1. En a) se puede observar que no existe una fuerza actuando sobre el cristal de cuarzo, mientras que en b) se representa una carga mecánica con fuerza  $\mathbf{F}$  cuya existencia implica una deformación mecánica sobre el material cristalino, en detalle es posible distinguir entre diferentes modos de piezoelectricidad.

Dependiendo de la dirección de la fuerza aplicada al material y de la polarización resultante se obtiene un modo longitudinal, Fig. 2.1(b); por otro lado un cambio perpendicular en la dirección de la fuerza aplicada implica la aparición de un modo transversal Fig. 2.1(c).

Conviene subrayar la existencia de los centros de carga  $C_{Q+}$  y  $C_{Q-}$  compuestos por iones de silicio (cationes) e iones de oxígeno (aniones) respectivamente. En ausencia de una fuerza externa los centros de carga en el cristal de cuarzo coinciden espacialmente con las posiciones atómicas y como resultado se obtiene un material eléctricamente neutro. Es posible localizar conceptualmente los centros de carga  $C_{Q\pm}$  en la figura 2.1 señalados como un círculo naranja en cada inciso de la imagen.

En contraste con lo anterior, la existencia de una fuerza  $\mathbf{F}$  sobre el material implica el desplazamiento de los centros de carga, de tal forma que estos no coinciden

geoméricamente en el espacio dando lugar a la aparición de un momento dipolar eléctrico que apunta desde  $C_{Q-}$  hasta  $C_{Q+}$ .

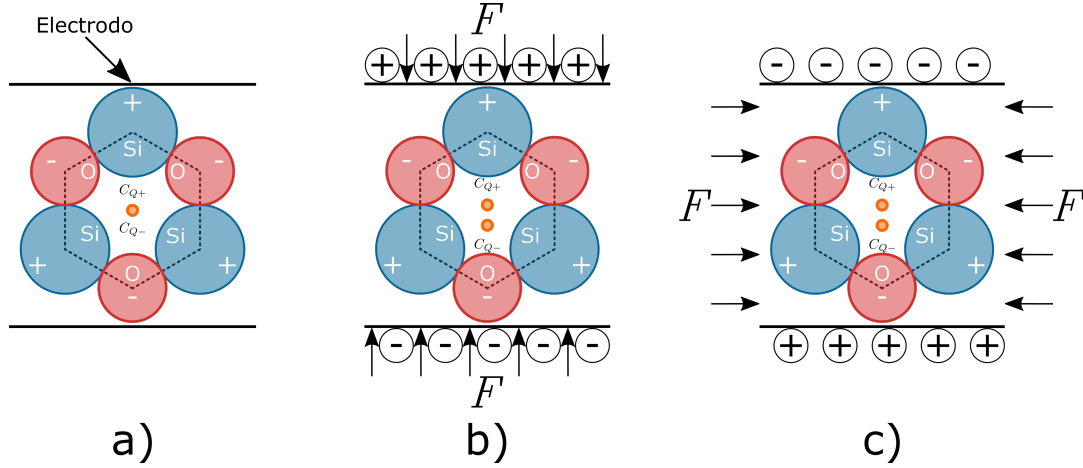


Figura 2.1: Estructura simplificada de cristal de cuarzo, la línea horizontal representa electrodos en contacto con el cristal. a) Estado original de cristal de cuarzo en ausencia de carga mecánica aplicada al sistema, b) modo longitudinal y c) modo transversal de efecto piezoeléctrico directo debido a una fuerza mecánica  $\mathbf{F}$ .  $C_{Q+}$  y  $C_{Q-}$  indican el centro de carga para cada estado respectivamente, en b) y c) existe una polarización eléctrica  $P = \|\mathbf{P}\|$ .

Es necesario recalcar que una mayor distancia geométrica entre los puntos  $C_{Q-}$  y  $C_{Q+}$  implica una mayor magnitud  $\|P\|$  de la polarización eléctrica. Ahora bien la existencia de la polarización eléctrica representa un desequilibrio eléctrico que implica la inducción de cargas electrostáticas hacia los electrodos.

En caso de establecer una conexión eléctrica entre ambos electrodos y debido a la existencia de la polarización eléctrica en el material se puede generar un movimiento de cargas, lo que implica la existencia de una corriente eléctrica que permite medir un voltaje eléctrico entre ambos electrodos.

Lo expresado hasta aquí supone la existencia de un **efecto piezoeléctrico inverso** cuyo proceso se lleva a cabo de acuerdo con lo expuesto en este capítulo, no obstante la dinámica del fenómeno ocurre con dirección opuesta. Con ayuda de un voltaje eléctrico se pueden inducir cargas electrostáticas sobre los electrodos a un material de tipo piezoeléctrico tal como se plantea en la figura 2.1(a). Las cargas inducidas generan un desequilibrio eléctrico que es compensado por un momento dipolar dentro del material, lo que causa una desalineación geométrica en los centros de carga de donde resulta una deformación mecánica del material piezoeléctrico.

Bajo este efecto es posible transformar determinada cantidad de energía eléctrica en un movimiento de tipo mecánico. Movimiento cuyo detalle se ahondará en los próximos capítulos.

### 2.1.1. Planteamiento termodinámico

Con ayuda de la primera ley de la termodinámica se puede obtener una aproximación sobre las variables intensivas y extensivas del sistema a estudiar, a primera instancia se tiene:

$$dU = dW + dQ = dW_{mec} + dW_{elec} + dQ \quad (2.1)$$

La ecuación 2.1 indica que un cambio en la energía interna ( $dU$ ) se encuentra estrictamente ligada al trabajo electro-mecánico ( $dW_{mec}$ ) y ( $dW_{elec}$ ) junto al intercambio de calor ( $dQ$ ), sin embargo para aplicaciones prácticas con materiales piezoeléctricos se utiliza el potencial termodinámico de energía libre de Gibbs ( $G$ ):

$$G = U - E_m D_m - T_{ij} S_{ij} - \nu s \quad (2.2)$$

Mediante las variables de estado es posible describir la energía de los campos físicos relacionados con el sistema, puesto que la energía mecánica de la ecuación 2.1 esta definida por componentes de un tensor de rango 2 determinado por el estrés mecánico ( $S_{ij}$ ) y una tensión mecánica ( $T_{ij}$ ). Por otro lado la energía eléctrica se describe mediante un campo eléctrico de intensidad  $E_m$  con densidad de flujo eléctrico  $D_m$ . Finalmente la energía térmica se relaciona con cantidades escalares  $\nu$  y  $ds$  que indican la temperatura y el cambio de entropía respectivamente. De modo que asumiendo pequeños cambios y la superposición de variables de estado es posible reescribir la ec. 2.1:

$$dU = E_m dD_m + T_{ij} dS_{ij} + \nu ds \quad (2.3)$$

Al minimizar el potencial termodinámico de energía libre de Gibbs podemos

calcular las variables de estado extensivas, es decir:

$$dG \equiv 0 = -D_m dE_m - S_{ij} T_{ij} - s d\nu \quad (2.4)$$

Derivando la ec. 2.4 con respecto a  $E_m$  y tomando en cuenta los términos constantes se obtienen las variables de estado extensivas:

$$D_m = -\left. \frac{\partial G}{\partial E_m} \right|_{T,\nu}, \quad S_{ij} = -\left. \frac{\partial G}{\partial T_{ij}} \right|_{E,\nu}, \quad s = -\left. \frac{\partial G}{\partial \nu} \right|_{T,E} \quad (2.5)$$

Con ayuda de los términos en 2.5 se obtienen las ecuaciones de estado para las variables extensivas  $D_m, S_{ij}$ , y  $s$ :

$$\begin{aligned} dD_m &= \left. \frac{\partial D_m}{\partial E_n} \right|_{T,\nu} dE_n + \left. \frac{\partial D_m}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\nu} dT_{kl} + \left. \frac{\partial D_m}{\partial \nu} \right|_{E,T} d\nu \\ &= \varepsilon_{mn}^{T,\nu} dE_n + d_{mkl}^{E,\nu} dT_{kl} + \rho_m^{E,T} d\nu \end{aligned} \quad (2.6)$$

En este caso el primer término en la ec. 2.6 hace referencia a la ley de materiales dieléctricos, mientras que el segundo término hace referencia al **efecto piezoeléctrico directo**. Finalmente, un fenómeno que debe ser mencionado es la piroelectricidad, dicho fenómeno se obtiene al cambiar la densidad de flujo eléctrico con respecto a un cambio en la temperatura.

Utilizamos la convención de suma de Einstein a fin de obtener una ecuación en notación tensorial compacta, tal como se muestra en el segundo renglón de la ecuación 2.6, en donde se denota a la permitividad eléctrica ( $\varepsilon_{mn}^{T,\nu}$ ) como un tensor de rango 2, mientras que la constante de tensión piezoeléctrica o coeficiente piezoeléctrico ( $d_{mkl}^{E,\nu}$ ) se denota como un tensor de rango 3, en cambio el coeficiente piroeléctrico ( $\rho_m^{E,T}$ ) se describe como un vector.

Por otro lado la ecuación que involucra al **efecto piezoeléctrico inverso** com-



pete a la derivada del estrés mecánico:

$$\begin{aligned} dS_{ij} &= \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial E_n} \right|_{T,\nu} dE_n + \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\nu} dT_{kl} + \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial \nu} \right|_{E,T} d\nu \\ &= d_{ij}^{T,\nu} dE_n + s_{ijkl}^{E,\nu} dT_{kl} + \alpha_{ij}^{E,T} d\nu \end{aligned} \quad (2.7)$$

Observe que la ec. 2.7 consta de 3 términos, en cuyo caso refieren al **efecto piezoeléctrico inverso**, la ley de Hooke y a una expansión térmica respectivamente. Una última ecuación extensiva (ec. A.1) puede apreciarse junto al cuadro A.2 que describe la notación empleada en el planteamiento termodinámico.

Las ecuaciones 2.6 y 2.7 indican la relación entre las cantidades eléctricas y mecánicas en un material piezoeléctrico. Cabe destacar que cada una de las derivadas parciales en 2.6 y 2.7 caracterizan un mecanismo de acoplamiento lineal en específico. En cuanto al fenómeno piezoeléctrico las ecuaciones antes mencionadas son suficientes para el desarrollo de este trabajo, sin embargo se puede encontrar mayor información en [17, 18, 19].

### 2.1.2. Cerámicas piezoeléctricas

Existe una gran cantidad de materiales piezoeléctricos tales como el cuarzo, el topacio, o el tartrato mixto de potasio y sodio (sal de la rochelle) así como cerámicas ferroeléctricas tales como el circonato-titanato de plomo (**PZT**). La figura 2.2 muestra cerámicas tipo PZT de distintas formas y tamaños, este material permite convertir energía eléctrica en energía mecánica tal como se mencionó en el planteamiento termodinámico mediante el efecto piezoeléctrico. La cerámica PZT es particularmente útil ya que permite generar un movimiento mecánico de escala nanométrica. Debido a la naturaleza del efecto piezoeléctrico la deformación mecánica ocurre de una manera continua y está limitada por la precisión de la fuente de voltaje que controle el movimiento [15].

De acuerdo con [15] la respuesta mecánica de una cerámica PZT con respecto a un voltaje aplicado obedece a la ecuación:

$$\Delta L = \alpha \Delta V \quad (2.8)$$

En donde  $\Delta L$  representa la expansión del material en una dirección, mientras que  $\Delta V$  es el cambio en el potencial eléctrico aplicado y  $\alpha$  representa a un término constante que depende de la geometría del elemento y el alineamiento entre el campo aplicado y la polarización del elemento. De lo anterior que la aceleración esté dada por:

$$a_p = \frac{d^2 \Delta L}{dt^2} = \alpha \frac{d^2 V}{dt^2} \quad (2.9)$$

En contraste con el planteamiento termodinámico, la ecuación 2.8 es una expresión de primer orden pero es suficiente para determinar la aceleración del elemento piezoeléctrico con respecto a un cambio en el voltaje. A nivel experimental es suficiente estimar una regresión lineal relacionada a la ec. 2.8 con el fin de estimar la expansión del material piezoeléctrico.

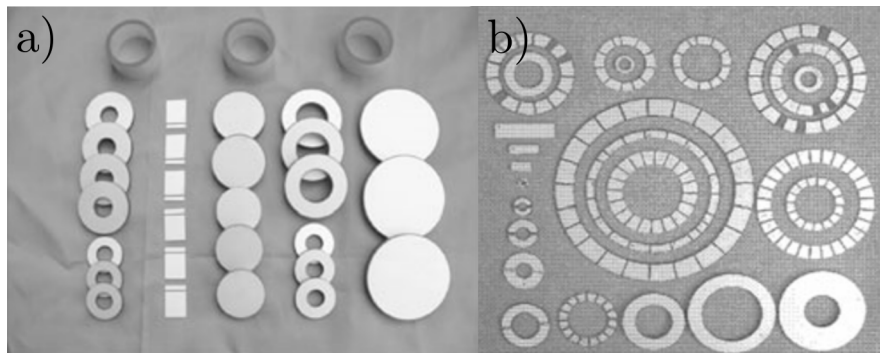


Figura 2.2: Componentes de cerámica piezoeléctrica PZT. a) Xinchang Silver River Electronic Co. Ltd in China. b) Componentes PZT utilizados en motores ultrasónicos desarrollados por PDLab. Imagen extraída de Ultrasonic Motors, Technologies and Applications. [20, pg. 40].

Existen distintas compañías que fabrican materiales piezoeléctricos basados en la estructura del PZT. La composición química del PZT es un factor clave al momento de fabricar cerámicas piezoeléctricas y cada combinación de elementos en específico obtiene un nombre propio, asimismo cada fabricante adjudica un nombre comercial a cada uno de sus productos. En consecuencia a la diversa cantidad de nombres registrados, existe una clasificación de cerámicas piezoeléctricas compuestas de material PZT. A grandes rasgos el material PZT se divide en dos grupos [21]:

- Piezoeléctricos duros

- Piezoeléctricos suaves

A su vez, estos dos grupos engloban otras 5 categorías denominadas de: tipo I, tipo II, tipo III, tipo V y tipo VI. En cuanto a los piezoeléctricos duros es suficiente decir que su característica principal es soportar grandes rangos de excitación eléctrica y mecánica. Por otra parte los piezoeléctricos suaves poseen una mayor sensibilidad y permeabilidad a costa de un alto factor de pérdida dieléctrica. Mayores clasificaciones y especificaciones pueden ser encontradas en los estándares del departamento de defensa (DOD por sus siglas en inglés) de los Estados Unidos de América, en específico en la norma DOD-1376 estándar [22].

El coeficiente de tensión piezoeléctrico ( $d_{ij}$ ) es un parámetro indispensable al momento de diseñar motores piezoeléctricos con resolución nanométrica, puesto que la fuerza ejercida por un elemento piezoeléctrico de efecto cizalla (shear effect) depende estrictamente de dicho coeficiente y de la carga eléctrica:

$$F_i = \frac{Q_i}{2d_{ij}n} \quad (2.10)$$

La ecuación 2.10 indica la fuerza producida por un elemento piezoeléctrico cuyos parámetros dependen de la carga ( $Q_i$ ), el coeficiente piezoeléctrico ( $d_{ij}$ ) y la cantidad de elementos piezoeléctricos conectados en serie ( $n$ ). En este punto es conveniente recordar la convención estándar de la IEEE sobre cristales piezoeléctricos [23], dicha convención establece el nombramiento de los ejes X, Y, Z y les asigna los valores 1,2 y 3 respectivamente. Al trabajar con materiales piezoeléctricos se utilizan los distintos coeficientes mencionados en la ecuación 2.6. En particular el coeficiente piezoeléctrico ( $d_{ij}$ ) es una constante que indica la intensidad de la polarización en una dirección determinada. La convención utiliza los ejes X, Y y Z como base para identificar coeficientes piezoeléctricos, elásticos y dieléctricos, además determina la dirección Z como la dirección de polarización, por otra parte los números 4,5 y 6 indican el estrés de cizalla mecánica, y establece que el estrés de tipo cizalla actúa de forma tangencial al área que define al sistema coordenado, una referencia más profunda sobre la convención de índices puede hallarse en [21].

A modo de esclarecer el párrafo anterior es necesario relacionar el coeficiente pie-

Material	Orientación	Constante piezoeléctrica [pC/N]			Temperatura (°C)
		$d_{15}$	$d_{31}$	$d_{33}$	
PZN(93%)PT(7%)	<001>	176	-1204	2455	-
PZN(92%)PT(8%)	<001>	159	-1455	2890	-
PZN(95.5%)PT(5.5%)	<001>	140	-970	2000	-
PMN(67%)PT(33%)	<001>	-	-	2200	166
PMN(70%)PT(30%)	<001>	-	-900	2200-2500	130-140
PMN(70%)PT(30%)	<001>	-	-1015	2280	140-150
PMN(70%)PT(30%)	<011>	-	-	900-1600	140
PMN(68%)PT(31%)	<011>	-	-(1600-2000)	-	140-145
Material	Orientación	Constante piezoeléctrica [pm/V]			Temperatura (°C)
		$d_{15}$	$d_{31}$	$d_{33}$	
PZT-8		330	-97	225	300
PZT-5H*		741	-274	593	193
PZT-5A*		-	-190	390	-
PZT-4		495	-122	285	325
PZT		-	-	60-100	-
ZnO		-	-	7.2	-
AlN		-	-	3.9	-

Cuadro 2.1: Constante piezoeléctrica ( $d_{ij}$ ) para distintas combinaciones de cerámicas a base de circonato-titanato de plomo y similares. El cuadro extrae una variedad de datos obtenidos de [21, 24, 25, 26]. La cerámica piezoeléctrica señalada con (\*) indica el tipo de material utilizado en [15, 27]

zoeléctrico ( $d_{ij}$ ) con la dirección del campo eléctrico aplicado y el estrés mecánico junto con la dirección perpendicular entre ambas cantidades. Debido al número de cantidades a relacionar es necesario colocar dos subíndices al coeficiente piezoeléctrico, en este caso cada subíndice hace referencia a una cantidad en específico.

En el caso del coeficiente piezoeléctrico el primer subíndice señala la dirección de la cantidad eléctrica considerada (campo eléctrico), a su vez, el segundo subíndice señala la dirección de la cantidad mecánica considerada (estrés o tensión mecánica). Algunos autores manejan un superíndice sobre el coeficiente piezoeléctrico, esto con el fin de indicar una cantidad que permanece constante.

El cuadro 2.1 indica el coeficiente piezoeléctrico para distintos materiales cerámicos, mientras que el cuadro 2.2 señala distintos fabricantes de cerámicas piezoeléctricas junto a su coeficiente piezoeléctrico. Finalmente una inspección de los datos reportados en los cuadros 2.1 y 2.2 indica que los rangos del coeficiente piezoeléctrico para cerámicas duras ronda entre 190-400  $pC/N$  y 300-750  $pC/N$  para cerámicas suaves.

2.1. EFECTO PIEZOELÉCTRICO

Constante piezoeléctrica comercial para "piezoeléctricos suaves"			Constante piezoeléctrica comercial para "piezoeléctricos duros"		
Compañía	Material	$d_{33}$ [pC/N]	Compañía	Material	$d_{33}$ [pC/N]
	Titanato Zirconato de Plomo			Titanato Zirconato de Plomo	
Ferroperm	Pz21	540	Ferroperm	Pz24	190
	Pz23	330		Pz26	330
	Pz27	425		Pz28	320
	Pz29	575			
Morgan Matroc Limited	PZT-5A	374	Morgan Matroc Limited	PZT-4D	315
	PZT-5J	500		PZT-8	225
	PZT-5H	593		PZT-8S	
	PZT-5R	450			
Ceramtech	Sonox P5	450	Ceramtech	Sonox P4	310
	Sonox P502	440		Sonox P8	240
	Sonox P51	640		Sonox P88	325
	Sonox P53	680			
Philips Component	PXE 5	500	Philips Component	PXE41	325
	PXE 52	700		PXE42	315
	PXE 59	460		PXE43	230
	PXE 21	450			

Cuadro 2.2: Recopilación de distintas constantes piezoeléctricas comerciales junto a su respectivo fabricante [21, 24, 25, 26, 28, 29]. Del lado izquierdo se enuncian las constantes piezoeléctricas para cerámicas suaves, mientras que el lado derecho indica constantes para cerámicas duras.

### 2.1.3. Acoplamiento electromecánico

Mostraremos ahora la expresión del trabajo eléctrico en un cristal piezoeléctrico al modelar el campo eléctrico como un campo constante ( $\mathbf{E}$ ) por la siguiente ecuación:

$$E = \frac{U}{d}$$

En donde  $E$  representa la intensidad de campo eléctrico;  $U^1$  indica el potencial eléctrico (Voltaje) y  $d$  la separación entre los electrodos (distancia). Con el fin de simplificar al máximo el fenómeno de la piezoelectricidad es razonable suponer un campo eléctrico constante generado por un par de placas paralelas conductoras (cargadas), de tal forma que la naturaleza geométrica del sistema asemeje a un capacitor. Por definición el campo eléctrico es la fuerza ejercida por unidad de carga, así que al multiplicar el campo eléctrico por la distancia de separación entre los electrodos se obtiene el trabajo por unidad de carga, es decir:

$$Ed = \frac{Fd}{q} = \frac{W}{q} = \Delta U \quad (2.11)$$

<sup>1</sup>Las unidades del potencial eléctrico son:  $\frac{N \cdot m}{C} = \frac{Joule}{C} = Volts$

De suponer un sistema piezoeléctrico modelado como un capacitor ideal se tiene que el trabajo eléctrico ( $W^{elec}$ ) almacenado por el sistema es:

$$\begin{aligned} W^{elec} &= \int_0^Q V(q) dq = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} VQ = \frac{1}{2} CV^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{A}{d} \epsilon_{33} (E_3 d)^2 = \frac{1}{2} \epsilon_{33} A d E_3^2 = \frac{1}{2} A d D_3 E_3 \end{aligned}$$

En la ecuación anterior se integra el potencial eléctrico en función de la carga eléctrica ( $Q$ ) y se considera a  $C$  como la capacitancia ideal de un sistema de placas paralelas. Recordando que  $C = \epsilon \frac{A}{d}$  y tomando la definición de potencial eléctrico descrito en la ecuación 2.11 es posible evaluar la expresión del trabajo eléctrico en términos del volumen ( $A \cdot d$ ) y del campo eléctrico. Observe que  $A$  denota la sección transversal del sistema, mientras que  $d$  indica la separación de los electrodos, en última instancia el segundo renglón de la ecuación anterior expresa al trabajo en términos de la densidad de flujo eléctrico ( $D = \epsilon_{33} E_3$ ).

Finalmente, si se desea expresar el trabajo eléctrico por unidad de volumen se tiene:

$$\frac{W^{elec}}{V} = \frac{1}{2} D_3 E_3 = \frac{\epsilon_{33}^T E_3^2}{2} \quad (2.12)$$

Con ayuda de la ecuación 2.12 se obtienen los términos descritos en [11] (páginas 57-63) y representan las expresiones fundamentales para cuantificar el acoplamiento electromecánico en un piezoeléctrico de geometría cilíndrica.

Finalmente es necesario considerar el estudio de un ciclo termodinámico que conste de 3 estados subsecuentes A, B y C (figuras 2.3, 2.4, 2.5). Dicho sistema termodinámico es de utilidad para obtener una segunda expresión que describa el trabajo eléctrico ejercido por un material piezoeléctrico, para ello es necesario establecer un cambio de estado que conste de 3 pasos, desde un estado inicial A-B que continúe en el estado B-C y finalice en el estado C-A.

Observe que en un estado inicial **A** el material piezoeléctrico no posee una carga eléctrica, al mismo tiempo no existe ningún tipo de estrés mecánico, de manera puntual el sistema se encuentra en reposo con parámetros  $S_3 = T_3 = D_3 = E_3 = 0$ .

- Proceso 1: La interpretación física en la diferencia de un estado inicial **A** y un estado **B** repercute en un incremento en la densidad de flujo eléctrico a medida que el ciclo termodinámico se acerca a la intensidad máxima del campo eléctrico. Este hecho puede apreciarse en la figura 2.3 e indica una primera diferencia en el estado termodinámico del sistema piezoeléctrico.

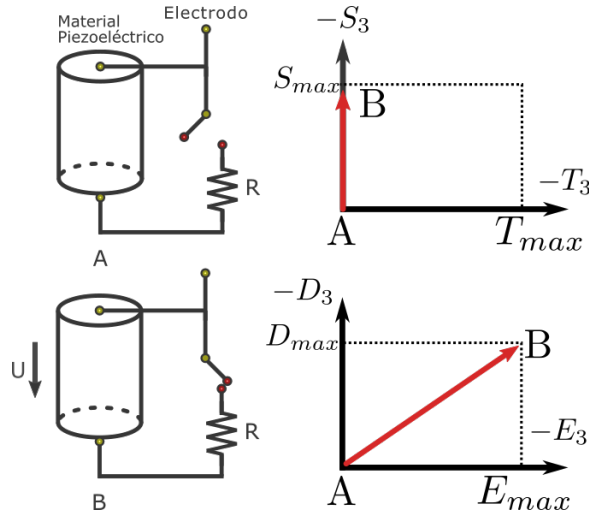


Figura 2.3: Representación de un sistema termodinámico para un material piezoeléctrico en un diagrama de estrés mecánico  $T_k$  vs  $S_i$  (Arriba) y un diagrama de campo eléctrico  $E_n$  vs  $D_m$  (abajo). Nótese que  $T_k$  y  $S_i$  indican la tensión y la deformación mecánica respectivamente. Asimismo  $E_n$  y  $D_m$  denotan el campo eléctrico y el campo de desplazamiento eléctrico (densidad de flujo eléctrico) respectivamente. Adaptación de imagen obtenida de [11].

Esta etapa del proceso se caracteriza por la ausencia de carga mecánica ( $T_3 = 0$ ) al tiempo que se aplica un voltaje eléctrico  $\mathbf{U}$  que genera un campo eléctrico de intensidad  $E_3$ . Inherente al cambio de estado termodinámico se obtiene un campo eléctrico producto del acoplamiento piezoeléctrico, el cual es responsable de una deformación mecánica en la geometría del cilindro. Finalmente, en el estado **B** del ciclo termodinámico, el voltaje alcanza un valor máximo  $U_{max}$ . Específicamente se obtienen los valores:

$$\begin{aligned} S_3 &= S_{max} = d_{33}E_{max}; & T_3 &= 0 \\ D_3 &= D_{max} = \varepsilon_{33}E_{max}; & E_3 &= E_{max} \end{aligned}$$

- Proceso 2: Consideremos ahora el cambio de estado de **B** a **C** mostrado en la figura 2.4. En dicho estado el material piezoeléctrico se encuentra en un circuito eléctrico cerrado, cuya característica radica en una disminución del campo

eléctrico, en otras palabras, el cilindro piezoeléctrico se encuentra cargado eléctricamente y conectado en serie con una resistencia  $\mathbf{R}$ . Con el objetivo de describir una disminución cuasi-estática en las variables termodinámicas es necesario ignorar el cambio en el grosor del cilindro e imponer una deformación mecánica ( $S_3$ ) que mantenga un valor constante a lo largo del proceso 2.

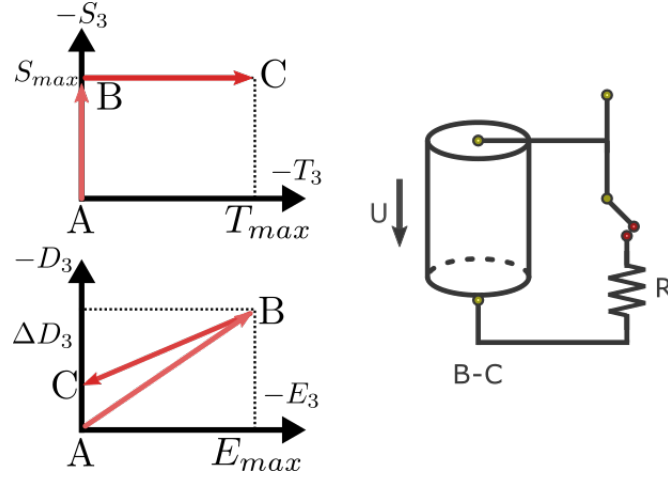


Figura 2.4: Proceso termodinámico llevado desde el punto B al punto C. En esta parte del proceso se recalca un circuito eléctrico cerrado junto a la evolución de sus variables termodinámicas.

Por otro lado la polarización eléctrica generada por el voltaje aplicado genera un cambio en el estrés mecánico  $T_3$ . En consecuencia las variables de estado en  $\mathbf{C}$  están dadas por:

$$\begin{aligned} S_3 = S_{max} &= d_{33}E_{max}; & T_3 = T_{max} &= \frac{d_{33}E_{max}}{s_{33}^E} \\ D_3 = D_{max} &= d_{33}T_{max}; & E_3 &= 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

De esta forma, en el estado  $\mathbf{C}$ , la energía eléctrica por unidad de volumen liberada por la resistencia esta dada por la ec. 2.14:

$$\begin{aligned} W_{BC}^{elec} &= \frac{E_3 D_3}{2} = \frac{E_{max} \Delta D_3}{2} = \frac{1}{2} E_{max}^2 \left[ \varepsilon_{33}^T - \frac{d_{33}^2}{s_{33}^E} \right] \\ \Delta D_3 &= E_{max} \left[ \varepsilon_{33}^T - \frac{d_{33}^2}{s_{33}^E} \right] \end{aligned} \quad (2.14)$$

Asimismo la segunda parte del proceso termodinámico implica la existencia del estrés mecánico junto a una densidad de flujo eléctrico distinta de cero ( $D_3 \neq 0$ ). Retomando el resultado obtenido en la ecuación 2.12 es posible cuantificar



la energía almacenada en forma de trabajo ( $W_{BC}^{elec}$ ) con sus respectivos valores en términos del cambio en la densidad de flujo eléctrico ( $\Delta D_3$ ), en donde  $\Delta D_3$  está definido por la constante de tensión piezoeléctrica ( $d_{33}$ ) y la constante elástica de Hooke ( $s_{33}$ ) durante el cambio de estado en el ciclo termodinámico<sup>2</sup>.

- Proceso 3: Finalmente el ciclo termodinámico regresa al punto inicial **A**. Esta etapa del proceso elimina todas las restricciones en el sistema y descarga el cilindro piezoeléctrico de tal forma que las variables de estado se describen como:  $S_3 = T_3 = D_3 = E_3 = 0$ , es decir, los valores de las variables termodinámicas regresan a su estado original tal como se muestra en la figura 2.5.

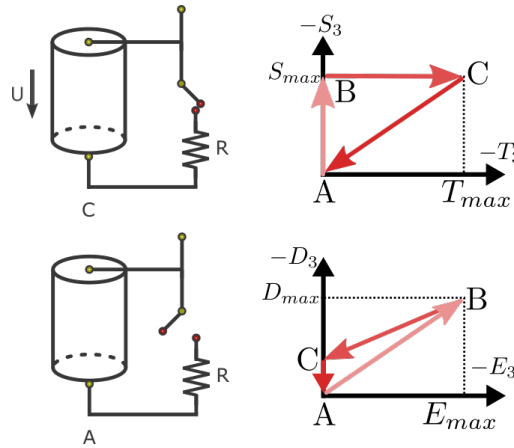


Figura 2.5: Factor de acoplamiento electromecánico dentro de un material piezoeléctrico cilíndrico; el diagrama muestra 3 estados: A,B y C. La figura ejemplifica el ciclo de conversión de energía con el fin de describir las variables de estado  $S_3, T_3, D_3$  y  $E_3$ . Adaptación de imagen obtenida de [11].

En este último paso del ciclo termodinámico la energía mecánica por unidad de volumen liberada en el cilindro se describe como:

$$W_{CA}^{mec} = \frac{S_3 T_3}{2} = \frac{d_{33}^2 E_{max}^2}{2s_{33}^E} \quad (2.15)$$

Del ciclo termodinámico antes mencionado se destaca la conservación de energía a través de los puntos recorridos, ya que el cilindro piezoeléctrico es cargado del estado **A** al estado **B** con  $W_{AB}^{elec}$  y libera una energía  $W_{BC}^{elec}$  del estado **B** al **C** de tal forma que la resta de ambos estados (ec. 2.16) debe corresponder a la energía mecánica liberada directamente del estado **C** al estado **A**.

<sup>2</sup>La nomenclatura se especifica en el apéndice A.1, cuadro A.2

$$W_{AB}^{elec} - W_{BC}^{elec} = \frac{E_{max}^2}{2} (\varepsilon_{33}^T - \varepsilon_{33}^S) \quad (2.16)$$

$$k_{33}^2 = \frac{W_{CA}^{mec}}{W_{AB}^{elec}} = \frac{d_{33}^2}{\varepsilon_{33}^T s_{33}^E} \quad (2.17)$$

Una observación más profunda de la ec. 2.16 indica que el factor de acoplamiento electromecánico (ec. 2.17) es idéntico en ambas direcciones de conversión de energía, es decir, en términos de eficiencia energética no importa si la energía mecánica es convertida en energía eléctrica o viceversa; no obstante la eficiencia energética depende de otros factores como las condiciones de polarización, tasa de tensión/deformación mecánica, temperatura, y presión hidrostática [30, 31, 32].

#### 2.1.4. Modelado eléctrico de cerámicas piezoeléctricas

En la sección 2.1.2 se introdujeron ejemplos de distintas cerámicas piezoeléctricas representativas en el ámbito industrial, en su mayoría el material reportado en dicha sección es fabricado a base de circonato-titanato de plomo (PZT). Además de la existencia del material PZT, existen materiales piezoeléctricos naturales como el cuarzo o materiales cuya composición es distinta al PZT, tales como el titanato de bario (PbTiO<sub>3</sub>-PMN/PT).

