Fuente de corriente para estudios de bioimpedancia basada en técnicas de control realimentado de tiempo discreto

María Camila Chavez Tobar
Fabián Camilo Jaramillo Ortiz

Director: Ph.D. Carlos Felipe Rengifo Rodas

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control
Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Popayán, 2016

Fuente de corriente para estudios de bioimpedancia basada en técnicas de control realimentado de tiempo discreto

María Camila Chavez Tobar
Fabián Camilo Jaramillo Ortiz

Trabajo de grado presentado a la Facultad de Ingeniería
Electrónica y Telecomunicaciones de la
Universidad del Cauca para la obtención del Título de:
Ingeniero Electrónico y de Telecomunicaciones

Director: Ph.D. Carlos Felipe Rengifo Rodas

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control
Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Popayán, 2016

Agradecimientos

Gracias Dios por siempre guiar nuestros caminos, por acompañarnos en todo momento, por concedernos la vida.

Gracias a todas lo integrantes de cada uno de nuestras familias, por brindarnos todo su tiempo, esfuerzo, ayuda, amor y cariño incondicional. Ellos son los pilares de nuestras vidas, nos dan la fuerza y el ánimo para alcanzar cada uno de nuestros sueños.

Gracias Doctor Carlos Felipe Rengifo por toda la ayuda y paciencia que siempre nos ha tenido. Admiramos mucho que siempre busca la excelencia en todo lo que elabora y por supuesto el amor que le tiene a la academia.

Gracias a todas las personas que nos han brindado su más sincera amistad, apoyo y cariño.

Índice general

Lista de figuras **V**

Lista de tablas **X**

Estado del arte **XII**

1. Diseño de fuentes de corrientes para estudios de bioimpedancia **1**

1.1. Diseño de controlador para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple 4

1.1.1. Diseño de controlador de dos grados de libertad para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple 6

1.1.2. Diseño de controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple 11

1.1.3. Comparación entre el controlador por asignación de polos y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple 15

1.2. Diseño de controlador para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble 19

1.2.1. Diseño de controlador de dos grados de libertad para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble 22

1.2.2. Diseño de controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble 26

1.2.3. Comparación entre el controlador por asignación de polos y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble 28

1.3. Sección conclusiva 31

2. Circuito analógico de adecuación de señal y medición de corriente 33

2.1. Circuito analógico de adecuación de señal 34

2.2. Sensor de corriente 40

2.2.1. Sensor de corriente analógico con amplificador operacional 41

2.2.2. Sensor de corriente analógico con integrado LMP8601 45

2.3. Circuito de adecuacion de señal con sensor de corriente 52

2.3.1. Circuito de adecuacion de señal conjunto al sensor de corriente basado en amplificador operacional 54

2.3.2. Circuito de adecuacion de señal conjunto al sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 56

2.4. Sección conclusiva 57

3. Resultados 58

3.1. Resultados obtenidos con el controlador de repuesta de estado transitorio y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple 59

3.2. Resultados obtenidos con el controlador de repuesta de estado transitorio y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble 71

3.3. Sección conclusiva 81

4. Conclusiones y Trabajos Futuros 83

4.1. Conclusiones 83

4.2. Trabajos Futuros 84

Índice de figuras

1.1. Sistema de adquisición y procesamiento de datos. 1

1.2. Modelo de impedancia de Cole con dispersión simple. 2

1.3. Modelo de impedancia de Cole con dispersión doble. 3

1.4. Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion simple general. 5

1.5. Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion simple. 6

1.6. Controlador de dos grados de libertad. 7

1.7. Plano con polos del controlador para el modelo de Cole con dispersión simple. 10

1.8. Diagrama general de polos y ceros para el modelo de Cole con dispersión simple. 12

1.9. Posición del cero del controlador en el eje real negativo. 13

1.10. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz. 17

1.11. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz. 18

1.12. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz. 19

1.13. Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion doble. 21

1.14. Plano con polos del controlodor para el modelo de Cole con dispersión doble. 24

1.15. Diagrama general de polos y ceros para el modelo de Cole con dispersión doble. 26

1.16. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz. 29

1.17. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz. 30

1.18. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz. 31

2.1. Esquema General Tarjeta Arduino. 33

2.2. Amplificador diferencial restador. 34

2.3. Voltaje del DAC vs voltaje de salida del circuito analógico de adecuación. . 36

2.4. Circuito analógico de adecuación de señal. 38

2.5. Simulación del circuito analógico de adecuación de señal. 39

2.6. Señal de entrada al circuito analógico de adecuación de señal. 39

2.7. Señal de salida del circuito analógico de adecución de señal. 40

2.8. Conversor de corriente a voltaje. 41

2.9. Sensor de corriente analógico con amplificador operacional. 43

2.10. Simulación del sensor de corriente analógico con amplificador operacional. . 44

2.11. Señal de entrada al sensor de corriente con amplificador operacional. 44

2.12. Señal de salida del sensor de corriente con amplificador operacional leida por puertos del Arduino. 45

2.13. Diagrama de pines del integrado LMP8601. 46

2.14. Esquema del funcionamiento interno del integrado LMP8601. 46

2.15. Reducción de ganancia del integrado LMP8601. 47

2.16. Incremento de ganancia del integrado LMP8601. 47

2.17. Esquema general con integrado LMP8601. 49

2.18. Señal de entrada al sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 con rango entre -2 a 2 voltios. 50

2.19. Señal de salida del sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 con rango entre 1.25 a 2.05 voltios. 51

2.20. Simulación del circuito analógico de adecuación de señal con rango de salida entre 0 a 3.2 voltios. 53

2.21. Señal de salida del circuito analógico de adecuación de señal con rango entre -2 a 2 voltios. 53

2.22. Circuito analógico de adecuación de señal con fuente de corriente basado en amplificador operacional. 54

2.23. Simulación del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional. 55

2.24. Señales de simulación del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional. 55

2.25. Señal de salida del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional. 56

2.26. Circuito analógico de adecuación de señal con fuente de corriente basado en integrado LMP8601. 56

2.27. Señal de salida del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en el integrado LMP8601. 57

3.1. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador RST con impedancia de Cole simple. 61

3.2. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador LGR con impedancia de Cole simple. 62

3.3. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz. 63

3.4. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz. 64

3.5. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz. 65

3.6. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador RST con impedancia de Cole simple. 67

3.7. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador LGR con impedancia de Cole simple. 68

3.8. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST para diferentes cargas resistocapacitivas. 69

3.9. Respuesta de lazo cerrado del controlador LGR para diferentes cargas resistocapacitivas. 70

3.10. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador RST con impedancia de Cole doble. 73

3.11. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador LGR con impedancia de Cole doble. 73

3.12. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz. 74

3.13. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz. 75

3.14. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz. 76

3.15. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador RST con impedancia de Cole doble. 78

3.16. Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador LGR con impedancia de Cole doble. 79

3.17. Respuesta de lazo cerrado del controlador RST para diferentes cargas resistocapacitivas. 80

3.18. Respuesta de lazo cerrado del controlador LGR para diferentes cargas resistocapacitivas. 81

Índice de tablas

1. Resultados de fuente de corriente de Howland con diferentes A.O. XIII

2. Resumen estado del arte. XVI

1.1. Porcentaje de error obtenido para cada uno de los dos controladores implementados en función de la frecuencia. 16

1.2. Porcentaje de error obtenido para cada uno de los dos controladores implementados en función de la frecuencia. 28

3.1. Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión simple en función de la frecuencia. 60

3.2. Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión simple en función de la frecuencia. 60

3.3. Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión simple en función de amplitud y frecuencia. 66

3.4. Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión simple en función de amplitud y frecuencia. 66

3.5. Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión doble en función de la frecuencia. 71

3.6. Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión doble en función de la frecuencia. 72

3.7. Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión doble en función de amplitud y frecuencia. 77

3.8. Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión doble en función de amplitud y frecuencia. 77

Estado del Arte

A lo largo de la historia la humanidad se ha interesado en desarrollar soluciones tecnológicas que contribuyan al diagnóstico de las múltiples patologías que pueden afectar al ser humano. Un claro ejemplo son los estudios de bioimpedancia, los cuales ayudan a obtener un dictamen médico a través de la medición de la conductividad de un tejido biológico. Así por ejemplo, Frinke y Morse [1] han encontrado una mayor permeabilidad en el tejido tumoral a una frecuencia de 20Khz en comparación con los tejidos sanos o no malignos.

La bioimpedancia consiste en aplicar una corriente eléctrica y obtener una medida de la conductividad que presenta el tejido a estudiar. Cabe resaltar que cada tejido biológico responde de manera diferente al método debido a su estructura y propiedades eléctricas. La bioimpedancia requiere de múltiples ensayos, en cada uno de los cuales se inyecta una corriente sinusoidal de amplitud y frecuencia constante. Lo anterior conlleva a la necesidad de utilizar una fuente de corriente estable en amplitud para un amplio rango de frecuencias y con una alta impedancia de salida. En este sentido se han propuesto los circuitos analógicos con amplificadores operacionales propuestos por Howland [2] y Tietze [3].

Es importante para las fuentes de corriente, mantener constante la amplitud independientemente de la carga de la cual se disponga. Para ello la impedancia de salida debe ser lo más alta posible. Dicha impedancia puede ser fácilmente calculada si se conocen las corrientes máxima y mínima deseadas, al igual que las impedancias de carga máxima y mínima [4].

Al existir diferentes tipos de fuentes de corriente controlada, se ha visto la necesidad de identificar cuál de estas arroja mejores resultados en cuanto a precisión y robustez. En [5] se realiza una comparación entre la fuente de corriente controlada de Howland con seguidor de tensión y la fuente controlada de Tiezte, la cual mostró un porcentaje de error menor del 0.57 % a bajas frecuencias comparado al 0.98 % que entregaba la fuente

Amplificador	**Bw**	Z_o **Maxima**
OPA 843	500Mhz	103.41 $M\Omega$
THS 4031	275Mhz	23.41 $M\Omega$
THS 4221	230Mhz	5.19 $M\Omega$
AD 8061	300Mhz	1.76 $M\Omega$

Tabla 1: Resultados de fuente de corriente de Howland con diferentes A.O.

de Howland. Este mismo comportamiento se observó para la mayor carga de experimentación (10.2K Ω) que obtuvo un porcentaje de error del 2.33 % en la fuente de Tietze y del 3.99 % en la fuente de Howland. En [6] se muestra como la fuente controlada de Howland es la mejor solución, está en configuración dual con retroalimentación negativa y también trabajando en conjunto con un amplificador operacional (AD8021), obtiene para una frecuencia de 1Mhz y una impedancia de carga de 10K Ω, un porcentaje de error menor a los mencionados en el estudio anterior, dicho porcentaje está entre 0.02 % y 0.2 %.

Son múltiples las configuraciones que se han estudiado y llevado a cabo con la fuente de corriente controlada de Howland. Al implementarla con amplificadores operacionales se obtienen diferentes resultados en la impedancia de salida y ancho de banda. En [7] se trabajó dicha fuente de corriente con dos tipos de amplificadores operacionales (THS4021 y OPA843) y al finalizar el estudio se determinó que el THS4021 funcionó mejor que el OPA843, ya que alcanza una impedancia de salida de 20 MΩ a 1 kHz y por encima de 320 kΩ a 1 MHz, proporcionando una corriente de salida estable de hasta 4 mA. En [8] se trabajó con cuatro amplificadores operacionales, los resultados se muestran en la Tabla 1.

Vale la pena señalar como resultado importante que en [8] el OPA843 logra una impedancia de salida de aproximadamente 103.441 MΩ a una frecuencia de 100 Khz, en comparación con la configuración mencionada en [7], en la cual se obtuvo 1 kΩ a la misma frecuencia.

En [9] realiza la comparación de una fuente de corriente a partir de amplificadores operacionales dobles (AD844) y la modificada de Howland, al finalizar se concluyó que la configuración con los amplificadores operacionales dobles arroja una impedancia de salida mayor en todas las frecuencias utilizadas (10Khz - 1Mhz), en esta última se obtuvo una Z_o de 1.6MΩ y en la tipo Howland de 1MΩ. Cabe resaltar que dicha Z_o es inversamente proporcional a la frecuencia.

En [10] se propone un inversor de circuito general y un convertidor de impedancia negativa para eliminar el efecto de las capacitancias no deseadas, ésta en conjunto con dos fuentes de corriente de Howland trabajando en paralelo y amplificadores operacionales LM318, crean una corriente constante de 16mA con una carga variable de 0 a un valor cercano a los 2k Ω.

En [11] se trabaja con amplificadores para una corriente alterna precisa, para ello se utilizó una fuente de corriente Howland simulada mediante un modelo SPICE, esta fuente estuvo estable con una impedancia de salida de 3.3M Ω hasta una frecuencia 200 Khz proporcionando 80 dB de precisión.

Las referencias mencionadas anteriormente desempeñan sus estudios con frecuencias de hasta 1Mhz, pero las frecuencias necesarias para la realización de una mamografía deben ser por encima de dicho valor. En el diseño de la fuente de corriente controlada tipo Howland propuesta en [12] se utiliza el amplificador operacional THS4303 y se conecta en paralelo con un Inversor de Circuito General (GIC), además se adaptaron valores de carga desde 5k Ω hasta 50k Ω en paralelo con capacitancias de salida de 10pF, 30pF, 50pF y 100pF. De acuerdo con los resultados experimentales la fuente de excitación propuesta cumple con el objetivo, y por tanto es útil para la construcción de una Mamografía por Impedancia Eléctrica (EIM).

En [13] y [14] se diseña una fuente de corriente basada en un circuito integrado de aplicación especifica (ASIC), sin embargo, estos circuitos en general tienen incovenientes como la utilización de ondas cuadradas que sufren de distorsión armónica impar, lo cual altera significativamente el valor medido [15]. En [16] y [17] se hace alusión a fuentes de corrientes continuas (DC), las cuales no son utilizadas en la bioimpedancia, al igual que la utilización de un convertidor resonante en paralelo implementado como fuente en [18]. Por último las referencias [19] y [20] proponen inyectar voltajes y medir corrientes, lo cual no se recomienda en seres humanos por razones de seguridad.

En definitiva, en estudios de bioimpedancia es esencial asegurar una fuente de corriente alterna con alta impedancia de salida, gran ancho de banda, frecuencias entre 1Khz y 1Mhz y una alta relación señal a ruido.

En el proceso de revisión bibliográfica no se encontraron propuestas sobre la aplicación de técnicas de control realimentado de tiempo discreto al diseño de fuentes de corriente.

La totalidad de las referencias encontradas hace alusión a fuentes de corrientes basadas en circuitos analógicos como el de Tietze y las modificaciones derivadas del de Howland.

En la Tabla 2 se presenta una clasificación de las referencias bibliográficas consultadas según el tipo de corriente (alterna o continua), el principio de funcionamiento y el campo de aplicación.

Referencia	**DC / AC**	**Principio**	**Aplicación**	**Observaciones**
A battery-based constant current source (Bb-CCS) for biomedical applications [21]	AC	Howland	Bioimpedancia	Genera una señal sinusoidal con frecuencia variable con ayuda del circuito integrado MAX038.
A Current Source for Electrical Impedance Tomography [4]	AC	Howland	Tomografía por Impedancia Eléctrica	La impedancia de salida debe ser lo mas grande posibe para que la corriente generada sea conducida casi en su totalidad al sistema.
A high accuracy voltage controlled current source for handheld bioimpedance measurement [3]	AC	Howland, Tietze	Bioimpedancia	Comparacion entre la fuente controlada de howland y la fuente de tietze.
A new enhanced Howland voltage controlled current source circuit for EIT applications [10]	AC	Howland	Tomografía por Impedancia Eléctrica	Se implementaun convertidor de impedancia negativa para eleminar capacitancias no deseadas.
Basic study of a new diagnostic modality by non-invasive measurement of the electrical impedance tomography (EIT) on localized tissues [1]	AC	No aplica	Bioimpedancia	Este artículo no está relacionado con diseño de fuentes de corriente para aplicaciones biomédicas, mayor permeabilidad en tejido tumoral a comparación de un tejido sano.
Biocompatible, High Precision, Wideband, Improved Howland Current Source With Lead-Lag Compensation [11]	AC	Howland	Bioimpedancia	Tiene en cuenta la dinámica del amplificador operacional.

Bio-impedance Excitation System: A Comparison of Voltage Source and Current Source Designs [12]	AC	Howland + Electrónica analógica	Bioimpedancia	Compara la utilización de fuentes de voltaje con fuentes de corriente en estudios de bioimpedancia
Characteristics of the Howland current source for bioelectric impedance measurements systems [2]	AC	Howland	Bioimpedancia	Proporciona información del alto rendimiento del circuito de Howland como fuente de corriente controlada.
Comparative study of voltage controlled current sources for biompedance measurements [5]	AC	Howland, Tietze	Bioimpedancia	Comparacion entre la fuente controlada de howland y la fuente de tietze.
High accurate and wide-band current excitation for bioimpedance health monitoring systems [6]	AC	Howland	Bioimpedancia	Utiliza una fuente de corriente con retroalimentación negativa.
Simulation of a current source with a cole-cole load for multi-frequency electrical impedance tomography [7]	AC	Howland	Tomografía por Impedancia Eléctrica	Compara la utilizacion de la fuente con diferentes Amplificadores Operacionales (A.O).
Study of Voltage Control Current Source in Electrical Impedance Tomography System [9]	AC	Howland, Amplificadores operacionales	Tomografía por Impedancia Eléctrica	Compara fuente a partir de amplificadores operaciones dobles y tipo howland.
Study on Wide-band Voltage Controlled Current Source for Electrical Impedance Tomography [8]	AC	Howland + Amplficadores Operacionales	Tomografía por Impedancia Eléctrica	Compara el rendimiento de la fuente con diferentes amplicadores operacionales.

Tabla 2: Resumen estado del arte.

Objetivos

Para dar un diagnostico a un tejido biológico determinado, la bioimpedancia es el método seguro, económico, preciso y sobre todo no invasivo, en el cual se utilizan fuentes de corriente, que actualmente están conformadas por circuitos electrónicos analógicos basados en amplificadores operacionales y esquemas de realimentación constituidos por redes eléctricas resistocapacitivas, no obstante, la utilización de sistemas de control de tiempo discreto efectuados con sistemas electrónicos basados en microprocesadores, posibilita la implementación de complejos mecanismos de realimentación, por lo tanto, por medio de este trabajo se espera abordar el diseño de fuentes de corrientes desde la perspectiva del control realimentado de tiempo discreto, surge entonces el interrogante: ¿Cómo diseñar una fuente de corriente para estudios de bioimpedancia utilizando técnicas de control realimentado en tiempo discreto?

Objetivo General

Proponer una fuente de corriente para estudios de bioimpedancia basada en técnicas de control realimentado de tiempo discreto.

Objetivo Específicos

- Formular el problema de diseño de fuentes de corriente para estudios de bioimpedancia, como uno de seguimiento en amplitud de señales de referencia sinusoidales.
- Desarrollar un prototipo de fuente de corriente para estudios de bioimpedancia utilizando realimentación basada en algoritmos de control de tiempo discreto.
- Evaluar el comportamiento de la fuente propuesta para consignas de corriente de diferente amplitud y frecuencia, así como para cargas resistivo-capacitivas de distinto valor.

Estructura de la Monografía

Además del estado del arte, este trabajo se compone de cuatro capítulos:

En el capítulo 1 se hace la descripción resistocapacitiva del tejido biológico, además se realiza el diseño de controladores de tiempo discreto para así mismo ser comparados a través del porcentaje de error a diferentes frecuencias en fase de simulación.

En el capítulo 2 se realiza el diseño del circuito analógico de adecuación de señal y medición de corriente para que la corriente que fluya a través de la carga sea sinusoidal simétrica de componente positivo y negativo, igualmente, se realiza la fase de simulación a través del software de automatización de diseño electrónico Proteus y la implementación para finalmente comparar los diseños propuestos.

En el capítulo 3 se describen los resultados obtenidos a partir de los controladores planteados a nivel de implementación, conjunto a la carga y elementos de sensado y adecuación de señal, además, se realiza la comparación de dichos controladores a diferentes frecuencias y amplitudes, igualmente, se realiza la variación de carga para cada uno de los modelos de impedancia propuestos, para verificar la corriente constante sin importar dicha variación.

Por último, en el capítulo 4 se identifican las ventajas y desventajas de la implementación de un sistema de control de tiempo discreto, para obtener un resultado que concluya la pregunta de investigación realizada en este trabajo. Además de especificar trabajos que se pueden desarrollar a futuro.

Se utilizó una metodología clásica de diseño en ingeniería compuesta por las siguientes etapas: diseño, simulación, implementación y validación..

Capítulo 1

Diseño de fuentes de corrientes para estudios de bioimpedancia

La Figura 1.1 muestra el esquema general propuesto para la implementación de fuentes de corriente basadas en técnicas de control realimentado de tiempo discreto. El principio de funcionamiento consiste en controlar la señal de referencia, que representa la corriente deseada, con la señal de corriente medida en la carga, y a partir de la diferencia entre ellas varia el voltaje de salida. De esta manera, la corriente constituye la variable controlada y el voltaje la variable manipulada del lazo de control de corriente.

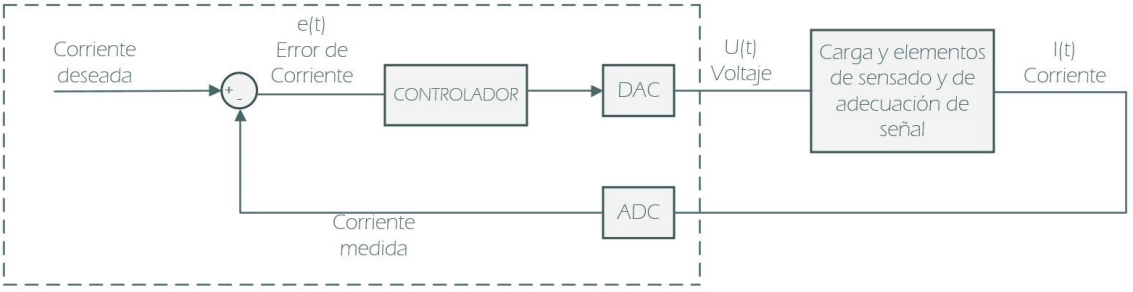

Figura 1.1: Sistema de adquisición y procesamiento de datos. [Elaboración propia]

La señal de salida del controlador es de tiempo discreto, por esto se debe convertir en una señal de tiempo continuo, utilizando un conversor de analógico a digital (DAC), dicha señal de salida corresponde al voltaje a aplicar a la carga y a los elementos de sensado y adecuación de señal, los cuales, a excepción de la carga, son descritos en el Capítulo 2.

La salida del bloque de carga y elementos de sensado y adecuación de señal, corresponde a la corriente que fluye a través de la carga medida en una resistencia *shunt*, en pocas palabras esta corriente es la que se compara con la corriente deseada (corriente de referencia), para ello esta es convertida en una señal digital mediante un ADC, antes de dicha comparación.

La carga se representa a través de un modelo de impedancia Cole (Figuras 1.2 y 1.3), el cual representa de manera simple, apropiada y específica a los diferentes tejidos biológicos, ilustrando el comportamiento de la impedancia como una función de la frecuencia y dando como resultado una alta similitud entre los datos esperados y medidos, es por esto que dicho modelo es ampliamente utilizado e implementado [22].

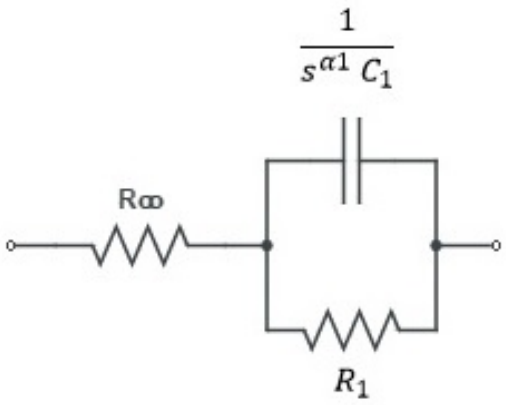

Figura 1.2: Modelo de impedancia de Cole con dispersión simple. [Elaboración propia] [Tomado de: [22]]

El modelo de impedancia de Cole con dispersión simple, consta de una resistencia de alta frecuencia R_∞, una resistencia R_1 y un elemento de fase constante representado por un capacitor, La impedancia de este modelo se representa a través de la ecuación (1.1):

$$Z(s) = R_\infty + \frac{R_1}{1 + s^{\alpha_1}\, R_1\, C_1} \tag{1.1}$$

Donde

$$s^{\alpha_1} = (j\omega)^{\alpha_1} = \omega^{\alpha_1}\left[\cos\left(\frac{\alpha_1 \pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\alpha_1 \pi}{2}\right)\right] \tag{1.2}$$

Es importante mencionar que el valor de impedancia descrito en la ecuación (1.1) cambiará en función de los valores de resistencia (R_∞, R_1) y de la capacitancia (C_1), debido a las diferentes estructuras celulares presentes en cada uno de los tejidos biológicos [22].

El exponente α está relacionado con la anchura espectral de las dispersiones en estudios de bioimpedancia eléctrica, siendo el único parámetro capaz de detectar ciertas condiciones específicas como lo es la alteración de un fármaco en un tejido biológico [23]. Cabe resaltar que el parámetro α varía entre 0 y 1, pero el presente trabajo de grado no busca especificar las condiciones de dicho parámetro, puesto que se trabajarán con montajes circuitales donde el valor del parámetro α es igual a 1.

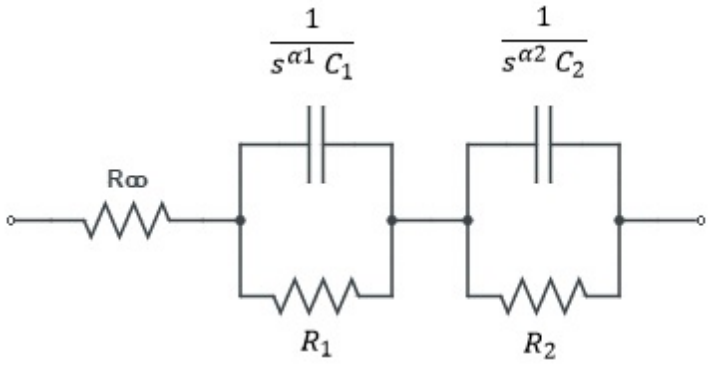

Figura 1.3: Modelo de impedancia de Cole con dispersión doble. [Elaboración propia] [Tomado de: [22]]

El modelo de impedancia de Cole con dispersión doble, se compone de una configuración en paralelo de una resistencia y un CPE en serie con el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple, la impedancia total esta descrita por:

$$Z(s) = R_\infty + \frac{R_1}{1 + s^{\alpha_1} R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + s^{\alpha_2} R_2 C_2} \tag{1.3}$$

Las condiciones del modelo de impedancia de Cole con dispersión doble son equivalentes a las del modelo de impedancia con dispersión simple, en pocas palabras la impedancia variará dependiendo de las resistencias y capacitancias y los parámetros α_1 y α_2 serán iguales a 1.

Vale la pena destacar que el modelo de impedancia con dispersión doble representa con precisión el comportamiento de un tejido biológico a través de un rango de frecuencias

más grande con respecto al modelo de impedancia con dispersión simple [22].

Se debe tener presente que de acuerdo al diagrama de bloques de la Figura 1.1, del presente capítulo, la entrada al circuito electrónico es voltaje y la salida es corriente. En consecuencia el modelo de la planta o proceso a controlar es la admitancia del circuito.

A continuación, se realizará dos diseños de controladores para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple y dos para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble.

1.1. Diseño de controlador para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple

La ecuación (1.1) se puede reescribir como un solo factor de la siguiente manera:

$$Z(s) = \frac{R_\infty R_1 C_1 s + R_\infty + R_1}{R_1 C_1 s + 1} \tag{1.4}$$

De esta manera la admitancia se describe en la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_\infty R_1 C_1 s + R_\infty + R_1} \tag{1.5}$$

A partir de la ecuación (1.5) se encontran los polos y ceros del sistema, donde las raíces del denominador son los denominados polos de la función de transferencia y las raíces del numerador los ceros de esta misma, estos valores son importantes para determinar el comportamiento dinámico del sistema.

Cero:

$$s = -\frac{1}{R_1\, C_1} \tag{1.6}$$

Polo:

$$s = \frac{R_\infty + R_1}{R_\infty}\left[-\frac{1}{R_1\, C_1}\right] \tag{1.7}$$

En las anteriores ecuaciones (1.6) y (1.7) se observa que el polo, es el mismo cero multiplicado por una constante K mayor que uno y correspondiente a $((R_\infty + R_1)/R_\infty)$. Lo anterior garantiza que para un modelo de Cole de primer orden el polo siempre estará a la izquierda del cero, como se observa en la Figura 1.4, y el sistema se comportará como una red en adelanto de fase.

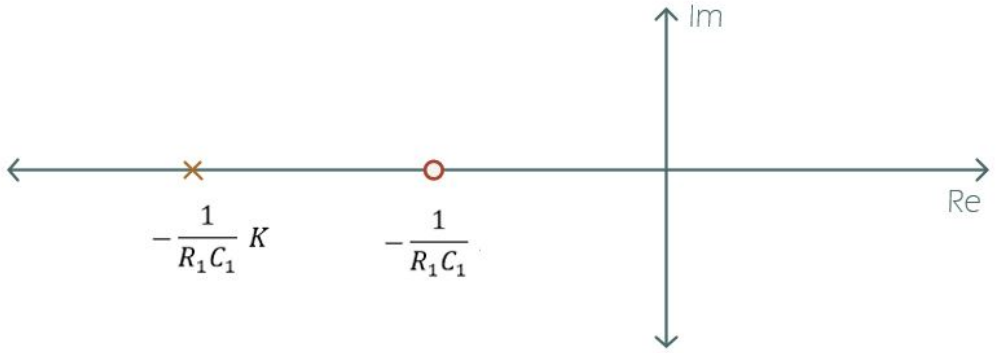

Figura 1.4: Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion simple general. [Elaboración propia]

Con el fin de corroborar el comportamiento del sistema, se puede definir R_∞= 1000Ω, R_1= 1000Ω y C_1= 100μF, dando lugar a la ecuación (1.8):

$$G(s) = \frac{0.1s + 1}{100s + 2000} \tag{1.8}$$

Con ayuda del entorno de desarrollo Matlab, se grafican los polos y ceros a través de la función de transferencia (ecuación (1.8)), como se ilustra en la Figura 1.5:

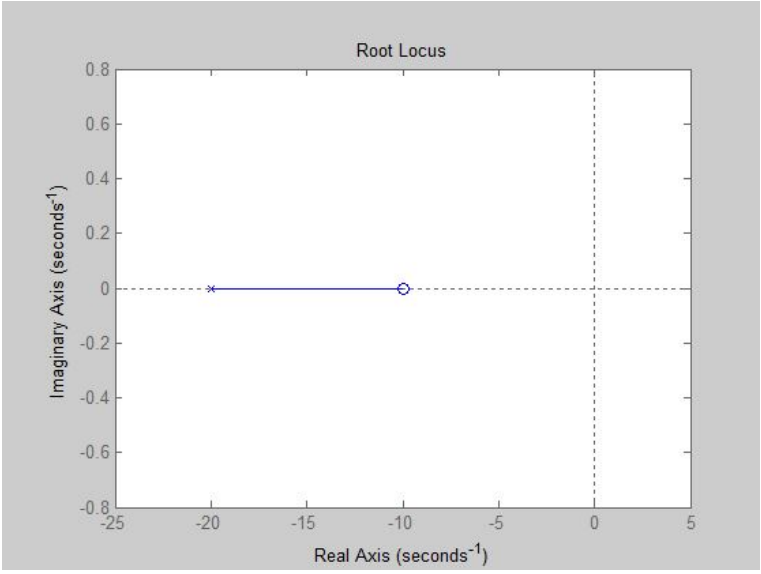

Figura 1.5: Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion simple.

