



**UNIVERSIDAD DISTRITAL  
FRANCISCO JOSE DE CALDAS**

# **Análisis de Dispositivos Electrónicos del Microscopio de Efecto Túnel (STM) Para el Diseño y Simulación de un Sistema Electrónico Optimizado Mediante Programación SPICE y MATLAB ®**

**Jairo Fernando Avila Viatela  
Edgard Mauricio Gualteros Monroy**

Universidad Distrital Francisco José de Caldas  
Facultad De Ingeniería, Proyecto Curricular De Ingeniería Electrónica  
Bogotá D.C., Colombia  
2016



# **Análisis de Dispositivos Electrónicos del Microscopio de Efecto Túnel (STM) Para el Diseño y Simulación de un Sistema Electrónico Optimizado Mediante Programación SPICE y MATLAB ®**

**Jairo Fernando Avila Viatela  
Edgard Mauricio Gualteros Monroy**

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de:  
Ingeniero Electrónico

Director:  
MsC, Hugo Libardo Aya Baquero

Grupo de Investigación:  
Ingeniería y Nanotecnología para la Vida (INVID)

Universidad Distrital Francisco José de Caldas  
Facultad de Ingeniería, Proyecto Curricular de Ingeniería Electrónica  
Bogotá D.C., Colombia

2016



*Dedico este proyecto a Dios que me ha llenado de fortaleza y sabiduría para afrontar los retos que se me han impuesto durante la carrera, a mis padres y hermanos por estar siempre acompañándome y aconsejándome durante este proceso de formación profesional, y por último a mis compañeros y amigos por los consejos dados.*  
Jairo Fernando Avila Viatela

*Dedico este proyecto a mis padres por la paciencia y el esfuerzo que han entregado para mi formación humana y profesional; y a mis amigos, a aquellos de toda la vida y a los que han llegado durante este proceso de formación profesional, por hacer de todos los momentos, experiencias amenas y enriquecedoras.*  
Edgard Mauricio Gualteros Monroy

*“Tienes éxito desde el momento en que empiezas a moverte hacia un objetivo que vale la pena.”*  
Chester F. Carlson.

*“¡Triste época es la nuestra! Es más fácil desintegrar un átomo que un prejuicio”.*  
Albert Einstein



## **Agradecimientos**

Agradecemos a la Universidad Distrital Francisco José de Caldas por habernos permitido hacer parte del proyecto curricular de Ingeniería Electrónica, una de las carreras de pregrado más prestigiosas de este ente educativo. A los docentes que a lo largo de la carrera nos brindaron todo su conocimiento y su absoluto apoyo para crecer como profesionales día a día.

Manifestamos nuestro agradecimiento a nuestro director de tesis el docente MsC. Hugo Libardo Aya Baquero, por habernos brindado la oportunidad de participar en este proyecto tan fascinante, y por aportarnos su conocimiento y dedicación.

Nuestro agradecimiento también va dirigido al grupo de investigación de ingeniería y nanotecnología para la vida "INVID" dirigido por los docentes: MsC. Luz Helena Camargo Casallas y MsC Hugo Libardo Aya Baquero; por brindarnos todo su apoyo en la adquisición de los implementos necesarios para la elaboración de este proyecto de grado, así como las correcciones y consejos que nos brindaron a lo largo de elaboración de este proyecto.





## Resumen

Este proyecto documenta el diseño y la simulación de los diferentes dispositivos electrónicos que comprenden el funcionamiento interno de un microscopio de efecto túnel, con el propósito de optimizar su desempeño. Para ello, se aplican las teorías de análisis circuital, control, instrumentación, procesamiento digital de imágenes y adquisición de datos. A partir de esta información se lleva a cabo el diseño de los diferentes circuitos que componen el sistema para su posterior simulación a través del software LTSPICE®. Adicionalmente, a través de las herramientas computacionales proporcionadas por MATLAB® se procede a realizar la caracterización del sistema dinámico del microscopio de efecto túnel para llevar a cabo el diseño y la simulación de un controlador digital que permita mantener estable el sistema. Por último, se desarrolla una aplicación para la toma, transmisión y manejo de datos donde se pueda visualizar la información cuantitativa y cualitativa que exponga los aspectos más relevantes del sistema.

**Palabras clave:** Tunelamiento Cuántico, Microscopía, Densidad local de estados, Amplificadores operacionales de precisión, Sistemas embebidos, Controlador PID.

## **Abstract**

This work documents the design and simulation of different electronic devices comprising the inner workings of a scanning tunneling microscope, in order to optimize their performance. To do this, theories of circuit analysis, control, instrumentation, digital image processing and data acquisition are applied. From this information it is carried out designing the different circuits making up the system for subsequent simulation via software LTSPICE®. Additionally, through computational tools provided by MATLAB® proceeds to perform the characterization of the scanning tunneling microscope dynamic system to carry out the design and simulation of a digital controller that maintains stable system. Finally, an application for the collection, transmission and data management where you can visualize the quantitative and qualitative information to expose the most relevant aspects of the system develops.

**Keywords:** Quantum tunneling, Microscopy, Local density of states, Precision Operational Amplifiers, Embedded systems, PID controller.

# Contenido

	Pág.
<b>Resumen</b> .....	<b>IX</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>X</b>
<b>Lista de figuras</b> .....	<b>XIV</b>
<b>Lista de Símbolos y abreviaturas</b> .....	<b>XVII</b>
<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
<b>Objetivos</b> .....	<b>3</b>
Objetivo General .....	3
Objetivos Específicos .....	3
<b>Metodología</b> .....	<b>4</b>
Etapa de Investigación .....	4
Etapa de Diseño.....	4
Etapa de Simulación y Toma de Datos.....	4
Documentación .....	4
<b>1. Desarrollo Teórico</b> .....	<b>5</b>
1.1 Microscopía .....	5
1.1.1 Microscopía óptica .....	5
1.1.2 Microscopía electrónica.....	6
1.1.3 Microscopía de barrido superficial .....	7
1.2 Tunelamiento Cuántico .....	9
1.2.1 Descripción general .....	9
1.2.2 Teoría de tunelamiento .....	9
1.3 Piezoelectricidad.....	13
1.3.1 Descripción general .....	13
1.3.2 Aplicaciones .....	14
1.3.3 Tubos piezoeléctricos.....	14
1.3.4 Discos piezoeléctricos.....	16
1.4 Ruido y Aislamiento Vibracional.....	18
1.4.1 Descripción general .....	18
1.4.2 Ruido eléctrico .....	19
1.4.3 Ruido térmico.....	19
1.4.4 Ruido mecánico .....	20
1.4.5 Aislamiento vibracional.....	20

1.5	Teoría de Instrumentación.....	22
1.5.1	Descripción general .....	22
1.5.2	Amplificadores de transresistencia.....	23
1.5.3	Amplificadores de transconductancia.....	24
1.6	Sistema de Control.....	25
1.6.1	Descripción general .....	25
1.6.2	Controladores PID .....	27
1.7	Microcontroladores.....	28
1.7.1	Descripción general .....	28
1.7.2	Convertor análogo-digital .....	29
1.7.3	Convertor digital-análogo .....	30
1.7.4	Comunicación serial.....	31
1.7.5	Sistemas de adquisición de datos.....	32
<b>2.</b>	<b>Diseño de los Dispositivos Electrónicos Análogos e Interfaz Gráfica.....</b>	<b>33</b>
2.1	Modelamiento de la Corriente Túnel.....	33
2.1.1	Corriente de tunelamiento.....	33
2.1.2	Diseño del voltaje de bias ( <i>V<sub>bias</sub></i> ) .....	35
2.1.3	Diseño de oscilador Miller-Schmitt .....	36
2.1.4	Diseño de Salida push-pull .....	37
2.1.5	Diseño de la señal de corriente túnel.....	38
2.2	Fuente de Corriente .....	39
2.2.1	Diseño de bomba de Howland .....	40
2.3	Convertidor de Corriente a Voltaje.....	41
2.3.1	Diseño de amplificador de transimpedancia (TIA).....	41
2.4	Etapa de Acondicionamiento .....	42
2.4.1	Diseño del amplificador logarítmico .....	42
2.4.2	Diseño de amplificador inversor con ajuste de nivel DC.....	43
2.5	Adquisición de Datos.....	45
2.5.1	Convertor análogo/digital (ADC).....	45
2.6	Interfaz Gráfica.....	46
2.6.1	Variables seleccionables .....	46
2.6.2	Variables modificables .....	46
2.6.3	Variables visuales.....	46
<b>3.</b>	<b>Diseño y Caracterización del Modelo Dinámico del STM.....</b>	<b>47</b>
3.1	Diagrama de Bloques del Sistema.....	47
3.2	Ecuaciones de Estado.....	48
3.2.1	Amplificador de voltaje.....	49
3.2.2	Actuador piezoeléctrico.....	49
3.2.3	Superficie de la muestra .....	49
3.2.4	Corriente túnel .....	50
3.2.5	Sensor de corriente .....	50
3.2.6	Fuente de ruido.....	51
3.3	Linealización .....	51
3.4	Función de Transferencia.....	52
<b>4.</b>	<b>Diseño del sistema de control .....</b>	<b>55</b>
4.1	Respuesta al escalón unitario para el sistema en lazo abierto.....	55
4.2	Diseño de controlador PID mediante el método del lugar geométrico de las raíces (LGR) .....	57

4.3	Diseño de un controlador PID mediante el toolbox de control de MATLAB® <i>PID Tuning</i> .....	61
<b>5.</b>	<b>Simulación, implementación y verificación del sistema</b> .....	<b>65</b>
5.1	Simulación de los dispositivos electrónicos análogos .....	65
5.1.1	Amplificadores operacionales de alta precisión .....	65
5.1.2	Simulación de voltaje de Bias.....	66
5.1.3	Simulación del oscilador Miller-Schmitt .....	67
5.1.4	Simulación de la salida push-pull .....	67
5.1.5	Simulación de la señal de corriente túnel .....	68
5.1.6	Simulación de la bomba de Howland .....	69
5.1.7	Simulación del amplificador de transimpedancia (TIA) .....	69
5.1.8	Simulación de amplificador inversor con ajuste de nivel DC.....	70
5.2	Implementación de los dispositivos electrónicos.....	71
5.2.1	Análisis DC del sistema electrónico con OA LF353 implementado en el TIA.....	71
5.2.2	Análisis AC y DC del sistema electrónico con OA OPA129U implementado en el TIA.....	72
5.2.3	Implementación física de los dispositivos electrónicos .....	74
5.2.4	Adquisición de datos mediante sistema embebido .....	76
5.2.5	Base de datos de corrientes adquiridas .....	78
5.3	Verificación experimental del sistema .....	79
5.3.1	Modo Altura Constante.....	80
5.3.2	Modo Corriente Constante .....	82
<b>6.</b>	<b>Conclusiones y recomendaciones</b> .....	<b>85</b>
6.1	Conclusiones .....	85
6.2	Recomendaciones .....	86
<b>A.</b>	<b>Anexo: EasyScan 2 STM</b> .....	<b>89</b>
<b>B.</b>	<b>Anexo: Modelos SPICE</b> .....	<b>93</b>
	<b>Bibliografía</b> .....	<b>99</b>

## Lista de figuras

	Pág.
<i>Figura 1-1: Microscopio óptico [17].</i>	6
<i>Figura 1-2: Microscopio Electrónico de Barrido Universidad de los Andes [14].</i>	7
<i>Figura 1-3: Microscopio Electrónico de Transmisión (TEM) [17].</i>	7
<i>Figura 1-4: Microscopio Electrónico de Barrido (SEM) [17].</i>	8
<i>Figura 1-5: Microscopio Efecto Túnel (STM) [18].</i>	8
<i>Figura 1-6: Representación de la Barrera de Potencial [22].</i>	10
<i>Figura 1-7: Efecto de Tunelamiento [24].</i>	12
<i>Figura 1-8: Comportamiento de los Piezoeléctricos [27].</i>	13
<i>Figura 1-9: Tubos Piezoeléctricos PT230 [30].</i>	15
<i>Figura 1-10: a) Desplazamiento Axial, b) Desplazamiento Radial, c) Desplazamiento lateral [31].</i>	15
<i>Figura 1-11: Discos Piezoeléctricos [32].</i>	16
<i>Figura 1-12: Desplazamiento vertical de un disco piezoeléctrico [34].</i>	17
<i>Figura 1-13: STM con tornillo sinfín [41].</i>	21
<i>Figura 1-14: STM con accionamiento directo [41].</i>	21
<i>Figura 1-15: STM con bases acrílicas [41].</i>	21
<i>Figura 1-16: STM con almohadillas y hule [39].</i>	21
<i>Figura 1-17: STM con placas alineadas de Elastómero [42].</i>	21
<i>Figura 1-18: Esquema de un sensor [44].</i>	22
<i>Figura 1-19: Convertidor básico I-V [45].</i>	23
<i>Figura 1-20: Convertidor I-V de alta sensibilidad [45].</i>	24
<i>Figura 1-21: Bomba de corriente de Howland [46].</i>	25
<i>Figura 1-22: Componentes básicos de un sistema de control [48].</i>	26
<i>Figura 1-23: Sistema de control automático de lazo cerrado [49].</i>	26
<i>Figura 1-24: Diagrama de Bloques PID [50].</i>	28
<i>Figura 1-25: Esquema básico de un Microcontrolador [51].</i>	28
<i>Figura 1-26: Conversión análogo - digital [54].</i>	29
<i>Figura 1-27: Conversión digital-analógica [54].</i>	31
<i>Figura 1-28: Comunicación asincrónica y comunicación sincrónica [57].</i>	32
<i>Figura 2-1: Corriente de Túnel: resultado de la superposición de funciones de onda de electrones de la punta y la muestra [59].</i>	34
<i>Figura 2-2: Señal de la corriente de túnel dependiente del tiempo para una muestra de oro.</i>	35

<i>Figura 2-3: Amplificador Operacional en Modo Seguidor.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 2-4: Oscilador Miller-Schmitt.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 2-5: Arreglo Push-Pull .....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 2-6: Arreglo Filtro RC.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 2-7: Forma de Onda Exponencial de Tensión en la Carga. ....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 2-8: Bomba de Howland mejorada. ....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 2-9: Amplificador de Transimpedancia. ....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 2-10: Amplificador Logarítmico con Transistor.....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 2-11: Amplificador Inversor.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 2-12: Divisor de Tensión.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 3-1: Diagrama de Bloques STM. ....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 3-2: Sistema en Lazo Abierto. ....</i>	<i>48</i>
<i>Figura 4-1: Respuesta Escalón unitario del sistema en lazo abierto.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4-2: Sistema realimentado con controlador .....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 4-3: Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo abierto .....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 4-4: LGR de la ubicación de polos y ceros del controlador.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 4-5: Respuesta Escalón del sistema controlado por el método LGR .....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4-6: Diagrama en SIMULINK del sistema realimentado con controlador.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4-7: Propiedades del bloque PID Controller.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4-8: PID Tuner.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 4-9: Respuesta Escalón del sistema controlado por el método de PID Tuning ....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 5-1: AO modo seguidor con voltaje de entrada en el simulador.....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 5-2: Señal obtenida de la simulación del voltaje de Bias. ....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 5-3: Oscilador Miller Schmitt en el simulador.....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 5-4: Señal obtenida en la simulación del oscilador Miller-Schmitt. ....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 5-5: Salida Push-Pull en el simulador. ....</i>	<i>67</i>
<i>Figura 5-6: Señal obtenida en la simulación del oscilador Miller Schmitt. ....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 5-7: Filtro para la señal de corriente en el simulador. ....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 5-8: Señal de la forma de onda de la corriente túnel obtenida en la simulación... </i>	<i>68</i>
<i>Figura 5-9: Circuito bomba de Howland en el simulador.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 5-10: Señal de la corriente túnel después de la bomba de Howland obtenida en la simulación. ....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 5-11: Amplificador de transimpedancia en el simulador.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 5-12: Señal obtenida en la simulación del amplificador de transimpedancia.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-13: Amplificador inversor con ajuste de nivel DC en el simulador.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-14: Señal obtenida en la simulación del amplificador inversor de ajuste.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-15: Análisis DC para sistema electrónico basado en OA LF353 como TIA.....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 5-16: Análisis DC para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 5-17: Análisis AC para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 5-18: Análisis en frecuencia para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA.....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 5-19: Dispositivos electrónicos montados sobre una placa de pruebas .....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 5-20: Señal obtenida en la práctica del oscilador Miller-Schmitt .....</i>	<i>74</i>
<i>Figura 5-21: Señal de la forma de onda de la corriente túnel obtenida en la práctica. ....</i>	<i>75</i>

---

<i>Figura 5-22: Señal obtenida en la práctica del amplificador de transimpedancia.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 5-23: Montaje realizado en los laboratorios de electrónica de la UD. ....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 5-24: Sistema embebido PSoC 4.....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 5-25: Sistema embebido PSoC 5.....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 5-26: Señal Muestreada por PSoc4 .....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 5-27: Señal Muestreada por PSoC 5.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 5-28: Aplicativo STM_UD.....</i>	<i>79</i>
<i>Figura 5-29: Modo de operación altura constante [61] .....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 5-30: Barrido de la superficie en escala de grises en modo altura constante .....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 5-31: Barrido de la superficie con filtrado en color en modo altura constante.....</i>	<i>81</i>
<i>Figura 5-32: Barrido de la superficie 3D en modo altura constante .....</i>	<i>81</i>
<i>Figura 5-33: Aplicación “STM_UD” en modo altura constante.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 5-34: Modo de operación corriente constante [61] .....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 5-35: Barrido de la superficie en escala de grises en modo corriente constante ..</i>	<i>83</i>
<i>Figura 5-36: Barrido de la superficie con filtrado en color en modo corriente constante ..</i>	<i>83</i>
<i>Figura 5-37: Barrido de la superficie 3D en modo corriente constante .....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 5-38: Aplicativo “STM_UD” en modo corriente constante .....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 6-1: Interfaz gráfica de trabajo de Nanosurf Easyscan 2 .....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 6-2: Imagen obtenida en el modo Simulación de Nanosurf EasyScan 2 [60].....</i>	<i>90</i>
<i>Figura 6-3: Imágenes Obtenidas de la muestra de Grafito Pirogénico (HOPG).....</i>	<i>91</i>



# Lista de Símbolos y abreviaturas

## Capitulo 1: Desarrollo Teórico

$\text{Å}$	Amstrong ( $1\text{Å} = 0.1\text{nm}$ )
$X$	Factor de aumento
$E$	Energía de un electrón
$V(x)$	Barrera de potencial
$T$	Probabilidad de penetración
$a$	Espesor de la barrera de potencial
$m$	Masa del electrón
$\hbar$	Constante de Planck reducida
$\psi(x)$	Función de onda del electrón
$V_{bias}$	Voltaje de Bias
$i_{túnel}$	Corriente Túnel
$\Delta L_{axial}$	Desplazamiento axial de un piezoeléctrico
$\Delta L_{radial}$	Desplazamiento radial de un piezoeléctrico
$\Delta L_{lateral}$	Desplazamiento lateral de un piezoeléctrico
$D$	Modulo de flexión de un piezoeléctrico
$M'$	Modulo de flexión
$h_{max}$	Desplazamiento máximo de un disco piezoeléctrico
$P$	Potencia del ruido térmico
$T$	Temperatura
$B$	Ancho de banda frecuencia del trabajo
$K$	Constante de Boltzmann
$V_i$	Voltaje de entrada del amplificador operacional
$V_o$	Voltaje de salida del amplificador operacional
$i_i$	Corriente de entrada del amplificador operacional
$i_o$	Corriente de salida del amplificador operacional
$A$	Ganancia del amplificador operacional
$R_o$	Resistencia de salida del amplificador operacional
$V_L$	Caída de potencial en una carga
Acción $P$	Acción proporcional
Acción $I$	Acción integral
Acción $D$	Acción Derivativa
$e(t)$	Señal de error de un sistema en lazo cerrado
$r(t)$	Señal de referencia de un sistema en lazo cerrado
$b(t)$	Variable realimentada de un sistema en lazo cerrado
CPU	Unidad central de procesamiento

$\text{\AA}$	Amstrong ( $1\text{\AA} = 0.1\text{nm}$ )
ADC	Conversor análogo-digital
$f_s$	Frecuencia de muestreo del conversor ADC
$f_m$	Frecuencia muestreada
LSB	Bit menos significativo
$t_c(t)$	Tiempo de conversión del conversor ADC
DAC	Conversor Digital-Análogo
UART	Universal Asynchronous Receiver and Transmitter
DAQ	Sistema de adquisición de datos

## Capítulo 2: Diseño de los dispositivos electrónicos análogos

$E_F$	Energía de Fermi
$\Phi$	Función de trabajo de un material
$d$	Distancia entre la muestra y la punta
$V_{bias}$	Voltaje de Bias
$i_{túnel}$	Corriente Túnel
$k$	Constante de la corriente túnel ( $k = 2\sqrt{2m/\hbar}$ )
$\hbar$	Constante de Planck reducida
$m$	Masa del electrón
$Z_i$	Impedancia de entrada de un amplificador operacional
$Z_o$	Impedancia de salida de un amplificador operacional
$R$	Resistencia Eléctrica
$C$	Condensador Eléctrico
$V_R$	Caída de potencial en una resistencia
$i_{in}$	Corriente de entrada del amplificador operacional
$V_{túnel}$	Voltaje Túnel
$f_c$	Frecuencia central de trabajo del amplificador de transimpedancia
BW	Ancho de banda del amplificador de transimpedancia
$i_c$	Corriente de colector de un transistor
$i_b$	Corriente de base de un transistor
$V_T$	Voltaje térmico de un transistor
$N$	Numero de bits de resolución de un ADC
$V_{ref}$	Voltaje de referencia de un ADC

## Capítulo 3: Diseño y caracterización del modelo dinámico del STM

$V_a(t)$	Voltaje de entrada del actuador piezoeléctrico
$\omega_v$	Ancho de banda del amplificador de voltaje
$G_v$	Ganancia del amplificador de voltaje
$Z(t)$	Posición del actuador piezoeléctrico
$\omega_a$	Ancho de banda del actuador piezoeléctrico
$G_a$	Ganancia del actuador piezoeléctrico
$\zeta$	Factor de amortiguamiento relativo

$Z_s(t)$	Perturbaciones de la superficie de la muestra
$d_0(t)$	Distancia inicial donde se presenta el efecto túnel
$I_{túnel}$	Corriente túnel
$V_c$	Voltaje de salida del sensor de corriente
$G_c$	Ganancia del sensor de corriente
$\omega_c$	Ancho de banda del sensor de corriente
$n$	Ruido del sistema
$i_{eq}$	Corriente túnel medida
$k$	Constante de la corriente túnel ( $k = 2\sqrt{2m/\hbar}$ )
$G(s)$	Función de transferencia en lazo abierto del sistema

## Capítulo 4: Diseño de sistemas de control

$LGR$	Lugar geométrico de las raíces
$t_r$	Tiempo de retardo
$t_d$	Tiempo de levantamiento
$t_p$	Tiempo pico
$MP$	Sobrepaso máximo
$t_s$	Tiempo de establecimiento
$C(s)$	Función de transferencia del controlador
$G_p(s)$	Función de transferencia del sistema
$\omega_n$	Frecuencia natural del sistema
$P_d$	Polo dominante del sistema
$K$	Ganancia del controlador
$K_p$	Ganancia proporcional del controlador
$K_i$	Ganancia integral del controlador
$K_d$	Ganancia derivativa del controlador
$N$	Coefficiente del filtro del controlador
$K_i$	Ganancia integral del controlador
$K_d$	Ganancia derivativa del controlador
$G(s)$	Función de transferencia en lazo abierto del sistema

## Capítulo 5: Simulación, implementación y verificación del sistema

$LDOS$	Densidad local de estados
$.mat$	Archivo de datos de MATLAB®



# Introducción

El estudio de la nanotecnología se ha incrementado en los últimos años dado a la importancia que ha cobrado su campo de desarrollo y aplicación, convirtiéndose en una base fundamental para aplicaciones ingenieriles. La palabra nanotecnología es usada por primera vez como un término por Norio Taniguchi quien define [1]:

*“La nanotecnología 'consiste principalmente en el procesamiento de la separación, la consolidación, y la deformación de los materiales por un átomo o una molécula’.”*

Además, encontramos la definición de los objetivos de la nanotecnología dada por Ralph Merkle [2]:

1. Colocar cada átomo en el lugar adecuado.
2. Conseguir que casi cualquier estructura sea consistente con las leyes de la física y la química que podemos especificar y describir a nivel atómico.
3. Lograr que los costes de fabricación no excedan, ampliamente, el coste de las materias primas y la energía empleadas en el proceso.

Por esto es importante el uso de una herramienta tecnológica para este campo, la cual fue desarrollada en el año 1981 por los premios Nobel en física (1986) Gerd Binnig y Heinrich Roger [3], investigadores de la IBM, quienes inventaron un microscopio que puede realizar análisis superficial de materiales metálicos y semiconductores, y obtener resoluciones atómicas de estas superficies a partir del principio cuántico de efecto túnel [4]. Este invento fue nombrado “*Scanning Tunneling Microscope*” (STM o en español Microscopio de efecto túnel).

Gracias al microscopio de efecto túnel se han realizado importantes avances en el campo de la Nanoelectrónica, Ingeniería de Nanomateriales, BioNanotecnología, Nanoóptica, entre otros [5]. Aportes tales como el análisis del transistor de óxido superficial [6], identificación a través de imágenes de puntos cuánticos en diodos [7], reducción automática de voltaje Bias en un controlador [8], caracterización de interface de dispositivos MOS [9], foto detección modulada con semiconductores [10], son razones

suficientes para destacar la importancia de la nanotecnología y en específico de este instrumento. En Colombia un trabajo relacionado con esta temática fue desarrollado por Alba Graciela Ávila Bernal (Phd) [11] egresada de la universidad de los Andes quien en el año 1995 realizó un prototipo de microscopio de efecto túnel.

Para profundizar en la utilidad y complejidad del microscopio de efecto túnel, se procede a analizar y estudiar los dispositivos electrónicos que componen este dispositivo. Con este fin se puede separar el sistema en tres grandes unidades: de barrido, de control de tunelaje, y de procesamiento y visualización.

- **Unidad de Barrido:** Es la unidad que realiza el proceso de barrido en la superficie del material. A través de esta se efectúa el movimiento de la punta del microscopio sobre la superficie a medir, un punto de medición a la vez, haciendo un barrido punto a punto y línea a línea.
- **Unidad de Control de Tunelaje:** El microscopio cuenta con dos modos de operación. El primero es denominado como “modo de altura constante”, en el cual la punta del microscopio permanece inmóvil en el eje vertical, mientras la distancia entre la punta y la muestra aumenta o disminuye, por lo tanto, varía la corriente. El segundo modo se conoce como “corriente constante” donde se busca mantener constante la distancia entre la punta y la muestra para que la corriente de túnel no tenga variaciones, para lo cual se utiliza un sistema de control que modifique la posición en el eje vertical de la punta para acercarla o retraerla mientras se moviliza la punta sobre la superficie.
- **Unidad de Procesamiento y Visualización:** Esta unidad obtiene los datos procedentes de la unidad de barrido y procesar estos datos de manera que se pueda obtener una imagen de la superficie rastreada.

# Objetivos

## Objetivo General

- Explorar la estructura electrónica interna de un microscopio de efecto túnel, para el diseño y simulación de dispositivos electrónicos que optimicen su funcionamiento, además de recursos computacionales complementarios a este.

## Objetivos Específicos

- Analizar, interpretar y manipular la teoría relativa al efecto túnel y sus aplicaciones en la nanotecnología.
- Explorar la ingeniería electrónica fundamental del STM y su funcionamiento.
- Analizar, interpretar y comparar diseños, planos y circuitos existentes de microscopios de efecto túnel.
- Desarrollar habilidades y destrezas básicas en la utilización y precauciones en la manipulación de un microscopio de efecto túnel.
- Diseñar y simular los dispositivos electrónicos mediante programación SPICE para la optimización de un microscopio de efecto túnel.
- Implementar un software que permita el procesamiento de las señales recibidas y la visualización de los datos obtenidos, mediante el uso de MATLAB ®.
- Elaborar el trabajo escrito.

## Metodología

Para alcanzar los objetivos propuestos en este proyecto, se propone trabajar en cuatro etapas descritas a continuación:

### Etapa de Investigación

En esta etapa se revisará la literatura que se fundamenta en el uso y funcionamiento del microscopio de efecto túnel (STM), la teoría física como el análisis de la estructura electrónica y los posibles circuitos esquemáticos del instrumento.

### Etapa de Diseño

En esta etapa se realizará un análisis estructurado de cada dispositivo electrónico para su posterior diseño electrónico, esto con el fin de poder ser llevado a la etapa de simulación. Los dispositivos electrónicos que entran en esta etapa son: diseño de la corriente de tunelamiento, diseño de amplificador de transimpedancia y amplificador logarítmico, diseño del controlador, diseño de adquisición de datos mediante una tarjeta de desarrollo y el diseño de Interfaz gráfica de visualización de datos.

### Etapa de Simulación y Toma de Datos

Se simulará mediante distintos softwares que operen bajo la arquitectura SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*), cada sección descrita en la etapa de diseño, las cuales hacen referencia a los dispositivos electrónicos complementarios del microscopio de efecto túnel, y luego se ejecutará la toma de datos de los resultados.

### Documentación

A lo largo de las diferentes etapas mencionadas anteriormente se llevará a cabo la compilación de los avances y resultados obtenidos en el transcurso del proyecto. Para ello se tendrán en cuenta las referencias bibliográficas requeridas durante el desarrollo del mismo, y la redacción del libro que sirva de soporte y constancia del trabajo realizado en este proyecto para posibles trabajos adicionales y/o complementarios a este.



# 1. Desarrollo Teórico

En esta sección se presentan los conceptos teóricos relacionados en el planteamiento del problema. En primera instancia se definirá el término de microscopía y todo lo relacionado a este campo, y por otra parte los principios físicos que permiten el funcionamiento de este instrumento. Además, se tratarán los diferentes sistemas electrónicos relacionados al desarrollo del microscopio de efecto túnel.

## 1.1 Microscopía

La Microscopia se define como el conjunto de técnicas y métodos destinados a hacer visible los objetos de estudio que por su pequeñez están fuera del rango de resolución del ojo normal que responden a longitudes de onda de 400 a 700 nm.

Si bien el microscopio es el elemento central de la microscopía, el uso del mismo se requiere para producir las imágenes adecuadas, de todo un conjunto de métodos y técnicas afines pero extrínsecas al aparato. Algunas de ellas son, técnicas de preparación y manejo de los objetos de estudio, técnicas de salida, procesamiento, interpretación y registro de imágenes.

Este campo actualmente cuenta con tres áreas de desarrollo:

- Microscopía óptica
- Microscopía electrónica
- Microscopía de barrido superficial

### 1.1.1 Microscopía óptica

El principio de la microscopía óptica se basa en eliminar la luz reflejada o fluorescente procedente de los planos fuera de foco. Para ello se ilumina una pequeña zona de la muestra y se toma el haz luminoso que proviene del plano focal, eliminando los haces procedentes de los planos inferiores y superiores [12].

La microscopía confocal permite también estudiar los especímenes usando luz transmitida o reflejada; ello implica que se puedan estudiar muestras que por su grosor o

por sus características, no son transparentes. Con ello se han logrado desarrollar nuevas técnicas de preparación de muestras, sin implicar el corte en rebanadas delgadas como se hacía anteriormente, logrando incrementar las posibilidades de estudiar las relaciones estructura-función, ya sea a nivel uní o multicelular. Con este método es posible obtener una razón de amplificación de 500X y con estos se pueden observar objetos orgánicos hasta un cierto límite de visualización [13].

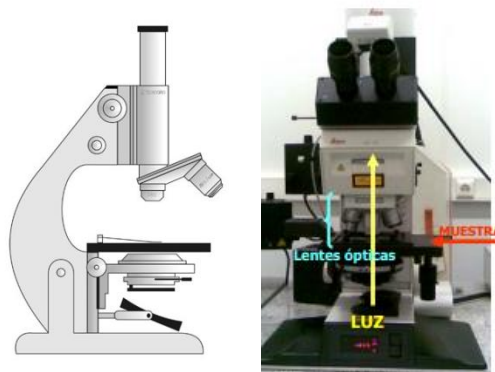


Figura 1-1: Microscopio óptico [17].