Con el fin de caracterizar un desplazamiento nanométrico es importante modelar el comportamiento de motores piezoeléctricos que dependen del tipo de cerámicas ya mencionadas en términos de un circuito electrónico equivalente. Un modelo electrónico ofrece un análisis sobre el desempeño del motor piezoeléctrico bajo distintos parámetros de operación, esto es, bajo la respuesta natural del cristal piezoeléctrico ante una diferencia de potencial y su comportamiento en una amplia gama de frecuencias. Existen distintas aproximaciones sobre el comportamiento de cerámicas piezoeléctricas entre las que se destacan los modelos de Van Dyke, modelo de Sherrit y el modelo de Guan [33, 20, 34, 35, 36]. En este trabajo considero un circuito RLC en serie con el fin de obtener una versión simplificada al modelo propuesto por Van Dyke [37]. Este modelo permite describir el comportamiento del sistema cerca de la frecuencia de resonancia y usualmente es utilizado para modelar resonancias

electromecánicas características en los cristales piezoeléctricos.

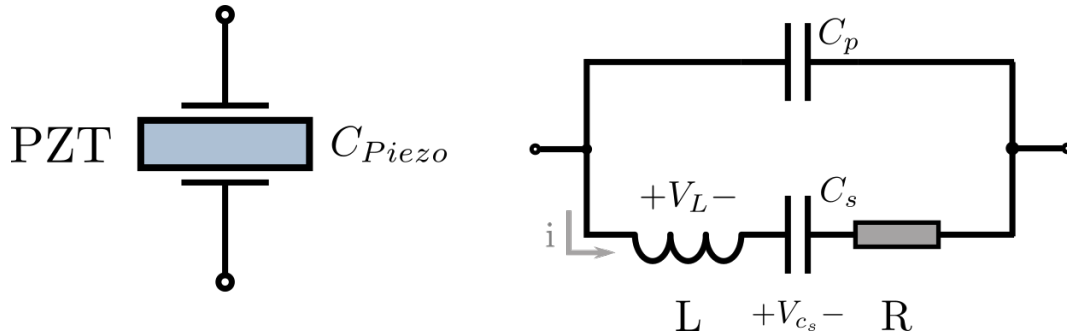


Figura 2.6: Circuito equivalente de un cristal piezoeléctrico, los elementos  $L, C_s$  y  $R$  reflejan la masa, rigidez elástica y resonancia mecánica transformada en una magnitud eléctrica por el efecto piezoeléctrico.  $C_p$  representa la capacitancia en ausencia de una deformación mecánica a la frecuencia de resonancia [20].

La figura 2.6 ejemplifica el modelo propuesto en [37] que caracteriza el comportamiento de un cristal piezoeléctrico. Por cuestión de simplicidad el modelo aquí presentado ignorará los efectos de la capacitancia producida por  $C_p$ . A modo de poder modelar el comportamiento del cristal piezoeléctrico como lo indica la figura 2.7.

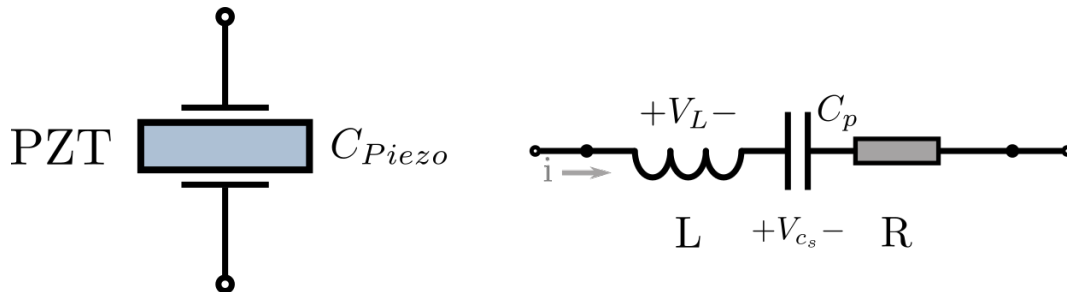


Figura 2.7: Circuito RLC equivalente (en serie) tomado en cuenta para el modelado electrónico de un sistema piezoeléctrico a lo largo de esta tesis. La implementación del circuito hace referencia al modelo de Mason, dicho modelo indica las equivalencias eléctricas entre las ecuaciones diferenciales de movimiento, incluyendo el efecto piezoeléctrico y las ecuaciones eléctricas.

La figura 2.7 ilustra un circuito RLC conectado en serie sin fuentes de voltaje/corriente; con este diagrama es posible determinar la respuesta natural de un circuito compuesto por una resistencia (ideal), un inductor y un capacitor (ideal) conectados en serie. En este caso la resistencia ( $R$ ) representa las pérdidas ohmicas en el sistema, mientras que el inductor ( $L$ ) refiere a las pérdidas en el núcleo ferromagnético del material, es decir, este modelo describe un dispositivo que disipa energía conforme transcurre el tiempo. Para comenzar el análisis del circuito es necesario plantear una

ecuación diferencial fundamental a través de las leyes de Kirchhoff, esto es:

$$i = C \frac{dV_{out}}{dt} \quad (2.18)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{c} \int_{t_0}^t i dt' - V_c(t_0) = 0 \quad (2.19)$$

$$RC \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{c} \int_{t_0}^t C \frac{dV}{dt} - V_c(t_0) = 0 \quad (2.20)$$

Para el caso en que la fuente de voltaje permanece constante y al derivar la ecuación 2.20 se obtiene una ecuación diferencial de segundo orden cuya solución se encuentra sujeta a las condiciones iniciales del sistema:

$$LC \frac{d^2i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + V = 0 \quad (2.21)$$

$$i(0^+) = I_0; v(0^+) = V_0 \quad (2.22)$$

La solución a la ecuación 2.21 puede obtenerse asumiendo que la respuesta está dada en términos de una ecuación exponencial, es decir:

$$v(t) = Ae^{st}; \quad A, s \in \mathbb{C}$$

De esta forma al derivar la solución se obtienen las expresiones necesarias para evaluar la ecuación diferencial presentada en 2.21:

$$\frac{dv}{dt} = Ase^{st}; \quad \frac{d^2v}{dt^2} = As^2e^{st}$$

Así que la ecuación diferencial 2.21 se reescribe como:

$$Ae^{st} [LCs^2 + RCs + 1] = 0 \quad (2.23)$$

De la ecuación 2.23 es evidente que la solución no trivial a la ecuación 2.21 esta dada por:

$$LCs^2 + RCs + 1 = 0 \quad (2.24)$$

Esta última ecuación es conocida como la ecuación característica del sistema, dado que la ecuación 2.24 es un polinomio de segundo orden, existen dos soluciones  $s_1$  y  $s_2$  caracterizadas por la siguiente expresión:

$$s_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{R^2C^2 - 4LC}}{2LC} = \frac{-R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (2.25)$$

Con el fin de mostrar la forma general de la respuesta natural del circuito RLC que resuelve la ecuación diferencial ordinaria en 2.21 basta con sustituir las soluciones en 2.21 con una  $s_i$  válida que satisfaga la ecuación 2.25, supongamos:

$$V_1 = A_1 e^{s_1 t}; \quad V_2 = A_2 e^{s_2 t} \quad (2.26)$$

De tal forma que la respuesta natural del circuito RLC esta dada por:

$$V(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (2.27)$$

Continuando con el procedimiento teórico,  $A_1$  y  $A_2$  son dos constantes arbitrarias que deben ser seleccionadas para satisfacer las condiciones iniciales especificadas en el sistema piezoeléctrico. Llegados a este punto, es conveniente redefinir las variables en  $s_1$  y  $s_2$  a fin de simplificar el análisis aquí expuesto, para ello denominaremos el término  $\frac{1}{\sqrt{LC}}$  como la frecuencia de resonancia y le asignaremos el carácter  $\omega_0$ . Por otro lado el parámetro  $\frac{1}{2RC}$  será llamado coeficiente de amortiguamiento exponencial y será representado por el símbolo  $\alpha$ .

Las constantes  $s_1$  y  $s_2$  pueden ser números reales o números conjugados complejos, dependiendo de los valores de R, L y C en el circuito. Fundamentalmente deben destacarse 3 casos al momento de seleccionar un valor de  $s_i$  adecuado, dado que la relación entre  $\alpha$  y  $\omega$  determinan el comportamiento del circuito RLC es posible registrar un comportamiento sobreamortiguado ( $\alpha > \omega$ ), subamortiguado ( $\alpha < \omega$ ) o críticamente amortiguado ( $\alpha = \omega$ ).

Finalmente, debe encontrarse el valor numérico de las constantes  $A_1$  y  $A_2$ , para ello basta con analizar el circuito en el tiempo  $t = 0$ , véase que  $A_1$  corresponde en el

voltaje registrado por el capacitor al tiempo cero, mientras que  $A_2$  puede obtenerse evaluando la derivada de  $v(t)$  en el tiempo cero, esto es:

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_c(t)}{dt} \right|_{t=0} &= A_1 s_1 e^{s_1 t} + A_2 s_2 e^{s_2 t} = A_1 s_1 + A_2 s_2 = 0 \\ \therefore A_2 &= -\frac{A_1 s_1}{s_2} \end{aligned}$$

## 2.2. Motor piezoeléctrico

Un motor piezoeléctrico es un dispositivo que convierte energía eléctrica en energía mecánica. Los motores piezoeléctricos realizan movimientos traslacionales o rotacionales. Dependiendo en el tipo de movimiento, los motores son designados como *motores piezoeléctricos lineales* or *motores piezoeléctricos rotacionales*. Los los motores piezoeléctricos también son conocidos como motores piezoeléctricos ultrasónicos, esto debido a que los componentes móviles en este tipo de dispositivos vibran a una frecuencia mayor a la del espectro audible (20 KHz), es decir en el espectro ultrasónico. A diferencia de los motores electromagnéticos es relativamente sencillo construir motores ultrasónicos con medidas inferiores a  $1cm^{-3}$ . Como se enunció en el enfoque termodinámico, el diseño de este tipo de motores en cuanto a eficiencia energética está determinado por el material piezoeléctrico y el diseño mecánico del motor. Experimentalmente estos motores se desempeñan con bajas velocidades de traslación y/o rotación [38, 39].

Existen distintos tipos de motores piezoeléctricos divididos en cuanto al tipo de movimiento que describen, dos grandes categorías son conocidas como motores piezoeléctricos lineales y motores piezoeléctricos rotacionales, dentro de ambas categorías podemos enunciar una gran cantidad de ejemplos para los distintos motores piezoeléctricos. En cuanto a los motores lineales los diseños más populares incluyen motores de paso (stepper), de gusano (inchworm) y de efecto adherible-deslizante (slip-stick). Al mismo tiempo se han diseñado motores piezoeléctricos de tipo rotacionales, estos son: de onda estacionaria, onda viajera, y motores tipo Kappel [38, 39].

Cabe destacar que existe una gran variedad de motores ultrasónicos a nivel artesanal y comercial bajo distintos grupos de investigación, tales como los reportados

en [40, 41, 42], dichos motores ultrasónicos han sido empleados de forma exitosa dentro de microscopios de sonda local.

### 2.2.1. Motor PZT de efecto adherible-deslizante (slip-stick)

El motor de efecto adherible-deslizante aprovecha la inercia de los objetos móviles, está compuesto por una pila de actuadores piezolétricos longitudinales, un eje de movimiento y una parte móvil.

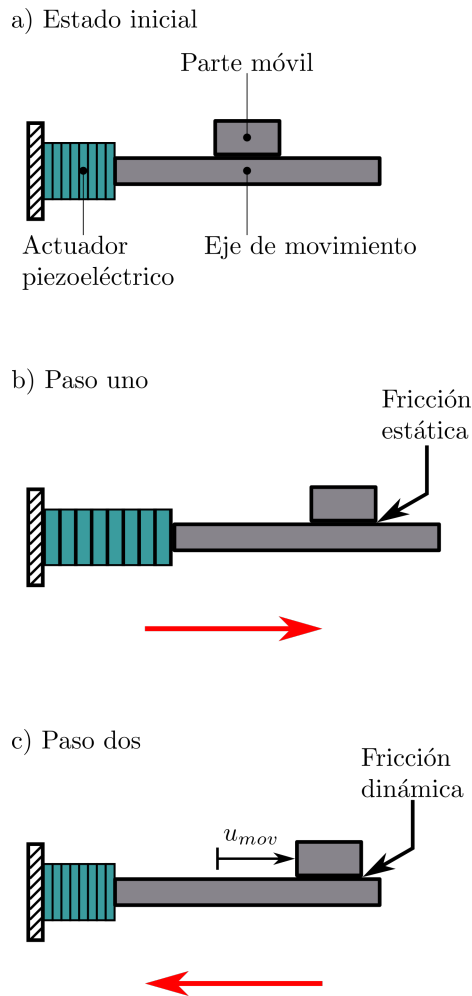


Figura 2.8: a) Modelo de motor PZT de efecto adherible-deslizante en posición inicial, b) primera secuencia de movimiento para desplazamiento de unidad móvil, la flecha roja indica la dirección de contracción/expansión del actuador,  $u_{mov}$  indica el desplazamiento de la unidad móvil.

En la figura 2.8 puede observarse el diagrama de funcionamiento de un motor piezoeléctrico de efecto adherible-deslizante, observe que la pila de actuadores piezoeléctricos ha sido fijada en un extremo mientras que el extremo contrario de la pila se ha unido al eje de movimiento del sistema. El control deslizante del motor

ha sido representado mediante la unidad móvil del piezoeléctrico y se ubica sobre el eje de movimiento del sistema. La secuencia de movimiento consiste de 2 pasos:

- Paso 1: Expansión (a baja velocidad) de la pila piezoeléctrica.
- Paso 2: Contracción (a gran velocidad) de la pila piezoeléctrica.

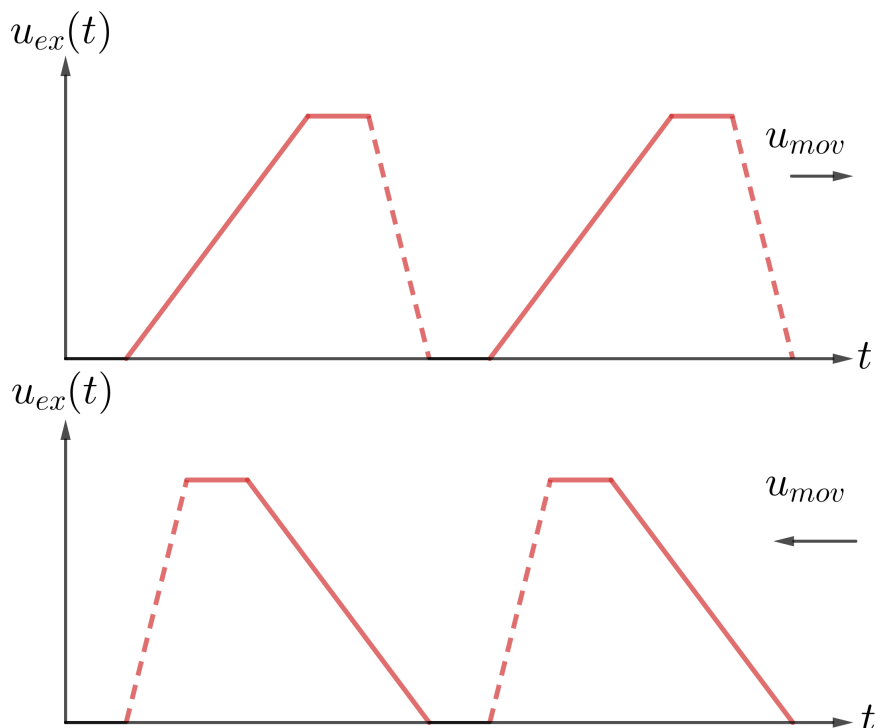


Figura 2.9: Voltaje ( $u_{ex}(t)$ ) de excitación eléctrica para una pila de actuadores piezoeléctricos. El voltaje tipo rampa aplicado en la figura expande lentamente al piezoeléctrico junto con la unidad móvil, un cambio súbito en el voltaje contrae la pila de actuadores piezoeléctricos regresando al sistema a su posición original, como resultado del cambio súbito de voltaje la unidad móvil permanece en la nueva posición sin regresar al punto inicial.

En breve expresaré a detalle el funcionamiento mecánico del motor piezoeléctrico, basta decir que la secuencia de movimiento puede conseguirse mediante la aplicación de un voltaje eléctrico  $U_{ex}(t)$  tal como se muestra en la figura 2.9. Observe que en el paso 1 la fricción estática entre la parte móvil y el sistema permite el desplazamiento de los componentes en general (Fig. 2.8). En el siguiente paso se contrae súbitamente la pila de actuadores piezoeléctricos, en este punto la fuerza inercial actuando sobre el móvil del sistema supera a la fuerza estática de fricción. Como resultado el móvil



altera su posición en  $u_{mov}$ . En caso de invertir el voltaje aplicado como se muestra en la parte inferior de la figura 2.9, se obtiene un desplazamiento de derecha a izquierda.

### 2.2.2. Principio de funcionamiento mecánico

Avanzando en nuestro razonamiento la figura 2.10 indica la deformación producida sobre un elemento piezoeléctrico bajo la influencia de un voltaje aplicado. La ecuación 2.8 indica una relación lineal entre el voltaje aplicado y la deformación final.

La deformación de una cerámica piezoeléctrica puede estimarse con los datos del fabricante o bien mediante el uso adecuado de los coeficientes de tensión; considerando los datos en el cuadro A.2 se obtiene un primer acercamiento a la deformación piezoeléctrica<sup>3</sup>, esto es:

$$\Delta L = d_{15}\Delta V = 730pmV^{-1} * 100V = 73nm \quad (2.28)$$

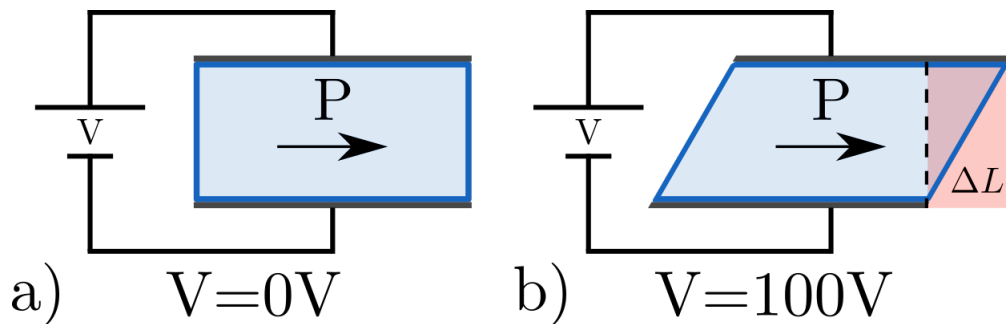


Figura 2.10: Propósito ilustrativo de elemento piezoeléctrico, a) en ausencia de un campo eléctrico aplicado, b) deformación del elemento piezoeléctrico bajo efecto de un campo eléctrico aplicado. (La deformación ha sido exagerada con respecto al tamaño de la muestra). Imagen obtenida de [15, p. 21].

Es posible generar una deformación periódica mediante la aplicación de una forma de onda a través del elemento piezoeléctrico tal como se muestra en la figura 2.9. De acuerdo con [15] los materiales piezoeléctricos utilizados en microscopios de sonda local pueden funcionar de forma segura con frecuencias alrededor de 100KHz

<sup>3</sup>Todas las cerámicas piezoeléctricas poseen un coeficiente de tensión ( $d_{15}$ ) particular, en la ecuación 2.28 se considera el coeficiente de tensión de la cerámica EBL3 a temperatura ambiente; en comparación con [15] el voltaje óptimo para generar un desplazamiento de 73nm es de 100V.

y voltajes en el rango de 300V a 400V<sup>4</sup>.

Un motor piezoeléctrico consiste de 3 partes importantes: una base (estática), elementos piezoeléctricos, y una masa móvil.

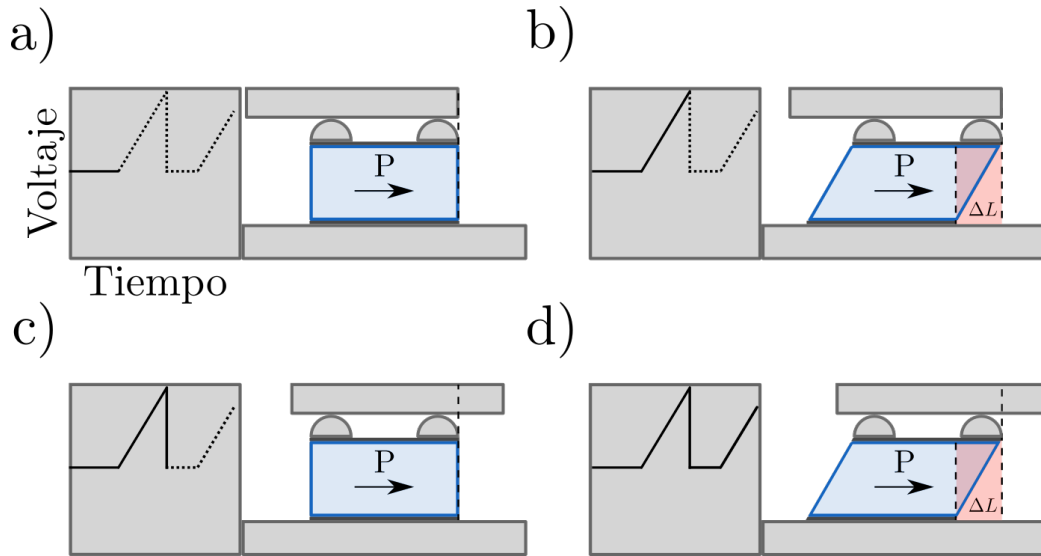


Figura 2.11: Esquema de operación de un motor piezoeléctrico de efecto adherible-deslizante. a) En ausencia de voltaje aplicado la masa móvil y el elemento piezoeléctrico se encuentran estáticos. b) Se aplica lentamente un voltaje tipo rampa sobre el piezoeléctrico de tal forma que la masa móvil y el piezoeléctrico sean desplazados. c) El voltaje disminuye súbitamente dando como resultado que el elemento piezoeléctrico regrese a su posición original al mismo tiempo que la masa móvil se desliza sobre el piezoeléctrico. Finalmente la masa móvil adquiere una nueva posición distinta a la inicial. Para este punto el ciclo ha sido concluido y puede ser repetido como se muestra en d). Imagen obtenida de [15, p. 23].

En la figura 2.11 podemos apreciar el principio de operación de un motor ultrasónico. El objetivo del motor es mover una masa móvil con ayuda de una base estacionaria; para lograr dicho efecto es necesario la implementación de un ciclo que conste de 3 pasos. A condición de generar un movimiento deslizante es necesario comenzar en una posición  $u_0$  en donde la masa móvil, el piezoeléctrico y la base se encuentren estáticos, tal como se representa en la figura 2.11 a). El segundo paso para la operación de este tipo de motores consta de la aplicación de un voltaje al elemento piezoeléctrico cuya forma de onda asemeje una onda tipo rampa junto con un voltaje que aumente gradualmente con el tiempo acorde con lo mostrado en 2.11

<sup>4</sup>Con un transistor bipolar en modo amplificador es posible generar dichos voltajes, el transistor modelo STU13005N es muy recomendado en estos escenarios, experimentalmente los voltajes generados en el desarrollo de esta tesis son menores a 23V, la sección 2.2.3 y 3.1 describe el funcionamiento electrónico que genera dichos voltajes.

b). Para ilustrar mejor el siguiente paso es necesario observar la figura 2.11 b) en donde el elemento piezoeléctrico se expande en una cantidad proporcional al voltaje de entrada hasta alcanzar un voltaje máximo  $U_{max}$  que indique el término de la fase estática. Con el propósito de desplazar a la masa móvil es necesario generar un cambio abrupto en el voltaje de entrada a fin de poder contraer al elemento piezoeléctrico a su posición original. De tal forma que una contracción súbita del piezoeléctrico reubique a la masa móvil en una nueva posición distinta a  $u_0$  con el fin de ejecutar la fase dinámica del sistema.

En este punto es posible tomar nota del tamaño de paso del dispositivo ya que el desplazamiento de la masa móvil debe ser igual a la expansión del elemento piezoeléctrico. Llegados a este punto es factible reproducir un movimiento macroscópico de alta resolución; basta con repetir los movimientos ejemplificados en la fig. 2.11 a-c) de manera que se logre una sucesión de pasos tal como se muestra en la fig. 2.11 d).

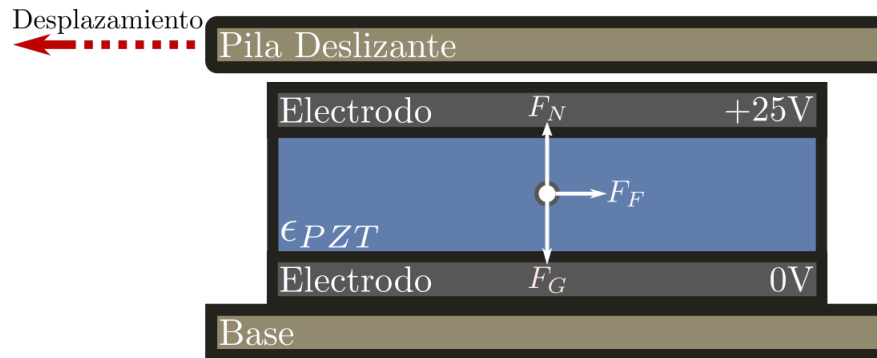


Figura 2.12: Diagrama de fuerza libre considerando un modelo de motor piezoeléctrico con desplazamiento horizontal. El vector  $F_F$  es colineal al desplazamiento del motor piezoeléctrico pero con dirección opuesta al movimiento. Por su parte el vector  $F_N$  representa la fuerza normal opuesta a la fuerza ejercida por la aceleración de la gravedad  $F_G$ . La parte superior de la figura revela una pila deslizante cuyo desplazamiento ocurre en dirección opuesta a  $F_F$ . Imagen inspirada en [15, p. 23]

Un diagrama de fuerzas como el que se muestra en la figura 2.12 proporciona mayor detalle al momento de diseñar motores piezoeléctricos (horizontales). El modelo empleado sirve para estudiar a este tipo de motores a un nivel básico pero funcionales, ya que al examinar la figura 2.12 debe existir una fuerza máxima  $F_{max}$  caracterizada por una aceleración  $a_p$  tal que:

$$F_{max} = \mu_s F_N = \mu_s m g \quad (2.29)$$

En la ecuación 2.29, las variables  $\mu_s$ ,  $m$  y  $g$  indican el coeficiente de fricción estático, la masa y la aceleración de la gravedad respectivamente; es importante recalcar que en la figura 2.12 existe una fuerza de fricción  $F_F$  al mismo tiempo que existe una fuerza que representa la fuerza que experimenta la masa móvil al ser aceleradas por los elementos piezoeléctricos, es decir, existe una aceleración mínima posible que permite el libre deslizamiento entre la masa móvil y el mecanismo piezoeléctrico. En términos mecánicos, el deslizamiento mínimo esta restringido por:

$$|a_P| \geq \mu_s g \quad (2.30)$$

La expresión dada en 2.30 indica la aceleración mínima posible del elemento piezoeléctrico capaz de generar un libre deslizamiento mecánico entre la masa móvil y el elemento piezoeléctrico.

De la ecuación 2.30 es preciso mostrar que los motores piezoeléctricos (horizontales) presentan una restricción sobre el movimiento cuyo desplazamiento está determinado por  $a_p$ , en donde la aceleración piezoeléctrica debe ser lo suficientemente grande a fin de superar el término de fricción estático  $\mu_s g$ .

Con ayuda de la figura 2.11 junto con una forma de onda adecuada es posible ocasionar la reubicación de la masa móvil.

En contraste con el modelo señalado, existen muchos motores piezoeléctricos (horizontales) utilizados en microscopios de sonda local cuyo diseño mecánico consta de 3 actuadores piezoeléctricos a modo de tripié. Esto es debido a que la masa móvil es sostenida por 3 elementos de geometría esférica en contacto con la superficie móvil. Experimentalmente dichos puntos de contacto proveen de un plano bien definido y una carga uniforme sobre los 3 piezoeléctricos de tal forma que los retos experimentales del modelo pueden ser superados aprovechando los ejes de simetría empleados a fin de balancear las fuerzas generadas y producir un movimiento tri-dimensional de alta resolución.

Dado que los grados de libertad del movimiento del motor ultrasónico están más allá del alcance de esta tesis debe destacarse que el modelo antes descrito asume una carga uniforme a lo largo de la superficie, de modo que un tratamiento unidimensional de la situación es válido. Es posible admitir por el momento que

el plano definido por los 3 puntos es el plano horizontal, a su vez que la fuerza gravitacional es normal al plano.

Al partir de una hipótesis unidimensional se obtiene un diagrama de fuerzas de un motor piezoeléctrico cuya resolución es particularmente simple fenomenológicamente hablando, al mismo tiempo que la aceleración necesaria para crear un movimiento es sencillo de describir.

No obstante el enfoque de este diseño claramente reproduce un movimiento en el plano horizontal y no puede ser utilizado para generar un movimiento en alguna otra dirección. La figura 2.13 presenta un diagrama de fases útil para visualizar el desempeño de un motor piezoeléctrico de efecto adherible-deslizante, observe que  $a_p$  señala la región mecánica que permite o no el movimiento de la unidad móvil.

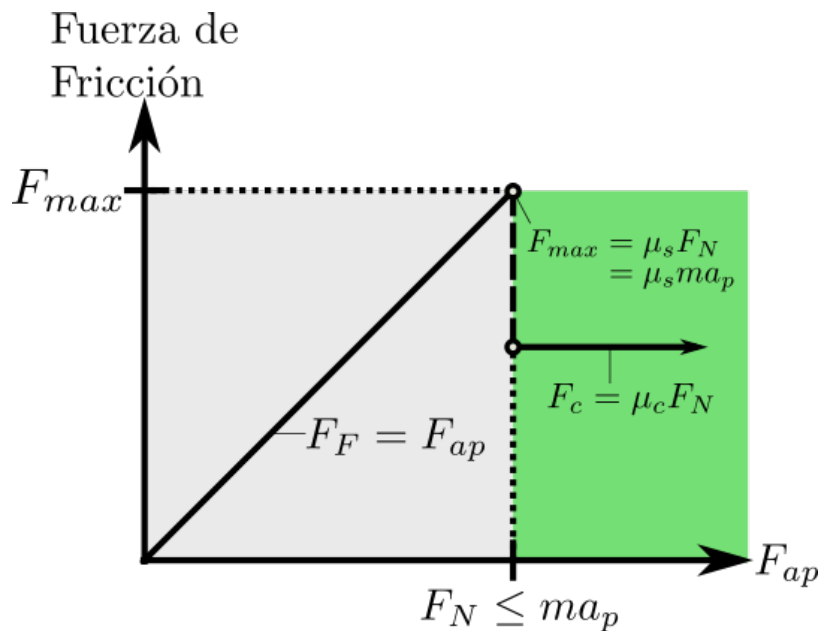


Figura 2.13: Ilustra la fuerza de fricción ejercida por de un bloque móvil sobre un cristal piezoeléctrico en función de la fuerza aplicada. La fuerza de fricción compensa a la fuerza aplicada ( $F_{ap}$ ) hasta alcanzar un punto crítico.

Observe que la figura 2.13 ofrece una descripción más detallada del fenómeno ocurrido en el sistema mostrado por las figuras 2.10 y 2.11. En primera instancia el efecto de aplicar una pequeña fuerza horizontal a un bloque móvil que descansa sobre el cristal piezoeléctrico no debe ocasionar un movimiento, puesto que la fuerza de fricción estática (también llamada rozamiento estático)  $F_s$  ejercida entre el cristal piezoeléctrico y el bloque móvil equilibra a la pequeña fuerza aplicada inicialmente, es decir,  $F_F = \mu_s F_N$ . A medida que la fuerza aplicada  $F_{ap}$  aumenta, también lo hace

la fuerza normal.

Sin embargo un incremento en la fuerza aplicada se ve compensado por la fuerza de fricción hasta alcanzar el valor  $F_{ap} = \mu_s F_N$ . En este valor la fuerza normal no es capaz de compensar la fuerza aplicada y ocurre un movimiento. El desequilibrio de fuerzas aquí presentado implica la existencia de una fuerza estática máxima para la cual ocurre un desplazamiento, dicha fuerza esta dada por:

$$F_{F_{max}} = \mu_s F_N \quad (2.31)$$

En donde existe una constante de proporcionalidad  $\mu_s$  denominada coeficiente de rozamiento estático. El valor de la fuerza estática máxima ha sido ilustrado en la figura 2.13 como un punto que divide verticalmente al área gris del área verde. Para este fenómeno en particular el área verde indica que la fuerza aplicada ha superado a la fuerza de fricción estática y por tanto ocurre un desplazamiento por parte del bloque del móvil. Por el contrario el área gris indica que la fuerza aplicada es inferior a la fuerza de fricción, dando como resultado un desplazamiento nulo por parte del bloque móvil.

Por otra parte, si se empuja a la unidad móvil ilustrada en la figura 2.12 con fuerza suficiente, éste se deslizará sobre la superficie superior del cristal piezoeléctrico. Al deslizarse el cristal ejercerá una fuerza de fricción cinética  $F_{F_c}$  (también llamada rozamiento por deslizamiento) cuyo sentido se opone al movimiento. Por su parte el coeficiente de fricción cinético se define como  $F_{F_c} = \mu_c F_N$  y experimentalmente resulta que  $\mu_c \leq \mu_s$ .