1.1.1. Diseño de controlador de dos grados de libertad para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple

Para el diseño del controlador se debe tener en cuenta que el modelo de la planta, por ende la admitancia del sistema descrita en la ecuación (1.5) es de la forma:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \tag{1.9}$$

Donde:

$$\begin{aligned} B(s) &: \text{Polinomio de primer orden} \\ A(s) &: \text{Polinomio de primer orden} \end{aligned}$$

Esta ecuación (1.5) se puede reescribir matemáticamente de la siguiente manera (ecuación (1.10)), esto con el fin de tener en el denominador un polinomio mónico, para facilitar el cálculo de los coeficientes.

$$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{s + a_0} \tag{1.10}$$

Donde:

$$
\begin{aligned}
b_1 &= \frac{1}{R_\infty} \\
b_0 &= \frac{1}{R_\infty\, R_1\, C_1} \\
a_0 &= \frac{R_\infty + R_1}{R_\infty\, R_1\, C_1}
\end{aligned}
$$

El controlador diseñado es de 2 grados de libertad y no actúa sobre el error, dicho controlador se observa en la Figura 1.6:

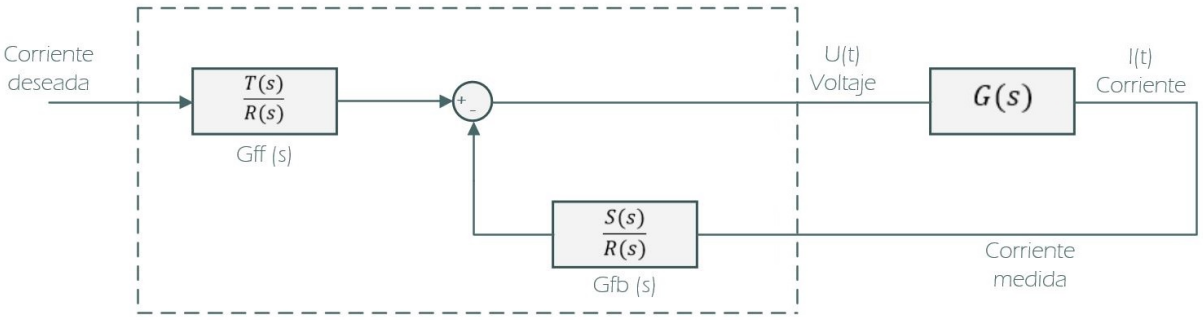

Figura 1.6: Controlador de dos grados de libertad. [Elaboración propia]

La corriente deseada o señal de setpoint pasa por la función de transferencia denominada G_{ff}(s), la cual es modificada por un restador clásico a partir de la señal de salida que pasa por la función de transferencia G_{fb}(s). En pocas palabras la señal de salida será la resta de la señal de *setpoint* afectada por la función de transferencia G_{fb}(s) por ende no se realiza ninguna comparación que controle el error de corriente entre las señales.

Para calcular el polinomio R(s) se utiliza una técnica donde el orden del controlador es el orden de la planta menos 1, en este caso el orden de la planta es de primer orden por lo tanto el orden del controlador es 0, lo cual significa que es una constante (r_0), además se desea imponer dos polos al controlador para obtener un error de estacionario cero ante señales de excitación de frecuencia w_0, por ende se obtiene la expresión:

$$R(s) = r_0(s^2 + w_0^2) \tag{1.11}$$

Los polinomios T(s) y S(s) deben ser del mismo orden del polinomio R(s), por esta razón se establecen las siguientes ecuaciones:

$$T(s) = T_2\, s^2 + T_1\, s + T_0 \tag{1.12}$$

$$S(s) = S_2\, s^2 + S_1\, s + S_0 \tag{1.13}$$

Una vez establecidos los polinomios del controlador, se realiza el modelo de lazo cerrado a través de álgebra de bloques:

$$G_{cl}(s) = G_{ff}(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)\, G_{fb}(s)} \tag{1.14}$$

Donde:

$$\begin{array}{rcl} G_{ff}(s) & = & \frac{T(s)}{R(s)} \\ G_{fb}(s) & = & \frac{S(s)}{R(s)} \end{array}$$

Reemplazando las expresiones anteriores en (1.14):

$$G_{cl}(s) = \frac{T(s)}{R(s)} \frac{\frac{B(s)}{A(s)}}{1 + \frac{B(s)}{A(s)}\, \frac{S(s)}{R(s)}} \tag{1.15}$$

Finalmente, realizando la matemática correspondiente se obtiene la función de lazo cerrado:

$$G_{cl}(s) = \frac{B(s)\, T(s)}{A(s)\, R(s) + B(s)\, S(s)} \tag{1.16}$$

El polinomio característico de lazo cerrado está dado por la expresión (1.17), la cual determina los polos del sistema:

$$P_{cl}(s) = A(s)\, R(s) + B(s)\, S(s) \tag{1.17}$$

Donde:

$$
\begin{aligned}
A(s) &= s + \tfrac{R_\infty + R_1}{R_\infty\, R_1\, C_1} \\
R(s) &= r_0\,(s^2 + w_0^2) \\
B(s) &= \tfrac{1}{R_\infty}\, s + \tfrac{1}{R_\infty\, R_1\, C_1} \\
S(s) &= S_2\, s^2 + S_1 s + S_0
\end{aligned}
$$

Utilizando el entorno Matlab y en específico el *toolbox* de cálculo simbólico, se reorganiza la expresión de P_{cl} en el siguiente polinomio de tercer grado en función de s.

$$
\begin{aligned}
A(s)\,R(s) + B(s)\,S(s) = {} & (r_0 + b_1\, S_2)\, s^3 \\
& + (a_0\, r_0 + b_0\, S_2 + b_1\, S_1)\, s^2 \\
& + (r_0\, w_0^2 + b_0\, s_1 + b_1\, s_0)\, s \\
& + a_0\, r_0\, w_0^2 + b_0\, s_0
\end{aligned}
$$

Se desea que el polinomio deseado de lazo cerrado denotado como $P_{cl}(s)$, ante cualquier retardo computacional no desestabilice el lazo de control, por ende también se halla el límite para la ganancia de alta frecuencia de la siguiente manera:

$$
\lim_{s\to\infty} G(s)\, G_c(s) \tag{1.18}
$$

Donde:

$$
\begin{aligned}
G(s) &: \tfrac{b_1 s + b_0}{s + a_0} \\
G_c(s) &: \tfrac{S_2\, s^2 + S_1\, s + S_0}{r_0(s^2 + w_0^2)}
\end{aligned}
$$

Para encontrar el límite cuando s tiende a infinito de un cociente de polinomios se puede dividir por el factor de mayor orden, por lo tanto $G(s)$ se divide por s^1 y $G_c(s)$ por s^2 como se muestra en la ecuación (1.19):

$$
\lim_{s\to\infty} \left(\frac{b_1 + \cancelto{0}{\frac{b_0}{s}}}{1 + \cancelto{0}{\frac{a_0}{s}}} \frac{S_2 + \cancelto{0}{\frac{S_1}{s}} + \cancelto{0}{\frac{S_0}{s^2}}}{r_0(1 + \cancelto{0}{\frac{w_0^2}{s^2}})} \right) = b_1\, \frac{S_2}{r_0} \tag{1.19}
$$

Bien se sabe que el término b_1 es un coeficiente de la ecuación de transferencia de la planta y el término S_2/r_0 depende de los polos de lazo cerrado que se seleccionen, de tal

manera que este último término es el que variará para que dicha expresión sea menor que uno, y en consecuencia garantizar un sistema robusto y estable, lo anterior se hace con el fin de garantizar un margen de ganancia positivo aún con la presencia de retardos computacionales modelados como e^{-Ls} (L es el retardo).

Para asegurar lo mencionado anteriormente, se debe encontrar el valor de la frecuencia natural amortiguada del polo de lazo cerrado que conlleve al valor más bajo de la ganancia de alta frecuencia dada por la ecuación (1.19). El sistema debe tener 3 polos, por ende se colocan dos polos complejos conjugados y un tercer polo no dominante sobre el eje real negativo, como se observa en la Figura 1.7:

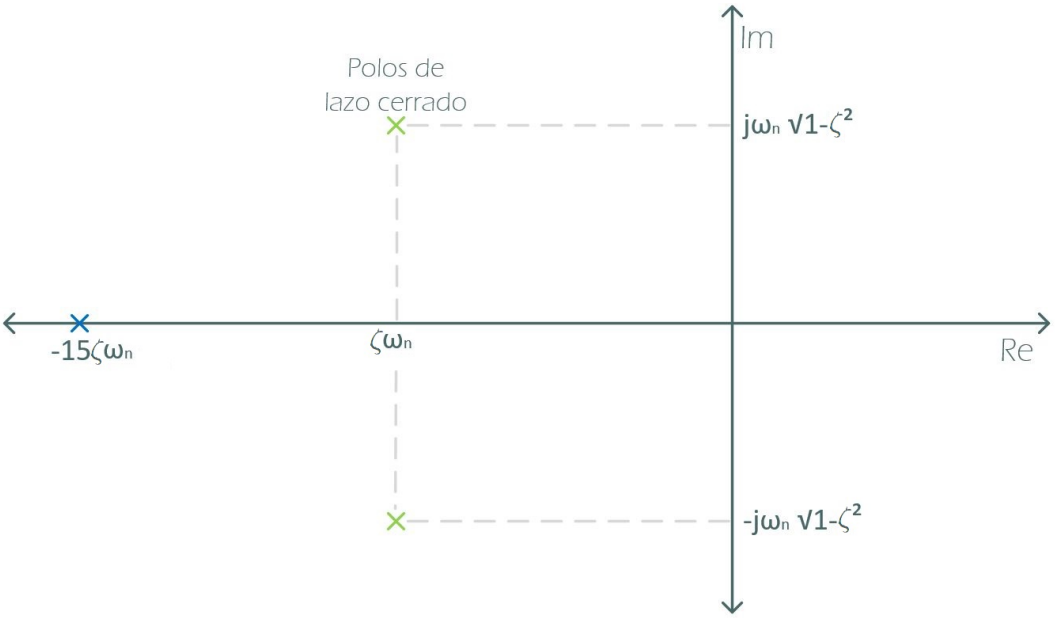

Figura 1.7: Plano con polos del controlodar para el modelo de Cole con dispersión simple. [Elaboración propia]

Dando lugar a la expresión del polinomio deseado de lazo cerrado:

$$P_{cld}(s) = (s^2 + 2\,\zeta\,\omega_n s + \omega_n^2)\,(s + 15\,\zeta\,\omega_n) \tag{1.20}$$

Donde:

ω_n : Frecuencia escogida con el valor más bajo de ganancia (Frecuencia natural).

ζ : Coeficiente de amortiguamiento requerido para tener un porcentaje del 0.5 (0.707)

Al expandir el polinomio deseado de lazo cerrado (ecuación (1.20)) se obtiene:

$$P_{cld}(s) = s^3 + 17\,\zeta\,\omega_n s^2 + (1 + 30\,\zeta)\,\omega_n^2 s + 15\,\zeta\,\omega_n^3 \tag{1.21}$$

Al comparar los términos del polinomio P_{cl} con los del polinomio P_{cld}, se da lugar a la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} 1 & b_1 & 0 & 0 \\ a_0 & b_0 & b_1 & 0 \\ {w_0}^2 & 0 & b_0 & b_1 \\ a_0\,w_0^2 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ s_2 \\ s_1 \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 17\,\zeta\,\omega_n s^2 \\ (1 + 30\,\zeta)\,\omega_n^2 \\ 15\,\zeta\,\omega_n^3 \end{bmatrix} \tag{1.22}$$

La ecuación (1.22) es un sistema de 4 ecuaciones con 4 incognitas, donde fácilmente se encontran las variables (r_0, s_0, s_1, s_2).

El polinomio T(s) de la ecuación (1.12) se hace igual al polinomio S(s) (ecuación (1.13)), por consiguiente si se realiza esta igualación se descarta el controlador de dos grados de libertad y se implementa el controlador clásico propuesto en la Figura 1.1.

Un controlador por asignación de polos es una de las opciones para el diseño de un controlador de tiempo discreto, como segunda opción se planteará un controlador por lugar geométrico de las raíces para posteriormente realizar comparaciones entre estos.

1.1.2. Diseño de controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple

Bien se sabe que el polo de la planta para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple se encuentra a la derecha del cero de esta misma (como lo muestra la Figura 1.4), los dos polos obligatorios del controlador ($j\omega_0$, $-j\omega_0$) están sobre el eje imaginario para garantizar error de estado estacionario cero ante señales de frecuencia ω_0, estos están en términos de ω_0 para que cambien su valor conforme a la señal de entrada (*setpoint*).

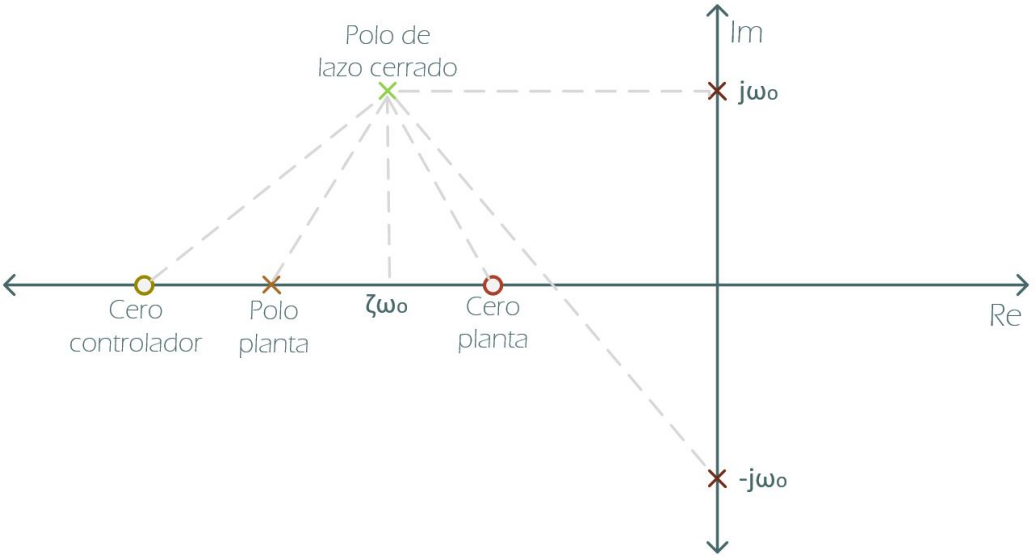

Figura 1.8: Diagrama general de polos y ceros para el modelo de Cole con dispersión simple. [Elaboración propia]

Por consiguiente el controlador es de la forma:

$$G_c(s) = \frac{k(s+z)}{s^2 + w_0^2} \tag{1.23}$$

El denominador del controlador confirma los dos polos en el eje imaginario, uno con componente positivo y el otro con componente negativo, en el numerador del controlador se establece la existencia de un cero, el cual estará en el eje real cuya posición en el plano es desconocida. Se fija la posición del polo de lazo cerrado deseado con parte real en $-\zeta\,\omega_0$ y parte imaginaria $j\,\omega_0$. El valor de ζ es de 0.707, con el fin de evitar el sobreimpulso excesivo en la fuente de corriente.

Para que el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR) pase por un punto del plano s la suma de las contribuciones angulares de los ceros menos la suma de las contribuciones angulares de los polos debe ser de $-180°$ como se describe en las ecuaciones (1.24) y (1.25):

$$\Sigma\,\phi_c - \Sigma\,\phi_p = -180° \tag{1.24}$$

$$(\phi_{cc} + \phi_{cp}) - (\phi_{pp} + \phi_{p_{j\omega_0}} + \phi_{p_{-j\omega_0}}) = -180^\circ \tag{1.25}$$

Donde:

ϕ_{cc}	=	Contribución angular del cero del controlador.
ϕ_{cp}	=	Contribución angular del cero de la planta.
ϕ_{pp}	=	Contribución angular del polo de la planta.
$\phi_{p_{j\omega_0}}$	=	Contribución angular del polo obligatorio del controlador con componente imaginario positivo.
$\phi_{p_{-j\omega_0}}$	=	Contribución angular del polo obligatorio del controlador con componente imaginario negativo.

Como se puede hallar la contribución angular de los polos del controlador ($\phi_{j\omega_0}$, $\phi_{-j\omega_0}$), el polo y el cero de la planta (ϕ_{pp}, ϕ_{cp}) , se despeja la contribución angular del cero del controlador (ϕ_{cc}) como se indica en la ecuación (1.26).

$$\phi_{cc} = -180^\circ - \phi_{cp} + (\phi_{pp} + \phi_{p_{j\omega_0}} + \phi_{p_{-j\omega_0}}) \tag{1.26}$$

Una vez conocida la contribución angular de cero del controlador, se halla su posición exacta en el eje real negativo, de la siguiente manera (Figura 1.9):

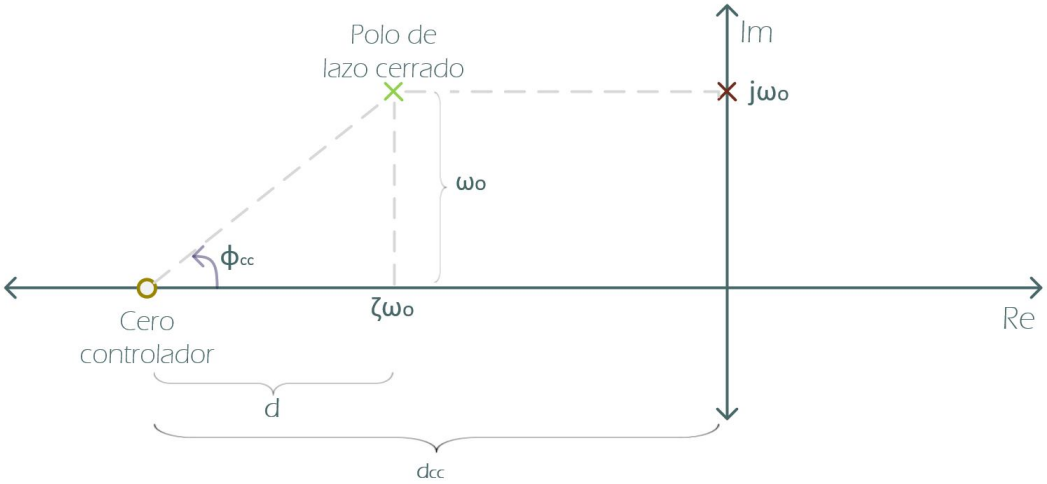

Figura 1.9: Posición del cero del controlador en el eje real negativo. [Elaboración propia]

La tangente de la contribución angular del cero del controlador está dada por:

$$\tan \phi_{cc} = \frac{\omega_0}{d} \tag{1.27}$$

Como el cateto adyacente d es desconocido se puede reescribir como:

$$d = d_{cc} - \zeta\, \omega_0 \tag{1.28}$$

Al reemplazar (1.28) en (1.27) se obtiene:

$$\tan \phi_{cc} = \frac{\omega_0}{d_{cc} - \zeta\, \omega_0} \tag{1.29}$$

Despejando d_{cc} de la ecuación (1.29), se obtiene la posición exacta del cero del controlador descrita en la ecuación (1.30):

$$d_{cc} = \frac{\omega_0 + \zeta\, \omega_0\, \tan \phi_{cc}}{\tan \phi_{cc}} \tag{1.30}$$

Una vez determinada la posición y contribución angular del cero del controlador, se halla la ganancia k del mismo (indicado en la ecuación (1.23)), esto a través de la condición de magnitud, donde la magnitud del producto entre las funciones de transferencia de la planta $G(s)$ y del controlador $G_c(s)$ para el sistema deseado con dichos polos debe ser igual a 1, como se indica en las siguientes ecuaciones:

$$|G_c(s)\, G(s)|_{s=pd} = 1 \tag{1.31}$$

Donde:

$$pd \quad = \quad \text{Polo de lazo cerrado deseado.}$$

$$\left| k\ \frac{s+z}{s^2 + w_0^2}\ \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_\infty R_1 C_1 s + R_\infty + R_1} \right|_{s=\zeta\, \omega_0 + j\omega_0} = 1 \tag{1.32}$$

En términos generales, la ganancia sería:

$$k = \frac{1}{|G_c(s)\,G(s)|} \tag{1.33}$$

Cabe resaltar que los valores de contribución angular de cada uno de los polos y ceros del sistema, además de la constante k se dejan en términos generales para ser hallados en el entorno MATLAB debido a la variación de la señal de entrada (*setpoint*) y en consecuencia del valor de ω_0.

1.1.3. Comparación entre el controlador por asignación de polos y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple

Al efectuar las pruebas pertinentes para los dos tipos de controladores, el controlador por asignación de polos o RST de primer orden y el controlador por lugar geométrico, se obtuvieron los porcentaje de error para el listado de frecuencias presentado en la Tabla 1.1. Dicho error se calculó utilizando la siguiente expresión:

$$e = \frac{||r_{ss} - y_{ss}||}{||r_{ss}||} \times 100 \tag{1.34}$$

Siendo r_{ss} y y_{ss} las señales de referencia y de salida en estado estacionario respectivamente. La doble barra representa la norma euclidiana del vector conformado por las muestras de una señal.

Es importante mencionar que dichos resultados se obtuvieron a partir de simulaciones realizadas a través del entorno Matlab, por medio de la generación de una señal sinusoidal de referencia con componente positivo y negativo para ser aplicada directamente a la carga.

Se realizó dicha comparación para determinar cuál de estos dos controladores tiene mejor capacidad de seguimiento las señales de referencia tipo sinusoidal.

Analizando la Tabla 1.1, se puede concluir que el controlador con mayor precisión es el controlador por Lugar Geométrico de la Raíces, debido a que el promedio de error de esté con respecto al controlador por RST es 2.902 % menor, aunque es importante

Tabla 1.1: Porcentaje de error obtenido para cada uno de los dos controladores implementados en función de la frecuencia.

Fo [Hz]	**RST** [%]	**LGR** [%]
10	6.49	4.62
20	5.81	4.96
30	5.11	5.04
40	4.90	5.06
50	5.85	5.09
60	9.68	5.23
70	9.21	5.25
80	8.56	5.19
90	11.82	5.45
100	10.53	5.28
PROMEDIO:	7.796	4.894

resaltar que el porcentaje de error es bajo para todas las frecuencias probadas para los dos controladores propuestos.

En las Figuras 1.10, 1.11 y 1.12 se observa la respuesta de los controladores ante señales de referencia de 10, 50 y 100 Hz respectivamente.

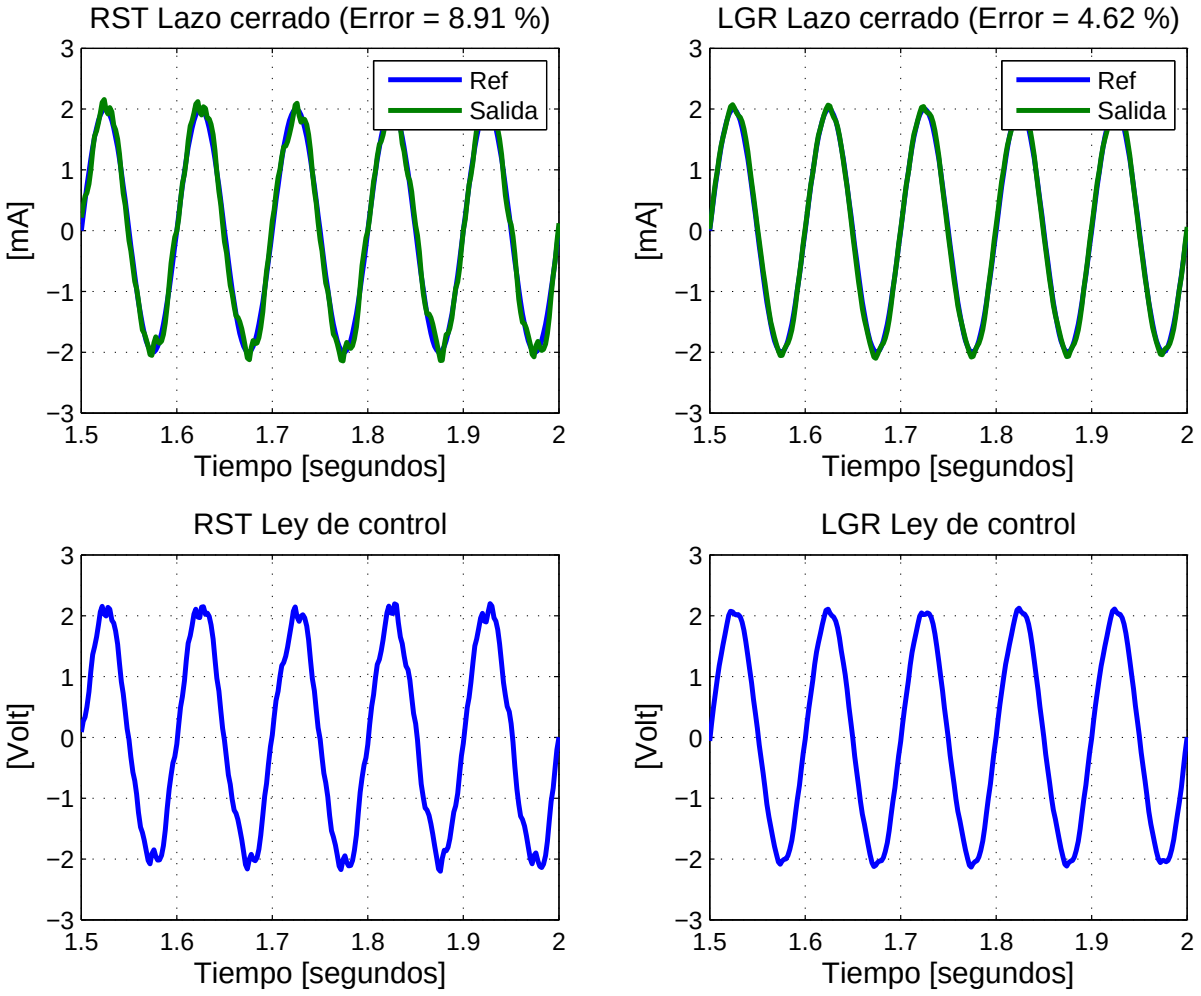

Figura 1.10: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz.

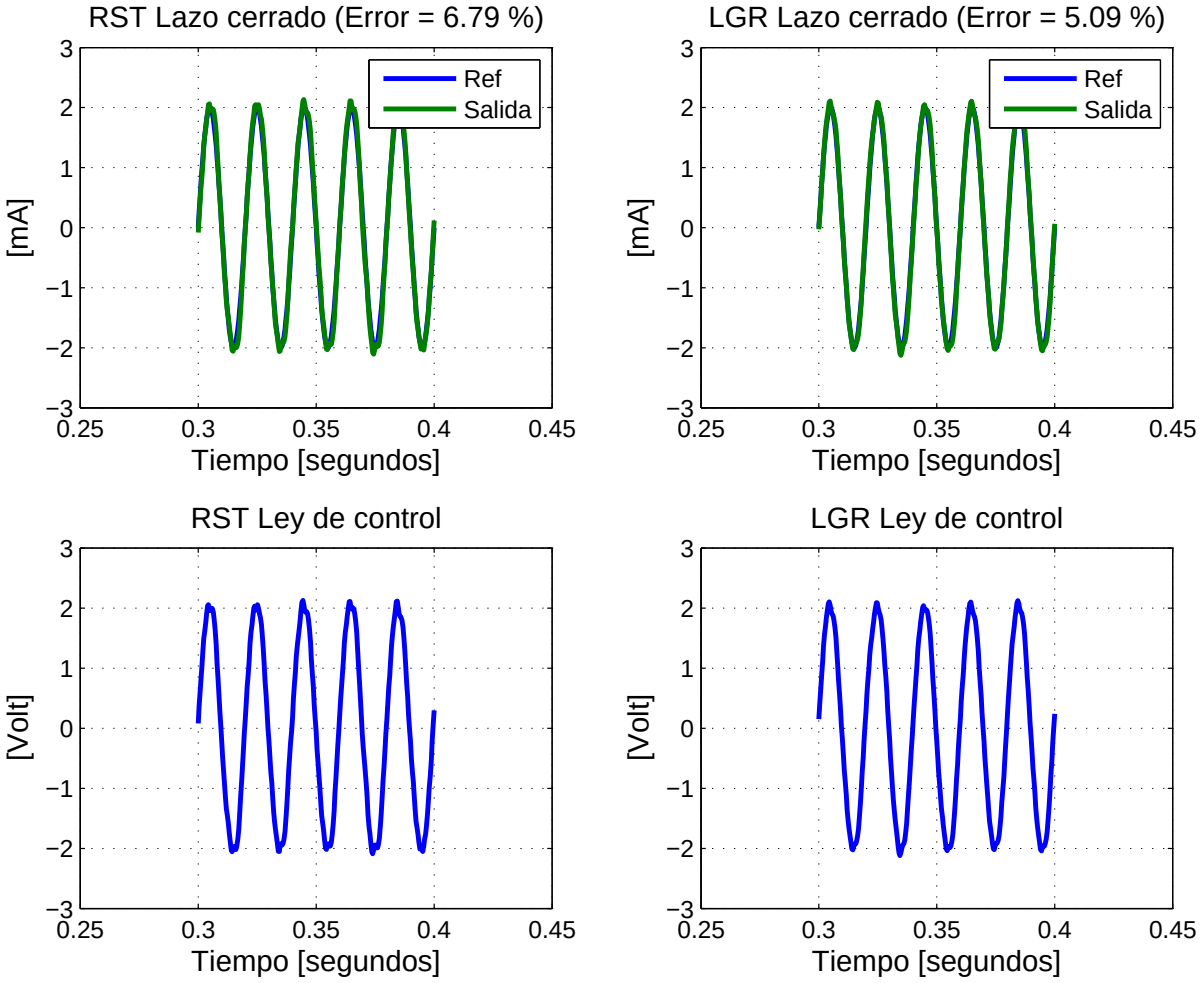

Figura 1.11: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz.

