

# MODELO DE LEVITADOR MAGNÉTICO EXPERIMENTAL PARA PRÁCTICA DOCENTE

Juan Manuel Guariste

Ignacio Islas

Javier Mosconi

Este Trabajo Final de carrera fue presentado al Departamento de Electrónica y  
Computación de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de  
Mar del Plata el **día X de Mayo del año 2022**, como requisito parcial para  
la obtención del título de  
Ingeniero en Electrónica

Director: Ing. Walter Kloster

Co-Director: Ing. Gustavo Uicich

El presente trabajo fue realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control del Departamento de Electrónica y Computación, ICyTE, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata.

*MODIFICARRRRRRR LUEGO EN MASTER.tex*



# Índice general

<b>Índice de tablas</b>	<b>xii</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>xiii</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Alcance del proyecto . . . . .	3
1.2. Contexto del proyecto . . . . .	3
1.3. Descripción del dispositivo . . . . .	4
<b>2. Caracterización del electroimán</b>	<b>9</b>
2.1. Diseño del electroimán . . . . .	9
2.2. Modelado físico . . . . .	11
2.2.1. Modelado de inductancia del electroimán . . . . .	13
2.2.2. Cálculo de la fuerza magnética . . . . .	15
2.2.3. Cálculo de la corriente nominal del sistema . . . . .	16
2.3. Mediciones sobre el electroimán . . . . .	17

2.3.1.	Medición de resistencia del bobinado . . . . .	17
2.3.2.	Medición de inductancia . . . . .	18
2.4.	Modelo de estado de la planta . . . . .	20
<b>3.</b>	<b>Controlador de corriente</b>	<b>23</b>
3.1.	Descripción general . . . . .	23
3.2.	Circuito del controlador de corriente . . . . .	25
3.2.1.	Simulaciones de formas de onda . . . . .	29
3.2.2.	Simulación de un escalón en la referencia de corriente . . . . .	29
3.2.3.	Descripción general de la topología . . . . .	30
3.2.4.	Dimensionamiento de capacitor de bootstrap . . . . .	34
3.2.5.	Resistencia entre gate y source . . . . .	38
3.2.6.	Protección del gate . . . . .	38
3.2.7.	Tiempo muerto . . . . .	39
3.2.8.	Dimensionamiento de los capacitores de fuente . . . . .	39
3.2.9.	Comutación de alta frecuencia para el bootstrap . . . . .	43
3.2.10.	Simulación del sistema con oscilador auxiliar . . . . .	44
3.3.	Justificación de la utilización de la topología de puente H . . . . .	45
3.3.1.	Ajuste para evitar lazo abierto con corriente instantánea negativa . . . . .	46
3.4.	Características estáticas y dinámicas del controlador . . . . .	47

3.4.1.	Corriente media del electroimán	47
3.4.2.	Frecuencia de conmutación de la corriente	47
3.4.3.	Ancho de banda del controlador	48
3.4.4.	Transferencia lineal del controlador de corriente	49
<b>4.</b>	<b>Estimador analógico</b>	<b>51</b>
4.1.	Descripción general	52
4.2.	Análisis de la estimación	53
4.3.	Modelo circuital del estimador de posición	54
4.4.	Circuito del derivador compensado	56
4.5.	Diseño del filtro pasa bajos	59
4.6.	Compensación de resistencia interna	61
4.7.	Rectificador, Restador y Filtrado	66
4.7.1.	Rectificador	66
4.7.2.	Restador	68
4.7.3.	Etapa de filtrado	69
4.8.	Circuito completo	70
4.9.	Simulación de estimador completo	71
4.10.	Transferencia final del estimador de posición:	72
<b>5.</b>	<b>Compensador analógico</b>	<b>75</b>
5.1.	Descripción general	75

5.2.	Lazo de realimentación interno . . . . .	76
5.2.1.	Análisis de estabilidad con masa de 30 kg . . . . .	76
5.2.2.	Diseño de la red de adelanto de fase . . . . .	82
5.2.3.	Verificación de estabilidad con masa de 1 Kg . . . . .	87
5.2.4.	Implementación circuital de la red de adelanto de fase . . . . .	91
5.3.	Lazo del realimentación externo . . . . .	92
5.3.1.	Diseño del integrador . . . . .	92
5.3.2.	Implementación circuital del integrador . . . . .	97
5.4.	Etapa de entrada . . . . .	98
5.4.1.	Cálculo de ganancia de entrada . . . . .	98
5.4.2.	Implementación circuital . . . . .	100
<b>6.</b>	<b>Implementación Digital</b>	<b>103</b>
6.1.	Descripción general . . . . .	104
6.2.	Determinación de la frecuencia de muestreo . . . . .	105
6.3.	Adquisición y procesamiento de las muestras . . . . .	107
6.4.	Estimación digital de la posición . . . . .	109
6.5.	Resolución en posición . . . . .	111
6.6.	Acondicionamiento de señales para el ADC . . . . .	115
6.6.1.	Referencia de posición . . . . .	115
6.6.2.	Componente alterna de corriente del electroimán . . . . .	116