### 1.1.2 Microscopia electrónica

Debido a que el límite de amplificación de un microscopio óptico está restringido por la longitud de onda de la luz visible, los microscopios electrónicos emplean electrones, los cuales tienen una longitud de onda mucho menor que la de la luz y pueden revelar estructuras mucho más finas. La longitud de onda de los electrones que se utilizan en los microscopios electrónicos es de  $10 \text{ \AA}$  aproximadamente y se logra una razón de amplificación de hasta 200 kX. La microscopía electrónica es una técnica de análisis superficial, que consiste en enfocar sobre una muestra electrodensa (opaca a los electrones) un fino haz de electrones acelerado con energías de excitación desde 0.1kV hasta 30kV [14].

El haz de electrones se desplaza sobre la superficie de la muestra realizando un barrido que obedece a una trayectoria de líneas paralelas. La variación morfológica de la muestra entrega diversas señales (electrones secundarios, electrones retrodispersados, emisión de rayos X, etc.) que son recogidas por distintos detectores; los cuales permiten la observación, caracterización y microanálisis superficial de materiales inorgánicos, por

lo cual las muestras a ser estudiadas tienen que ser disecadas y por ende el área de la biología se ve limitada por este tipo de microscopía [14].



Figura 1-2: Microscopio Electrónico de Barrido Universidad de los Andes [14].

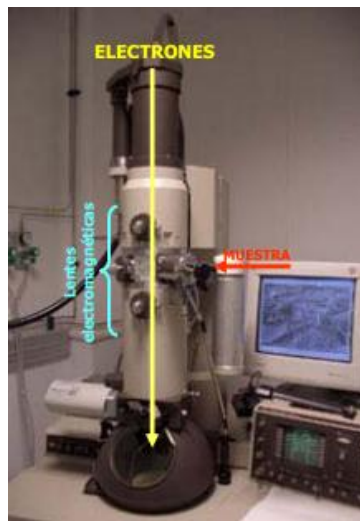


Figura 1-3: Microscopio Electrónico de Transmisión (TEM) [17].

### 1.1.3 Microscopia de barrido superficial

Este tipo de microscopía se diferencia de las otras debido al barrido que se le aplica a la superficie posición por posición, obteniendo medidas más ordenadas y un mayor control. Se le conoce como Microscopía de barrido de sonda (SPM) y se define como la obtención de imágenes de las superficies utilizando una sonda física que analiza la muestra. La resolución de este tipo de microscopios llega hasta niveles nanométricos [15].

El microscopio de efecto túnel (STM) y el microscopio de fuerza atómica (AFM) son los dos microscopios más importantes en esta categoría, con estos se puede lograr una razón de amplificación de 20 MX logrando así obtener una resolución atómica [16]. Aparte de estos instrumentos, hay una cantidad considerable de microscopios que utilizan el barrido superficial con lo cual se ha logrado nuevamente observar materiales orgánicos e inorgánicos dando la posibilidad de estudio en el área de la biología limitada por el tipo de microscopía que se desarrolló antes de esta.

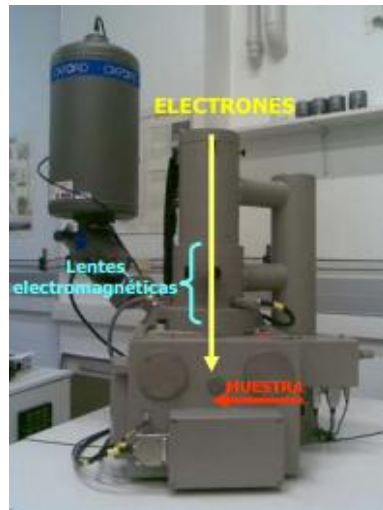


Figura 1-4: Microscopio Electrónico de Barrido (SEM) [17]



Figura 1-5: Microscopio Efecto Túnel (STM) [18]

## 1.2 Tunelamiento Cuántico

### 1.2.1 Descripción general

El efecto túnel o túnel cuántico se refiere al fenómeno de la mecánica cuántica en la que una partícula puede atravesar una barrera con una energía de potencial mayor que la energía cinética de la partícula [19]. Las dimensiones de este efecto se dan a escalas nanométricas por lo cual se puede emplear para hacer dispositivos de alta tecnología. El principio de este efecto está en que los estados cuánticos de los átomos son discretos y se basan en probabilidades como lo describe el principio de incertidumbre de Heisenberg [20], por lo tanto, una partícula chocando contra una barrera presenta una probabilidad de penetración y otra de rebote, contrario al modelo clásico que determina que la partícula rebota o penetra, pero no ambas. A partir de este fenómeno (probabilístico de penetración y/o rebote) se han desarrollado diferentes productos electrónicos, como los diodos de Esaki (diodos túnel), las memorias flash, los discos duros, y por supuesto el microscopio de efecto túnel. En este último el tunelamiento se presenta entre la punta del microscopio y la superficie muestreada [21].

Para el caso del microscopio de efecto túnel (STM), cuyo fin es tomar medidas en escala atómica es necesario que el elemento que se usa como sonda de medida tenga una resolución de esa misma escala. En un microscopio de efecto túnel la sonda es una punta conductora, p. ej. de Wolframio. La punta se trata para eliminar los óxidos y para que sea lo más afilada posible, idealmente que en el extremo aparezca un solo átomo [21].

### 1.2.2 Teoría de tunelamiento

El concepto de efecto túnel proviene de la solución de la ecuación de Schrödinger de la mecánica cuántica cuando interviene la energía de partícula ( $E$ ) contra una barrera de potencial ( $V$ ) y en esta se demostrará acaso contrario de la física clásica que dicha partícula es capaz de atravesar esa barrera. Se puede determinar a partir de la ecuación de Schrödinger la probabilidad  $T$  de que una partícula atraviese una barrera de potencial. Esta probabilidad es proporcional al cuadrado de la relación de amplitudes de las funciones senoidales de onda, a los dos lados de la barrera. Estas amplitudes se determinan igualando las funciones de onda y sus derivadas en los puntos limítrofes, lo

cual es un problema matemático bastante complicado. Cuando  $T$  es mucho menor que la unidad,  $T$  se determina de forma aproximada [22] [23]:

$$T \approx 16 \frac{E}{V} \left(1 - \frac{E}{V}\right) e^{-2a \frac{\sqrt{2m(V-E)}}{\hbar}} \quad (1.1)$$

Donde:

- $E$  = Energía de la partícula
- $V$  = Potencial de la barrera
- $a$  = espesor de la barrera

La barrera de potencial por la cual se analizará el comportamiento de la partícula se compone de tres regiones: cuando el potencial ( $V$ ) es igual a 0 (Región 1), cuando el potencial ( $V$ ) es diferente de cero (Región 2) y cuando el potencial ( $V$ ) vuelve a valer 0 (Región 3).

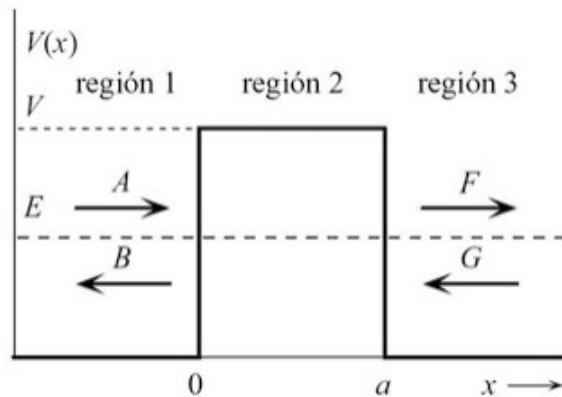


Figura 1-6: Representación de la Barrera de Potencial [22]

Partimos de la ecuación de Schrödinger independiente del tiempo

$$-\frac{\hbar}{2m} \frac{d^2}{dz^2} \psi(z) + U(z)\psi(z) = E\psi(z) \quad (1.2)$$

En la primera región, el potencial ( $V$ ) vale 0 por lo cual la ecuación quedaría:

$$\frac{\delta^2 \psi(x)}{\delta x^2} + \frac{2mE}{\hbar^2} \psi(x) = 0 \quad (1.3)$$

Cuya solución es:

$$\psi_E^{(-1)}(x) = Ae^{ikx} + Be^{-ikx}, k = +\frac{\sqrt{2mE}}{h} \quad (1.4)$$

Para la segunda región el potencial V es distinto de cero y vale V:

$$\frac{\delta^2\psi(x)}{\delta x^2} - \frac{2m(V-E)}{h^2}\psi(x) = 0 \quad (1.5)$$

Con una nueva solución que es:

$$\psi_E^2 = De^{kx} + Ce^{-kx}, k = +\frac{\sqrt{2m(V-E)}}{h} \quad (1.6)$$

En la tercera región el potencial vuelve a ser cero:

$$\psi_E^3 = Ee^{ikx} + Fe^{-kx}, k = +\frac{\sqrt{2m}}{h} \quad (1.7)$$

Solucionando las ecuaciones diferenciales y estudiando el caso que interesa,  $E < V$  se obtiene que el coeficiente de transmisión de la barrera es:

$$T = \left| \frac{F}{A} \right|^2 = \frac{1}{|M_{AF}|^2} \quad (1.8)$$

$$T = \frac{1}{1 + \frac{\text{senh}^2(ka)}{4\frac{E}{V}(1-\frac{E}{V})}} \quad (1.9)$$

Si la barrera es alta (o sea  $E/V$  no es muy próximo a 1) y ancha

$$ka \gg 1 \quad (1.10)$$

de modo que transmita poco, entonces:

$$T = \frac{1}{1 + \frac{e^{2ka}}{16\sqrt{V(1-\frac{E}{V})}}} \quad (1.11)$$

La expresión T, toma una forma sencilla:

$$T \approx 16e^{-2ka} \frac{E}{V} \left(1 - \frac{E}{V}\right) \quad (1.12)$$

Con lo que se demuestra que la penetración de la barrera es una manifestación del carácter ondulatorio de la partícula. Puede notarse como dentro de la barrera la función de onda se ve atenuada conforme se adentra a esta, al salir la onda deja de verse atenuada y continúa con la misma frecuencia que la original.

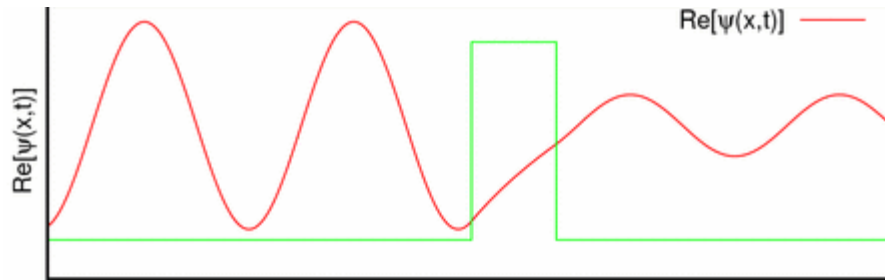


Figura 1-7: Efecto de Tunelamiento [24]

Para el caso del microscopio de efecto túnel, consideremos un sistema cuántico de dos electrodos en el vacío separados por una distancia de túnel, con una diferencia de potencial  $V_{bias}$  aplicada a través de ellos. La mecánica cuántica predice que hay una corriente túnel proporcional a la distancia, el potencial y la estructura eléctrica de los electrodos [24]:

$$I_t \propto e^{-2kd_t} \quad (1.13)$$

Al momento de tratar de pasar una onda de diferencia de potencial por la barrera, se ve sometida a una fuerza que se opone al paso de está produciendo una resistencia la cual genera una corriente túnel. Esta corriente con respecto a la posición de la sonda que va tomando las muestras es la que dará las imágenes de la forma de la superficie. [25]



## 1.3 Piezoelectricidad

### 1.3.1 Descripción general

Piezoelectricidad es el término general que describe la propiedad que exhiben algunos cristales para llegar a polarizarse eléctricamente cuando se les aplica una diferencia de potencial, generando un movimiento extensivo o compresivo. [26]

Los materiales piezoeléctricos pueden convertir la tensión mecánica en electricidad, y la electricidad en vibraciones mecánicas. El cuarzo es un ejemplo de un cristal piezoeléctrico natural. Los cristales de cuarzo están hechos de átomos de silicio y oxígeno en un patrón repetitivo. En el cuarzo, los átomos de silicio tienen una carga positiva y los átomos de oxígeno tienen una carga negativa. Normalmente, cuando el cristal no está bajo ningún tipo de estrés externo, las cargas se dispersan uniformemente en las moléculas a través del cristal. Pero cuando el cuarzo se estira o exprime, el orden de los átomos cambia ligeramente. Este cambio causa que las cargas negativas se acumulen en un lado y las cargas positivas se acumulen en el lado opuesto. Cuando se hace un circuito que conecta un extremo del cristal con el otro, se puede utilizar esta diferencia de potencial para producir corriente. Entre más se apriete el cristal más fuerte será la corriente eléctrica. Por el contrario, enviar una corriente eléctrica a través del cristal cambia su forma. [27]

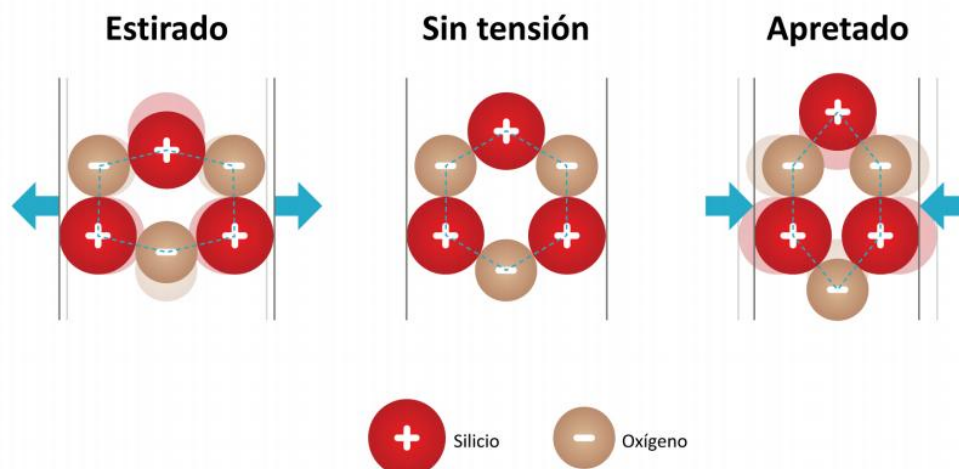


Figura 1-8: Comportamiento de los Piezoeléctricos [27]

### 1.3.2 Aplicaciones

Los materiales piezoeléctricos se utilizan en los mercados de tecnología de alta gama, tales como la tecnología médica e ingenieril en todos los campos que a esta corresponden (eléctrica, mecánica, automotriz), pero también está presente en la vida cotidiana, por ejemplo, como generador de vibraciones ultrasónicas en un baño para limpiar cristales y joyas, en instrumentos médicos como el caso de una ecografía (que es el estudio por imagen de estructuras profundas basado en la reflexión de ondas ultrasónicas).

Por otra parte, se puede controlar el tiempo en los relojes digitales a través de una laminilla tallada, que de una determinada manera vibra sólo a una frecuencia determinada y así puede controlar el tiempo en este tipo de instrumentos. Además, existen también altavoces piezoeléctricos en los que la señal eléctrica se conduce hasta unos electrodos que comprimen el cristal, éste se contrae y se afloja (vibra). La membrana del altavoz está directamente unida al cristal y al vibrar con él transmite sus vibraciones al aire produciendo las ondas sonoras. Con este sistema no se obtiene una buena calidad de sonido. Funcionan bien a altas frecuencias como el sónar o los ecógrafos, pero no tienen mucha calidad para la sensibilidad del oído humano. [28]

Aplicaciones más científicas, permiten utilizar estos materiales como actuadores y sensores de escaneo lo que permite movimientos más precisos y lecturas más confiables sobre las muestras analizadas. En el mercado, hay diversos tipos de estos elementos, pero los más utilizados son los discos piezoeléctricos que permiten desplazamientos muy precisos en los ejes X/Y, y los tubos piezoeléctricos que permiten movimientos muy precisos en los ejes X/Y/Z.

### 1.3.3 Tubos piezoeléctricos

Estos elementos se contraen radialmente y axialmente tan pronto como se aplica una tensión entre los electrodos interior y exterior. Los tubos piezoeléctricos se utilizan muy a menudo en los microscopios de barrido de sonda para proporcionar movimientos de escaneo dinámico de lazo abierto. También, son empleadas para tareas de microdosificación en bombas nanoliter o impresoras de inyección de tinta. [29]

Los tubos piezoeléctricos se fabrican con las tolerancias más ajustadas (0,05 mm). Se pueden proporcionar tubos con diámetros tan pequeños como 0,8 mm.



Figura 1-9: Tubos Piezoeléctricos PT230 [30]

Los electrodos se aplican a las superficies exteriores, de modo que el campo paralelo a la polarización también se ejecuta en una dirección radial. Estos actuadores utilizan el efecto piezoeléctrico transversal para general los desplazamientos. Con el fin de causar el doblamiento del tubo, el electrodo exterior está segmentado en varias secciones. Cuando se accionan los electrodos opuestos, respectivamente, el tubo se dobla en una dirección lateral. [31]

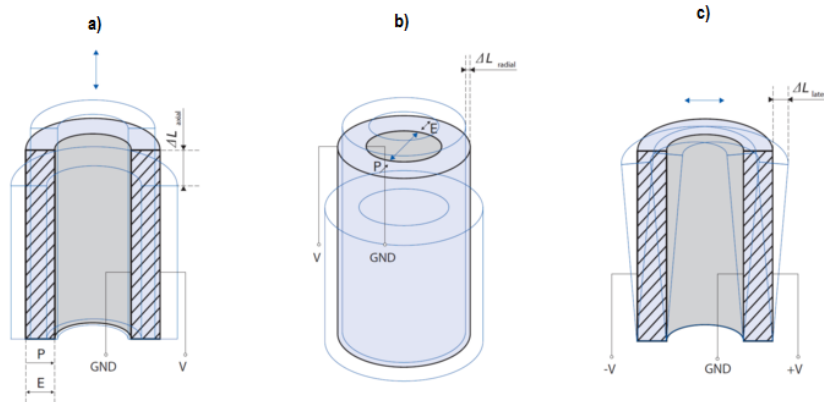


Figura 1-10: a) Desplazamiento Axial, b) Desplazamiento Radial, c) Desplazamiento lateral [31]

Para los diferentes desplazamientos se tienen las siguientes aproximaciones:

- Desplazamiento Axial

$$\Delta L_{axial} = d_{31(GS)} \frac{1}{t} V \quad (1.14)$$

- Desplazamiento Radial

$$\Delta L_{radial} \approx d_{31(GS)} \frac{ID+t}{2t} V \quad (1.15)$$

- Desplazamiento lateral

$$\Delta L_{lateral} \approx 0.9d_{31(GS)} \frac{l^2}{(ID+t)t} V \quad (1.16)$$

para  $ID \gg t$

### 1.3.4 Discos piezoeléctricos

Los discos se usan ya sea para encajar en la geometría de montaje deseada, o utilizar los dos modos principales de frecuencia, el axial y radial. Estos discos piezoeléctricos son componentes comunes y se utilizan en casi todos los diseños para uso comercial, industrial, defensa, transductores médicos entre otros. [32]

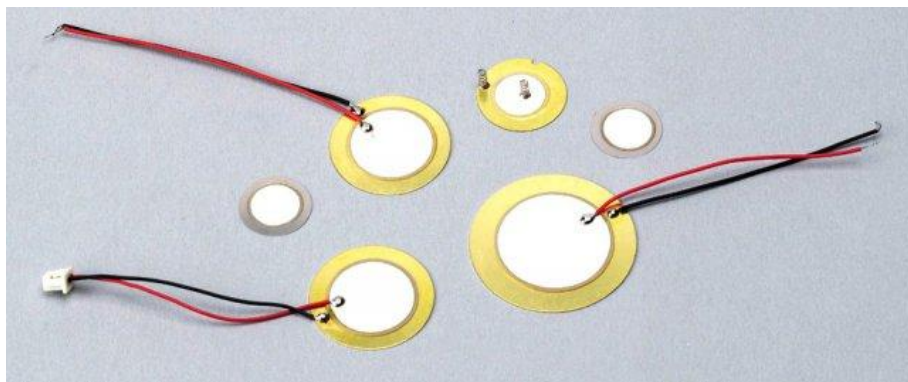


Figura 1-11: Discos Piezoeléctricos [32]

Estos elementos se polarizan en la dirección de la profundidad, todo el material aumenta o disminuye su espesor, así como expandirse o contraerse en la dirección de polarización en respuesta a la tensión aplicada desde el exterior. En este caso, el volumen se mantiene sin cambios, con su diámetro contraído cuando se amplía su grosor y viceversa. [33]

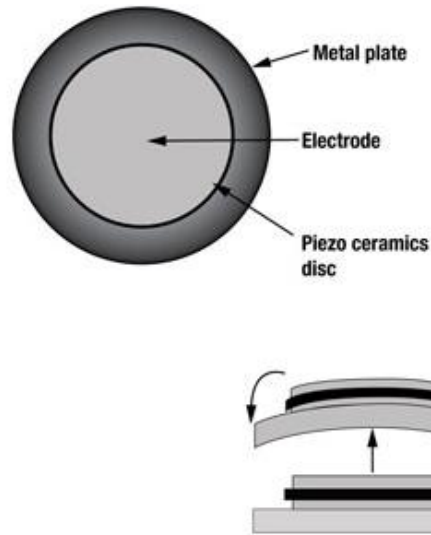


Figura 1-12: Desplazamiento vertical de un disco piezoeléctrico [34]

Para los discos piezoeléctricos, el desplazamiento en la dirección Z obedece a la siguiente ecuación diferencial:

$$\left(\frac{\delta^2}{\delta r^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta}{\delta r} + \frac{1}{r^2} \frac{\delta^2}{\delta \theta^2}\right) h = -\frac{M'}{D} \quad (1.17)$$

Donde  $D$  es el módulo de flexión por unidad de longitud y  $M'$  es el módulo de flexión. La solución de la ecuación diferencial es:

$$h = \frac{M'}{4D} (R^2 - r^2) \quad (1.18)$$

El desplazamiento máximo se produce en el centro del disco y se da por la siguiente expresión:

$$h_{max,cir} = \frac{M'}{4D} R^2 = \frac{M'}{16D} L^2 \quad (1.19)$$

La ecuación puede tomar valores negativos cuando se considera que se aplica una diferencia de potencial de menor a mayor y positiva para el caso contrario. [35]

## 1.4 Ruido y Aislamiento Vibracional

### 1.4.1 Descripción general

En este tipo de proyectos donde intervienen varios dispositivos (Mecánicos y Eléctricos) para su conformación, es inevitable hacer un estudio de los factores que pueden generar que la información resultante no sea la deseada y por ende sea obsoleta. En esta sección se hace un énfasis en el tema de ruidos eléctricos, térmicos y mecánicos, los cuales generan vibraciones en el sistema y afectan las respuestas de salida. También se estudia modelos de aislamiento vibracional a partir ecuaciones dinámicas que presentan los sistemas mecánicos.

Ruido se puede definir como cualquier perturbación no deseada que oscurece o interfiere con la señal deseada [36]. Las alteraciones a menudo provienen de fuentes externas al sistema en estudio y puede ser el resultado de la electrostática o acoplamiento electromagnético entre el circuito y las líneas de energía de alimentación y cualquier dispositivo que almacene energía.

Los elementos electrónicos como: sensores, detectores y transductores son básicas para la instrumentación y campos de control. Ellos deben traducir las características del mundo físico en señales eléctricas. El objetivo es procesar, medir estas señales e interpretarlas añadiendo las reacciones que obtendrán en el espacio donde están siendo producidas como, por ejemplo: una fábrica de productos químicos, el medio ambiente de un satélite en órbita, o el olor en una cocina. A parte de las alteraciones exteriores, un problema de ingeniería asociado con los sistemas de detección es el nivel de ruido eléctrico generado en el sensor y en el sistema electrónico. [36]

Vibración es un intercambio de energía cinética en cuerpo con rigidez y masas finitas, el cual surge de una entrada de energía independiente del tiempo. Este intercambio de energía puede ser producido por: Desequilibrio en máquinas rotatorias, entrada de energía acústica, circulación de fluidos o masas, energía electromagnética entre otras. [37]

### 1.4.2 Ruido eléctrico

Se designa con el nombre de ruido eléctrico a toda señal no deseada que se encuentra superpuesta a una señal útil. Este ruido puede generarse de varias maneras:

1. **Ruido Errático:** Incluye el ruido atmosférico y el ruido espacial, que es consecuencia entre otras causas de la ionización y recombinación de las moléculas gaseosas por acción de la radiación solar, cósmica, campos eléctricos y magnéticos intensos, entre otros. Afecta principalmente a las transmisiones inalámbricas. [38]
2. **Ruido Circuital:** Es el ruido introducido por los propios elementos del circuito y se debe a los fenómenos físicos que tienen lugar en ellos. [38]
3. **Ruido producido por el hombre:** Comprende la radiación electromagnética emitidas por artefactos empleados por el hombre. Incluye las perturbaciones ocasionadas por la modificación de la carga de sistemas de alimentación y filtrado insuficiente en las fuentes de alimentación. [38]

### 1.4.3 Ruido térmico

Los electrones libres responsables de la conducción eléctrica en un material conductor, al estar sometidos a agitación térmica dan origen a minúsculas corrientes en todas las direcciones y sentidos dentro del material. En ausencia del campo eléctrico externo no hay direcciones privilegiadas, por lo tanto, debido a la enorme cantidad de electrones libres se produce una compensación estadística que tiende a anular la corriente resultante. Este tipo de ruido también es conocido como Ruido de Johnson. [38]

La potencia del ruido térmico viene dada por la siguiente relación:

$$P = 4K_BTB \quad (1.20)$$

Donde T es la temperatura, B el ancho de banda de la frecuencia de trabajo y K la constante de Boltzmann. Esta potencia a su vez se puede separar en su respectivo voltaje de ruido térmico y corriente de ruido térmico:

$$V_{rms} = \sqrt{4K_B T R B} \quad (1.21)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{4K_B T B}{R}}$$

La corriente de ruido térmico se puede limitar utilizando una resistencia de mayor valor. [38]

#### 1.4.4 Ruido mecánico

El ruido mecánico se refiere a cualquier vibración mecánica que se genere en el cuerpo de un sistema. Estas vibraciones dependen del material del que esté hecho el sistema y de sus características mecánicas. [39]

Al entrar en contacto el sistema con vibraciones producidas por sonidos, movimientos, etc. este comenzará a oscilar con patrones de vibración propios de la geometría del microscopio. Al hacer esto, el sistema comenzará a moverse con ondulaciones propias del sonido, afectarán las respuestas tanto de entrada como de salida. Esto no es deseable porque las vibraciones son efectos estocásticos que no son predichos por el diseño. [39]

#### 1.4.5 Aislamiento vibracional

Aislamiento vibracional es el proceso de aislamiento de un objeto, de la fuente de vibraciones mecánicas. Tiene como objetivo atenuar las vibraciones mediante técnicas pasivas tales como almohadillas de caucho, resortes mecánicos, amortiguadores entre otros. Dentro de los aisladores vibracionales, hay muchos tipos pasivos utilizados para diversas aplicaciones tales como: bombas, motores, sistema de climatización, lavadoras, aislamiento de bases para estructuras de ingeniería civil como puentes y edificios. Entre los tipos de aislamiento vibraciones pasivos se encuentran [40]:

- Neumáticos o aisladores de aire
- Resortes mecánicos y amortiguadores mecánicos
- Materiales flexibles tales como: elastómeros, caucho, corchos y bandas
- Aisladores Negativos-Rigidez
- Aisladores de alambre
- Aisladores de goma elástica y pelotas de tenis



- Aisladores sísmicos
- Amortiguadores de masa sintonizados

Para el proyecto se tienen los siguientes esquemáticos de aisladores de vibraciones que se estudiarán con más detalles:



Figura 1-13: STM con tornillo sinfín [41]



Figura 1-14: STM con accionamiento directo [41]

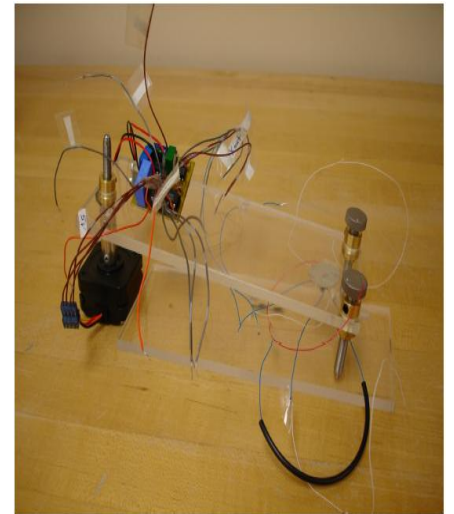


Figura 1-15: STM con bases acrílicas [41]

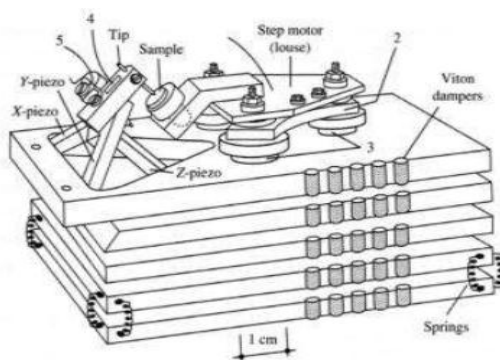


Figura 1-16: STM con almohadillas y hule [39]

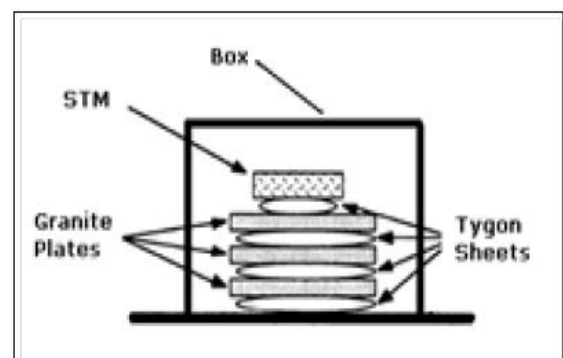


Figura 1-17: STM con placas alineadas de Elastómero [42]

## 1.5 Teoría de Instrumentación

### 1.5.1 Descripción general

El acondicionamiento de señales consiste en la manipulación electrónica de dicha señal, con los dispositivos adecuados, para obtener rangos de voltajes o corrientes adecuados a las características. El acondicionamiento de señales resulta conveniente al momento de realizar un instrumento ya que, al tener una señal con rangos de voltajes más amplios, se puede obtener mayor resolución en la medición, además de presentar mayor inmunidad al ruido en el ambiente de la medición. La caracterización de un sensor consiste en el cálculo de la ecuación característica de su comportamiento, esto se refiere a la ecuación que determina la razón de cambio en la variable de salida, generalmente una variable eléctrica, con respecto a la entrada, generalmente de índole físico. La caracterización de los sensores resulta esencial para la interpolación de valores. Una buena caracterización genera mediciones con un buen nivel de exactitud. [43]

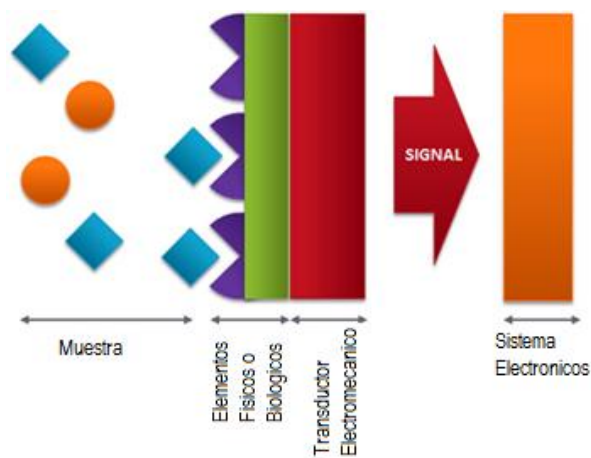


Figura 1-18: Esquema de un sensor [44]

En los sistemas de barrido superficial el elemento sensor es la punta de tungsteno la cual recorre la muestra adquiriendo señales la cual se convierte en corriente por lo cual se tiene que diseñar conversores de corriente a voltaje y viceversa.