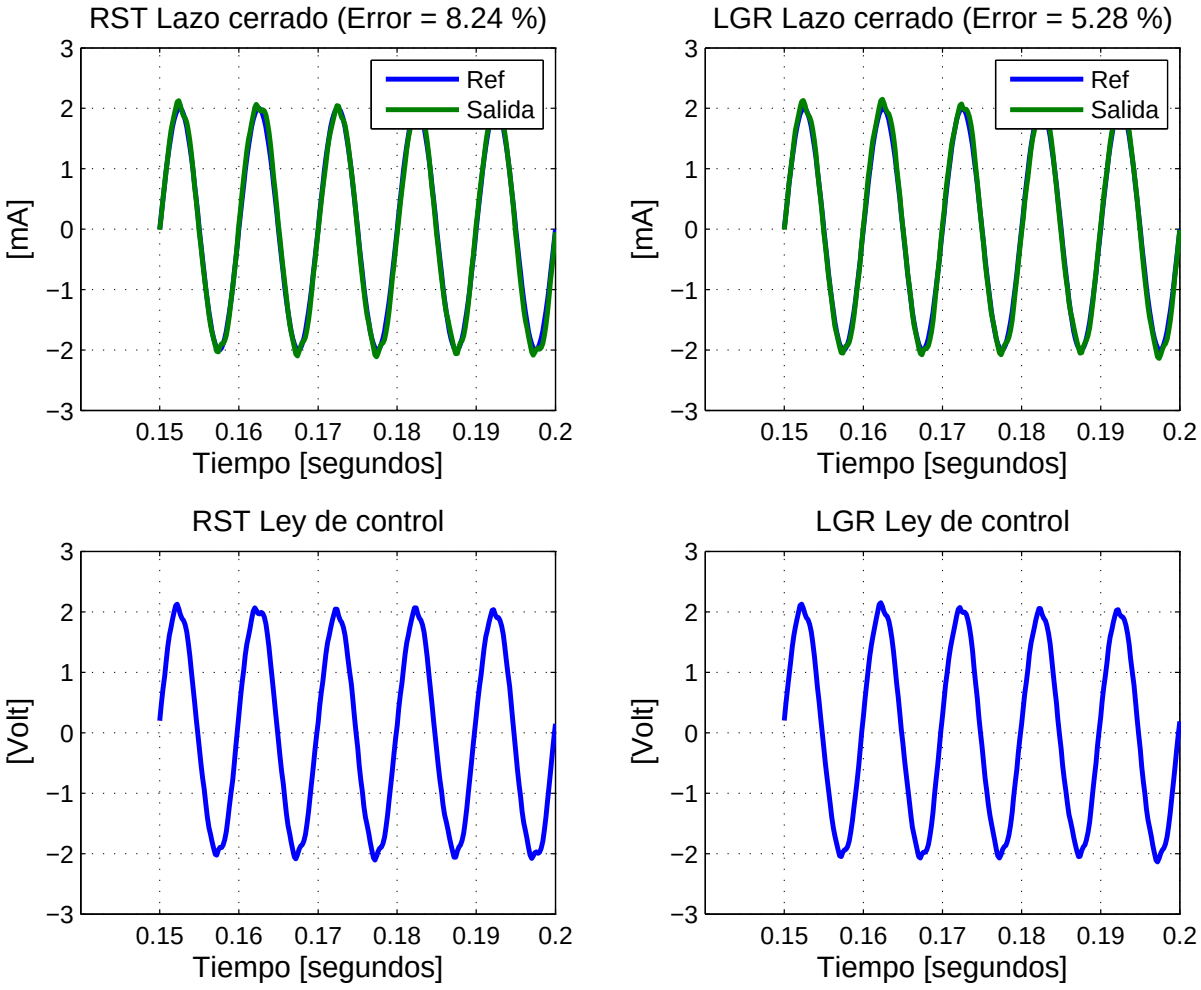

Figura 1.12: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz.

1.2. Diseño de controlador para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble

La impedancia del circuito para el modelo de impedancia de Cole con disperción doble, descrita en la ecuación (1.3) debe ser reescrita en un solo factor como en el modelo de Cole con dispersión simple, para hallar la admitancia del sistema y posteriormente los polos y ceros.

$$Z(s) = \frac{s^2\,(R_\infty\,R_1\,C_1\,R_2\,C_2) + s\,(R_\infty\,R_2\,C_2 + R_\infty\,R_1\,C_1 + R_1\,R_2\,C_1 + R_1\,R_2\,C_2) + R_\infty + 2}{s^2\,(R_1\,C_1\,R_2\,C_2) + s\,(R_1\,C_1 + R_2\,C_2) + 1} \tag{1.35}$$

Una vez obtenida la ecuación de la impedancia del sistema se obtiene la admitancia descrita en la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{s^2\,(R_1\,C_1\,R_2\,C_2) + s\,(R_1\,C_1 + R_2\,C_2) + 1}{s^2\,(R_\infty\,R_1\,C_1\,R_2\,C_2) + s\,(R_\infty\,R_2\,C_2 + R_\infty\,R_1\,C_1 + R_1\,R_2\,C_1 + R_1\,R_2\,C_2) + R_\infty + 2} \tag{1.36}$$

A partir de la ecuación (1.36) se encontran los polos y ceros del sistema, por tanto se puede definir R_∞=1000Ω R_1=1000Ω y R_2=1200Ω, C_1=100μF y C_2=470μF dando lugar a la ecuación (1.37):

$$G(s) = \frac{0.0564s^2 + 0.664s + 1}{56.4s^2 + 1348s + 1002} \tag{1.37}$$

Para encontrar los ceros y polos del sistema se iguala el numerador y denominador a cero (ecuación (1.38) y 1.39):

$$0.0564s^2 + 0.664s + 1 = 0 \tag{1.38}$$

$$56.4s^2 + 1348s + 1002 = 0 \tag{1.39}$$

Con la ayuda de la ecuación general cuadrática (1.40) se obtiene los valores de las raíces.

$$s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4\,a\,c}}{2\,a} \tag{1.40}$$

Ceros

$$s = \frac{-0.664 \pm \sqrt{0.664^2 - 4\,(0.0564)\,(1)}}{2\,(0.0564)} \tag{1.41}$$

$$s_1 = -10 \tag{1.42}$$

$$s_2 = -1.773 \tag{1.43}$$

Polos

$$s = \frac{-1348 \pm \sqrt{1348^2 - 4\,(56.4)\,(1002)}}{2\,(56.4)} \tag{1.44}$$

$$s_1 = -23.1327 \tag{1.45}$$

$$s_2 = -0.768 \tag{1.46}$$

Este análisis teórico se puede comprobar a través del entorno de desarrollo Matlab, como se observa en la Figura 1.13.

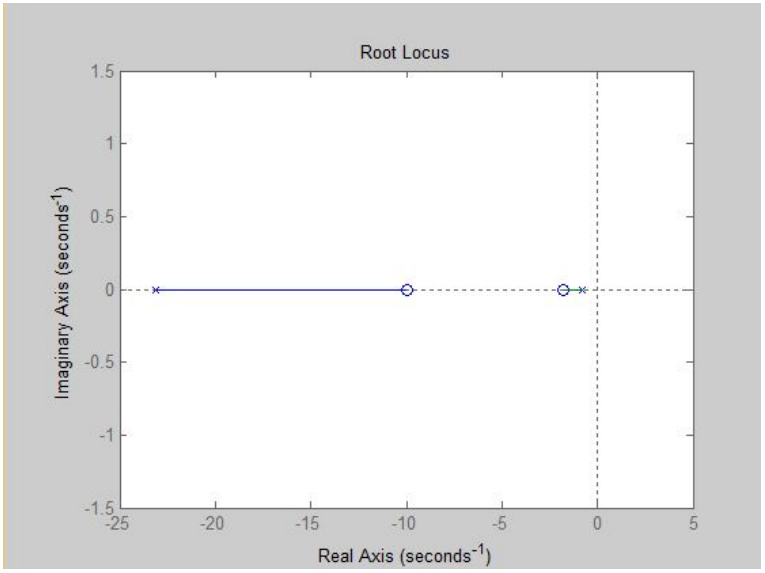

Figura 1.13: Diagrama de polos y ceros con carga de Cole con dispersion doble.

1.2.1. Diseño de controlador de dos grados de libertad para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble

El modelo de planta para la admitancia del modelo de Cole con dispersión doble descrita en la ecuación (1.36), se puede reescribir como se muestra en la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \tag{1.47}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
b_2 &= \frac{C_1\, C_2\, R_1\, R_2}{C_1\, C_2\, R_1\, R_2\, R_\infty} \\
b_1 &= \frac{C_1\, R_1 + C_2\, R_2}{C_1\, C_2\, R_1\, R_2\, R_\infty} \\
b_0 &= \frac{1}{C_1\, C_2\, R_1\, R_2\, R_\infty} \\
a_1 &= \frac{C_1\, R_1\, R_2 + C_2\, R_1\, R_2 + C_1\, R_1\, R_\infty + C_2\, R_2\, R_\infty}{C_1\, C_2\, R_1\, R_2\, R_\infty} \\
a_0 &= \frac{R_1 + R_2 + R_\infty}{C_1\, C_2\, R_1\, R_2 R_\infty}
\end{aligned}$$

El diseño del controlador para esta planta es el mismo utilizado para el modelo de Cole con dispersión simple (ilustrado en la Figura 1.6), es un controlador de dos grados de libertad donde el orden del polinomio $R(s)$ es igual al orden de la planta menos 1, en este caso el orden de la planta es 2 por lo tanto el orden del controlador es 1, lo cual significa un polinomio de la forma $s + r_0$. Como se mencionó anteriormente se desea imponer dos polos al controlador para obtener un error de estado estacionario cero ante señales sinusoidales de frecuencia ω_0, por ende la expresión $R(s)$ es de la siguiente manera:

$$R(s) = (s + r_0)(s^2 + \omega_0^2) \tag{1.48}$$

Los polinomios T(s) y S(s) deben ser del mismo orden del polinomio R(s), por esta razón se establecen las siguientes ecuaciones:

$$T(s) = T_3\, s^3 + T_2\, s^2 + T_1\, s + T_0 \tag{1.49}$$

$$S(s) = S_3\, s^3 + S_2\, s^2 + S_1\, s + S_0 \tag{1.50}$$

La expresión del modelo de lazo cerrado es la misma descrita en el modelo de Cole con dispersión simple, puesto que solo es algebra de bloques, pero el polinomio de lazo cerrado esta dado por la expresión (1.51), la cual determina los polos del sistema:

$$P_{cl}(s) = A(s)\,R(s) + B(s)\,S(s) \tag{1.51}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
A(s) &= (C_1\,C_2\,R_1\,R_2\,R_\infty)s^2 + (C_1R_1R_2 + C_2R_1R_2 + C_1R_1R_\infty + C_2R_2R_\infty)s + R_1 + R_2 + R_\infty \\
R(s) &= (s + r_0)\,(s^2 + \omega_0^2) \\
B(s) &= (C_1\,C_2\,R_1\,R_2)s^2 + (C_1\,R_1 + C_2\,R_2)s + 1 \\
S(s) &= S_3\,s^3 + S_2\,s^2 + S_1\,s + S_0
\end{aligned}$$

Se organiza la expresión $P_{cl}(s)$ en función de s obteniendo un polinomio de quinto grado:

$$\begin{aligned}
P_{cl}(s) = {} & (r_1 + b_2\,S_3)s^5 \\
& + (r_0 + a_1\,r_1 + b_1\,S_3 + b_2\,S_2)s^4 \\
& + (r_1\,\omega_0^2 + a_0\,r_1 + a_1\,r_0 + b_0\,S_3 + b_1\,S_2 + b_2\,S_1)s^3 \\
& + (a_0\,r_0 + b_0\,S_2 + b_1\,S_1 + b_2\,S_0 + r_0\,\omega_0^2 + a_1\,r_1\omega_0^2)s^2 \\
& + (b_0\,S_1 + b_1\,S_0 + a_0\,r_1\,\omega_0^2 + a_1\,r_0\,\omega_0^2)s^1 \\
& + a_0\,r_0\,\omega_0^2 + b_0\,s_0
\end{aligned}$$

Se desea que el sistema de lazo cerrado sea estable, ante cualquier retardo computacional, por ende también se halla el límite para ganancia de alta frecuencia de la siguiente manera:

$$\lim_{s\to\infty} G(s)\,G_c(s) \tag{1.52}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
G(s) &: \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \\
G_c(s) &: \frac{S_3\,s^3 + S_2\,s^2 + S_1\,s + S_0}{(r_1\,s + r_0)(s^2 + w_0^2)}
\end{aligned}$$

Para encontrar el límite cuando s tiende a infinito de un cociente de polinomios se puede dividir por el factor de mayor orden, por lo tanto $G(s)$ se divide por s^2 y $G_c(s)$ por s^3 como se muestra en la ecuación (1.53):

$$\lim_{s\to\infty}\left(\frac{b_2+\cancelto{0}{\frac{b_1}{s}}+\cancelto{0}{\frac{b_0}{s^2}}}{1+\cancelto{0}{\frac{a_1}{s}}+\cancelto{0}{\frac{a_0}{s^2}}}\,\frac{S_3+\cancelto{0}{\frac{S_2}{s}}+\cancelto{0}{\frac{S_1}{s^2}}+\cancelto{0}{\frac{S_0}{s^3}}}{r_1+\cancelto{0}{\frac{r_0}{s}}+\cancelto{0}{\frac{r_1 w_0^2}{s^2}}+\cancelto{0}{\frac{r_0 w_0^2}{s^3}}}\right)=b_2\,\frac{S_3}{r_1} \tag{1.53}$$

Bien se sabe que el término b_2 es un coeficiente de la ecuación de transferencia de la planta y el término S_3/r_1 depende de los polos de lazo cerrado que se escojan, de tal manera que este último término es el que variará para que dicha expresión sea menor que uno, para garantizar un sistema robusto y estable.

Para asegurar lo mencionado anteriormente, se debe encontrar el valor de la frecuencia natural amortiguada del polo de lazo cerrado que conlleve al valor más bajo de la ganancia de alta frecuencia dada por la ecuación (1.53). El sistema debe tener 5 polos, por ende se colocan dos polos complejos conjugados y tres polos no dominantes sobre el eje real negativo, como se observa en la siguiente Figura 1.14:

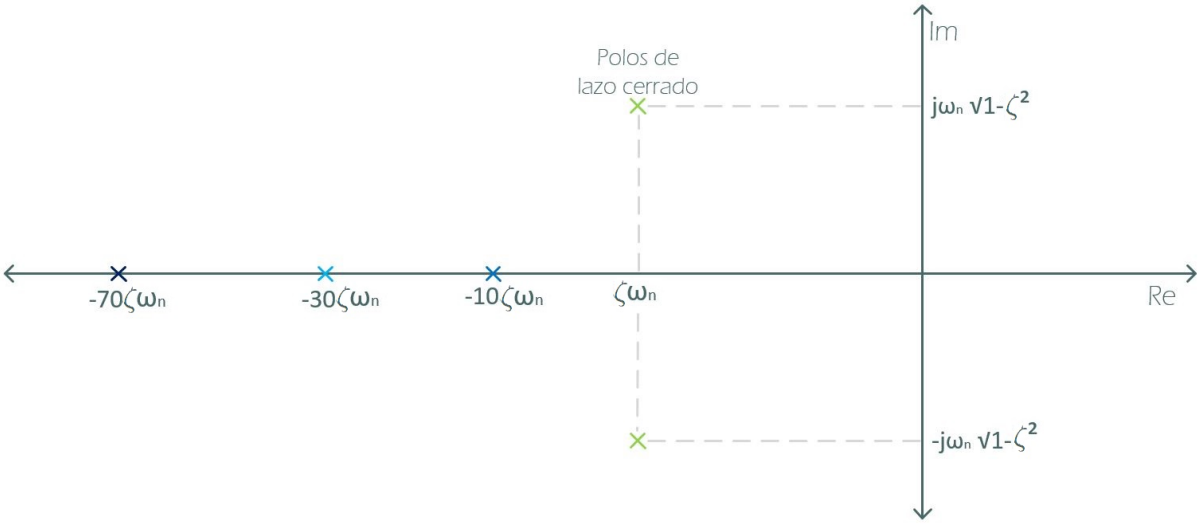

Figura 1.14: Plano con polos del controlodor para el modelo de Cole con dispersión doble. [Elaboración propia]

Dando lugar a la expresión del polinomio deseado de lazo cerrado:

$$P_{cld}(s) = (s^2 + 2\,\zeta\,\omega_n s + \omega_n^2)\,(s + 15\,\zeta\,\omega_n)\,(s + 30\,\zeta\,\omega_n)\,(s + 70\,\zeta\,\omega_n) \tag{1.54}$$

Donde:

ω_n : Frecuencia escogida con el valor más bajo de ganancia (Frecuencia natural).
ζ : Coeficiente de amortiguamiento requerido para tener un porcentaje del 0.5 (0.707)

Al expandir el polinomio deseado de lazo cerrado (ecuación (1.54)) se obtiene:

$$\begin{aligned} P_{cld}(s) = {} & s^5 \\ & + 117\,\zeta\,\omega_n s^4 \\ & + (1 + 3830\,\zeta^2)\,\omega_n^2 s^3 \\ & + (115\,\zeta + 38700\,\zeta^3)\,\omega_n^3 s^2 \\ & + (3600\,\zeta^2 + 63000\,\zeta^4)\,\omega_n^4 s \\ & + 31500\,\zeta^3\,\omega_n^5 \end{aligned} \tag{1.55}$$

Al comparar los términos del polinomio P_{cl} con los del polinomio P_{cld}, se da lugar a la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & b_1 & b_2 & 0 & 0 \\ a_0\,\omega_0^2 & a_1 & b_0 & b_1 & b_2 & 0 \\ a_1\,\omega_0^2 & a_0\,\omega_0^2 & 0 & b_0 & b_1 & b_2 \\ a_0\,\omega_0^2 & a_1\,\omega_0^2 & 0 & 0 & b_0 & b_1 \\ 0 & a_0\,\omega_0^2 & 0 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_0 \\ s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 117\,\zeta\,\omega_n \\ (1 + 3830\,\zeta^2)\,\omega_n^2 \\ (115\,\zeta + 38700\,\zeta^3)\,\omega_n^3 \\ (3600\,\zeta^2 + 63000\,\zeta^4)\,\omega_n^4 \\ 31500\,\zeta^3\,\omega_n^5 \end{bmatrix} \tag{1.56}$$

Evidentemente, la ecuación (1.56) es un sistema de 6 ecuaciones con 6 incógnitas, donde fácilmente se encontran las variables (a_0, a_1, s_0, s_1, s_2, s_3).

El polinomio T(s) de la ecuación (1.49) se hace equivalente al polinomio S(s) (ecuación (1.50)), por consiguiente si se realiza esta igualación se descarta el controlador de dos grados de libertad y se regresa al controlador clásico propuesto en la Figura 1.1, correspondiente a un controlador de un grado de libertad.

1.2.2. Diseño de controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble

Para el desarrollo del controlador por LGR para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble, también se establece los dos polos obligatorios ($j\omega_0$, $-j\omega_0$) los cuales están sobre el eje imaginario para garantizar error de estado estacionario cero ante señales de frecuencia ω_0, estos están en términos de ω_0 para que cambien su valor conforme a la señal de entrada (*setpoint*).

Además, se establece un controlador simple de primer orden, también propuesto para el controlador por LGR para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple (propuesto en la ecuación (1.23)), puesto que para el diseño de un controlador por LGR puede no ser de mismo orden de la planta.

La Figura (1.15) ilustra los dos polos y los dos ceros de la función de transferencia para un modelo de Cole con dispersión doble (ecuación (1.36)), los dos polos obligatorios sobre el eje imaginario, el polo de lazo cerrado y el cero del controlador.

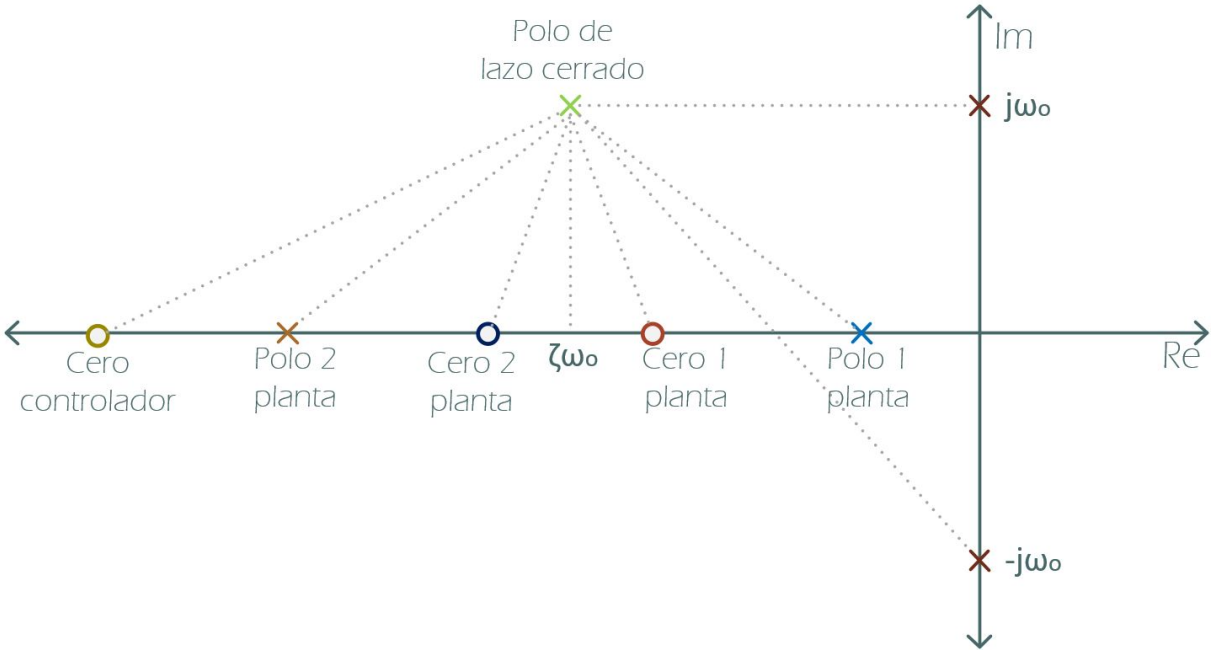

Figura 1.15: Diagrama general de polos y ceros para el modelo de Cole con dispersión doble. [Elaboración propia]

Se fija la posición del polo de lazo cerrado deseado con parte real en $-\zeta\,\omega_0$ y parte

imaginaria $j\,\omega_0$. El valor de ζ es de 0.707, con el fin de evitar el sobreimpulso excesivo en la fuente de corriente, en pocas palabras para que no exista una alta corriente en el tejido en un instante t.

Es importante de nuevo mencionar que para asegurar que el Lugar Geométrico de las Raíces (LGR) pase por un punto, la suma de las contribuciones angulares de los ceros menos la suma de las contribuciones angulares de los polos debe ser de $-180°$ como se escribió en la ecuación (1.24).

En consecuencia la contribución angular del cero del controlador está dada por:

$$\phi_{cc} = -(180° + \phi_{1cp} + \phi_{2cp}) + (\phi_{1pp} + \phi_{2pp} + \phi_{p_{j\omega_0}} + \phi_{p_{-j\omega_0}}) \tag{1.57}$$

Donde:

ϕ_{cdc}	=	Contribución angular del cero controlador.
ϕ_{1cp}	=	Contribución angular del primer cero de la planta.
ϕ_{2cp}	=	Contribución angular del segundo cero de la planta.
ϕ_{1pp}	=	Contribución angular del primer polo de la planta.
ϕ_{2pp}	=	Contribución angular del segundo polo de la planta.
$\phi_{p_{j\omega_0}}$	=	Contribución angular del polo obligatorio del controlador con componente imaginario positivo.
$\phi_{p_{-j\omega_0}}$	=	Contribución angular del polo obligatorio del controlador con componente imaginario negativo.

Una vez despejada la contribución angular del cero del controlador, se halla su posición exacta en el eje real negativo, de igual manera como se hizo con el controlador por LGR para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple descrito en la Figura 1.9 y ecuación (1.30).

Además, también se determina la ganancia k del controlador a través de la condición de magnitud (ecuación (1.31)).

Cabe resaltar que los valores de contribución angular de cada uno de los polos y ceros del sistema, además de la constante k se dejan en términos generales para ser hallados en el entorno MATLAB debido a la variación de la señal de entrada (*setpoint*) y en consecuencia del valor de ω_0.

1.2.3. Comparación entre el controlador por asignación de polos y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble

Al efectuar las pruebas pertinentes para los dos tipos de controladores para el modelo de Cole con dispersión doble, el controlador RST de primer orden y el controlador por lugar geométrico, se obtuvieron los porcentajes de error para el listado de frecuencias presentado en la Tabla 1.2. Dicho error se calculó utilizando la misma expresión propuesta en la ecuación (1.34).

Es importante mencionar que dichos resultados se obtuvieron a partir de simulaciones realizadas a través del entorno Matlab, por medio de la generación de una señal sinusoidal de referencia con componente positivo y negativo para ser aplicada directamente a la carga.

Tabla 1.2: Porcentaje de error obtenido para cada uno de los dos controladores implementados en función de la frecuencia.

Fo [Hz]	**RST** [%]	**LGR** [%]
10	7.55	4.29
20	6.88	4.61
30	6.54	5.26
40	4.62	4.97
50	9.05	5.22
60	6.81	4.91
70	12.31	4.94
80	10.97	4.85
90	13.89	5.08
100	16.03	5.02
PROMEDIO:	9.464	4.915

Se realizó dicha comparación para determinar cuál de estos dos controladores tiene mejor capacidad de seguimiento las señales de referencia tipo sinusoidal.

Analizando la Tabla 1.2, se puede de nuevo concluir que el controlador con mayor precisión es el controlador por Lugar Geométrico de la Raíces, debido a que el promedio de error de esté con respecto al controlador por RST es $4,549\,\%$ menor, aunque es importante resaltar que el porcentaje de error es bajo para todas las frecuencias probadas para los dos controladores propuestos.

En las Figuras 1.16, 1.17 y 1.18 se observa la respuesta de los controladores ante señales de referencia de 10, 50 y 100 Hz respectivamente.

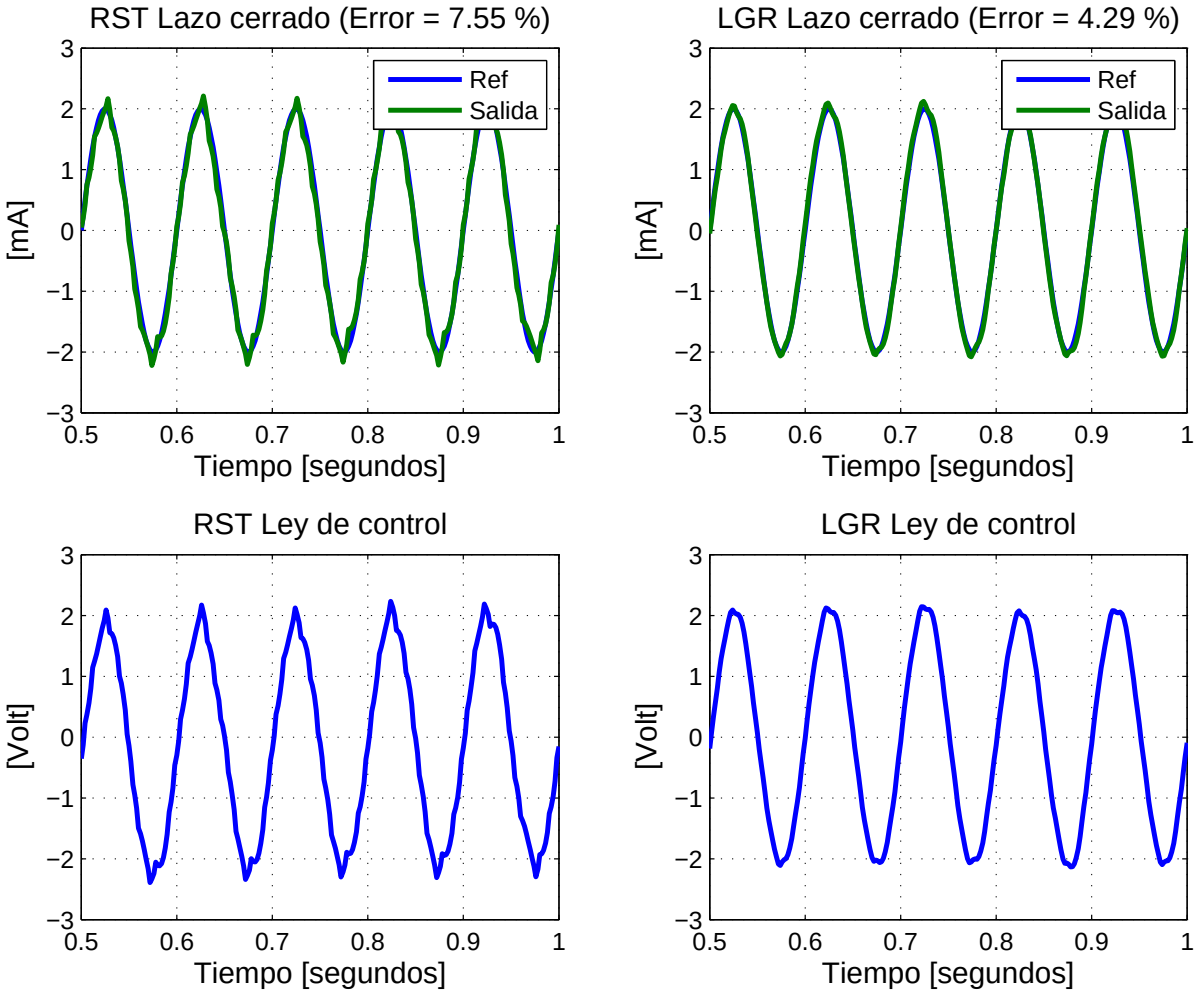

Figura 1.16: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz.