6.6.3. Componente continua de corriente del electroimán . . . . .	117
6.7. Acondicionamiento de señales para el DAC . . . . .	118
6.8. Transferencias de la planta y del controlador de corriente . . . . .	119
6.9. Diseño del compensador . . . . .	120
6.9.1. Análisis de estabilidad con masa de $30\text{ kg}$ . . . . .	120
6.9.2. Análisis de estabilidad con masa de $1\text{ kg}$ . . . . .	126
6.10. Diseño de lazo de realimentación externo . . . . .	128
6.11. Cálculo de los coeficientes del controlador . . . . .	133
6.11.1. Conexión entre el PCB y el microcontrolador . . . . .	135
<b>7. Diseño de circuito impreso</b>	<b>137</b>
7.1. Fuentes de Alimentación . . . . .	137
7.1.1. Fuente de alimentación externa de $24\text{ V}$ . . . . .	137
7.1.2. Fuente de alimentación interna de $12\text{ V}$ . . . . .	138
7.1.3. Fuente de alimentación interna de $5\text{ V}$ . . . . .	138
7.2. Esquemáticos . . . . .	140
7.2.1. Principal . . . . .	140
7.2.2. Controlador de corriente . . . . .	141
7.2.3. Puente H . . . . .	142
7.2.4. Compensador analógico . . . . .	144
7.2.5. Estimador analógico . . . . .	145

7.2.6. Interfaz con microcontrolador . . . . .	146
7.2.7. Fuentes de alimentación . . . . .	147
7.3. PCB . . . . .	148
7.3.1. Modelo 2D . . . . .	148
7.3.1.1. Vista Superior . . . . .	148
7.3.1.2. Vista Inferior . . . . .	149
7.3.2. Modelo 3D . . . . .	150
7.3.2.1. Vista Superior . . . . .	150
7.3.2.2. Vista Inferior . . . . .	151
<b>8. Conclusión</b>	<b>153</b>
<b>9. Bibliografía</b>	<b>155</b>

# Índice de tablas

2.1. Valores de inductancia medidos en función del gap de aire. . . . .	18
3.1. Valores calculados y medidos en función del gap de aire. . . . .	49
4.1. $V_{yf}$ en función de la posición. . . . .	56
4.2. Resultados de simulación del estimador. . . . .	72
5.1. Tensión de referencia [ $V_{in}$ ] Vs separación deseada [Y]. . . . .	99
6.1. Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de inductancia realizadas. . . . .	106



# Índice de figuras

1.1.	Aplicación de levitación magnética.	2
1.2.	Esquema del producto.	5
1.3.	Diagrama en bloques del sistema.	6
2.1.	Dimensiones del electroimán [mm].	10
2.2.	Carrete de plástico para el bobinado.	11
2.3.	Inductancia medida en función del gap de aire.	19
3.1.	Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.	24
3.2.	Etapa de entrada.	26
3.3.	Comparador con histéresis.	27
3.4.	Resta de $V_{bias}$ al sensor de efecto Hall.	28
3.5.	Puente H y sensor de efecto Hall.	28
3.6.	Formas de onda de corriente en el electroimán y tensión de salida del comparador.	29
3.7.	Respuesta al escalón del circuito.	30

3.8. Topología elemental del puente H. . . . .	31
3.9. Configuración bootstrap simplificada. . . . .	33
3.10. Puente H. . . . .	35
3.11. Forma de onda de la corriente en $C_1$ y $C_2$ . . . . .	40
3.12. Capacitores de la fuente. . . . .	42
3.13. Circuito oscilador de frecuencia auxiliar. . . . .	44
3.14. Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar. . . . .	44
4.1. Diagrama en bloques del estimador. . . . .	53
4.2. Circuito derivador. . . . .	54
4.3. Circuito derivador compensado . . . . .	57
4.4. Transferencia a lazo abierto del derivador compensado. . . . .	58
4.5. Transferencia de lazo cerrado. . . . .	59
4.6. Filtro para la entrada del derivador. . . . .	60
4.7. Respuesta en frecuencia del filtro activo. . . . .	60
4.8. Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR. . . . .	62
4.9. Esquema circuital del derivador con $V_{bias}$ . . . . .	62
4.10. Generación de $V_{bias}$ . . . . .	64
4.11. Formas de onda obtenidas en la simulación. . . . .	65
4.12. Rectificador. . . . .	66