### 1.5.2 Amplificadores de transresistencia

Un convertidor de corriente a voltaje, acepta una corriente entrada  $i_i$ , y produce un voltaje de salida del tipo [45]

$$V_o = Ai_i \quad (1.22)$$

donde A es la ganancia del circuito en Voltios por Amperios. Primero hay que suponer que el amplificador operacional es ideal. Al sumar las corrientes en el nodo de tierra virtual se obtiene: [45]

$$V_o = -Ri_i \quad (1.23)$$

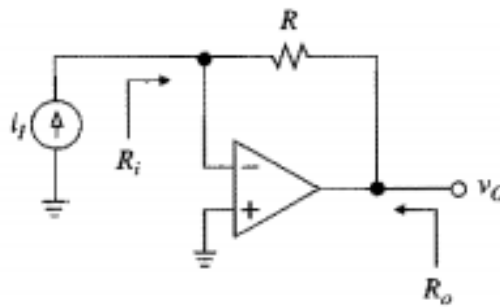


Figura 1-19: Convertidor básico I-V [45]

La ganancia es  $-R$ , y es negativa debido a la selección de la dirección de referencia de  $i_i$ ; al invertirse esta dirección la ecuación de salida que positiva. La magnitud de ganancia también se llama la sensibilidad del convertidor, porque da la cantidad de cambio del voltaje de salida para un cambio del voltaje de salida para un cambio de corriente de entrada dado. [45]

Es evidente que las aplicaciones de alta sensibilidad podrían requerir de resistencias irreales por ser tan grandes. A menos que se adopten medidas apropiadas en la fabricación de los circuitos, la resistencia del medio circundante, al estar en paralelo con  $R$ , disminuirá la resistencia neta de la retroalimentación y degradará la exactitud del circuito. El circuito utiliza una malla en  $T$  para lograr sensibilidad alta sin que requiera de resistencias tan grandes que resultan irreales. [45]

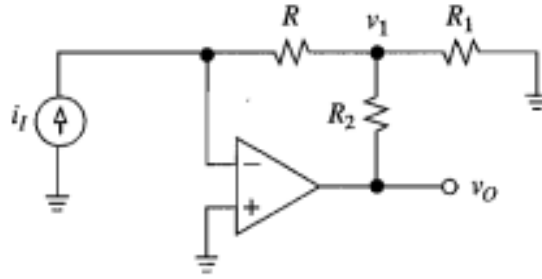


Figura 1-20: Convertidor I-V de alta sensibilidad [45]

Las ecuaciones de este circuito quedarían:

$$V_o = -kRi_l \quad (1.24)$$

$$k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R} \quad (1.25)$$

En efecto, el circuito incrementa  $R$  por el factor multiplicativo  $k$ . Así, es posible alcanzar una sensibilidad elevada si se comienza con un valor razonable de  $R$  y luego se le multiplica por el valor necesario de  $k$ . [45]

### 1.5.3 Amplificadores de transconductancia

Un convertidor de voltaje a corriente, acepta un voltaje de entrada  $V_i$  y produce una corriente de salida tipo [46]

$$i_o = AV_i \quad (1.26)$$

donde  $A$  es la ganancia o sensibilidad del circuito en Amperios por Voltios. Para un convertidor práctico, la característica adopta la forma más realista de [46]

$$i_o = AV_i - \frac{1}{R_o} VL \quad (1.27)$$

Donde  $VL$  es el voltaje que desarrolla la carga de salida en respuesta a  $i_o$ , y  $R_o$  es la resistencia de salida del convertidor, vista por la carga. Para una conversión  $V-I$  verdadera,  $i_o$  debe ser independiente de  $VL$  de la forma [46]

$$R_o = \infty \quad (1.28)$$

El circuito denominado bomba de corriente de Howland, consiste en una fuente de entrada  $V_i$  con una resistencia en serie  $R_1$ , y un convertidor de resistencia negativa que sintetiza una resistencia aterrizada de valor  $-R_2R_3/R_4$ . La Carga de salida debe ser del valor de: [46]

$$R_o = \frac{R_2}{R_2/R_1 - R_4/R_3} \quad (1.29)$$

Como se sabe, para un comportamiento de fuente de corriente verdadera se debe tener  $R_o = \infty$ . Para alcanzar esta condición, las cuatro resistencias deben formar un puente balanceado [46]

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (1.30)$$

Cuando se logra esta condición, la salida se vuelve independiente de  $V_L$ : [46]

$$i_o = \frac{1}{R_1} V_l \quad (1.31)$$

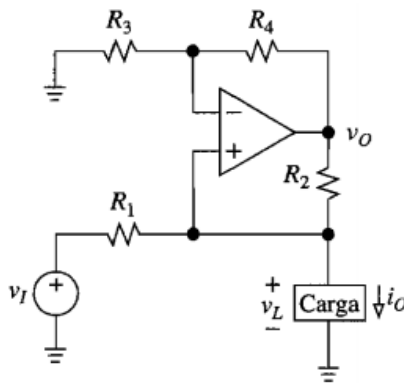


Figura 1-21: Bomba de corriente de Howland [46]

## 1.6 Sistema de Control

### 1.6.1 Descripción general

El control automático ha desempeñado una función vital en el avance de la ingeniería y la ciencia. Además de su extrema importancia en los sistemas de vehículos espaciales, guiado de misiles, robóticos y similares; el control automático se ha vuelto una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de manufactura. Por ejemplo, el control automático es esencial en el control numérico de la máquina-herramientas de las industrias manufactureras, en el diseño de sistemas de pilotos automáticos en la industria aeroespacial, y en el diseño de automóviles y camiones en la industria automotriz. También es esencial en las operaciones industriales como de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo en las industrias de proceso. [47] Los componentes básicos de un sistema de control se pueden describir mediante:

1. Objetivos del control
2. Componentes del sistema de control
3. Resultados o Salidas.

En términos técnicos, los objetivos se pueden identificar como entradas, o señales actuantes,  $u$ , y los resultados también se llaman salidas, o variables controladas,  $y$ . En general, el objetivo de un sistema de control es controlar las salidas en alguna forma prescrita mediante las entradas a través de los elementos del sistema de control. [48]



Figura 1-22: Componentes básicos de un sistema de control [48]

Para procesos en los que se necesita capturar una información dinámica y en base a esta ejecutar una acción la cual a medida que se sigan tomando datos a la entrada del sistema se minimicen los errores proporcionales a esta, y a la salida se ejecute la misma información o por lo menos muy parecida a la anterior. Para ejecutar esta tarea, se realizan diversos tipos de controladores los cuales toman información a la entrada y la compara con el valor deseado y mediante una acción de control minimiza los errores entre estas. [48]



Figura 1-23: Sistema de control automático de lazo cerrado [49]

La salida del sistema de regulación se realimenta mediante un captador. En el comparador o detector de error, la señal de referencia (salida del transductor) se compara con la señal de salida medida por el captador, con lo que se genera la siguiente señal de error: [49]

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (1.32)$$

donde  $e(t)$  es la señal de error,  $r(t)$  la señal de referencia y  $b(t)$  la variable realimentada.

### 1.6.2 Controladores PID

Un controlador PID se caracteriza por combinar tres acciones (P, I y D) mediante el siguiente algoritmo de control:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] = P + I + D \quad (1.33)$$

Este algoritmo está considerado como el PID estándar por la ISA (Instrument Society of America). Los miembros de la familia de controladores PID, incluyen tres acciones: proporcional (P), integral (I) y derivativa (D). Estos controladores son los denominados P, I, PI, PD y PID. [51]

A continuación, se resumen los términos básicos:

- **Acción Proporcional (P):** Es la acción que produce una señal proporcional a la desviación de la salida del proceso respecto al punto de consigna.
- **Acción Integral (I):** Es la acción que produce una señal de control proporcional al tiempo que la salida del proceso ha sido diferente del punto de consigna.
- **Acción Derivativa (D):** Es la acción que produce una señal de control proporcional a la velocidad con que la salida del proceso está cambiando respecto del punto de consigna.

Cada acción de control tiene una respuesta característica:

- La acción proporcional varía instantáneamente con el error y alcanza un valor estacionario cuando lo alcanza éste.
- La acción integral tiene en cuenta la historia pasada del error y se anula cuando se hace cero.
- La acción derivativa predice los cambios en el error y se anula cuando alcanza un valor estacionario. [50]





conectada a una memoria principal única (casi siempre sólo RAM) donde se guardan las instrucciones del programa y los datos. A dicha memoria se accede a través de un sistema de buses único (control, direcciones y datos). En un sistema con arquitectura Von Neumann el tamaño de la unidad de datos o instrucciones está fijado por el ancho del bus que comunica la memoria con la CPU. Por otro lado, la arquitectura Harvard es un modelo, que utilizan los microcontroladores PIC, tiene la unidad central de proceso (CPU) conectada a dos memorias (una con las instrucciones y otra con los datos) por medio de dos buses diferentes. Una de las memorias contiene solamente las instrucciones del programa (Memoria de Programa), y la otra sólo almacena datos (Memoria de Datos). Ambos buses son totalmente independientes lo que permite que la CPU pueda acceder de forma independiente y simultánea a la memoria de datos y a la de instrucciones. Como los buses son independientes éstos pueden tener distintos contenidos en la misma dirección y también distinta longitud. [53]

### 1.7.2 Conversor análogo-digital

Los Dispositivos ADC convierten una tensión análogica en una palabra digital correspondiente. Si  $n$  es el número de bits obtenidos de la palabra, esto significa que habrá  $2^n$  niveles de tensión diferentes. [54]

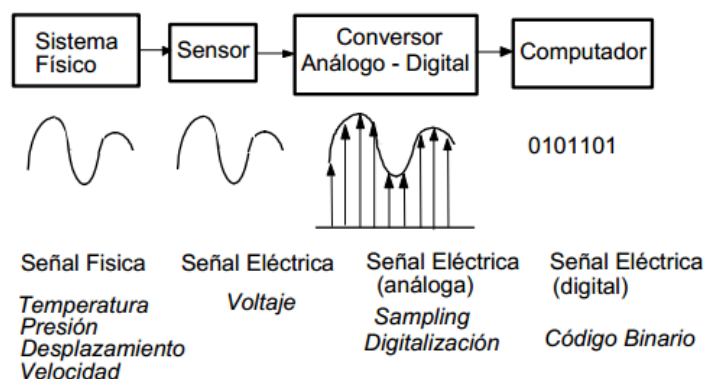


Figura 1-26: Conversión análogo - digital [54]

Para que una señal análoga ingrese al ADC, esta debe ser muestreada, es decir, se toman valores discretos de instantes de tiempo de la señal análoga, lo que recibe el nombre de sampling. Matemáticamente equivale a multiplicar la señal análoga por una

secuencia de impulsos de periodo constante. Como resultado se obtiene un tren de impulsos con amplitudes limitadas por la envolvente de la señal analógica. [54]

Para garantizar la toma de muestra y la conversión de forma correcta se debe considerar la velocidad de muestreo, para lo cual el Teorema de Nyquist, establece que la frecuencia de muestreo  $f_s$ , debe ser como mínimo el doble que el ancho de banda de la señal muestreada. Si no ocurre esta situación, se tiene lugar el fenómeno denominado aliasing. [54]

$$f_s > 2f_m \quad (1.34)$$

La resolución expresada en unidades de tensión, dependerá del escalón tomado como referencia con respecto a los niveles de tensión dado por el número de bit, por ejemplo, con n bit, habrá  $2^n$  niveles de tensión. En la práctica corresponde el valor de un LSB (bit menos significativo). [54]

$$\text{resolución} = \frac{\text{fullscale}}{2^n} \quad (1.35)$$

El tiempo de conversión es aquel desde que se aplica la señal a convertir hasta que la señal está disponible a la salida.

$$t_c = \frac{1}{f \pi 2^{n+1}} \quad (1.36)$$

El tiempo de adquisición, es el tiempo durante el cual el sistema de muestreo y retención (Sample & Hold) debe permanecer en estado de muestreo (sample), para asegurarse que el consiguiente estado retención (hold) esté dentro de la banda de error especificada para la señal de entrada. [54]

### 1.7.3 Conversor digital-análogo

Los Dispositivos DAC convierten las señales digitales en cantidades eléctricas analógicas relacionadas en forma directa con el número de entradas codificado digitalmente. Los DAC efectúan sus conversiones recibiendo la información en forma serial o paralela. La decisión de emplearlos en serie o paralelo se base en el uso final, como por ejemplo en instrumentos de medida como osciloscopios de almacenamiento digital se emplea la conversión de tipo paralela y en aplicaciones de control de procesos como válvulas se pueden efectuar de forma serie. [54]

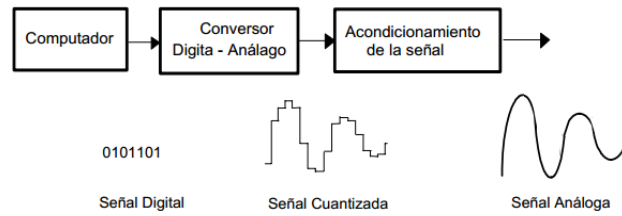


Figura 1-27: Conversión digital-analógica [54]

Un DAC lineal, con código de entrada binario puro, obtiene a partir de una palabra digital de  $n$  bits,  $D_{n-1}D_{n-2} \dots D_1D_0$ ,  $2^n$  niveles discretos de tensión o corriente, según la relación: [55]

$$V_o = \text{fullscale}(D_{n-1}2^{-1} + D_{n-2}2^{-2} + \dots + D_12^{-n-1} + D_02^{-n}) \quad (1.37)$$

El valor máximo de  $V_{Omax}$  es:

$$V_{Omax} = \frac{\text{fullscale}(2^n - 1)}{2^n} \quad (1.38)$$

### 1.7.4 Comunicación serial

La comunicación serial consiste en el envío de un bit de información de manera secuencial, esto es, un bit a la vez y a un ritmo acordado entre el emisor y el receptor. Una característica importante en todo microcontrolador es la capacidad de poder comunicarse con otros componentes (memorias, convertidores, RTC, entre otros) o con otros dispositivos (computadora personal, u otros microcontroladores). Los microcontroladores poseen varios módulos de comunicación serial diseñados para permitir la comunicación del microcontrolador con otros componentes o dispositivos externos [56]. Existen en la actualidad diferentes ejemplos de puertos que comunican información de manera serial (un bit a la vez). El conocido como "puerto serial" ha sido gradualmente reemplazado por el puerto USB (Universal Serial Bus) que permite mayor versatilidad en la conexión de múltiples dispositivos. Aunque en naturaleza serial, no suele referenciarse de esta manera ya que sigue sus propios estándares y no los establecidos por el RS-232. [57]

La parte física encargada de la comunicación serial es la UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter). Algunos microcontroladores disponen de un dispositivo compatible llamado USART (Universal Synchronous and Asynchronous serial Receiver and Transmitter) que permite tanto la comunicación asincrónica como sincrónica. En la comunicación asincrónica, la velocidad de envío de los datos es acordada a priori entre el emisor y el receptor. En la comunicación sincrónica, el envío de los datos es sincronizado por el emisor a partir de un pulso constante de reloj (Clock), con cada pulso envía un nuevo dato. [57]

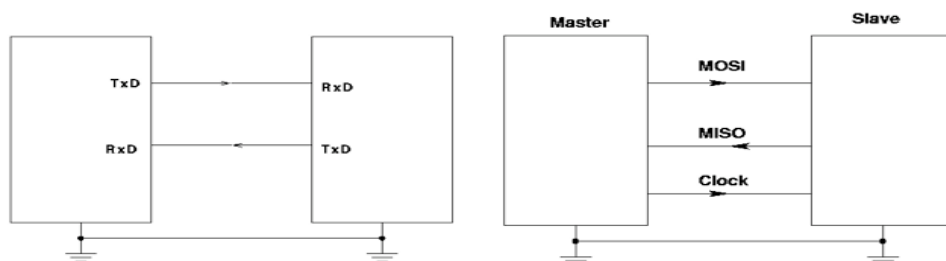


Figura 1-28: Comunicación asincrónica y comunicación sincrónica [57]

### 1.7.5 Sistemas de adquisición de datos

La adquisición de datos (DAQ) es el proceso de medir con una PC un fenómeno eléctrico o físico como voltaje, corriente, temperatura, presión o sonido. Como su propio nombre indica, estos sistemas de adquisición de datos son diseñados con un núcleo que se encarga de gestionar y optimizar las conversiones Analógico/Digitales, Digital/Analógicas, las señales digitales, así como las comunicaciones con un PC o con otros dispositivos. Son diseñados para facilitar el control desde un ordenador de otros subsistemas (motores, calefactores, electroválvulas, entre otros) mediante sencillos comandos enviados a través del puerto de comunicación. [58]

## **2. Diseño de los Dispositivos Electrónicos Análogos e Interfaz Gráfica**

Este capítulo, se dedica al procedimiento de diseño de los dispositivos electrónicos que comandan el funcionamiento interno del microscopio de efecto túnel. En este caso se procede a realizar un análisis detallado en diferentes secciones, donde se explican las principales etapas según la función que cumplen, su complejidad y su operatividad. A lo largo de capítulo se conciben temáticas relacionadas al modelamiento y diseño de la corriente de túnel, fuentes de corriente, convertidores y de la adquisición de datos.

### **2.1 Modelamiento de la Corriente Túnel**

Como principal característica del microscopio de efecto túnel se encuentra su funcionamiento basado en la medición de corrientes del orden nanoampérico; por esto se hace necesario obtener el modelo que representa el comportamiento de este tipo de señal para poder iniciar el proceso analítico y matemático que permita determinar las características relevantes, las cuales a su vez establecen las propiedades electrónicas que deben cumplir los dispositivos encargados de operar con esta señal.

#### **2.1.1 Corriente de tunelamiento**

Para que se produzca el efecto de corriente de túnel en un metal, los niveles de energía de los electrones se llenan hasta una energía particular, conocida como la 'energía de Fermi ( $E_F$ )'. Para que un electrón pueda dejar el metal, necesita una cantidad adicional de energía, la llamada 'función de trabajo' ( $\Phi$ ). [59]

Cuando la muestra y la punta son llevadas cerca una de la otra, sólo hay una región estrecha de espacio vacío que queda entre ellas. A cada lado, los electrones están presentes hasta la energía de Fermi, donde estos tienen que superar una barrera de  $\Phi$  para viajar desde la punta hasta la muestra o viceversa. [59]

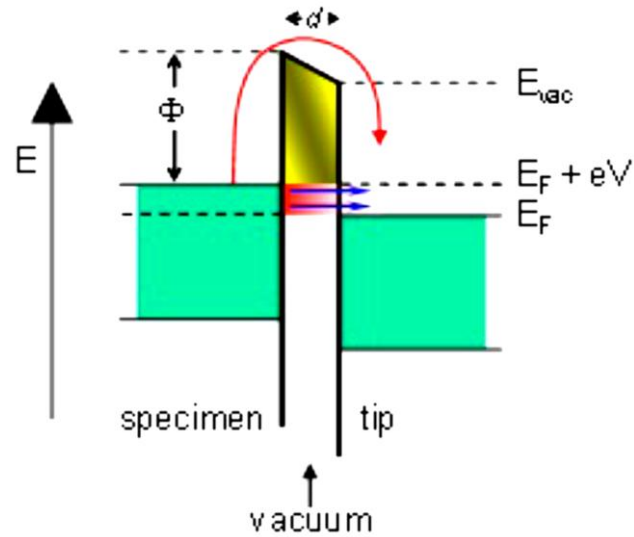


Figura 2-1: Corriente de Túnel: resultado de la superposición de funciones de onda de electrones de la punta y la muestra [59]

Si la distancia  $d$  entre la muestra y la punta es lo suficientemente pequeña, los electrones pueden traspasar a través de la barrera de vacío. Cuando se aplica un voltaje ( $V_{bias}$ ) entre la muestra y la punta, resulta del efecto túnel una corriente neta de electrones. [59]

La ecuación que determina el comportamiento aproximado de la corriente de túnel ( $I_t$ ) dependiendo de la distancia ( $d$ ) viene expresada como:

$$I_{túnel}(d) = k \times eV e^{\left(-2\frac{\sqrt{2m\phi}}{\hbar}d\right)} \quad (2.1)$$

Esta ecuación, muestra que la corriente túnel obedece la ley de Ohm, es decir, la corriente ( $I_{túnel}$ ) es proporcional a la tensión ( $V$ ). Esta corriente de efecto túnel ( $I_{túnel}$ ) depende exponencialmente de la distancia ( $d$ ) entre la punta y la superficie de muestra con una relación no lineal. [59]

Ahora se hace necesario analizar esta ecuación dependiente del tiempo, con la cual se consigue eliminar la dependencia de la constante de Planck normalizada ( $\hbar$ ), y además introduce variables propias del actuador piezoeléctrico.

$$I_{túnel}(t) = k \times V_{bias} \times e^{-1.025 \sqrt{\phi} d(t)} \quad (2.2)$$

En la figura 2-2, se observa la gráfica que representa la señal resultante de la ecuación de corriente de túnel dependiente del tiempo, para una muestra de oro, la cual tiene una función de trabajo  $\phi = 4.8 \text{ eV}$ .

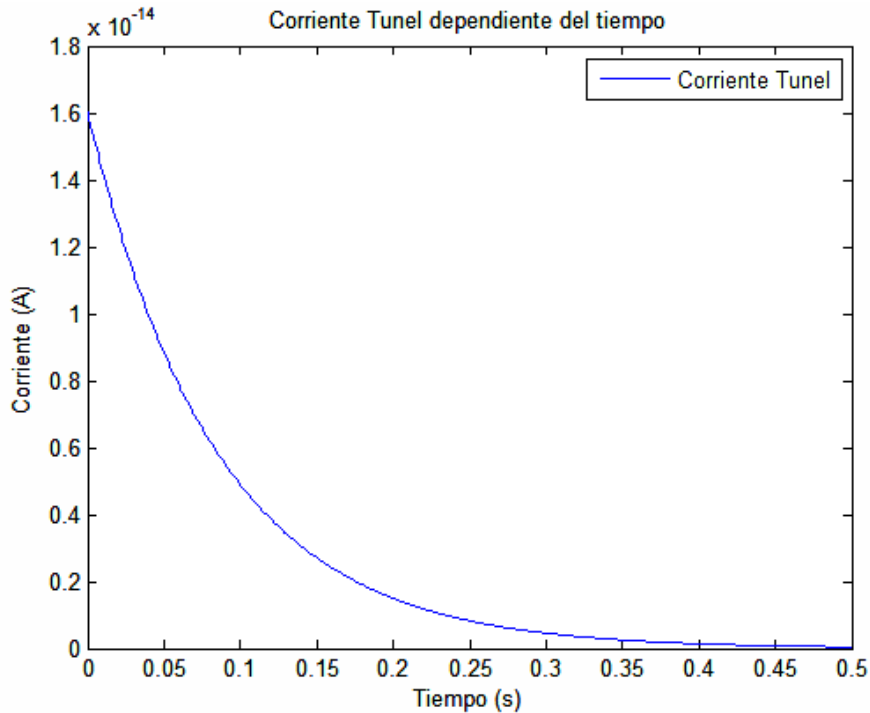


Figura 2-2: Señal de la corriente de túnel dependiente del tiempo para una muestra de oro

### 2.1.2 Diseño del voltaje de bias ( $V_{bias}$ )

El voltaje de Bias es una tensión DC, la cual es aplicada entre la punta y la muestra. Esta señal varía entre 1 mV hasta 10 V; para poder ingresar en zona de tunelamiento se debe hacer un ajuste entre este rango de tensiones. La principal dificultad en el momento de diseñar es la presencia de ruido debida a las fuentes de alimentación, por lo cual es necesario implementar estas señales en dispositivos de bajo ruido, bajo offset y baja corriente de Bias. Por esto se propone implementar un amplificador operacional en modo seguidor con ajuste de nivel DC.

Este circuito presenta la ventaja que la impedancia de entrada es elevada ( $z_i = \infty$ ) y la impedancia de salida es nula ( $z_o = 0$ ), con lo que se consigue un dispositivo para eliminar efectos de carga y adaptar impedancias.

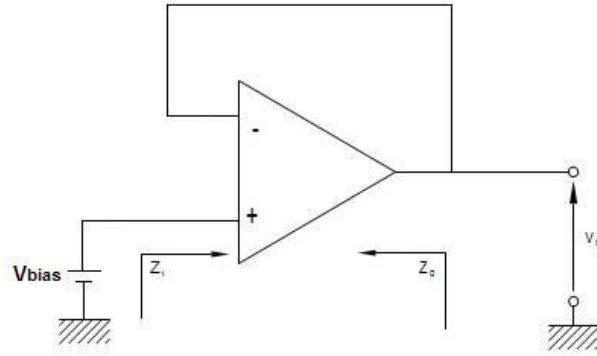


Figura 2-3: Amplificador Operacional en Modo Seguidor

A partir de este diseño, se obtiene que la tensión de salida resulta:

$$V_{out} = V_{bias} \quad (2.3)$$

### 2.1.3 Diseño de oscilador Miller-Schmitt

Para obtener una corriente de túnel es necesario implementar un dispositivo que se active y desactive durante ciertos periodos de tiempo, con este fin es requerido un generador de onda cuadrada. Se implementa un oscilador Miller-Schmitt a una frecuencia de 100 Hz, este dispositivo viene compuesto de un integrador en cascada con un disparador de Schmitt realimentado.

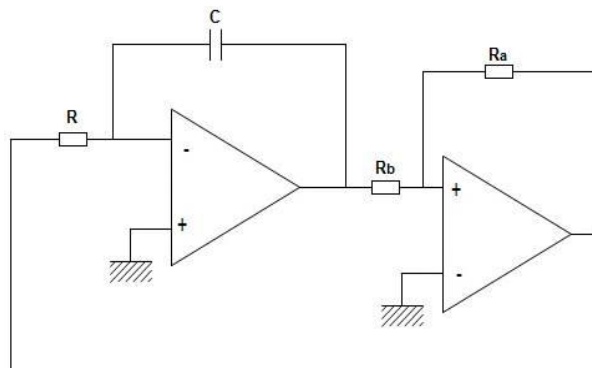


Figura 2-4: Oscilador Miller-Schmitt

Es requerida una señal triangular de  $20 V_{pp}$  de amplitud sin nivel DC, por lo tanto, el oscilador se diseña a partir de la siguiente ecuación característica del disparador.

$$\frac{R_a}{R_b} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{On} - V_{Off}} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_H} \quad (2.4)$$



Las tensiones de encendido y apagado mostradas en la ecuación anterior, determinan la amplitud de la señal triangular. Además, es utilizada una fuente dual  $\pm 15V$ , y amplificadores LF353 los cuales permiten un  $V_{OH} = 14V$  y un  $V_{OL} = -13.5V$ ; y suponiendo una  $R_b = 12 k\Omega$ , se obtiene:

$$R_a = \frac{14V - (-13.5V)}{20V} \times 12k\Omega = 16.5k\Omega$$

El voltaje de disparo se define como:

$$V_d = \frac{R_a}{R_b + R_a} V_{on} + \frac{R_b}{R_b + R_a} V_{OL} \quad (2.5)$$

$$V_d = 105.26 mV$$

Por último, como la frecuencia de operación deseada es de 100 Hz y suponiendo un condensador de 33 nF se tiene:

$$R = \frac{1}{f * C * V_H * \left(\frac{1}{V_{OH}} - \frac{1}{V_{OL}}\right)} \quad (2.6)$$

$$R = 104.13 k\Omega$$

### 2.1.4 Diseño de Salida push-pull

Con el fin de garantizar una variación de la amplitud de la onda cuadrada generada por el oscilador Miller-Schmitt, es necesario implementar un dispositivo que conmute con referencia al voltaje Bias diseñado. Se propone realizar un circuito de salida push-pull con el cual se podrá impulsar una corriente eléctrica positiva o negativa en una carga.

Como la frecuencia a la que se desea trabajar es de 100 Hz son utilizados transistores bipolares (NPN y PNP). El punto de trabajo será ajustado mediante las corrientes de base con el propósito de que trabajen en modo activo. Para eliminar efectos de la carga un transistor NPN será el encargado de suministrar las corrientes de bases del arreglo, esto impide que la señal se sature.

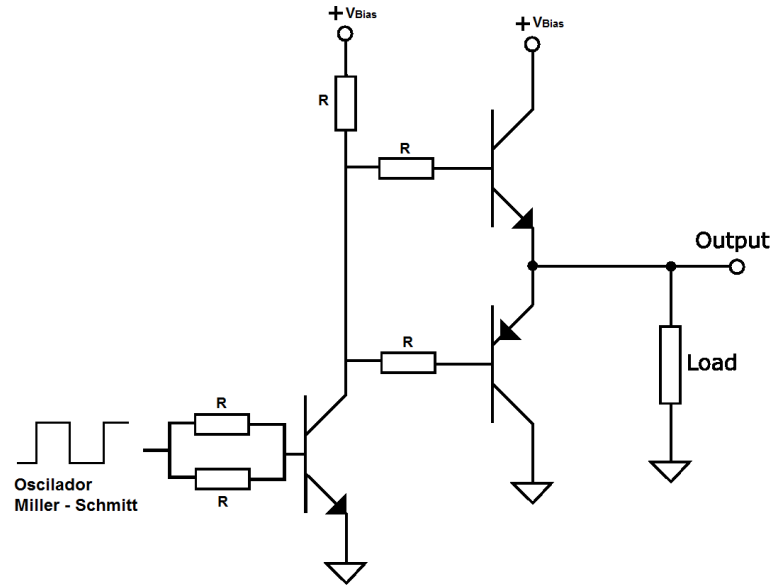


Figura 2-5: Arreglo Push-Pull

### 2.1.5 Diseño de la señal de corriente túnel

Como se ha observado, el modelo matemático de la corriente de túnel corresponde a una función exponencial, por lo tanto, con el transcurso del tiempo va disminuyendo hasta que converge a cero. Análogamente se puede implementar una función exponencial por medio de la carga y descarga de un condensador, para tal fin se realiza un circuito RC pasa altos.

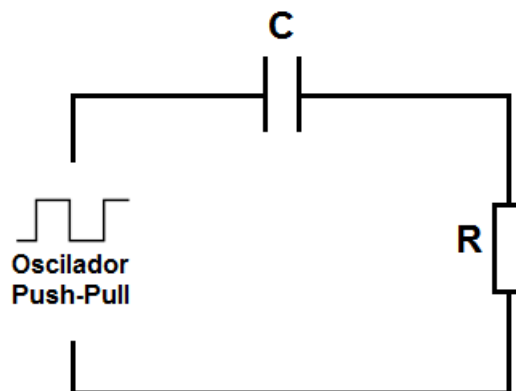


Figura 2-6: Arreglo Filtro RC

Cuando un pulso de tensión se eleva, la corriente que carga el condensador se eleva a un punto máximo. En la medida que se carga el condensador, la carga de corriente se

cae aproximadamente a cero; esta corriente de carga pasa por la resistencia, el voltaje que pasa por esta también decaerá exponencialmente. La ecuación que responde a la tensión en la carga es:

$$V_R = V_{in}e^{-(t/RC)} \quad (2.7)$$

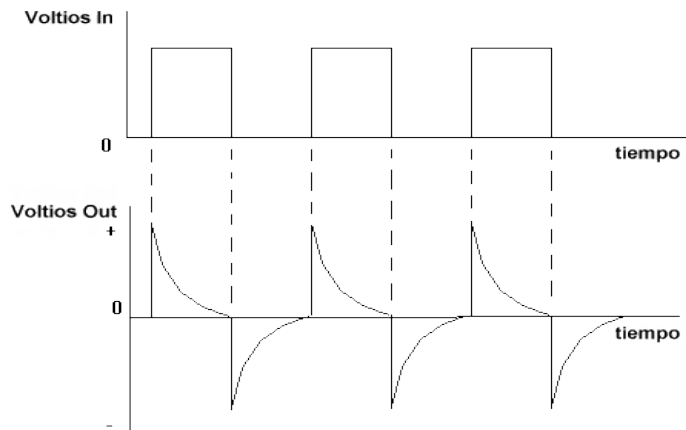


Figura 2-7: Forma de Onda Exponencial de Tensión en la Carga.

Se desea que el filtro trabaje en un rango menor a los 100 Hz, para efectos de diseño, la frecuencia de corte es  $f_c = 50 \text{ Hz}$  y el condensador  $C = 50 \mu\text{F}$ .