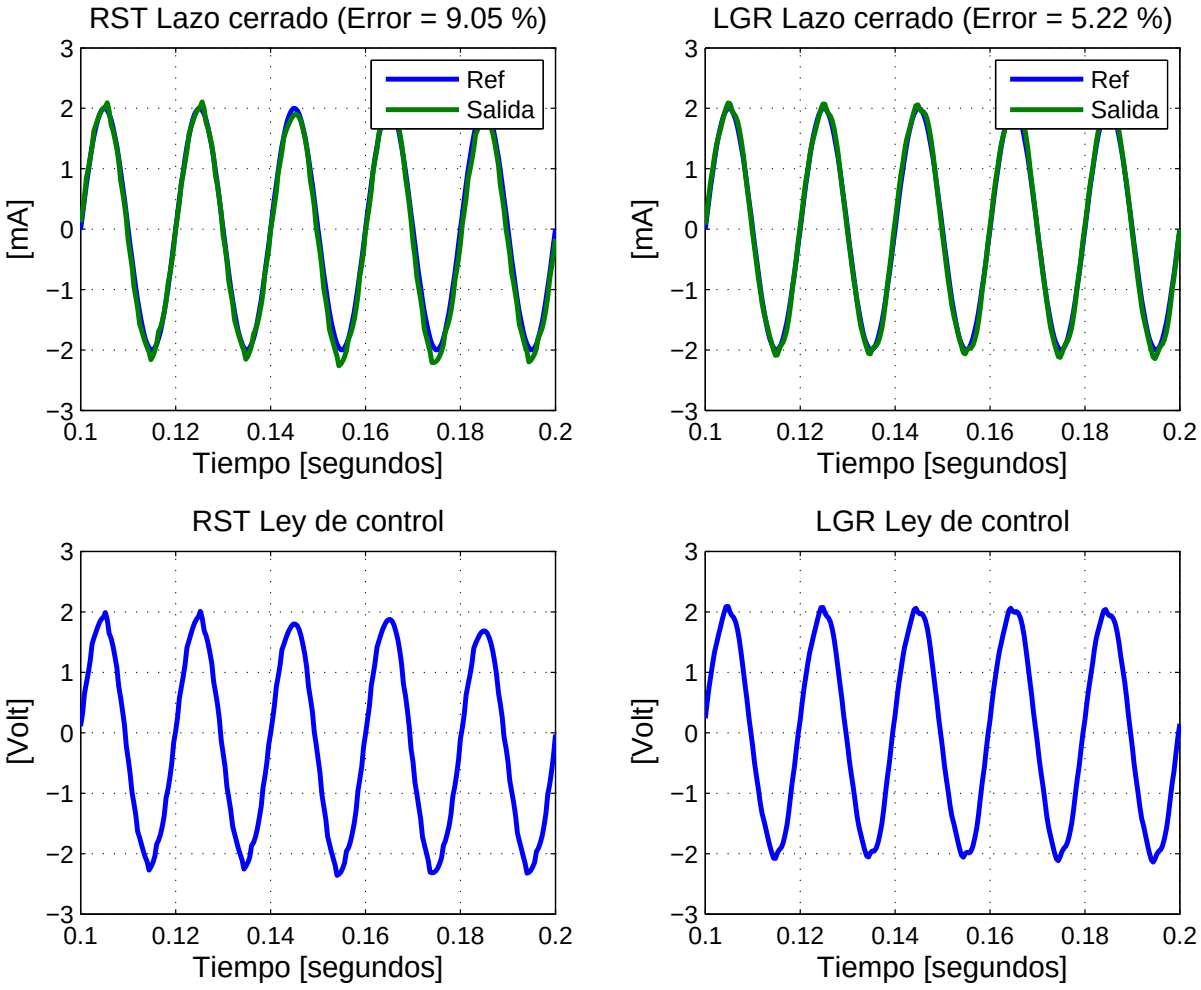

Figura 1.17: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz.

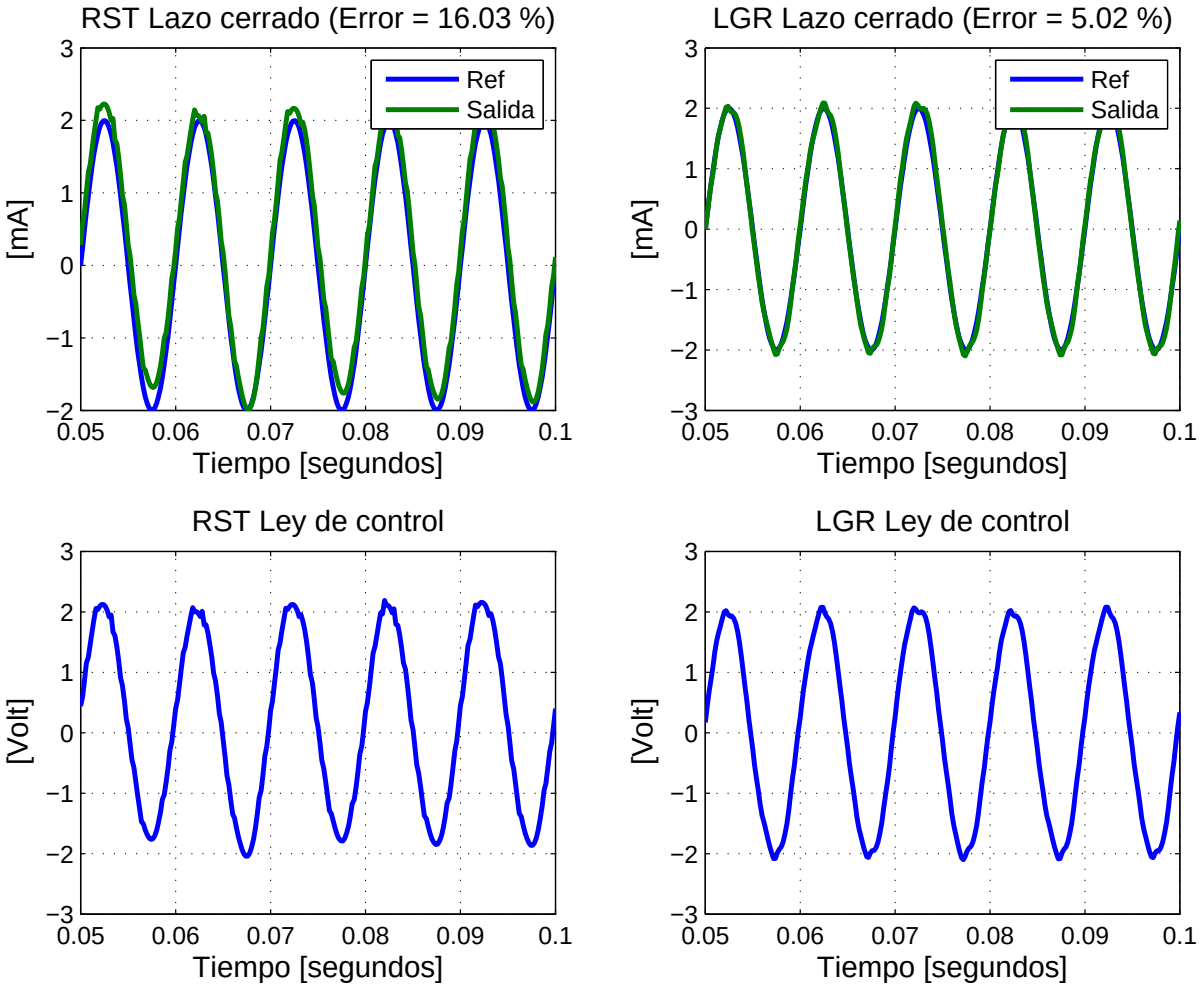

Figura 1.18: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz.

1.3. Sección conclusiva

Después de la comparación de los dos tipos de controladores propuestos anteriormente, se concluye que el controlador por Lugar Geométrico de las Raíces tiene una mejor capacidad de seguimiento a señal de tipo sinusoidal que el controlador RST, además, en el controlador RST se necesita un controlador de diferente orden para cada carga (modelo con dispersión simple y doble), pero el controlador por LGR tiene la misma función de transferencia tanto para el modelo simple como para el doble, lo cual favorece en un futuro a la aplicación, puesto que, un tejido biológico a simple vista no se sabe qué tipo de modelo de Cole

representa, por ende no se convierte en una incógnita o problema con el controlador LGR.

Capítulo 2

Circuito analógico de adecuación de señal y medición de corriente

Para implementar el sistema de adquisición y procesamiento de datos de la Figura 1.1 se utiliza una tarjeta Arduino DUE, debido a su bajo costo y utilización.

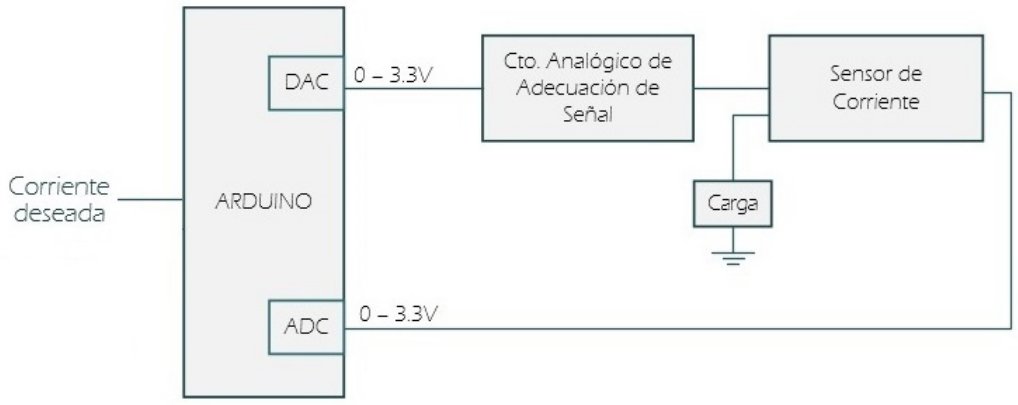

Figura 2.1: Esquema General Tarjeta Arduino. [Elaboración propia]

Los componentes ADC y DAC de la tarjeta Arduino DUE tienen una resolución tanto de escritura como de lectura de 12 bits, correspondiente a un rango entre 0 y 3.3 voltios, pero se desea que la corriente que fluya a través de la carga sea una señal sinusoidal simétrica con componente positivo y negativo.

El circuito analógico de adecuación de señal, como su nombre lo indica, permite llevar la

señal de salida a un rango de voltaje adecuado para garantizar corrientes apropiadas en estudios de bioimpedancia, de igual manera, la medición de corriente se realiza a través del sensor de corriente, el cual entrega un voltaje proporcional a la corriente que circula a través de la carga, para hacer efectiva la implementación del algoritmo del control en el microcontrolador.

2.1. Circuito analógico de adecuación de señal

Como se mencionó anteriormente los puertos de la tarjeta Arduino DUE trabajan de 0 a 3.3 voltios, por ende se desea implementar un circuito de amplificación con una ganancia de 3 veces para que la señal oscile entre los 0 y 10 voltios y de igual manera desplazar la señal verticalmente para que esta oscile entre los -5 y 5 voltios.

Para la implementación de esta etapa es importante mencionar que al modelar el amplificador operacional en configuración con realimentación negativa, se deben tener en cuenta dos aspectos, el primero es un cortocircuito virtual existente entre los terminales positivo y negativo y el segundo es una impedancia de entrada infinita produciendo una corriente nula entre los terminales positivo y negativo, gracias a esto se infere las siguientes formulas a partir del circuito de la Figura 2.2.

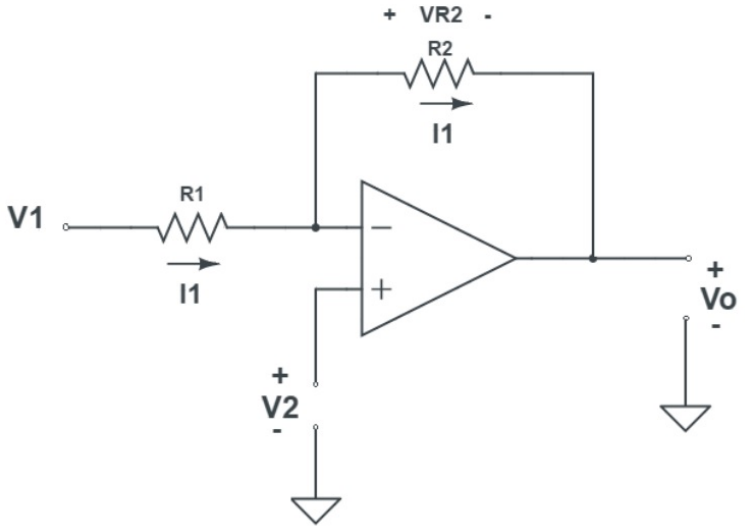

Figura 2.2: Amplificador diferencial restador. [Elaboración propia]

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \tag{2.1}$$

$$V_{R_2} = I_1 \, R_2 \tag{2.2}$$

Donde:

$$\begin{aligned} I_1 \quad &: \quad \text{Corriente de Entrada.} \\ V_{R_2} \quad &: \quad \text{Voltaje en la Resistencia } R_2. \end{aligned}$$

Al reemplazar I_1 en la ecuación (2.2), esta se puede reescribir como:

$$V_{R_2} = (V_1 - V_2) \, \frac{R_2}{R_1} \tag{2.3}$$

Para expresar el voltaje de V_o en funcion de los voltajes de entrada V_1 y V_2, se realiza el análisis de voltajes por Ley de Voltajes de Kirchhoff obteniendo la ecuación:

$$-V_2 + V_{R_2} + V_0 = 0 \tag{2.4}$$

Siendo:

$$V_0 \quad : \quad \text{Voltaje de Salida}$$

Despejando el voltaje de salida de la ecuación (2.4)

$$V_0 = V_2 - V_{R_2} \tag{2.5}$$

Sustituyendo la ecuación (2.3) en la ecuación (2.5), se puede reescribir como:

$$V_0 = V_2 - (V_1 - V_2) \, \frac{R_2}{R_1} \tag{2.6}$$

Reorganizando la ecuación (2.6), el voltaje de salida en términos de V_1 y V_2 da como resultado la siguiente ecuación:

$$V_0 = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 \tag{2.7}$$

Como ya se ha dicho anteriormente, el voltaje de salida del circuito analógico de adecuación de señal debe estar en un rango comprendido entre los -5 y 5 voltios, con un voltaje de entrada de un rango entre los 0 y 3.3 voltios provenientes del DAC de los puertos de la tarjeta Arduino DUE. Esta relación está propuesta en la Figura 2.3, siendo una función lineal con pendiente negativa.

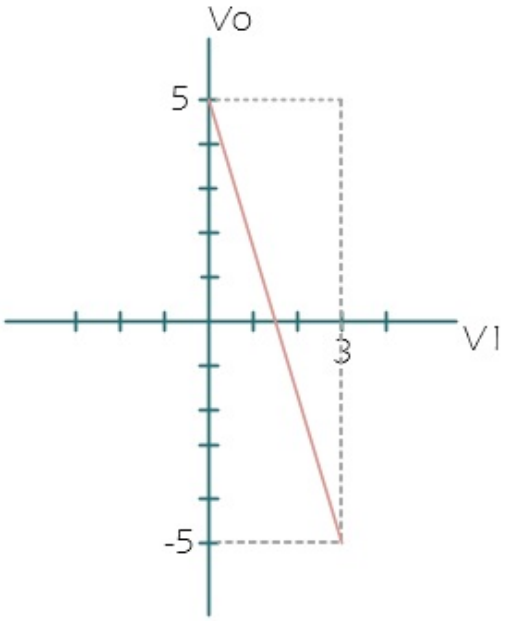

Figura 2.3: Voltaje del DAC vs voltaje de salida del circuito analógico de adecuación. [Elaboración propia]

La Figura 2.3 al ser una función lineal tiene la siguiente ecuación general:

$$V_0 = mV_1 + b \tag{2.8}$$

Donde:

m : Pendiente de la línea recta.
b : Punto de corte con el eje V_0.

Al comparar la ecuación (2.7) del voltaje de salida del circuito analógico de adecuación con la ecuación general de una línea recta (ecuación (2.8)), se observa que la pendiente de la recta es equivalente a:

$$m = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2.9}$$

y el punto de corte con el eje Y corresponde a:

$$b = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 \tag{2.10}$$

El signo negativo de la ecuación (2.9) reafirma la configuración inversora del amplificador operacional, así mismo gracias a la Figura 2.3, se pueden reemplazar los valores correspondientes a la ecuación de la pendiente de una línea recta (ecuación (2.11)), obteniendo la ganancia del circuito como se muestra en la ecuación (2.13).

$$m = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - Y_1} \tag{2.11}$$

$$m = \frac{-5v - 5v}{3.3v - 0v} \approx -3 \tag{2.12}$$

$$m = \frac{R_2}{R_1} \approx -3 \tag{2.13}$$

Por consiguiente, se pueden asignar valores a las resistencias R_1 y R_2 para que su relación sea igual a 3, es importante resaltar que dichas resistencias deben ser del orden de los $K\Omega$ para garantizar que el circuito analógico de adecuación de señal de la Figura 2.2 tenga una alta impedancia de entrada, es por esto que las resistencias escogidas fueron de 100KΩ y 300KΩ respectivamente.

Ya seleccionados estos valores, a través de la ecuación (2.10) se determina cuál es el voltaje diferencial del terminal positivo correspondiente a V_2, sabiendo que el corte con el eje Y (b) es 5 (véase en la Figura 2.3).

$$V_2 = \frac{b}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \tag{2.14}$$

Sustituyendo los valores de b, R_1 y R_2 se obtiene

$$V_2 = \frac{5v}{\left(1 + \frac{300K\Omega}{100K\Omega}\right)} = 1.25v \tag{2.15}$$

Para no tener que utilizar una fuente adicional de 1.25 voltios para alimentar el terminal no inversor del amplificador operacional , se utilizará el divisor de tensión presentado en la Figura 2.4. La alimentación de 5 voltios se obtiene directamente de la tarjeta Arduino DUE.

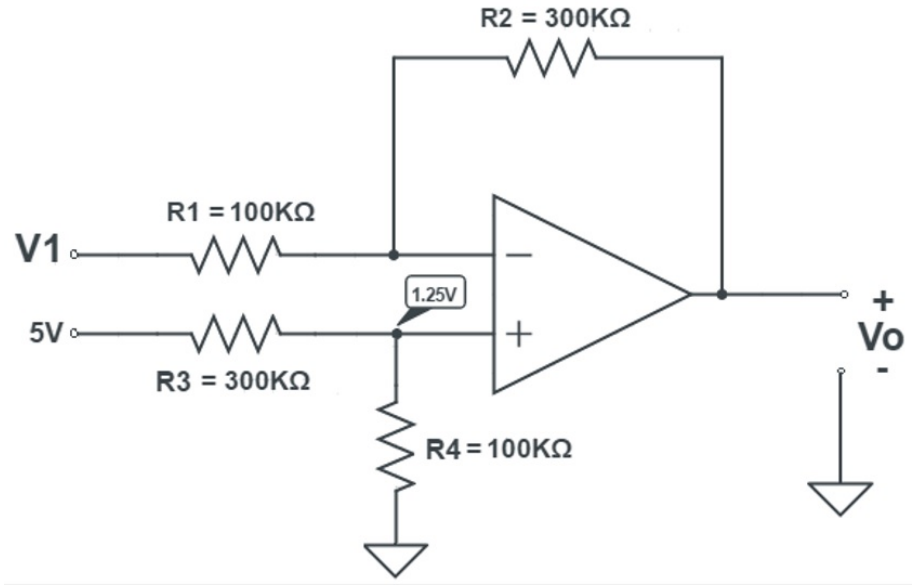

Figura 2.4: Circuito analógico de adecuación de señal. [Elaboración propia]

Posteriormente, se realiza la simulación del diseño del circuito de adecuación de señal diseñado, a través del software de automatización de diseño electrónico Proteus, para verificar antes de su implementación el adecuado comportamiento de esta etapa, como se observa en la Figura 2.5.

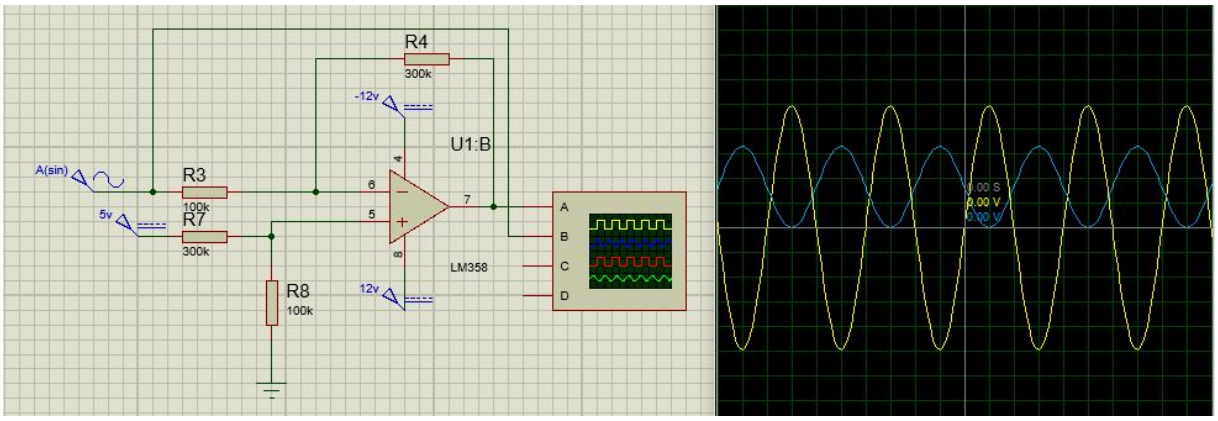

Figura 2.5: Simulación del circuito analógico de adecuación de señal.

Al confirmar el correcto funcionamiento del circuito de adecuación de señal a través de la simulación, se realiza el montaje propuesto en la Figura 2.4, donde la señal de entrada se obtiene a partir de un generador de señal. Dicha señal se visualiza en la Figura 2.6, la cual se encuentra en un rango de 0 a 3.3 voltios a una frecuencia de 60 KHz.

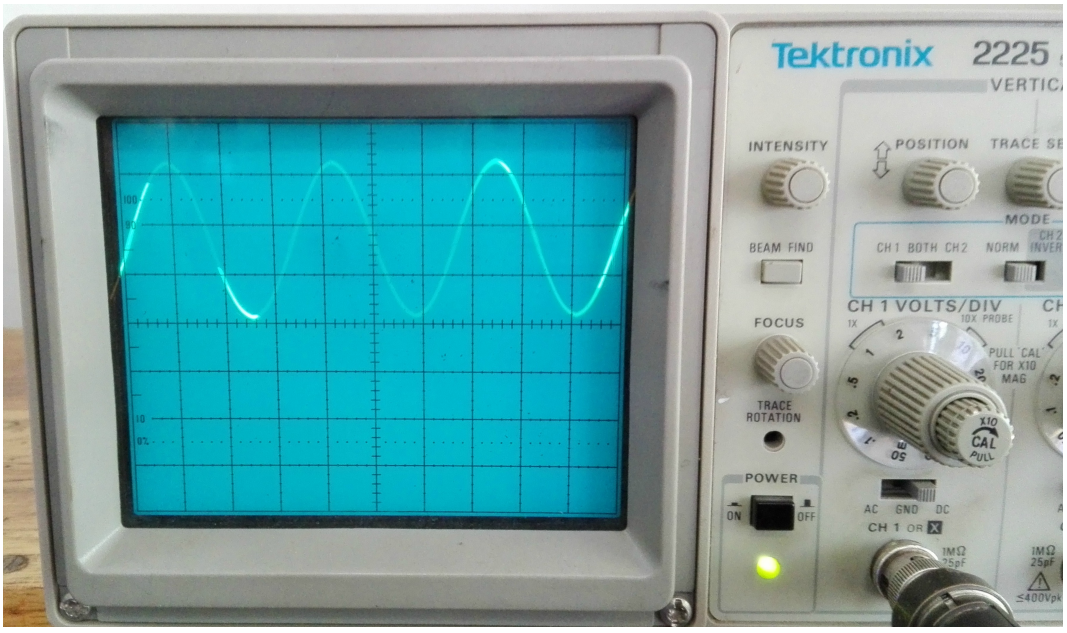

Figura 2.6: Señal de entrada al circuito analógico de adecuación de señal.

La Figura 2.7 corrobora el funcionamiento del circuito de adecuación, puesto que la señal de salida varia en un rango de -5 a 5 voltios, en pocas palabras la señal de entrada

fue amplificada de 0 a 10 voltios (Ganancia de 3) y desplazada 5 voltios debido a la configuración propuesta para el amplificador como inversor restador.

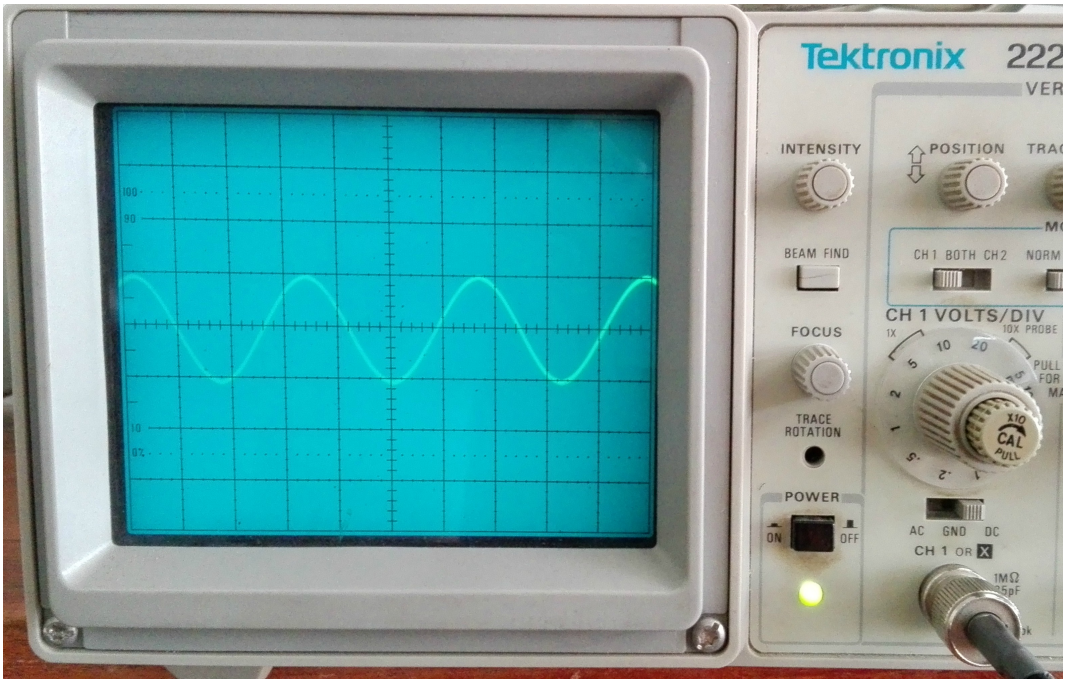

Figura 2.7: Señal de salida del circuito analógico de adecución de señal.

2.2. Sensor de corriente

Como se mencionó anteriormente, es necesario la utilización de un sensor que mida la corriente que circula a través de la carga, generando una señal de voltaje proporcional a dicha corriente, esto a través de una resistencia de sensado (*shunt*).

2.2.1. Sensor de corriente analógico con amplificador operacional

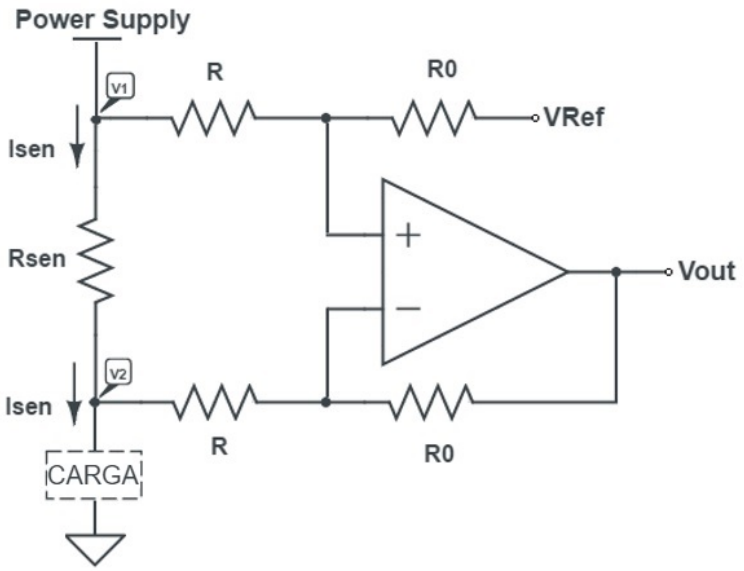

Figura 2.8: Conversor de corriente a voltaje. [Elaboración propia]

El sensor de corriente con amplificador operacional está propuesto como un conversor de corriente a voltaje el cual esta descrito en la Figura 2.8, donde se mide la corriente a través de una resistencia de sensado (*shunt*) y la transforma a un voltaje proporcional a esta para ser entregado al DAC del sistema digital.

El voltaje de salida de dicho conversor es:

$$V_{out} = (V_a - V_b)\,\frac{R}{R_0} + V_{ref} \tag{2.16}$$

Asimismo el diferencial de voltaje de Va − Vb corresponde a:

$$(V_a - V_b) = I_s\,R_s \tag{2.17}$$

Donde:

I_s : Corriente de sensado.
R_s : Resistencia de sensado (*shunt*).

Reemplazando la ecuación (2.17) en la ecuacion (2.16), se obtiene la ecuación del voltaje de salida en términos de la corriente de sensado:

$$V_{out} = I_s\, R_s\, \frac{R}{R_0} + V_{ref} \tag{2.18}$$

Donde el rango de voltaje de V_{out} debe estar entre 0 y 3.3 voltios, debido a que este será el voltaje entrante al ADC (conversor analógico a digital) del Arduino, y la corriente de sensado (I_s) oscila entre los -2mA y 2mA para estudios de bioimpedancia. Así mismo la resistencia de sensado o resistencia de *shunt* debe ser muy baja para garantizar que el sensor de corriente tenga una baja impedancia de entrada, por ende se estableció un valor para R_s de 10Ω.