De acuerdo con [43] si se analiza la fuerza aplicada al sistema puede obtenerse la aceleración crítica para la cual ocurre un desplazamiento (ecuación 2.30). Dado que la fuerza de rozamiento es la única fuerza horizontal que actúa sobre el la unidad móvil (figura 2.12) se tiene:

$$\begin{aligned}
 F_c &= -ma_p \\
 F_c &= \mu_c F_N \\
 F_c &= \mu_c mg = -ma_p \\
 \therefore a_p &= -\mu_c g
 \end{aligned}$$

La ecuación anterior indica la fuerza de fricción cinética ( $F_c$ ) en términos de la masa ( $m$ ), la aceleración ejercida por el cristal piezoeléctrico ( $a_p$ ), y la fuerza normal ( $F_N$ ). En este caso  $a_p$  representa la aceleración mínima necesaria para que ocurra un desplazamiento horizontal. A pesar de ello, la figura 2.13 se indica que  $\mu_c \leq \mu_s$  y establece que para realizar un movimiento debe vencerse a la fuerza de fricción estática, con esto en mente la aceleración del cristal piezoeléctrico debe estar en función del coeficiente de fricción estático ( $\mu_s$ )

### 2.2.3. Principio de funcionamiento electrónico

A continuación se esclarece la idea detrás del funcionamiento de un motor piezoeléctrico por medio de su operabilidad electrónica. A primera instancia es crucial determinar la corriente mínima necesaria para inducir un movimiento periódico en el motor ultrasónico [15] considerando la carga capacitiva del material piezoeléctrico:

$$i_{min} = C_{PZT} \frac{dV(t)}{dt} \quad (2.32)$$

En donde  $i_{min}$  representa la corriente mínima necesaria,  $C_{PZT}$  indica la capacitancia del material piezoeléctrico, finalmente  $V(t)$  expresa un voltaje que depende del tiempo. Simultáneamente, en la ecuación 2.32 se puede apreciar una restricción en la velocidad a la que el material piezoeléctrico puede expandirse, es decir, un cambio repentino del voltaje en un corto periodo de tiempo implica la existencia de una fuerte corriente eléctrica, esto es, un cambio súbito en la velocidad de subida de voltaje trae como consecuencia una máxima corriente de salida, siendo este tipo

de comportamiento en la señal un paso crucial al momento de construir un motor piezoeléctrico, puesto que la corriente de salida de un amplificador operacional (OP-AMP) es un factor determinante al momento de trabajar con frecuencias cercanas a la resonancia del material piezoeléctrico. Llegados a este punto es necesario diseñar un circuito eléctrico con un amplificador de alto voltaje capaz de suministrar la corriente requerida por (2.32), de lo contrario pueden surgir problemas que conlleven a la inoperabilidad del motor piezoeléctrico.

Para obtener el movimiento deseado en el sistema es necesario generar un voltaje asimétrico tipo rampa como el ejemplificado en 2.11, sin embargo el cambio súbito de la señal es para producir una gran aceleración sobre el cristal piezoeléctrico, no obstante debido a la existencia de la carga capacitiva mencionada en la ecuación 2.32 el cristal no puede ser acelerado de forma precipitada, asimismo existe un limitante dada por la velocidad de respuesta de un amplificador operacional estándar.

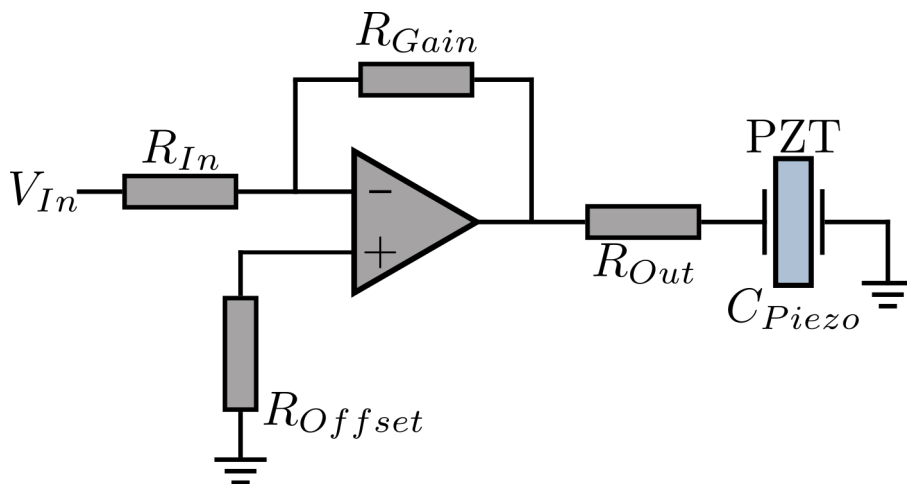


Figura 2.14: Diagrama electrónico de amplificador operacional estándar imprescindible para la carga y descarga de un sistema piezoeléctrico. Como su nombre lo indica, el amplificador operacional (OPAMP) toma dos señales de entrada y produce una tensión de salida mayor a la tensión de entrada. De acuerdo a su configuración el OPAMP amplifica la señal de entrada en función de una resistencia de ganancia ( $R_{Gain}$ ). Imagen inspirada en [15, p. 46]

Al hacer pasar una señal (2.15a) sobre el circuito mencionado en el diagrama 2.14 se genera una deformación en el voltaje de entrada con respecto al voltaje de salida (2.15b). Dicha deformación es de significativa importancia y aparece bajo los argumentos expuestos en el párrafo anterior, esta revisión es ejemplificada mediante el diagrama de la figura 2.15, en donde los puntos  $T$  y  $T'$  indican una limitante al momento de acelerar un cristal piezoeléctrico.



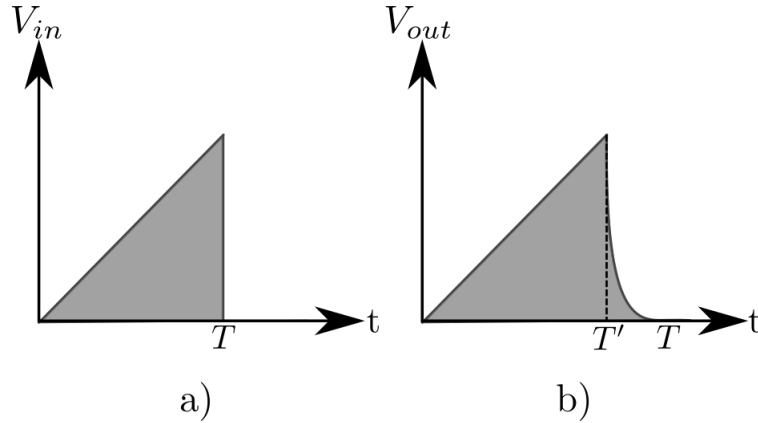


Figura 2.15: a) Forma de onda  $V_{in}(t)$  generada como señal de entrada para el circuito ejemplificado en la figura 2.14. b) Forma de onda  $V_{out}(t)$  originada como señal de salida al pasar por el circuito mencionado en 2.14, se aprecia un deformación en los puntos  $T$  y  $T'$  con respecto a la señal de entrada debido al coeficiente de restitución del material piezoeléctrico, lo que implica que el material no puede ser acelerado rápidamente tal como se indicó en un principio, puesto que la aceleración del piezoeléctrico está limitada por la ecuación 2.32. Imagen obtenida de [15, p. 46]

La condición antes expuesta expone la deficiente respuesta temporal del circuito RC mostrado en la figura 2.14. A juzgar por el diseño del circuito y con el fin de simplificar el análisis teórico es necesario determinar el valor mínimo de la resistencia de salida, dejando así a la capacitancia como el parámetro responsable del tiempo de descarga del sistema. El valor de la resistencia de salida también estará limitado por la corriente eléctrica que circula a través de la misma, siendo que la corriente debe ser lo suficientemente baja con el fin de no quemar al circuito en cuestión y llegado a este punto también deben satisfacerse las ecuaciones (2.30) y (2.32). En [44] se expone el tiempo de descarga eléctrica para un circuito RC con un cristal piezoeléctrico en lugar de un capacitor ideal, cuyo valor está dado por:

$$\tau = R_{out}C_{PZT} \quad (2.33)$$

La figura 2.15 muestra como el tiempo de descarga  $\tau$  afecta a la señal tipo rampa utilizada para generar un movimiento en el motor ultrasónico. En concordancia con la ecuación 2.33, la variable  $R_{out}$  hace referencia a la resistencia de salida indicada en la figura 2.14. Finalmente, es posible derivar a segundo orden el movimiento del cristal piezoeléctrico dado por la ecuación (2.9) con el objetivo de hallar la

aceleración del sistema, esto es:

$$a_p = \frac{d^2 \Delta L}{dt^2} = \alpha \frac{d^2 V}{dt^2}$$

En este caso  $\alpha$  representa al coeficiente de tensión inherente al material piezoeléctrico cuyo valor está ligado a la geometría del sistema y su alineación con el campo eléctrico. Es importante recalcar que al establecer experimentalmente un cambio en el voltaje y la expansión del material es posible determinar el coeficiente de tensión. El valor nominal de los coeficientes de tensión para diversas cerámicas piezoeléctricas puede ser encontrado en el cuadro A.2, no obstante todos los fabricantes de cerámicas piezoeléctricas especifican el valor de este coeficiente. Finalmente con ayuda de la ecuación 2.9 es posible establecer una relación eléctrica con la variable mecánica (ec. 2.30) de tal forma que el criterio para obtener un desplazamiento a partir de un cristal piezoeléctrico es:

$$a_p = \alpha \frac{d^2 V}{dt^2} \geq \mu_s g \quad (2.34)$$

Se puede afirmar que el movimiento del motor piezoeléctrico está determinado por la forma de onda de la señal de entrada. Esto implica que un tiempo de descarga lento en la señal de entrada tiene como consecuencia una merma en la aceleración final del cristal piezoeléctrico. A primera instancia no es simple saber si el tiempo de descarga eléctrica ( $\tau$ ) será capaz de producir una aceleración lo suficientemente rápida como para desplazar la unidad móvil sobre el motor piezoeléctrico. Este tipo de motores depende estrictamente de un valor adecuado entre el coeficiente de tensión del material piezoeléctrico y el coeficiente de fricción estático. En la mayoría de los casos, dicha restricción implica que una basta combinación de materiales no garanticen un desplazamiento nanométrico en la parte móvil de un motor piezoeléctrico.

Las velocidades típicas de la señal de caída utilizan velocidades en el rango de nanosegundos como  $50V/74ns$  [27] y  $3.33V/74ns$  [45]. Una medición hecha por Drevniok et al. [27, p.4] indica que la respuesta natural de un sistema piezoeléctrico

ronda los  $0.034V/74ns$ , es decir, dicha respuesta en los circuitos RC se encuentra muy por debajo del valor adecuado para la correcta implementación de un motor piezoeléctrico de aproximación nanométrica.

Por lo antes mencionado este trabajo es una guía para superar el desafío planteado en esta sección, a su vez que es necesario modificar el circuito mencionado en 2.14 cuyos detalles serán discutidos a profundidad a lo largo de las siguientes secciones.

## 2.3. Diseño: código abierto

Un fenómeno sorprendente en años recientes es la implementación creciente de software libre (open-source), este tipo de software es revelado en forma gratuita y permite que distintos programadores puedan realizar modificaciones que consideren pertinentes e incluso redistribuir el código modificado.

Hardware libre es aquel que ha sido desarrollado bajo la misma filosofía que el código libre. Lo cierto es que en este tipo de proyectos los diseñadores han decidido publicar el código fuente, esquemas electrónicos, firmware, documentos de diseño, etc; con la finalidad de poder recrear el producto en cualquier laboratorio. Ejemplos de este tipo de productos varían desde productos simples como luces destellantes o bocinas, hasta productos complejos como equipo médico e impresoras 3D. [46, 47]

### 2.3.1. Software: Python 3.7

De acuerdo con lo escrito en la página oficial [48]: Python es un lenguaje de programación interpretado, orientado a objetos y de alto nivel con semántica dinámica. Asimismo permite implementar cualquier funcionalidad deseada sin mayor problema con sintaxis clara y sencilla de leer.

Aun cuando Python no es tan rápido como los lenguajes compilados (C, C++) la sintaxis ofrece un ahorro en tiempo de programación. También es posible programar un código en Python con partes críticas de un programa escrito previamente en C, es decir permite la interoperabilidad con otros lenguajes de programación.

La combinación de simplicidad y poder que ofrece Python lo convierte en un candidato ideal como lenguaje de programación. Conviene distinguir que el lenguaje

es ampliamente usado para sistemas de administración de tareas y es un componente vital en diversas distribuciones de Linux, al mismo tiempo que se utiliza para enseñar programación a los principiantes. El uso de Python se extiende en áreas como juegos de computadora y bioinformática, convirtiendo a Python en un lenguaje interdisciplinario.

### 2.3.2. Hardware: Red Pitaya

La tarjeta Red Pitaya es una matriz de puertas lógicas programable en campo, dicho de otra forma, es un FPGA (del inglés Field-Programmable Gate Array) que contiene un arreglo de bloques lógicos con capacidad de permitir una interconexión y funcionalidad configurable en tiempo real. La lógica programable realiza funciones básicas con circuitos digitales lógicos. Desde este ángulo la tarjeta Red Pitaya es capaz de realizar lógica programable dentro de un chip [49].

El motivo principal para utilizar la FPGA como la lógica central en la construcción de un motor piezoeléctrico yace con la idea de utilizar un hardware de código abierto que a su vez es asequible (< 250 USD) y versátil. Por su parte la tarjeta emplea puertos de entrada/salida analógicos de respuesta rápida lo que la convierte en un dispositivo útil al momento de generar señales capaces de inducir movimientos de escala nanométrica en el motor piezoeléctrico, en particular esta línea de argumentación implica utilizar la Red Pitaya como un controlador de retroalimentación digital (Digital Feedback Controller) para sistemas analógicos. En especial de esta tarjeta aprovecho el software de código abierto que provee el fabricante, esto con el fin de escribir un software que conste de una librería local capaz que de respuesta a los problemas planteados en la sección del principio de funcionamiento electrónico.

Con el fin de obtener una solución al utilizar la FPGA será necesario desarrollar una interfaz gráfica que contenga las funcionalidades de alto nivel de la tarjeta con su respectiva traducción en Python 3.7. Esto nos lleva a que una parte esencial del código esta contenido en la FPGA como lenguaje de descripción de Hardware (HDL por sus siglas en inglés) Verilog paralelamente que se emplea una comunicación con los comandos de Python.

El HDL que forma parte de las librerías desarrolladas en el laboratorio implementa módulos de procesamiento digital de señales. No obstante la tarjeta posee

utilidades avanzadas necesarias en una amplia gama de proyectos, mayor información sobre la tarjeta puede encontrarse en el apéndice A.3 y sus características se detallan en el cuadro A.3.

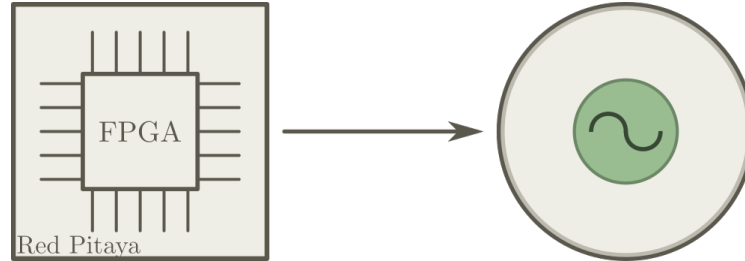


Figura 2.16: En el experimento desarrollado a lo largo de esta tesis se utiliza una FPGA (Red Pitaya: STEMLAB-125-10) como generador de señales, cuya flexibilidad ofrece un diseño de hardware a la medida según sea requerido por el usuario.

### 2.3.3. Arquitectura del proyecto

En el apartado 2 se introduce de manera individual el funcionamiento electromecánico necesario para poner en marcha un motor piezoeléctrico, asimismo se detalla el tipo de señal necesaria para lograr un movimiento horizontal sobre un elemento móvil en el sistema. A grandes rasgos, la unión de los temas expuestos a lo largo del capítulo 2 permiten el desarrollo integral de un motor piezoeléctrico capaz de generar un movimiento mecánico.

A primera instancia es necesario el desarrollo de una interfaz gráfica intuitiva para el usuario de manera que la interfaz funcione como software de control electromecánico con la capacidad de encender/apagar el motor piezoeléctrico, activar/desactivar el generador de señales, iniciar/detener la emisión de pulsos individuales. En este mismo software será útil presentar rutinas de pulsos infinitos y/o rutinas gobernadas por ciclos de pulsos individuales, cuyos detalles serán presentados en el siguiente capítulo.

Una última característica importante en el desarrollo de software es el diseño de rutinas que contengan excepciones y/o errores con capacidad de hacer frente ante alguna eventualidad que llegara a ocurrir durante un experimento, es decir, diseñar el software con capacidad de emitir señales de error e identificar algún otro tipo de desperfecto mediante mensajes en un recuadro donde se especifique el estado del motor piezoeléctrico.

Tras operar el software, es posible indicarle al generador de señales que tipo de pulsos se desea emitir, la figura 2.17 ofrece 3 opciones al usuario, estas son, generar pulsos cuadrados, pulsos sinusoidales o pulsos tipo sierra (asimétricos), asimismo en esta etapa puede definirse la frecuencia de trabajo en el tren de pulsos a emitir y el voltaje de entrada a un amplificador operacional desarrollado en el laboratorio. En este punto el FPGA STEMLAB 125-10 es el encargado de emitir las señales definidas (previamente) por el usuario.

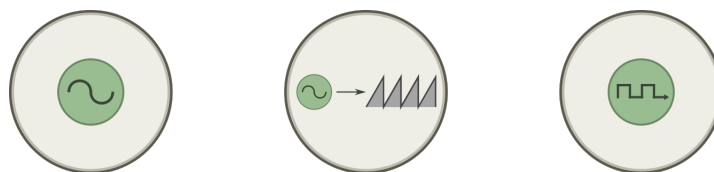


Figura 2.17: Existen 3 tipos de señales generadas por el FPGA STEMLAB 125-10 mediante el software de laboratorio. Estas son: sinusoidales, tipo sierra (asimétrica), pulsos cuadrados (PWM).

Los detalles del amplificador operacional serán definidos en el siguiente capítulo, basta mencionar que este amplificador dará como resultado un tren de pulsos con las características mencionadas en el apartado 2 con la finalidad de lograr un desplazamiento con paso nanométrico. En resumen esta señal será el voltaje de entrada que se hará pasar inicialmente al motor piezoeléctrico, paralelamente existe una rutina diseñada para detener la emisión de pulsos y por tanto el desplazamiento del motor piezoeléctrico.



# Capítulo 3

## Metodología

## y montaje experimental

El siguiente capítulo desarrolla una base experimental de las especificaciones necesarias descritas en el marco teórico. Debe mencionarse que el tema puede profundizarse en [20], sin embargo la descripción presentada a continuación es suficiente para el diseño.

Se muestra el desarrollo de diseño y funcionamiento de generadores de onda capaces de ser simples, versátiles y con un desempeño de respuesta rápida (nanosegundos). El reto más grande al momento de implementar un motor de tipo piezoeléctrico es asegurar que el tiempo de caída en el voltaje de entrada sea bastante pequeño para superar el coeficiente fricción estático.

### 3.1. Funcionamiento electrónico

En esta sección se desarrolla un sistema electrónico simple y capaz de producir grandes aceleraciones. Antes de especificar los detalles del circuito eléctrico a construir es necesario indagar en el proceso de operación; para ello se divide en 3 partes al circuito eléctrico ilustrado de la figura 3.1. El diagrama en la figura 3.1 se divide en una zona a) de amplificación, b) comparador de señal de entrada y c) conmutador de conexión a tierra.



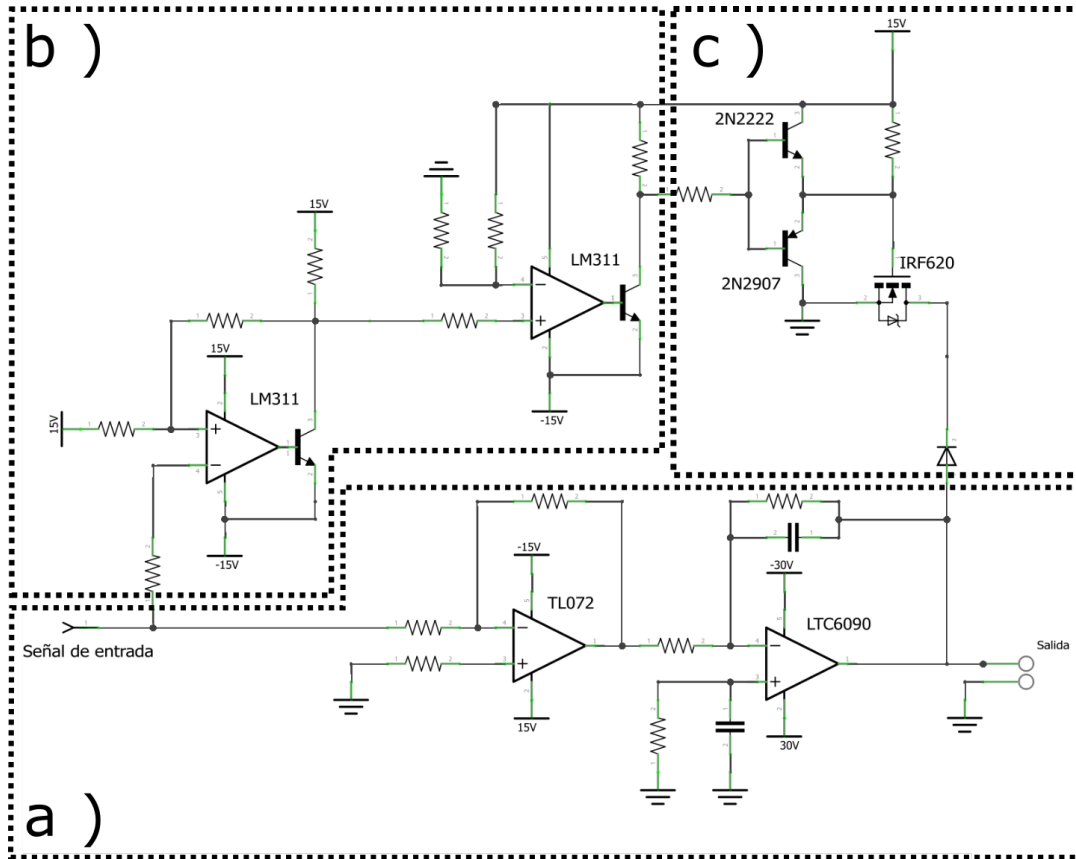


Figura 3.1: Esquema de circuito amplificador de voltaje y respuesta rápida. La sección a) inferior implementa dos amplificadores operacionales en configuración inversora, cuyo propósito es amplificar una señal tipo sierra asimétrica a un voltaje máximo de salida de 140V ( $\pm 70V$ ). La sección b) implementa dos comparadores cuyo propósito es discriminar una señal a fin de controlar un MOSFET IRF620 a modo de switch. La sección delimitada por c) tiene por objetivo aterrizar la señal emitida por los OP-AMP's.

### 3.1.1. Zona de amplificación

En primer lugar se debe generar una señal tipo sierra (asimétrica) a la salida de uno de los pines analógicos de la FPGA STEMLab 125-10 (Red Pitaya). Una vez emitida la señal es necesario hacerla pasar por el circuito de la figura 3.1.(a) a través del pin de entrada del circuito. Esto con el fin de poder amplificar la señal previamente generada.

La parte del circuito que se encuentra encerrado dentro del recuadro a) consiste de dos amplificadores operacionales en modo inversor. En una primera etapa se utiliza un OP-AMP TL072 como fase inicial para amplificar una pequeña señal de control cuya limitante está determinada por el voltaje de alimentación, en este caso  $V_{cc} = \pm 15V$ . Este voltaje inicial se toma como punto de partida para generar una

amplificación 15 veces mayor a la de la señal original, esto es debido a que la FPGA en cuestión solo emite pulsos en el rango de  $-1 < V < 1$ , cuyo dato puede verificarse en las definiciones técnicas de la tarjeta mencionadas en A.3.

Ahora bien, un OP-AMP en modo inversor cambia el voltaje de salida en dirección opuesta con respecto al voltaje de entrada, dando como resultado una señal amplificada con signo opuesto, tal como se muestra en la figura 3.2.

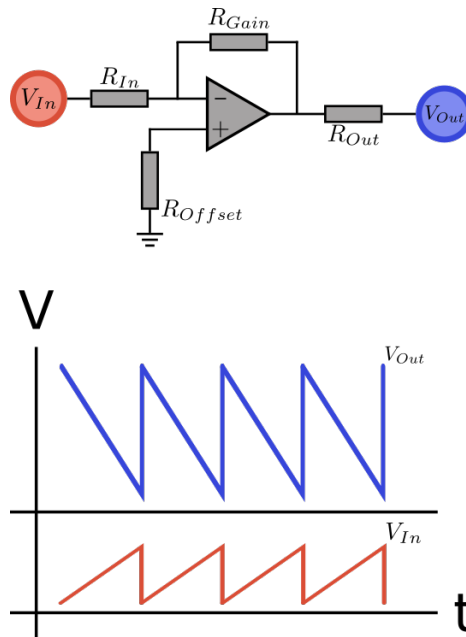


Figura 3.2: Diagrama de amplificador operacional en modo inversor (arriba). Voltaje de entrada con respecto al voltaje de salida (abajo) para el caso de una señal tipo sierra. En rojo se muestra la señal de entrada al OPAMP TL072, en azul se ilustra la amplificación de la señal original con polaridad opuesta.

Una explicación al comportamiento de la figura 3.2 se describe en el apéndice A.4.2 e indica exactamente el comportamiento del voltaje de salida del OP-AMP TL072 esquematizado en la figura 3.1.

Posterior a la primera fase de amplificación debe colocarse un segundo OP-AMP LTC6090 con la intención de invertir nuevamente la señal de entrada a fin de recuperar la polaridad inicial y lograr una mayor amplificación. El integrado LTC6090 está diseñado para operar en un rango de 140V [50], sin embargo el montaje experimental en esta tesis será diseñado para operar a 30V, puesto que es el voltaje suficiente para desplazar un motor piezoeléctrico de tipo comercial, no obstante este modelo de OPAMP es considerado a miras de escalar el proyecto e implementar motores piezoeléctricos de mejor desempeño.

Es preciso advertir que la razón detrás de la elección del OPAMP LTC6090 yace en su bajo precio y alta fiabilidad. En palabras del fabricante este dispositivo fue especialmente diseñado para motores piezoeléctricos, reguladores de alto voltaje, y redes ópticas; paralelamente el circuito integrado se encuentra protegido internamente contra condiciones de temperatura extrema, ya que cuenta con un pin tipo TFLAG que es activado cuando la temperatura supera los  $150^{\circ}\text{C}$ , convirtiéndolo en un dispositivo fidedigno ante las condiciones de operación durante los experimentos.

Se contempló minuciosamente una lista de OPAMP's cuyas características pudieran ser útiles al momento de implementar el sistema electromecánico de un motor piezoeléctrico diseñado en el laboratorio, en donde se analizó precio<sup>1</sup>, voltaje de alimentación, canales de amplificación, y ganancia de amplificación. A continuación el cuadro 3.1 indica los modelos contemplados más importantes al momento diseñar el circuito electrónico:

Fabricante	Modelo	Voltaje [V]	Precio [USD]
APEX Microtechnology	PA95EC-ND	$\pm 50$	198.98
	PA83	$\pm 150$	143.75
	PA82J	$\pm 70$	143.25
Analog Devices	ADHV4702	$\pm 110$	20.96
Linear Technology Co.	LTC6090	$\pm 70$	7.18
Texas Instruments	OPA454A	$\pm 50$	6.91

Cuadro 3.1: Descripción de parámetros de distintos OPAMP's contemplados al momento de diseñar el circuito de la figura 3.1, el cuadro indica el nombre del fabricante, modelo de OPAMP, voltaje de alimentación y precio.

En este trabajo se optó por utilizar el OPAMP LTC6090 que ofrece un rendimiento superior en comparación con el OPA454A de Texas Instruments en cuanto a voltaje de alimentación cuyo parámetro es clave. Cabe destacar que el voltaje de alimentación ( $V_{cc}$ ) delimita el voltaje máximo de amplificación que ofrece el circuito integrado, es decir, indica el régimen de saturación del dispositivo.

Otro aspecto importante al elegir el OPAMP LTC6090 reside en el excelente desempeño del circuito integrado en otros experimentos [51, 52, 53, 54]. Es importante destacar que los autores de las fuentes previamente citadas destacan el rendimiento del LTC6090 por su voltaje de caída (SLEW RATE en inglés) y amplio rango de amplificación ( $\pm 70\text{V}$ ). El autor en [55] indica que un beneficio del dispo-

<sup>1</sup>Cotización de precios hecha en Digi-Key Electronics con fecha de 2018

sitivo es su capacidad de operar de riel a riel (rail to rail), es decir, que el régimen de saturación del OPAMP se encuentra estrictamente determinado por el voltaje de alimentación, en contraste con el antiguo OPAMP LM741 cuya operación no posee esta característica, dando como resultado que el régimen de saturación del amplificador sea mucho menor al voltaje de alimentación, lo que supone un desempeño inferior en la ganancia del circuito.

Existen otros amplificadores operacionales que han sido utilizados en motores piezoeléctricos como el PA83 [15, 27] o amplificadores OPA227 junto a sistemas más sofisticados (FEMTO) utilizados en [56], sin embargo tal como lo indica el cuadro 3.1 el precio de estos OPAMP's excede por mucho el presupuesto designado para este trabajo dado que el precio de los dispositivos ronda los cientos de dólares. En contraste el OPAMP LTC6090 puede llegar a ser 30 veces más barato que los OPAMP's implementados en los laboratorios antes mencionados.

### 3.1.2. Etapa comparativa

En esencia la etapa 3.1.b) comparativa del circuito produce la señal necesaria para controlar un MOSFET IRF620 a modo de conmutador. Las especificaciones del circuito se indican al final de la sección 3. Al llegar aquí es necesario recalcar la existencia del primer nodo posterior al pin de entrada, en donde el primer lazo del circuito se divide en dos ramales, un ramal se dirige directamente al OPAMP TL072, por otra parte el lazo remanente pasa por una resistencia y llega directamente a un comparador LM311.

La señal en el lazo conectado al LM311 es la parte fundamental que logra minimizar el tiempo de respuesta de caída del circuito eléctrico, es decir, con ayuda de los comparadores es posible reducir el tiempo de respuesta entre los puntos  $T$  y  $T'$  de la curva ilustrada en la figura 3.3, a medida que se vaya reduciendo  $\Delta t$  entre los puntos  $T$  y  $T'$  será posible lograr la aceleración adecuada en el sistema piezoeléctrico.

En esta sección se emplean dos comparadores LM311 que generan un voltaje lógico en ALTO o en BAJO cuyo estado depende de un voltaje umbral ( $V_{p'}$ ) determinado por las resistencias del sistema. El voltaje  $V_{p'}$  debe ajustarse a tal valor que se encuentre por debajo del voltaje máximo de la señal de entrada, tal como se muestra en la figura 3.3.

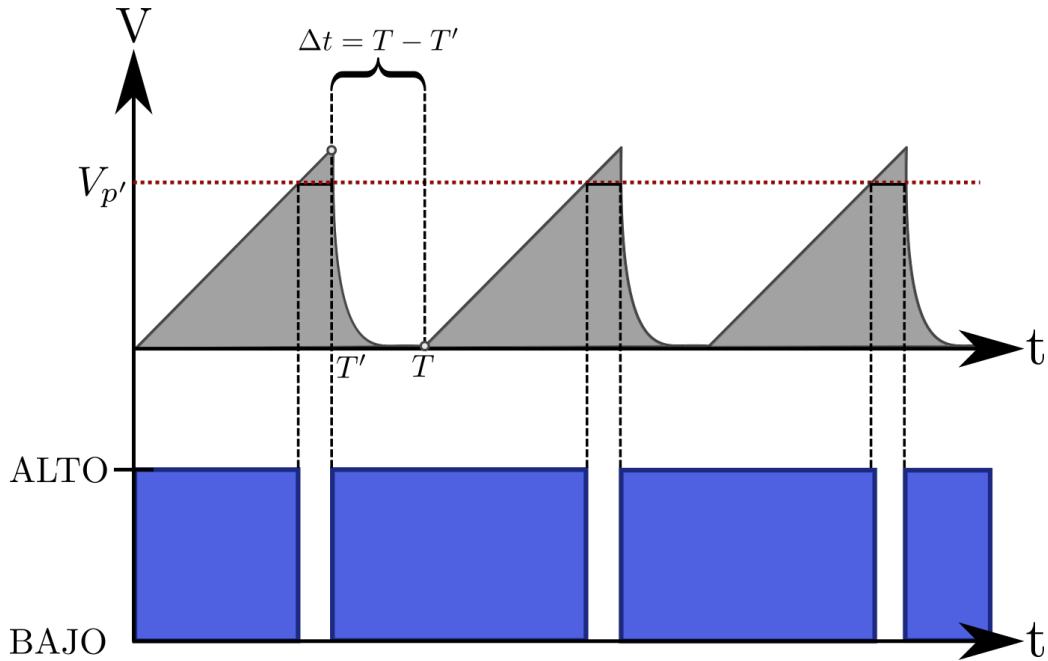


Figura 3.3: Descripción de comportamiento del comparador LM311 con respecto a la señal de entrada en el circuito. Mediante una serie de resistencias en el comparador es posible definir un voltaje umbral  $V_{p'}$ . El comparador genera un voltaje en bajo cuando el voltaje de entrada es mayor al voltaje umbral. Por el contrario si el voltaje de entrada es menor a  $V_{p'}$  el comparador genera un voltaje en alto.

Debe quedar bastante claro que el comparador debe producir una señal binaria en bajo ( $V \approx 0$ ) cuando la señal de entrada adquiera un voltaje superior al del voltaje umbral ( $V_{p'}$ ), de lo contrario, la salida del del comparador debe marcar una señal en alto ( $V+$ ) con respecto a tierra. En concreto la señal emitida por el LM311 fungirá como señal binaria para activar al MOSFET de la sección 3.1c) a modo de conmutador.