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.8)$$

$$R \leq 318 \Omega$$

## 2.2 Fuente de Corriente

La capacidad de corriente adquirida entre la punta y la muestra es del orden de los picoamperios hasta los nanoamperios. Cuando se presentan lecturas en estas unidades la probabilidad de que se esté presentado efecto túnel es considerablemente grande. Los amperímetros de precisión tienen la capacidad de suministrar mediciones del orden de los microamperios, por lo cual, se presenta una dificultad al no poder realizar las mediciones exactas del valor promedio del corriente túnel. De tal modo, en esta sección se propone realizar el diseño de una fuente de corriente, la cual tendrá la capacidad de operar dentro del rango de estos valores de corriente, así como, proporcionar una señal libre de ruido y atenuación.

### 2.2.1 Diseño de bomba de Howland

Este circuito permite obtener una corriente proporcional al voltaje de entrada, la importancia de este sistema radica en la independencia de la carga a la que esté conectada, por lo que siempre se va a mantener una corriente constante. La fuente de corriente se diseñará a partir del circuito denominado *bomba de Howland mejorada*.

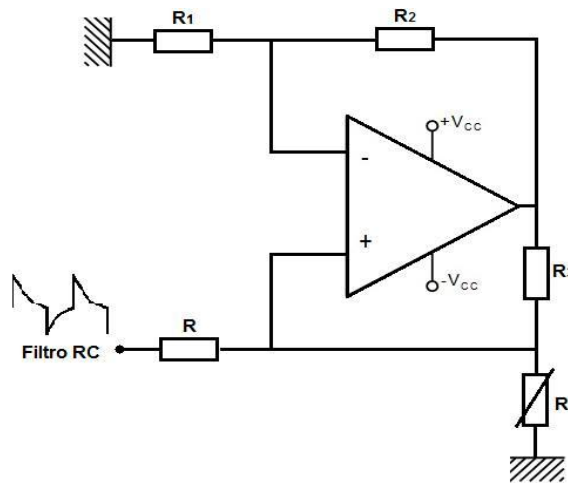


Figura 2-8: Bomba de Howland mejorada.

La corriente de entrada viene dada por la expresión:

$$i_{in} = \frac{V_R}{R} \quad (2.9)$$

Para efectos de diseño, tomando una resistencia  $R = 10M\Omega$  con la intención de adquirir una corriente de entrada  $i_{in} = 1nA$ , se tiene un voltaje de entrada de:

$$V_R = 10 mV$$

Idealmente, la impedancia de salida de una fuente de corriente es  $z_0 = \infty$ . Para alcanzar esta condición, las 4 resistencias deben formar un puente balanceado.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R} \quad (2.10)$$

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = 10 M\Omega$$

Si se cumple esta condición, la salida se vuelve independiente del voltaje en la carga.

$$i_{túnel} = i_{in}$$

## 2.3 Convertidor de Corriente a Voltaje

Aprovechando las propiedades de la bomba de Howland para poder operar a corrientes muy pequeñas, se necesita diseñar un convertidor de corriente a voltaje que permita obtener a la salida un voltaje proporcional a la corriente de entrada, el cual además permite verificar numéricamente ( $i = V/R$ ) si la magnitud de la corriente de entrada corresponde al orden de los nanoamperios.

### 2.3.1 Diseño de amplificador de transimpedancia (TIA)

Un amplificador de transimpedancia es un circuito capaz de transformar una corriente en una tensión proporcional a esta. Debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional se asegura que la corriente que pasa por la resistencia de realimentación es igual a la corriente de entrada.

$$V_{túnel} = -i_{túnel} \times R_f \quad (2.11)$$

Para las condiciones de diseño se asume  $R_f = 20 \text{ M}\Omega$ , y corriente de túnel  $i_{túnel} = 1 \text{ nA}$ .

$$V_{túnel} = -20 \text{ mV}$$

Mejorando la estabilidad del circuito, se ubica un condensador de realimentación  $C_f$ .

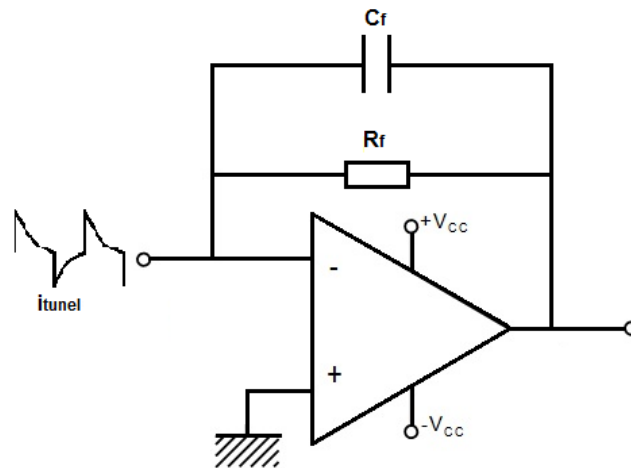


Figura 2-9: Amplificador de Transimpedancia.

La frecuencia central producida por un condensador  $C_f = 10 \text{ pF}$  es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (2.12)$$

$$f_c = 795.7 \text{ Hz}$$

Cuando existe una corriente de entrada se debe tener en cuenta que el modelo real de una fuente de corriente incluye un condensador  $C_i$ , cuyo valor generalmente es mínimo. Por lo tanto, la frecuencia central de trabajo incluyendo este condensador es:

$$f_{zf} = \frac{1}{2\pi R_f(C_f + C_i)} \quad (2.13)$$

$$f_{zf} \approx 10 \text{ Hz}$$

Siendo así, el ancho de banda  $BW$  viene determinado por:

$$BW = f_c - f_{zf} \quad (2.14)$$

$$BW = 785.7 \text{ Hz}$$

Se verifica así que la frecuencia de trabajo del amplificador de transimpedancia incluye la frecuencia de operación de la corriente de túnel.

## 2.4 Etapa de Acondicionamiento

Uno de los principales problemas al momento de diseñar es la no linealidad debido a la forma exponencial de la corriente de túnel. En esta sección se busca un método para llegar a linealizar la señal a través de un circuito analógico, en primera medida utilizando un amplificador logarítmico verificando su funcionalidad para notar la necesidad o no de procesos más complejos. También se diseñará un circuito que acondicione la señal para que esta pueda ser ingresada al sistema embebido.

### 2.4.1 Diseño del amplificador logarítmico

Una de las principales aplicaciones de los amplificadores logarítmicos es la capacidad de linealizar la respuesta de transductores con leyes de respuesta exponencial. La corriente del diodo depende de una función exponencial, por lo que si se consigue llegar a una función inversa se obtendría que la función dependa de un logaritmo natural; aunque en la práctica la corriente que atraviesa un diodo es la suma de dos factores exponenciales, uno asociado a las corrientes de difusión y otro a las corrientes de generación-recombinación por lo que se hace poco eficiente utilizar este dispositivo. Por esto se plantea una solución que consiste en utilizar un transistor en lugar de un diodo, al intervenir la corriente de colector  $i_c$ , la componente de difusión de la corriente de base  $i_b$

se ve amplificada por un factor  $\beta$ , lo que permite ver al amplificador un falso diodo mucho más aproximado a la idealidad.

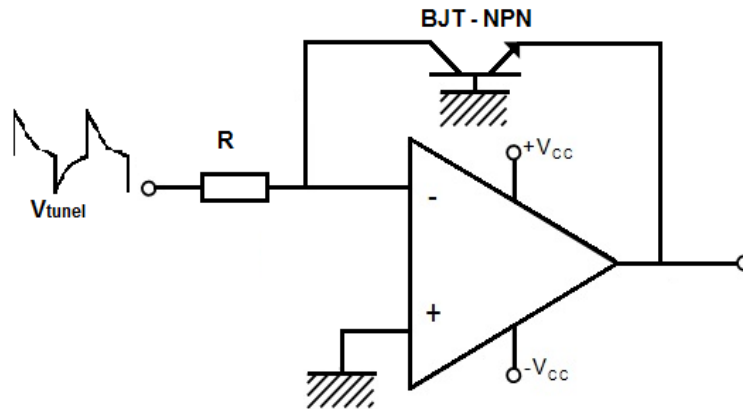


Figura 2-10: Amplificador Logarítmico con Transistor.

La función de salida de este dispositivo es:

$$V_{out} = -V_T \times \ln\left(\frac{V_{in}}{R \times i_s}\right) \quad (2.15)$$

Donde  $V_T$  es el voltaje térmico del transistor,  $i_s$  es la corriente de saturación del transistor, y  $R$  es la resistencia de entrada inversora. Se puede apreciar que la función depende de estas variables, y en la práctica garantizar que la corriente de fuga sea constante es de difícil implementación; además la temperatura en el transistor es dinámica por lo que el voltaje térmico también será variante. Este circuito resulta poco eficiente para cumplir con las necesidades del diseño, por lo que se decide optar por realizar una linealización computarizada.

### 2.4.2 Diseño de amplificador inversor con ajuste de nivel DC

El convertidor análogo/digital (ADC), requiere que la señal de entrada este ajustada en una ventana de trabajo para poder realizar la tarea de conversión. El acondicionamiento de la tensión proporcional a la corriente de túnel se lleva a cabo mediante un amplificador inversor, con el cual se podrá amplificar la señal.

Además, es necesario adicionar un nivel DC para subir la señal hasta la ventana de conversión, cuyo espacio de trabajo está limitada entre 0 Voltios a 5 Voltios.

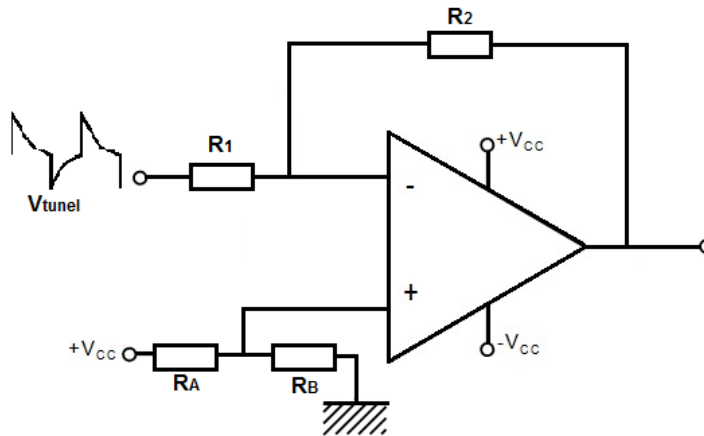


Figura 2-11: Amplificador Inversor.

La función de salida de este circuito es:

$$V_{out} = -V_{túnel} \times \frac{R_2}{R_1} + V_{DC}^+ \quad (2.16)$$

Considerando el caso mínimo de corriente de túnel  $i_{tunnel} = 1 \text{ nA}$ , y el voltaje túnel  $V_{túnel} = 20 \text{ mV}$ . El valor pico a pico de este voltaje es  $V_{pp\_túnel} = 56 \text{ mV}$ , por lo que para alcanzar un voltaje pico a pico de acondicionamiento de  $V_{pp\_out} = 1.5 \text{ V}$ , es necesario multiplicar por un factor  $k = 26.7$ . Asumiendo  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  se tiene:

$$R_2 = kR_1 = 26.7 \text{ k}\Omega$$

Se aproximará  $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$ , dado que este valor corresponde a la resistencia comercial más aproximada al valor obtenido. Por último, se le adiciona a la señal un nivel DC para llevarla sobre un valor de  $2.5 \text{ V}$ .

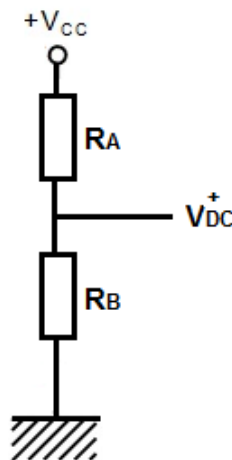


Figura 2-12: Divisor de Tensión



Para obtener  $V_{DC}^+ = 2.5 V$  se realiza un divisor de tensión aprovechando la existencia de una fuente fija  $V_{CC} = 15 V$ . Asumiendo  $R_A = 10 k\Omega$  se tiene:

$$V_{DC}^+ = \frac{V_{CC}R_B}{R_A + R_B} \quad (2.17)$$

$$R_A = 2k\Omega$$

## 2.5 Adquisición de Datos

Después de hacer el tratamiento de la señal, es necesario tomar la información proveniente de esta para poder ser procesada y analizada mediante un software computacional, es por esto que se requiere hacer una conexión serial entre el circuito analógico y el ordenador. Esta tarea es realizada por un sistema embebido, el cual en primera instancia mediante su conversor análogo/digital discretiza la señal, y el módulo UART se encarga del envío de datos por vía serial hacia el ordenador. En esta sección se realiza el proceso de diseño del conversor análogo/digital para determinar la frecuencia de muestreo, el voltaje de referencia, y la resolución necesaria para determinar el menor cambio en la magnitud de entrada que se pueda apreciar en la salida.

### 2.5.1 Conversor análogo/digital (ADC)

Luego de acondicionado el voltaje túnel, a medida que se aumente el voltaje Bias, esta señal acondicionada  $V_{out\_túnel}$  varía en amplitud de 0 a 5 voltios. El diseño se efectuará para una resolución de 20 bits, la cual es un poco mayor a la utilizada en los procesadores de los microscopios de efecto túnel actuales. A su vez también se desea que el ancho de banda máximo de la señal sea de 1 kHz.

$$V_{ref} = V_{max\_ventana} \times \frac{2^N}{2^N - 1} \quad (2.18)$$

La excursión máxima de salida es de 5 voltios implica que para un conversor de 20 bits la tensión de referencia sea:

$$V_{ref} = 5V \times \frac{2^{20}}{2^{20} - 1} = 5.0000047 V$$

El bit menos significativo (LSB) analógico del conversor resulta:

$$LSB = \frac{V_{max\_ventana}}{2^N - 1} \quad (2.19)$$

$$LSB = 4.768 \mu V$$

## 2.6 Interfaz Gráfica

La recolección de datos en una aplicación le permite al usuario observar los fenómenos que se pretenden analizar, por esto se hace necesario crear una interacción usuario-máquina. En esta sección se establecen las pautas para el diseño de un aplicativo que permita la visualización de los resultados obtenidos, y a su vez posibilite la creación de entornos gráficos para controlar los diferentes parámetros que caracterizan la dinámica del microscopio de efecto túnel. La interfaz se realizará por medio de MATLAB®, utilizando el entorno de desarrollo “GUIDE” (*Graphical User Interface Development Enviroment*), que nos provee un conjunto de herramientas para crear “GUIs” (*Graphical User Interface*) permitiendo realizar una programación gráfica del entorno de visualización.

### 2.6.1 Variables seleccionables

Son aquellas variables sobre las cuales el usuario tendrá libertad de elección, es decir aquellas sobre las cuales se presentan opciones que permiten al usuario elegir el entorno sobre el cual desea trabajar determinando las características que desea conocer con la estrategia que mejor le parezca. Entre estas variables, para este caso encontramos: tipo de modo de operación, puerto de comunicaciones, diseño de controlador, visualización de funciones de transferencias y tipos de gráficas.

### 2.6.2 Variables modificables

Este tipo de variables, son aquellas sobre las cuales el usuario decide valores iniciales de trabajo, ingresándolos manualmente, es decir aquellos del orden de magnitud y escala. Para el caso del microscopio estas variables son: voltaje de bias ( $V_{bias}$ ), corriente túnel de referencia ( $i_{túnel}$ ), ganancia del actuador piezoeléctrico ( $G_a$ ), ancho de banda del sistema y el factor de amortiguamiento relativo del actuador ( $\zeta$ ).

### 2.6.3 Variables visuales

Estas variables, son aquellas sobre las cuales el usuario únicamente tendrá acceso visual, es decir los resultados obtenidos, en general las distintas gráficas que se puedan obtener, como la de la corriente túnel medida o el comportamiento de la superficie barrida.

## 3. Diseño y Caracterización del Modelo Dinámico del STM

El funcionamiento mecánico y electrónico del microscopio de efecto túnel puede ser representado como un sistema cuyo estado evoluciona en el tiempo, el comportamiento en mencionado estado se puede caracterizar determinando los límites del sistema, los elementos y sus relaciones; de esta manera se pueden elaborar modelos que busquen representar la estructura del mismo sistema. En este capítulo, inicialmente se determinará el diagrama de bloques de funcionamiento, para luego, establecer cada etapa, con el fin de determinar las ecuaciones de estado que caracterizan el sistema. Finalmente se desea llegar a obtener la función de transferencia con la que se dará paso al diseño del controlador.

### 3.1 Diagrama de Bloques del Sistema

Para iniciar con el análisis del funcionamiento interno del microscopio, se hace necesario determinar el trayecto que recorre la señal de la corriente de túnel  $i_{túnel}$ , etapa tras etapa; además es importante tener en cuenta que en este diseño existe la presencia de ruido, no linealidad y el alto ancho de banda presente en los dispositivos activos. Para este caso, se propone el diagrama de bloques expuesto en la figura 3-1.

Un bucle de realimentación monitorea constantemente la corriente túnel ( $i_{tunnel}$ ). El sensor de corriente es un convertidor de corriente a voltaje con alta ganancia que transforma la corriente túnel en una tensión ( $V_{tunnel}$ ). Este proceso de conversión es altamente sensible al ruido por lo que se añade un ruido de medición ( $n$ ) resultante en el voltaje disponible para la medición.

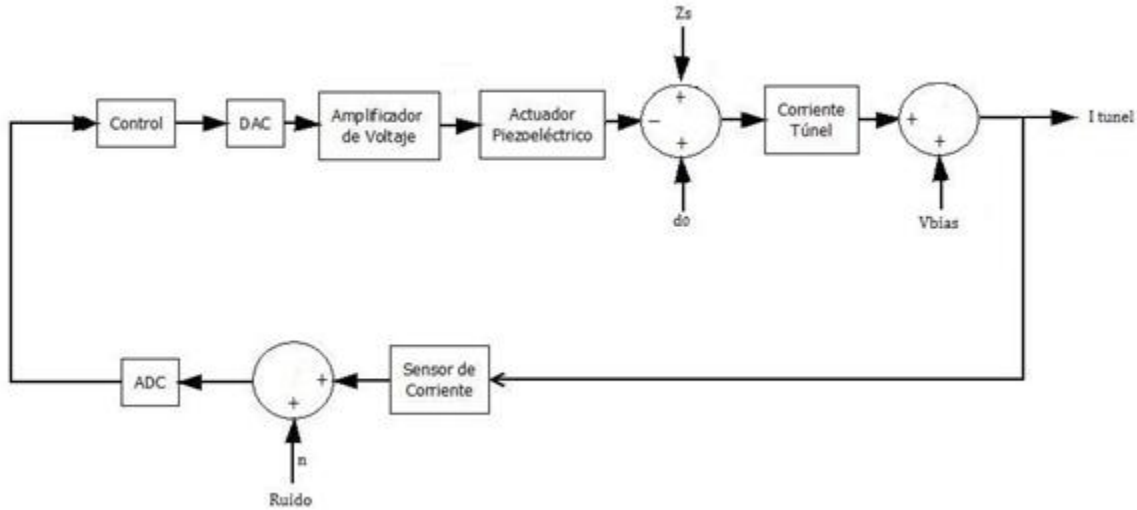


Figura 3-1: Diagrama de Bloques STM.

Un amplificador de voltaje se utiliza después del controlador y antes del actuador piezoeléctrico; este último, está adherido a la punta para poder desplazarla en la dirección apropiada de acuerdo a la tensión aplicada, con lo que se busca mantener entre la punta y la muestra una distancia programa o en otras palabras mantener la corriente túnel en el mismo nivel del Set-Point para el caso del modo de operación del instrumento en corriente constante.

### 3.2 Ecuaciones de Estado

El modelamiento del microscopio de efecto túnel se realiza bajo el análisis de las variables que intervienen en el sistema de lazo abierto, esto se realiza con el fin de poder determinar las ecuaciones de estado de entrada y salida que caracterizan a cada etapa. De la recopilación de las ecuaciones de estado se podrá modelar matemáticamente una función de transferencia que caracterice totalmente la entrada del sistema con respecto a la salida del mismo.

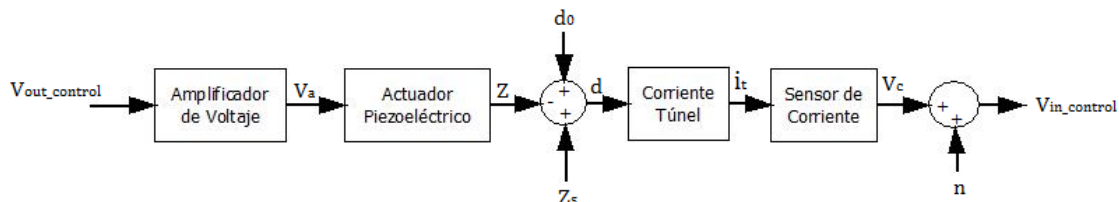


Figura 3-2: Sistema en Lazo Abierto.

### 3.2.1 Amplificador de voltaje

Su función es amplificar el voltaje dado por el controlador ( $V_{out\_Control}$ ) que alimenta al actuador piezoeléctrico ( $V_a$ ) para su desplazamiento en el eje Z. Las ecuaciones (3.1) y (3.2) caracterizan esta etapa.  $\omega_v$  es el ancho de banda del amplificador y  $G_v$  es la ganancia del amplificador.

$$\dot{x}_1(t) = -\omega_v x_1(t) + V_{out\_Control} \quad (3.1)$$

$$V_a(t) = G_v \omega_v x_1(t) \quad (3.2)$$

### 3.2.2 Actuador piezoeléctrico

Su función es proporcionar el desplazamiento de la punta, a partir del ingreso del voltaje amplificado proveniente del controlador ( $V_a$ ) el cual se ve reflejado en la posición del piezoeléctrico ( $Z$ ). Las ecuaciones (3.3), (3.4) y (3.5) caracterizan esta etapa.  $\omega_a$  es el ancho de banda del actuador,  $G_a$  es la ganancia del actuador y debido a que la respuesta proporcionada por el piezoeléctrico depende de la frecuencia se presenta un factor de amortiguamiento relativo ( $\zeta$ ) el cual establecerá la estabilidad del sistema.

$$\dot{x}_2(t) = -2\zeta\omega_a x_2(t) - \omega_a^2 x_3(t) + V_a \quad (3.3)$$

$$\dot{x}_3(t) = x_2(t) \quad (3.4)$$

$$Z(t) = G_a \omega_a^2 x_3(t) \quad (3.5)$$

### 3.2.3 Superficie de la muestra

En la superficie de la muestra se presenta: la posición actual del piezoeléctrico ( $Z$ ), las perturbaciones de la superficie en la muestra ( $Z_s$ ) y la posición inicial donde se manifiesta la presencia del efecto túnel ( $d_0$ ).

La combinación de estas tres variables da como resultado la distancia entre la punta y la muestra dependiente del tiempo. La ecuación (3.6) describe la posición en la que se encuentra la punta con respecto a la superficie de la muestra. Al combinar esta ecuación

con la ecuación (3.5) se obtiene una función distancia que depende de las características propias del piezoeléctrico, como se observa en la ecuación (3.7).

$$d(t) = d_0 + Z_s(t) - Z(t) \quad (3.6)$$

$$d(t) = d_0 + Z_s(t) - G_a \omega_a^2 x_3(t) \quad (3.7)$$

### 3.2.4 Corriente túnel

Esta etapa se modela a partir del efecto túnel, la distancia entre la punta y la superficie de la muestra ( $d$ ) debe ser menor o igual a 1nm para que se genere una corriente túnel ( $I_{túnel}$ ). La ecuación (2.2) presenta la ecuación de salida de esta etapa. Al reemplazar la ecuación (3.7) en esta ecuación, se observa en la ecuación (3.8) la dependencia de las características propias de la superficie de muestra en el valor de la corriente neta.

$$I_{túnel}(t) = k \times V_{bias} \times e^{-1.025 \sqrt{\phi} d(t)} \quad (2.20)$$

$$I_{túnel}(t) = k \times V_{bias} \times e^{-1.025 \sqrt{\phi} (d_0 + Z_s(t) - G_a \omega_a^2 x_3(t))} \quad (3.8)$$

### 3.2.5 Sensor de corriente

Su función es convertir la corriente túnel ( $I_{túnel}$ ) en una tensión proporcional a esta ( $V_c$ ) para su posterior tratamiento en otras etapas. La ecuación de estado (3.9) depende de la corriente túnel ( $I_{túnel}$ ).

$$\dot{x}_4(t) = -\omega_c x_4(t) + I_{túnel}(t) \quad (3.9)$$

Reemplazando la ecuación (3.8) en la ecuación (3.9) se obtiene una ecuación de estado que incluye características propias del sensor de corriente, superficie de la muestra y del actuador piezoeléctrico.  $G_c$  es la ganancia del sensor de corriente y  $\omega_c$  es el ancho de banda del sensor de corriente.

$$\dot{x}_4(t) = -\omega_c x_4(t) + k \times V_{bias} \times e^{-1.025 \sqrt{\phi} (d_0 + Z_s(t) - G_a \omega_a^2 x_3(t))} \quad (3.10)$$

$$V_c(t) = G_c \omega_c x_4(t) \quad (3.11)$$

### 3.2.6 Fuente de ruido

En esta etapa, se incluye la presencia del ruido ( $n$ ), el cual será combinado a la señal de salida del sensor de corriente ( $V_c$ ). La ecuación (3.12) representa la señal de entrada del controlador ( $V_{in\_control}$ ) en función de las características propias del sensor de corriente y de la fuente de ruido.

$$V_{in\_control}(t) = V_c(t) + n(t) \quad (3.12)$$

Reemplazando la ecuación (3.11) en la ecuación (3.12) se obtiene:

$$V_{in\_control}(t) = G_c \omega_c x_4(t) + n(t) \quad (3.13)$$

## 3.3 Linealización

Las ecuaciones de estado que representan el sistema en lazo abierto son:

$$\dot{x}_1(t) = -\omega_v x_1(t) + V_{out\_Control} \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2(t) = -2\zeta\omega_a x_2(t) - \omega_a^2 x_3(t) + V_a \quad (3.3)$$

$$\dot{x}_3(t) = x_2(t) \quad (3.4)$$

$$\dot{x}_4(t) = -\omega_c x_4(t) + k \times V_{bias} \times e^{-1.025\sqrt{\phi}(d_0 + z_s(t) - G_a \omega_a^2 x_3(t))} \quad (3.10)$$

$$V_{in\_control}(t) = G_c \omega_c x_4(t) + n(t) \quad (3.13)$$

La ecuación de estado (3.10) hace que el sistema sea no lineal, por lo que es necesario aplicar algún método de linealización que permita hallar una representación lineal del sistema. Para dar solución a este problema, primero se podría ubicar un amplificador logarítmico después de la etapa de sensado de corriente, pero como se detalló en la sección 2.4.1 la salida de este circuito depende de variables propias de los dispositivos semiconductores.

Existen otros métodos que permiten eliminar las dependencias del amplificador logarítmico mediante una linealización aproximada en torno a un punto de funcionamiento. Uno de estos métodos, es realizado bajo la aproximación dinámica no lineal alrededor de un punto de operación por medio de una expansión de Taylor de primer orden; con este modelo se garantiza tanto la dinámica del sensor de corriente

como la inclusión de la presencia del ruido, y este modelo será válido siempre y cuando las variaciones sean lo suficientemente pequeñas. La ecuación (3.14) representa la forma de linealización en la función distancia ( $d$ ).

$$d(t) = \left( \frac{-1}{Cte} \log \left( \frac{i_{eq}}{k \cdot V_{bias}} \right) \right) + \left( \frac{-1}{Cte \cdot i_{eq}} \right) (I_{túnel}(t) - i_{eq}) \quad (3.14)$$

A partir de esta nueva función distancia ( $d$ ) linealizada, se pueden reescribir las ecuaciones de estado:

$$\dot{x}_1(t) = -\omega_v x_1(t) + V_{out\_Control} \quad (3.15)$$

$$\dot{x}_2(t) = G_v \omega_v x_1(t) - 2\zeta \omega_a x_2(t) - \omega_a^2 x_3(t) \quad (3.16)$$

$$\dot{x}_3(t) = x_2(t) \quad (3.4)$$

$$\dot{x}_4(t) = i_{eq}(1 - Cte \cdot Z_s(t))x_2(t) + (Cte \cdot i_{eq} \cdot G_a \cdot \omega_a^2)x_3(t) - \omega_c x_4(t) \quad (3.17)$$

$$V_{in\_control}(t) = G_c \omega_c x_4(t) + n(t) \quad (3.13)$$

### 3.4 Función de Transferencia

Luego de obtenidas las ecuaciones de estado, es necesario representarlas en una matriz de estados que se asemeje al modelo de espacio de estados de la forma de la ecuación (3.22).

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ Y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Organizando las ecuaciones de estado en su forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_v & 0 & 0 & 0 \\ G_v \omega_v & -2\zeta \omega_a & -\omega_a^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & i_{eq}(1 - Cte \cdot Z_s(t)) & (Cte \cdot i_{eq} \cdot G_a \cdot \omega_a^2) & -\omega_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{out\_control}$$

$$V_{in\_control}(t) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad G_c \omega_c] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + n(t) \quad (3.19)$$



Pasando de la representación en el dominio del tiempo a la del dominio de Laplace, se llega a la ecuación de representación de función de transferencia en términos de las variables de representación de espacio de estados.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.20)$$

Utilizando MATLAB® se puede hallar la solución de la ecuación (3.19), se puede observar que la ecuación (3.21) representa la función de transferencia neta del sistema, la cual es de orden cuatro.

$$G(s) = \frac{(G_c G_v \omega_c \omega_v (G_a i_{eq} \cdot Cte \cdot \omega_a^2 + i_{eq} s - i_{eq} Z_s \cdot Cte \cdot s))}{(\omega_c + s)(\omega_v + s)(s^2 + 2\zeta \omega_a s + \omega_a^2)} \quad (3.21)$$



## 4. Diseño del sistema de control

Uno de los requerimientos más importantes durante la adquisición de datos para el óptimo funcionamiento del microscopio es la precisión, entre más precisa sea la medida de la corriente túnel, más acertados serán los desplazamientos del actuador piezoeléctrico proporcionados por el controlador. Los primeros controladores utilizados en el microscopio de efecto túnel utilizaban electrónica de estado sólido limitando su funcionamiento debido a las altas ganancias que se debía proporcionar, los métodos de diseño utilizados correspondían a las técnicas clásicas de control (P, PI, PD, PID, Compensadores).

Actualmente, se han desarrollado controladores más eficientes que permiten tener respuestas deseadas en tiempos demasiado menores comparado con la respuesta de los controladores clásicos, así como, operar de una manera sobresaliente en presencia de perturbaciones que entran al sistema. En este capítulo, se realizarán dos diseños: un controlador PID por la técnica del lugar de las raíces (LGR) y un controlador PID adaptativo ajustado mediante el aplicativo PID Tuning perteneciente al toolbox de control de MATLAB®; se analizarán los resultados obtenidos comparando la salida de los respectivos sistemas con el objetivo de determinar el mejor controlador que se ajusta a las necesidades de diseño.

### 4.1 Respuesta al escalón unitario para el sistema en lazo abierto

Para poder obtener la respuesta al escalón unitario para la función de transferencia de la ecuación (3.21), es necesario asignar valores a las variables presentes. Estos valores (Tabla 1) se proporcionan según los valores obtenidos en los diseños planteados en el capítulo 2. Al aplicarle una entrada escalón unitario, se puede observar que la respuesta se comporta como un sistema subamortiguado de segundo orden.

Tabla 1. Valores asignados a las variables de la Función de Transferencia

Variable	Nombre	Valor Asignado
$G_a$	Ganancia del actuador	1 V
$G_v$	Ganancia del amplificador	50 V
$G_c$	Ganancia del Sensor	1 V
$\omega_a$	Ancho de Banda del actuador	94.247 rad/s
$\omega_v$	Ancho de banda del amplificador	94.247 rad/s
$\omega_c$	Ancho de banda del sensor	94.247 rad/s
$i_{eq}$	Corriente Medida	6 nA
$Cte$	Constante de decaimiento	1
$\zeta$	Factor de amortiguamiento del actuador	0.5

Luego de transcurrido un tiempo, se detalla que la salida del sistema converge al valor de la corriente medida ( $i_{eq}$ ), lo cual demuestra que junto al factor de amortiguación ( $\zeta$ ) son las variables que más información aportan al sistema.