Al establecer dichos valores de la ecuación (2.18), es necesario encontrar la relación entre R y R_0 además de verificar la existencia de un voltaje de referencia. Para dicha relación se utilizaron resistencias de $820K\Omega$ y $10K\Omega$ respectivamente, siendo estas comerciales y dando como resultado una razón de 82, por consiguiente, al reemplazar las variables propuestas se tiene:

$$\begin{aligned} V_{out} &= -2mA\, 10\Omega\, \frac{820K\Omega}{10K\Omega} + V_{ref} \\ &= -1.64 + V_{ref} \end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned} V_{out} &= 2mA\, 10\Omega\, \frac{820K\Omega}{10K\Omega} + V_{ref} \\ &= 1.64 + V_{ref} \end{aligned} \tag{2.20}$$

Si el voltaje de referencia V_{ref} se hace igual a cero, V_{out} variará entre -1.64 y 1.64 voltios, siendo valores inapropiados para la lectura del ADC en el Arduino, por ende se establece un voltaje de referencia de $1,6$ voltios, para conseguir una variación aproximada de 0 a 3.2 voltios como se ilustra en las ecuaciones (2.21) y (2.22).

$$
\begin{aligned}
V_{out} &= -2mA\,10\Omega\,\frac{820K\Omega}{10K\Omega} + 1.6 \\
&\approx 0v
\end{aligned}
\tag{2.21}
$$

$$
\begin{aligned}
V_{out} &= 2mA\,10\Omega\,\frac{820K\Omega}{10K\Omega} + 1.6 \\
&\approx 3.2v
\end{aligned}
\tag{2.22}
$$

En la Figura 2.9 se presenta el circuito resultante. Este transforma una señal de corriente en el rango $-2mA$ a $2mA$ en un voltaje proporcional en el rango $0v$ a $3.2v$

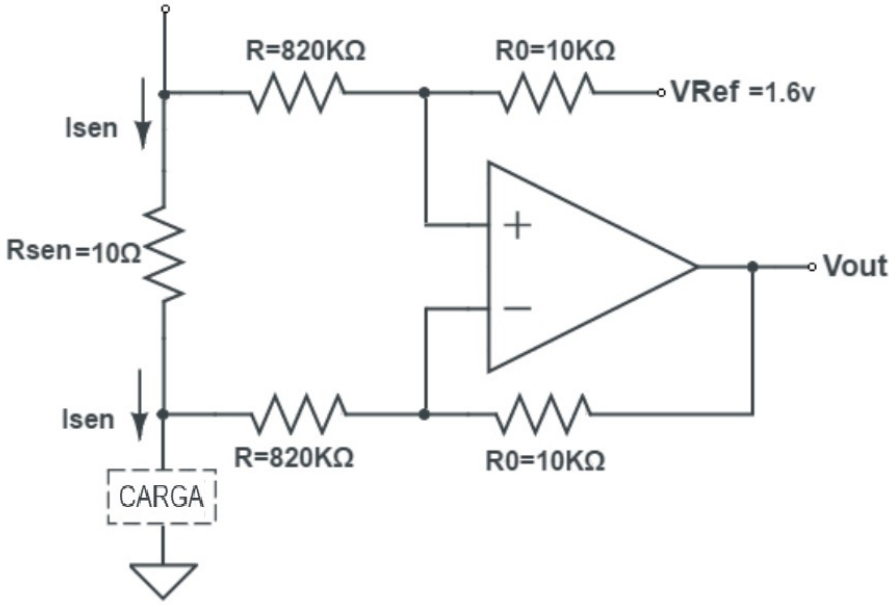

Figura 2.9: Sensor de corriente analógico con amplificador operacional. [Elaboración propia]

Se ejecutó la simulación del diseño del sensor de corriente con amplificador operacional a través de Proteus, en el cual se verifica antes de la implementación el correcto funcionamiento de esta etapa, como se observa en la Figura (2.10).

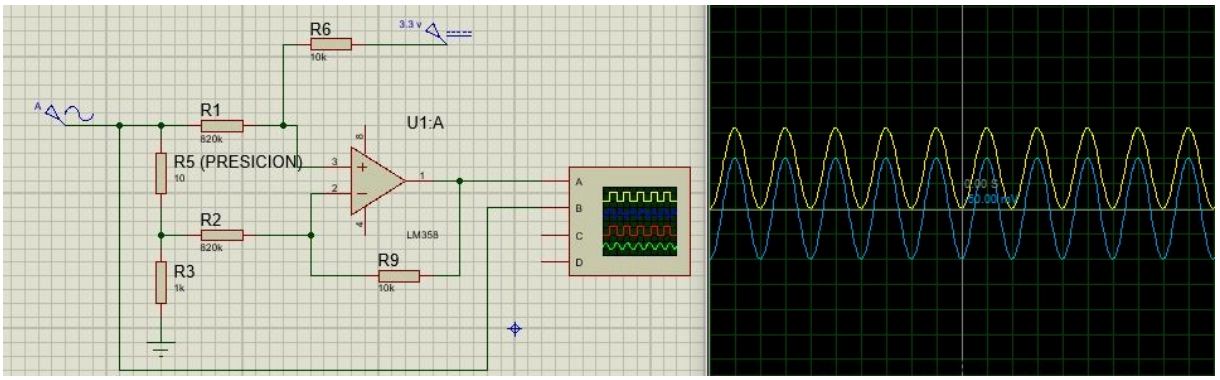

Figura 2.10: Simulación del sensor de corriente analógico con amplificador operacional.

Posteriormente, se efectuó el montaje descrito en la Figura 2.9 con una resistencia de carga de 1KΩ, donde la señal de entrada varia entre los -2 y 2 voltios, teniendo así una corriente de entrada en el sensor de aproximadamente -2mA a 2mA debido a la ley de Ohm $(2v/(10\Omega + 1K\Omega))$ (Figura 2.11).

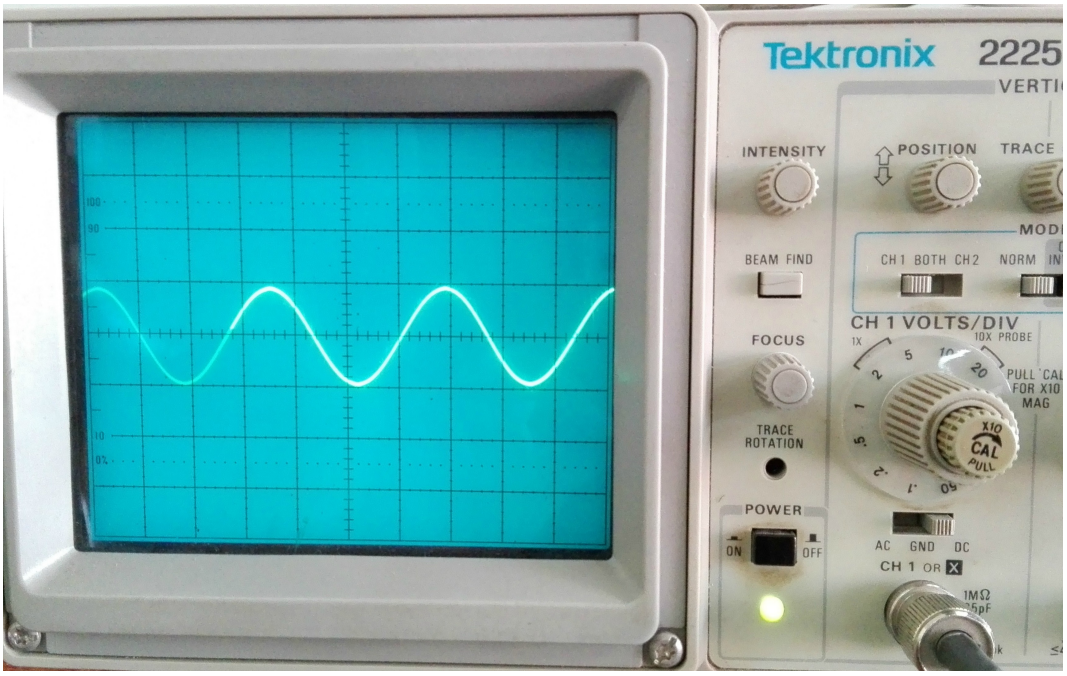

Figura 2.11: Señal de entrada al sensor de corriente con amplificador operacional.

En la Figura 2.12 se observa la señal de salida del sensor de corriente comprendida entre los rangos de 0 a 3.3 voltios, corroborando el análisis matemático planteado en las ecuaciones (2.21) y (2.22).

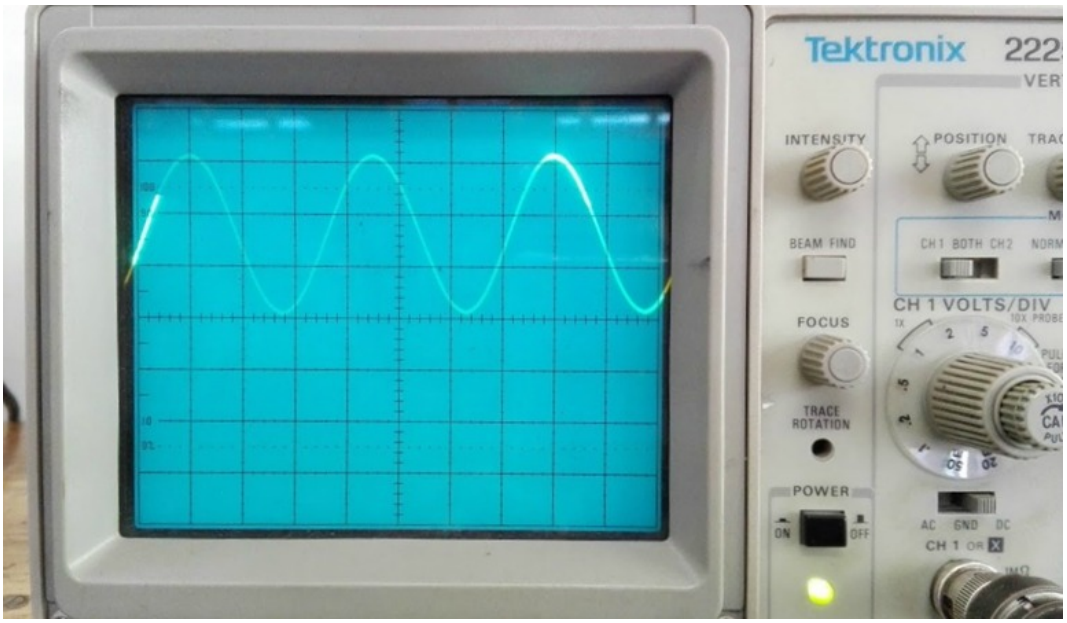

Figura 2.12: Señal de salida del sensor de corriente con amplificador operacional leida por puertos del Arduino.

A pesar del correcto funcionamiento del sensor de corriente analógico con amplificador operacional se analiza la posibilidad de utilizar un circuito integrado, por la optimización de espacio que este nos brinda.

2.2.2. Sensor de corriente analógico con integrado LMP8601

El integrado LMP8601 es un sensor de voltaje, el cual es ideal para aplicaciones de detección de corriente unidireccional y bidireccional a través de una resistencia de sensado.

La Figura 2.13 ilustra el diagrama de pines del integrado y la Figura 2.14 la estructura interna del mismo.

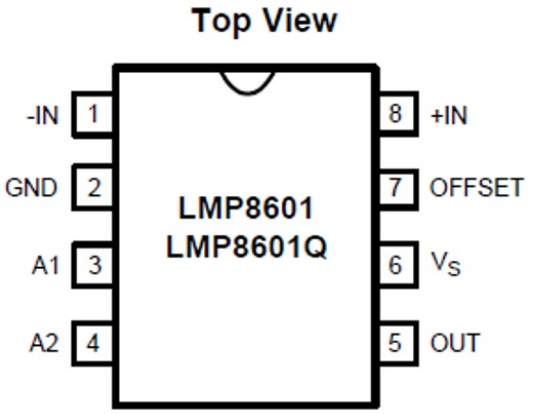

Figura 2.13: Diagrama de pines del integrado LMP8601. [Tomado de: [24]]

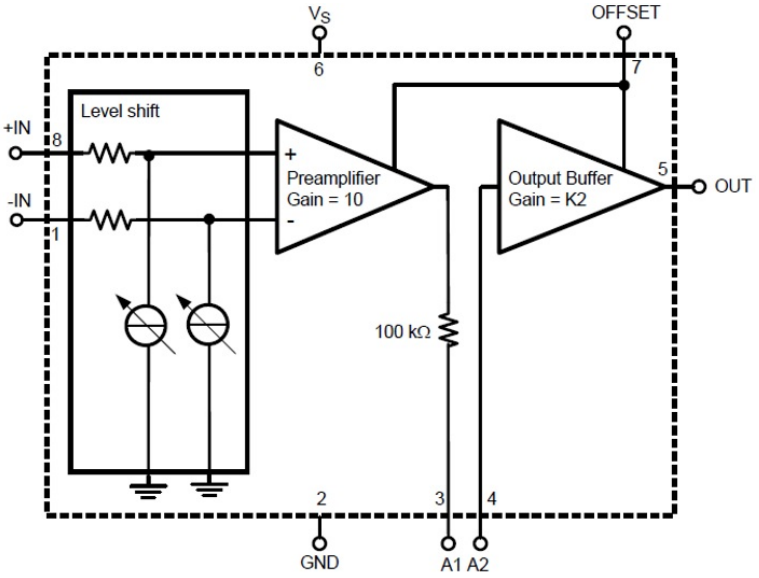

Figura 2.14: Esquema del funcionamiento interno del integrado LMP8601. [Tomado de: [24]]

Dicho integrado tiene una ganancia neta de 20 veces, esta puede ser aumentada o disminuida con configuraciones en sus pines 3 y 4, como se ilustra en las Figuras 2.15 y 2.16.

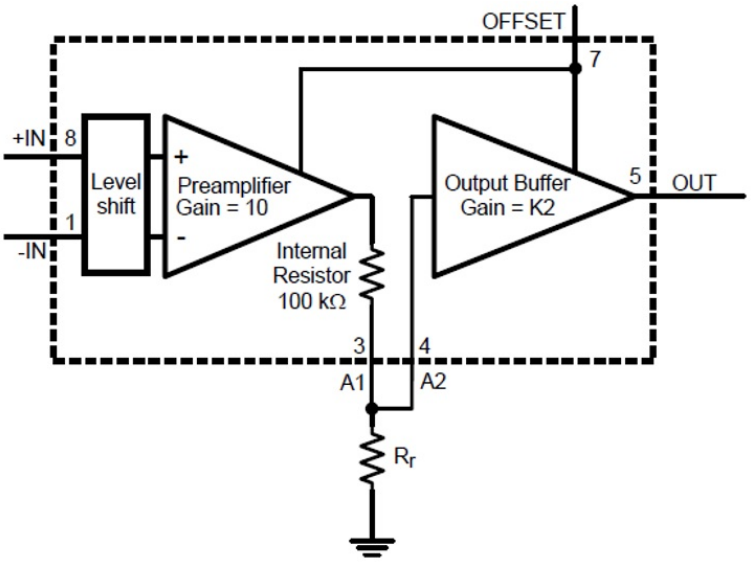

Figura 2.15: Reducción de ganancia del integrado LMP8601. [Tomado de: [24]]

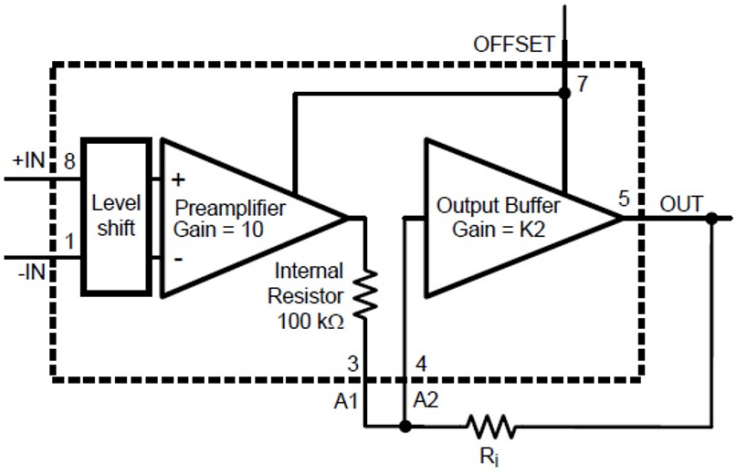

Figura 2.16: Incremento de ganancia del integrado LMP8601. [Tomado de: [24]]

Para una ganancia diferente a 20, simplemente se requiere una resistencia externa, ya sea tierra para su disminución o conectada a la salida del integrado para un incremento. El valor de dicha resistencia se obtiene a partir de las ecuaciones (2.23) y (2.24).

$$R_r = 100K\Omega \frac{G_r}{20 - G_r} \tag{2.23}$$

Donde:

R_r : Resistencia de reducción.
G_r : Ganancia reducida (Ganancia deseada).

$$R_i = 100K\Omega \frac{G_i}{G_i - 20} \tag{2.24}$$

Donde:

R_i : Resistencia de incremento.
G_i : Ganancia incrementada (Ganancia deseada).

Por el contrario si se desea una ganancia neta de 20 veces, solo se puentean los pines 3 y 4.

Se debe tener en cuenta que para la lectura de corrientes bidireccionales el pin del offset debe estar conectado a la alimentación del integrado, por ende la señal de salida será el voltaje de alimentación dividido entre 2.

Como bien se ha dicho, el ADC del Arduino debe recibir un voltaje en el rango comprendido entre los 0 y los 3.3 voltios, por esta razón el pin de alimentación (Vs) es conectado a un fuente de 3.3v (otorgada por el mismo Arduino) para que la salida del integrado este oscilando alrededor de Vs/2 correspondiente al valor de 1.65 voltios.

La resistencia de sensado es ubicada en los pines 1 y 8 del integrado y al mismo tiempo conectada en serie con la carga.

Lo descrito anteriormente se visualiza en la Figura 2.17.

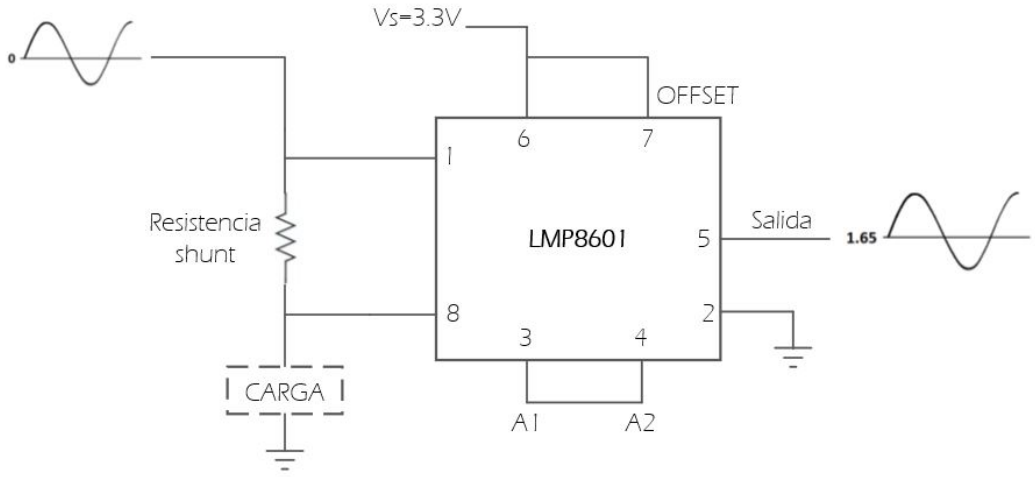

Figura 2.17: Esquema general con integrado LMP8601. [Elaboración propia]

Efectivamente, el voltaje en la resistencia de *shunt* (voltaje de entrada al integrado) está dada por:

$$V_{shunt} = I_s \, R_s \tag{2.25}$$

Pero, el voltaje de entrada al integrado LMP8601 será el voltaje de la resistencia *shunt* multiplicado por la ganancia del mismo integrado para ser así sumado y restado al valor de 1.65v para dar lugar a la señal de salida, como se puede notar en las siguientes ecuaciones:

$$V_{amp} = V_{shunt} \, G_{LMP} \tag{2.26}$$

Siendo:

V_{amp} : Voltaje amplificado.
V_{shunt} : Voltaje en la resistencia *shunt* (Voltaje de entrada al integrado).

$$V_{max} = 1.65v + V_{amp} \tag{2.27}$$

$$V_{min} = 1.65v - V_{amp} \tag{2.28}$$

Teniendo una señal de entrada de -2 a 2 voltios (Figura 2.18) y una resistencia de carga de 1KΩ, se garantiza una corriente entre -2mA a 2mA, debido a que el valor de resistencia de *shunt* es bajo.

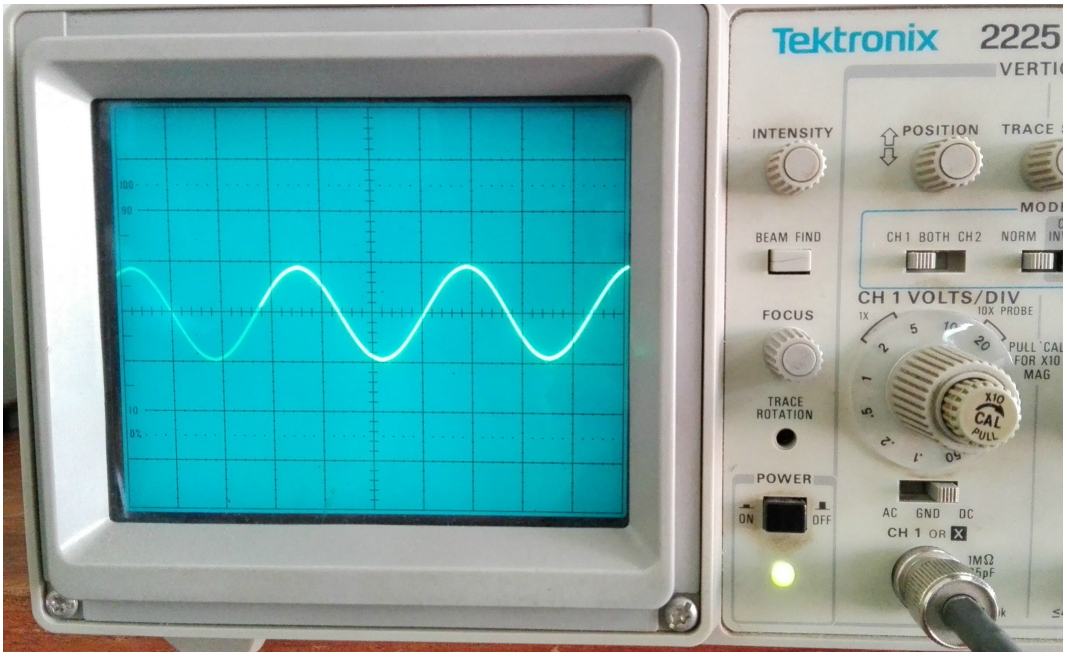

Figura 2.18: Señal de entrada al sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 con rango entre -2 a 2 voltios.

Al tener una resitencia *shunt* de 10Ω el voltaje en la entrada al integrado LMP8601 está dado por:

$$V_{shunt} = 2mA\,10\Omega = 20mV \tag{2.29}$$

Al reemplazar las ecuaciones (2.26), (2.27) y (2.28), se da lugar matemáticamente a la señal de salida:

$$V_{amp} = 20mV\,20 = 400mV \tag{2.30}$$

$$V_{max} = 1.65v + 400mV = 2.05 \tag{2.31}$$

$$V_{min} = 1.65v - 400mV = 1.25 \tag{2.32}$$

Ciertamente, la Figura 2.19 confirma el análisis matemático.

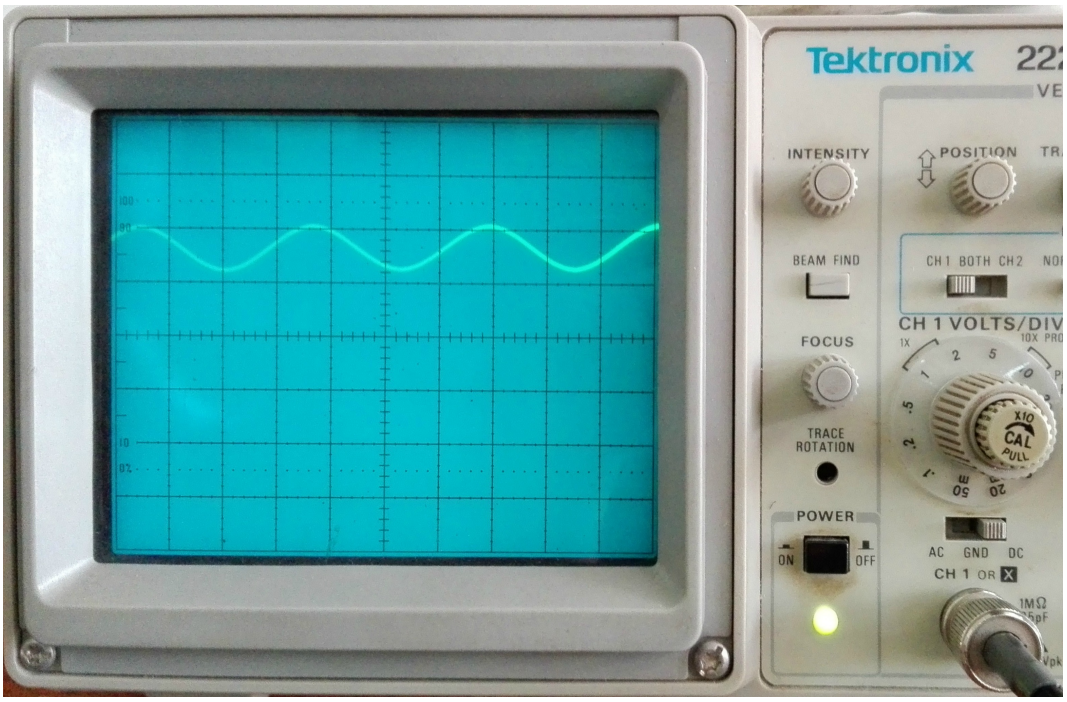

Figura 2.19: Señal de salida del sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 con rango entre 1.25 a 2.05 voltios.

El DAC de la tarjeta Arduino genera una señal entre 0 y 3.3 voltios, la cual es a su vez convertida por el circuito de adecuación de la Figura (2.4) en una señal entre -5 y 5 voltios. Si un voltaje en este rango se aplica a una resistencia de carga de por ejemplo $1K\Omega$, la corriente variará entre -5mA y 5mA. Como la resistencia *shunt* es de 10Ω, el voltaje en ella variará entre -50mV y 50mV. Teniendo en cuenta que la ganancia del LMP8601 es de 20 veces y su offset es de 1.65 voltios, el voltaje de salida de este integrado variará entre 0.65 ($-20\ \ 50\text{mV} + 1.65$) y 2.65 voltios ($+20\ \ 50\text{mV} + 1.65$).

2.3. Circuito de adecuacion de señal con sensor de corriente

En esta sección se unirá el circuito analógico de adecuación de señal con los sensores de corrientes propuestos, para dichos montajes la señal de entrada al circuito de adecuación de señal será una onda que varía entre 1 y 2.3 voltios (valores generados por el DAC del Arduino DUE).

Los valores de la onda de entrada al circuito de adecuación de señal se obtuvieron a través del despeje de la ecuación (2.7), dando lugar la ecuacion (2.33):

$$V_1 = \frac{V_o - (1 + \frac{R_2}{R_1})\, V_2}{-\frac{R_2}{R_1}} \tag{2.33}$$

Bien se sabe que la ganancia obtenida a través de la razón entre R1 y R2 es igual a 3, el voltaje en el terminal positivo del amplificador (V2) es de 1.25 voltios, y al tener una resistencia de carga de 1KΩ la salida del circuito de adecuación de señal (Vo), debe tomar los valores de -2 y 2 voltios para garantizar corrientes entre -2mA y 2mA en el sensor de corriente. De ahí que se obtengan los valores de 1 y 2.3 voltios de la señal de entrada (V1), los cuales se confirman en las ecuaciones (2.34) y (2.35):

$$V_{1_{max}} = \frac{-2 - (1 + 3)\, 1.25v}{-3} = 2.33 \tag{2.34}$$

$$V_{1_{min}} = \frac{2 - (1 + 3)\, 1.25v}{-3} = 1 \tag{2.35}$$

Se efectuó la simulación correspondiente a través de Proteus como se verifica en la Figura 2.20, para confirmar el correcto funcionamiento.

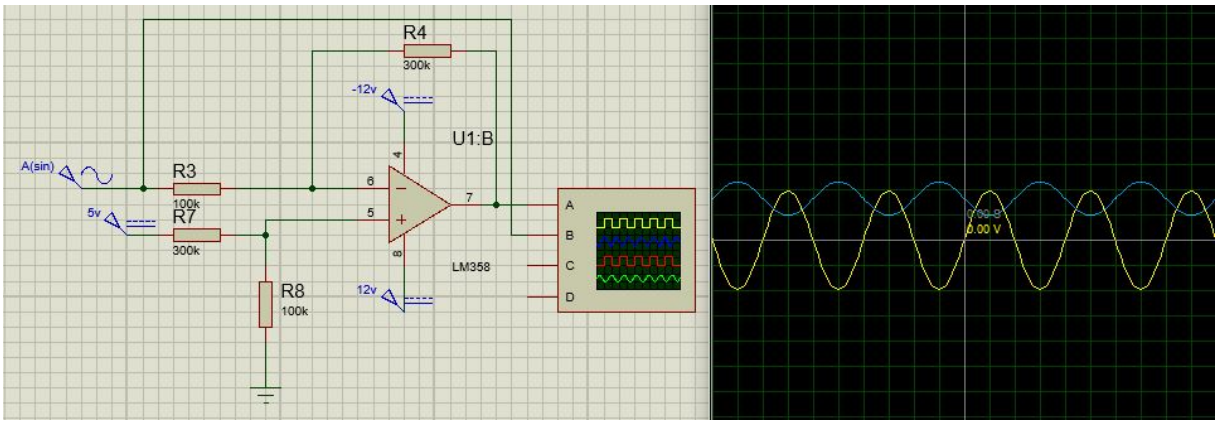

Figura 2.20: Simulación del circuito analógico de adecuación de señal rango de salida entre 0 a 3.2 voltios.