Un aspecto clave al momento de especificar el valor de  $V_{p'}$  reside en aproximar su valor a un nivel lo más cercano posible al voltaje máximo de la señal de entrada. Esta condición surge con el fin de obtener la máxima amplificación posible en el circuito. En resumidas cuentas, un mayor voltaje de caída implica una mayor aceleración sobre el sistema piezoeléctrico.

Finalmente el segundo comparador LM311 en el diagrama 3.1.b) funge como negador del primer comparador, esto significa que toma la señal emitida por el primer comparador e invierte el valor lógico del voltaje. En consecuencia el segundo comparador emitirá un voltaje en bajo siempre y cuando el primer comparador emita una señal en alto, el esquema de este comportamiento puede apreciarse en la figura

3.4.

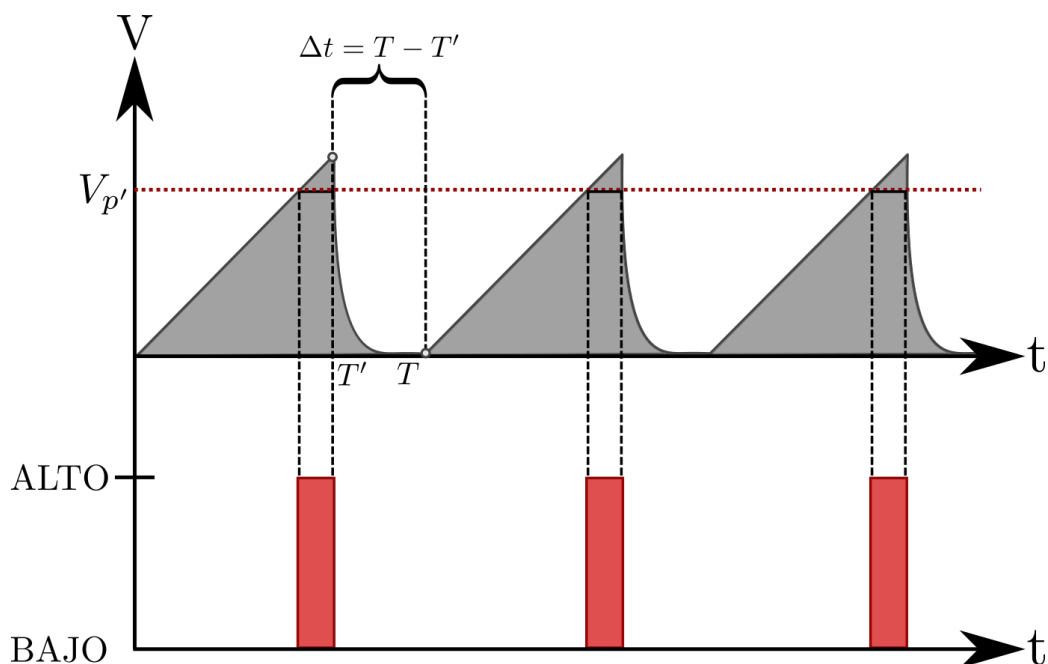


Figura 3.4: Voltaje de salida registrado por el segundo comparador LM311. En este caso el dispositivo se desempeña como un negador de la señal emitida por el primer comparador LM311.

El comportamiento de esta señal será utilizado para cambiar el estado del MOSFET IRF620 entre conductor y no conductor, tal como se explica en la siguiente sección.

### 3.1.3. Etapa conmutativa de conexión a tierra

Se ha dejado para el final el comportamiento del circuito en la sección 3.1.C). Esta parte del circuito utiliza el voltaje de salida de los comparadores LM311 como señal de entrada en la base de los transistores 2N2222 y 2N2907. Observe que el transistor 2N2222 (NPN) conduce electricidad cuando la base de este dispositivo registra una señal en alto, de forma opuesta el transistor 2N2907 (PNP) no permite el paso de la corriente entre las terminales colector-emisor cuando la terminal base registra una señal en alto. En consecuencia la tensión positiva en la fuente de alimentación (+15V) es dirigida directamente a tierra siempre y cuando la señal en la base de los transistores registre un estado en bajo. (Véase figura 3.5)

La ausencia de tensión en la compuerta del MOSFET IRF620 provoca que la señal en el drenador no fluya hacia la fuente y por tanto no pueda ser aterrizada,

de esta forma se aísla la señal a la salida del LTC6090 y no permite que el voltaje de salida en el OP-AMP conecte directamente con la tierra física del circuito, en resumen la señal amplificada se hace llegar naturalmente al sistema piezoeléctrico.

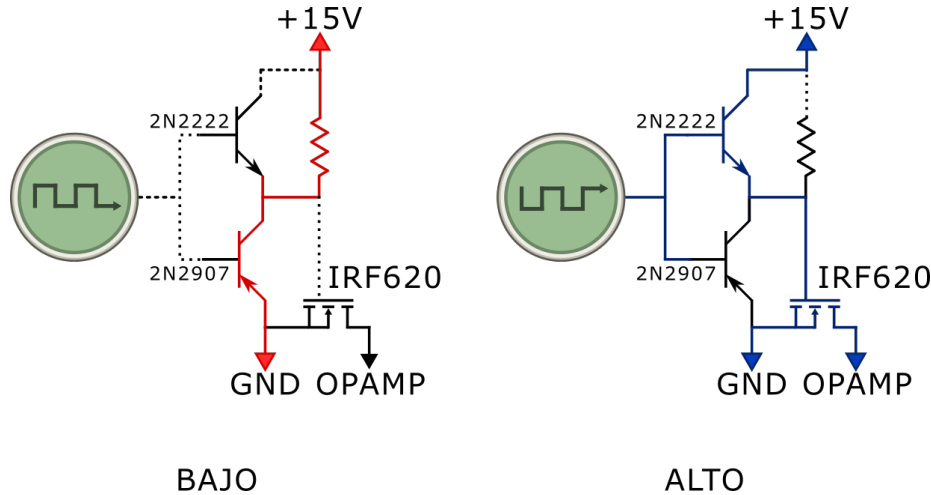


Figura 3.5: Descripción del comportamiento del circuito 3.9.C), aquí se ilustra la conducta de los componentes activos en caso de recibir una señal en bajo (rojo) o en alto (azul) sobre la base de los transistores. Este método permite conmutar el estado del MOSFET IRF620 garantizando la inmediata conexión a tierra en una señal de alto voltaje.

Por otra parte, si se emite un pulso en alto a la salida del segundo comparador LM311 puede afirmarse que el transistor 2N2222 en la sección 3.1.C) permitirá el paso de la corriente eléctrica. Bajo esta circunstancia el voltaje de alimentación llega directamente a la compuerta del MOSFET (Véase figura 3.5), este elemento es activado asegurando un voltaje adecuado en la de compuerta, dando lugar a una conexión directa entre las terminales de fuente y drenaje. En este escenario provoca la señal emitida por el OP-AMP sea dirigida hacia el MOSFET y aterrizada inmediatamente. Gracias a la baja resistividad ofrecida por el MOSFET lo anterior es equivalente a decir que el circuito amplificador posee un menor tiempo de caída y por tanto el tiempo  $\tau$  se ve mejorado (ec. 2.33). Llegados a este punto el circuito es capaz de producir una mayor aceleración en el sistema piezoeléctrico puesto que la señal de salida en el OP-AMP es aterrizada a una mayor velocidad.

### 3.1.4. Arquitectura del circuito amplificador

En esta sección se analizará el desarrollo esquemático del circuito en general, se presentan los detalles y valores reales del circuito a construir. Previo a la construcción

del circuito será necesario generar una serie de simulaciones a partir del esquema aquí desarrollado, posteriormente el circuito electrónico servirá de modelo base para la impresión de la placa PCB del mismo.

En el diagrama 3.9 se aprecian las etapas que componen el circuito, a) zona de amplificación, b) etapa comparativa, c) etapa conmutativa de conexión a tierra. Se considera necesario hacer un énfasis en el diseño final de cada una de estas etapas por medio de las figuras 3.6, 3.7 y 3.8.

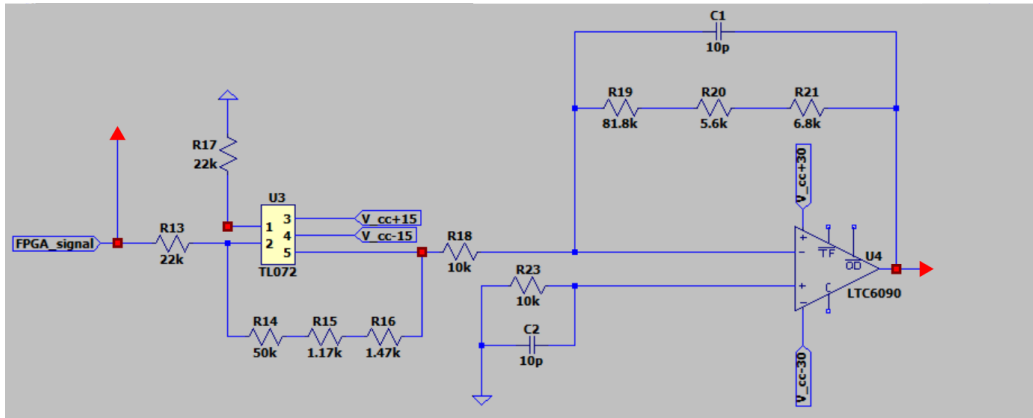


Figura 3.6: Diagrama eléctrico que consta de la sección amplificadora del circuito. El sistema se compone de dos OP-AMP's (TL072 y LTC6090) en configuración no inversora. Los nodos en rojo indican los puntos de medición en la sección de resultados.

La figura 3.6 ilustra una sección del circuito general, esta sección muestra los componentes necesarios para lograr la amplificación de la señal de entrada. El primer componente del sistema corresponde a un pin de entrada para la señal de entrada de la tarjeta FPGA, en este punto se hace pasar una señal tipo sierra a una amplitud de 1V. En el esquema se indican unas flechas rojas cuyo propósito es señalar la ramificación de los lazos eléctricos hacia otras secciones del circuito que no corresponden a la etapa amplificadora. Al momento de amplificar la señal inicial fue necesario el uso de varios resistores en serie, esto debido a la limitante en la disipación de energía en cada uno de los componentes. La disipación teórica de energía en cada uno de los resistores se expresa en la sección de resultados.

El sistema cuenta con dos voltajes de alimentación, en primer lugar el TL072 es alimentado a  $\pm 15V$  con respecto a tierra, mientras que el OP-AMP LTC6090 se alimenta de  $\pm 30V$ . Debe mencionarse que la escalabilidad del proyecto permite alimentar al LTC6090 a 140V, esto con el fin de producir una mayor aceleración en



el sistema piezoeléctrico para el caso de motores de traslación vertical. para fines de esta tesis el desplazamiento horizontal del sistema piezoeléctrico puede lograrse por debajo de los 30V.

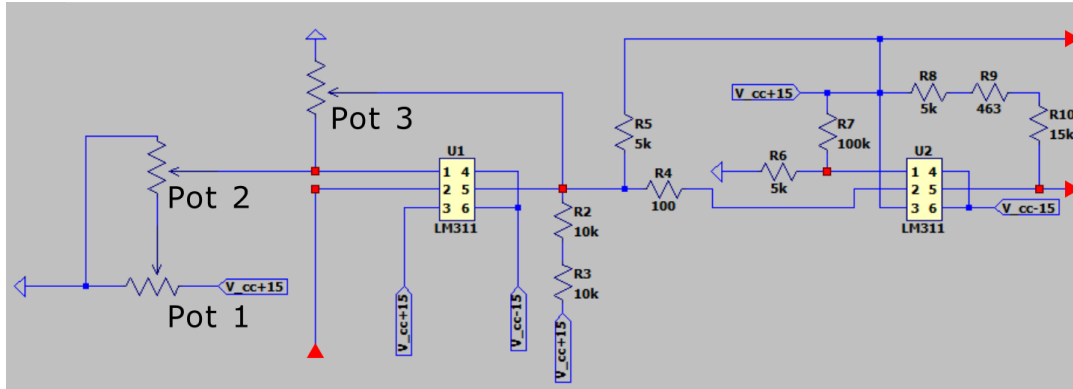


Figura 3.7: Etapa comparadora del circuito. Consta de dos comparadores LM311. En esta etapa se generan pulsos en alto o bajo de acuerdo con las condiciones de la señal de entrada. Estos dispositivos son alimentados por una fuente de poder en DC de  $\pm 15V$ . Los nodos en rojo indican los puntos de medición en la sección de resultados.

La figura 3.7 muestra todos los componentes necesarios para generar una serie de pulsos en alto o en bajo de acuerdo con las condiciones de la señal de entrada. En primer lugar la señal de la FPGA se conecta con el pin  $IN(-) = V-$  del LM311. Los potenciómetros señalados en este esquema definen el valor umbral de voltaje del comparador con base a lo establecido por el fabricante [57]. Es posible deducir que el potenciómetro ( $50k\Omega$ ) directamente conectado a  $V_{cc} + 15$  es el encargado de producir un offset en los pulsos emitidos por el comparador, este offset desplaza el voltaje de la gráfica 3.3, dando como resultado que el voltaje en bajo sea distinto de 0, mientras que el voltaje en alto se ve incrementado. Continuando con la descripción del sistema, un segundo potenciómetro ( $10k\Omega$ ) es el encargado de controlar el valor del voltaje umbral ( $V_{p'}$ ), con este potenciómetro es posible definir a  $V_{p'}$  justo por debajo del voltaje máximo de la señal emitida por el FPGA. Es importante recordar que el valor de esta resistencia depende estrictamente del valor resistivo en el potenciómetro restante ( $100k\Omega$ ). El segundo comparador funge como negador de señal para el tren de pulsos previamente emitidos.

Finalmente la figura 3.8 indica los datos técnicos de la fuente de alimentación en DC (zona inferior izquierda), junto al diagrama de conexión que corresponden al LM311 y al TL072 en el simulador (zona superior). Debo aclarar que los pines

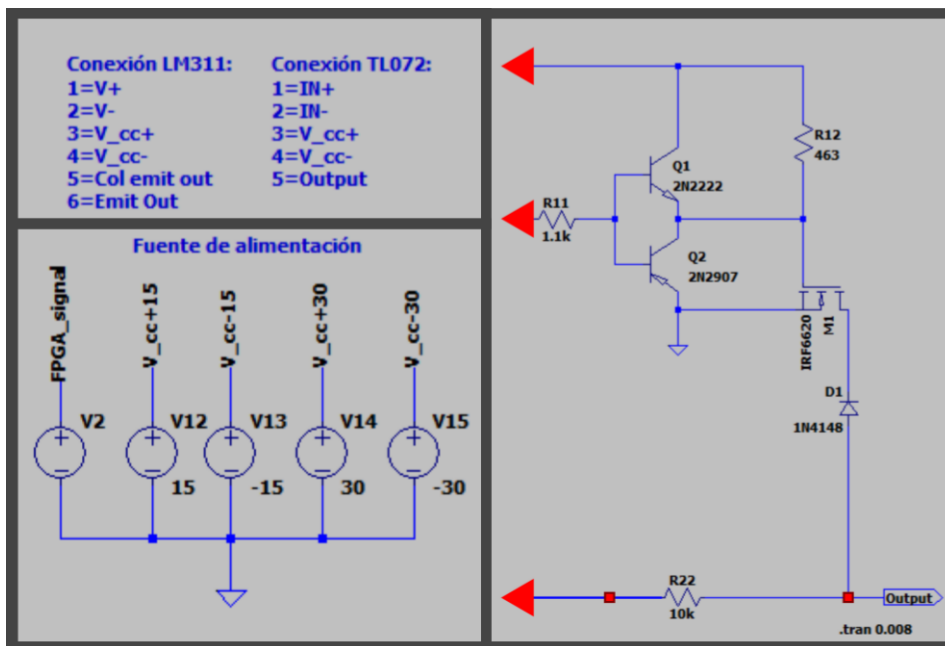


Figura 3.8: Diagrama eléctrico del circuito general, en la parte inferior izquierda se incluye el diagrama de la fuente de alimentación en DC y señal de entrada por el FPGA. Del lado derecho se ilustra la etapa final del circuito que corresponde al diagrama del sistema conmutador de conexión a tierra. Los nodos en rojo indican los puntos de medición en la sección de resultados. La parte superior de la figura detalla el diagrama de conexiones reportado por el fabricante.

virtualmente mostrados corresponden únicamente al modelado de los sistemas en el entorno virtual PSpice, es decir que la numeración aquí mostrada no necesariamente indica el diagrama de conexión del fabricante. Se muestra la equivalencia entre la numeración del esquema con su equivalente en el diagrama de conexión reportado por el fabricante de cada dispositivo en la figura 3.8.

Del lado derecho de la figura 3.8 se presenta el sistema conmutador de conexión a tierra. El lazo inferior del diagrama indica la señal de salida del circuito, es a través de este lazo que se emite una señal amplificada de respuesta rápida, esta señal tiene su origen a la salida del OP-AMP LTC6090. El nodo que conecta con el diodo 1N4148 se encarga de conectar la señal de salida con el MOSFET IRF6620, es gracias a este diodo que el voltaje de alimentación que llega al canal de puerta en el MOSFET no circule hacia el OP-AMP. A su vez el MOSFET es conectado directamente a  $V_{cc+15}$  y es descargado mediante los pulsos emitidos por el segundo comparador LM311. Para lograr utilizar el MOSFET a modo de conmutador es necesario hacer llegar un voltaje a las terminales base de los transistores 2N2222 y 2N2907 tal como se explicó previamente, el diagrama completo del circuito eléctrico

3.1. FUNCIONAMIENTO ELECTRÓNICO

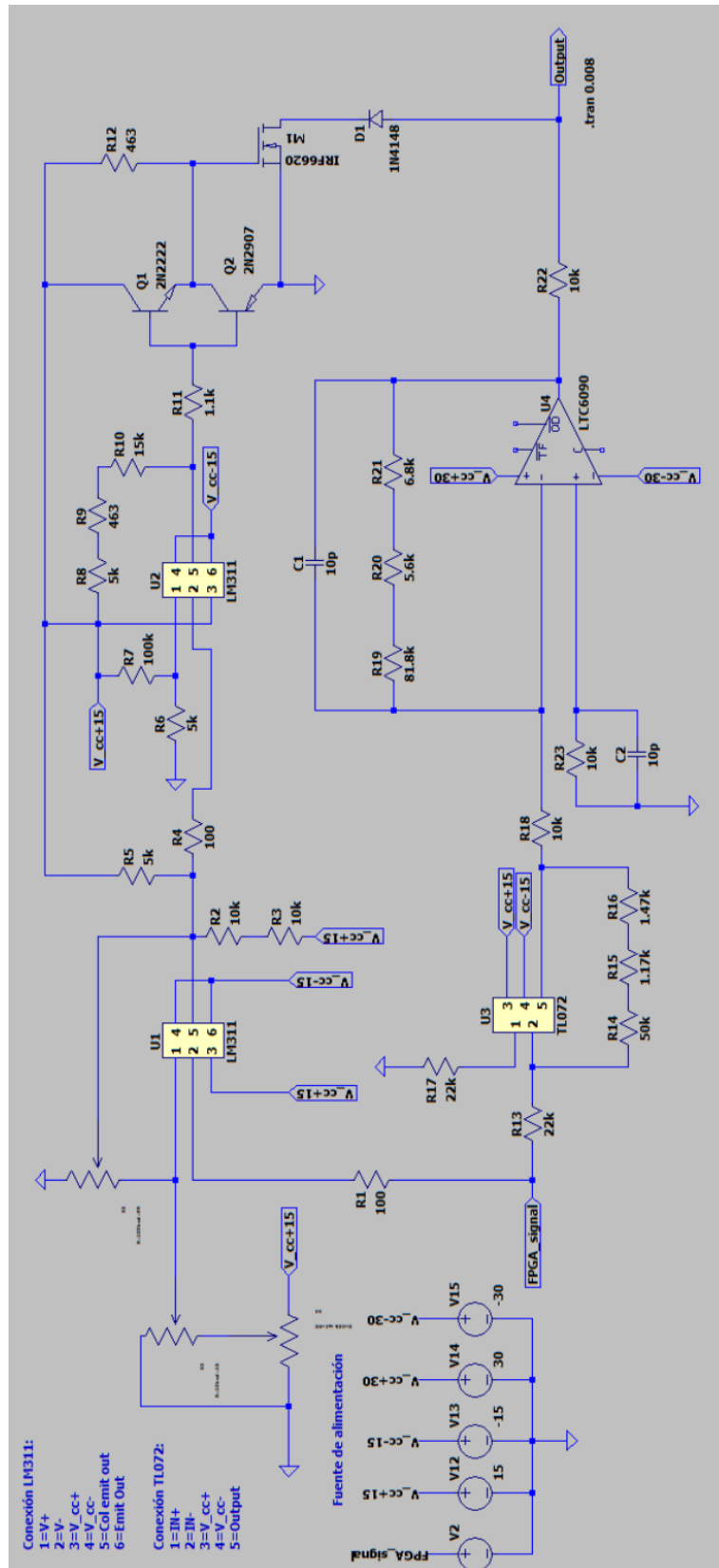


Figura 3.9: Diagrama eléctrico del circuito general descrito previamente en la figura 3.1. En este diagrama se incluyen los valores reales de los elementos activos y pasivos que componen el circuito.

puede apreciarse en la figura 3.9.

El valor de las resistencias en todo el circuito fue determinado por la limitante en la disipación de corriente, por su existencia nominal en el mercado (valor comercial) y por los requerimientos de ganancia en cada uno de los OP-AMP's, sin embargo debo aclarar que a nivel experimental la resistencia R22 del circuito 3.8 tuvo que ser retirada puesto que su conexión genera un divisor de voltaje entre el circuito y el sistema piezoeléctrico, los valores nominales del divisor de voltaje se aprecian en el apéndice B.1.

## 3.2. Software: Python 3.7.4

Una vez diseñada la electrónica de un motor piezoeléctrico es necesario redactar un script para generar una interfaz de usuario capaz de emitir y controlar los pulsos que se le hacen llegar al sistema piezoeléctrico. En esta sección se da un breve resumen sobre el script implementado para el correcto funcionamiento de un motor tipo piezoeléctrico. Este capítulo esclarece la lógica detrás de la emisión de los pulsos en la FPGA.

Por convención todo programa en Python se inicializa mandando a llamar a las librerías por utilizarse, esto se ejemplifica en las líneas 15-19 del código original:

```
from ventana_ui import *  
import os  
import waveGenerator_2 as waveGen  
import auxiliarMethods as aux  
from PyQt5.QtGui import QPixmap
```

Aquí se importa un archivo llamado *ventana\_ui*, este archivo contiene todos los parámetros relacionados con la visualización de la interfaz gráfica, es decir, como están distribuidos el texto, los cuadros de texto, imágenes, entre otros atributos. La librería *waveGenerator\_2* es una librería local que contiene las funciones necesarias para ordenar la emisión de pulsos a través de la FPGA, este archivo fue redactado fuera del archivo principal de código por cuestiones de simplicidad. Una segunda librería denominada *auxiliarMethods* contiene las funciones necesarias para devolver mensajes en un cuadro de texto, dichos mensajes son alertas, o mensajes de error.

Finalmente *PyQt5.QtGui* es el encargado de administrar en su totalidad el comportamiento de la interfaz gráfica; mayor información sobre esta librería es ofrecida por “Riverbank Computing Limited” [58].

### 3.2.1. Emisión de pulsos

En primera instancia se declaran las funciones para iniciar las operaciones en la FPGA 125-10 Red Pitaya. El grupo completo y manual de usuario de esta FPGA se encuentran en la página web oficial del fabricante [59].

Por lo que aquí respecta, se declara una función que determina el estado de la FPGA, es decir, si el dispositivo se encuentra conectado al sistema, listo para usarse, en pausa, o en caso de ser necesario si por alguna razón no esta disponible. Esta función solo almacena en una variable el estado actual del dispositivo.

```
def RP_state(self, state):
    #Define el estado del motor piezoeletrico y la FPGA:
    #conectado, No conectado, disponible, etc
    self.statusText.setText(str(state))
    self.statusVar = state
```

En dado caso que los parámetros principales sean correctos, el programa procede a conectarse con la FPGA mediante el botón “connect”, este botón manda a llamar a una función del mismo nombre:

```
def connect(self):
    #Establece comunicacion con el FPGA
    self.getParameters()
    self.RP_state("Connecting_...")
    self.promptMessage(self.statusVar, 0, 0, 0, 0)
    try:
        self.signal.startCommunication()
        self.RP_state("Connected")
        self.promptMessage(self.statusVar, 0, 0, 0, 0)
        self.enableOptions()
        self.inputTextQSpinBox1.setEnabled(False)
```

```

self.inputTextQSpinBox2.setEnabled(False)
self.inputTextQSpinBox3.setEnabled(False)
self.inputTextQSpinBox4.setEnabled(False)
self.radioButton.setChecked(True)
self.startButton.setEnabled(False)

```

...

La rutina `getParameters()` obtiene la dirección IP de la FPGA mediante los datos registrados por el usuario en la interfaz gráfica, posteriormente emite un mensaje en el recuadro de texto, e intenta establecer comunicación con la FPGA, en caso de ocurrir una excepción, la función devuelve el estado “No conectado” y no permite continuar con la emisión de pulsos. En caso de registrar una conexión exitosa el software pone a disposición del usuario el resto de las opciones en la interfaz gráfica.

Todos los parámetros en el software son determinados mediante la interfaz gráfica y el script se encarga de pasar las variables para operar el FPGA. La secuencia de comandos encargada de la emisión de pulsos se encuentra en el archivo `waveGenerator_2.py`. En este archivo se importa el módulo de Red Pitaya, dicho módulo es el encargado de traducir los comandos escritos en Python a un lenguaje que la FPGA puede entender. De igual forma, en este archivo se incluye el módulo `time`.

El archivo consta de una clase denominada `waveGenerator`, esta clase inicializa las variables a utilizar en la emisión de pulsos, estas variables son: función (forma) de onda, frecuencia, amplitud, dirección IP, tren de pulsos (número de pulsos).

```

self.waveForm = waveForm
self.freq = freq
self.ampl = ampl
self.board_address = IP_Address
self.pulse_train = pulse_train

```

```

def startCommunication(self):
    """inicia la comunicacion con la tarjeta"""
    self.board_name = scpi.scpi(self.board_address)

```

Asimismo existe una función encargada de resetear los parámetros del FPGA a sus valores por defecto, esta función es denominada `resetCommunication(self,state)`. Por otra parte las líneas de código encargadas de emitir pulsos en la terminal de salida del FPGA son:

```
def pulseGen(self):
```

La función antes mencionada emite pulsos individuales, mientras que la función encargada de emitir un tren de pulsos especificado por el usuario mediante ciclos de trabajo son:

```
def pulseStepGen(self, cycles):
```

Finalmente la función necesaria para emitir un tren de pulsos indefinido se expresa con la función `inftyPulseGen(self)`, esto es:

```
def inftyPulseGen(self):
```

La lógica en la sintaxis de las funciones antes mencionadas se especifican en la documentación de Red Pitaya [59]. Tomemos por ejemplo las líneas de código ejecutadas para emitir un pulso:

```
self.board_name.tx_txt('SOUR1:FUNC_ ' + \
                        str(self.waveForm).upper())
self.board_name.tx_txt('SOUR1:FREQ:FIX_ ' + \
                        str(self.freq))
self.board_name.tx_txt('SOUR1:VOLT_ ' + str(self.ampl))

self.board_name.tx_txt("SOUR1:VOLT:OFFS_0")
self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:NCYC_ ' + str(1))
self.board_name.tx_txt('OUTPUT1:STATE_ON')
self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:STAT_ON')
```

En primer lugar se especifica el tipo de forma de onda a emitir, en caso de querer emitir un pulso tipo sierra, debería escribirse `SAWU` en el parámetro `str(self.waveForm)`. Para especificar la frecuencia y amplitud de la onda se deben sustituir los parámetros `self.freq` y `self.ampl` con su respectivo valor numérico. Sin pérdida de generalidad el comando `SOUR1:VOLT:OFF_0` indica el offset del voltaje a emitir. `NCYC` señala el número de periodos emitidos en un solo disparo. `OUTPUT1:STATE_ON`

habilita las salidas analógicas en la tarjeta. *STAT\_ON* prepara el modo ráfaga. *BURS\_NOR* genera un número de disparos R. *TRIG\_SOUR\_INT* Selecciona el origen del trigger. *TRIG\_SOUR\_IMM* escoge inmediatamente la fuente del trigger.

El resto de las funciones contienen una sintaxis similar a la función `pulseGen(self)` y la librería es implementada para funcionar de manera sencilla en conjunto con la interfaz gráfica. Se adjunta una copia del software completo con sus respectivos comentarios en la sección de apéndices: B.2, B.3 y B.4.

### 3.3. Motor piezoeléctrico

La implementación del motor piezoeléctrico desarrollado en esta tesis puede observarse en la figura 3.10. En dicha figura destacan 8 elementos clave al momento de caracterizar el desplazamiento del dispositivo. El arreglo experimental cuenta con los siguientes elementos:

- Computadora
- FPGA Red Pitaya 125-10
- Circuito Amplificador de respuesta rápida
- Motor piezoeléctrico AG-LS25V6
- Osciloscopio
- Fuente de poder (corriente directa)
- Monitoreo de temperatura (Termopar K)
- Controlador de señales AG-UC8

En primer lugar el desarrollo experimental cuenta con una computadora (1) que es la encargada de ejecutar un script básico escrito en Python 3.7, desde este centro de mando es posible dar órdenes a una tarjeta FPGA (2) para generar una cantidad de pulsos según lo requiera el usuario. Los pulsos se hacen llegar a un circuito amplificador de respuesta rápida (3) por medio de un cable BNC, a la salida de



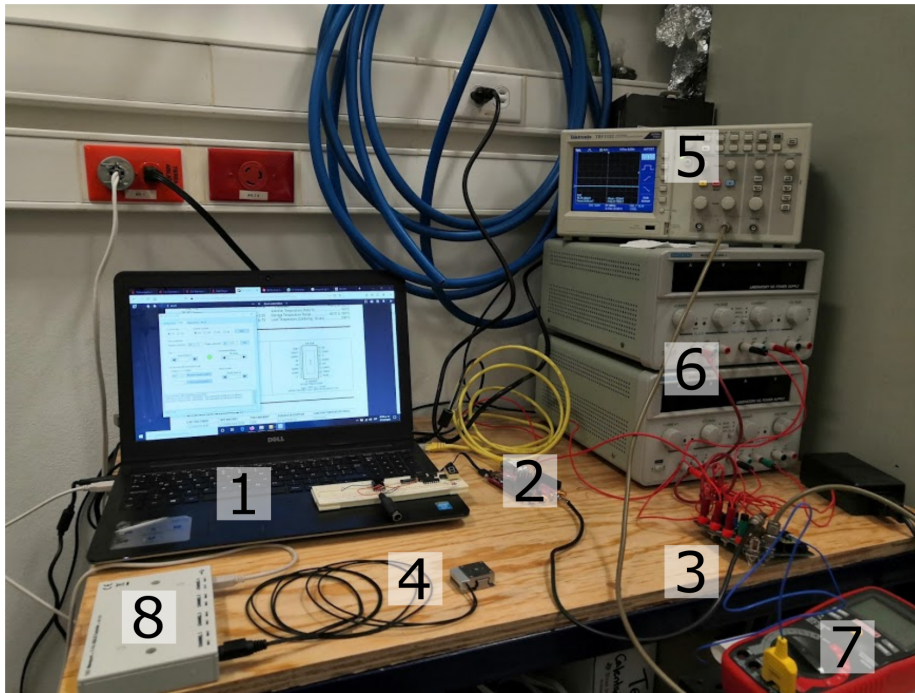


Figura 3.10: Implementación experimental de motor piezoeléctrico. Con este arreglo experimental es posible reproducir desplazamientos que van hasta algunos micrométricos en una unidad móvil.

este circuito debe ir conectado el motor piezoeléctrico (4) con el fin de generar un desplazamiento micrométrico en la unidad móvil. Enumerado con el número (6) es posible apreciar dos fuentes de poder de corriente directa que son las encargadas de suministrar la energía al circuito amplificador de respuesta rápida.

Finalmente podemos distinguir otros dos elementos para caracterizar el circuito un osciloscopio (5), y un controlador de señales(8). Estos dispositivos son de gran utilidad si se desea constatar la forma de la señal a la entrada y salida del circuito amplificador, puesto que el equipo permite ver de forma clara la naturaleza de la señal y el tiempo de caída en el voltaje de la señal amplificada.

Finalmente un controlador de señales modelo AG-UC8 sirve como unidad de apoyo para determinar la ubicación exacta de la unidad móvil en el motor piezoeléctrico, esta unidad sirve meramente con fines comparativos para el resultado experimental.

# Capítulo 4

## Resultados

El rendimiento e implementación del motor piezoeléctrico se reporta en este capítulo. Se obtuvo un valor de paso individual de  $114.32 \pm 1 \text{ nm}$  a una frecuencia de 666Hz y una amplitud en la señal de salida de  $21.8 \pm 0.1 \text{ V}$ . Los datos reportados en esta sección son reproducibles siempre que la carga normal sobre el dispositivo sea inferior a 3N [60]. Es imprescindible resaltar que la aceleración del piezoeléctrico es un factor clave del experimento con el fin de vencer la fricción estática entre la masa móvil y el material piezoeléctrico.

### 4.1. Simulación electrónica

Previo a la impresión de la placa PCB del circuito electrónico se realizaron las simulaciones del circuito mostrado en la figura 3.9. En este apartado se ilustran los resultados obtenidos en dichas simulaciones, aquí se muestra el funcionamiento de los comparadores LM311 con respecto a la señal de entrada, de tal forma que se pueda apreciar el comportamiento descrito en las figuras 3.3 y 3.4, con este resultado se observa el valor del voltaje umbral ( $V_{p'}$ ) descrito en la sección 3. Posteriormente se mostrará la señal de conmutación que permite controlar al MOSFET IRF620.