La respuesta resultante al aplicarle la entrada escalón unitario brinda la siguiente información:

- Tiempo de retardo ( $t_r$ ) = 31.3 ms
- Tiempo de levantamiento ( $t_d$ ) = 56.8 ms
- Tiempo de pico ( $t_p$ ) = 67 ms
- Sobrepasso Máximo (MP) = 3%
- Tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) = 56.8 ms

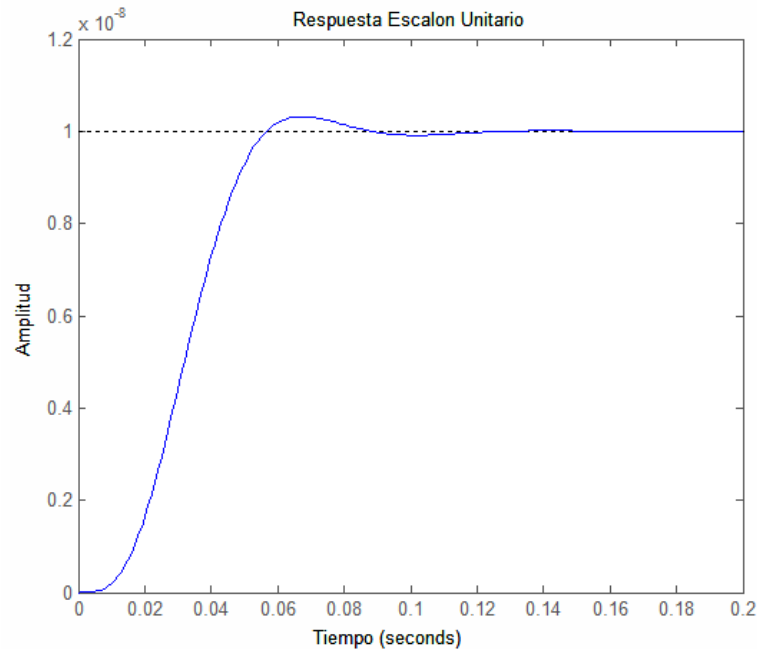


Figura 4-1: Respuesta Escalón unitario del sistema en lazo abierto

## 4.2 Diseño de controlador PID mediante el método del lugar geométrico de las raíces (LGR)

El lugar geométrico de las raíces (LGR), es el espacio donde se grafican todas las raíces de una función de transferencia para todos los valores de un parámetro del sistema. Este método resulta muy útil, dado que indica la forma en que debe modificarse los polos y ceros en lazo abierto para que la respuesta cumpla con las especificaciones de desempeño de sistema.

En esta sección, se diseñará un controlador  $C(s)$  que asigne al sistema  $G_p(s)$  un tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) de 27 ms y un sobrepaso máximo ( $MP$ ) del 1%.

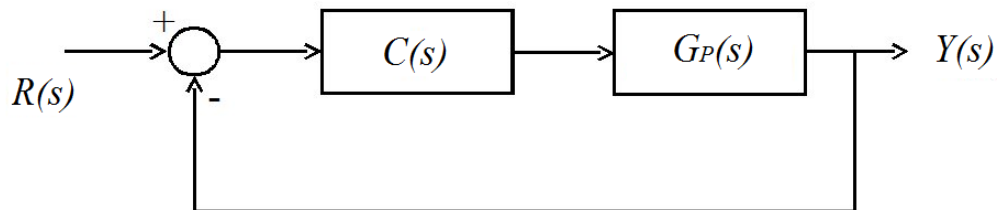


Figura 4-2: Sistema realimentado con controlador

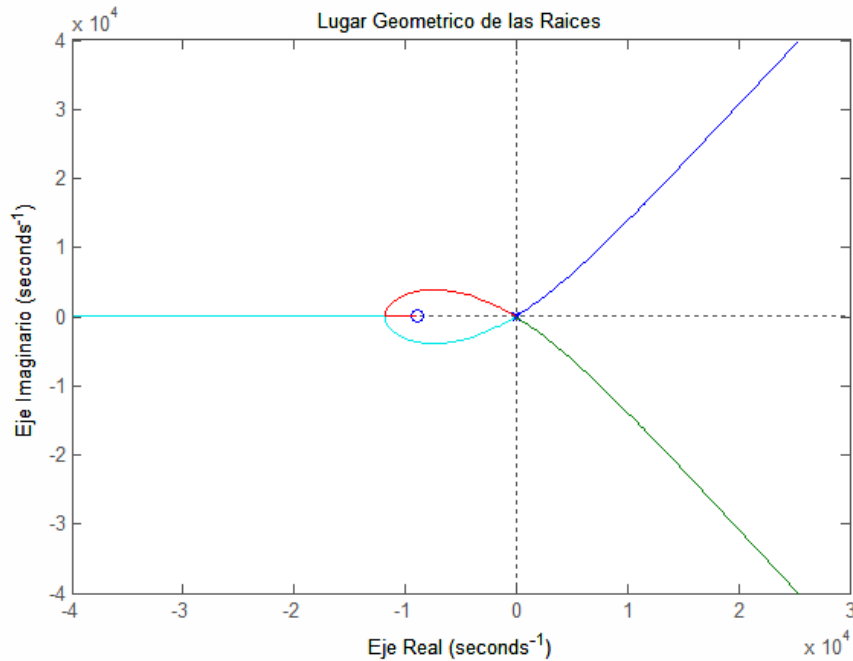


Figura 4-3: Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo abierto

Inicialmente, se desea hallar un punto de trabajo donde se regirá el diseño. El polo dominante deseado será este punto de trabajo. A partir del sobrepeaso máximo ( $MP$ ) se puede hallar el factor de amortiguamiento del polo dominante.

$$\zeta = \frac{\ln(MP)}{\sqrt{\pi^2 + (\ln(MP))^2}} \quad (4.1)$$

$$\zeta = 0.826$$

Conociendo el tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) y el factor de amortiguamiento ( $\zeta$ ), se puede calcular la frecuencia natural del sistema ( $\omega_n$ ).

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} \quad (4.2)$$

$$\omega_n = 179.35 \text{ rad/s}$$

El polo dominante del sistema se calcula como aparece en la ecuación (4.3).

$$P_d = -\zeta \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.3)$$

$$P_d = -148.14 \pm j101.1$$

Luego se halla el ángulo que debe aportar el controlador para que el LGR del sistema pase por el polo deseado ( $P_d$ ). Para esto, es necesario evaluar la función de transferencia de la planta ( $G_p(s)$ ) en el punto del polo deseado.

$$G_p(s) = \frac{8.882 \times 10^{-5}s + 0.789}{(s + 94.247)(s + 94.247)(s^2 + 94.247s + 8882.5)}$$

$$G_p(s)|_{s=P_d} = \frac{-0.0123 + j0.009}{(-53.893 + j101.1)(-53.893 + j101.1)(6645 - j20426)}$$

El ángulo que aporta la planta ( $G_p(s)$ ) evaluado en el polo dominante es de:

$$\begin{aligned} \angle G_p(s)|_{s=P_d} &= \tan^{-1}\left(\frac{0.009}{-0.0132}\right) - 2\left(\tan^{-1}\left(\frac{101.1}{-53.893}\right)\right) - \tan^{-1}\left(\frac{-20426}{6645}\right) \\ \angle G_p(s)|_{s=P_d} &= -198.427^\circ \end{aligned}$$

El ángulo que debe aportar el controlador ( $C(s)$ ) es equivalente a:

$$\angle C(s) = -180^\circ + 198.427 = 18.427^\circ$$

La forma estándar del controlador PID se observa en la ecuación (4.4). Operando la función de transferencia es evidente que este controlador (4.5) aporta tanto en ganancia como dos ceros y un polo al sistema.

$$C(s)|_{PID} = K + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.4)$$

$$C(s)|_{PID} = \frac{K(s+a)(s+b)}{s} \quad (4.5)$$

Este controlador aporta un ángulo entre  $-145.7$  y  $145.7$  por lo que ese ajusta a las condiciones de diseño. Los sumatoria de los ángulos de los ceros del controlador deben ser equivalentes a la sumatoria del ángulo deseado del controlador y el ángulo del polo en el origen (4.6).

$$\angle(s+a) + \angle(s+b) = \angle(C(s)) + \angle(s) \quad (4.6)$$

Para un óptimo diseño se realiza el diagrama del LGR para ubicar los polos y ceros del sistema, esto se hace en base de asignar un ángulo de referencia con respecto al polo deseado.

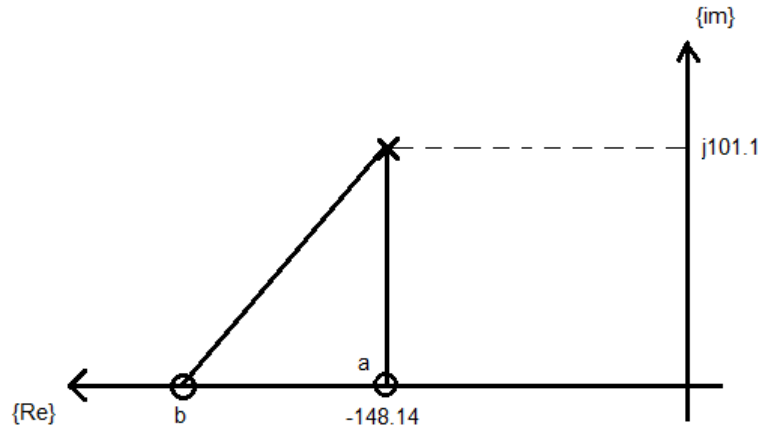


Figura 4-4: LGR de la ubicación de polos y ceros del controlador

Para efectos de diseño se asume que  $\angle(s + a) = 90^\circ$ , es decir, se ubicara un cero noventa grados con respecto al polo dominante. El valor correspondiente de este cero sería igual  $(s + 148.14)$ . La sumatoria de los ángulos proporcionados por los ceros de  $(s + a)$  y  $(s + b)$  es igual a  $164.115^\circ$ , conocido el valor del ángulo que aporta el cero de  $(s + a)$  se tiene que el ángulo que proporciona el cero  $(s + b)$  es igual a  $74.115^\circ$ .

Por trigonometría, al formarse un triángulo rectángulo entre los valores graficados se puede obtener el valor de  $b$ , el resultado sería:

$$b = \frac{101.1}{\tan(74.115)} + 148.14 \approx 177^\circ$$

La función de transferencia que caracteriza el controlador PID es igual:

$$C(s)|_{PID} = \frac{K(s + 148.14)(s + 177)}{s}$$

Para definir el valor de  $K$ , se utilizara la condición de magnitud, tal como se observa en la ecuación 4.7.

$$|C(s) \cdot G_p(s)|_{s=Pd} = 1 \quad (4.7)$$

Reescribiendo los términos se obtienen:

$$\left| \frac{K(s + 148.14)(s + 177)(8.882 \times 10^{-5}s + 0.789)}{s(s + 94.247)(s + 94.247)(s^2 + 94.247s + 8882.5)} \right|_{s=Pd} = 1$$



La ganancia del controlador  $K$ , es equivalente a:

$$K = \left| \frac{(-148.14 + j101.1)(-53.893 + j101.1)(-53.893 + j101.1)(6645 - j20426)}{(j101.1)(130 + j101.1)(-0.0123 + j0.009)} \right|$$

$$K = 199.28 \cdot 10^6$$

La respuesta a una entrada escalón de amplitud  $1 \cdot 10^{-9}$  del sistema en lazo cerrado con el controlador PID, se observa en la siguiente figura:

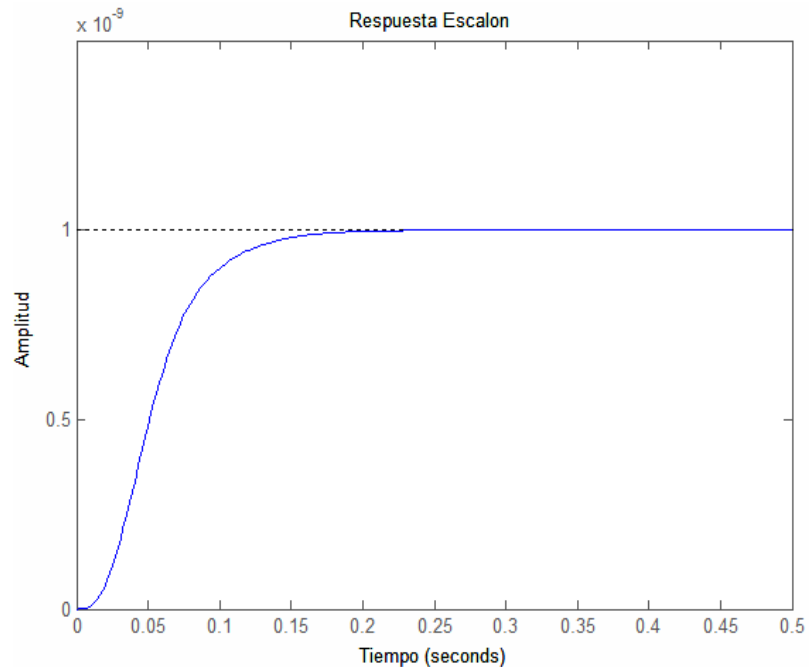


Figura 4-5: Respuesta Escalón del sistema controlado por el método LGR

Se observa que el sistema realimentado tiende a realizar el comportamiento de un sistema de primer orden, además se tiene un tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) de 150 ms lo que concluye que el diseño fue realizado con éxito.

### 4.3 Diseño de un controlador PID mediante el toolbox de control de MATLAB® *PID Tuning*

El software MATLAB® incluye un toolbox especializado en el análisis de sistemas de control, además, mediante un entorno gráfico proporcionado por SIMULINK, el diseño de sistemas realimentados se realiza de una manera más rápida y sencilla. En esta sección,

se diseñará un controlador PID, el cual permitirá al sistema mantenerse en el punto de referencia para un rango de corrientes que va desde  $500 \text{ nA}$  hasta  $6 \text{ nA}$ . Conocida la función de transferencia que describe el sistema en lazo abierto, se procede a ingresar el esquemático en SIMULINK del sistema realimentado.

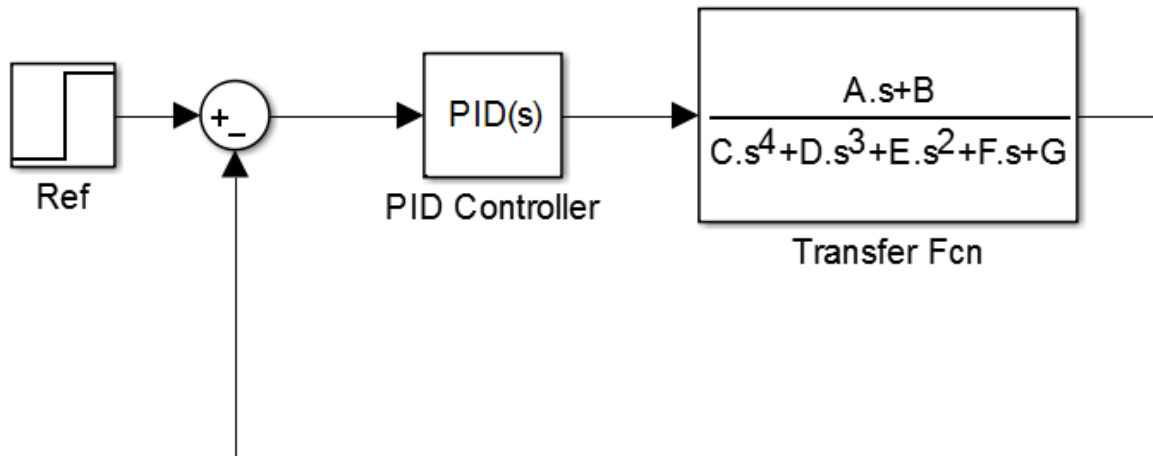


Figura 4-6: Diagrama en SIMULINK del sistema realimentado con controlador

Se puede apreciar que el sistema cuenta con una entrada de respuesta escalón, además, se añadió un bloque llamado *PID Controller* en el cual se puede establecer el tipo de controlador a utilizar y establecer las ganancias de sus respectivas acciones. El modelo matemático que describe el controlador PID proporcionado por esta herramienta se observa en la ecuación (4.8).

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{N}{1 + \frac{N}{s}} \quad (4.8)$$

Donde:  $K_p$  es la constante de la acción proporcional,  $K_i$  es la constante de la acción integral,  $K_d$  es la constante de la acción derivativa y  $N$  es el coeficiente del filtro. Para efectos de diseño, se utilizara un controlador PID paralelo en tiempo continuo. El botón *Tune* se encarga inicialmente de linealizar la planta mediante un algoritmo adaptativo, luego diseña el controlador más eficiente analizando el comportamiento transitorio del sistema y así mismo el tiempo de respuesta más óptimo. Los resultados son visualizados mediante la aplicación PID Tuning, la cual brinda información muy detallada del controlador diseñado y las ganancias de cada una de sus respectivas acciones de control.

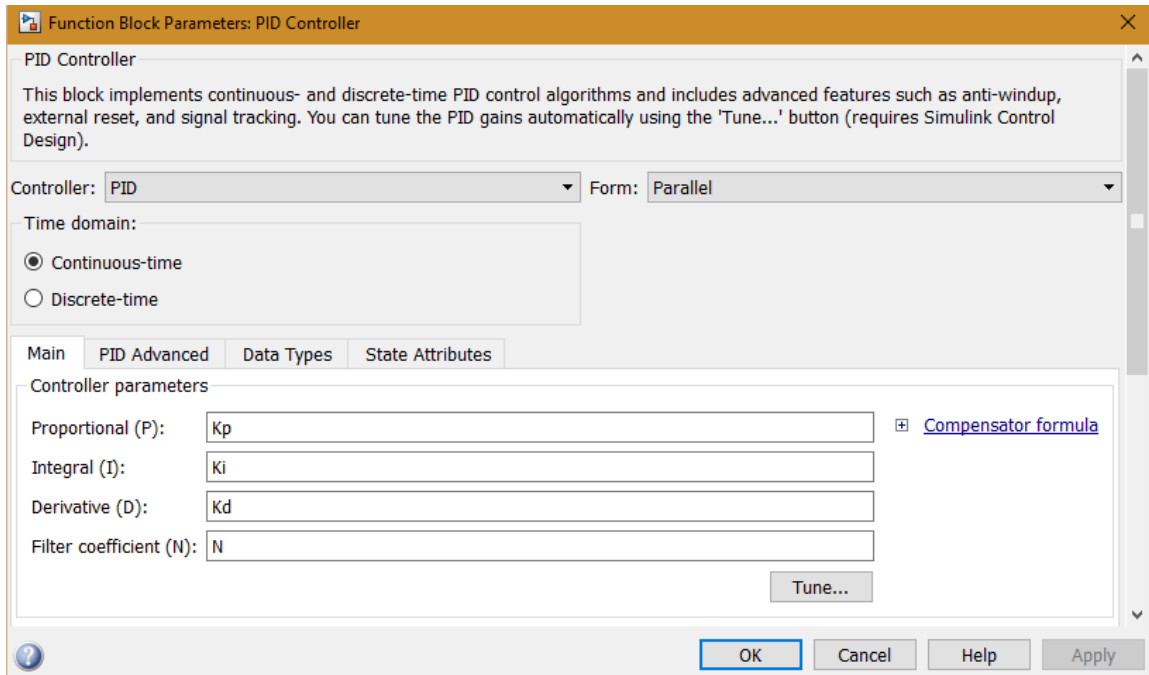


Figura 4-7: Propiedades del bloque PID Controller

El diseño requiere controlar una corriente medida de  $6 \text{ nA}$  para que esta se ajuste a una corriente de referencia de  $1 \text{ nA}$ . Además, el diseño realizado por el software permite controlar corrientes desde  $500 \text{ pA}$  en adelante.

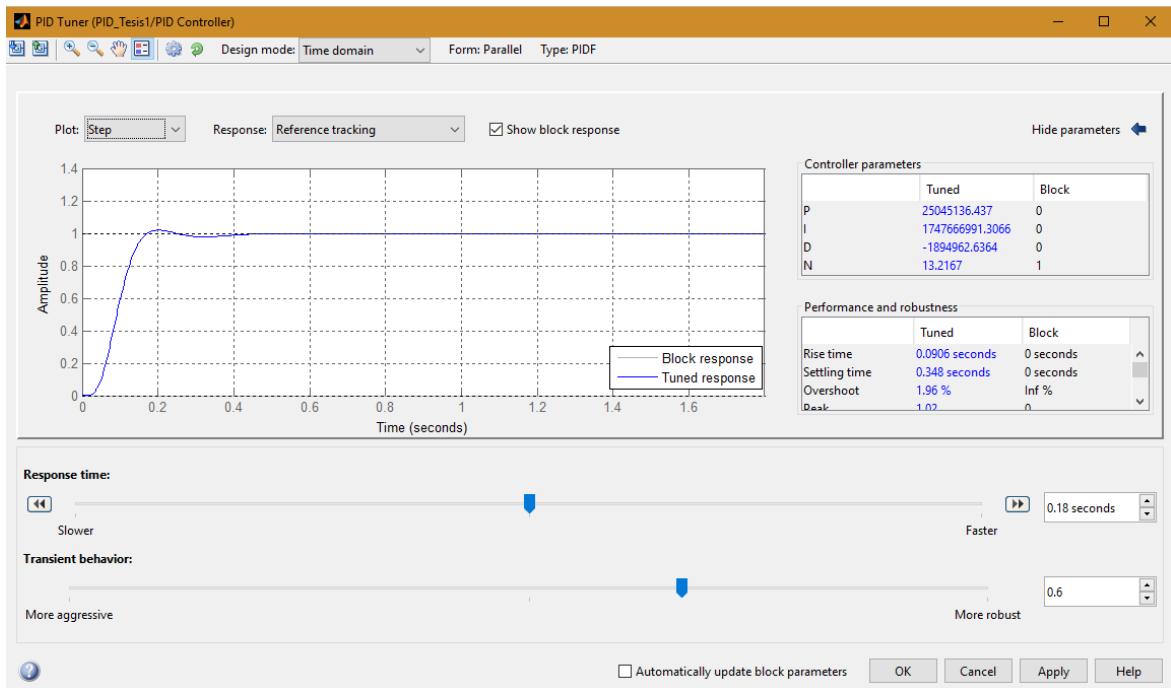


Figura 4-8: PID Tuner

Tabla 2. Ganancias proporcionada por el diseño automático de PID Tuner

Diseño de Controlador PID mediante MATLAB®	
Acción	Ganancia
Proporcional ( $K_p$ )	2.504513643702250e+07
Integral ( $K_i$ )	1.747666991306600e+09
Derivativa ( $K_d$ )	-1.894962636390410e+06
Filtro ( $N$ )	13.216691430248600

La figura 4.9 muestra la respuesta del sistema realimentado con controlador para una corriente túnel de entrada de  $500 \text{ pA}$ , y una entrada escalón de amplitud  $1 \cdot 10^{-9}$ .

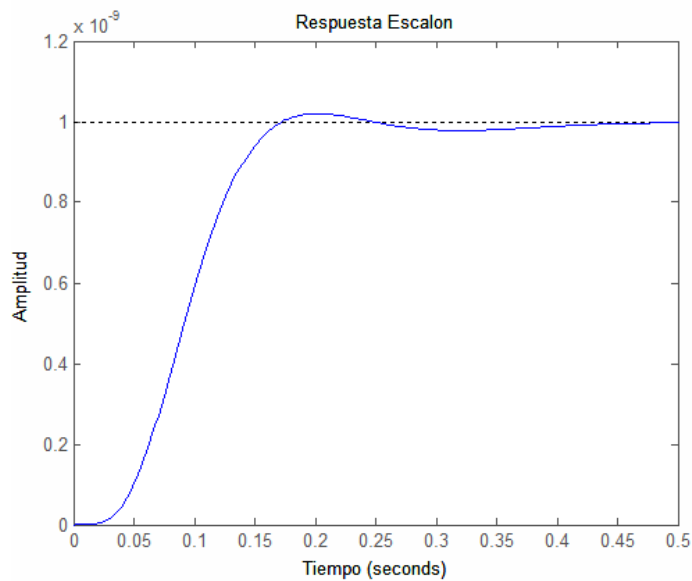


Figura 4-9: Respuesta Escalón del sistema controlado por el método de PID Tuning

## 5. Simulación, implementación y verificación del sistema

Para finalizar se debe determinar si los modelos propuestos en los capítulos anteriores cumplen correctamente los requerimientos de diseño. Para ello, en primera instancia los dispositivos electrónicos se someten a simulación mediante el software libre LTSPICE de la compañía Linear Technology. Después de esto, a partir de los resultados obtenidos se realiza una implementación física que permita determinar el comportamiento del sistema para así crear una base de datos de las señales de corriente medidas, las cuales a su vez, finalmente sean exportadas a la aplicación desarrollada en MATLAB® con la cual se procede a verificar, que tanto los datos obtenidos analíticamente, como los obtenidos experimentalmente, permiten lograr resultados concretos y aceptables que determinarán el éxito del proyecto.

### 5.1 Simulación de los dispositivos electrónicos análogos

A continuación, se despliegan los circuitos integrados que cumplen con los requerimientos de voltaje, corriente y ruido. A partir del análisis realizado a estos componentes electrónicos, se llevan a cabo las simulaciones que establecerán el comportamiento de las diferentes señales que se deben obtener en el proceso para poder realizar una comparación y verificación con los parámetros diseñados.

#### 5.1.1 Amplificadores operacionales de alta precisión

Se requieren dispositivos electrónicos que cumplan con las siguientes especificaciones: muy bajo voltaje de offset (del orden de los  $\mu\text{V}$ ), muy baja corriente de bias (del orden de los nA o pA) y alta ganancia en lazo abierto. Los amplificadores operacionales de propósito general se limitan en estas características, por lo tanto, es necesario recurrir a referencias de amplificadores operacionales que se ajusten a estas condiciones. La serie de amplificadores operacionales **OPA** de Texas Instruments se caracteriza por ser

dispositivos de alta precisión, muy baja corriente de Bias, bajo ruido, bajo offset y alta ganancia en lazo abierto; lo que los hace en unos excelentes dispositivos que se ajustan a las condiciones de diseño. Además, la serie de amplificadores operacionales **LT1012** de Linear Technology puede ser utilizada prácticamente en todas las aplicaciones de precisión.

Tabla 3. Amplificadores Operacionales de precisión utilizados en el diseño de los dispositivos

Amplificadores operacionales de precisión utilizados	
Etapa	Referencia
Voltaje de Bias	OPA129U
Oscilador Miller-Schmitt	LF353
Bomba de Howland	OPA2277U
Amplificador de Transimpedancia (TIA)	OPA129U
Seguidor de Tensión	OPA132
Amplificador inversor con ajuste de nivel DC	LT1012S8

### 5.1.2 Simulación de voltaje de Bias

En la sección 2.1.2 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

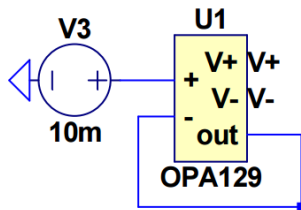


Figura 5-1: AO modo seguidor con voltaje de entrada en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje DC de 10 mV.

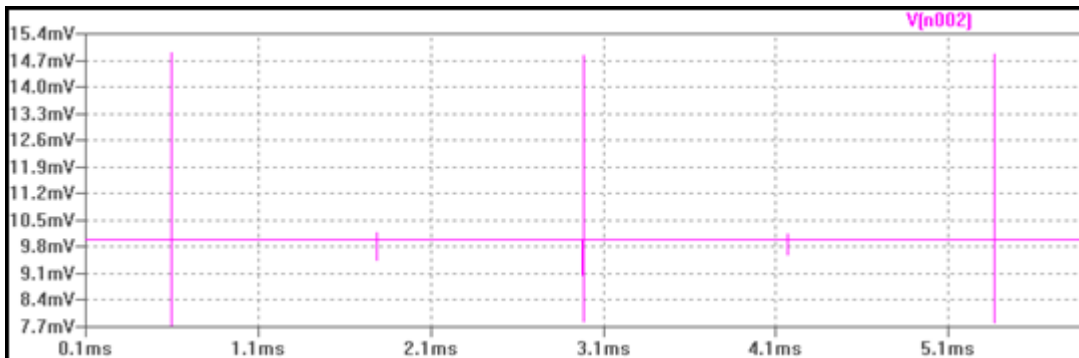


Figura 5-2: Señal obtenida de la simulación del voltaje de Bias.

### 5.1.3 Simulación del oscilador Miller-Schmitt

En la sección 2.1.3 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

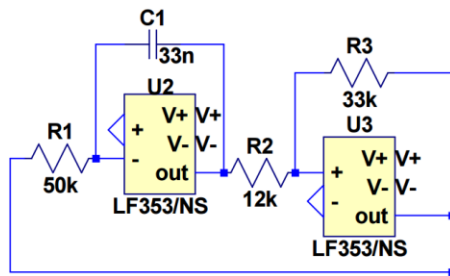


Figura 5-3: Oscilador Miller Schmitt en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje rms de 13.512 V.

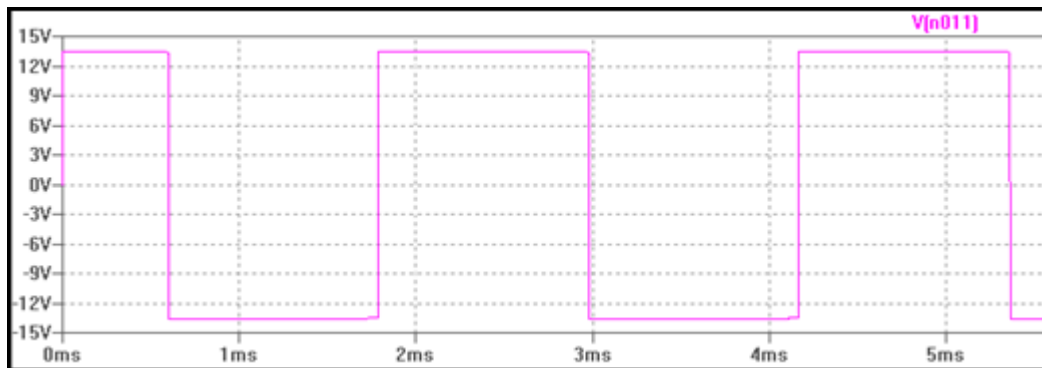


Figura 5-4: Señal obtenida en la simulación del oscilador Miller-Schmitt.

### 5.1.4 Simulación de la salida push-pull

En la sección 2.1.4 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

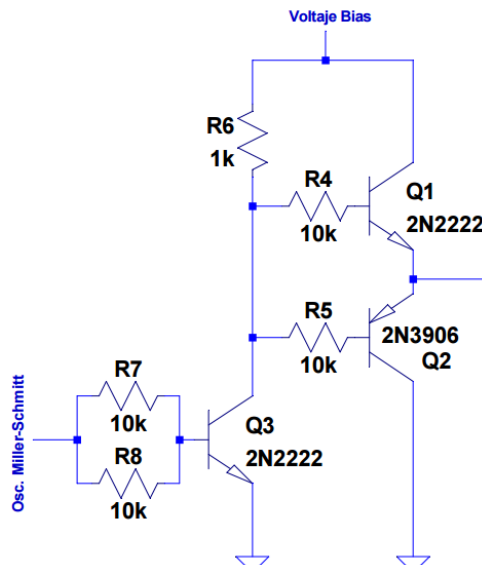


Figura 5-5: Salida Push-Pull en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje rms de  $60.812\text{ mV}$ .