Posteriormente en la implementación, con la Figura 2.21 se verifica que la señal de salida del circuito de adecuación de señal varía entre -2 y 2 voltios, confirmando los cálculos descritos anteriormente.

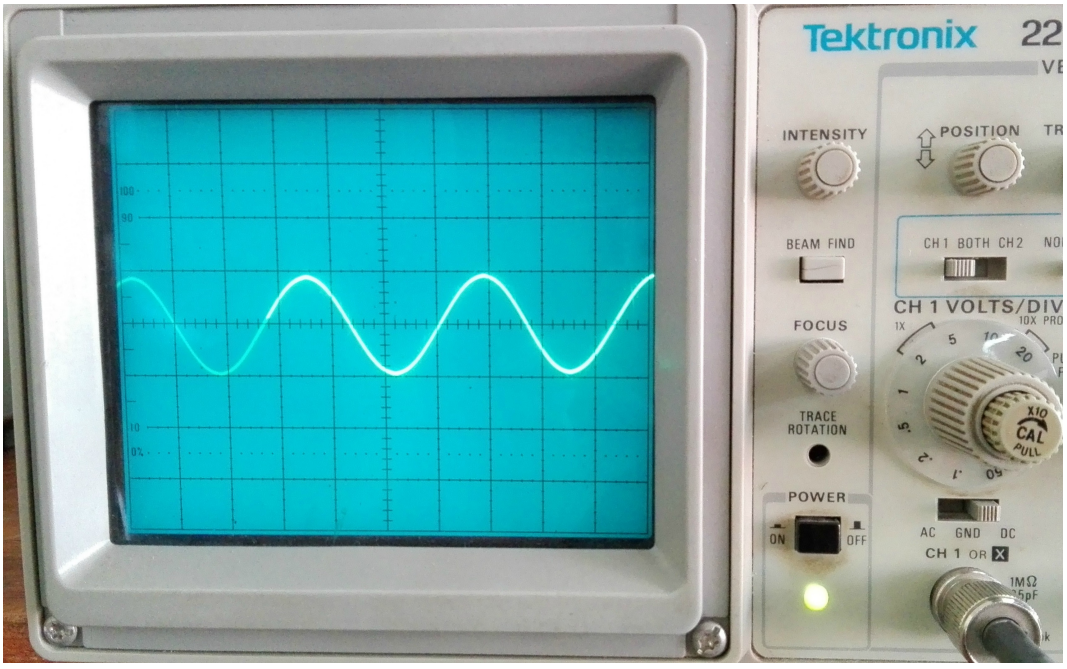

Figura 2.21: Señal de salida del circuito analógico de adecuación de señal con rango entre -2 a 2 voltios.

2.3.1. Circuito de adecuacion de señal conjunto al sensor de corriente basado en amplificador operacional

Al unir el circuito de adecuación de señal con el sensor de corriente basado en amplificador operacional se obtiene un montaje analógico total equivalente a la Figura 2.22.

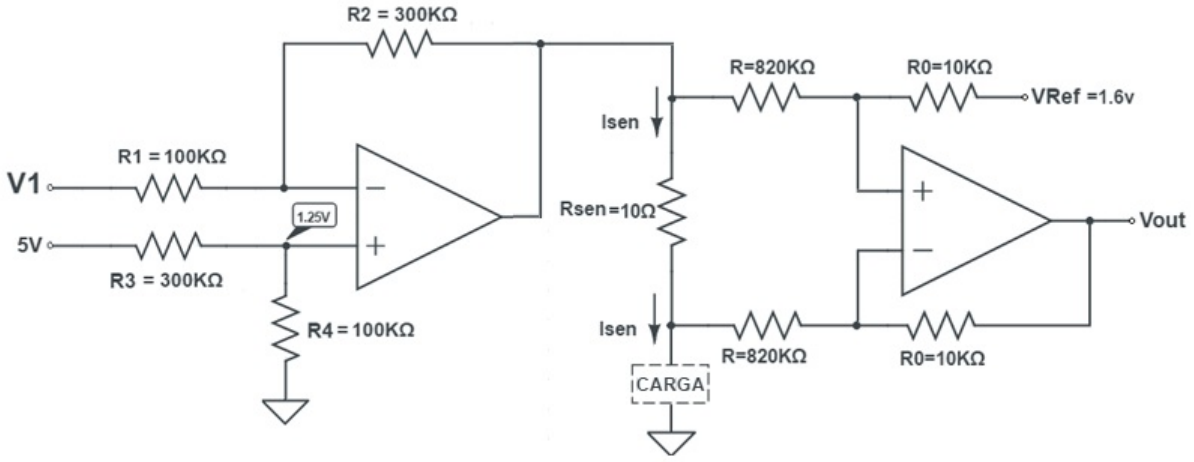

Figura 2.22: Circuito analógico de adecuación de señal con fuente de corriente basado en amplificador operacional. [Elaboración propia]

El circuito es alimentado con una señal entre 1 y 2.3 voltios como se describió anteriormente, debido al comportamiento del sensor de corriente con amplificador operacional se espera una salida entre 0 y 3.3 voltios como se especificó en el apartado 2.2.2.

La simulación a través de Proteus (Figuras 2.23 y 2.24) verifica el adecuado del circuito de adecuación de señal conjunto al sensor de corriente basado en amplificador operacional.

Donde, la señal denotada por la onda sinusoidal amarilla, es la entrada al circuito, la cual oscila entre 1 y 2.3 voltios, la salida de la primera etapa (onda sinusoidal azul) efectivamente oscila entre 2 y -2 voltios, y finalmente la salida total del sistema (onda sinusoidal roja) oscila entre 0 y 3.2 voltios.

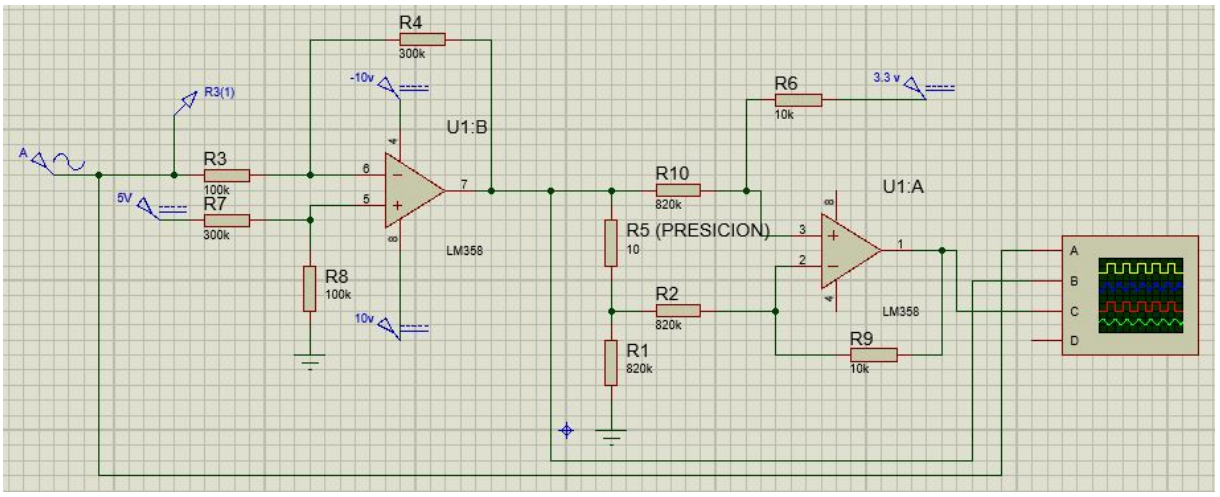

Figura 2.23: Simulación del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional.

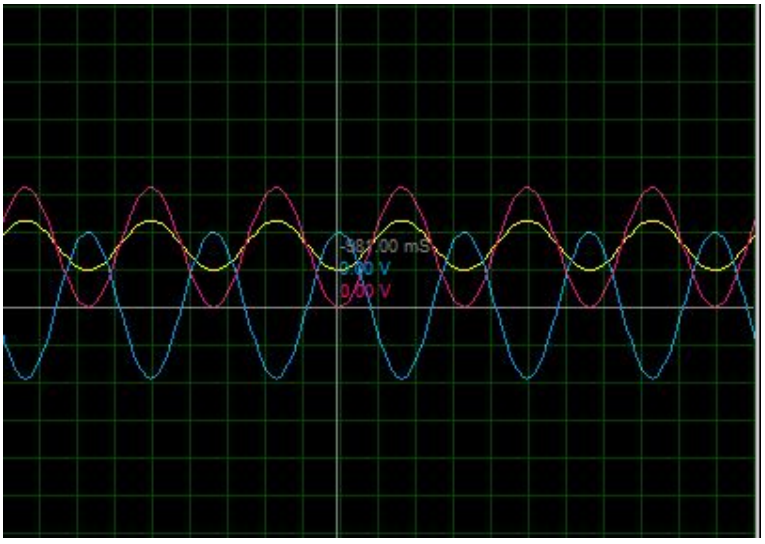

Figura 2.24: Señales de simulación del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional.

También, como se observa en la Figura 2.25, efectivamente la señal de salida fue la deseada, en pocas palabras dicha señal es capaz de ser leída por los puertos analógicos de la tarjeta Arduino DUE, hay un correcto funcionamiento del acople de estas dos etapas, a pesar de la abundancia de componentes físicos en el montaje.

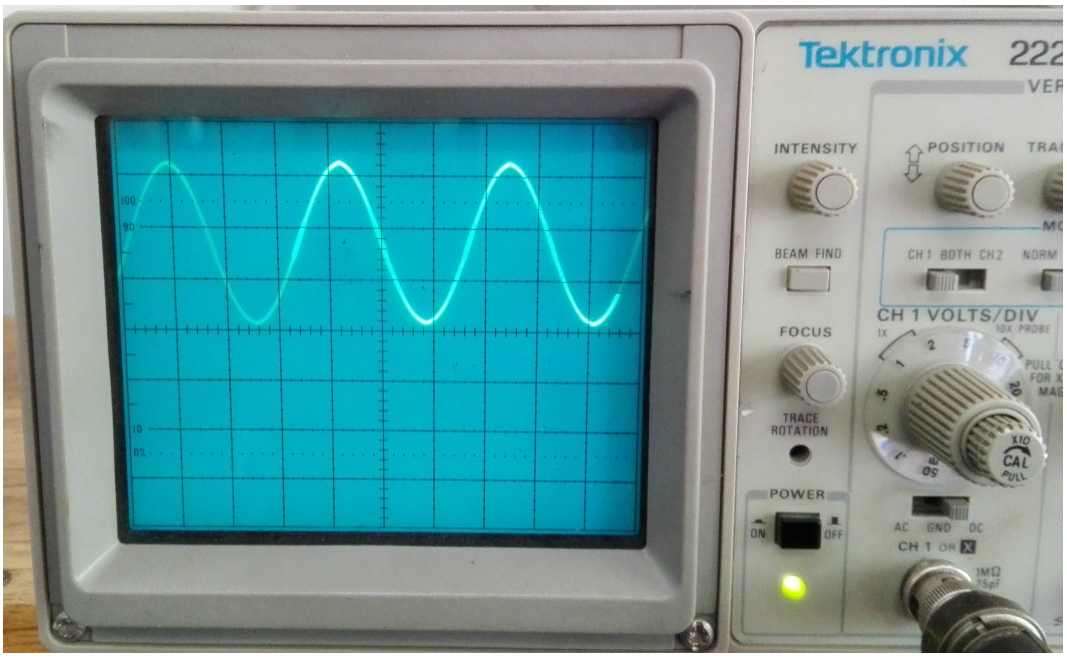

Figura 2.25: Señal de salida del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en amplificador operacional.

2.3.2. Circuito de adecuacion de señal conjunto al sensor de corriente basado en el integrado LMP8601

Al conectar el circuito de adecuación de señal con el sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 se obtiene el sistema presentado en la Figura2.26.

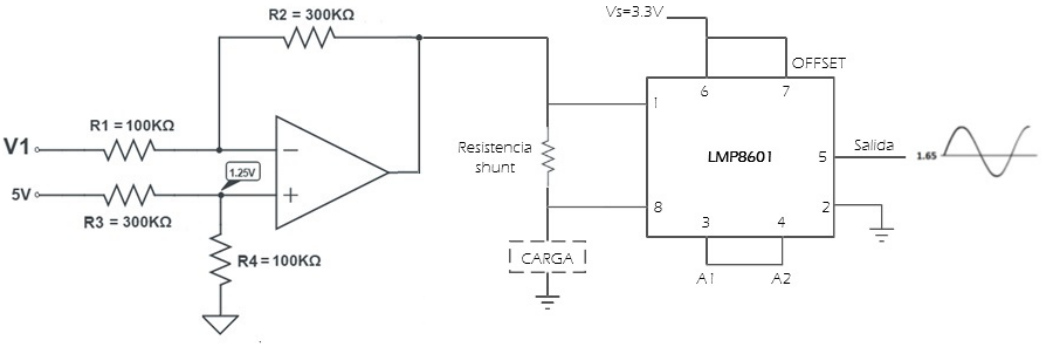

Figura 2.26: Circuito analógico de adecuación de señal con fuente de corriente basado en integrado LMP8601. [Elaboración propia]

Como la señal de entrada está comprendida entre 1 y 2.3 voltios para garantizar en la carga corrientes entre -2mA a 2mA, para una resistencia de carga de $1K\Omega$ la señal de salida total debe estar comprendida entre 1.25 y 2.05 voltios como se dedujo de las ecuaciones (2.31) y (2.32).

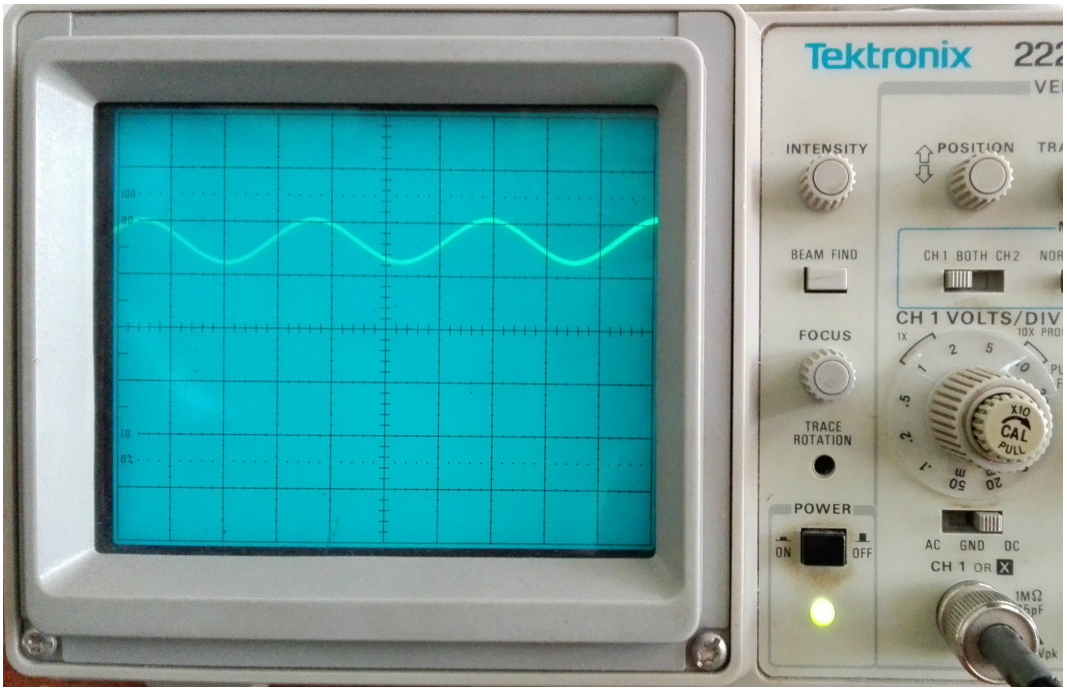

Figura 2.27: Señal de salida del circuito de adecución de señal con sensor de corriente basado en el integrado LMP8601.

La Figura 2.27 reafirma los cálculos realizados y por consiguiente los resultados deseados. Debido a su correcto funcionamiento y menor cantidad de componentes físicos, se establece esta configuración como la predeterminada para el lazo de control de corriente.

2.4. Sección conclusiva

Debido al correcto funcionamiento del circuito de adecuación de señal con los dos tipos de sensor de corriente, se establece que el sensor de corriente basado en el integrado LMP8601 es el mejor para el desarrollo y montaje del lazo de control de corriente, debido a la menor cantidad de componentes físicos, que aportarían menor ruido.

Capítulo 3

Resultados

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos al implementar los controladores por asignación polinomial (RST) y por lugar geométrico de las raíces (LGR) con los elementos de sensado y adecuación de señal tanto para el modelo de Cole con dispersión simple como para el modelo de Cole con dispersión doble, mostrando los porcentajes de error entre la señal de referencia y la señal de salida en estado estacionario ante diferentes valores de frecuencia, amplitud y cargas resistocapacitivas esto con el fin de comparar el desempeño de estos dos controladores.

Para tener una comparabilidad de los resultados experimentales, se genera una señal de referencia sinusoidal descrita por la ecuación :

$$A\,sin(2\,\pi\,Ts) \tag{3.1}$$

Donde

A	:	Amplitud de la onda, correspondiente a 0.002 A (corriente adecuada para estudios de bioimpedancia (2 mA)).
Ts	:	Tiempo de muestreo de la señal.

Considerando que la constante de tiempo de lazo abierto de la red RC a controlar es 100 segundos, un tiempo de muestreo igual a 1/10 de dicha constante, es decir 10 segundos, hubiese sido suficiente para implementar el controlador de tiempo discreto. Esto es lo usual para referencias de tipo escalón. Sin embargo el presente trabajo se realizó con señales

sinusoidales, en consecuencia, para obtener una muy buena calidad a nivel del seguimiento, se optó por tomar un tiempo de muestreo igual al periodo de dicha referencia dividido entre 50. El tiempo de muestreo en el Arduino debe coincidir con el tiempo de muestreo de Matlab, para garantizar su sincronización.

Debido al complejo procesamiento computacional que requiere establecer una comunicación en tiempo en real entre el Arduino y Matlab, es necesario inicialmente obtener 1000 muestras que posteriormente serán enviadas y leídas por el entorno de desarrollo Matlab. Cabe resaltar que la comparación para hallar el porcentaje de error entre la señal de referencia con la señal de salida se realiza a partir de las 500 muestras, para evitar gran porción del estado transitorio.

3.1. Resultados obtenidos con el controlador de repuesta de estado transitorio y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión simple

En primer lugar, se realiza 5 veces la obtención del porcentaje de error para cada frecuencia, hallando así el promedio y su desviación estándar, con el fin de generalizar el comportamiento de la fuente a bajas, medias y altas frecuencias.

Tabla 3.1: Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión simple en función de la frecuencia.

F [Hz]	**Controlador RST para el modelo de Cole con dispersión simple**						
	% ERROR					**Promedio**	σ
	Prueba 1	*Prueba 2*	*Prueba 3*	*Prueba 4*	*Prueba 5*		
10	10.76	10.71	10.78	10.87	10.75	10.77	0.059
20	11.44	11.44	11.39	11.49	11.48	11.45	0.040
30	12.06	11.98	11.98	11.92	11.95	11.98	0.052
40	12.61	12.56	12.38	12.42	12.61	12.52	0.109
50	13.17	13.31	13.07	13.02	13.15	13.14	0.111
60	13.73	13.77	13.62	13.77	13.54	13.69	0.102
70	19.29	19.58	19.56	18.75	18.67	19.17	0.436
80	14.99	15.08	14.95	15.17	15.18	15.07	0.104
90	16.17	16.33	16.26	16.46	16.33	16.31	0.107
100	25.06	24.87	24.93	24.67	24.92	24.89	0.142
	PROMEDIO:					14.90	0.126

Tabla 3.2: Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión simple en función de la frecuencia.

F [Hz]	**Controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión simple**						
	% ERROR					**Promedio**	σ
	Prueba 1	*Prueba 2*	*Prueba 3*	*Prueba 4*	*Prueba 5*		
10	12.43	12.5	12.47	12.54	12.54	12.50	0.047
20	11.65	11.64	11.58	11.61	11.49	11.59	0.064
30	11.58	11.49	11.61	11.6	11.48	11.55	0.062
40	11.8	11.84	11.78	11.79	11.97	11.84	0.078
50	12.08	12.05	11.95	12.21	12.05	12.07	0.093
60	12.7	12.61	12.49	12.64	12.60	12.61	0.077
70	14.94	14.76	14.88	15.02	14.93	14.91	0.096
80	14.4	14.26	14.3	14.36	14.33	14.33	0.054
90	15.54	15.7	15.75	15.82	15.66	15.69	0.105
100	25.43	25.05	25.15	24.2	24.22	24.81	0.565
	PROMEDIO:					14.19	0.124

Al comparar el promedio del porcentaje de error para el controlador RST de la Tabla 3.1 y el controlador LGR de la Tabla 3.2, es evidenciable que el controlador por lugar geométrico de las raíces es más preciso en un 0.71 %, pero esta diferencia no es lo suficientemente alta para menospreciar el controlador por RST. Es importante resaltar que a mayor frecuencia mayor es el porcentaje de error en los dos controladores. Este comportamiento se verifica en las Figuras 3.1 y 3.2.

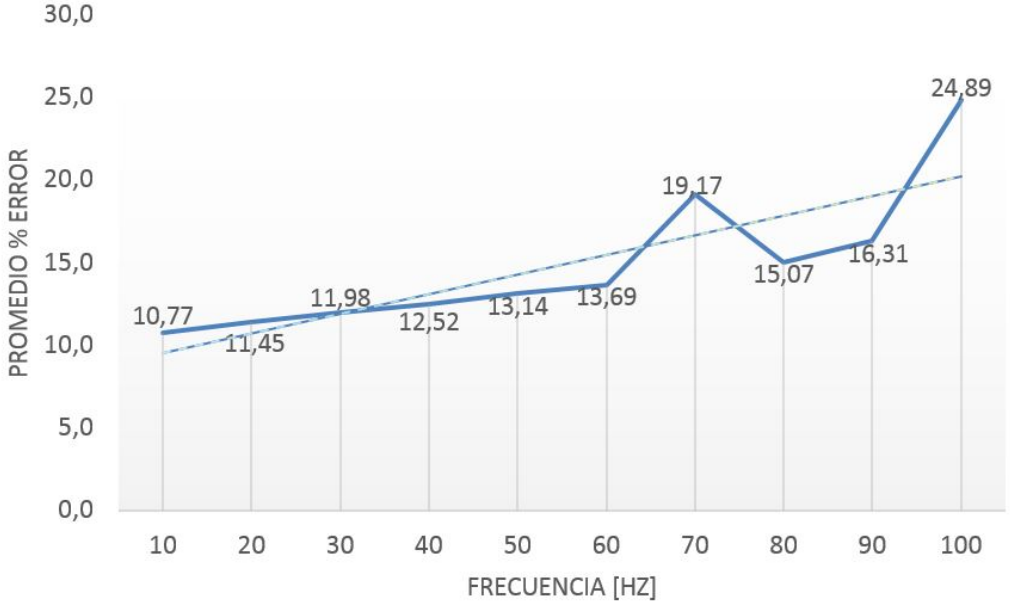

Figura 3.1: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador RST con impedancia de Cole simple.

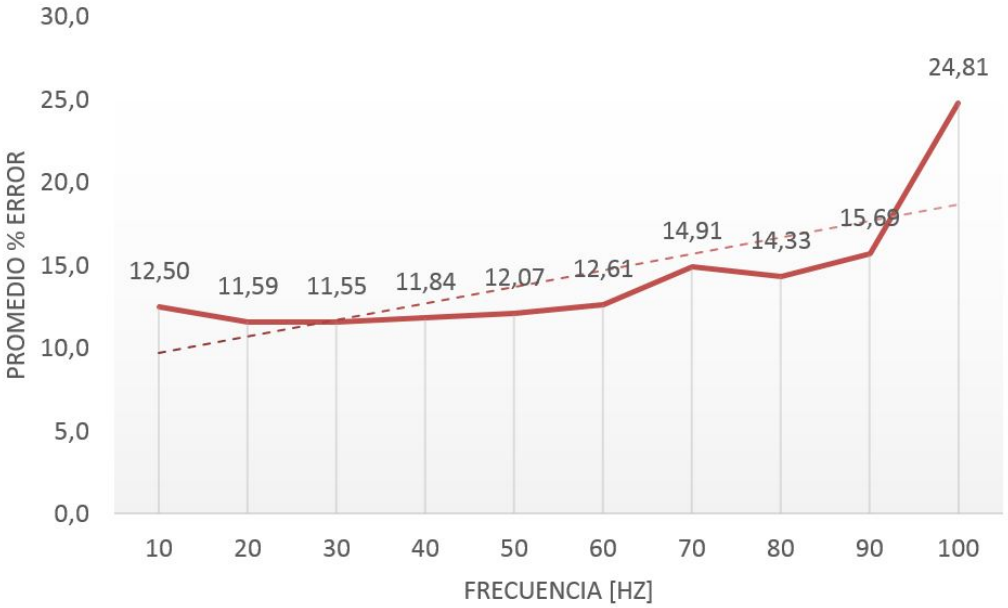

Figura 3.2: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador LGR con impedancia de Cole simple.

Por otra parte, la desviación estándar indica poca dispersión entre las pruebas realizadas.

Además de verificar dicho comportamiento numéricamente, se puede ilustrar el porcentaje de error para los dos controladores en frecuencias de 10, 50 y 100 Hz, como se indican en las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5.

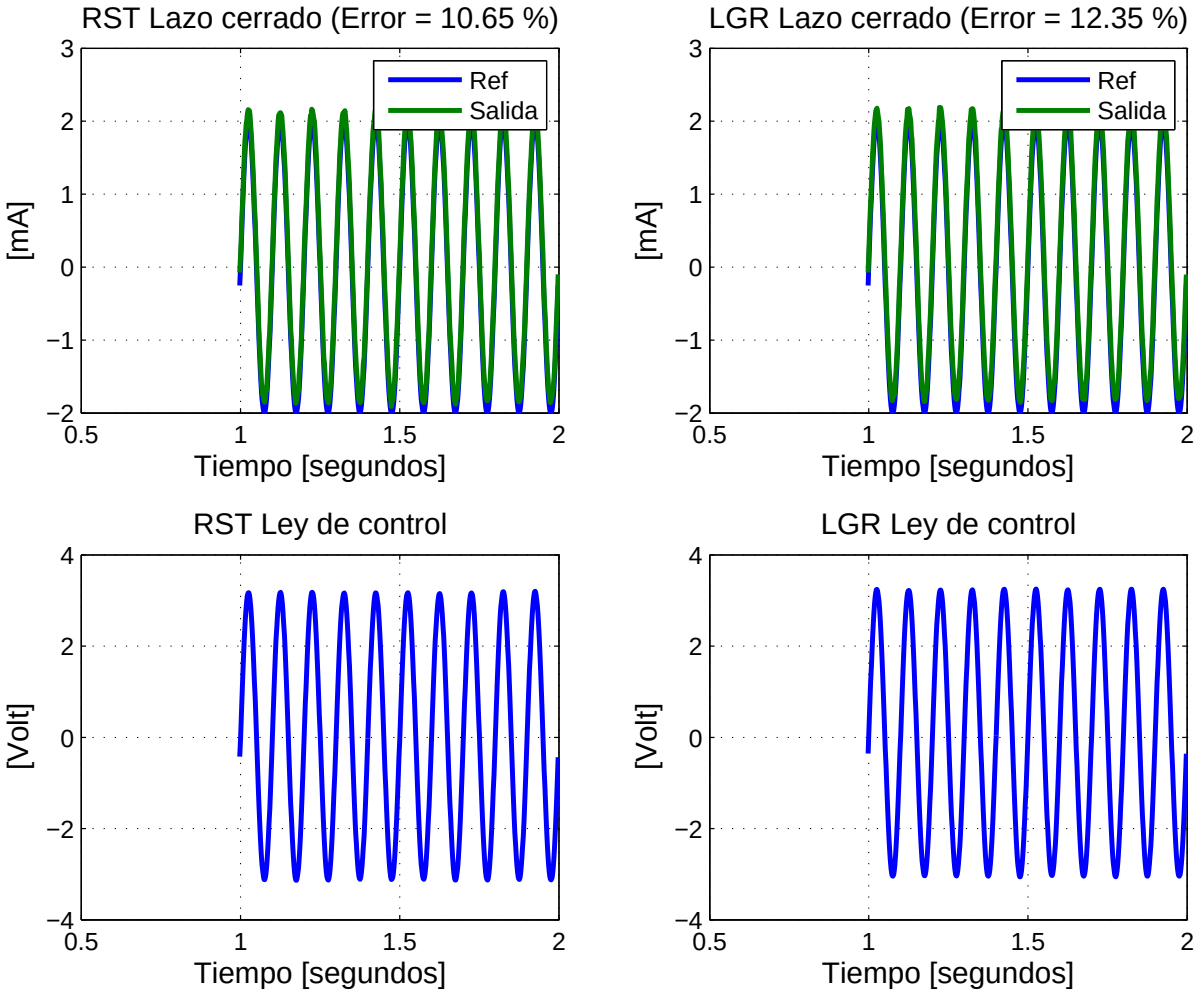

Figura 3.3: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz.