Finalmente se presenta la señal generada por la amplificación de los OPAMP's, en donde se observa el tiempo de caída de la señal en 2 casos. En primer lugar se destaca el desempeño del circuito en ausencia del MOSFET, posteriormente se muestra el desempeño del sistema al implementar el MOSFET al circuito. Se subraya que la caracterización del tiempo de caída de voltaje del circuito es el resultado medular

de este trabajo.

La figura 4.1 muestra el resultado de la simulación del circuito eléctrico. La señal en color verde ilustra la señal generada por la FPGA en su terminal de salida analógica (OUT1). En esta gráfica se compara el voltaje de entrada (azul) a la terminal  $V+$  del primer comparador y se yuxtapone con la señal emitida por el FPGA.

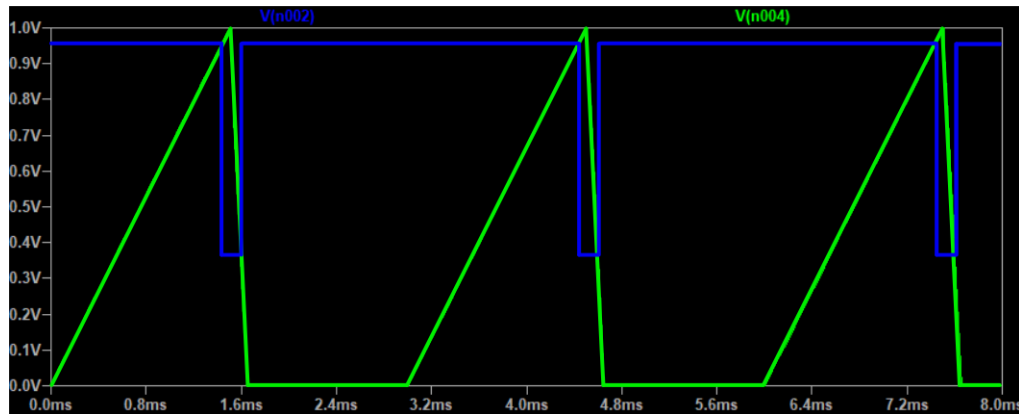


Figura 4.1: Simulación de señal de entrada emitida por el FPGA (verde), Voltaje registrado en la terminal  $V+$  del primer comparador LM311 (Azul). El comparador emite una señal en bajo cuando el voltaje emitido por el FPGA es superior al voltaje umbral, de lo contrario el comparador emite una señal en alto.

Es importante observar que cuando la señal del FPGA (verde) es mayor al voltaje de entrada del comparador (azul) se obtiene una caída súbita en la diferencia de potencial de la terminal, previamente descrito en la sección 3, es decir, un estado en alto pasa a ser un estado en bajo. Este comportamiento indica el valor del voltaje umbral. Dado que el voltaje umbral debe ser lo más próximo al voltaje máximo emitido por el FPGA se consideró que  $V_{p'} = 0.95$  es un valor lo suficientemente cercano para cumplir las condiciones del experimento.

El voltaje umbral  $V_{p'} = 0.95V$  se obtiene al configurar los potenciómetros del circuito según se especifica en el cuadro 4.1. La razón para utilizar 3 potenciómetros en lugar de resistencias de carbón se justifica con la intención de poder variar el voltaje umbral según sea requerido por la naturaleza en la amplitud de la señal de entrada. Es oportuno esclarecer que el potenciómetro 1 se encarga de controlar el offset en la señal que llega a la terminal  $V+$  del primer comparador. El segundo potenciómetro es el encargado de fijar el valor del voltaje umbral ( $V_{p'}$ ), recordemos que dicho valor está relacionado directamente con la resistencia ofrecida por el tercer

potenciómetro.

	Potenciómetro		
	1	2	3
Valor porcentual	90 – 10 %	15 – 85 %	99 – 1 %
Valor neto	50k	10k	100k
$R_a$	45k	1.5k	1k
$R_b$	5k	8.5k	99k

Cuadro 4.1: Parámetros resistivos a cada uno de los potenciómetros presentados en la simulación del circuito.

Un segundo resultado obtenido en la simulación es la señal digital de salida emitida por el primer LM311. Este comparador emite una señal en bajo cuando el voltaje en la señal emitida por el FPGA es superior al voltaje umbral, este comportamiento se aprecia en la figura 4.2.

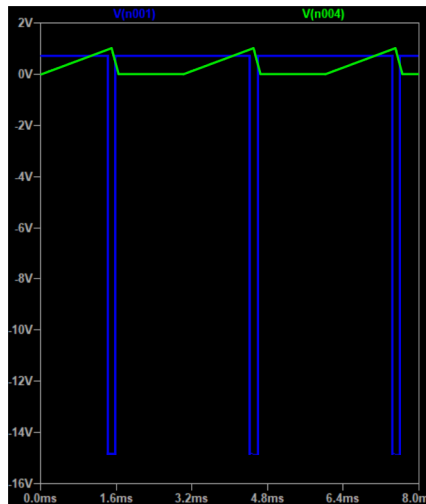


Figura 4.2: Un comparador dedicado como el LM311 emite una señal de salida binaria, el dispositivo envía un pulso en bajo (azul) cuando la señal de entrada (verde) es superior a cierto voltaje umbral.

El último resultado obtenido a la salida de los comparadores se muestra en la figura 4.3, en esta imagen se compara la señal de entrada (azul) en el segundo comparador LM311 junto a la señal de salida (verde) del dispositivo. El segundo comparador funge como un negador de señal, este resultado muestra dos estados del circuito, un estado en alto ( $+15V$ ) y un estado en bajo ( $-15V$ ).

La señal verde en la figura 4.3 se hace llegar a la base de los transistores en el circuito 3.9.C) y es justo esta señal la que activa o desactiva el MOSFET IRF620 tal como se indicó en la figura 3.5. Esta serie de resultados indican que la señal

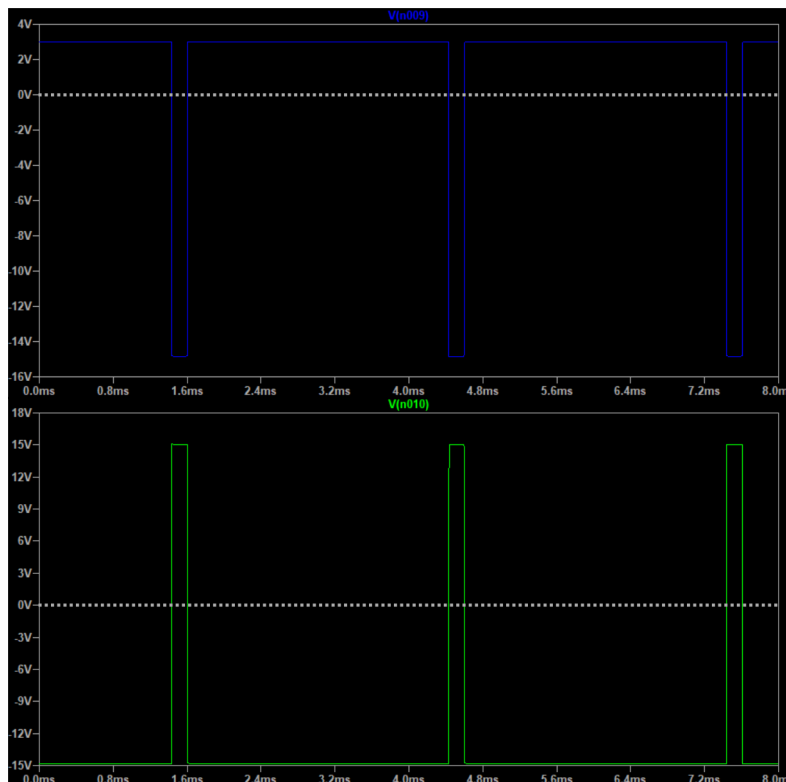


Figura 4.3: Simulación de emisión de pulsos en el segundo comparador LM311 (verde). Cuando este comparador registra una entrada en alto emite una salida en bajo ( $-15V$ ). En azul se aprecia la señal emitida por el primer comparador LM311.

amplificada del circuito en general podrá ser aterrizada de forma inmediata, dando como resultado una alta aceleración en el sistema piezoeléctrico, ahora veamos lo que sucede en la etapa amplificadora.

Es interesante examinar la figura 4.4 ya que estas gráficas simulan la señal de salida en cada uno de los OPAMP's empleados, estos son el TL072 y el LTC6090. Veamos que la señal emitida por el FPGA (azul) se hace pasar por el primer OPAMP TL072.

EL OPAMP TL072 esta conectado en configuración inversora, esto puede apreciarse claramente en la figura 4.4; es por ello que la señal en verde corresponde a la salida del TL072, en donde la naturaleza de esta señal indica que es una reflexión amplificada de la señal original en azul, es decir, posee un voltaje negativo y duplica al valor original. Si se desea conocer el voltaje a la salida del TL072 basta con emplear la ecuación A.6, el cálculo del voltaje mínimo a la salida del TL072 es de  $-2.3927V$ , mientras que la simulación indica que dicho voltaje debe ser de  $-2.3922V$ .

Finalmente llegamos al resultado medular de la señal aplicada al motor piezo-

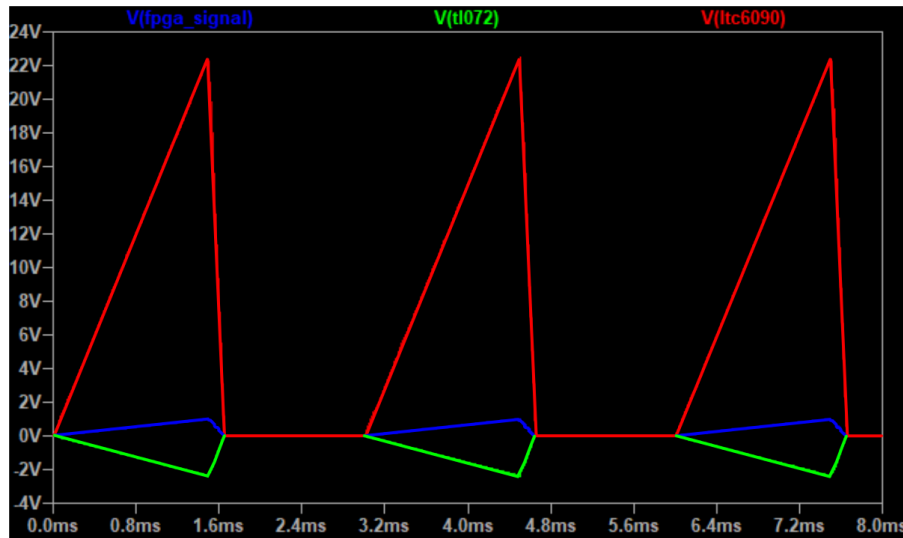


Figura 4.4: Simulación en la amplificación de la señal de salida de cada OPAMP. En azul se ilustra la señal de entrada original, en verde una primera amplificación por medio del TL072, en rojo se observa la señal amplificada por el LTC6090.

eléctrico, presentado en la figura 4.5 se aprecia la señal amplificada por el segundo OPAMP, en este escenario es posible observar una señal verde que corresponde al voltaje en caso de no conectar el MOSFET hacia el circuito amplificador, simultáneamente es posible ver una señal en rojo que indica el voltaje de la señal amplificada operando con ayuda del MOSFET. Es evidente que al activar el MOSFET la señal roja presenta una amplia reducción en el tiempo de voltaje de caída, también es cierto que el voltaje máximo de la señal amplificada se ve disminuido, esto es debido a que la señal se ve aterrizada inmediatamente justo al cruzar el voltaje umbral determinado por el comparador LM311.

Una última comparación permitirá conocer el desempeño del circuito 3.9. Con ayuda de la figura 4.6 es posible cuantificar la reducción en el tiempo de caída de la señal amplificada. Tomemos como primer caso la ausencia de la etapa comparadora y conmutadora en el circuito 3.9. El resultado en el tiempo de caída del voltaje amplificado puede apreciarse en la señal verde de la figura 4.6, de acuerdo con la simulación el tiempo de voltaje de caída de la señal es de  $152.39\mu S$ .

Al hacer funcionar al MOSFET IRF620 en su región activa, tal como se explica en 3, se logra aterrizar al circuito 3.9 de forma inmediata, esta aseveración se reafirma con el resultado mostrado por la figura 4.6, puesto que la señal de salida (azul) posee un tiempo de caída de 649.5 ns.

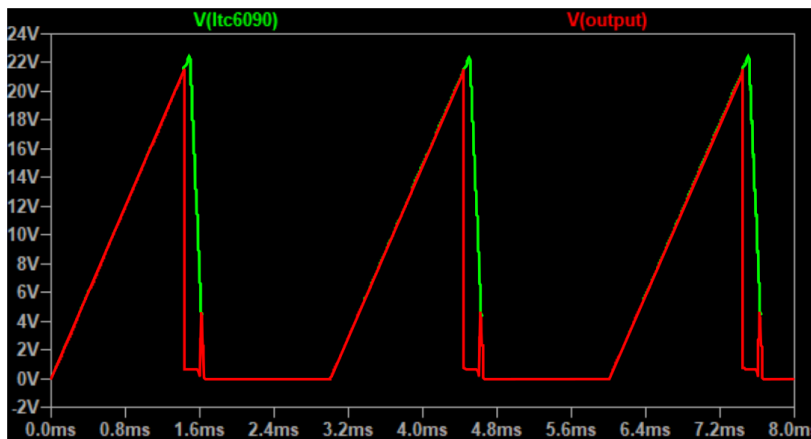


Figura 4.5: Simulación en la amplificación de la señal de salida del OPAMP LTC6090. En verde se ilustra la señal de salida original sin la implementación del MOSFET IRF620, en rojo se observa la señal amplificada por el LTC6090 con el MOSFET en la región de saturación.

## 4.2. Desempeño del circuito

Una vez llevadas a cabo las simulaciones para conocer el desempeño teórico del circuito, se pone a prueba experimental la electrónica desarrollada en la sección 3, para ello fue necesario la impresión sobre una placa PCB del sistema en cuestión.

La figura 4.7 indica el proceso de construcción de la placa PCB, en primer lugar, se desarrolló el esquema electrónico desarrollado en el simulador para realizar las conexiones eléctricas del circuito sobre una placa fenólica. La impresión de la placa se realizó con una CNC LPKF [61] cuyo resultado puede observarse en la posición superior derecha de la figura 4.7. Finalmente se aplicó solder mask a la impresión de la placa para proteger al circuito en contra de la corrosión, es en este punto que los componentes electrónicos son soldados tal como se muestra en la parte inferior de la figura 4.7.

En cuanto a los componentes físicos del dispositivo, es importante hacer hincapié en 3 elementos clave del sistema. A primera vista pueden apreciarse los 3 potenciómetros que determinan el voltaje umbral  $V_p$  de respuesta en el primer comparador LM311, posteriormente debe observarse una resistencia de 1/2 watt en color azul, que posee un valor nominal de  $463\Omega$ , esta resistencia es especial porque recibe toda la señal que se hace pasar por la etapa conmutadora del circuito. Manejar un sistema piezoeléctrico con una señal tipo sierra supone disipar una potencia relativamente grande en la etapa conmutadora del circuito. La resistencia en 3.5 posee un valor

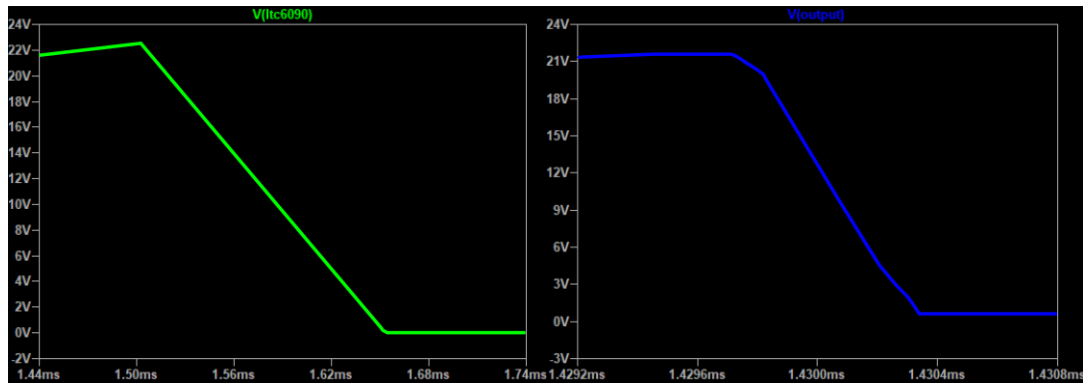


Figura 4.6: La configuración MOSFET en modo switch permite controlar directamente el paso de las carga a través del circuito. La configuración de corte se obtiene al enviar un cero lógico (0V) a la entrada de la compuerta MOSFET, de manera antagónica la saturación del dispositivo se obtiene al enviar una señal en alto (15V) a la entrada de la compuerta lógica. El MOSFET IRF620 en su región de saturación permite aterrizar el circuito eléctrico de forma precipitada, la figura ilustra el desempeño de la electrónica sin el uso del MOSFET (verde) y con el uso del MOSFET (azul).

nominal de  $463\Omega$  y debe disipar una potencia de  $0.47W$  si se le alimenta con  $15V$ .

La implementación del circuito amplificador se ilustra en las figuras 4.8 y 4.9, para ello fue necesario conectar la placa PCB directamente a un motor piezoeléctrico AG-LS25V6 marca Agilis [60], el diagrama de conexión necesario para comunicar la placa PCB con el motor se ilustra en la figura 4.9. El motor cuenta con conector tipo mini-Din4, en este caso el Pin 4 esta asociado a la tierra del circuito, mientras que el Pin 2 es el terminal encargado de enviar la señal tipo rampa amplificada para lograr el movimiento del motor piezoeléctrico.

Asimismo el proyecto cuenta con un controlador de motores piezoeléctricos modelo AG-UC8 [62] que servirá de guía para caracterizar la señal emitida por el circuito 3.9. En la figura 4.10 se aprecia la señal generada por el circuito, a su vez la señal en azul se compara con la señal producida por el controlador AG-UC8. En este caso la señal de salida adquiere un valor pico a pico de  $23.0V$  y una frecuencia de  $649Hz$ , estas especificaciones fueron definidas intencionalmente con el fin de no operar el motor AG-LS25V6 a su máxima capacidad.

En la figura 4.11, podemos apreciar el desempeño del circuito 3.9, en este escenario el software le indica a la FPGA emitir un solo pulso con amplitud de  $1V$ , esta señal es amplificada hasta alcanzar los  $21.8V$ , la particularidad de esta señal radica en que el tiempo de caída del voltaje ronda el régimen de los nanosegundos, prueba



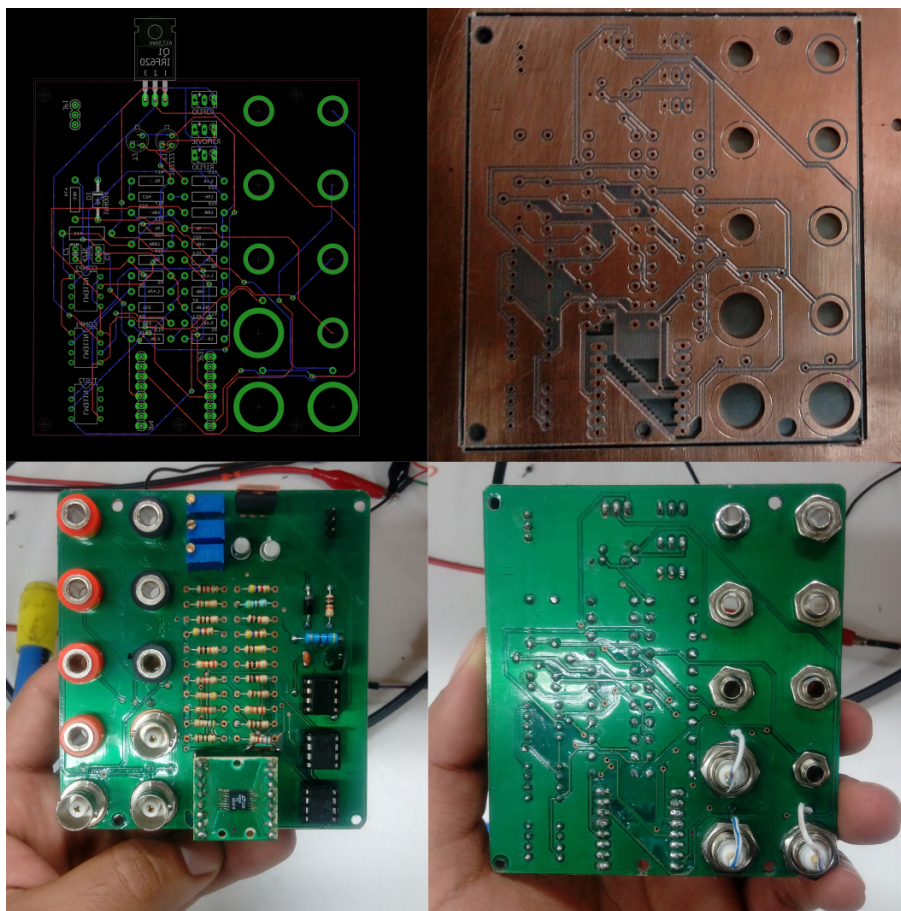


Figura 4.7: Desarrollo de placa PCB para el circuito amplificador de respuesta rápida. Se ilustra el desarrollo esquemático de la placa a doble capa previo a su impresión en una placa fenólica, asimismo se muestra el producto terminado.

de ello lo encontramos amplificando el eje temporal del osciloscopio, tal como lo indica la parte superior de la figura 4.11. Aislando la señal original en la figura 4.10 se obtiene la señal mostrada en la figura 4.11, esta señal indica la emisión de un pulso individual emitido por la FPGA 125-10 (izquierda), paralelamente en la figura 4.10 se puede apreciar la misma señal amplificada por el circuito 3.9 (derecha).

El tiempo de voltaje de caída de la señal se visualiza en el osciloscopio, figura 4.11. En este caso es posible observar el tiempo de bajada de voltaje cuando el MOSFET se encuentra en modo activo. La figura 4.12 muestra una señal con un tiempo de caída de  $2.50\mu s$ , mientras que del lado derecho se aprecia una señal cuyo tiempo de caída es de alrededor de  $150\text{ ns}$ . La diferencia temporal entre ambas señales indica que la segunda señal posee un tiempo de caída 16 veces más corto que la señal original, esto es debido a que en la segunda señal el MOSFET entró en operación activa, mientras que en la primera señal el MOSFET estuvo desactivado durante

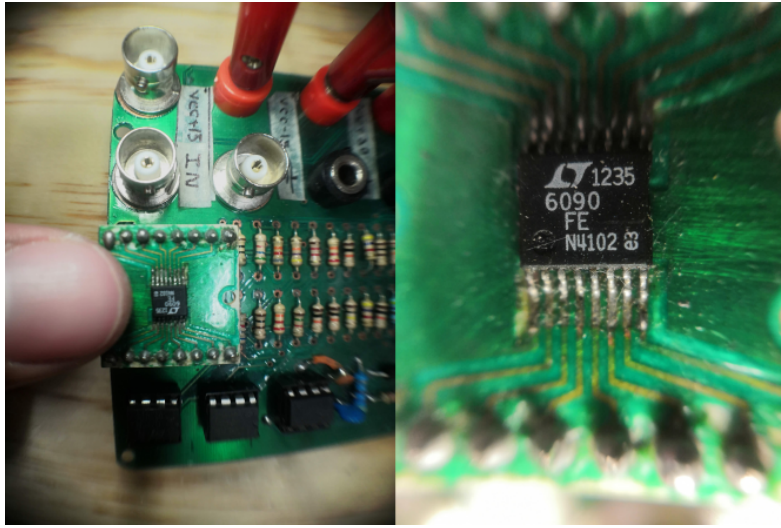


Figura 4.8: OPAMP LTC6090 de montaje superficial, empaquetado TSSOP de 4.4 mm, permite una amplificación máxima de  $140V_{pp}$  y un sistema de seguridad térmico (thermal shutdown). El OPAMP fue diseñado para ser empleado en motores tipo piezoeléctricos.

todo el experimento.

Una necesidad planteada en este controlador fue la de emitir pulsos a conveniencia del usuario, esto es, desarrollar una electrónica capaz de emitir pulsos individuales, pares de pulsos, trenes de pulsos, o en su caso emitir pulsos de forma indefinida según la petición del usuario, en la figura 4.13 y 4.14 recalco la versatilidad del software para emitir pulsos según sea requerido.

En primer lugar la tarjeta tiene la capacidad de emitir pulsos individuales, en caso de que se requieran movimientos finos. Aumentando el grado de complejidad el software es idóneo para emitir trenes de pulsos, finalmente en la figura 4.14 (derecha) se muestra la emisión de 22 pulsos, este comportamiento es crucial al momento de desplazar un motor piezoeléctrico en la escala de decenas de micrómetros. En suma el software puede generar una cantidad pulsos con ciclos de trabajo espaciados por un voltaje en bajo, tal como se muestra en la figura 4.14 (izquierda).

Esta descripción sería incompleta si no se tomara en consideración el movimiento de traslación del motor piezoeléctrico AG-LS25. El resultado en tiempo de caída ilustrado por la figura 4.12 indica que es posible generar un movimiento en el dispositivo piezoeléctrico. A fin de generar el movimiento de traslación en el sistema fue necesario generar una señal tipo rampa con características reproducibles. Dado que el movimiento traslacional a escalas nanométricas es difícil de medir de forma

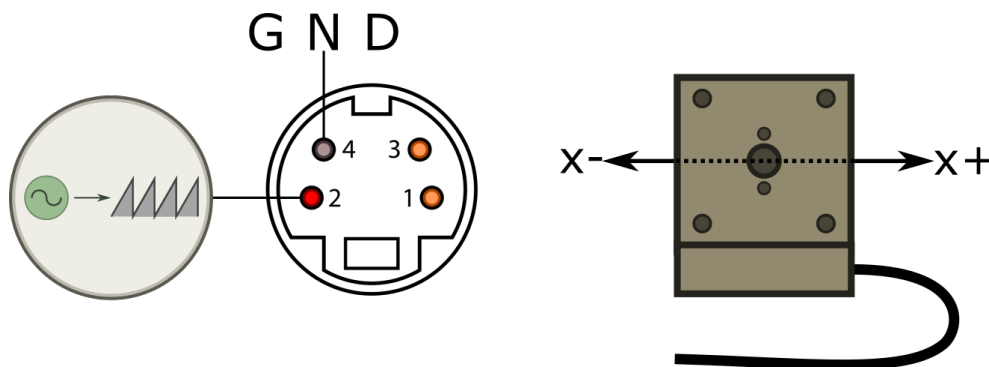


Figura 4.9: Diagrama de conexión para motor piezoeléctrico Agilis modelo: AG-LS25V6. La señal emitida por FPGA se envía a través de un cable con terminación tipo Mini-DIN 4, el pin 2 (rojo) es el responsable de hacer llegar la señal al motor piezoeléctrico, por otro lado el pin 4 establece el punto que servirá como referencia de tensión en el circuito, es decir, tierra analógica.

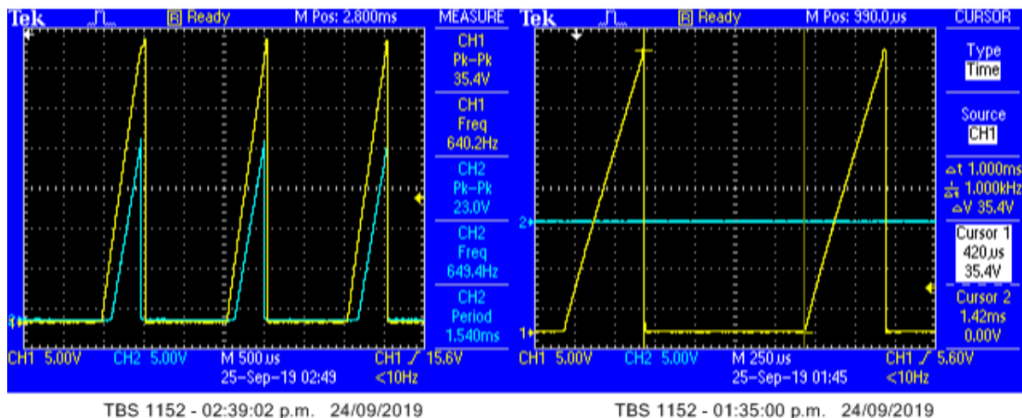


Figura 4.10: A la izquierda se grafica la señal producida por el circuito 3.9 (azul) y la señal generada por el sistema AG-UC8 (amarillo). A la derecha se observa únicamente la señal producida por el sistema AG-UC8.

macroscopica, tuve que emitir una serie de pulsos que fueran lo más fiables posibles. En este sentido se emitió una señal que constara de 999 pulsos por ciclo de trabajo, tal como se muestra en la figura 4.15.

A través del recorrido total del motor piezoeléctrico AG-LS25 (12 mm) es posible conocer con precisión la ubicación del equipo durante los experimentos, con una resolución máxima de  $12\mu m$ . Por consiguiente al emitir un pulso como el ilustrado en la figura 4.11 fue imposible cuantificar el desplazamiento nanométrico del motor piezoeléctrico. El motivo detrás de este comportamiento yace en la resolución limitada para medir el desplazamiento del equipo.

Al agrupar 999 pulsos en un ciclo de trabajo fue posible determinar el movimiento

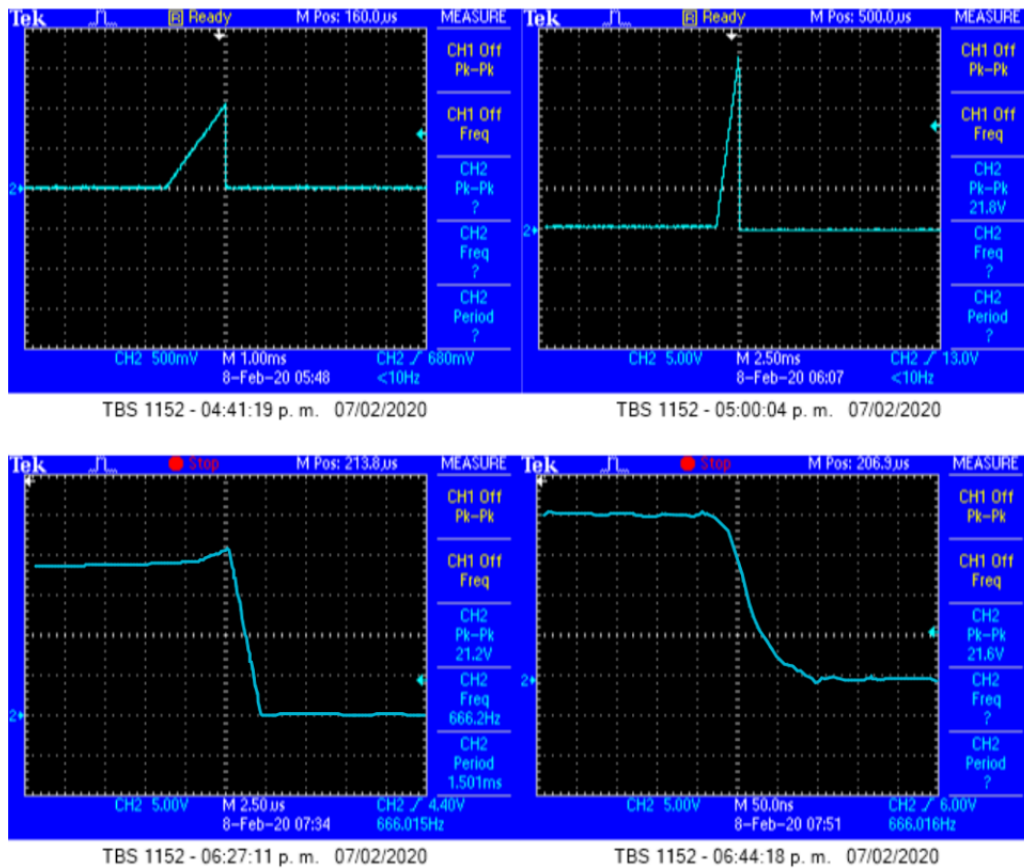


Figura 4.11: La parte superior ilustra la señal original emitida por el FPGA (izquierda) a una escala de 500mV por cuadro, del lado derecho se aprecia la señal amplificada por el circuito 3.9 con una resolución de 5.0V por cuadro. La parte inferior indica la señal amplificada por el circuito 3.9 (izquierda), en este caso evidencio un tiempo de caída lento ( $\sim 2.50\mu s$ ) debido a que el MOSFET fue desconectado del circuito. En cambio, del lado derecho ilustró una señal en donde el MOSFET es activado y el tiempo de caída de voltaje es de alrededor de 150 ns.

traslacional del motor piezoeléctrico al caracterizar la emisión de pulsos a través de la FPGA con una serie de pulsos como los mostrados en la figura 4.15, con este ciclo de trabajo fue posible estimar aproximadamente el desplazamiento del motor piezoeléctrico.