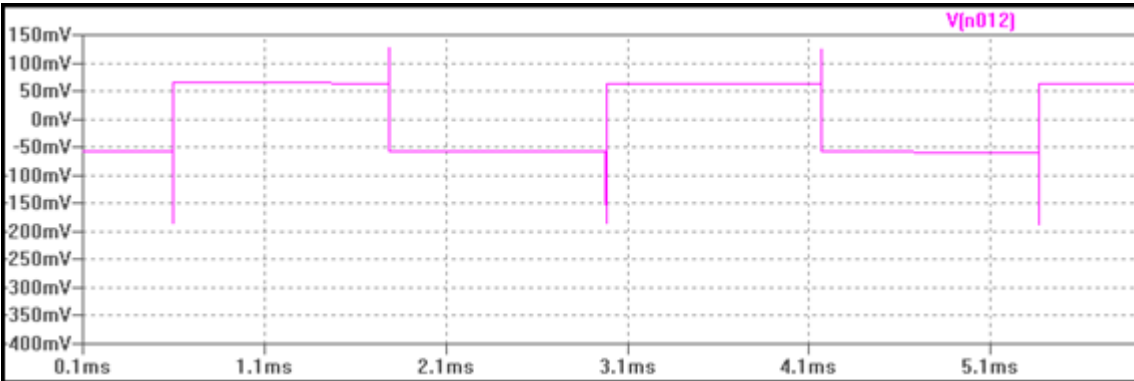


Figura 5-6: Señal obtenida en la simulación del oscilador Miller Schmitt.

### 5.1.5 Simulación de la señal de corriente túnel

En la sección 2.1.5 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

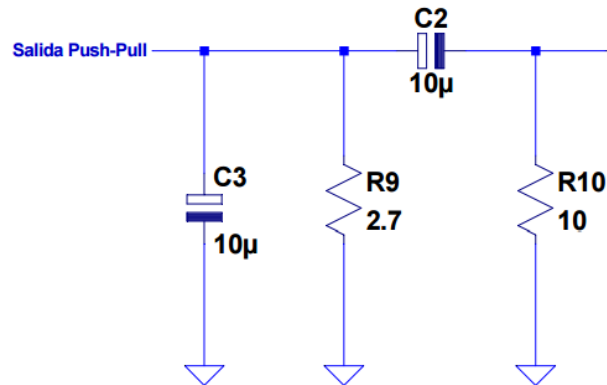


Figura 5-7: Filtro para la señal de corriente en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje rms de  $10\text{ mV}$ .

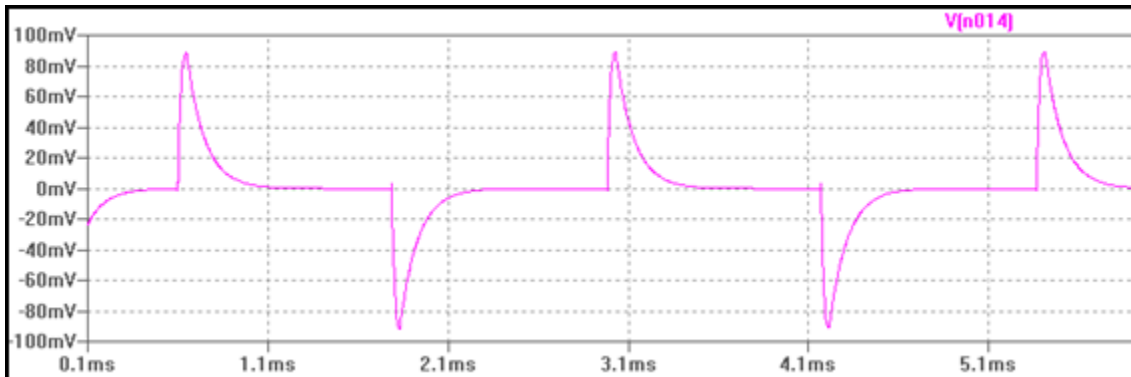


Figura 5-8: Señal de la forma de onda de la corriente túnel obtenida en la simulación.



### 5.1.6 Simulación de la bomba de Howland

En la sección 2.2.1 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

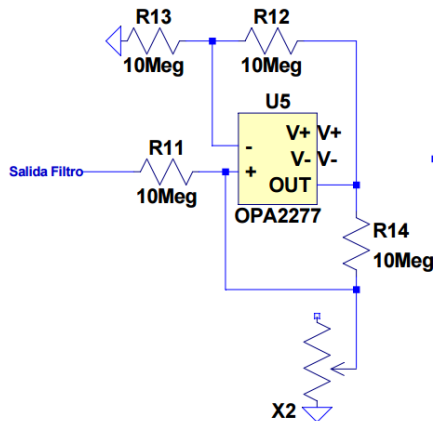


Figura 5-9: Circuito bomba de Howland en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a una corriente rms de 1 nA.

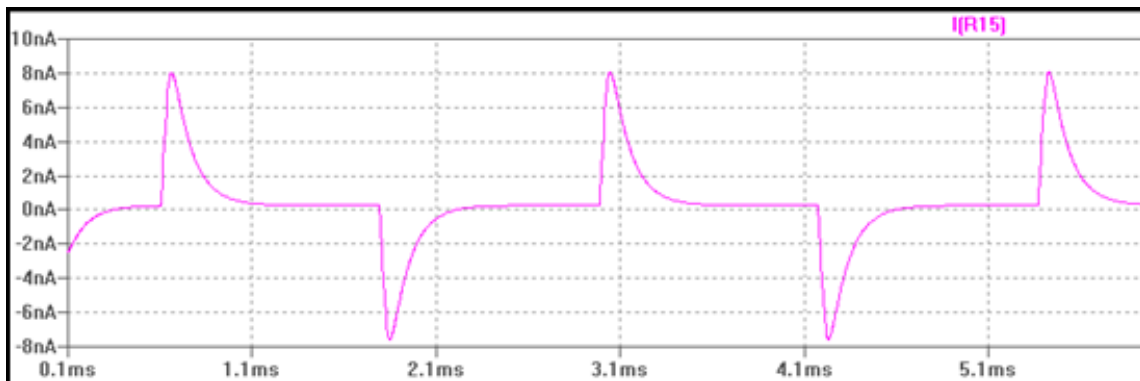


Figura 5-10: Señal de la corriente túnel después de la bomba de Howland obtenida en la simulación.

### 5.1.7 Simulación del amplificador de transimpedancia (TIA)

En la sección 2.3.1 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

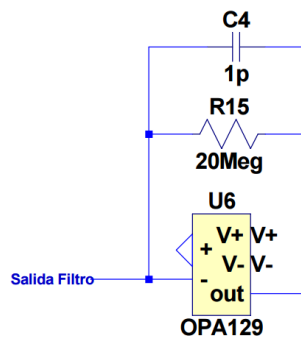


Figura 5-11: Amplificador de transimpedancia en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje rms de 20 mV.

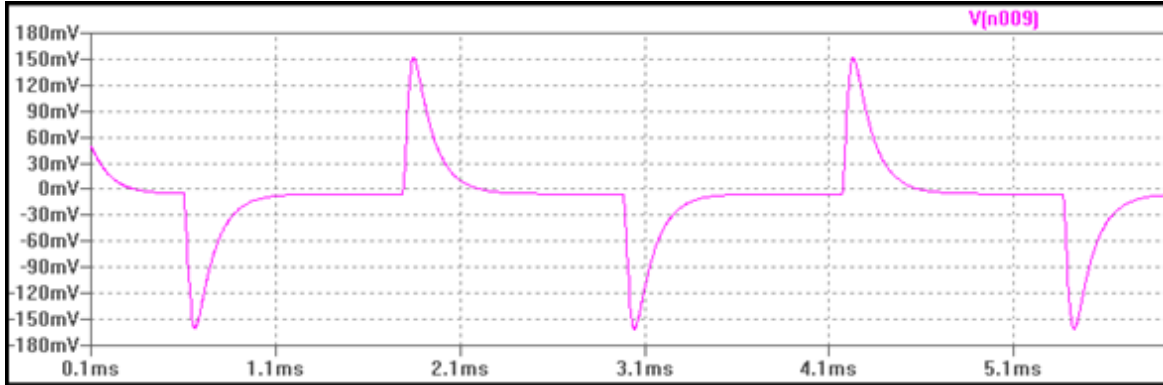


Figura 5-12: Señal obtenida en la simulación del amplificador de transimpedancia.

### 5.1.8 Simulación de amplificador inversor con ajuste de nivel DC

En la sección 2.4.2 se aprecia el diseño del circuito implementado en el simulador.

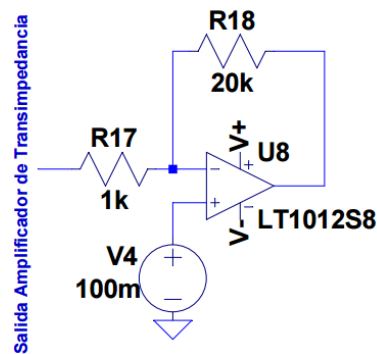


Figura 5-13: Amplificador inversor con ajuste de nivel DC en el simulador.

La señal resultante de la simulación, corresponde a un voltaje rms de 20 mV, ajustado en una ventana de 0V a 5V.

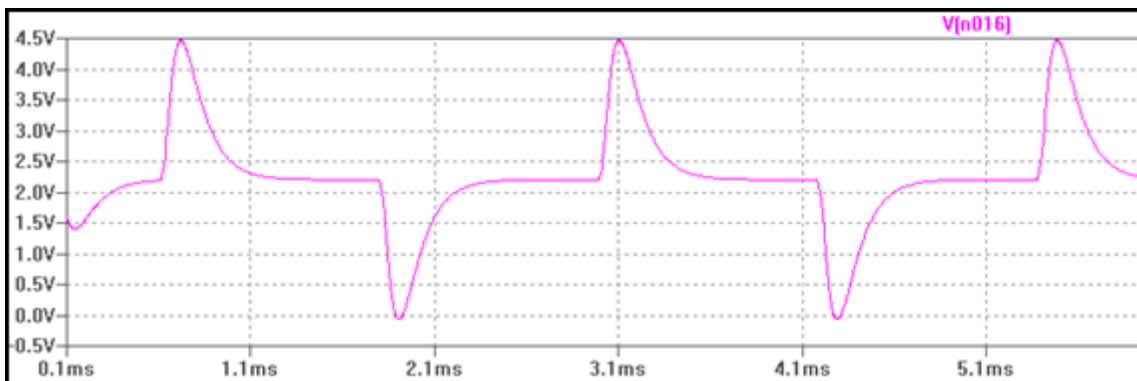


Figura 5-14: Señal obtenida en la simulación del amplificador inversor de ajuste.

## 5.2 Implementación de los dispositivos electrónicos

Tras haber comprobado la efectividad de los diseños mediante las simulaciones realizadas en el software LTSPICE, se procede a implementar físicamente los dispositivos electrónicos. En la práctica, se pueden ver afectados los comportamientos esperados de los dispositivos de estado sólido debido a las condiciones aplicadas en la simulación, es decir, debido a la utilización de corrientes y voltajes significativamente pequeños en los parámetros del simulador, el porcentaje de error entre los resultados prácticos y simulados pueden ser grandes. En esta sección, se realizara el análisis AC y DC en cuanto a la operatividad del amplificador de transimpedancia (TIA) una vez esté conectado todo el sistema y en este se utilice el amplificador operacional LF353 y el amplificador operacional OPA129, además, se evidenciara los resultados obtenidos en la implementación física del sistema electrónico.

### 5.2.1 Análisis DC del sistema electrónico con OA LF353 implementado en el TIA

En la primera parte del diseño electrónico, se utilizo un amplificador operacional LF353 en la etapa de amplificador de transimpedancia (TIA), esto debido a que las especificaciones del dispositivo se ajustaban a los requerimientos solicitados. Se realizo un barrido de voltaje de Bias y se iban realizando las lecturas de la caída de potencial en la salida del TIA, para así poder obtener la corriente que salía de la bomba de Howland.

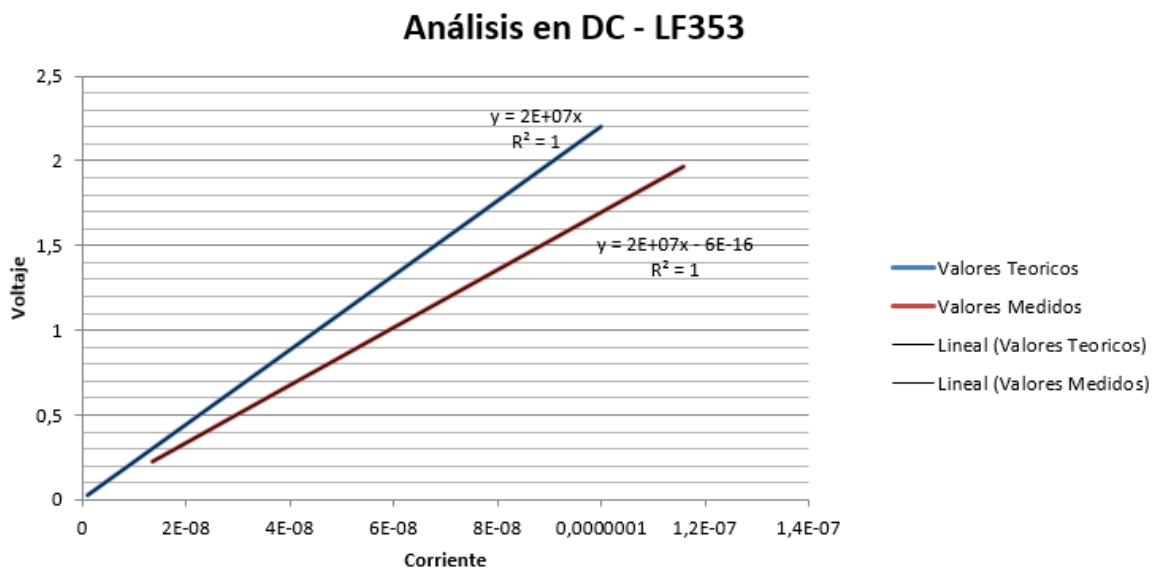


Figura 5-15: Análisis DC para sistema electrónico basado en OA LF353 como TIA

Estos resultados prácticos se compararon con los resultados teóricos, la figura 5-15 muestra la grafica obtenida al realizar esta primera prueba. El funcionamiento óptimo del sistema electrónico radica en la similitud de las graficas para los casos de bajo voltaje y baja corriente. Se observa que el dispositivo no alcanza a operar entre  $0\text{ V}$  y  $200\text{ mV}$ , por lo que se puede concluir que este dispositivo no funciona para los requerimientos planteados ya que para producir una corriente túnel de  $1\text{ nA}$  se necesita un voltaje Bias de  $10\text{ mV}$ , el cual no está incluido dentro de su rango de trabajo.

### 5.2.2 Análisis AC y DC del sistema electrónico con OA OPA129U implementado en el TIA

El amplificador operacional OPA129U es un dispositivo de alta precisión el cual cumple los requerimientos dados por el problema. Como se explico en la sección anterior, se va a realizar un barrido de voltaje de Bias para evidenciar el comportamiento del dispositivo y compararlo con los datos teóricos. La figura 5-16 muestra la grafica obtenida al realizar esta segunda prueba.

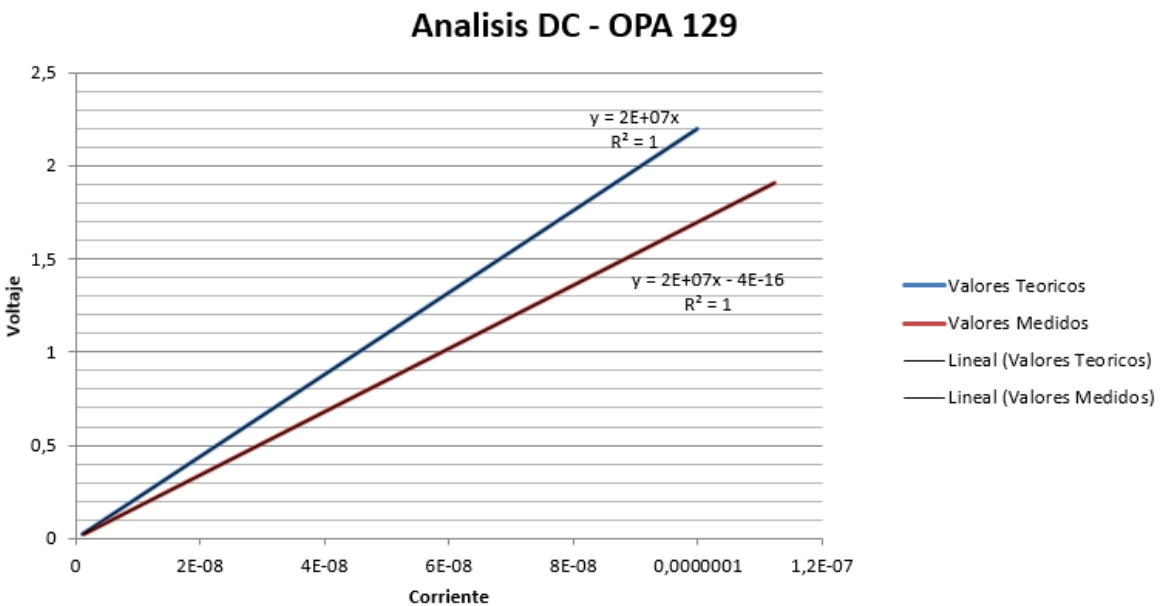


Figura 5-16: Análisis DC para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA

La grafica ilustra el comportamiento optimo a bajos voltajes por parte del dispositivo, también se observa que la pendiente entre la grafica teórica y la práctica es equivalente, por lo que se puede concluir que este dispositivo se acomoda a las necesidades del

problema. Ahora, se procede a realizar el análisis AC del dispositivo, esto debido a que la forma de onda de la corriente túnel es alterna. Se aplicara una onda sinusoidal con una frecuencia de 100 Hz al sistema, el voltaje eficaz medido de esta señal será el voltaje de Bias de entrada. La figura 5-17 muestra la grafica obtenida al realizar esta tercera prueba.

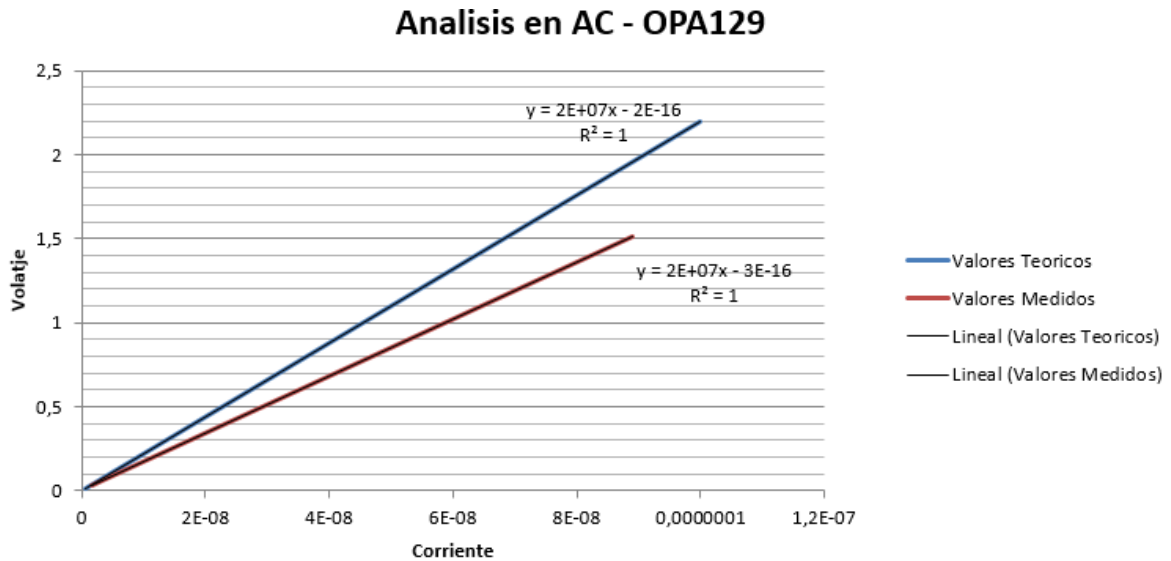


Figura 5-17: Análisis AC para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA

Igual que en la anterior prueba, se observa el comportamiento optimo a bajos voltajes por parte del dispositivo. Por último, se realizara un barrido de frecuencias para detallar cual es el ancho de banda de operación del dispositivo

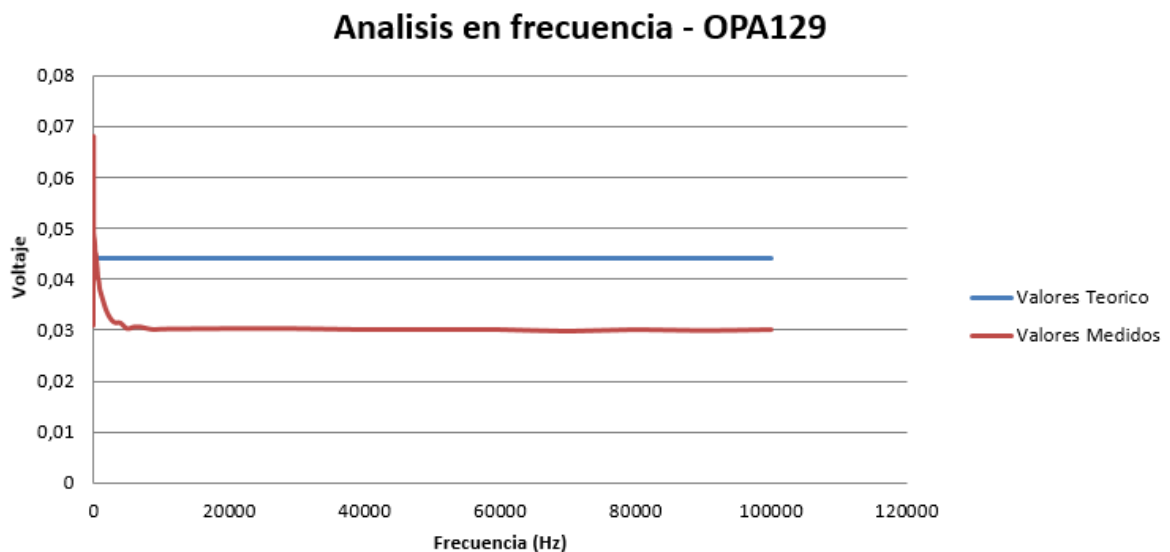


Figura 5-18: Análisis en frecuencia para sistema electrónico basado en OA OPA129 como TIA

Se observa, que el sistema se satura un poco, pero mantiene las mismas características que el de los resultados teóricos. Se realizó un barrido desde  $0\text{ Hz}$  hasta  $1\text{ MHz}$ , donde la grafica permitió observar que el sistema tiene un gran ancho de banda. Este dispositivo es el escogido para realizar las pruebas de adquisición de voltajes del sistema.

### 5.2.3 Implementación física de los dispositivos electrónicos

Se procede a realizar la implementación física de los dispositivos diseñados y simulados para verificar su funcionalidad práctica. Las pruebas se realizaron en los laboratorios de ingeniería de la universidad Distrital. Los amplificadores operacionales de precisión fueron adquiridos directamente por los fabricantes (Texas Instruments y Linear Technology).

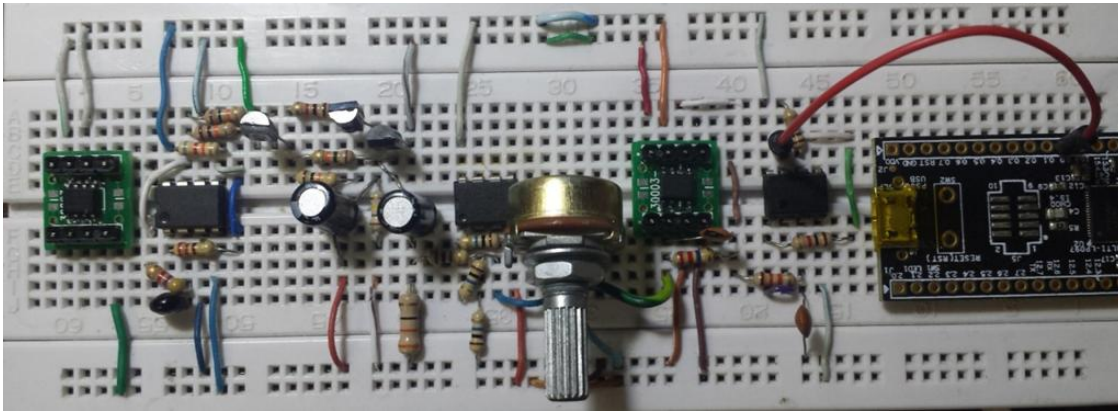


Figura 5-19: Dispositivos electrónicos montados sobre una placa de pruebas

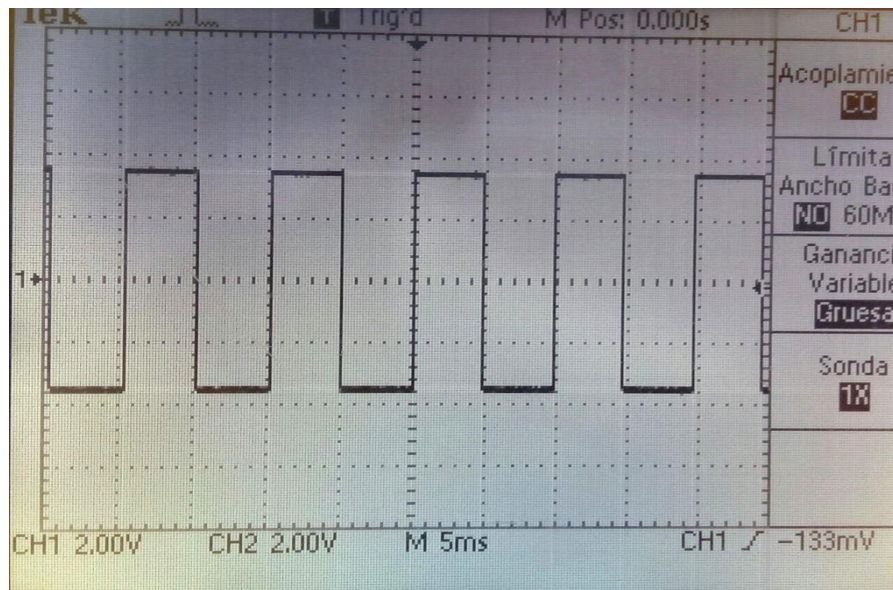


Figura 5-20: Señal obtenida en la práctica del oscilador Miller-Schmitt

En la figura 5-19, se observa el circuito montado sobre una placa de pruebas. Este circuito se alimenta por medio de una fuente dual de  $\pm 15V$ . Los resultados se observan en la figuras 5-20, 5-21 y 5.22, donde se evidencias las señales resultantes de distintas etapas.

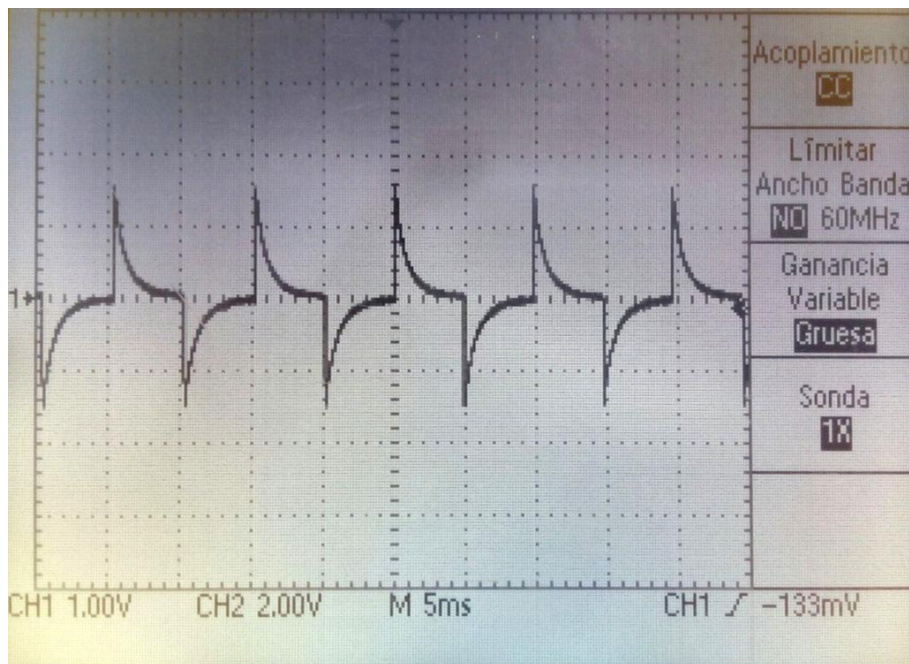


Figura 5-21: Señal de la forma de onda de la corriente túnel obtenida en la práctica.

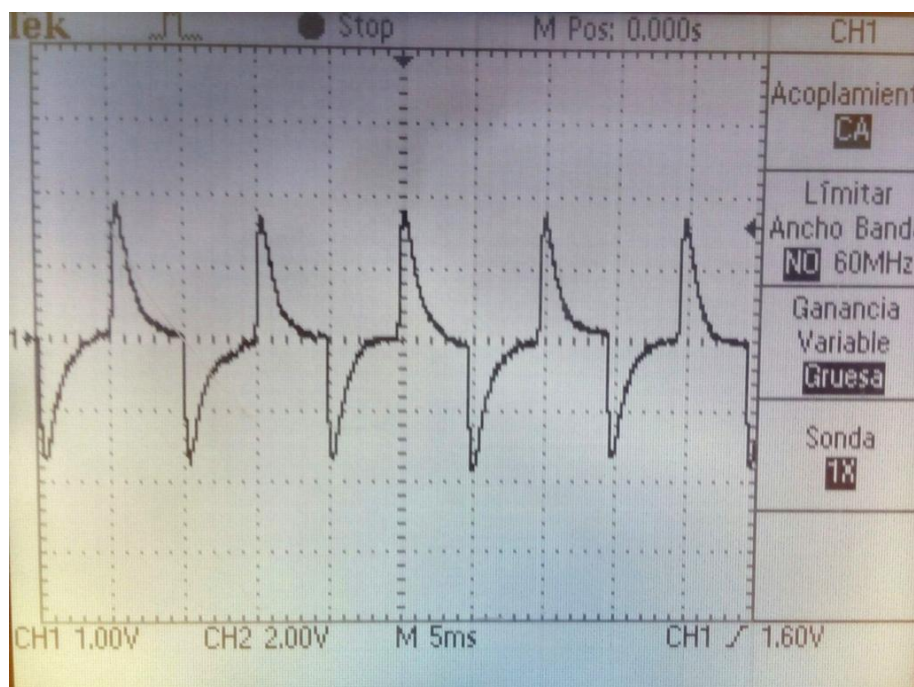


Figura 5-22: Señal obtenida en la práctica del amplificador de transimpedancia.

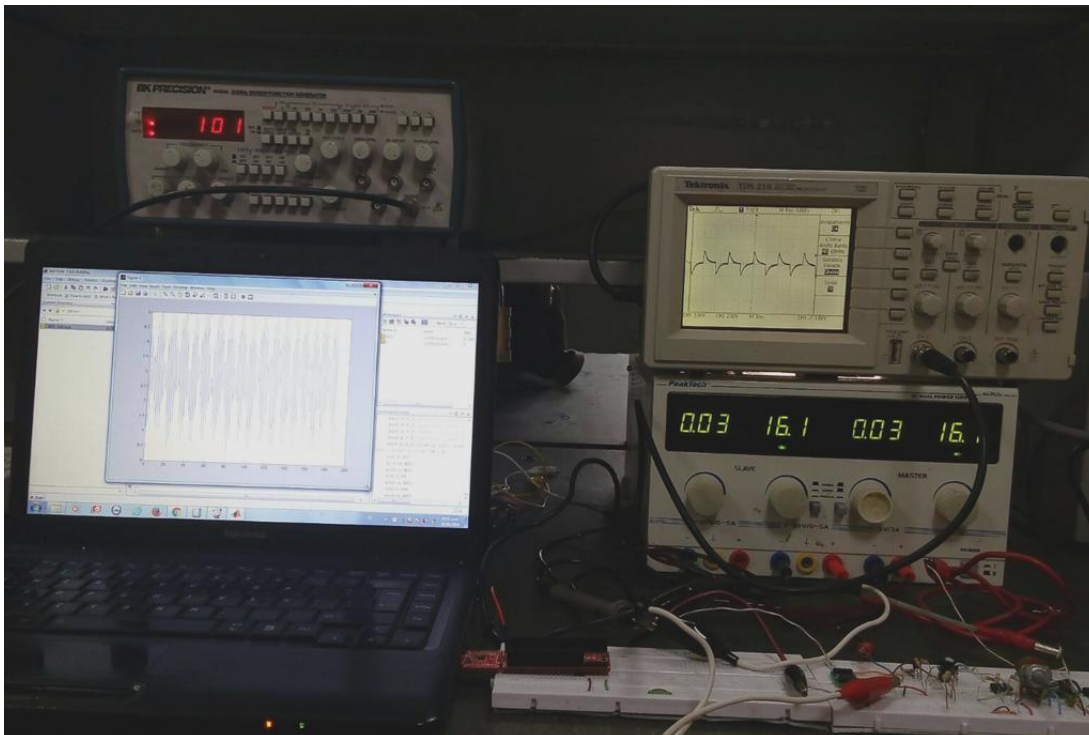


Figura 5-23: Montaje realizado en los laboratorios de electrónica de la UD.