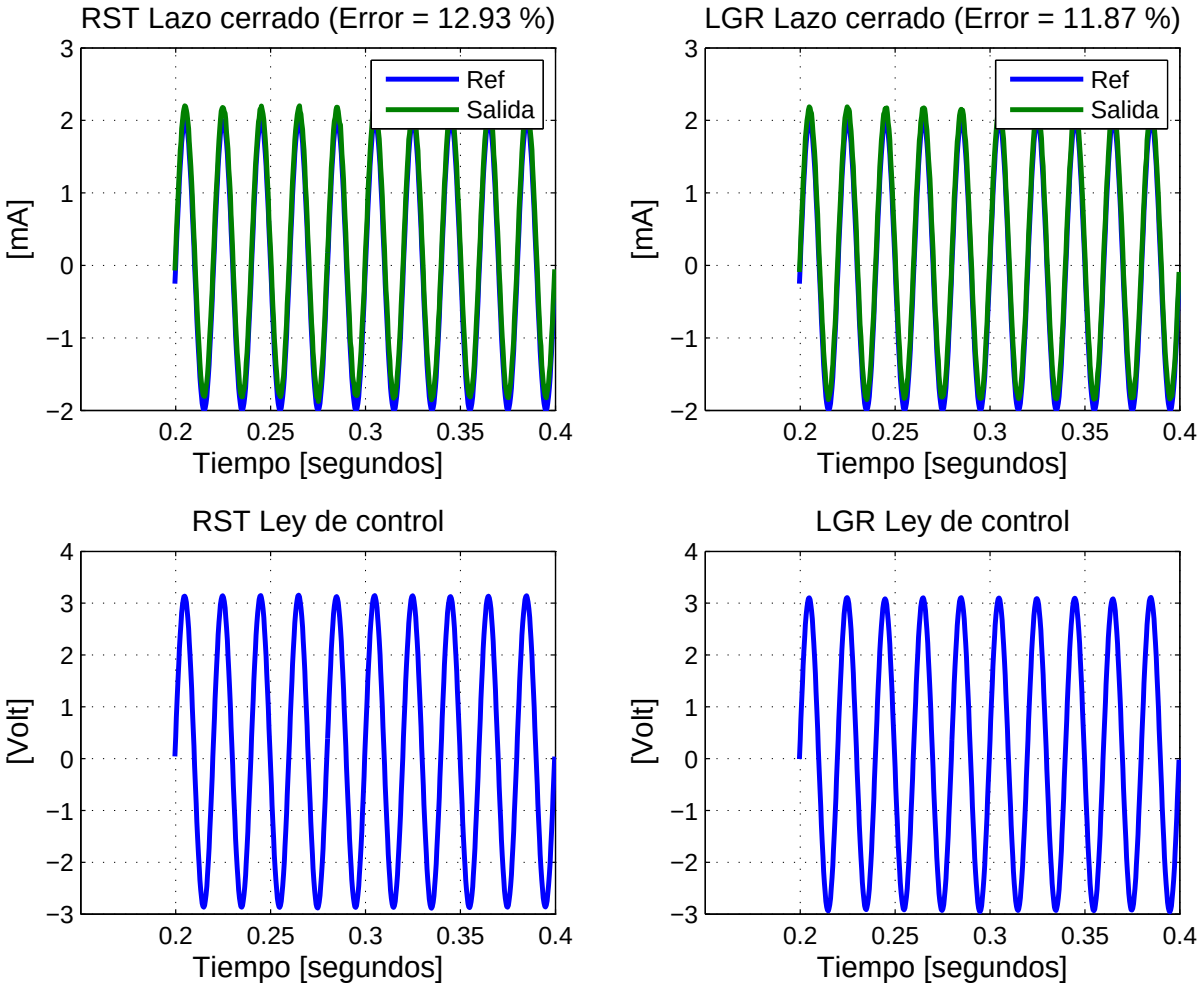

Figura 3.4: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz.

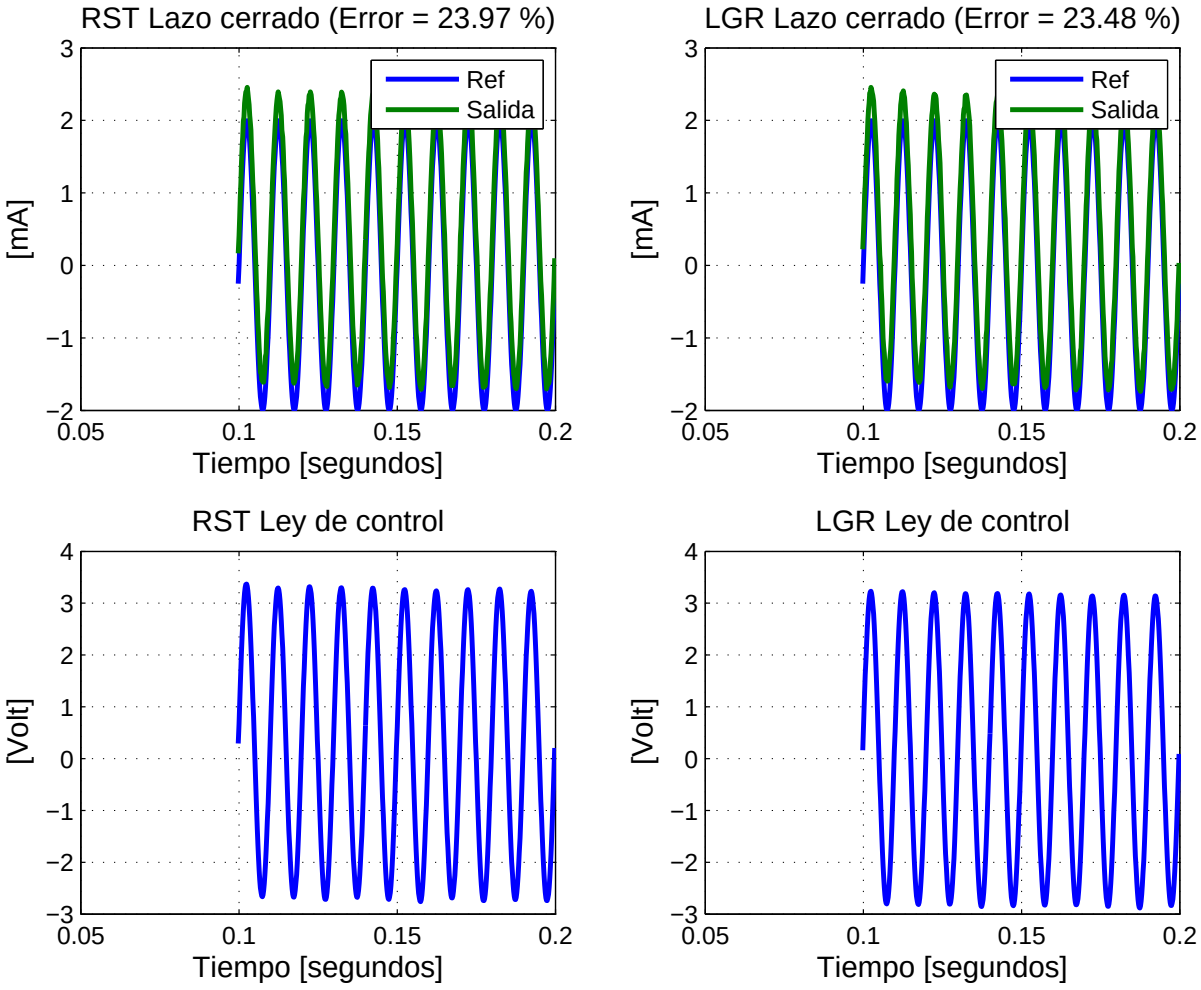

Figura 3.5: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz.

En segundo lugar, se realiza 3 veces la obtención del porcentaje de error para 3 amplitudes inferiores a 2mA, como se observa en las Tablas 3.3 y 3.4.

Tabla 3.3: Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión simple en función de amplitud y frecuencia.

	RST Simple											
F [Hz]	**% ERROR**											
	Amplitud= 0.5 mA			**Promedio**	**Amplitud= 1.0 mA**			**Promedio**	**Amplitud= 1.5 mA**			**Promedio**
	Pba 1	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*	
10	50.6	51.24	50.71	50.85	25.22	25.21	25.29	25.24	16.87	16.84	16.77	16.83
50	64.89	66.31	66.34	65.85	33.77	32.51	32.62	32.97	21.73	21.61	21.78	21.71
90	75.58	75.13	76.09	75.60	36.96	37.77	37.49	37.41	25.03	25.14	24.61	24.93

Tabla 3.4: Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión simple en función de amplitud y frecuencia.

	LGR Simple											
F [Hz]	**% ERROR**											
	Amplitud= 0.5 mA			**Promedio**	**Amplitud= 1.0 mA**			**Promedio**	**Amplitud= 1.5 mA**			**Promedio**
	Pba 1	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*	
10	59.47	59.15	58.92	59.18	29.86	29.44	29.33	29.54	20.23	19.86	19.74	19.94
50	60.21	59.88	58.88	59.66	29.92	29.53	29.81	29.75	19.6	19.83	19.95	19.79
90	71.95	72.52	71.27	71.91	35.66	35.55	36.73	35.98	24.01	23.84	23.82	23.89

El porcentaje de error crece a medida de que la amplitud de la onda de referencia decrece, esto es debido a que la variación del voltaje entregado por el sensor de corriente LMP8601 es mínimo, exigiendo mayor precisión que el otorgado por el puerto ADC de la tarjeta Arduino Due.

En las figuras 3.6 y 3.7 se observa el comportamiento mencionado anteriormente, puesto que en los dos controladores, el porcentaje de error es más alto para amplitudes de corriente más pequeñas, además, también se visualiza que a mayor frecuencia mayor es el porcentaje de error.

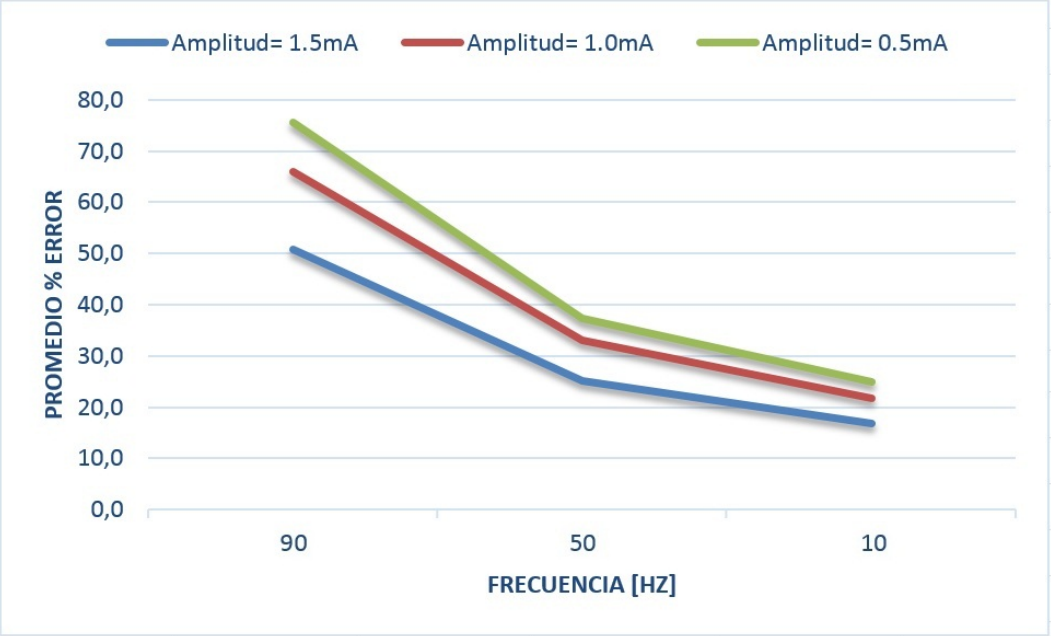

Figura 3.6: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador RST con impedancia de Cole simple.

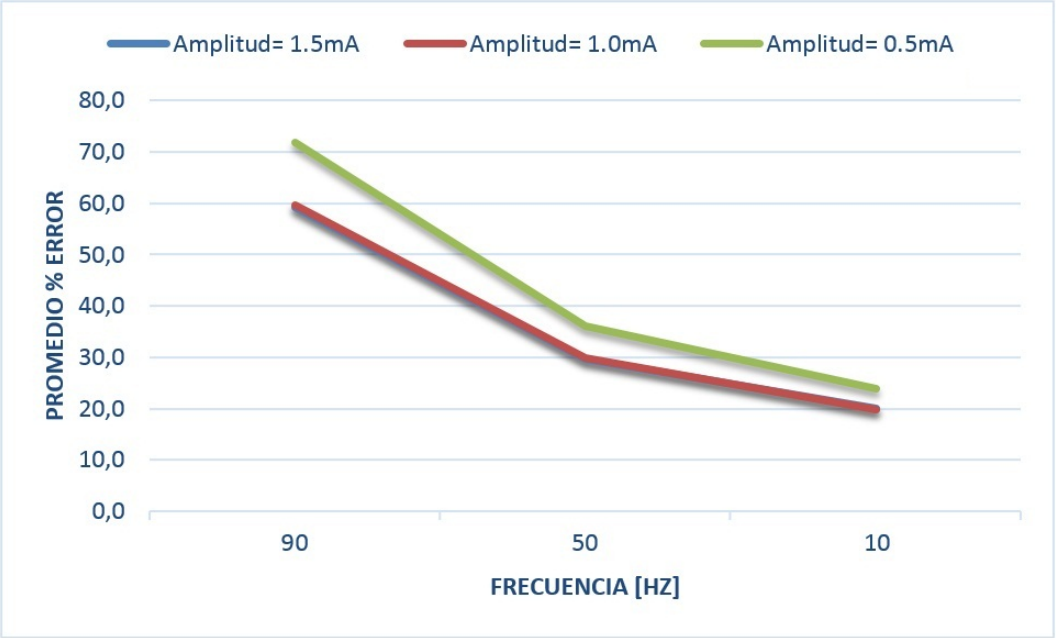

Figura 3.7: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador LGR con impedancia de Cole simple.

En tercer lugar, se realiza la variación de carga correspondiente a los valores de resistencias y capacitancia para los dos controladores propuestos, como se observa en las Figuras 3.8 y 3.9:

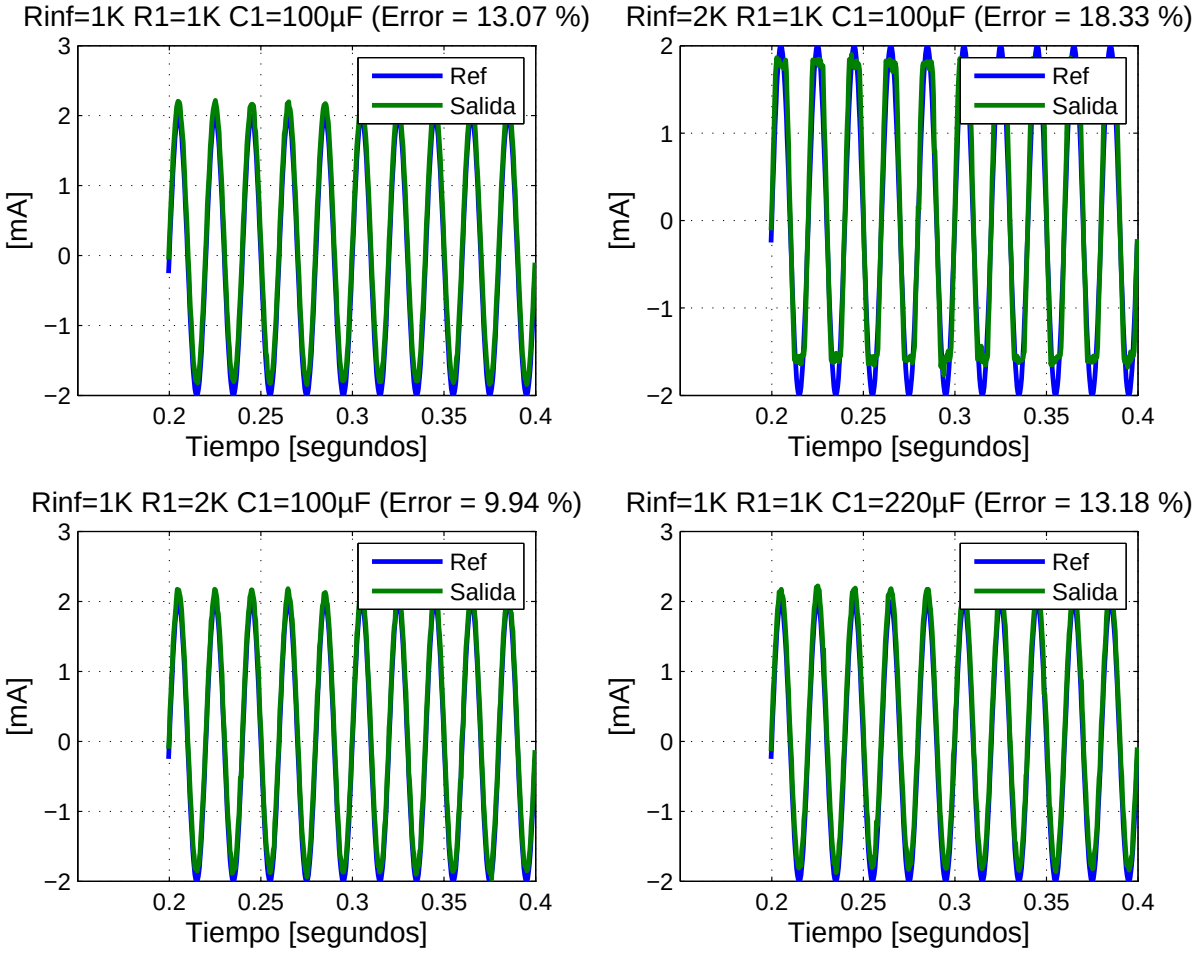

Figura 3.8: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST para diferentes cargas resisto-capacitivas.

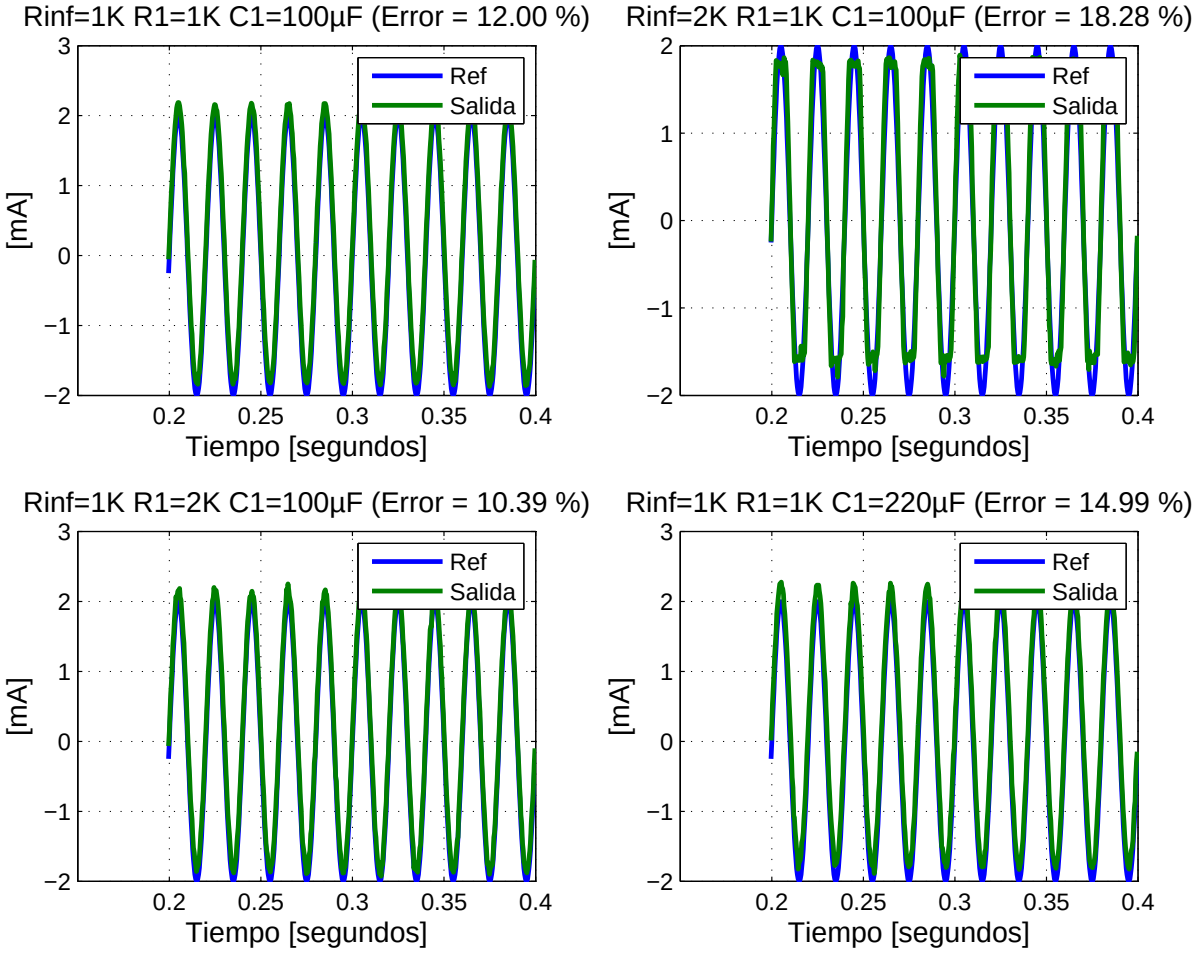

Figura 3.9: Respuesta de lazo cerrado del controlador LGR para diferentes cargas resisto-capacitivas.

Se constató que al variar la impedancia de la carga, no hay un efecto drástico en la corriente que fluye a través de esta, debido a que se mantiene a niveles cercanos de -2mA y 2mA.

3.2. Resultados obtenidos con el controlador de repuesta de estado transitorio y el controlador por lugar geométrico de las raíces para el modelo de impedancia de Cole con dispersión doble

También se realizó 5 veces la obtención del porcentaje de error para cada frecuencia, hallando así el promedio y su desviación estándar, con el fin de generalizar el comportamiento de la fuente a bajas, medias y altas frecuencias.

Tabla 3.5: Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión doble en función de la frecuencia.

F [Hz]	**Controlador RST para el modelo de Cole con dispersión doble**						
	% ERROR					**Promedio**	σ
	Prueba 1	*Prueba 2*	*Prueba 3*	*Prueba 4*	*Prueba 5*		
10	8.93	9.05	9.02	9.12	9.21	9.07	0.105
20	10.58	10.66	10.63	10.52	10.7	10.62	0.070
30	11.93	12.13	12.14	12.08	12.17	12.09	0.095
40	13.49	13.32	13.46	13.56	13.55	13.48	0.097
50	15.15	15.09	15.18	15.33	15.44	15.24	0.143
60	17.43	17.32	17.8	17.43	17.64	17.52	0.193
70	20.77	20.65	20.92	20.62	20.77	20.75	0.119
80	23.71	23.84	24.21	23.77	24.39	23.98	0.299
90	28.69	28.86	28.94	28.65	28.62	28.75	0.140
100	32.22	32.44	32.62	30.62	32.32	32.04	0.810
	PROMEDIO:					18.35	0.207

Tabla 3.6: Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión doble en función de la frecuencia.

F [Hz]	**Controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión doble**						
	% ERROR					**Promedio**	σ
	Prueba 1	*Prueba 2*	*Prueba 3*	*Prueba 4*	*Prueba 5*		
10	6.22	6.87	6.69	6.58	6.72	6.62	0.244
20	7.29	7.28	7.52	7.35	7.48	7.38	0.110
30	8.28	8.16	8.22	7.97	8.08	8.14	0.121
40	8.78	8.55	8.81	8.57	8.82	8.71	0.134
50	10.64	10.69	10.63	10.71	10.65	10.66	0.034
60	10.11	10.39	10.46	10.16	10.49	10.32	0.175
70	11.43	11.57	11.87	11.75	11.6	11.64	0.170
80	13.25	13.12	13.08	13.98	14.1	13.51	0.493
90	15.42	15.53	15.56	15.55	15.41	15.49	0.073
100	17.04	17.05	17.11	17.27	17.09	17.11	0.093
	PROMEDIO:					10.96	0.165

Al comparar el promedio del porcentaje de error para el controlador RST de la Tabla 3.5 y el controlador LGR de la Tabla 3.5, es evidenciable que el controlador por lugar geométrico de las raíces es más preciso en un 7.39 %, lo cual indica una diferencia significativa entre los dos controladores a diferencia del modelo de Cole con dispersión simple.

De igual manera, a mayor frecuencia mayor es el porcentaje de error en los dos controladores tal como se observa en las Figuras 3.10 y 3.11.

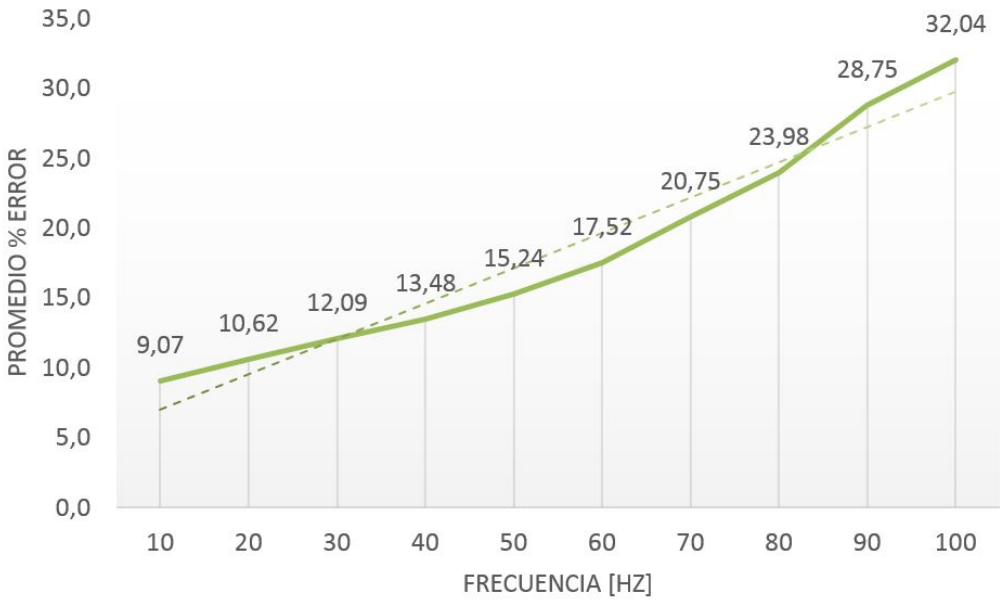

Figura 3.10: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador RST con impedancia de Cole doble.

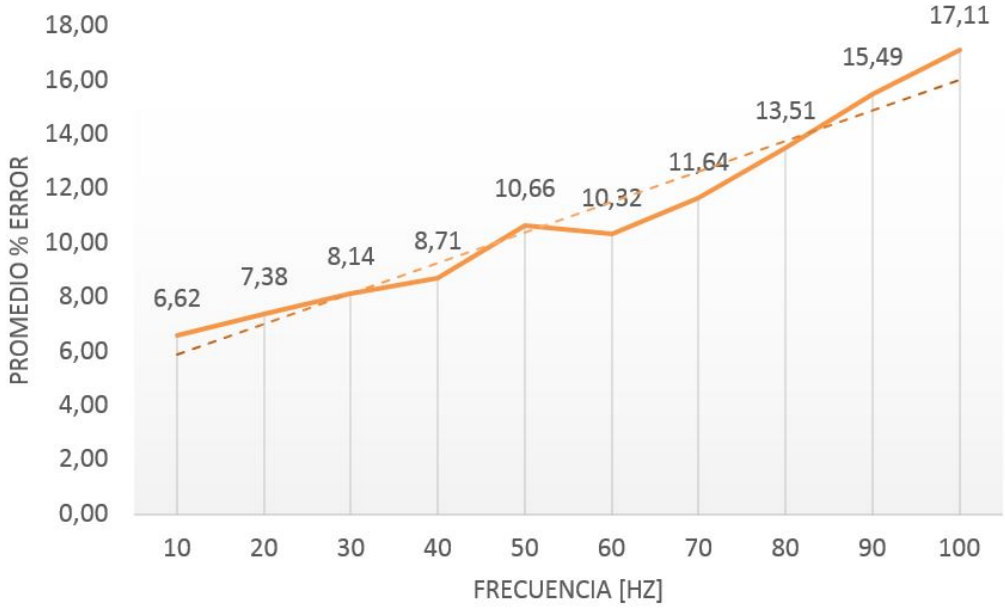

Figura 3.11: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia para el controlador LGR con impedancia de Cole doble.

En las pruebas realizadas para el modelo de Cole con dispersión doble, la desviación

estándar revela la poca dispersión.

Las Figuras 3.12, 3.13 y 3.14 corroboran el comportamiento de seguimiento de la señal de referencia de la señal de salida para bajas, medias y altas frecuencias, al igual que la alta diferencia entre los dos controladores propuestos.

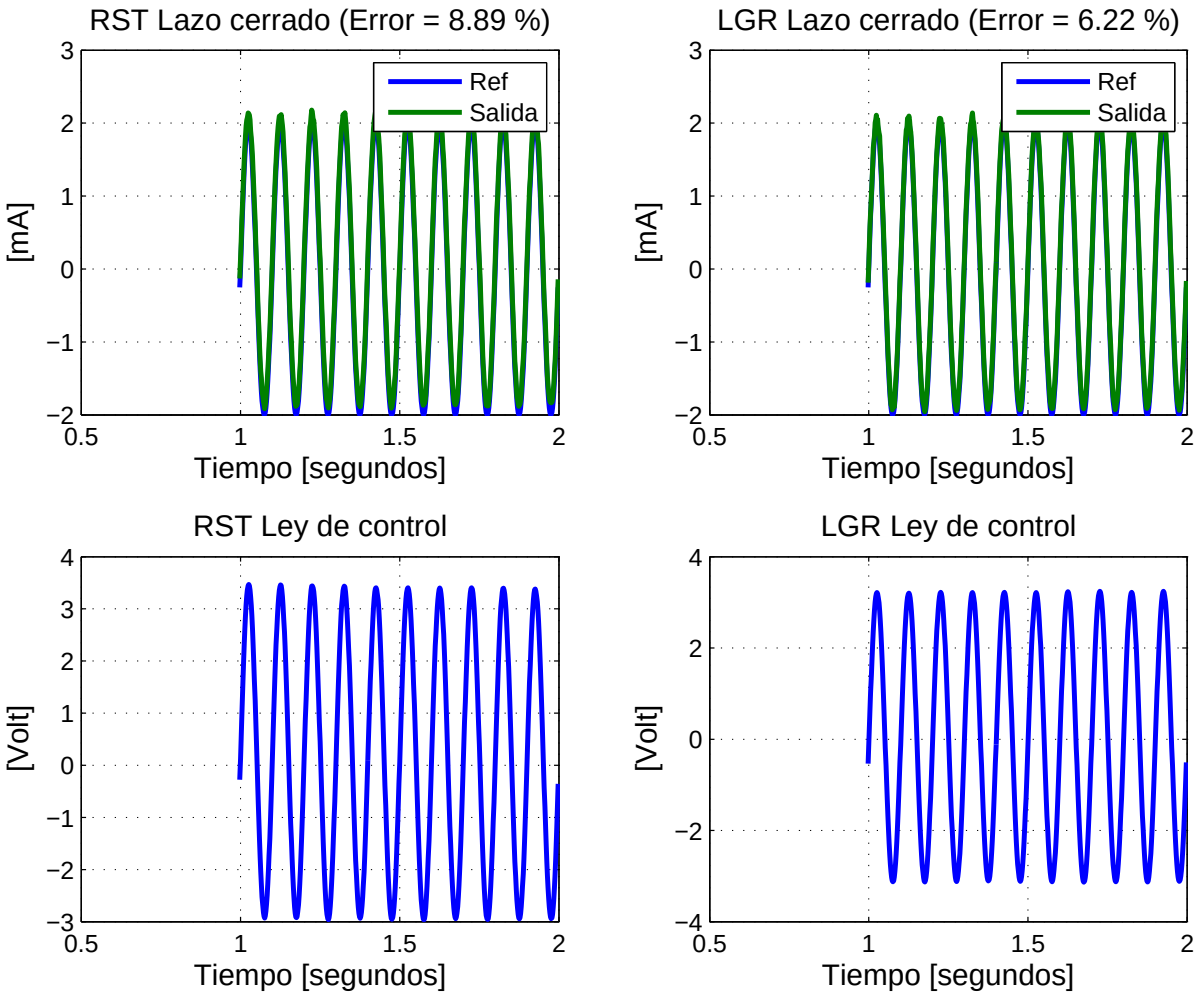

Figura 3.12: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 10 Hz.