4.13. Restador. . . . .	69
4.14. Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en $159.2\text{Hz}$ . . . . .	70
4.15. Circuito de rectificación, resta y filtrado. . . . .	71
4.16. Simulación final del estimador. . . . .	71
5.1. Diagrama del sistema completo. . . . .	76
5.2. Diagrama de Bode de lazo abierto $GH_T$ con $M = 30\text{kg}$ . . . . .	77
5.3. Diagrama de Nyquist de $GH_T$ con $M = 30\text{ kg}$ . . . . .	78
5.4. Zoom del diagrama de Nyquist de $GH_T$ con $M = 30\text{ kg}$ . . . . .	79
5.5. Lugar de raíces de $GH_T$ con $M = 30\text{ kg}$ . . . . .	80
5.6. Zoom del lugar de raíces de $GH_T$ con $M = 30\text{ kg}$ . . . . .	81
5.7. Forma del diagrama de Nyquist deseado. . . . .	82
5.8. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K=1$ y $M=30\text{ kg}$ . . . . .	84
5.9. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K=10$ y $M=30\text{ kg}$ . . . . .	85
5.10. Diagrama de Nyquist de $GH_T * G_C$ para $K=10$ y $M=30\text{ kg}$ . . . . .	86
5.11. Respuesta al escalón para $M=30\text{ Kg}$ . . . . .	87
5.12. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $M=1\text{ Kg}$ . . . . .	88
5.13. Diagrama de Nyquist de $GH_T * GC$ para $M=1\text{ Kg}$ . . . . .	89
5.14. Respuesta al escalón para $M=1\text{ Kg}$ . . . . .	90
5.15. Diseño circuital de una red de adelanto de fase. . . . .	91
5.16. Etapa de ganancia del compensador. . . . .	92

5.17. Lugar de raíces con el integrador. . . . .	94
5.18. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30 \text{ Kg}$ . . . . .	95
5.19. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 30 \text{ Kg}$ . . . . .	96
5.20. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 1 \text{ kg}$ . . . . .	97
5.21. Implementación circuital del integrador. . . . .	98
5.22. Diagrama en bloques final. . . . .	99
5.23. Etapa de entrada. . . . .	100
6.1. Diagrama en bloques de la implementación digital. . . . .	104
6.2. Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado. . . . .	105
6.3. Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas. . . . .	107
6.4. Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición. . . . .	113
6.5. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán. . . . .	116
6.6. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán. . . . .	117
6.7. Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán. . . . .	117
6.8. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador. . . . .	118
6.9. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital. . . . .	119

6.10. Diagrama de Bode de lazo abierto $GH_T(w)$ con $M = 30 \text{ Kg}$ .	121
6.11. Diagrama de Nyquist de $GH_T(w)$ con $M = 30 \text{ kg}$ .	121
6.12. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $K = 1$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	123
6.13. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $K = 2630$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	124
6.14. Diagrama de Nyquist de $GHT^*GC$ para $K = 2630$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	125
6.15. Respuesta al escalón para $M = 30 \text{ Kg}$ .	126
6.16. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $M = 1 \text{ Kg}$ .	127
6.17. Diagrama de Nyquist de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $M = 1 \text{ Kg}$ .	127
6.18. Respuesta al escalón para $M = 1 \text{ Kg}$ .	128
6.19. Diagrama del sistema completo.	128
6.20. Lugar de raíces con el integrador.	130
6.21. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30 \text{ Kg}$ .	131
6.22. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	132
6.23. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 1 \text{ Kg}$ .	133



## *Agradecimientos*

Al DIEGOTE PAPA

# Capítulo 1

## Introducción

Actualmente, los sistemas que emplean levitación magnética son de gran interés debido a que ofrecen la posibilidad de reemplazar algunos sistemas mecánicos con la gran ventaja de que reducen significativamente las pérdidas de energía ocasionadas por el roce, además de ser más suaves y menos ruidosos.