### 5.2.4 Adquisición de datos mediante sistema embebido

Para el modelo de adquisición de datos se utilizó en primera instancia el sistema embebido PSoC 4 de la empresa Cypress Semiconductor el cual cuenta con un convertor ADC de 16 bits de resolución y un módulo UART para transmisión serial, luego se migró al sistema embebido PSoC 5 el cual cuenta con un convertor ADC de 20 bits de resolución en modulación delta-sigma e igualmente un módulo UART para la transmisión serial de datos. Se realizó un Script en MATLAB® que estará encargado de establecer la comunicación serial entre el sistema embebido y el PC, con el fin de poder almacenar la información adquirida y luego poderla visualizar por medio de una gráfica.

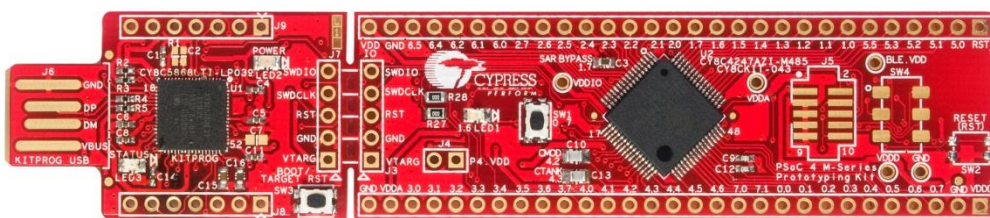


Figura 5-24: Sistema embebido PSoC 4



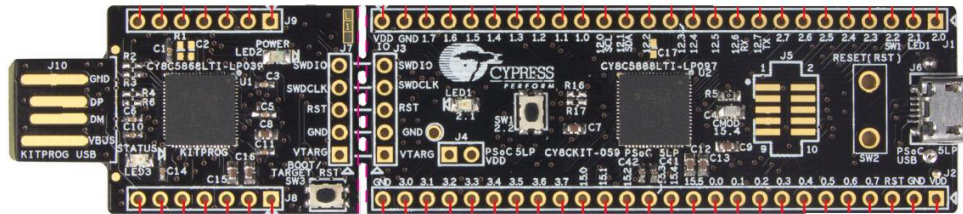


Figura 5-25: Sistema embebido PSoC 5

En la figura 5-24 se observa el sistema embebido PSoC 4, la señal captada por MATLAB® utilizando este dispositivo se observa en la figura 5-26. El método de comprobación de efectividad de resultados dados por los dos dispositivos se realizó mediante el ingreso de un voltaje promedio de 2.6V. Para el caso del PSoC 4, MATLAB arrojó una medición de 3.3V que representa un error relativo del 27%.

En la figura 5-25 se observa el sistema embebido PSoC 5, la señal captada por MATLAB® utilizando este dispositivo se observa en la figura 5-27. Para el caso del PSoC 5, MATLAB arrojó una medición de 2.65V que representa un error relativo del 1.9%.

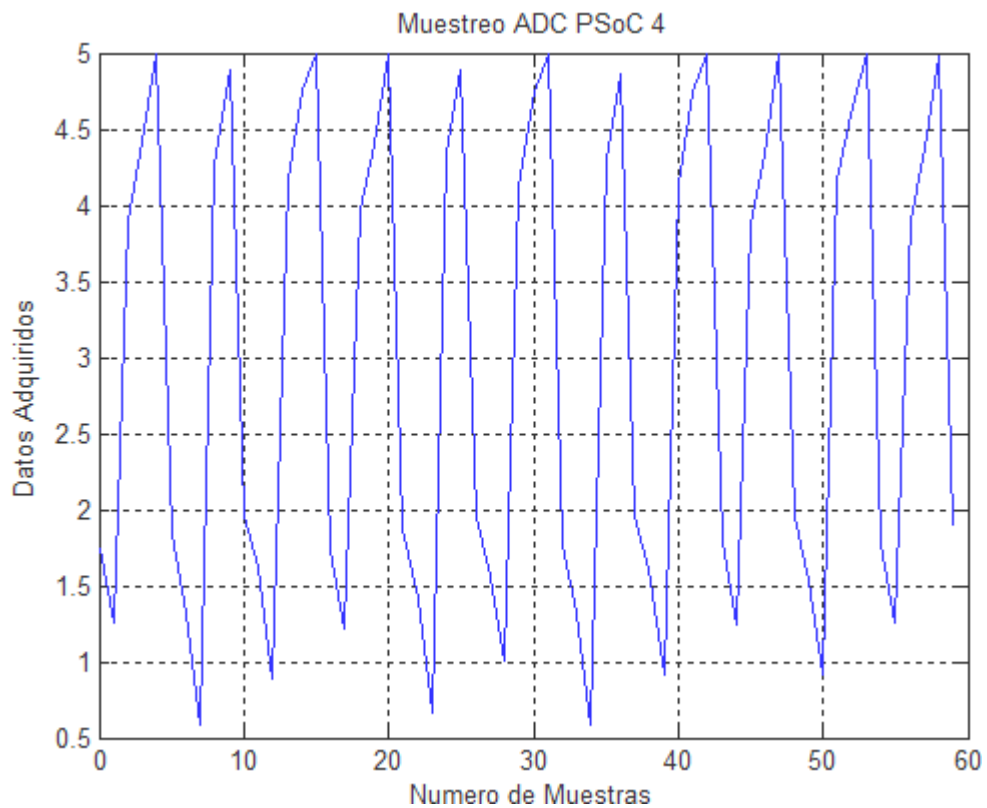


Figura 5-26: Señal Muestreada por PSoC4

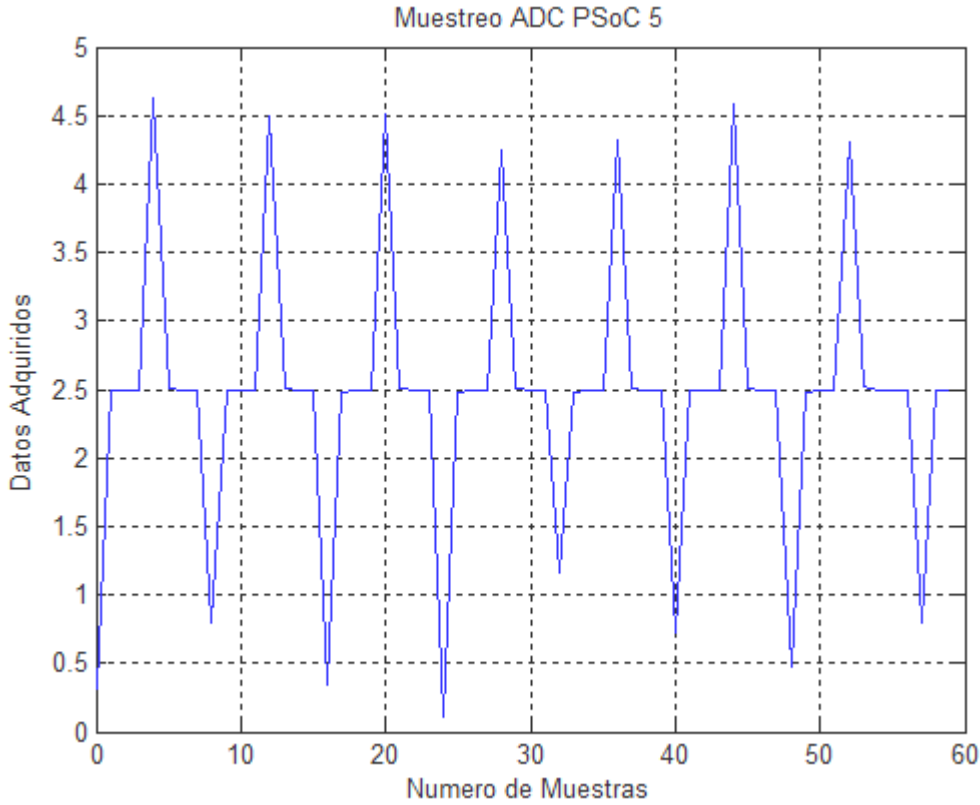


Figura 5-27: Señal Muestreada por PSoC 5

### 5.2.5 Base de datos de corrientes adquiridas

Mediante la adquisición de datos realizada por MATLAB®, se pretende realizar una base de datos de las señales de voltaje proporcionada por los dispositivos electrónicos, estas señales se les realiza el proceso de transformación a la magnitud de la intensidad de corriente eléctrica. Esto se efectúa teniendo en cuenta que la conformación de la densidad local de estados (LDOS) en un material es un proceso de forma estocástica, por lo que resulta una manera más aproximada a la teoría realizar un algoritmo aleatorio que seleccione estas señales de corriente de forma independiente. En total se tomaron un total de 19 muestras, y son señales que van desde  $500\text{pA}$  hasta  $6\text{nA}$ .

Tabla 4. Base de datos de señales de corriente túnel ( $i_t$ )

Base de Datos de las señales de corriente túnel	
Nombre del archivo	Corriente (nA)
1.mat	0,56
2.mat	0,66563
3.mat	0,85559

4.mat	0,6076
5.mat	0,70224
6.mat	0,50537
7.mat	0,80586
8.mat	0,75329
9.mat	1,5955
10.mat	1,0467
11.mat	0,96715
12.mat	0,91131
13.mat	2,0005
14.mat	2,5247
15.mat	4,008
16.mat	3,1200
17.mat	3,5698
18.mat	5,0177
19.mat	4,5230

### 5.3 Verificación experimental del sistema

El GUI creado en MATLAB® titulado “STM\_UD”, es una interfaz grafica que le permite al usuario observar y modificar la información cuantitativa y cualitativa del sistema. En esta aplicación el usuario tiene la libertad de escoger los parámetros más relevantes del sistema que le permita comprender el fenómeno que esta visualizando. En esta sección se van a exponer los resultados obtenidos para los modos de operación que maneja el microscopio de efecto túnel: modo altura constante y modo corriente constante.

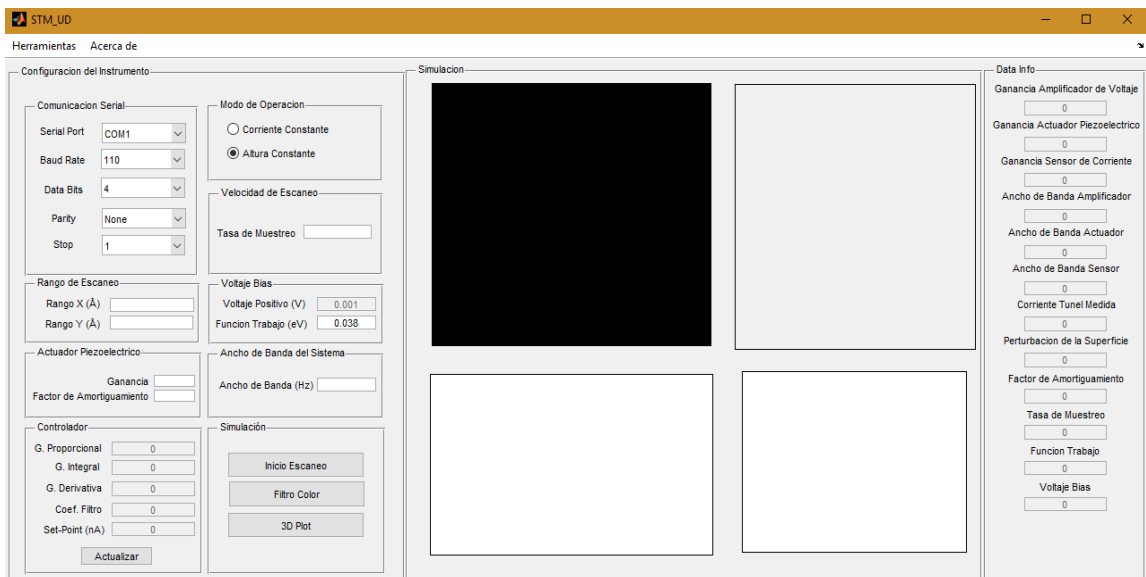


Figura 5-28: Aplicativo STM\_UD

### 5.3.1 Modo Altura Constante

En este modo de operación, el voltaje y la altura se mantienen ambos constantes mientras que la corriente cambia para impedir que el voltaje cambie; esto lleva a una imagen hecha de cambios de corriente sobre la superficie, que pueden ser relacionados a la densidad de carga.

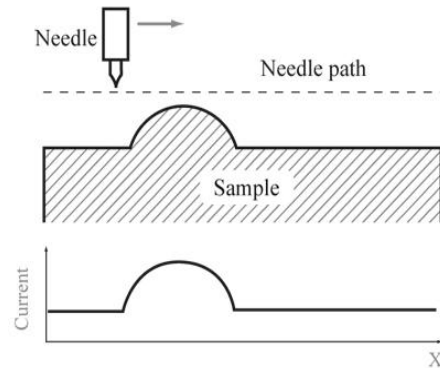


Figura 5-29: Modo de operación altura constante [61]

Esta configuración se caracteriza por ser la más rápida, pero la probabilidad de exactitud sobre la muestra tiende a no ser tan alta debido a los cambios rápidos del movimiento de la punta con respecto al desplazamiento horizontal, esto provoca que la medición de la densidad local de estados (LDOS) no sea tan exacta como en el otro modo de operación.

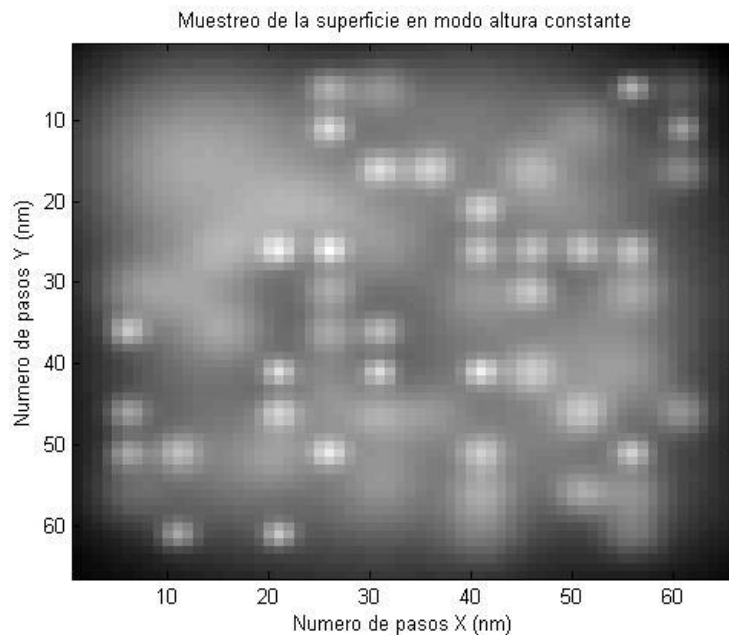


Figura 5-30: Barrido de la superficie en escala de grises en modo altura constante

La simulación del barrido de la superficie se realizó para una función de trabajo de trabajo  $\Phi = 0.038 \text{ eV}$ , y un ancho de banda del sistema de  $10 \text{ Hz}$ . La figura 5-30 ilustra el barrido de la superficie tomando 144 muestras de corriente túnel ( $i_t$ ).

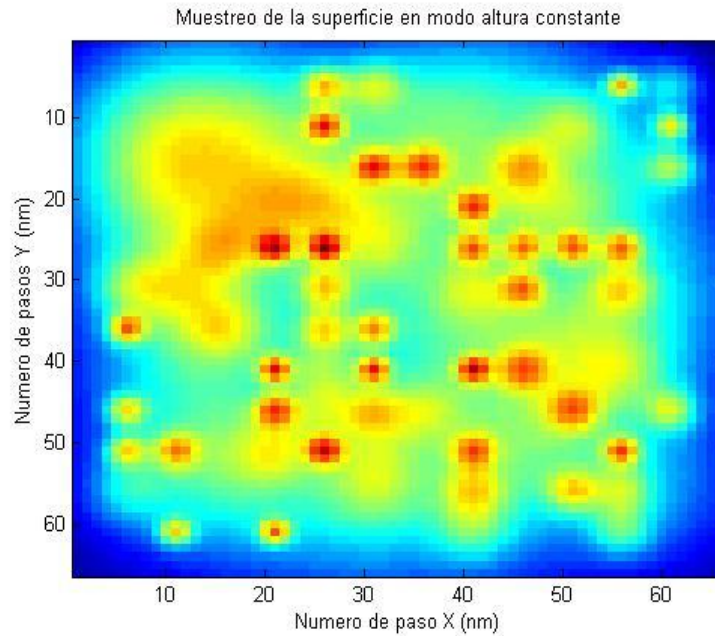


Figura 5-31: Barrido de la superficie con filtrado en color en modo altura constante

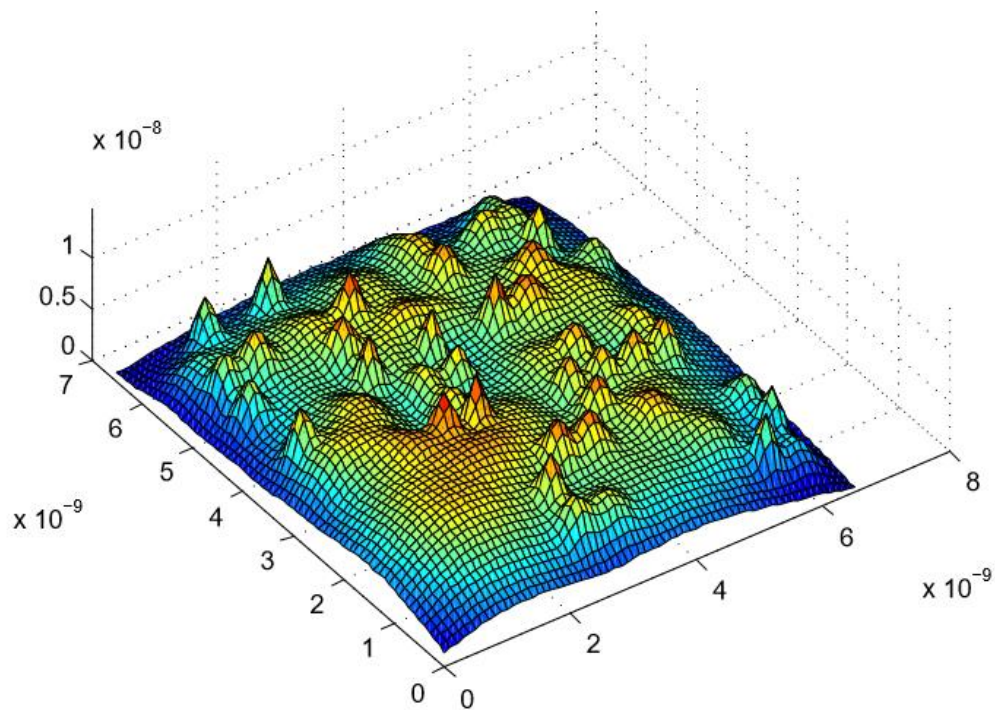


Figura 5-32: Barrido de la superficie 3D en modo altura constante

Aplicando un filtro color post-proceso a la ilustración original, se obtiene una imagen en la cual se puede enfatizar visualmente características importantes como se observa en la figura 5-31. Además, realizando un ploteo en tres dimensiones se puede determinar la estructura de la superficie medida como se observa en la figura 5-32. La figura 5-33 muestra el aplicativo diseñado “STM\_UD” operando en modo de altura constante.

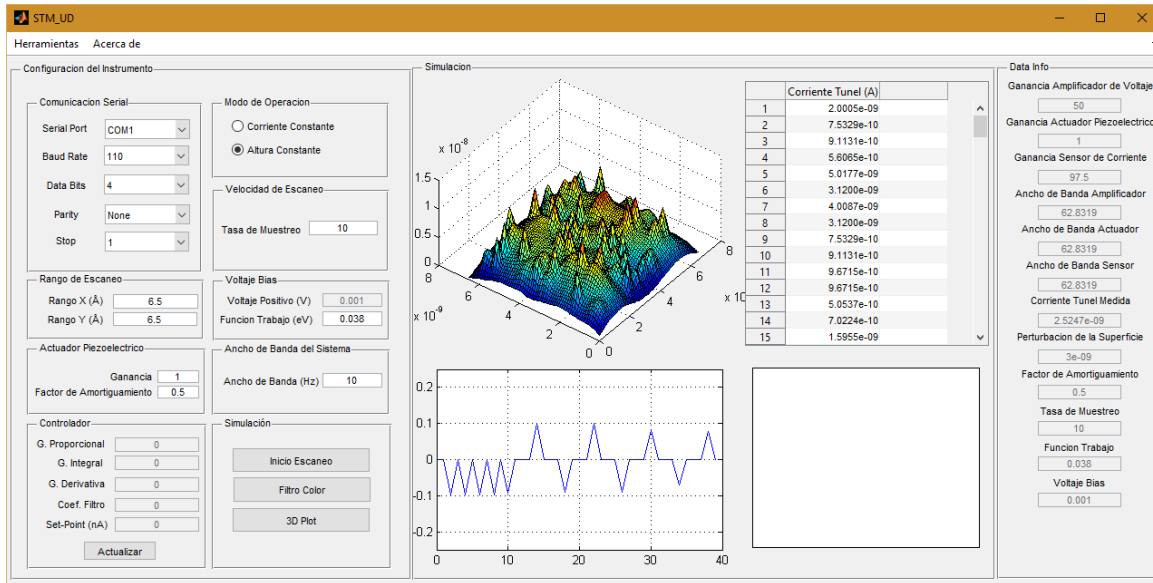


Figura 5-33: Aplicación “STM\_UD” en modo altura constante

### 5.3.2 Modo Corriente Constante

En este modo de operación, la electrónica de realimentación ajusta la altura por un voltaje al actuador piezoeléctrico de control de altura. Esto lleva a una variación de altura y así la imagen viene de la topografía de la punta a través de la muestra y da una superficie de densidad de carga constante; esto significa que el contraste en la imagen es debido a variaciones en la densidad de carga.

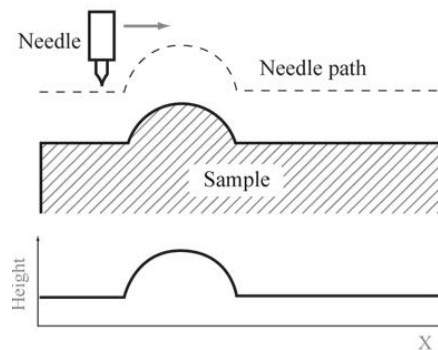


Figura 5-34: Modo de operación corriente constante [61]

Esta configuración se caracteriza por ser la más lenta, pero la probabilidad de exactitud sobre la muestra tiende a alta debido a los cambios lentos y precisos del movimiento de la punta con respecto al desplazamiento horizontal y vertical, esto provoca que la medición de la densidad local de estados (LDOS) más exacta comparada con en el otro modo de operación.

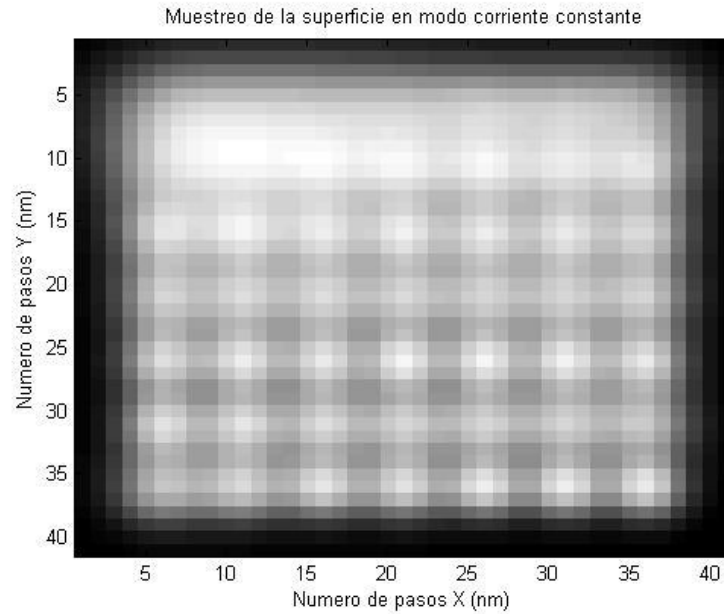


Figura 5-35: Barrido de la superficie en escala de grises en modo corriente constante

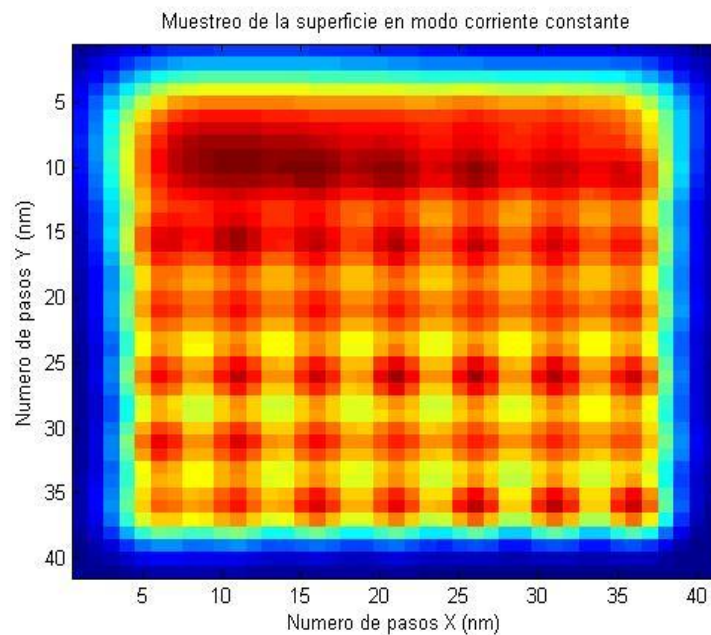


Figura 5-36: Barrido de la superficie con filtrado en color en modo corriente constante

La simulación del barrido de la superficie se realizó para una función de trabajo de  $\Phi = 0.038 \text{ eV}$ , y un ancho de banda del sistema de  $10 \text{ Hz}$ . La figura 5-30 ilustra el barrido de la superficie tomando 49 muestras de corriente túnel ( $i_t$ ).

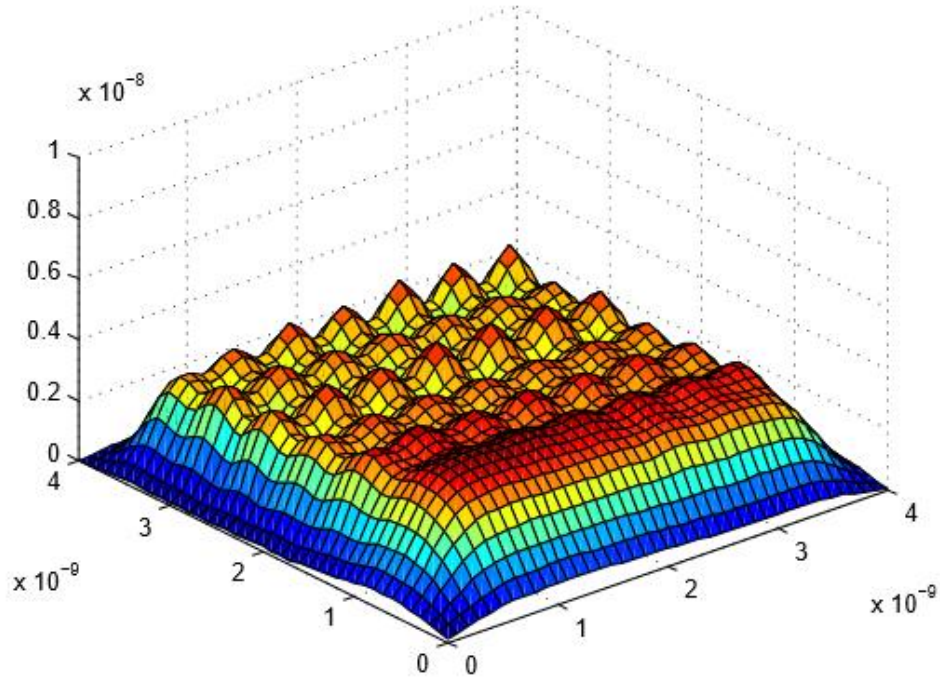


Figura 5-37: Barrido de la superficie 3D en modo corriente constante

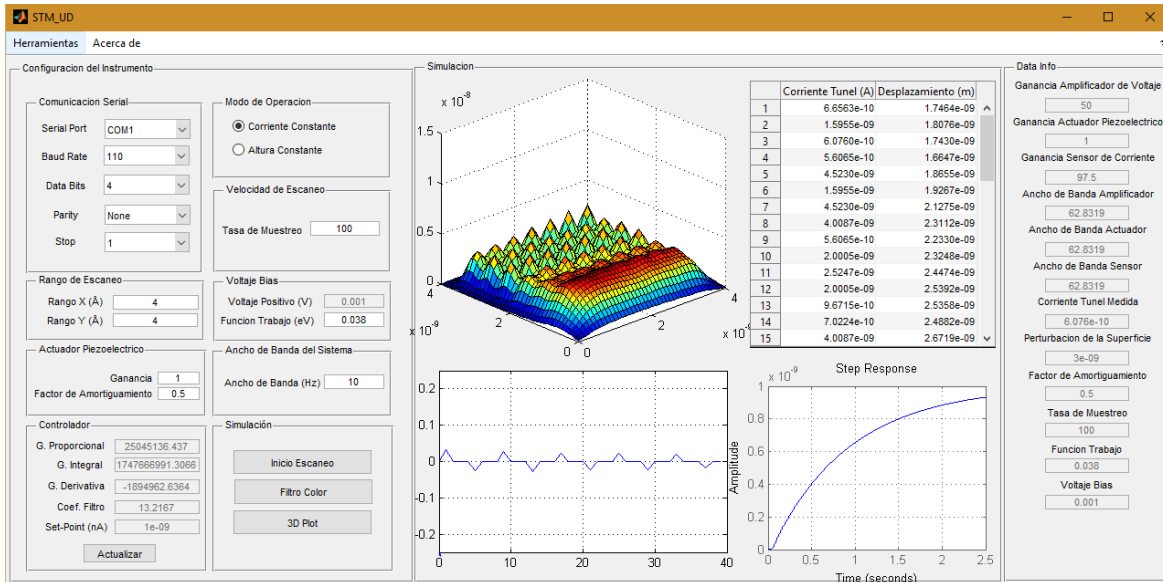


Figura 5-38: Aplicativo “STM\_UD” en modo corriente constante



## 6. Conclusiones y recomendaciones

### 6.1 Conclusiones

- Cuando se lleva a cabo la optimización de un instrumento, se debe analizar en detalle cada dispositivo que lo compone, ya que esto no consiste simplemente en utilizar la última tecnología para cada uno de estos independientemente, sino en el funcionamiento en conjunto que permita una adaptación entre sí de los dispositivos que dejen aprovechar lo máximo de cada uno de ellos.
- La base de funcionamiento del microscopio es el efecto túnel, cuya teoría se fundamenta en una función probabilística, por lo cual todos los trabajos afines a este se deben llevar a cabo a escalas muy pequeñas (nanométricas y nanoampéricas) para garantizar que esta mencionada probabilidad sea la más alta posible, es decir, que siempre exista efecto túnel.
- Los amplificadores operacionales seleccionados inicialmente, (OPA124, LF353, OPA 2227), no cumplen con las restricciones de ruido y capacidad de trabajo, por lo cual se modificó la elección de estos amplificadores a las versiones OPA129, OPA132 y OPA2277, que mostraron una mejor respuesta a los requerimientos establecidos en el diseño.
- El modelo de la forma de la señal de la corriente de túnel utilizado en este proyecto, a diferencia de trabajos anteriores en los que se utilizaban señales de corriente senoidal y de corriente directa, permite determinar el comportamiento y la respuesta del sistema, observándose que esta señal antes de ser tratada en la etapa de adquisición de datos no sufre variaciones considerables en amplitud ni en frecuencia, aun sin desconocer la presencia de ruido entre las etapas.
- El software LTSPICE, si bien es una herramienta con licencia libre, resulta ser muy completa ya que permite añadir los modelos proporcionados por los

fabricantes de los dispositivos a utilizar, además de brindar la opción de múltiples análisis en la simulación.