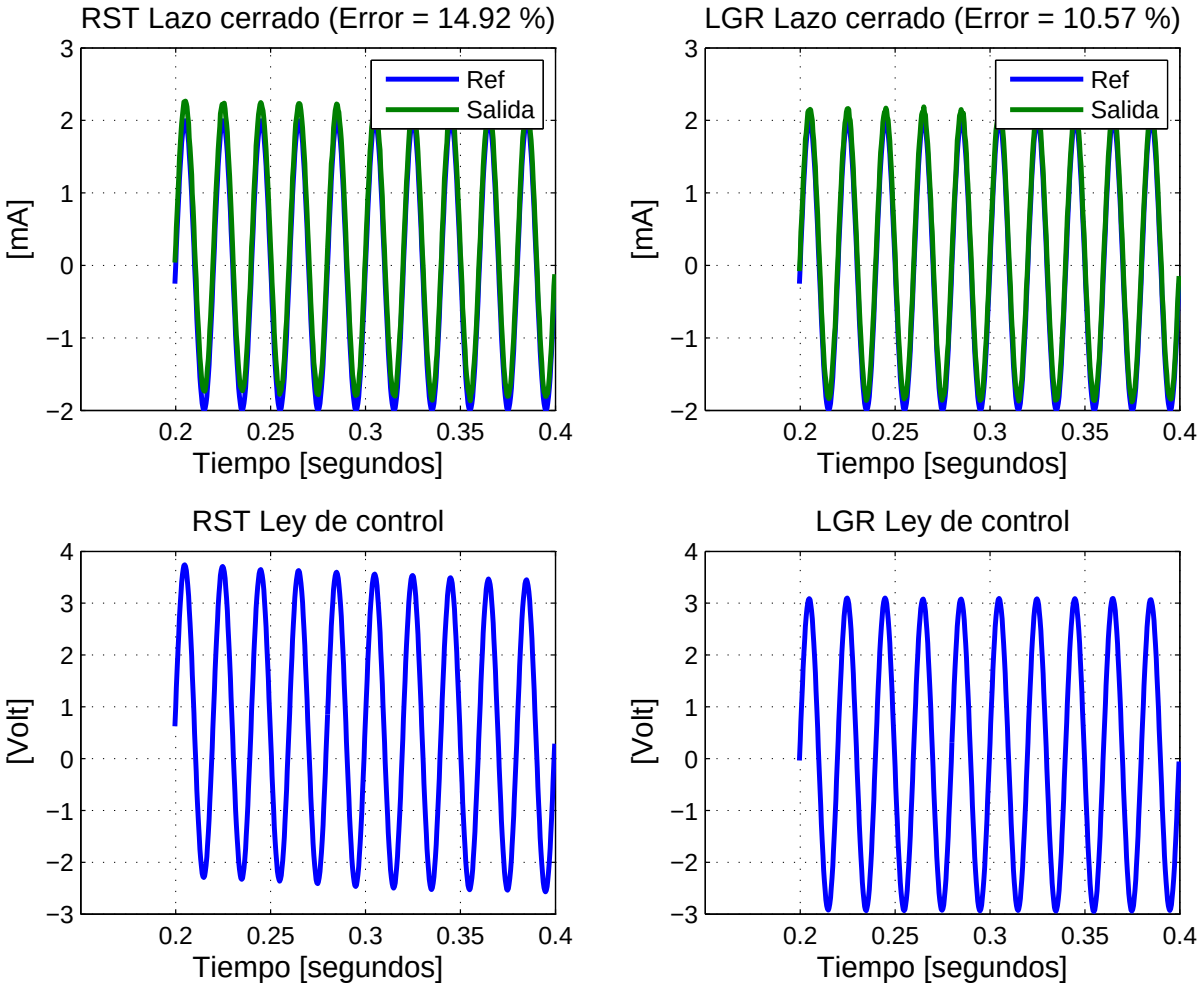

Figura 3.13: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 50 Hz.

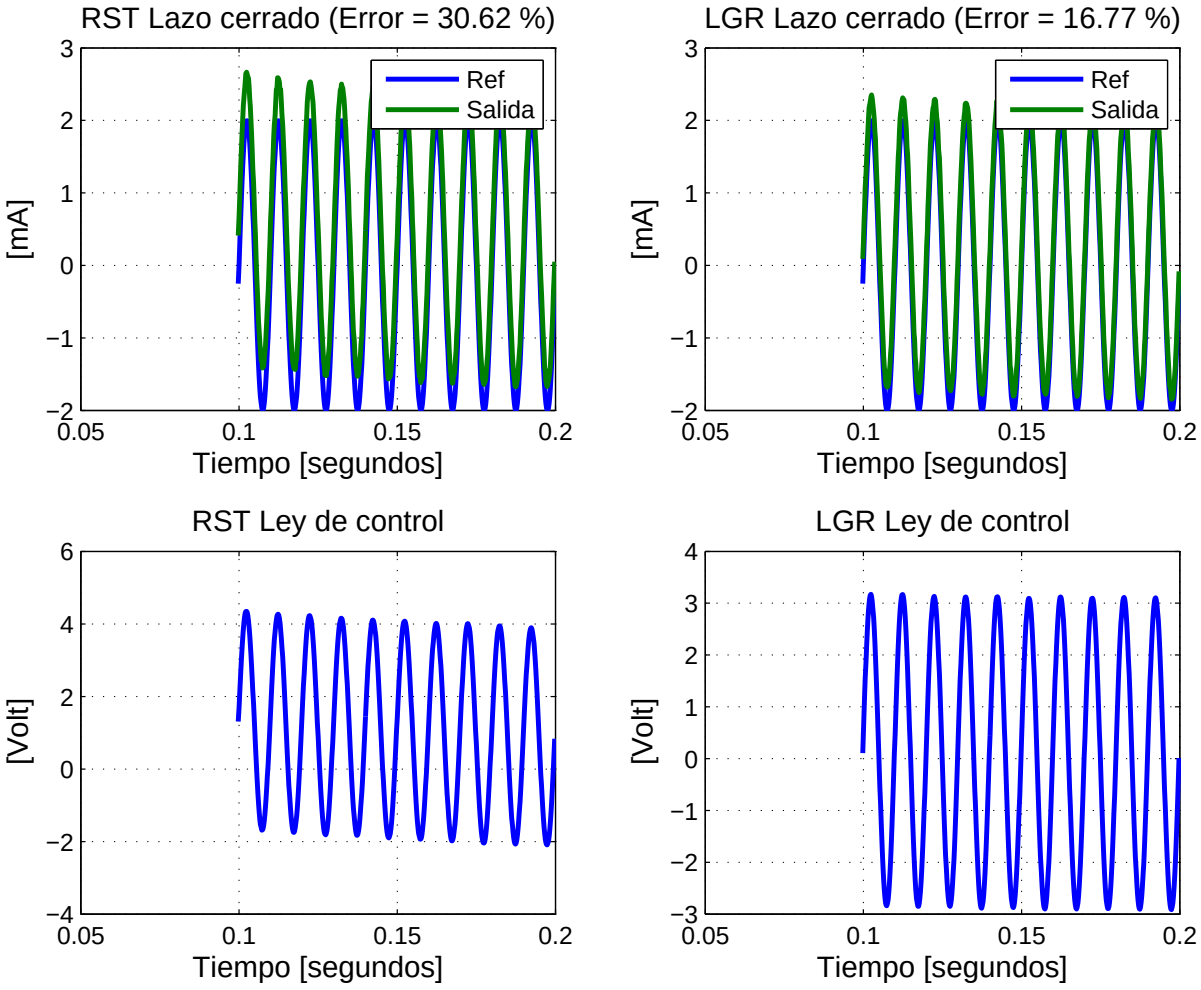

Figura 3.14: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST y LGR para frecuencia de 100 Hz.

Igualmente, se realizó 3 veces la obtención del porcentaje de error para las 3 amplitudes escogidas, tal como se observa en las Tablas 3.7 y 3.8.

Tabla 3.7: Porcentaje de error obtenido por el controlador RST para el modelo de Cole con dispersión doble en función de amplitud y frecuencia.

	RST Doble											
F [Hz]	**% ERROR**											
	Amplitud= 0.5 mA			**Promedio**	**Amplitud= 1.0 mA**			**Promedio**	**Amplitud= 1.5 mA**			**Promedio**
	Pba 1	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*	
10	53.79	51.93	53.1	52.94	26.01	27.17	26.51	26.56	18.03	18.13	17.96	18.04
50	84.04	84.46	83.94	84.20	42.98	41.78	43.07	42.61	28.21	28.25	28.23	28.23
90	138.09	140.23	147.22	141.85	74.02	72.97	73.56	73.52	49.14	48.96	49.46	49.19

Tabla 3.8: Porcentaje de error obtenido por el controlador LGR para el modelo de Cole con dispersión doble en función de amplitud y frecuencia.

	LGR Doble											
F [Hz]	**% ERROR**											
	Amplitud= 0.5 mA			**Promedio**	**Amplitud= 1.0 mA**			**Promedio**	**Amplitud= 1.5 mA**			**Promedio**
	Pba 1	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*		*Pba 1*	*Pba 2*	*Pba 3*	
10	33.2	36.99	36.06	35.42	18,00	18.42	17.91	18.11	12.26	12.27	12.31	12.28
50	47.66	47.58	46.73	47.32	23.76	23.49	23.67	23.64	15.67	15.75	15.85	15.76
90	61.85	63.7	63.63	63.06	30.6	31.47	32.02	31.36	20.64	21.52	21.51	21.22

El porcentaje de error crece a medida de que la amplitud de la onda de referencia decrece, a causa del comportamiento de LMP8601 y el Arduino Due mencionado anteriormente.

En las figuras (3.15) y (3.16) se observa el dicho comportamiento, puesto que en los dos controladores, el porcentaje de error es más alto para amplitudes de corriente más pequeñas, además, también se visualiza que a mayor frecuencia mayor es el porcentaje de error.

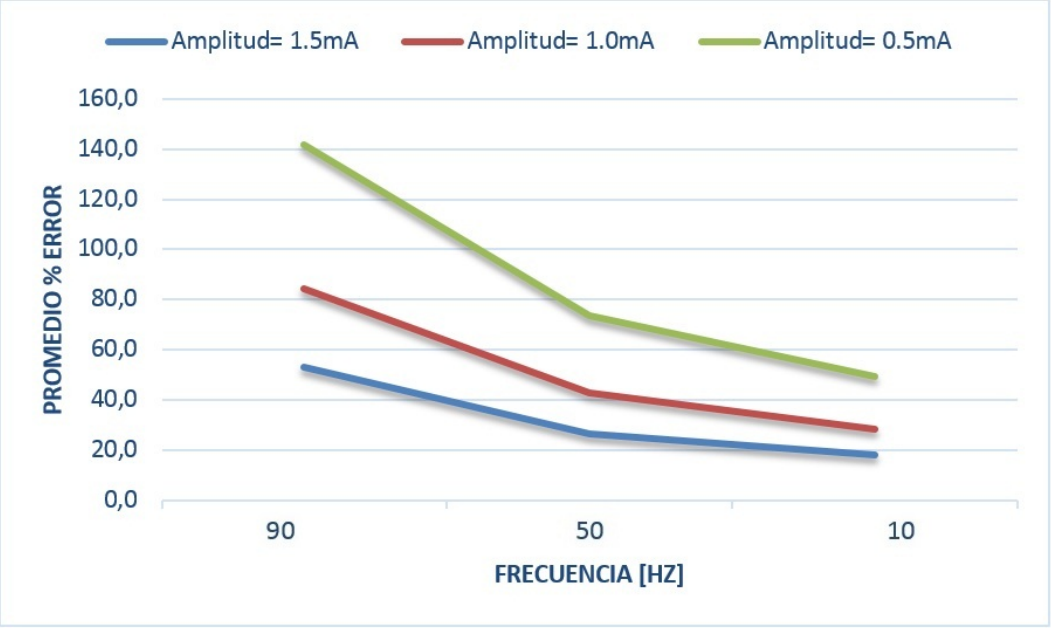

Figura 3.15: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador RST con impedancia de Cole doble.

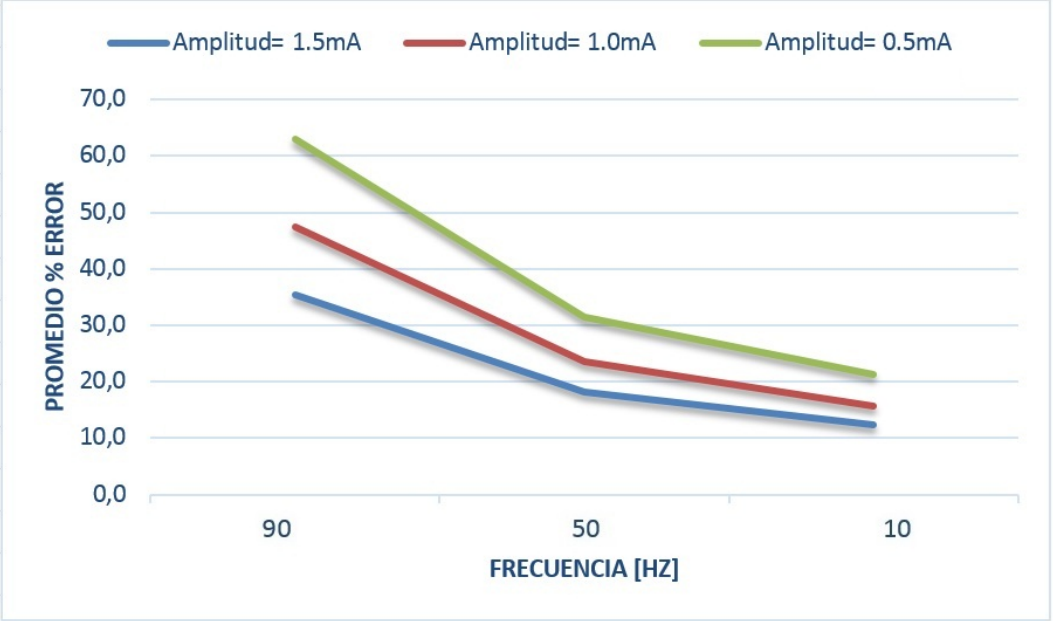

Figura 3.16: Gráfica de porcentaje de error vs frecuencia con diferentes amplitudes para el controlador LGR con impedancia de Cole doble.

De igual manera, se realizó la variación de carga correspondiente a los valores de resistencias y capacitancias para los dos controladores propuestos, como se observa en la Figuras 3.17 y 3.18:

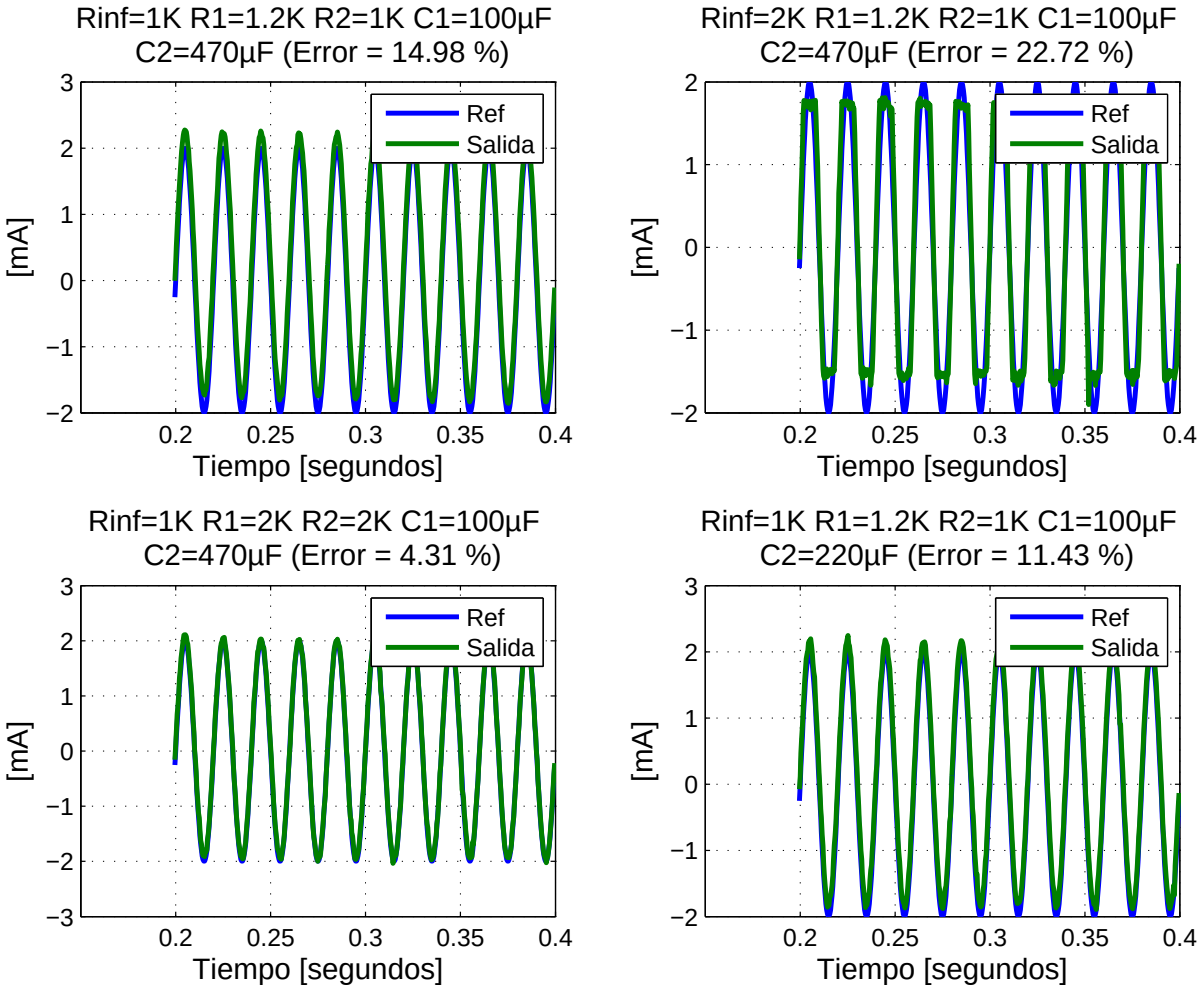

Figura 3.17: Respuesta de lazo cerrado del controlador RST para diferentes cargas resistocapacitivas.

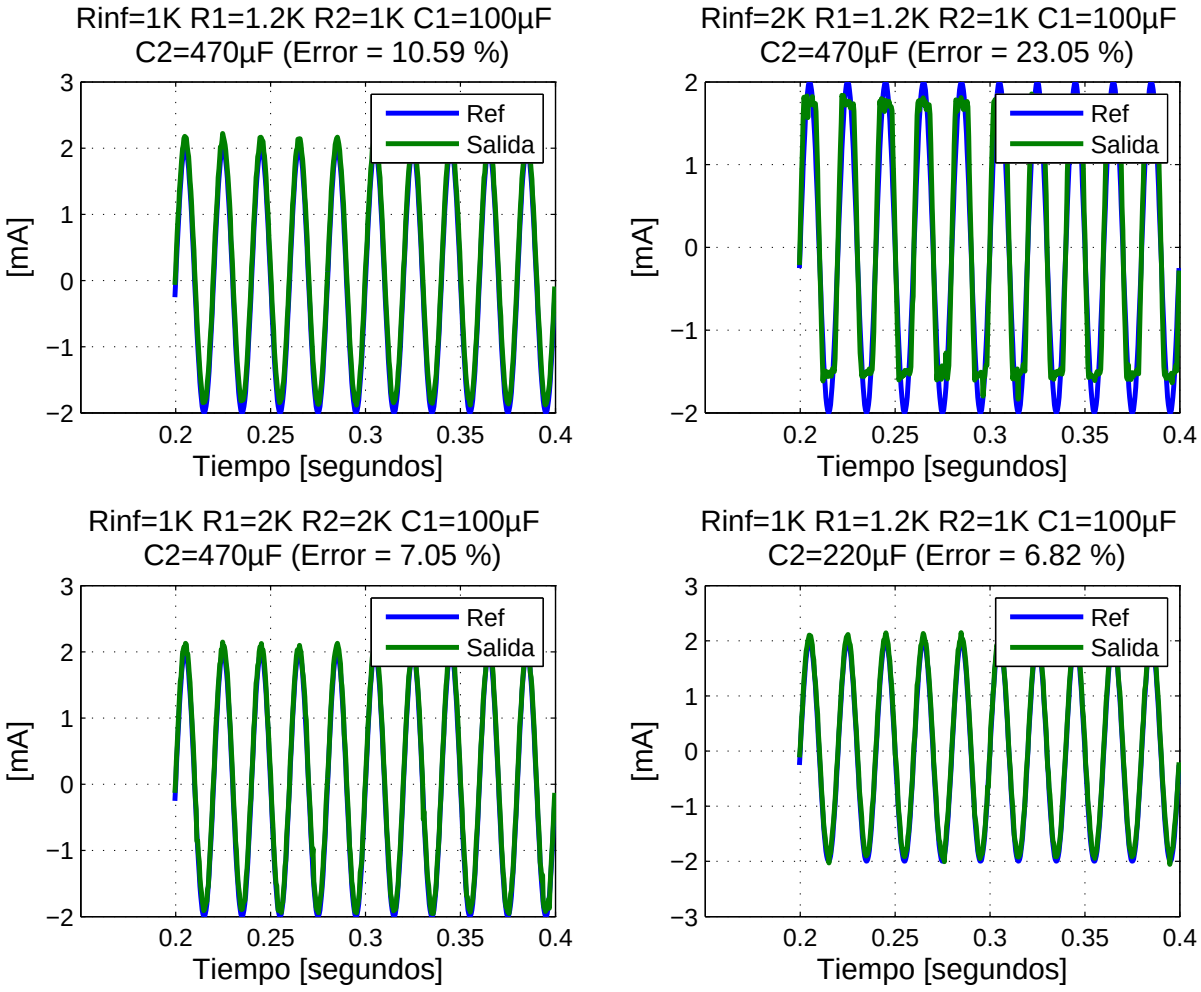

Figura 3.18: Respuesta de lazo cerrado del controlador LGR para diferentes cargas resistocapacitivas.

Se constató de nuevo que al variar la impedancia de la carga, no hay un efecto drástico en la corriente que fluye a través de esta, debido a que se mantiene a niveles cercanos de -2mA y 2mA.

3.3. Sección conclusiva

Luego de realizar la comparación de los dos controladores, tanto teóricamente como en la práctica, el controlador por lugar geométrico de las raíces, como se previó en la sesión conclusiva anterior, prometió y resultó más preciso en la parte experimental, se obtuvo

tanto en el modelo de Cole con dispersión simple como en el de dispersión doble, un porcentaje de error más bajo tanto para altas como bajas frecuencias, teniendo un estado estacionario más corto a comparación con el controlador RST, además de la gran ventaja de tener la misma función de transferencia en los dos modelos.

Capítulo 4

Conclusiones y Trabajos Futuros

4.1. Conclusiones

- A través de los modelos de impedancia de Cole con dispersión simple y con dispersión doble, se realizó el diseño e implementación de dos controladores, el primero fue un controlador de asignación de polos y el segundo un controlador por lugar geométrico de las raíces.
- El desempeño de la fuente se ve afectado por la amplitud y la frecuencia de la señal de referencia, ya que los porcentajes de error aumentan cuando la frecuencia aumenta, así mismo el porcentaje aumenta a medida de que la amplitud disminuye y se acerca a cero. Esto se debe al muestreo y cuantización de los datos respetivamente.
- El controlador más efectivo fue el controlador por lugar geométrico de las raíces, puesto que mostró mejor desempeño que el controlador por asignación de polos para ambos modelos de impedancia, ya que los porcentajes de error son más bajos en la mayoría de frecuencias, además dicho controlador tiene la misma función de transferencia para los dos modelos, lo cual facilita su implementación.
- La resolución de los puertos ADC y DAC de la tarjeta Arduino Due fueron los adecuados para el diseño de la fuente de corriente. Sin embargo, para obtener mayor precisión en trabajos futuros es recomendable el cambio de dispositivo con una mayor resolución.

4.2. Trabajos Futuros

A partir de este trabajo de grado es posible plantear nuevos trabajos de investigación.

- Implementar técnicas de control más avanzadas tal como el control predictivo, debido a que este control parte del supuesto de una señal de referencia o setpoint conocida de antemano, en pocas palabras conocer el setpoint futuro de la señal que está ingresando al lazo de control, de igual manera se podría implementar técnicas en espacio de estados.
- Utilizar un Hardware más especializado para trabajar con frecuencias en el orden de los KHz, para poder realizar Bioimpedacia en el rango intracelular.

Bibliografía

[1] K. Okazaki, A. Tangoku, T. Morimoto, K. Hattori, R. Kotani, E. Yasuno, M. Akutagawa, and Y. Kinouchi, "Basic study of a new diagnostic modality by non-invasive measurement of the electrical impedance tomography (EIT) on localized tissues," in *International Conference on Biomedical and Pharmaceutical Engineering (ICBPE)*, Dec 2009, pp. 1–5.

[2] H. Yazdanian, M. Samani, and A. Mahanm, "Characteristics of the Howland current source for bioelectric impedance measurements systems," in *20th Iranian Conference on Biomedical Engineering (ICBME)*, Dec 2013, pp. 189–193.

[3] D. Bouchaala, S. Qinghai, C. Xinyue, O. Kanoun, and N. Derbel, "A high accuracy voltage controlled current source for handheld bioimpedance measurement," in *10th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD)*, March 2013, pp. 1–4.

[4] D. M. Khan, "A current source for electrical impedance tomography," Master's thesis, McMaster University, 2010.

[5] D. Bouchaala, X. Chen, Q. Shi, O. Kanoun, and N. Derbel, "Comparative study of voltage controlled current sources for biompedance measurements," in *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)*, March 2012, pp. 1–6.

[6] D. Bouchaala, O. Kanoun, and N. Derbel, "High accurate and wideband current excitation for bioimpedance health monitoring systems," *Measurement*, vol. 79, no. 1, pp. 339 – 348, 2015.

[7] S. Santos, T. Schlebusch, and S. Leonhardt, "Simulation of a current source with a Cole-Cole load for multi-frequency electrical impedance tomography," in *35th Annual*

International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), July 2013, pp. 6445–6448.

[8] Y. Wang, N. Li, H. Yu, Z. Sun, H. Nie, and H. Xu, "Study on wide-band voltage controlled current source for electrical impedance tomography," in *Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA)*, Jan 2012, pp. 1499–1502.

[9] L. Zhangyong, X. Zhui, R. Chaoshi, W. Wei, Z. Dechun, and Z. Huiquan, "Study of voltage control current source in electrical impedance tomography system," in *4th International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering (ICBBE)*, June 2010, pp. 1 – 4.

[10] A. Al-Obaidi and M. Meribout, "A new enhanced Howland voltage controlled current source circuit for EIT applications," in *IEEE Conference and Exhibition (GCC)*, Feb 2011, pp. 327–330.

[11] A. Tucker, R. Fox, and R. Sadleir, "Biocompatible, high precision, wideband, improved Howland current source with lead-lag compensation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 63–70, 2013.

[12] T. Qureshi, C. Chatwin, and W. Wang, "Bio-impedance excitation system: A comparison of voltage source and current source designs," *{APCBEE} Procedia*, vol. 7, no. 1, pp. 42 – 47, 2013.

[13] S. Lee, S. Polito, C. Agell, S. Mitra, R. F. Yazicioglu, J. Riistama, J. Habetha, and J. Penders, "A low-power and compact-sized wearable bio-impedance monitor with wireless connectivity," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 434, no. 1, pp. 1 – 4, 2013.

[14] W. Lee and S. Cho, "Integrated all electrical pulse wave velocity and respiration sensors using bio-impedance," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 3, pp. 776–785, 2015.

[15] M. Min and T. Parve, "Improvement of lock-in electrical bio-impedance analyzer for implantable medical devices," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 3, pp. 968–974, 2007.

[16] H. Mu, L. Geng, and J. Liu, "A high precision constant current source applied in LED driver," in *Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO)*, May 2011, pp. 1–4.

[17] T. Chang, G. Zhu, and W. Chen, "Design of high stable numerically controlled constant-current source," in *Second International Conference on Future Networks (ICFN)*, Jan 2010, pp. 173–176.

[18] G. De Falco, M. Gargiulo, G. Breglio, and A. Irace, "Design of a parallel resonant converter as a constant current source with microcontroller-based output current regulation control," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, June 2012, pp. 632–635.

[19] N. Li, H. Xu, W. Wang, and W. Zhang, "High-speed digital-controlled variable voltage source with current monitor for EIT application," in *4th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI)*, Oct 2011, pp. 1110 – 1113.

[20] D. Zhao, "High output-impedance current source for electrical impedance tomography," in *4th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI)*, Oct 2011, pp. 1106–1109.

[21] T. Bera, M. Saikia, and J. Nagaraju, "A battery-based constant current source (Bb-CCS) for biomedical applications," in *Fourth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT)*, July 2013, pp. 1–5.

[22] T. J. Freeborn, "A survey of fractional-order circuit models for biology and biomedicine," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 416–424, Sept 2013.

[23] A. Ivorra, M. Genescà, A. Sola, L. Palacios, R. Villa, G. Hotter, and J. Aguiló, "Bio-impedance dispersion width as a parameter to monitor living tissues," *Physiological Measurement*, vol. 26, no. 2, p. S165, 2005.

[24] T. Instruments, "Datasheet lmp8601," Texas Instruments, Tech. Rep., 2008.