Se procedió a realizar 3 mediciones cuyo objetivo fue estimar la posición del motor piezoeléctrico tras la emisión de los pulsos mencionados en la figura 4.15. En este sentido una medición consta de 5 ciclos de trabajo, en donde cada ciclo de trabajo esta constituido por 999 pulsos, es decir que cada medición le hace llegar al motor piezoeléctrico 4995 pulsos. La idea detrás de este gran número de pulsos radica en poder tener certidumbre al momento de calcular el desplazamiento del

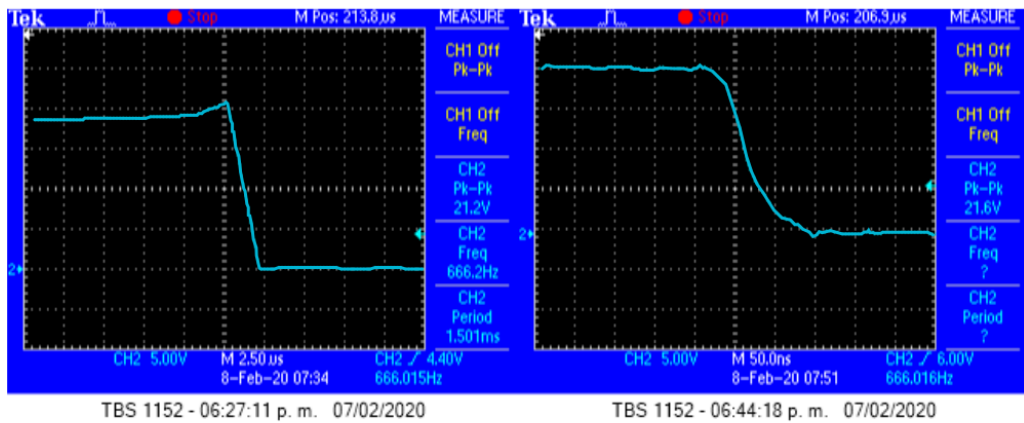


Figura 4.12: Del lado izquierdo se muestra la señal amplificada por el circuito 3.9, en este caso se observa un tiempo de caída lento ( $\sim 2.50\mu s$ ) debido a que el MOSFET fue desconectado del circuito. En cambio, del lado derecho se ilustra una señal donde el MOSFET es activado y el tiempo de caída de voltaje es de alrededor de 150 ns.

motor piezoeléctrico con ayuda del software incluido en AG-UC8.

Prueba	Posición inicial	Posición final	Desplazamiento	
			Total (th)[ $\mu m$ ]	Individual (nm)
1	733	780	(47)[564]	112.9
2	523	572	(49)[588]	117.1
3	572	617	(47)[564]	112.9

Cuadro 4.2: Muestra los datos obtenidos en los 3 experimentos realizados para caracterizar el desplazamiento del motor piezoeléctrico. Las unidades de posición inicial y final se encuentran en [th] y son equivalentes a  $12\mu m$ . ( $1th = 12\mu m$ )

Se determinó que el tamaño de paso del motor piezoeléctrico es de un tamaño irregular, en consecuencia se registró el tamaño de paso del motor piezoeléctrico por cada 5 ciclos de trabajo tal como lo indico en el cuadro 4.2. Tras realizar 3 pruebas puede determinarse que a 2 se les adjudica un tamaño de paso de  $112.9\text{ nm}$ , mientras que una prueba presenta un tamaño de paso de  $117\text{ nm}$ . Al promediar el desplazamiento del equipo se obtuvo el tamaño de paso final de  $\Delta x = 114.32 \pm 1\text{ nm}$ .

Prosiguiendo con el experimento se realizó una cuarta prueba con el motor piezoeléctrico. En este caso se redujo el voltaje de la señal aplicada al motor AG-LS25V6 y se sometió a un voltaje pico a pico de  $12.6\text{ V}$  tal como lo muestra la figura 4.16, para esta se hicieron 16 ciclos de trabajo con 999 pulsos cada uno, es decir, al final de la prueba el motor recibió un total de 15,984 pulsos. Los datos obtenidos en esta prueba se muestran en el cuadro 4.3.



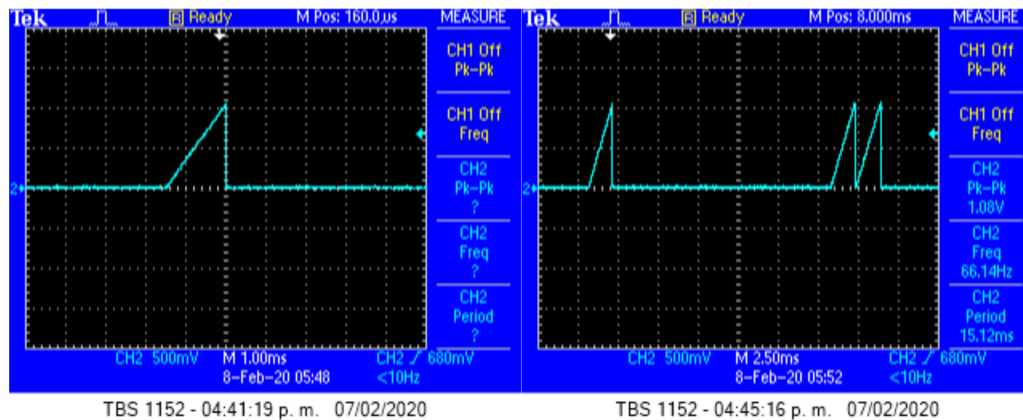


Figura 4.13: Muestra la versatilidad del software desarrollado a lo largo de este proyecto, con la FPGA es posible emitir pulsos individuales, pulsos pares, o trenes de pulsos a conveniencia del usuario.

Prueba	Posición inicial	Posición final	Desplazamiento	
			Total (th) $[\mu m]$	Individual (nm)
4	617	641	(24)[288]	18.018

Cuadro 4.3: Muestra los datos obtenidos en la prueba 4, aquí el voltaje aplicado al motor piezoeléctrico fue de 12.6V. El motor se desplazó  $288\mu m$ .

En esta prueba el tamaño de paso individual se ve disminuido y da como resultado un paso de  $18.018\text{ nm}$  y un desplazamiento total de  $288\mu m$ . En total se aplicaron 48,951 pulsos con la finalidad de observar macroscópicamente el desplazamiento total del motor, referido a este contexto es útil exponer una última prueba sobre dicho desplazamiento del sistema.

La figura 4.17 corresponde a una quinta prueba con el objetivo de ilustrar el movimiento del motor piezoeléctrico a simple vista. A la izquierda de esta figura podemos observar al sistema en una posición inicial ( $X_i$ ), mientras que del lado derecho se muestra al dispositivo en su posición final ( $X_f$ ). En este caso el desplazamiento objetivo es de 4 mm, para lograr dicho comportamiento se aplicaron 48,951 pulsos en 49 disparos de 999 pulsos.

En la figura 4.17 se muestra un desplazamiento cercano a 4 mm. Verificando los datos con el software del fabricante resulta que el desplazamiento total del motor piezoeléctrico fue de  $4.104\text{ mm}^1$ .

<sup>1</sup>Cifra reportada por el software del fabricante mediante un controlador Newport AG-UC8 que cuenta con un sistema capaz de medir el desplazamiento del motor con una precisión en el rango micrómetros.

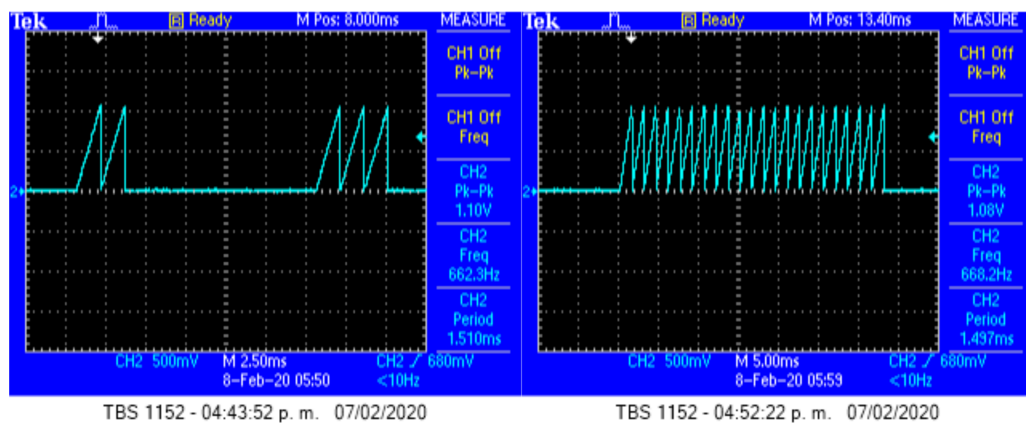


Figura 4.14: Ejemplos de señales emitidas por el FPGA a petición del usuario. Es posible agregar ciclos de trabajo o número de pulsos, según sea requerido. La frecuencia del ciclo de trabajo establece que tan rápido se moverá el sistema, es decir, determina la velocidad a la que se perturba el cristal piezoeléctrico.

Para determinar la cantidad de pulsos necesarios para lograr un desplazamiento de 4 mm fue necesario fijar la amplitud de voltaje en la señal de salida, este caso se utilizó un voltaje de 19.2 y se calculó el tamaño de paso que le corresponde al voltaje de trabajo, para ello se utilizaron los datos obtenidos en las pruebas 1 y 4 . Con la descripción en la ecuación 2.8 es posible estimar a primer orden el desplazamiento piezoeléctrico con respecto al voltaje. Al unir los puntos obtenidos en las pruebas 1 y 4 mediante un ajuste lineal pude inferir que a un voltaje de 19.2V corresponde un desplazamiento de 89.02nm y se dividió el desplazamiento total entre tamaño de paso individual generado por cada pulso, es decir:

$$\#Pulsos = \frac{4000\mu m}{0.08902\mu m/pulsos} = 44,933pulsos$$

Tras realizar varias pruebas, el ajuste lineal presenta un ligero desvío con respecto a lo calculado, puesto que la distancia recorrida por el motor era de 3.804 mm, esto es 0.2mm menos que lo calculado, en consecuencia se aumento el número de pulsos emitidos hasta desplazar el motor piezoeléctrico lo más cercano a 4 mm.

Finalmente se obtuvo que 48,951 pulsos a un voltaje de 19.2V, logran desplazar el motor piezoeléctrico en 4.104 mm, de donde se pude estimar el tamaño de paso

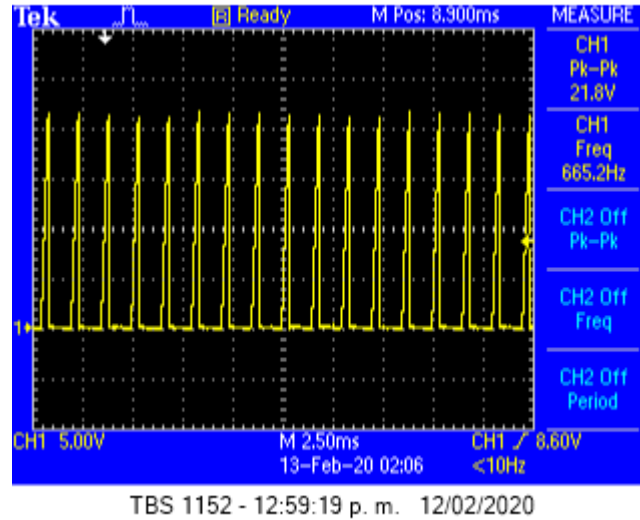


Figura 4.15: Ejemplifica la señal producida por el FPGA a fin de lograr un desplazamiento en el motor piezoeléctrico AG-LS25. Esta señal consta de un ciclo de trabajo compuesto por 999 pulsos, una amplitud pico a pico de 21.80V y frecuencia de 665.2Hz de acuerdo con los datos obtenidos por el osciloscopio.

individual del motor:

$$\frac{4104\mu m}{48,951\text{pulsos}} = 0.08383\mu m = 83.83nm$$

Tras obtener el paso de tamaño individual del dispositivo visualizado en la Figura 4.18, en donde se anexa su respectivo ajuste lineal. En esta gráfica pueden observarse los datos experimentales (Azul) traslapados con el ajuste lineal realizado (rojo), en donde se compara el voltaje aplicado contra el desplazamiento nanométrico del sistema por cada pulso emitido.

La ecuación que describe el ajuste lineal esta dada por:

$$\begin{aligned}\Delta L &= (10.60489V - 116.52455) \times 10^{-9} \\ \alpha &= 10.60489 \times 10^{-9}\end{aligned}$$

Donde  $\alpha$  indica la constante piezoeléctrica descrita en la ecuación 2.8. Asimismo



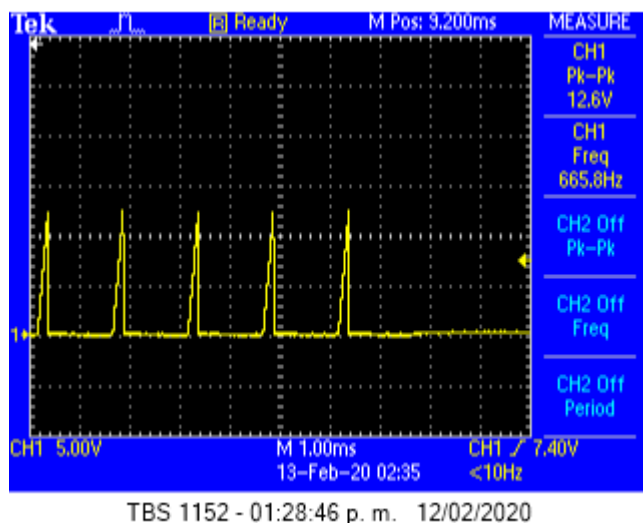


Figura 4.16: Detalle en la emisión de pulsos durante la prueba 4, se ilustra una señal de 12.6V pico a pico a una frecuencia de 665.8Hz con la finalidad de tener un tamaño de paso menor con respecto a las pruebas anteriores.

el coeficiente de determinación ( $R^2$ ) equivale a:  $R^2 = 0.9933$ . Una forma sencilla de comparar el resultado aquí expuesto subyace en comparar lo indicado por el vernier de la figura 4.17 junto al desplazamiento reportado por el software de Newport, debo recalcar que en la posición inicial ( $X_i$ ) el dispositivo posee un tamaño de 25 mm, sin embargo en la parte derecha de la figura puede apreciarse que el tamaño final del motor piezoeléctrico es de 29 mm, este simple resultado indica que el motor ha sido desplazado 4 mm, lo que confirma lo expuesto teóricamente.

Con este criterio también es posible estimar el desplazamiento del motor piezoeléctrico cuando el OPAMP LTC6090 trabaja a su máxima ganancia. La figura 4.18 muestra un ajuste lineal a 140V cuyo tamaño de paso individual aproximado es de:  $1.36\mu m$ .

### 4.3. Emisión de pulsos

El controlador Newport AG-UC8 cuenta con un software equipado con una rutina de posicionamiento cuya tarea es indicar la coordenada relativa en la que se encuentra ubicado el motor piezoeléctrico. El software conoce el desplazamiento máximo del dispositivo (12 mm) y esta programado para indicar una desplazamiento en la posición con una resolución de 0.012 mm, es decir 12 micrómetros con una

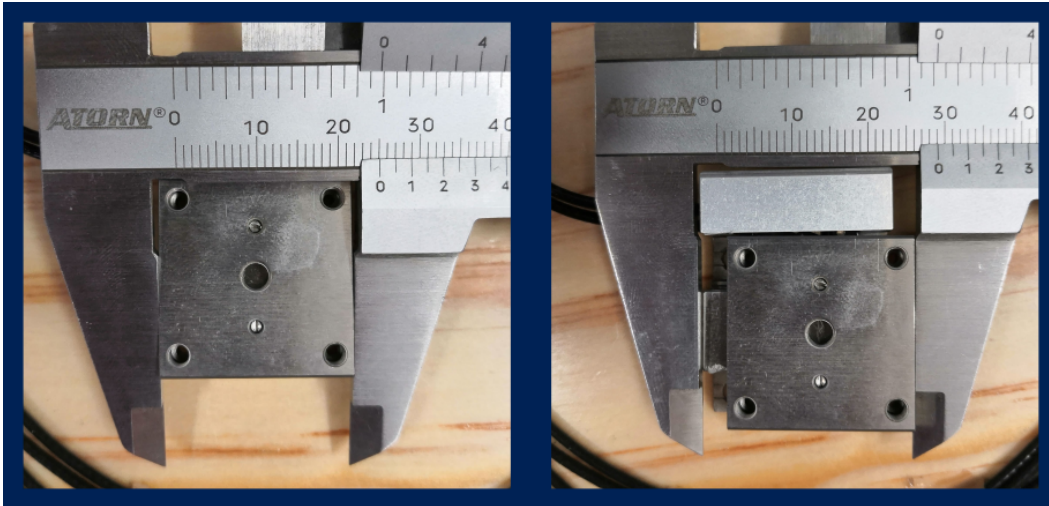


Figura 4.17: Muestra el desplazamiento realizado por el motor piezoeléctrico. A modo de referencia se ubica un vernier para constatar el movimiento macroscópico del sistema.

incertidumbre de  $\pm 1\mu m$ .

Con el fin de obtener fiabilidad de los resultados se tomo la posición inicial del motor para cada prueba y se emitieron emitir 5 disparos con 999 pulsos cada uno. (4995 pulsos en total). En las primeras 20 pruebas el voltaje utilizado fue de 21.8V. Para calcular el desplazamiento total del motor podemos tomar el resultado de la prueba 1, en donde la posición inicial fue  $733 \pm 1 th$ . El fabricante indica que  $1th = 12\mu m$ .

Tras emitir 4995 pulsos la posición final de 780th. Es decir que el desplazamiento total esta dado por:

$$\Delta x = 780th - 733th = 47th = 564\mu m$$

El desplazamiento total dividido entre el número total de pulsos emitidos indica el desplazamiento individual generado por cada pulso, es decir:

$$\frac{564\mu m}{4995pulsos} = 0.1129\mu m/pulso = 112.9 \pm 2 nm/pulso$$

Con este sencillo método es posible determinar el desplazamiento individual de cada pulso con una incertidumbre relativamente aceptable.

Repitiendo el método expuesto en el párrafo anterior es posible determinar el tamaño de paso para cada una de las pruebas realizadas. La prueba 2 obtuvo los

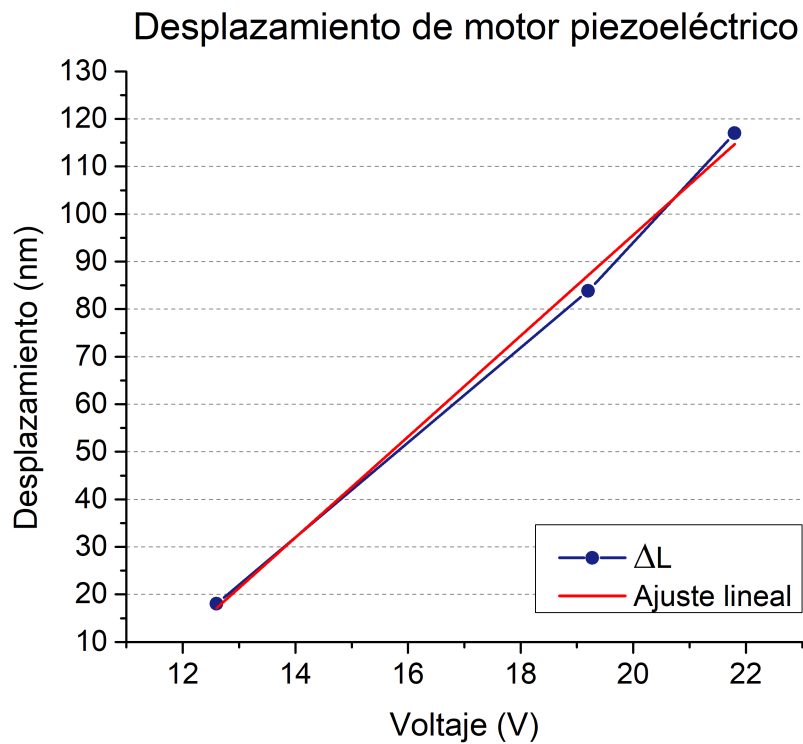


Figura 4.18: Compara el desplazamiento del motor piezoeléctrico al recibir pulsos individuales con respecto a distintos voltajes. En rojo se ilustra un ajuste lineal con relación a los datos obtenidos.

siguientes resultados:

$$\Delta x = 572 - 523 = 49th = 588\mu m$$

El desplazamiento asociado a cada pulso esta dado por:

$$\frac{588\mu m}{4995pulsos} = 0.1177\mu m/pulso = 117.7 \pm 2nm/pulso$$

La tercera prueba obtuvo resultados similares a la primera:

$$\Delta x = 617 - 572 = 47th = 564\mu m$$

El desplazamiento asociado a cada pulso esta dado por:

$$\frac{564\mu m}{4995pulsos} = 0.1129\mu m/pulso = 112.9 \pm 2nm/pulso$$

La prueba 4 posee un tamaño de paso menor a los reportados previamente:

$$\Delta x = 641 - 617 = 24th = 288\mu m$$

De tal forma que el desplazamiento asociado a cada pulso esta dado por:

$$\frac{288\mu m}{15984pulsos} = 0.01801\mu m/pulso = 18.018 \pm 2nm/pulso$$

A primera instancia parece no tener sentido reportar datos con precisión hasta la milésima cifra del nanómetro, sin embargo en la prueba 4 se emitieron 15,984 pulsos cuyo desplazamiento promedio fue de 18.018 nm por pulso, en este caso la incertidumbre asociada a la milésima parte del nanómetro arrastra un sesgo equivalente a  $15,984 \text{ pulsos} * 0.018nm = 288nm$ , cifra que representa una medida significativa en el desarrollo experimental en este tipo de pruebas.

#### 4.4. Aceleración crítica

Los resultados obtenidos en la sección 4.2 son de utilidad para calcular un estimado superficial sobre el tiempo de aceleración crítica en el motor piezoeléctrico, de forma paralela es posible hacer una conjetura sencilla sobre el coeficiente de fricción del material piezoeléctrico instalado en el motor AG-LS25V6. Para tal efecto será necesario utilizar las ecuaciones 2.34 y 2.32 con el fin de estimar la corriente (I) que pasa a través del piezoeléctrico al momento de una descarga súbita.

Una primera aproximación de la corriente eléctrica que pasa por el circuito se calcula de con la ecuación 2.32:

$$I = C \frac{dV}{dt} \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t} = (86 \times 10^{-9} F) \frac{21.6V}{150 \times 10^{-9} s} = 12.384A$$

En donde  $C$  corresponde a la capacitancia medida experimentalmente en las terminales del motor piezoeléctrico AG-LS25V6,  $\Delta V$  indica el cambio experimental en el voltaje, mientras que  $\Delta t$  proporciona el cambio temporal transcurrido en cada descarga eléctrica. Por otra parte, la aceleración sufrida por el material piezoeléctrico [63] está dada por:

$$\dot{i} = \frac{dI}{dt} \approx \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{12.384A}{150 \times 10^{-9}} = 82,560,000A/s$$

Con los resultados obtenidos es posible evaluar la ecuación 2.34 con el fin de encontrar la aceleración crítica del motor piezoeléctrico, esto es:

$$a_p = \alpha \frac{d^2V}{dt^2} \geq \mu_s g \Rightarrow (10.60489 \times 10^{-9}) (82,560,000) m/s^2 \geq \mu_s g$$

$$0.875136m/s^2 \geq \mu_s g$$

Los resultados obtenidos en esta sección sugieren que el controlador diseñado genera una aceleración de  $0.875136m/s^2$ , siempre que los parámetros experimentales permanezcan constantes, es decir, al aplicar un voltaje pico a pico de 21.6V con un tiempo de caída de la señal de  $150 \times 10^{-9}$  s. Se recalca la restricción de la aceleración crítica establecida en la ecuación 2.34, puesto que el resultado afirma que para obtener un desplazamiento en la unidad móvil del motor piezoeléctrico la aceleración producida debe ser mayor a la aceleración generada por la gravedad y el coeficiente de fricción del material dentro del dispositivo, sin embargo la restricción establecida por la ecuación 2.34 no es la única restricción en el sistema, puesto que para lograr un desplazamiento se debe generar una excitación sub-amortiguada en el sistema piezoeléctrico, esto implica generar señales con una frecuencia en el rango de trabajo lineal del cristal piezoeléctrico. Es oportuno considerar los distintos coeficientes de fricción que poseen las cerámicas piezoeléctricas a partir de la ecuación 2.34 con las condiciones experimentales antes mencionadas.

Solo es posible determinar la curva trazada por la ecuación 2.34 si se fija un coeficiente de fricción estático ( $\mu_s$ ). El coeficiente de fricción puede obtenerse se forma indirecta, basta con comparar los datos reportados por otros grupos [64, 65]

Aceleración mínima necesaria para lograr un desplazamiento nanométrico		
Coefficiente de fricción estático		$a_p[m/s^2]$
$\mu_1$	0.02	0.196133
$\mu_2$	0.05	0.490332
$\mu_3$	0.09	0.980665
$\mu_4$	0.30	2.941995
$\mu_5$	0.40	3.922660
$\mu_6$	0.50	4.903325

Cuadro 4.4: Aceleración crítica obtenida al fijar un coeficiente de fricción estático y evaluar la ecuación 2.34 con los parámetros experimentales ( $V = 21.6V$ ,  $\Delta t = 150ns$ ).

para darse una idea del valor nominal de dicho coeficiente en cada material cerámico. Sin embargo, el coeficiente de fricción estático depende del contacto y naturaleza de cada material junto a factores como la temperatura y la velocidad relativa entre superficies, lo que implica que el cálculo del coeficiente de fricción sea bastante riguroso. No obstante, los autores en [64, 65] indican que los materiales cerámicos cuentan con un coeficiente de fricción con un rango de  $0.02 \leq \mu_s \leq 0.5$ . Lo cual considero como un punto de partida para las variables requeridas por la ecuación 2.34.

En el cuadro 4.4 se observa una serie de valores para el coeficiente fricción estático dentro del rango nominal reportado en [64, 65], posteriormente se utilizan dichos valores junto a los valores experimentales con el fin de evaluar la ecuación 2.34. Del lado derecho del cuadro 4.4 se aprecian los valores de la aceleración mínima necesaria para lograr un desplazamiento nanométrico sobre el móvil del motor piezoeléctrico.

Realizando un análisis más profundo de la ecuación 2.34 es posible obtener el tiempo crítico en la caída del voltaje para el cual ocurre un desplazamiento nanométrico, es decir:

$$\Delta t \leq \sqrt{\frac{\alpha C \Delta V}{\mu_s g}} \quad (4.1)$$

La ecuación 4.1 se obtiene al despejar el tiempo en la ecuación 2.34. La ecuación 4.1 indica el tiempo máximo para el cual se cumplen los criterios de desplazamiento y por tanto cualquier tiempo ( $\tau$ ) que satisfaga esta ecuación es capaz de desplazar la unidad móvil en el motor piezoeléctrico.

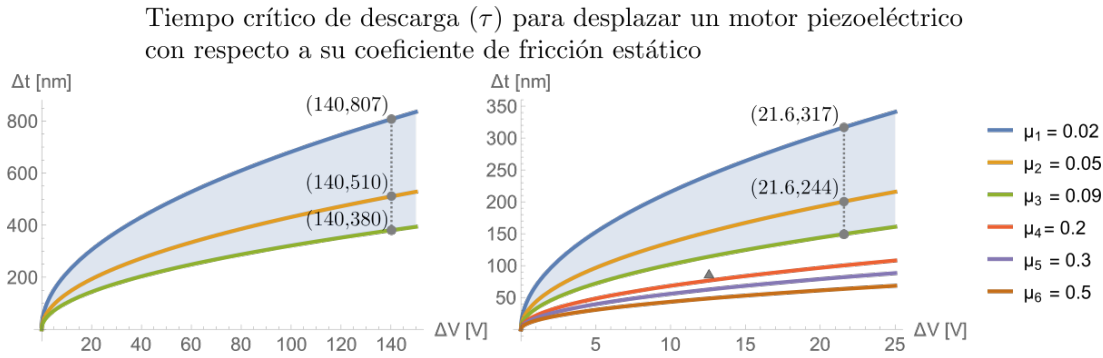


Figura 4.19: La gráfica evalúa la ecuación 4.1 con distintos coeficientes de fricción estáticos.

La gráfica 4.19 indica el tiempo máximo de aterrizaje en la señal de voltaje para lograr un desplazamiento. En esta gráfica se ilustra el voltaje aplicado (eje X) contra el tiempo en nanosegundos (eje Y) tras evaluar la ecuación 4.1. Del lado derecho de la figura 4.19 se observan los resultados obtenidos tras evaluar la ecuación 4.1.

En primera instancia hay varios puntos de interés determinados por las condiciones experimentales. Del lado derecho de la figura 4.19 se indican los puntos que corresponden a 21.6V, puesto que este valor fue el voltaje aplicado durante el experimento. Con respecto al valor 21.6V se indica el tiempo crítico asociado para generar un desplazamiento en la unidad móvil del motor piezoeléctrico.

El tiempo crítico fue estimado para distintos coeficientes de fricción estáticos, sin embargo la restricción impuesta por el desempeño del controlador electrónico discrimina en mayor medida la región de movimiento. Nótese que para el coeficiente  $\mu_1 = 0.02$  y 21.6V se quiere un tiempo de caída menor a 317 ns para operar el motor piezoeléctrico. Por otra parte el tiempo de caída reportado experimentalmente es de 150 ns, esto supone que a 21.6V el controlador no puede generar un movimiento si el coeficiente de fricción es mayor a 0.09. Con estas dos condiciones podemos destacar una región de movimiento generada por el controlador y señalada como el área sombreada (azul) en la gráfica 4.19.

Otro punto importante se encuentra a 12.6V donde se registró experimentalmente un tiempo de caída de voltaje de 85 ns, un voltaje inferior a este punto no logra generar un desplazamiento en la unidad móvil del motor piezoeléctrico y se considera que esta restricción esta ligada al límite mecánico impuesto por la ecuación 2.28.

Del lado izquierdo de la gráfica 4.19 se toma el rango de operación del controlador como límite inferior, mientras que el límite superior está determinado por el mínimo

coeficiente de fricción de las cerámicas piezoeléctricas reportadas en [64, 65]. El área sombreada (Azul) indica la región para la cual existe un desplazamiento en la unidad móvil del motor piezoeléctrico, en este caso, extendí el eje horizontal a modo de apreciar el tiempo crítico necesario para lograr un desplazamiento a 140V. Con este sencillo modelo es posible afirmar que a 140V el tiempo máximo de descarga debe ser de 807 ns para un coeficiente de fricción  $\mu_s = 0.02$ . Por otro lado el controlador ofrece un tiempo mínimo de descarga de 150 ns, lo que implica que a 21.6V solo es posible lograr un movimiento si el coeficiente de fricción estático es menor a 0.09. Si bien los datos aquí reportados son de gran utilidad, no debe olvidarse que la gráfica aquí reportada no toma en cuenta el tiempo de respuesta del circuito piezoeléctrico (circuito RLC), tampoco toma en cuenta las restricciones mecánicas aportadas por la ecuación 2.28, aunado a ello, este cálculo solo es válido para una excitación sub-amortiguada del sistema piezoeléctrico. En resumen, las estimaciones presentadas en esta sección solo sirven como una referencia del comportamiento del motor piezoeléctrico puesto que las ecuaciones aquí presentadas solo son válidas en el régimen de operación lineal de los cristales piezoeléctricos.

Retomando lo reportado en [63] es posible estimar la potencia eléctrica arrojada por el sistema piezoeléctrico. Para ello, basta con evaluar la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{2} \frac{CV^2}{\Delta t} = \frac{1}{2} \frac{(86 \times 10^{-9}) (21.6^2)}{150 \times 10^{-9}} = 133.74W$$

## 4.5. Respuesta en frecuencia

La respuesta natural de un cristal en un motor piezoeléctrico puede ser modelada mediante la ecuación 2.27, dicha función toma en cuenta los efectos capacitivos, resistivos e inductivos del arreglo cristalino. A partir de las condiciones experimentales es posible estimar un par de valores que determinen la evolución del voltaje a través del circuito, para ello es necesario comparar el voltaje experimental a través del tiempo junto a un par de valores que relacionen la cantidad resistiva con la inductiva de tal forma que sea posible reconstruir la señal experimental.

El modelo propuesto para reconstruir la caída de voltaje experimental en el



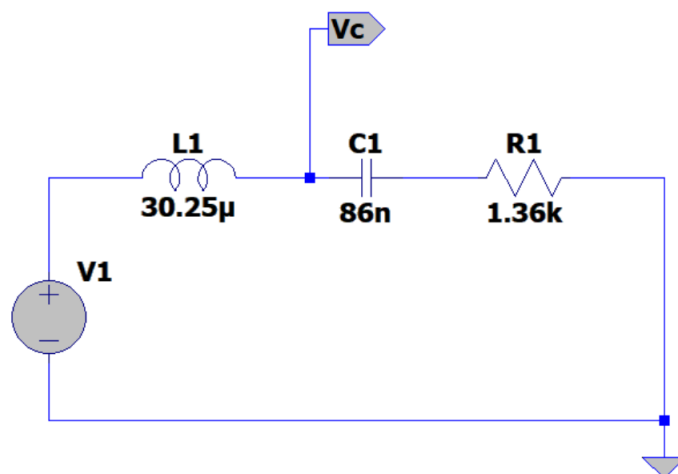


Figura 4.20: Circuito RLC en serie descrito en el modelo de Mason, este modelo es un caso particular del modelo de circuitos equivalentes de Butterworth-Van Dyke, se obtiene al suponer una capacitancia estática nula ( $C_0 = 0F$ ), la figura muestra los valores nominales de los componentes electrónicos que describen el comportamiento experimental.

crystal piezoeléctrico puede apreciarse en la figura 4.20, este modelo consta de un circuito RLC en serie y fue simulado de acuerdo con lo expuesto en la sección 2.1.4. Experimentalmente solo fue posible medir de manera directa la capacitancia del cristal piezoeléctrico, en donde encontré un valor de  $C = 86nF$ , por lo que la inductancia y resistencia del modelo tuvieron que ser encontradas a partir de una simulación realizada en LTSpice.

El valor nominal de los componentes electrónicos que mejor representan los resultados experimentales indican que debe existir una relación entre la inductancia y la resistividad de  $45M\Omega$  por cada  $1H$  ofrecido por el circuito dentro del motor AG-LS25V6. La relación existente entre estos dos valores sugiere la existencia de una infinidad de valores con la capacidad de satisfacer el voltaje mostrado por los datos experimentales. Se tomaron los datos reportados en [33] para ofrecer un estimado sobre la resistividad e inductancia del material piezoeléctrico. Como punto de partida se fijó el valor de la inductancia en ( $30.25\mu H$ ) puesto que dicho valor nominal está asociado a la cerámica de Zirconato Titanato de Plomo (PZT) modelo *PSI – 5H4E* comercializada por Piezo Systems inc. Bajo esta premisa la resistividad asociada a la cerámica del circuito equivale a  $1.36k\Omega$ , asimismo el resultado de la simulación de dicho circuito puede apreciarse en la figura 4.21.