- El modelo dinámico del microscopio determinado es óptimo ya que se tienen en cuenta las variables más relevantes de operación obteniendo muy buenos resultados, a pesar de no haberse incluido un modelo específico de las perturbaciones.
- El controlador diseñado por el método LGR, presenta una buena respuesta pero a medida que la corriente túnel adquirida tiene un orden de magnitud menor el controlador tiende a ser inestable. Por otro lado, el controlador adaptativo diseñado a través de SIMULINK en MATLAB® para corrientes de túnel de magnitud pequeña el sistema continua siendo estable, aunque se hace más lento; por lo tanto en la elección del controlador se sacrifica un poco de velocidad por estabilidad.
- En la utilización del sistema embebido, se determina que a mayor resolución existe una mayor probabilidad que las mediciones tengan más precisión ya que la variación de error es notablemente disminuida, aunque con esto no se quiera decir que sea totalmente exacta la medición.
- A pesar de que se ingresan los datos de manera estocástica al software diseñado con MATLAB®, este logra hacer el tratamiento adecuado de la señal para obtener las imágenes que corresponden a estos datos, es decir que si se ingresaran datos reales de un muestra, el sistema responderá de una manera adecuada.

## 6.2 Recomendaciones

- En la etapa del amplificador de transimpedancia, es útil conseguir una resistencia cuya magnitud sea más alta al valor utilizado en este proyecto y a la vez sea de menor tolerancia, para que el resultado de la conversión corriente-voltaje sea más manipulable.
- Es recomendable realizar cualquier medición o montaje electrónico en una sala especializada y totalmente aislada sobre una superficie que garantice protección anti vibratoria, además de utilizar equipos electrónicos de instrumentación y precisión.
- Cabe tener en cuenta que las imágenes obtenidas en la interfaz gráfica propuesta en este proyecto, están definidas a partir de datos aleatorios, por lo cual queda a

disposición futura la obtención de una base de datos que consoliden características reales de distintos materiales.

- Para la realización de un trabajo futuro complementario se propone el desarrollo y la implementación de la parte mecánica del microscopio, es decir la sección de la cabeza, donde se trabajarían el piezoeléctrico y la punta, cuyo análisis corresponde más a trabajos físicos y de estudio de materiales.
- Para obtener un análisis profundo de los distintos modelos realizados, se pueden implementar estos en software (no libres) especializados en este tipo de procedimientos de instrumentación y precisión que permitan visualizar en detalle los resultados obtenidos en las simulaciones.



## A. Anexo: EasyScan 2 STM

La Universidad Distrital Francisco José de Caldas en la sede de Ingeniería, cuenta con el Microscopio de Efecto Túnel EasyScan 2 STM de la empresa nanosurf, el cual incluye su respectivo software para su instalación y posterior manipulación recomendado para las versiones de Windows 2000, XP, vista o superior. Este dispositivo cuenta con las siguientes características:

Tabla 5: Características de Operación del EasyScan 2 STM

<b>EasyScan 2 STM</b>	
<b>Sección Electrónica</b>	
Fuente de Alimentación	90 – 240 VAC
Protocolo de Comunicación	USB 1.1 / 2.0
Generación de Escaneo	Convertido Análogo/Digital de 16 bits
Velocidad de Escaneo	Por encima de 60ms/línea a 128 datapoints/línea
Señales de Escaneo	± 10 V
Área de Escaneo	2048 x 2048 Puntos
Rotación de imagen de Escaneo	0 – 360°
<b>Sección de Software</b>	
Visualización de datos	Graficas de Líneas, Mapa de Colores, Vista 3D
Exportación de datos	BMP, ASCII, CSV
Sistema Operativo	Windows 2000, Windows XP, Windows Vista
Software de control remoto	MATLAB, LabView, Visual Basic
<b>Medición de Instrumento</b>	
Máximo Rango de Escaneo	500 nm
Máximo Rango Eje-Z	200 nm
Corriente Set Point	0.1 – 100 nA
Modos de Operación	Corriente Constante, Altura Constante
Voltaje de la Punta	± 10 V en pasos de 5 mV

A partir de estos datos y la disponibilidad del equipo se procedió a interactuar con este, en primera medida familiarizándose con el software. Este ofrece una interfaz que permite ajustar las condiciones de trabajo (como la distancia de la punta con la muestra) y un entorno sencillo de visualización para las imágenes obtenidas a partir del escaneo.

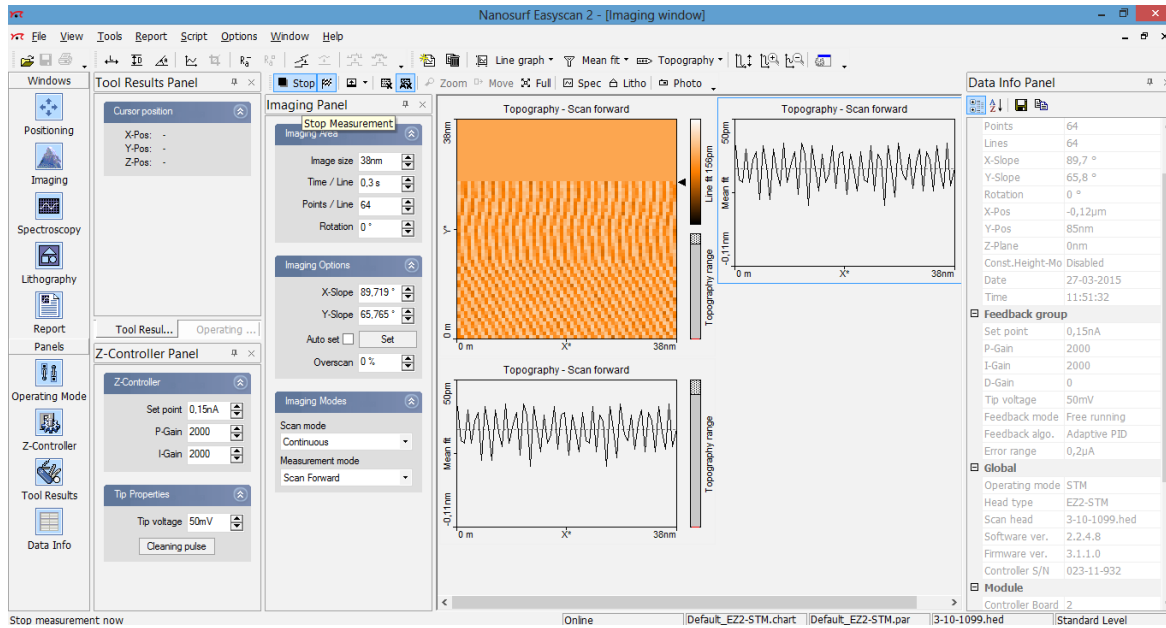


Figura 6-1: Interfaz gráfica de trabajo de Nanosurf EasyScan 2

Este programa ofrece la posibilidad de operar en modo de simulación de microscopio, con lo cual se puede dar una idea de las imágenes que se deberían poder obtener en las condiciones ideales de trabajo recomendadas para la correcta operación del microscopio.

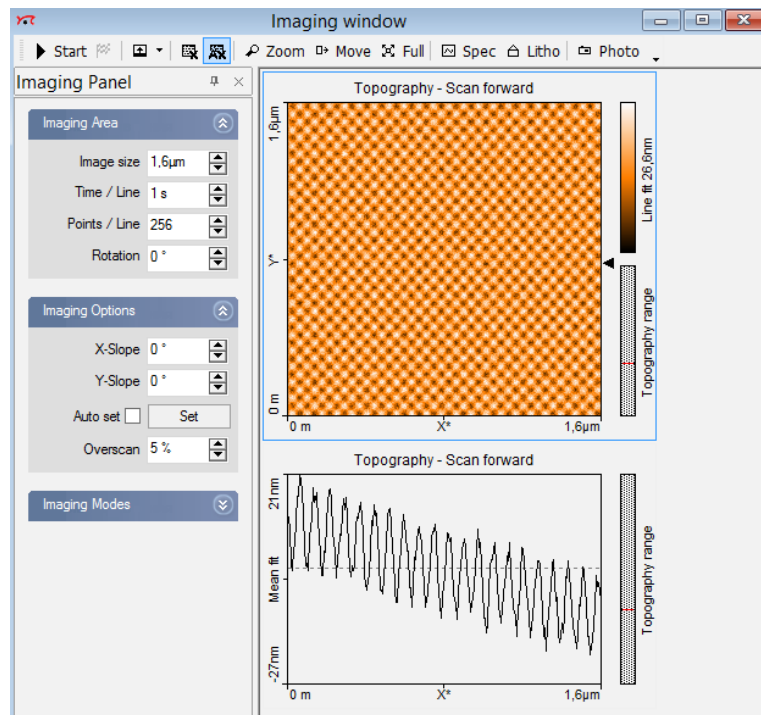


Figura 6-2: Imagen obtenida en el modo Simulación de Nanosurf EasyScan 2 [60]

Después de realizada esta simulación se procede a tratar de obtener imágenes utilizando la cabeza del microscopio sobre una muestra de grafito pirolítico (HOPG), para ello se hacen los mejores ajustes posibles en la punta hasta encontrar el punto de trabajo al que el dispositivo indique es viable realizar un escaneo de la superficie.

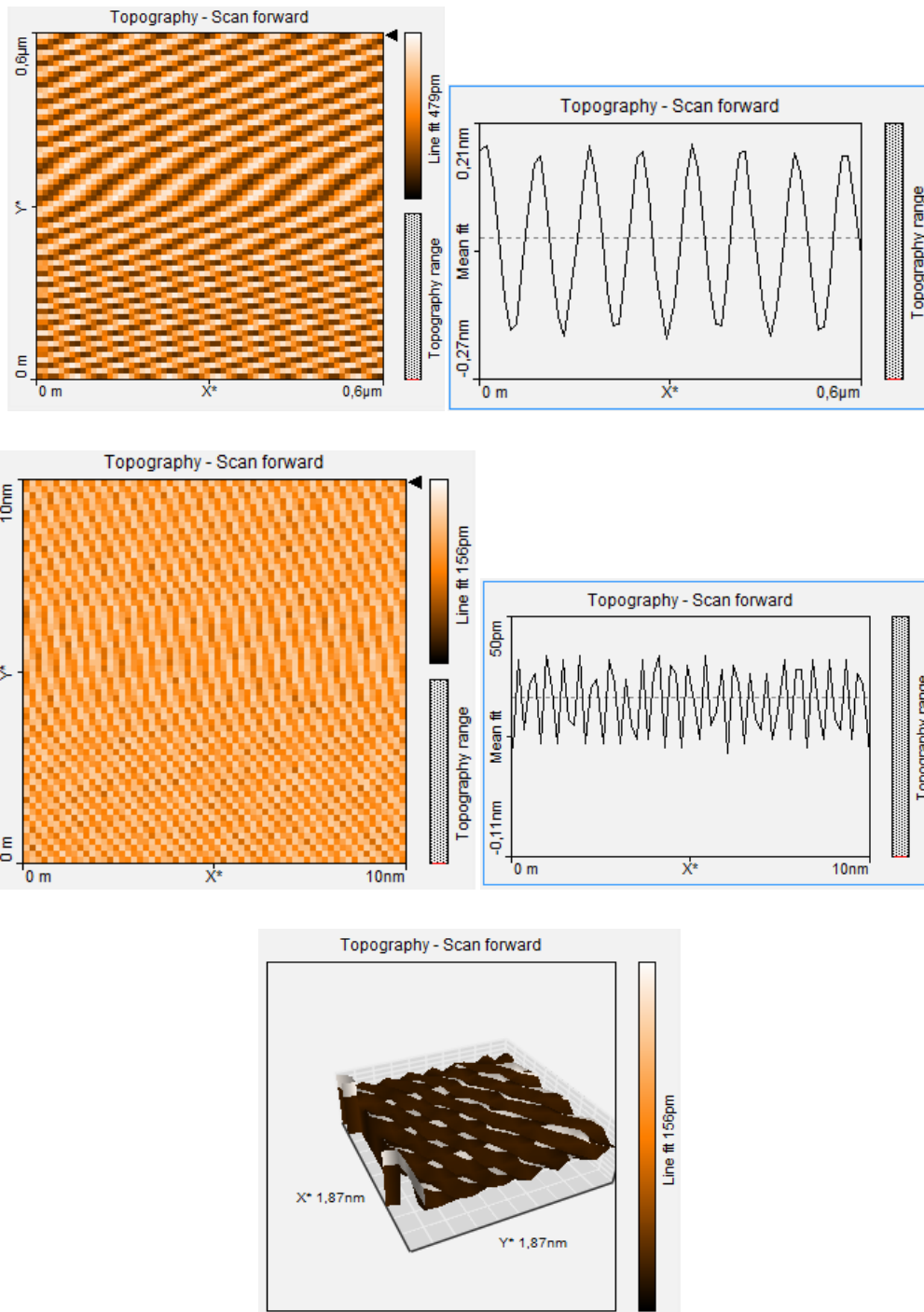


Figura 6-3: Imágenes Obtenidas de la muestra de Grafito Pirolítico (HOPG)

A partir de las imágenes obtenidas se puede observar que aunque fue posible realizar el escaneo a la muestra, se presentan dificultades y algunos errores debido a que estas se tomaron en una superficie que no cumple con el requisito de aislar las vibraciones externas, además también se debe tener en cuenta el tratamiento manual de corte que se le debe realizar a la punta, ya que se debe lograr que esta se encuentre lo mas afilada y recta posible.



## B. Anexo: Modelos SPICE

- OPA2277

```
.subckt OPA2277 + - U+ U- OUT
*
c1 11 12 4.8119E-12
c2 6 7 110.00E-12
dc OUT 53 dy
de 54 OUT dy
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp U- U+ dx
dq1 20 21 dx
dq2 22 20 dx
egnd 99 0 poly(2) (U+,0) (U-,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 1.5000E9 -1E3 1E3 1E9 -1E9
fq1 U+ 0 vq1 1
fq2 0 U- vq2 1
fq3 0 20 vlim 1
ga 6 0 11 12 133.33E-6
gcm 0 6 10 99 13.333E-12
iee 10 U- dc 100.60E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 42 13 qx1
q2 12 41 14 qx2
r2 6 9 100.00E3
rc1 U+ 11 7.5000E3
rc2 U+ 12 7.5000E3
re1 13 10 750
re2 14 10 750
ree 10 99 1.9881E6
ro1 8 OUT 50
ro2 7 99 25
rp U+ U- 42.511E3
vb 9 0 dc 0
vc U+ 53 dc 1.8124
ve 54 U- dc 1.8124
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 35
vln 0 92 dc 35
vq1 21 0 dc 0
vq2 0 22 dc 0
*Input Protection Circuitry
r1in + 41 1K
r2in - 42 1K
din1 41 42 dx
din2 42 41 dx
.model dx D(Is=800.00E-18)
.model dy D(Is=800.00E-18 Rs=1m Cjo=10p)
.model qx1 NPN(Is=800.00E-18 Bf=100E3 Kf=250f)
.model qx2 NPN(Is=800.3094E-18 Bf=200.00E3 Kf=250f)
.ends OPA277
```

- LF353

```

.SUBCKT LF353/NS 1 2 99 50 28
*
*Features:
*Low supply current =          1.8mA
*Wide bandwidth =             4MHz
*High slew rate =             130V/uS
*Low offset voltage =         10mV
*
*NOTE: Model is for single device only and simulated
*       supply current is 1/2 of total device current.
*
*****INPUT STAGE*****
*
IOS 2 1 25P
*^Input offset current
R1 1 3 1E12
R2 3 2 1E12
I1 99 4 100U
J1 5 2 4 JX
J2 6 7 4 JX
R3 5 50 20K
R4 6 50 20K
*Fp2=12 MHz
C4 5 6 3.31573E-13
*
*****COMMON MODE EFFECT*****
*
I2 99 50 1.7MA
*^Quiescent supply current
EOS 7 1 POLY(1) 16 49 5E-3 1
*Input offset voltage.^
R8 99 49 50K
R9 49 50 50K
*
*****OUTPUT VOLTAGE LIMITING*****
U2 99 8 2.13
D1 9 8 DX
D2 10 9 DX
U3 10 50 2.13
*
*****SECOND STAGE*****
*
EH 99 98 99 49 1
F1 9 98 POLY(1) UA3 0 0 0 1.0985E7
G1 98 9 5 6 1E-3
R5 98 9 100MEG
UA3 9 11 0
*Fp1=40.3 HZ
C3 98 11 39.493P
*
*****POLE STAGE*****
*
*Fp3=42 MHz
G3 98 15 9 49 1E-6
R12 98 15 1MEG
C5 98 15 3.7894E-15
*
*****COMMON-MODE ZERO STAGE*****
*
G4 98 16 3 49 1E-8
L2 98 17 31.831M
R13 17 16 1K
*
*****OUTPUT STAGE*****
F6 99 50 UA7 1
F5 99 23 UA8 1
D5 21 23 DX
UA7 99 21 0
D6 23 99 DX
E1 99 26 99 15 1
UA8 26 27 0
R16 27 28 35
U5 28 25 0.1U
D4 25 15 DX
U4 24 28 0.1U
D3 15 24 DX
*
*****MODELS USED*****
*
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL JX PJF(BETA=1.25E-5 UTO=-2.00 IS=50E-12)
*
.ENDS
*$

```

- OPA124

```

.SUBCKT OPA124 1 2 3 4 5
C1 11 12 72.79E-12
C2 6 7 400.0E-12
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) UB UC UE ULP ULN 0 4.717E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
GA 6 0 11 12 5.027E-3
GCM 0 6 10 99 15.90E-9
ISS 3 10 DC 800.0E-6
HLIM 90 0 ULIM 1K
J1 11 2 10 JX
J2 12 64 10 JX
G11 2 4 POLY(4) (10,2) (11,2) (4,2) (66,0) 0 1E-12 1E-12 1E-12 400E-9
G21 1 4 POLY(4) (10,1) (12,1) (4,1) (68,0) 0 1E-12 1E-12 1E-12 400E-9
R2 6 9 100E3
RD1 4 11 198.9
RD2 4 12 198.9
R01 8 5 25
R02 7 99 75
* RP 3 4 12.00E3
RSS 10 99 250.0E3
UB 9 0 DC 0
UC 3 53 DC 3
UE 54 4 DC 3
ULIM 7 8 DC 0
ULP 91 0 DC 40
ULN 0 92 DC 40

* OUTPUT SUPPLY MIRROR
FQ3 0 20 POLY(1) ULIM 0 1
DQ1 20 21 DX
DQ2 22 20 DX
UQ1 21 0 0
UQ2 22 0 0
FQ1 3 0 POLY(1) UQ1 1.30E-3 1
FQ2 0 4 POLY(1) UQ2 1.30E-3 -1

* QUIESCIENT CURRENT
RQ 3 4 7.5E4

* DIFF INPUT CAPACITANCE
CDIF 64 2 1.0E-12

* COMMON MODE INPUT CAPACITANCE
C1CM 64 99 1.5E-12
C2CM 2 99 1.5E-12

* INPUT VOLTAGE NOISE
UN1 61 4 0.6
UN2 4 62 0.6
DN1 61 63 DY
DN2 63 62 DY
EN 64 1 63 4 1

* INPUT CURRENT NOISE
RN1 0 65 60.3865
RN2 65 66 60.3865
RN3 66 0 120.773
RN4 0 67 60.3865
RN5 67 68 60.3865
RN6 68 0 120.773

*****

.MODEL DY D(IS=3.8E-16 AF=1 KF=1.175E-16)
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=400.0E-15 BETA=15.79E-3 UTO=-1)

.ENDS OPA124

```

- OPA129

```
.subckt OPA129 1 2 3 4 5
c1 11 12 4.000E-12
c2 6 7 2.204E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 192.5E6 -20E6 20E6 20E6 -20E6
ga 6 0 11 12 314.2E-6
gcm 0 6 10 99 395.5E-12
iss 3 10 dc 80.00E-6
hlim 90 0 vlim 1K
j1 11 2 10 jx
j2 12 1 10 jx
g11 2 4 poly(4) (10,2) (11,2) (4,2) (66,0) 0 1E-12 1E-12 1E-12 100E-9
g21 1 4 poly(4) (10,1) (12,1) (4,1) (68,0) 0 1E-12 1E-12 1E-12 100E-9
r2 6 9 100.0E3
rd1 4 11 3.183E3
rd2 4 12 3.183E3
ro1 8 5 25
ro2 7 99 75
rp 3 4 25.00E3
rss 10 99 2.500E6
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 2
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 22.00
vln 0 92 dc 22.00

* Output Supply Mirror
fq3 0 20 poly(1) vlim 0 1
dq1 20 21 dx
dq2 22 20 dx
vq1 21 0 0
vq2 22 0 0
fq1 3 0 poly(1) vq1 0.700E-3 1
fq2 0 4 poly(1) vq2 0.700E-3 -1

* Diff Input Capacitance
cdif 1 2 1.0E-12

* Common Mode Input Capacitance
c1cm 1 99 1.0E-12
c2cm 2 99 1.0E-12

* Input Voltage Noise
vn1 61 0 0.6
vn2 0 62 0.6
dn1 61 63 dy
dn2 63 62 dy
en 64 1 63 0 1

* Input Current Noise
rn1 0 65 60.3865
rn2 65 66 60.3865
rn3 66 0 120.773
rn4 0 67 60.3865
rn5 67 68 60.3865
rn6 68 0 120.773

*****|
.model dy D(IS=1.9E-16 AF=1 KF=5.643E-16)
.model dx D(IS=800.0E-18)
.model jx P JF(IS=20.00E-15 Beta=616.8E-6 Uto=-1)

.ends OPA129
```

- OPA132

```
.SUBCKT OPA132 1 2 3 4 5
C1 11 12 3.240E-12
C2 6 7 8.000E-12
CSS 10 99 1.000E-30
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB 7 99 POLY(5) UB UC UE VLP ULN 0 248.0E6 -250E6 250E6 -250E6
GA 6 0 11 12 402.0E-6
GCM 0 6 10 99 4.020E-9
ISS 3 10 DC 160.0E-6
HLIM 90 0 ULIM 1E3
J1 11 2 10 JX
J2 12 1 10 JX
R2 6 9 100.0E3
RD1 4 11 2.490E3
RD2 4 12 2.490E3
RO1 8 5 20
RO2 7 99 20
RP 3 4 7.500E3
RSS 10 99 1.250E6
UB 9 0 DC 0
UC 3 53 DC 1.200
UE 54 4 DC .9
ULIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 40
VLN 0 92 DC 40
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=2.500E-15 BETA=1.010E-3 UTO=-1)
.ENDS OPA132
```



## Bibliografía

[1] N. Taniguchi, "On the Basic Concept of 'Nano-Technology'," Proc. Intl. Conf. Prod. Eng. Tokyo, Part II, Japan Society of Precision Engineering, 1974.

[2] Ralph Merkle "Nanotechnology: what will it mean?" 2001.

[3] Sandro Merkli, Ivan Ovinnikov, Dominik Wild, "Do it yourself- Scanning Tunneling Microscope" 2008.

[4] Alba Graciela Ávila Bernal, Ruy Sebastián Bonilla Osorio "A study of surfaces using a scanning tunneling microscope (STM)" 2009.

[5] Karen S. Martirosyan, Dmitri Litvinov and Sergey E. Lyshevski "NanoScience Concentration Program for Science, Engineering and Technology Curricula" 2012 12th IEEE International Conference on Nanotechnology (IEEE- NANO).

[6] J. Shewchun, R.A. Clarke, "The Surface Oxide Transistor (SOT)" 1972.

[7] H.M. Marchman, G.C. Wetsel Jr. "Scanning Tunneling microscope images of identifiable quantum dot diodes" 1991.

[8] Eli Flaxer, "Automatic bias-reduction controller for a scanning tunneling microscope" 2007.

[9] Tadahiro Komeda, S. Gwo, Hiroshi Tokumoto, "MOS interface characterization by cross-sectional STM" 1995.

[10] R.H.M. Groenvelde, M.W.J. Prins, H. van Kempen, "Modulated photodetection with semiconductor tips in a scanning tunneling microscope" 1994.

[11] Alba Graciela Ávila Bernal, "Diseño y construcción de un microscopio de efecto túnel" Tesis de Grado presentada a la Universidad de los Andes, Bogotá, Colombia, 1995, currículo disponible en: [http://190.216.132.131:8081/cv/lac/visualizador/generarCurriculoCv.do?cod\\_rh=0000291455](http://190.216.132.131:8081/cv/lac/visualizador/generarCurriculoCv.do?cod_rh=0000291455).

[12] Boyde, A. (1988), "Confocal optical microscopy. Microscopy and analysis", Enero, pp 7-13.

[13] Jesus Arenas, "Contribuciones de la física en la historia de la microscopia" 2005.

[14] Vicerrectoría de Investigaciones, Universidad de los Andes, Colombia, "Descripción de la Técnica MEB" 2012.

[15] Robert Wilson, Heather Bullen "Intoducction to scanning probe microscopy (SPM)" 2006

[16] K.W Hipps, "ThermoMicroscopes", 1998

[17] Mercedes Rivas Cascallar, "Introducción a las Técnicas Microscópicas. Microanálisis de Rayos X en Microscopía de Barrido Electrónico (SEM)" Unidad de Microscopía Electrónica, Universidad de Santiago de Compostela, 2008.

[18] nanoSurf "easyScan 2 STM version 1.6 " 2011.

[19] R. A. Serway and J. W. Jewett, "Physics for Scientists and Engineers" 2004.

[20] R. Eisberg and R. Resnick, "Quantum physics of atoms, molecules, solids, nuclei and particles." 1999.



[21] Pedro Cerbuna “Microscopio de sonda local de ultra alto vacío a baja temperatura para caracterización y manipulación de nanoestructuras, STM.” Instituto Universitario de Nanociencia de Aragón, ZARAGOZA-ESPAÑA, 2006.

[22] Julio Grattón “Introducción a la mecánica cuántica” 2000.

[23] Eisberg-Resnick “Física cuántica” , 2003

[24] J. P. Ibe, P. Bey, S. Brandow, R. Brizzolara, N. Burnham, D. DiLella, K. Lee, C. Marrian, and R. Colton, “On the electrochemical etching of tips for scanning tunneling microscopy”, 1990.

[25] G. Binnig, H. Rohrer, C. Gerber, and E. Weibel, “Surface studies by scanning tunneling microscopy,” 1982.

[26] Francisco Gutierrez Melo, “Principios de piezoelectricidad”, 2010.

[27] NanoDays “The Biggest Event for the Smallest Science” catalog spanish, eltricsqueeze, 13 de noviembre de 2013.

[28] Física Interactiva “Piezoelectricidad”, tele formación la Coruña España, 2010.

[29] PI Piezo Technology “Piezo Tubes Actuators. Radial, Axial and XY displacements with low loads”, 2014, <http://piceramic.com/products/piezo-tube-actuators.html> [Consulta: sábado, 18 de octubre del 2014].

[30] Pi Piezo Technology “PT230 PT Piezo Scanner Tubes. High-Dynamics Operation with Low Loas”, 2014, <http://piceramic.com/product-detail-page/pt230-103150.html> [Consulta: sábado, 18 de octubre del 2014].

[31] Pi Piezo Technology “Displacements Modes of Piezoelectric Actuators. Tube Actuators”, 2014, <http://piceramic.com/piezo-technology/properties-piezo-actuators/displacement-modes.html> [Consulta: sábado, 18 de octubre del 2014].

[32] Piezo-kinetics “Thin Disc Piezo”, 2010, [http://www.piezo-kinetics.com/forms%20and%20methods/21\\_thin\\_disc.html](http://www.piezo-kinetics.com/forms%20and%20methods/21_thin_disc.html), [Consulta: sábado, 18 de octubre del 2014].

[33] TDK “Operation mechanism of piezoelectric unimorph”, 2014, [http://product.tdk.com/en/techjournal/tfl/sensor\\_actuator/TSTSP/2.html](http://product.tdk.com/en/techjournal/tfl/sensor_actuator/TSTSP/2.html), [Consulta: sábado, 18 de octubre del 2014].

[34] Texas Instruments “Getting started for haptic driver. Piezo - bream and disk”, 2014, <http://www.ti.com/lscds/ti/amplifiers-linear/haptic-driver-getting-started.page>, [Consulta: Domingo, 19 de octubre del 2014].

[35] Xiaoping Li, Wan Y. Shih, Ilhan A. Aksay, Wei-Heng Shih, “Electromechanical Behavior of PZT-Brass Unimorphs”, 1999.

[36] C. D. Motchenbacher, J. A. Connelly, “Low-Noise Electronic System Design”, 1993

[37] Felipe Diaz del Castillo “Vibraciones Mecanicas”, 2011

[38] Federico Miyara, Luis Lahoz, “Introduccion al analisis frecuencial y al ruido electrico”, 2000.

[39] Jose Pablo Arrieta, “Desarrollo de un microscopio de efecto tunel”, 2010.

[40] Reitherman, Robert, “Earthquakes and Engineers: An International History”, 2012.

[41] Nebojsa Jaksic, “Design of low cost scanning tunneling microscope”, 2006.

[42] M Ahmadi, Ahad Ahmadzade, “Design and construction of a cost effective computer controlled scanning tunneling microscope and probe production technique ”, 2014.

[43] Alfredo Ramos Penagos, “Instrumentación electrónica de una máquina universal súper ‘L’”, 2008

- [44] Micrux Technologies “R & G, Biosensor”, 2014, <http://www.micruxfluidic.com/technology.html>, [Consulta, Sábado 25 de Octubre del 2014].
- [45] Sergio Franco, “Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos, Convertidor voltaje a corriente”, 2005
- [46] Sergio Franco, “Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos, Convertidor corriente a voltaje”, 2005
- [47] Katsuhiko Ogata, “Modern control engineering”, 2002
- [48] Benjamín C. Kuo, “Sistemas de control automático”, 1997
- [49] Junta de Andalucía, “Sistemas automáticos de control”, 2014, [http://www.juntadeandalucia.es/averroes/~23005153/d\\_tecnologia/bajables/2%20bachillerato/SISTEMAS%20AUTOMATICOS%20DE%20CONTROL.pdf](http://www.juntadeandalucia.es/averroes/~23005153/d_tecnologia/bajables/2%20bachillerato/SISTEMAS%20AUTOMATICOS%20DE%20CONTROL.pdf), [Consulta: Sábado 25 de octubre del 2014].
- [51] Laboratorio Remoto de Automática, “7. El Controlador PID Básico”, Universidad de León, España, 2008.
- [50] Virginia Mazzone “Controladores PID” Control Automático 1, Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, Argentina, marzo 2002.
- [52] Samira Grayeb y José Alberto, “Microcontroladores” Arquitectura de Computadoras, Ingeniería de Sistemas Computacionales, 2008.
- [53] Arquitectura Von Neumann y arquitectura Harvard, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República, Uruguay, Material teórico Arquitectura Computacional, “PDF: arq-teorico05”, 2005

[54] “Diseño y Fabricación de Sistemas Electrónicos”, Lipsoft electronics S.L, Jaén, España, 2007.

[55] Juan Ignacio Huircan. “Conversores Análogo-Digital y Digital-Análogo: Conceptos Básicos”,2010.

[56] BK Angel, “Convertidores Digital-Analógico y Analógico-Digital”, 2008.

[57] Juan Ramon Terven Salinas, “Microcontroladores PIC32 UART”, parte 10- Comunicación Serial, 2006.

[58]” Comunicación Serial”, 2014, <http://galaxi0.wordpress.com/el-puerto-serial/>  
[Consulta: Domingo 26 de octubre del 2014]

[59] Ling Zang, “Lecture 6 Scanning Tunneling Microscopy (STM)”, 2013.

[60] “Operating Instructions easyScan 2 STM” Version 1.6, BY NANOSURF AG, SWITZERLAND.

[61] Zotov Andrey, Saranin Alexander, “Surface Science: An introduction”, 2010.