No obstante se pueden caracterizar las propiedades de resonancia en los cristales

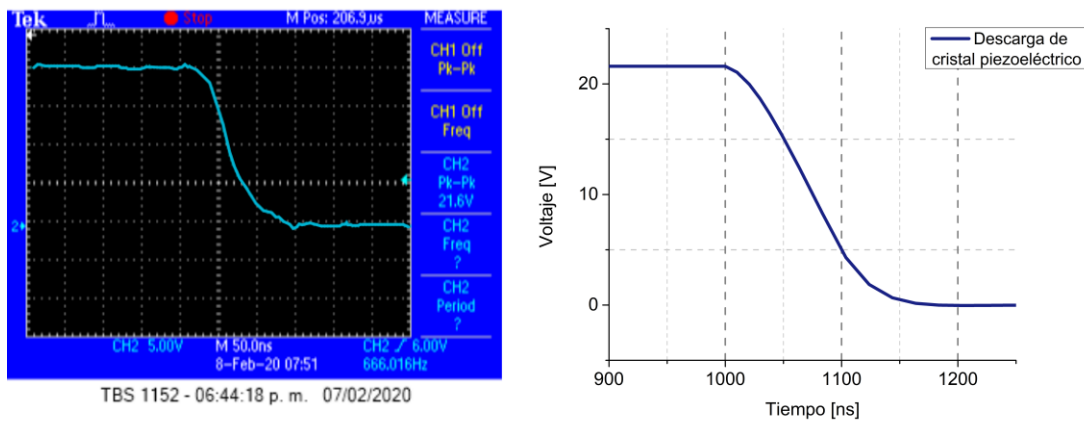


Figura 4.21: Respuesta natural de un circuito RLC en serie asociado al comportamiento de un cristal piezoeléctrico tipo PZT. Izquierda: descarga experimental del cristal piezoeléctrico. Derecha: Simulación numérica de la descarga del cristal piezoeléctrico.

piezoeléctricos por una inductancia  $L$  de hasta cientos de Henrios y una resistencia  $R$  en serie que puede ser de hasta cientos de miles de ohmios [37]. A su vez los cristales piezoeléctricos de tipo I y II poseen una inductancia de alrededor de  $1.0 \text{ mH}$  [36], en contraste con cristales cuya inductancia ronda los cientos de microhenrios [35]. Se incluye el cuadro 4.5 con distintos valores inductivos y resistivos que satisfacen los datos experimentales de acuerdo con los valores inductivos reportados por los grupos de investigación previamente mencionados. Finalmente existen sistemas piezoeléctricos de amortiguamiento reportados en [34] donde los cristales adquieren valores que oscilan los milihenrios, la resistividad asociada a estos valores puede apreciarse en el cuadro 4.5.

Al momento de generar la simulación es importante tomar en cuenta la velocidad de bajada de voltaje de la FPGA 125-10 (Red Pitaya), en este caso la velocidad de bajada corresponde a  $200\text{V}/\mu\text{s}$ . Otro parámetro a considerar es la frecuencia de la señal a simular, con el fin de reconstruir la señal experimental el generador de voltaje del simulador emite una señal tipo rampa de  $666\text{Hz}$  a una amplitud de  $21.6\text{V}$  y toma en cuenta la velocidad de bajada de voltaje ofrecido por la FPGA.

En la figura 4.21 se aprecia claramente el comportamiento de la respuesta natural asociada al piezoeléctrico, a una frecuencia de  $666\text{Hz}$  el comportamiento de la descarga del cristal es descrito por un comportamiento sobre-amortiguado ( $\alpha > \omega_0$ ), no obstante el efecto resonante del circuito RLC en serie es indistinguible una frecuencia

Inductancia piezoeléctrica		
Grupo de investigación	Inductancia [L]	Resistividad [ $\Omega$ ]
Department of Electronic Engineering Xi'an University of Technology	1.0 <i>H</i>	45.00 M $\Omega$
School of Electrical Engineering and Computer Science University of Newcastle	496.0 <i>mH</i> 169.0 <i>mH</i>	22.32 M $\Omega$ 7.60 M $\Omega$
Department of Precision Machinery and Precision instrumentation	302.7 $\mu H$ 264.6 $\mu H$	13.62 k $\Omega$ 115.40 k $\Omega$
University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui	207.5 $\mu H$	9.33 k $\Omega$
Virginia Tech VLSI for Telecommunications (VTVT) Lab	30.2 $\mu H$	1.36 k $\Omega$

Cuadro 4.5: Inductancia piezoeléctrica reportada por distintos grupos de investigación junto a los parámetros resistivos que satisfacen los resultados experimentales.

de 666 Hz. Para determinar la impedancia mínima inherente al cristal piezoeléctrico fue necesario correr la simulación en un barrido de frecuencias con un rango de 10 Hz a 10 MHz, en la figura 4.22 se aprecia el resultado de la simulación. A una frecuencia de 666 Hz la impedancia asociada al cristal piezoeléctrico corresponde a 3093.5 $\Omega$ . A partir de 5k $\Omega$  el circuito ofrece una mínima impedancia determinada por la resistencia R asociada al cristal piezoeléctrico, a medida que la frecuencia aumenta la impedancia tiende a infinito. El cálculo de impedancia se obtiene de distintas maneras, un primer acercamiento es descrito mediante la relación  $Z = \frac{V}{I}$  y un cálculo numérico corrobora dicho resultado mediante la ecuación:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$X_L = \omega L ; X_C = \frac{1}{\omega C}$$

## 4.6. Software

Se implementó un software hecho en casa para el experimento antes mencionado, en esta sección se adjuntan imágenes de la interfaz gráfica a la que accede el usuario del motor piezoeléctrico.

La figura 4.23 es la interfaz en general, esta ventana es la encargada de configurar los comandos dirigidos a la FPGA con el fin de emitir los pulsos de la Figura 4.15. En primer lugar el software cuenta con una serie de casillas que sirven para determinar la dirección IP de la tarjeta FPGA Red Pitaya 125-10. De acuerdo con la documentación de la tarjeta estas casillas determinan la dirección a la que la

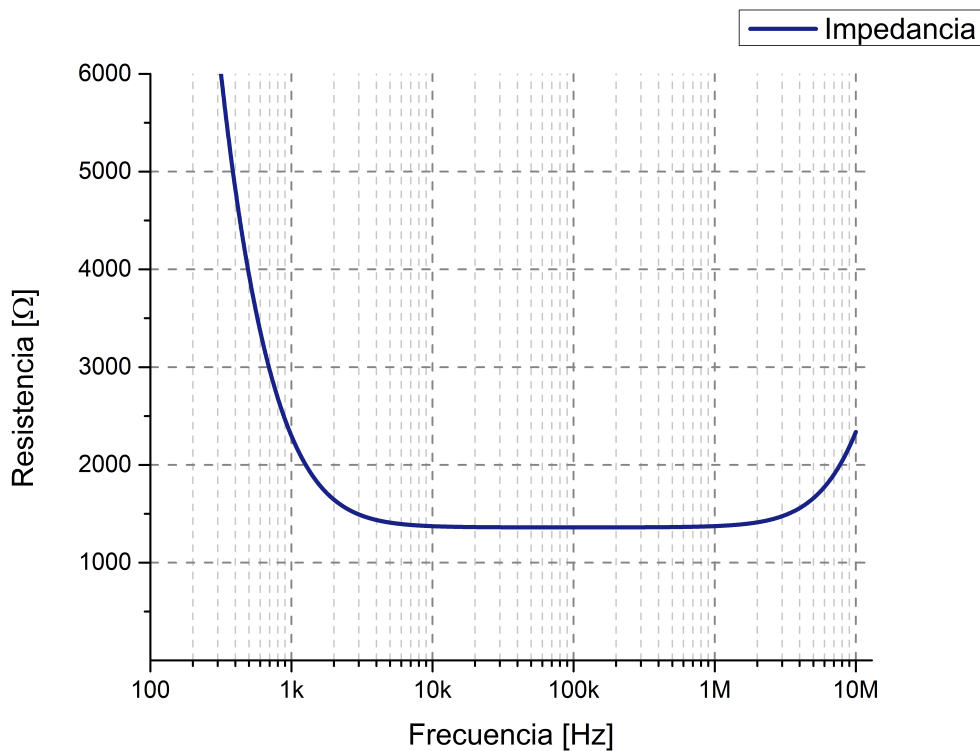


Figura 4.22: Respuesta en frecuencia de circuito RLC en serie asociado los parámetros del cristal piezoeléctrico tipo PZT. Datos obtenidos por simulación mediante LTSpice.

FPGA debe ser contactada, si el parámetro es correcto el usuario debe proceder a establecer la comunicación con la tarjeta por medio del botón “Connect”.

En caso de que el software no pueda mantener una comunicación exitosa con la tarjeta se emitirá un mensaje con la notificación correspondiente. Todos los mensajes de error se notifican en el cuadro de texto que se encuentra en la parte inferior de la interfaz gráfica, asimismo en este recuadro se especifica la hora de cada comando, y se notifican distintos tipos de alerta además de los errores comunes.

En caso de establecerse una conexión exitosa, la interfaz gráfica habilitará todas las opciones correspondientes a la emisión de pulsos, el primer parámetro a definir debe ser la “forma de onda” (wave Form), en esta sección se habilita un menú tipo cascada como el mostrado en la figura 4.24, aquí el usuario puede seleccionar entre distintas formas de onda como señal tipo rampa asimétrica positiva (SAWU) o rampa asimétrica negativa (SAWD), para efectos de esta tesis la señal tipo rampa asimétrica positiva (SAWU) es la adecuada para llevar a cabo los experimentos antes mencionados.

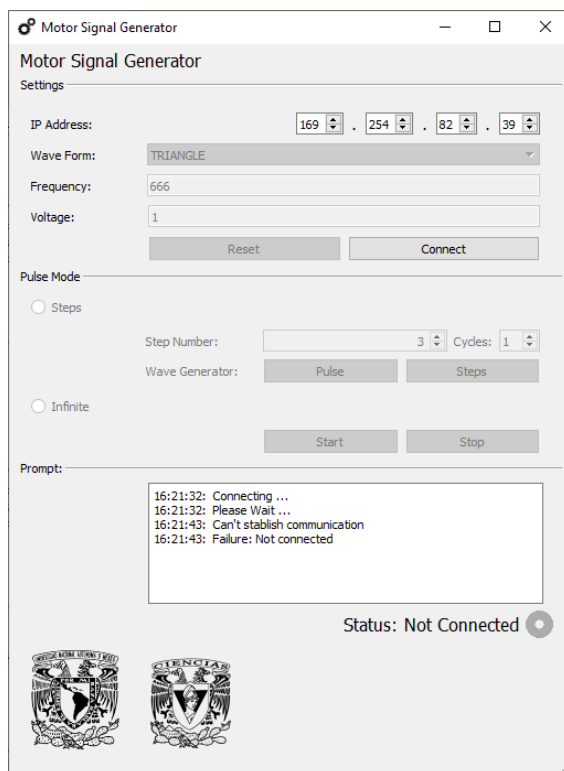


Figura 4.23: Interfaz de usuario implementada para emitir pulsos desde la FPGA hacia el motor piezoeléctrico. La figura muestra un conjunto de parámetros a configurar por el usuario y un panel de texto plano que indica las instrucciones realizadas por el software.

Al elegir el tipo de onda con el que se desea trabajar se puede especificar, la frecuencia y el voltaje de los pulsos a emitir, para ello basta con especificar un valor numérico en las casillas correspondientes. El botón “Reset” permite restablecer la tarjeta a sus configuraciones estándar, mientras que la sección “Pulse Mode” le da la libertad al usuario de emitir pulsos individuales mediante el botón “Pulse”, o emitir una serie de pasos por medio del botón “Steps”, en dado caso debe especificarse numéricamente el número de pasos y la cantidad de ciclos de trabajo.

Algunas veces será necesario emitir una cantidad indefinida de pulsos (infinitas), para ello la interfaz gráfica cuenta con una sección denominada “Infinite”, específicamente debe seleccionarse esta opción y presionar el botón “Start” para comenzar a generar pulsos de manera constante.

Finalmente existe una caja de texto que anuncia al usuario el estado actual del sistema, en la figura 4.25 se pueden leer algunas de estas alertas. La caja de texto indica si el sistema trata de establecer una conexión con la FPGA, si la comunicación se ha establecido con éxito o si se generó algún fallo en el proceso. Existen otros

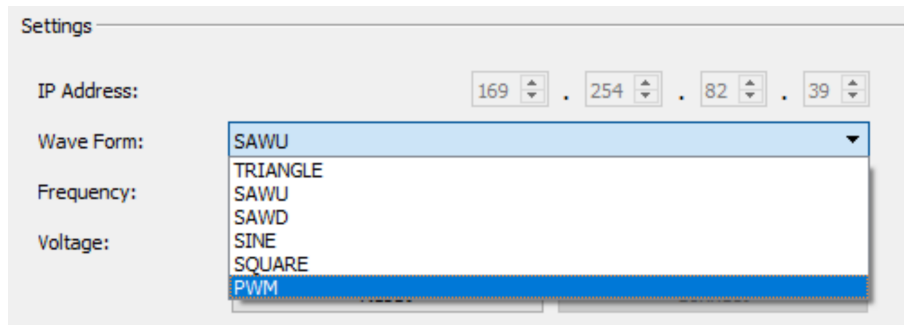


Figura 4.24: Menú tipo cascada, contiene la forma de onda a emitir por la FPGA durante la generación de pulsos, el usuario puede seleccionar que tipo de onda desea emitir a la salida del FPGA.

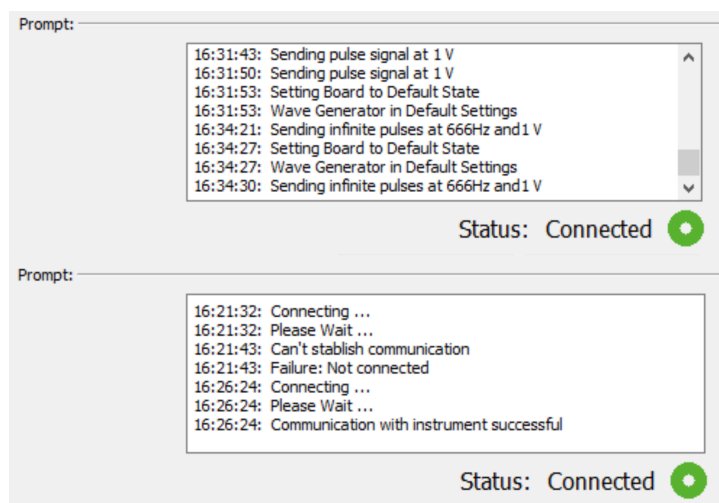


Figura 4.25: Distintas alertas emitidas por la caja de texto en la zona inferior de la interfaz gráfica. Los mensajes de alerta están programados para señalar una falla en la comunicación con la FPGA e implementa rutinas que evitan el cierre inesperado del programa.

mensajes que indican si un pulso ha sido emitido por la tarjeta, en donde se esclarece el voltaje y la frecuencia del mismo, finalmente existen otras excepciones como aquellas que indican si la tarjeta se restauró a sus valores estándar.



# Capítulo 5

## Conclusión y discusiones

Se implementó un controlador para un motor tipo piezoeléctrico con un tiempo de caída de voltaje lo suficientemente rápido para operar en el régimen de fricción estática y dinámica. Se reportó el desempeño de la electrónica diseñada en este trabajo y se encontró que un motor piezoeléctrico con las características aquí desarrolladas realiza un movimiento de  $114.32 \pm 1nm$  por paso.

### 5.1. Discusiones

En un inicio se espera que la electrónica de este motor piezoeléctrico otorgue un movimiento en el rango de los nanómetros, lo cual fue posible gracias al bajo voltaje empleado durante los experimentos. Para lograr este grado de precisión se requiere un número basto de experimentos que revelen el tamaño de paso promedio. El estudio de motores piezoeléctricos indica que el tamaño de paso también está determinado por una curva histéresis y por las condiciones ambientales en el experimento. Es posible mejorar la resolución del tamaño de paso expuesto en este trabajo, tomando en cuenta el desarrollo termodinámico expuesto en el marco teórico es posible afirmar que el tamaño de paso de un motor piezoeléctrico puede ser tan pequeño a medida que se disminuye el voltaje generado a la salida del circuito 3.9 con la finalidad de recrear un movimiento cada vez mas fino, esta afirmación es cierta siempre y cuando se cumpla con la condición de aceleración en el tiempo de caída de voltaje en la señal amplificada. En este contexto se puede afirmar que una señal con la mitad de la amplitud mostrada en la figura 4.11 genera un desplazamiento



6 veces menor al tamaño de paso original. Una simple comparación en el tamaño de paso de las pruebas 1 y 4 reafirman esta aseveración, puesto que al suministrar 21.8V se obtiene un tamaño de paso de 114.3 nm, por otra parte, de suministrarse 12.6V se adquiere un tamaño de paso de 18 nm por pulso. Cabe destacar que el sistema desarrollado aquí debe de extenderse a más estudios con el fin de obtener desplazamientos reproducibles.

La extrapolación de los datos a primer orden indica que por debajo de 11V el sistema sería incapaz de trasladarse a lo largo de su eje, no obstante considero que con la electrónica aquí desarrollada es posible generar movimientos con tamaño de paso inferior a los 18nm, siendo 11V la diferencia de potencial que determine el tamaño mínimo de paso en el sistema.

Los resultados obtenidos muestran que es factible asegurar que al operar los OP-AMPS a su máxima capacidad (140V) podría obtenerse el tamaño máximo de paso, una primera estimación indica que a 140V el tamaño de paso sería de alrededor de  $1.36\mu m$  por pulso.

Las simulaciones por computadora presentadas a lo largo de este proyecto contribuyeron de forma crucial para mejorar el desempeño electrónico del circuito. Con ayuda de las simulaciones fue posible diseñar un circuito eléctrico capaz de reducir el tiempo de descarga del cristal piezoeléctrico a un valor de 649.5 ns. Dicho resultado permitió alcanzar la aceleración crítica necesaria con el fin de lograr un desplazamiento nanométrico.

Experimentalmente la descarga natural del cristal piezoeléctrico toma un tiempo de  $2.5\mu s$ , mientras que al implementar el sistema electrónico de conmutación a tierra fue posible reducir el tiempo de descarga a 150 ns.

Con ayuda de los datos experimentales fue posible evaluar la ecuación 2.34 y estimar la aceleración crítica necesaria para distintos coeficientes de fricción (figura 4.19). La superficie de contacto del motor piezoeléctrico modelo AG-LS25V6 posee un coeficiente de fricción con un rango de  $0.02 < \mu < 0.09$ . Asimismo los experimentos reportaron una impedancia significativa al momento de operar el sistema a 666Hz, dicho comportamiento fue reportado en la sección 4.5. La impedancia asociada al cristal piezoeléctrico es de  $3k\Omega$ , un barrido en frecuencias indica que el valor de la impedancia se vuelve despreciable con frecuencias superiores a los 5kHz (figura

4.22).

Con el fin de simplificar las operaciones entre el usuario y la FPGA Red Pitaya 125-10 se implementó un programa de computadora con interfaz de usuario integrada, de esta forma los comandos generales y los parámetros experimentales pueden ser modificados con facilidad, sin necesidad de acceder al código fuente de la tarjeta FPGA.

Asimismo debo agregar que el aparato y los métodos aquí descritos no son exclusivos de motores ultrasónicos con desplazamiento horizontal y que por tanto el desarrollo aquí expuesto puede extrapolarse a otros sistemas piezoeléctricos.

Reducir el tamaño de paso en este dispositivo supone extender el proyecto al desarrollo de motores piezoeléctricos de desplazamiento vertical o diversos grados de libertad con la finalidad de ser implementados en otro tipo de sistemas los microscopios de sonda local.

## 5.2. Conclusión

A lo largo de este trabajo se identifican las regiones de operación del sistema mecánico de un motor piezoeléctrico, se desarrolla una electrónica analógica con una tasa de respuesta ultra rápida [ns] y una alta corriente de salida.

El equipo electrónico de respuesta ultra rápida constituye el primer paso para el desarrollo de sistemas de motores con capacidad de aproximación nanométrica en la punta de un microscopio de sonda local. Con la precisión lograda el sistema pretende utilizarse en componentes ópticos que requieran movimientos de precisión nanométrica. El motor piezoeléctrico genera un tamaño paso promedio de  $114.32 \text{ nm}$  a una frecuencia de  $666 \text{ Hz}$  y un tiempo de descarga de  $150 \text{ ns}$ . Se alcanzó un tamaño de paso mínimo de  $18 \text{ nm}$  por pulso.



# Bibliografía

- [1] Ian M. Ross. The invention of the transistor. *Proceedings of the IEEE*, 86(1):7–28, 1998.
- [2] Ying Zhang, Hon Fai Chan, and Kam W. Leong. Advanced materials and processing for drug delivery: The past and the future. *Advanced Drug Delivery Reviews*, 65(1):104–120, 2013.
- [3] Xiaolei Qu, Pedro J J Alvarez, and Qilin Li. Applications of nanotechnology in water and wastewater treatment. *Water Research*, 47, 2013.
- [4] Viswanathan S. Saji and Ronald Cook. *Corrosion Protection and Control Using Nanomaterials*. Woodhead Publishing, 1st edition, 2012.
- [5] Lin Mei, Zhiping Zhang, Lingyun Zhao, Laiqiang Huang, Xiang Liang Yang, Jintian Tang, and Si Shen Feng. Pharmaceutical nanotechnology for oral delivery of anticancer drugs. *Advanced Drug Delivery Reviews*, 65, 2013.
- [6] Ramanan Krishnamoorti. Technology tomorrow - Extracting nanotechnology benefits for the oil industry. *Journal of Petroleum Technology*, 58(11):24–26, 2006.
- [7] G. Binnig and H. Rohrer. SCANNING TUNNELING MICROSCOPY G. BINNIG and H. ROHRER. *Surface Science*, 126(1-3):236–244, 1983.
- [8] L. W. Alfred; Brown J. Walter Williams. Piezoelectric Motor, United States, Patent 2439499, 1948.
- [9] Walter. Heywang, Karl. Lubitz, and Wolfram. Wersing. *Piezoelectricity: Evolution and Future of a Technology*, 1st edition. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.

- [10] Hongpeng Yu, Qiquan Quan, Xinqi Tian, and He Li. Optimization and analysis of a u-shaped linear piezoelectric ultrasonic motor using longitudinal transducers. *Sensors (Switzerland)*, 2018.
- [11] Stefan Johann Rupitsch. Fundamentals and Applications. In Carlos P. Bergmann, editor, *Piezoelectric Sensors and Actuators*, chapter 3, pages 57–63. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1 st edition, 2019.
- [12] Chunsheng Zhao. Classification of Ultrasonic Motors. In *Ultrasonic Motors, Technologies and Applications*, chapter 1, page 9. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Beijing, 1st edition, 2011.
- [13] Yingxiang Liu, Jie Deng, and Qi Su. Review on Multi-Degree-of-Freedom Piezoelectric Motion Stage. *IEEE Access*, 2018.
- [14] Xiang Li, Chaohao Kan, Yuan Cheng, Zhiwei Chen, and Taian Ren. Performance evaluation of a bimodal standing-wave ultrasonic motor considering nonlinear electroelasticity: Modeling and experimental validation. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2020.
- [15] B. Drevniok. *A Vertical Coarse Approach Scanning Tunneling Microscope*. MSc thesis, Queen’s University, Kingston, Ontario, 2009.
- [16] Roel J.E. Merry, Niels C.T. de Kleijn, Marinus J.G. van de Molengraft, and Maarten Steinbuch. Using a walking piezo actuator to drive and control a high-precision stage. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 14:11, 2009.
- [17] B. Jaffe, Cook W., and Jaffe H. The Piezoelectric Effect in Ceramics, Manufacture of Piezoelectric Ceramics, Applications of Piezoelectric Ceramics. In *Piezoelectric ceramics*, chapter 2, 11-12. Academic Press Inc., London, 1st edition, 1971.
- [18] Jan Tichý, Jiří Erhart, Erwin Kittinger, and Jana Přivratská. Mechanical, Dielectric, and Thermodynamical Properties of Piezoelectric Materials. In *Fundamentals of Piezoelectric Sensorics*, chapter 1, 4, pages 55–68. Springer, Berlin, Heidelberg, 1st edition, 2010.

- [19] Warren P. Mason. Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics. pages 19–46. D. Van Nostrand, New York, 1st edition, 1950.
- [20] Zhao Chungsheng. *Ultrasonic Motors: Technologies and Applications*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1 edition, 2010.
- [21] Alfredo Vázquez Carazo. *Department of Electrical Engineering Doctoral Thesis Novel Piezoelectric Transducers*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Catalunya, Catalunya, 2000.
- [22] U.S.D. Defense. Military standard: Piezoelectric ceramic material and measurements guidelines for sonar transducers, MIL-STD-1376B(SH). *Military Standard*, 1995.
- [23] H. F.; Warner A. W.; Berlincourt D. ; Coquin G. A. ; Welsh F. S. Meitzler, A.H.; Tiersten. 176-1987 IEEE standard on piezoelectricity. *ANSI/IEEE*, page 74, 1987.
- [24] X. ; Luo H. Luo, L. ; Zhao. Single crystal PZN–PT, PMN–PT, PSN–PT and PIN–PT-based piezoelectric materials. In Kenji Uchino, editor, *Advanced Piezoelectric Materials*, chapter 7, pages 271–318. Elsevier, 2nd ed edition, 2010.
- [25] Kenji Uchino. Piezoelectric ceramics for transducers. In K. Nakamura, editor, *Ultrasonic Transducers: Materials and Design for Sensors, Actuators and Medical Applications*, chapter 3, pages 70–116. Woodhead Publishing Limited, Cambridge, UK, 1st edition, 2012.
- [26] Mahajan Subhash. Piezoelectric thin films for MEMS applications, 2001.
- [27] B. Drevniok, W. M.P. Paul, K. R. Hairsine, and A. B. McLean. Methods and instrumentation for piezoelectric motors. *Review of Scientific Instruments*, 83(3), 2012.
- [28] EBL.com. Lead Zirconate Titanates, 2020. [En línea]. Disponible en: [www.eblproducts.com/?page=piezoceramic-crystals#true-1%0D](http://www.eblproducts.com/?page=piezoceramic-crystals#true-1%0D) [Visitado: 08-Abr-2020].

- [29] Piezo.com. Piezoelectric Materials, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://support.piezo.com/article/62-material-properties> [Visitado: 06-Abr-2020]., 2019.
- [30] Ravinder S. Dahiya, Giorgio Metta, Maurizio Valle, and Giulio Sandini. Tactile sensing-from humans to humanoids. *IEEE Transactions on Robotics*, 26(1):1–20, 2010.
- [31] P. Janphuang, R. Lockhart, S. Henein, D. Briand, and N. F. De Rooij. On the experimental determination of the efficiency of piezoelectric impact-type energy harvesters using a rotational flywheel. In *Journal of Physics: Conference Series*, volume 476, 2013.
- [32] Y. C. Shu and I. C. Lien. Efficiency of energy conversion for a piezoelectric power harvesting system. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16(11):2429–2438, 2006.
- [33] Jina Kim, Benjamin L. Grisso, Jeong K. Kim, Dong Sam Ha, and Daniel J. Inman. Electrical modeling of piezoelectric ceramics for analysis and evaluation of sensory systems. In *2008 IEEE Sensors Applications Symposium, SAS-2008 - Proceedings*, pages 122–127, 2008.
- [34] A. J. Fleming, S. Behrens, and S. O.R. Moheimani. Reducing the inductance requirements of piezoelectric shunt damping systems. *Smart Materials and Structures*, 12(1):57–64, 2003.
- [35] Bin Ju, Weiwei Shao, Liansheng Zhang, Hongbo Wang, and Zhihua Feng. Piezoelectric ceramic acting as inductor for capacitive compensation in piezoelectric transformer. *IET Power Electronics*, 8(10):2009–2015, 2015.
- [36] Yuan Yang, Xiaoyuan Wei, Lei Zhang, and Wenqing Yao. The effect of electrical impedance matching on the electromechanical characteristics of sandwiched piezoelectric ultrasonic transducers. *Sensors (Switzerland)*, 17(12):2832–2849, 2017.

- [37] Adel S Sedra and Kenneth C Smith. Circuitos Microelectronicos. In 1998 Oxford University Press, editor, *Oxford series in electrical and computer engineering*, chapter 12.3, page 988. 4 th edition, 1999.
- [38] Kenji Uchino. Piezoelectric ultrasonic motors: Overview. *Smart Materials and Structures*, 7(3):273–285, 1998.
- [39] Jorg Wallaschek. Piezoelectric Ultrasonic Motors. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 6(1):71–83, 1995.
- [40] K. Besocke. An easily operable scanning tunneling microscope. *Surface Science*, 181(1-2):145–153, 1987.
- [41] M. Wilms, M. Schmidt, G. Bermes, and K. Wandelt. New and versatile ultra-high vacuum scanning tunneling microscope for film growth experiments. *Review of Scientific Instruments*, 69(7):2696–2703, 1998.
- [42] B. C. Stipe, M. A. Rezaei, and W. Ho. A variable-temperature scanning tunneling microscope capable of single-molecule vibrational spectroscopy. *Review of Scientific Instruments*, 70(1):137–143, 1999.
- [43] David Halliday, Robert Resnick, and Jearl Walker. Fundamentals of Physics. Number 9th ed, chapter 6, pages 116–119. John Wiley & Sons, Inc., Jefferson City, 2011.
- [44] Paul Horowitz, Winfield Hill, and R. J. Rollefson. The Art of Electronics. chapter 1.13, pages 20–25. Cambridge University, New York, 2nd edition, 1990.
- [45] Miroslav Vasic, Eric Boere, Oscar Garcia, Pedro Alou, Jesus A. Oliver, Jens Eltze, and Jose A. Cobos. Highly efficient linear power amplifier for driving fast slew rate capacitive loads. In *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pages 2150–2156, 2017.
- [46] Gerrit Niezen, Parisa Eslambolchilar, and Harold Thimbleby. Open-source hardware for medical devices. *BMJ Innovations*, 2(2):78–83, 2016.
- [47] Joshua M. Pearce and Jephias Gwamuri. Open source 3D printers: an appropriate technology for building low cost optics labs for the developing communities. page 187. SPIE-Intl Soc Optical Eng., 2017.



- [48] Python.org. What is Python? Executive Summary, 2019. [En línea]. Disponible en: <https://www.python.org/doc/essays/blurb/> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [49] Redpitaya.com. STEMLab "Swiss Army for Engineers", 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.redpitaya.com/> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [50] analog.com. Linear technology LTC6090 description, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6090fe.pdf> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [51] Brian Black and Glen Brisebois. Designing with op amps for low noise. Technical Report 11, 2016.
- [52] David Rotermund, Udo A. Ernst, and Klaus R. Pawelzik. Open Hardware for neuro-prosthesis research: A study about a closed-loop multi-channel system for electrical surface stimulations and measurements. *HardwareX*, 6, 2019.
- [53] Vinicius M. Lima, Gustavo C. Amaral, Felipe Calliari, Guilherme P. Temporão, Jean Pierre Von Der Weid, Joaquim D. Garcia, and João Pedro Garcia. Fast polarization switch for polarization-based quantum communication. In *PHOTOPTICS 2017 - Proceedings of the 5th International Conference on Photonics, Optics and Laser Technology*, volume 2017-Jan, pages 288–293, 2017.
- [54] Abhijit Biswas, Muniyandi Manivannan, and Mandayam A. Srinivasan. Affordable wideband sensor coupled vibrotactile actuator systems for psychophysical experiments. In *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, volume 9774, pages 419–429, 2016.
- [55] Eduardo;Castro do Amaral Gustvo de Mello Lima, Vinícius;Costa da Silva. *Desenvolvimento de Driver para um Controlador de Polirração de Niobato de Lítio Baseado em Plataforma FPGA*. PhD thesis, 2015.
- [56] S. Giovanni. *LT lab Study of Atomic-Size Structures using a Scanning Tunneling Microscope with Force*. PhD thesis, Universidad de Alicante, Alicante, 2011.

- [57] Texas Instruments. LM111,LM211,LM311 Differential Comparators, 2020. [En línea]. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [58] Riverbank Computing. What is PyQt?, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.riverbankcomputing.com/software/pyqt/intro> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [59] Redpitaya.com. Red Pitaya documentation, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://redpitaya.readthedocs.io/en/latest/> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [60] Newport.com. Piezo Linear Stage, 12 mm travel, Vacuum Compatible, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.newport.com/p/AG-LS25V6> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [61] LPKF. LPKF PCB Prototype Technology & Laser Material Processing, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.lpkf.com/en/> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [62] Newport.com. Motor Controller, Piezo, 8 Axis, Agilis<sup>TM</sup>, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.newport.com/p/AG-UC8> [Visitado: 06-Abr-2020].
- [63] Lutz GmbH Pickelmann. First steps towards piezoaction, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.piezomechanik.com/en/introduction/> [Visitado: 10-Abr-2020].
- [64] Jun Qu, Peter J. Blau, Thomas R. Watkins, Odis B. Cavin, and Nagraj S. Kulkarni. Friction and wear of titanium alloys sliding against metal, polymer, and ceramic counterfaces. *Wear*, 258(9):1348–1356, 2005.
- [65] K. Kato. Tribology of Ceramics and Hard Coatings. *Materialwissenschaft und Werkstofftechnik*, 34(1011):1003–1007, 2003.
- [66] STEMLAB. Tarjeta FPGA STEMLAB 125-10, [En línea]. Disponible en: <https://www.redpitaya.com>, (PNG Imagen, 422 306 píxeles) [Visitado: 06-Abr-2020].



# Apéndice A

## Marco Teórico

Esta sección presenta un complemento a los contenidos redactados a lo largo de esta tesis, en la que incluyo datos que pueden ser de interés para el desarrollo de motores piezoeléctricos, así como ecuaciones suplementarias relacionadas con el fenómeno piezoeléctrico, además incluyo una pequeña descripción sobre la notación de los parámetros de materiales piezoeléctricos y el análisis electrónico que resumen el funcionamiento de los amplificadores operacionales.

### A.1. Planteamiento termodinámico

En la sección 2.1.1 se detallan las ecuaciones termodinámicas que hacen posible el efecto piezoeléctrico y se utiliza la convención de suma de Einstein para obtener una ecuación en notación tensorial compacta. El desarrollo de dichas ecuaciones parte de la primera ecuación de la termodinámica y del potencial termodinámico de energía libre de Gibbs, sin embargo dicho desarrollo está incompleto a no ser que se hable de la entropía y su relación con el efecto piezoeléctrico. Al fijar las variables de estado intensivas se obtiene una última ecuación de variable de estado extensiva que relaciona la entropía con su respectiva conexión eléctrica, mecánica y térmica:

$$ds = \left. \frac{\partial s}{\partial E_n} \right|_{T,\nu} dE_n + \left. \frac{\partial s}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\nu} dT_{kl} + \left. \frac{\partial s}{\partial \nu} \right|_{E,T} d\nu \quad (\text{A.1})$$

El cuadro A.2 señala la notación asociada a las ecuaciones desarrolladas en el planteamiento termodinámico. Considero de gran utilidad identificar y separar las

Notación	Descripción	Unidad
Variables de estado: intensivas		
$E_n$	Intensidad de campo eléctrico; vector	$Vm^{-1}$
$T_{kl}$	Estrés mecánico; Tensor de segundo rango	$nm^{-2}$
$\nu$	Temperatura; Escalar	$K, ^\circ C$
Variables de estado: extensivas		
$D_m$	Densidad de flujo eléctrico; vector	$Cm^{-2}$
$S_{kl}$	Tensión mecánica; Tensor de segundo rango	–
$s$	Entropía por unidad de volumen; Escalar	$Jm^{-3}K^{-1}$
Parámetros de material		
$\varepsilon_{m,n}^{T,\nu}$	Permitividad eléctrica; Tensor de rango 2	$AsV^{-1}m^{-1}; Fm^{-1}$
$d_{i,j,n}^{T,\nu}; d_{m,k,l}^{E,\nu}$	Constante de tensión piezoeléctrica; Tensor de rango 3	$mV^{-1}; CN^{-1}$
$\rho_n^{T,\nu}; \rho_m^{E,T}$	Coefficiente de piroelectricidad; Vector	$mV^{-1}; CN^{-1}$
$s_{i,j,k,l}^{E,\nu}$	Constante elástica; Tensor de rango 4	$m^2N^{-1}$
$\alpha_{k,l}^{E,\nu}; \alpha_{i,j}^{E,T}$	Coefficiente de expansión térmica; Tensor de rango 2	$K^{-1}$

Cuadro A.1: Descripción de parámetros de materiales piezoeléctricos y variables de estado utilizados en el marco teórico. La descripción matemática de la piezoelectricidad esta relacionada con el estrés mecánico y el campo eléctrico vía un tensor de tercer orden, véase ecuación 2.6.

variables de estado intensivas de las variables extensivas, junto a una pequeña descripción de la notación se encuentran las unidades básicas de cada variable.

## A.2. Cerámicas piezoeléctricas

Las propiedades electromecánicas y el comportamiento de los compuestos piezoeléctricos son fuertemente influenciados por las propiedades de sus constituyentes, esto es, su micro-estructura morfológica como la forma, tamaño, arreglo atómico, volumen o peso. La respuesta de las cerámicas piezoeléctricas también depende de las condiciones de carga a la que la cerámica está sujeta, es por ello que un parámetro relevante para el desarrollo de motores piezoeléctricos es el coeficiente de tensión de las cerámicas piezoeléctricas. El cuadro A.2 muestra el coeficiente de tensión para dos materiales cerámicos distintos y compara sus valores a una temperatura criogénica.

Material	$d_{31}(293\text{K})$ [ $\text{pmV}^{-1}$ ]	$d_{31}(4.2\text{K})$ [ $\text{pmV}^{-1}$ ]	$d_{15}(293\text{K})$	$d_{15}(4.2\text{K})$
EBL2	-170	31	580	105
EBL3	-260	33	730	92

Cuadro A.2: Coeficientes de tensión/deformación  $d_{ij}$  para dos tipos de cerámicas piezoeléctricas utilizadas en el diseño de microscopios de sonda local. La tabla indica los datos obtenidos a temperatura ambiente y temperaturas criogénicas (LHe) respectivamente. Datos obtenidos de [15]; Información sobre productos EBL: <http://www.eblproducts.com>

### A.3. Características FPGA

De acuerdo con el fabricante, existe 2 versiones de la tarjeta Red Pitaya, ambas versiones ofrecen funcionalidades y características similares, sin embargo la diferencia técnica radica en los puertos de entrada y salida de alta frecuencia, la capacidad en memoria RAM, etc; verificando el desempeño del producto puede decirse que la tarjeta STEMLAB 125-14 ofrece canales de entrada y salida (14 bit) con resultados de medición muy precisos en ambientes profesionales. Antes de continuar debo insistir que las necesidades del laboratorio son meramente académicas por lo que la implementación del FPGA STEMLAB 125-10 son suficientes para resolver las necesidades del proyecto puesto que los canales de entrada/salida ofrecen una resolución de 10 bits, suficiente para generar el tipo de señales mencionadas en el marco teórico.

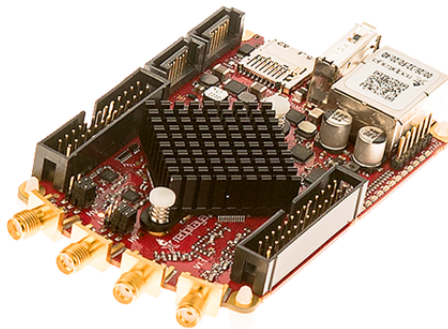


Figura A.1: Tarjeta STEMLAB 125-10, imagen obtenida de la página oficial. Adaptación de [66].

### A.4. Amplificador Operacional

Un amplificador operacional (OP-AMP) es un amplificador de voltaje cuya señal de salida (relativa a tierra) es mayor a las terminales de entrada [37, p. 80].

STEMLAB 125-10	
Características básicas	
Procesador	DUAL CORE ARM CORTEX A9 DUAL CORE ARM CORTEX A9
FPGA	FPGA Xilinx Zynq 7010 SOC Xilinx Zynq 7010 SOC
RAM	256MB (2Gb)
Memoria de sistema	Micro SD <32 GB
Conexión de consola	USB a puerto serial requerido
Alimentación	Micro USB
Consumo de energía	1.5 A
Conectividad	
Ethernet	1 Gbit
USB	USB 2.0
Entrada RF	
Canales de entrada RF	2
Frecuencia de muestreo	125 MS/s
Resolución ADC	10 bit
Impedancia de entrada	USB 1M $\Omega$ /10pF
Rango de voltaje a escala completa	$\pm 20V$
Rango máximo absoluto de voltaje de entrada	30V
Protección de entrada ESD	Sí
Protección de sobrecarga	Protección de diodos
Salida RF	
Canales de salida RF	2
Frecuencia de muestreo	125 MS/s
Resolución DAC	10 bit
Impedancia de carga	50 $\Omega$
Rango de voltaje	$\pm 1V$
Velocidad de subida	200V/ $\mu s$
Protección de corto circuito	Sí
tipo de conector	SMA
Conector de extensión	
IO's digitales	16
Entradas analógicas	4
rango de voltaje analógico de entrada	3,5 V
Frecuencia de muestreo	100kS/s
Resolución	12 bit
Salidas analógicas	4
Rango de voltaje analógico de salida	0-1,8V-0-1.8V
Interfaz de comunicación	I2C, SPI, UART
Voltajes disponibles	+5V, +3V, 3V, -4V

Cuadro A.3: Especificaciones técnicas de STEMLAB 125-10 Red Pitaya, mayor información puede encontrarse en la página oficial: <https://www.redpitaya.com/>

Al utilizarse una retroalimentación negativa es posible determinar la ganancia del dispositivo, impedancia de entrada y salida, así como su ancho de banda por medio de componentes externos que poseen una reducida dependencia en su coeficiente de temperatura. Desde el punto de vista electrónico un OP-AMP posee 3 terminales que corresponden a 2 pines de entrada y uno de salida. El voltaje de alimentación en este tipo de dispositivos se obtiene mediante una fuente de DC conectada al dispositivo mediante terminales  $V_{cc}$  (Pines 4 y 5 en la figura A.2) .

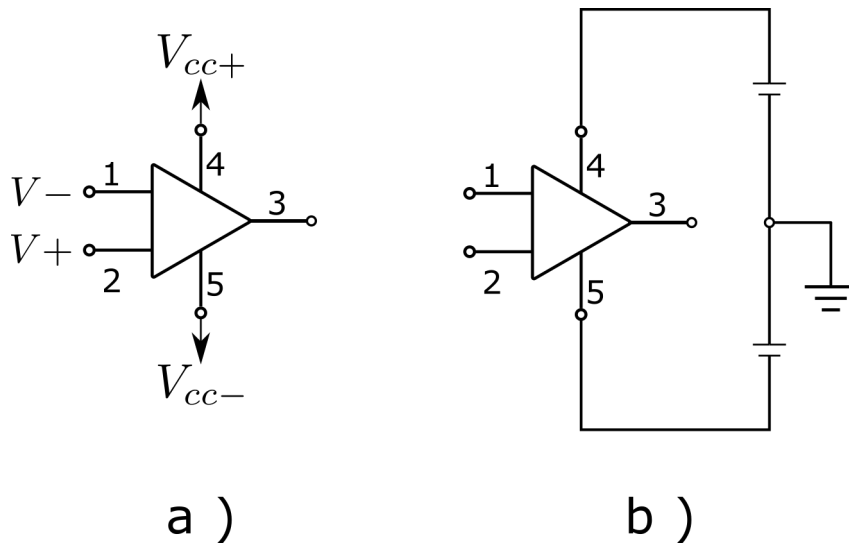


Figura A.2: Ejemplo de OPAMP conectado a fuentes de alimentación de corriente directa.

Un amplificador operacional de lazo cerrado como el que se muestra en la figura A.3 posee una retroalimentación negativa en el divisor de voltaje entre  $R_1$  y  $R_2$  cuya ganancia (en voltaje) se determina a partir de las ecuaciones de kirchhoff. en este contexto la ganancia esta dada por:

$$G = \frac{V_f}{V_i} \tag{A.2}$$

En donde  $V_f$  corresponde al voltaje final o voltaje de salida (Pin 3) de acuerdo con la imagen A.2, mientras que  $V_i$  indica un voltaje inicial o voltaje de entrada, tal como se ilustra en la figura A.3.

Ahora bien, la ganancia de un OPAMP se deduce asumiendo las siguientes proposiciones:



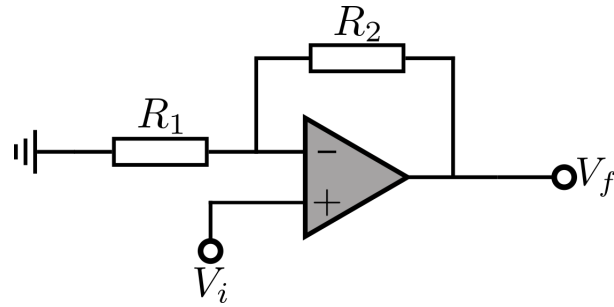


Figura A.3: Ejemplo de OPAMP de lazo cerrado con retroalimentación negativa en modo no inversor.

- No existe diferencia de voltaje entre los pines de entrada del dispositivo, pin 1 y 2 con respecto a la figura A.2.
- La impedancia entre los pines de entrada del dispositivo es mucho más grande que los valores presentados en cada uno de los elementos resistivos del OPAMP, es decir,  $Z_{V_{\pm}} \gg Z_{R_1 R_2}$ .

Suponiendo que la diferencia de voltaje entre los pines de entrada es cero es posible afirmar que la corriente  $i$  que pasa a través de  $R_1$  es igual a  $\frac{V_i}{R_1}$ , esto es:

$$i = \frac{V_i}{R_1} \quad (\text{A.3})$$

Por otra parte la ley de corriente de Kirchhoff establece que la corriente es una cantidad conservada, es decir, la misma corriente que entra a un nodo es la misma que debe salir (conservación de carga). Tomando en cuenta que la impedancia entre las terminales de entrada de un OPAMP adquieren valores relativamente grandes sería natural afirmar que toda la corriente que pasa por  $R_1$  se dirige hacia  $R_2$  puesto que es el lazo que ofrece menos resistencia al paso de la corriente eléctrica, como consecuencia es posible determinar el voltaje de salida del dispositivo, esto es:

$$\begin{aligned} V_f &= V_i + (i \times R_2) = V_i + \left( \frac{V_i}{R_1} \times R_2 \right) \\ &= V_i + \frac{V_i \times R_2}{R_1} = V_i \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned}$$

Finalmente la ganancia de un OPAMP puede ser descrita como:

$$\therefore G = \frac{V_f}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{A.4})$$

#### A.4.1. OPAMP modo no inversor

La característica principal de esta configuración radica en que el voltaje de salida posee la misma polaridad que el voltaje de entrada por tanto, solo existe una operación de amplificación a diferencia de lo que ocurre en la configuración inversora cuyo funcionamiento se detalla más adelante.

Retomando el diagrama de la figura A.3 es posible determinar el voltaje a la salida del OPAMP a partir de su ecuación de ganancia, esto es:

$$V_f = G(V_+ - V_-) \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} V_f &= G(V_+ - V_-) = G \left( V_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_f \right) \\ V_f &= G V_i - G \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_f \\ \Rightarrow V_f + G \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_f &= G V_i \\ V_f \left( 1 + G \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) &= G V_i \\ V_f &= \frac{G V_i}{1 + G \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = G V_i \left[ \frac{1}{\frac{R_1 + R_2 + G R_1}{R_1 + R_2}} \right] \\ V_f &= V_i \left[ \frac{G(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + G R_1} \right] \\ V_f &= V_i \frac{1}{\frac{1}{G} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \\ V_f &= V_i \frac{R_1 + R_2}{R_1} \\ \therefore V_f &= V_i \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned}$$

### A.4.2. OPAMP modo inversor

Bajo esta configuración un amplificador operacional se diseña como lo indica la figura A.4 y su característica principal radica en que el voltaje de salida cambia en polaridad opuesta con respecto al voltaje de entrada.

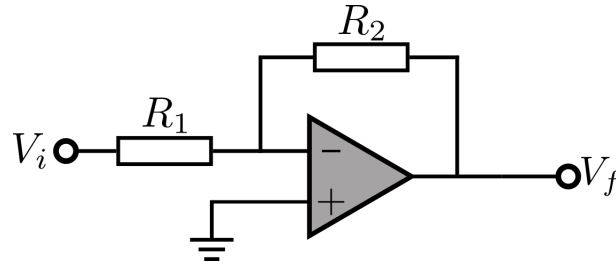


Figura A.4: OPAMP en configuración inversora

La característica antes mencionada puede deducirse a partir de la ecuación de ganancia de un amplificador operacional (ec. A.5) y definiendo el valor del voltaje en  $V_-$ :

$$\begin{aligned}
 V_- &= \frac{1}{R_2 + R_1} (R_2 V_i + R_1 V_f) \\
 V_f &= G(V_+ - V_-) \\
 V_f &= -V_i \frac{GR_2}{R_2 + R_1 + GR_1} \\
 &= -V_i \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2 R_1}{GR_1}}
 \end{aligned}$$

Suponiendo que  $G$  es relativamente grande, se tiene:

$$\therefore V_f \approx -V_i \frac{R_2}{R_1} \tag{A.6}$$

# Apéndice B

## Resultados y software

Esta sección presenta una corrección sobre la implementación del circuito eléctrico y una copia del código fuente implementado para controlar el motor piezoeléctrico, dicho código fue dividido en 3 archivos y corresponde a las instrucciones que hacen funcionar la interfaz gráfica, la emisión de pulsos y los mensajes de alerta.

### B.1. Errata

El circuito general 3.9 ilustrado en la sección de resultados posee una resistencia  $R_{22}$  con valor nominal de  $10k\Omega$ , si bien, en las simulaciones presentadas a lo largo de este trabajo dicha resistencia no presenta error alguno, ocurre que al conectar directamente esta resistencia con algún otro elemento en el lazo de salida se genera un divisor de voltaje, como consecuencia el voltaje a la salida del circuito cae dramáticamente ocasionando que el motor piezoeléctrico no funcione con normalidad. Para evitar problemas a lo largo de los experimentos fue necesario retirar esta resistencia.

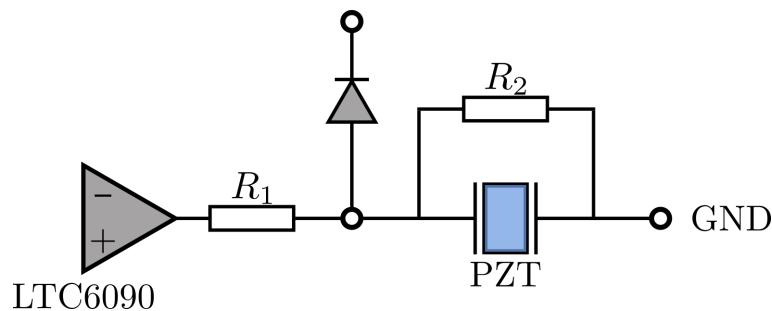


Figura B.1: Ejemplificación de divisor de voltaje generado por la resistencia  $R_{22}$  de ( $10K\Omega$ ) a la salida del circuito 3.9.

Un examen profundo en el diagrama ejemplificado en la figura B.1 indica que la reactancia capacitiva del sistema es:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fc} = \frac{1}{2\pi(666Hz)(86 \times 10^{-9}F)} \approx 2.8K\Omega$$

Realicé una medición de la capacitancia del motor piezoeléctrico, en donde encontré que su valor corresponde a  $86 \times 10^{-9}F$ , con dicho dato pude determinar la reactancia capacitiva del sistema. Paralelamente es posible modelar al motor piezoeléctrico como una resistencia  $R_2$  y con ayuda de la ecuación de divisor de voltaje (ec. B.1) es posible determinar la resistencia del dispositivo. Experimentalmente la caída de voltaje en  $R_1$  era de 18V.

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{B.1}$$

Tomando en cuenta que el voltaje de entrada en el arreglo experimental es de 23V, y el voltaje de salida corresponde a 5V es posible estimar el valor resistivo del dispositivo piezoeléctrico. Puesto que  $R_{22} = R_1 = 10K\Omega$ , obtengo que la resistencia del sistema es de:

$$R_2 = \frac{V_{out}}{V_{in} - V_{out}} R_1 = \frac{5V}{23V - 5V} 10K\Omega = 2,777\Omega$$

## **B.2. Software: interfaz**

Las siguientes líneas corresponden al código fuente empleado para generar la interfaz gráfica del usuario. El archivo llamado GUI\_waveGenerator.py se encarga de implementar los módulos necesarios para el correcto funcionamiento del código. La inicialización del programa conecta los widgets de la interfaz gráfica con las funciones a ejecutar.

, , ,

Created on 23 sep. 2019

@author: Julio Cesar Izquierdo Azuara

GUI\_waveGenerator.py

'''

'''Lista de modulos a importar, incluye un modulo waveGen y aux, escritos especificamente para el desarrollo de esta interfaz grafica. waveGen contiene los comandos que le ordenan al FPGA que tipo de pulsos emitir, aux contiene los mensajes de emergencia que aparecen en una caja de texto, el resto de librerias son utilerias necesarias para generar la interfaz grafica.'''

from ventana\_ui import \*

import os

import waveGenerator\_2 as waveGen

import auxiliarMethods as aux

from PyQt5.QtGui import QPixmap

class MainWindow(QWidgets.QMainWindow, Ui\_MainWindow):

def \_\_init\_\_(self, \*args, \*\*kwargs):

QWidgets.QMainWindow.\_\_init\_\_(self, \*args, \*\*kwargs)

self.setupUi(self)

'''Inicializa las rutinas que seran utilizadas en caso de hacer click en un boton '''

self.startButton.clicked.connect(self.connect)

'''self.connect ejecuta la funci n asociada al boton Connect en la interfaz grafica '''

self.resetButton.clicked.connect(self.resetGen)

'''self.resetGen ejecuta la funci n asociada al boton reset en la interfaz grafica '''

self.pulseButton.clicked.connect(self.pulseEmission)

self.stepButton.clicked.connect(self.pulseStepEmission)

```
self.radioButton.clicked.connect(self.infinitePulsesStop)
self.radioButton_2.clicked.connect(self.infinitePulsesStart)
self.infiniteStopButton.clicked.connect(self.resetGen)
self.infiniteStartButton.clicked.connect( \
                                                self.pulseInftyEmission)

self.aux = aux.extrafuncs()
def RP_state(self, state):
    #Define el estado del motor piezoeletrico y la FPGA:
    #conectado, No conectado, disponible, etc
    self.statusText.setText(str(state))
    self.statusVar = state
def getParameters(self):
    """Obtiene la direcci n IP para conectar con la FPGA,
    los parametros los obtiene de las casillas spinbox en
    la interfaz grafica """
    spinBox_IpAddress = str(self.inputTextQSpinBox1.value())+ \
    "." + str(self.inputTextQSpinBox2.value()) + "." \
        + str(self.inputTextQSpinBox3.value()) + "." \
        + str(self.inputTextQSpinBox4.value())
    boardParameters = \
    [spinBox_IpAddress, str(self.comboBoxWaveForm.currentText()), \
    int(self.inputTextFreq.text()), \
    float(self.inputTextVoltage.text()), \
    self.inputTextStepNumber.value()]
    #pasar todos los parametros en un string
    self.signal = waveGen.waveGenerator(boardParameters[0], \
                                        boardParameters[1], \
                                        boardParameters[2], \
                                        boardParameters[3], \
                                        boardParameters[4])
def enableOptions(self):
    """En caso de establecer comunicacion con la FPGA,
```

```
se habilitan los botones que permiten generar
pulsos electrónicos """
self.comboBoxWaveForm.setEnabled(True)
self.inputTextFreq.setEnabled(True)
self.inputTextStepNumber.setEnabled(True)
self.inputTextVoltage.setEnabled(True)
self.textEditBoardParameters.setEnabled(True)
self.resetButton.setEnabled(True)
self.stepButton.setEnabled(True)
self.pulseButton.setEnabled(True)
self.radioButton.setEnabled(True)
self.radioButton_2.setEnabled(True)
self.inputTextCycleNumber.setEnabled(True)
self.picOnState.setEnabled(True)
self.label_4.setEnabled(True)
self.label_9.setEnabled(True)
self.label_10.setEnabled(True)
def disableOptions(self):
    #En caso de existir un error se deshabilitan los
    #comandos necesarios para que el usuario no le
    #pueda dar ordenes a la FPGA
    self.comboBoxWaveForm.setEnabled(False)
    self.inputTextFreq.setEnabled(False)
    self.inputTextStepNumber.setEnabled(False)
    self.inputTextVoltage.setEnabled(False)
    self.resetButton.setEnabled(False)
    self.stepButton.setEnabled(False)
    self.pulseButton.setEnabled(False)
    self.inputTextCycleNumber.setEnabled(False)
    self.picOnState.setEnabled(False)
    self.label_4.setEnabled(False)
    self.label_9.setEnabled(False)
```



```
self.label_10.setEnabled(False)
def promptMessage(self, message, waveForm, freq, \
                  ampl, pulse_train):
    """Se encarga de emitir las notificaciones y alertas en la
    caja de texto"""
    self.aux.retrieveMessage(message, waveForm, freq, \
                             ampl, pulse_train)
    self.textEditBoardParameters.append(self.aux.promptMessage)
def connect(self):
    #Establece comunicacion con el FPGA
    self.getParameters()
    self.RP_state("Connecting ...")
    self.promptMessage(self.statusVar, 0, 0, 0, 0)
    try:
        self.signal.startCommunication()
        self.RP_state("Connected")
        self.promptMessage(self.statusVar, 0, 0, 0, 0)
        self.enableOptions()
        self.inputTextQSpinBox1.setEnabled(False)
        self.inputTextQSpinBox2.setEnabled(False)
        self.inputTextQSpinBox3.setEnabled(False)
        self.inputTextQSpinBox4.setEnabled(False)
        self.radioButton.setChecked(True)
        self.startButton.setEnabled(False)
    except:
        self.RP_state("Not Connected")
        self.promptMessage(self.statusVar, 0, 0, 0, 0)
        self.disableOptions()
def resetGen(self):
    self.signal.resetCommunication(self.statusVar)
    self.promptMessage("Reset ", 0, 0, 0, 0)
def pulseEmission(self):
```

```
#Emite pulsos individuales
self.getParameters()
self.signal.startCommunication()
self.signal.pulseGen()
self.promptMessage("pulse", 0, 0, \
                    self.inputTextVoltage.text(), 0)
def pulseStepEmission(self):
#Emite trenes de pulsos
self.getParameters()
self.signal.startCommunication()
self.signal.pulseStepGen(self.inputTextCycleNumber.value())
self.promptMessage("pulse train", 0, 0, \
                    self.inputTextVoltage.text(), \
                    str(self.inputTextStepNumber.value()))
def pulseInftyEmission(self):
#Emite pulsos infinitos
self.getParameters()
self.signal.startCommunication()
self.signal.inftyPulseGen()
self.promptMessage("infty pulses", 0,\
                    self.inputTextFreq.text(), \
                    self.inputTextVoltage.text(), \
                    str(self.inputTextStepNumber.value()))
def infinitePulsesStart(self):
self.stepButton.setEnabled(False)
self.pulseButton.setEnabled(False)
self.inputTextStepNumber.setEnabled(False)
self.inputTextCycleNumber.setEnabled(False)
self.infiniteStartButton.setEnabled(True)
self.infiniteStopButton.setEnabled(True)
def infinitePulsesStop(self):
self.stepButton.setEnabled(True)
```

```
self.pulseButton.setEnabled(True)
self.inputTextCycleNumber.setEnabled(True)
self.inputTextStepNumber.setEnabled(True)
self.infiniteStartButton.setEnabled(False)
self.infiniteStopButton.setEnabled(False)
self.resetGen()
if __name__ == "__main__":
    """Este comando se inicializa instantaneamente
    al correr el script el sistema convierte un archivo
    ventana.ui en ventana_ui.py, es decir,
    convierte un archivo xml en un archivo .py,
    esto es til al momento de
    dibujar la interfaz grafica """
    os.system("pyuic5 -x ventana.ui -o ventana_ui.py")
    app = QtWidgets.QApplication([])
    window = MainWindow()
    window.show()
    app.exec_()

    """ la varibale app genera una ventana por medio del
    modulo Qt y la muestra mediante el comando window.show() """
```

### B.3. Software: pulsos

Un segundo archivo denominado waveGenerator\_2.py es el encargado de ejecutar las rutinas necesarias para emitir señales a través de la FPGA, con ayuda de estos comandos se declaran los parámetros de trabajo, estos son: forma de onda, frecuencia, amplitud, dirección IP, números de pulsos.

```
'''
```

Created on 20 sep. 2019

@author: Julio

```
waveGenerator_2.py
'''
import redpitaya_scp as scpi
import time

class waveGenerator:
    """Crea el objeto waveGenerator, la rutina __init__
    inicializa las variables a utilizar durante la
    emision de pulsos"""
    def __init__(self, IP_Address, waveForm, freq, ampl, \
                 pulse_train):
        """Describe las funciones para generar distintos
        tipos de onda
        Acepta parametros:
        IP_Address= direccion de la tarjeta ,
        forma de onda, frecuencia ,
        amplitud de pulso pico pico ,
        pulse_train = numero de pulsos
        En este bloque se definen la mayoria de las
        variables a utilizar"""
        self.waveForm = waveForm
        self.freq = freq
        self.ampl = ampl
        self.board_address = IP_Address
        self.pulse_train = pulse_train

    def startCommunication(self):
        """inicia la comunicacion con la tarjeta"""
        self.board_name = scpi.scp(self.board_address)
```

```
def resetCommunication(self, state):
    """Resetea la tarjeta a valores por defecto"""
    if state == "Connected":
        self.board_name.tx_txt('GEN:RST')
    else:
        print("error at reset communication")

def pulseGen(self):
    """Las varibales utilizadas en las siguientes
    funciones son obtenidas desde la interfaz grafica"""
    """inicializa la rutina para emitir pulsos
    SOUR1: indica el canal de salida del FPGA,
    FUNC hace referencia a la emisi n del tipo de onda,
    en este caso se.f.waveForm indica
    la onda a mitir, TRIANGLE, SAWU, SAWD, PWM"""
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:FUNC ' + \
                           str(self.waveForm).upper())
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:FREQ:FIX ' + \
                           str(self.freq))
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:VOLT ' + str(self.ampl))

    """FREQ:FIX indica la frecuencia de onda a emitir,
    y esta definida por la variable self.freq, el voltaje
    de la se al esta determinado por SOUR1:VOLT por medio
    de la variable self.ampl, la FPGA posee un voltaje
    m ximo de 1V"""
    self.board_name.tx_txt("SOUR1:VOLT:OFFS 0")
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:NCYC ' + str(1))
    self.board_name.tx_txt('OUTPUT1:STATE ON')
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:STAT ON')
```

```

"""VOLT:OFFS 0 indica el offset que se le agrega
a la se al , si se desea cambiar el offset basta con
modificar el 0 con cualquier otro n mero. OUTPUT1
activa el canal de salida en el output"""
self.board_name.tx_txt("SOUR1:BURS:NOR 0")
#Indica el n mero de disparos a repetir:
#SOUR1:BURS:NOR <count>
self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:SOUR INT')
#Establece la fuente del trigger
#SOUR<n>:TRIG:SOUR <trigger> en una se al
self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:IMM')
#Establece un trigger inmediato SOUR<n>:TRIG:IMM
def pulseStepGen(self , cycles):
"""inicializa la rutina para emitir pulsos en
trenes agrupados"""
self.board_name.tx_txt('SOUR1:FUNC ' + \
                        str(self.waveForm).upper())
self.board_name.tx_txt('SOUR1:FREQ:FIX ' + \
                        str(self.freq))
self.board_name.tx_txt('SOUR1:VOLT ' + \
                        str(self.ampl))

self.board_name.tx_txt("SOUR1:VOLT:OFFS 0")
self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:NCYC ' \
                        + str((self.pulse_train-1)/2))
self.board_name.tx_txt('OUTPUT1:STATE ON')
self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:STAT ON')

self.board_name.tx_txt("SOUR1:BURS:NOR " + str(cycles))
self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:SOUR INT')
self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:IMM')

```

```
def inftyPulseGen(self):
    """inicializa la rutina para emitir pulsos"""
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:FUNC ' + \
                           str(self.waveForm).upper())
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:FREQ:FIX ' + \
                           str(self.freq))
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:VOLT ' + \
                           str(self.ampl))
    self.board_name.tx_txt("SOUR1:VOLT:OFFS 0")
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:NCYC ' + str(0))
    self.board_name.tx_txt('OUTPUT1:STATE ON')
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:BURS:STAT ON')
    #self.board_name.tx_txt("SOUR1:BURS:INT:PER 400")
    self.board_name.tx_txt("SOUR1:BURS:NOR 0")
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:SOUR INT')
    self.board_name.tx_txt('SOUR1:TRIG:IMM')

def trainPulseGen(self, cycles):
    for i in range(cycles):
        print(str(i))
```

## **B.4. Software: alertas**

Un tercer archivo sirve para declarar los distintos mensajes de alerta que pueden surgir al momento de utilizar la tarjeta FPGA, esencialmente indica el estado de conexión del dispositivo y las órdenes que fueron ejecutadas previamente.

```
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
```

```
Created on Thu Sep 26 19:55:58 2019
```

```
@author: Julio
```

```

auxiliarMethods.py
"""
from ventana_ui import *
import GUI_waveGenerator as gui
import datetime

class extrafuncs:
    def getTime(self):
        localTime = datetime.datetime.now()
        self.currentTime = str(localTime.strftime("%H:%M:%S"))

    def retrieveMessage(self, promptAnswer, waveForm, freq,
\
                        ampl, pulse_train):
        self.getTime()
        if promptAnswer == "Connecting ...":
            self.promptMessage = self.currentTime + \
            ": Connecting ... \n" + self.currentTime + \
            ": Please Wait ..."
        elif promptAnswer == "Connected":
            self.promptMessage = self.currentTime + \
            ": Communication with instrument successful"
        elif promptAnswer == "Not Connected":
            self.promptMessage = self.currentTime + \
            ": Can't stablish communication\n" \
            + self.currentTime + " : Failure: Not connected"
        elif promptAnswer == "Reset":
            self.promptMessage = self.currentTime \
            + ": Setting Board to Default State\n" \
            + self.currentTime + \
            ": Wave Generator in Default Settings"
        elif promptAnswer == "pulse":

```



```
        self.promptMessage = self.currentTime \  
        + ": Sending pulse signal at " + ampl + " V"  
    elif promptAnswer == "pulse train":  
        self.promptMessage = self.currentTime \  
        + ": Sending "+ str(pulse_train) + " pulses at " \  
        + ampl + " V"  
    elif promptAnswer == "infty pulses":  
        self.promptMessage = self.currentTime \  
        + ": Sending infinite pulses at " + freq + "Hz and" \  
        + ampl + " V"  
    else:  
        self.promptMessage = self.currentTime + "StandBy"
```