Una de las aplicaciones más importantes que tiene la levitación magnética es en trenes que utilizan este fenómeno para guiarse e impulsarse, comúnmente conocidos como “MagLev”. Los vagones levitan sobre la vía mediante una fuerza magnética de atracción generada por electroimanes colocados debajo de ellos, como se observa en la figura 1.1. Debido a la alta inestabilidad que presenta el fenómeno de levitación magnética, es necesario utilizar un sistema de control que mantenga constante la distancia sobre la que se mantiene suspendido.

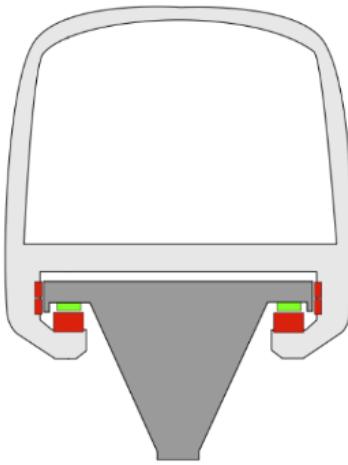


Figura 1.1: Aplicación de levitación magnética.

El desarrollo del sistema de levitación magnética planteado para este proyecto surge como idea de la cátedra Sistemas de Control de la carrera de Ingeniería Electrónica. Su objetivo es disponer de una planta de control con la que se puedan realizar prácticas en clase. Una primera versión de este dispositivo fue desarrollada y construída por la cátedra. Los integrantes de este proyecto tuvieron la oportunidad de realizarle pruebas y modificaciones durante el cursado de la asignatura. Sin embargo, no se pudo lograr que el dispositivo funcionara correctamente al finalizar la cursada. Por este motivo, se propuso hacer un rediseño de todas las etapas que componen al sistema en el marco de un proyecto final.

Desde el punto de vista de la asignatura Sistemas de Control, es de interés el estudio y experimentación con un sistema de levitación magnética ya que integra varios conceptos dictados durante la cursada y otros aprendidos en el transcurso de la carrera. En principio se puede mencionar que este tipo de sistemas presentan

un alto grado de inestabilidad, por lo que es necesario el diseño de un compensador adecuado. La planta presenta un comportamiento no lineal con respecto a la variable de control y a la variable que se desea controlar. Además, se implementa una fuente de corriente comutada que permite trabajar con corrientes elevadas al mismo tiempo que se minimizan las pérdidas de energía.

## 1.1. Alcance del proyecto

El objetivo de este proyecto es diseñar un sistema de levitación magnética a partir de un electroimán de laminación normalizada con núcleo tipo “E”. Este sistema integra las etapas de driver de corriente de potencia, estimación de distancia de levitación, y control de la planta. Estas dos últimas se implementan tanto en forma analógica como digital.

Este documento contempla el proceso de diseño y modelado de todas las etapas pertenecientes al sistema, junto con su implementación circuital y simulaciones. Además, se realiza el diseño del circuito impreso de la placa de control.

## 1.2. Contexto del proyecto

El proyecto comenzó en junio del 2020. Inicialmente tenía como objetivo el diseño y la construcción de un prototipo funcional que permitiera a los alumnos de la asignatura de Sistemas de Control realizar mediciones y observar el comportamiento de las distintas etapas que componen el sistema. Sin embargo, debido a los retrasos ocasionados por la pandemia (COVID-19), los costos asociados a la fabricación de la placa de control y sus componentes, sumado a la necesidad de no

extender indefinidamente el proyecto, se optó por acotar el alcance sólo al diseño teórico de todas las etapas y del circuito impreso.

Se espera que en el futuro se pueda construir el sistema de levitación magnética para que sirva como herramienta para los alumnos, de forma tal que les permita experimentar y afianzar los conceptos teóricos adquiridos durante el transcurso de la cursada.

### 1.3. Descripción del dispositivo

El producto está compuesto por dos partes principales: un electroimán y una placa de control. El electroimán tiene dos piezas formadas por láminas de acero apiladas: una con forma de “E”, que tiene un cable bobinado en su rama central y otra con forma de “I” que es atraída por la primera mediante una fuerza electromagnética. Esta fuerza es regulada por la placa de control, que mantiene la distancia de separación ( $Y_g$ ) o “gap” de aire deseado entre ellas mientras el objeto que se desea hacer levitar se sujet a de la pieza en forma de “I”. Dicha separación puede ser modificada por el usuario entre 3 mm y 5 mm y el peso máximo que se puede hacer levitar es de 30 kg. El sistema completo se muestra en la figura 1.2.

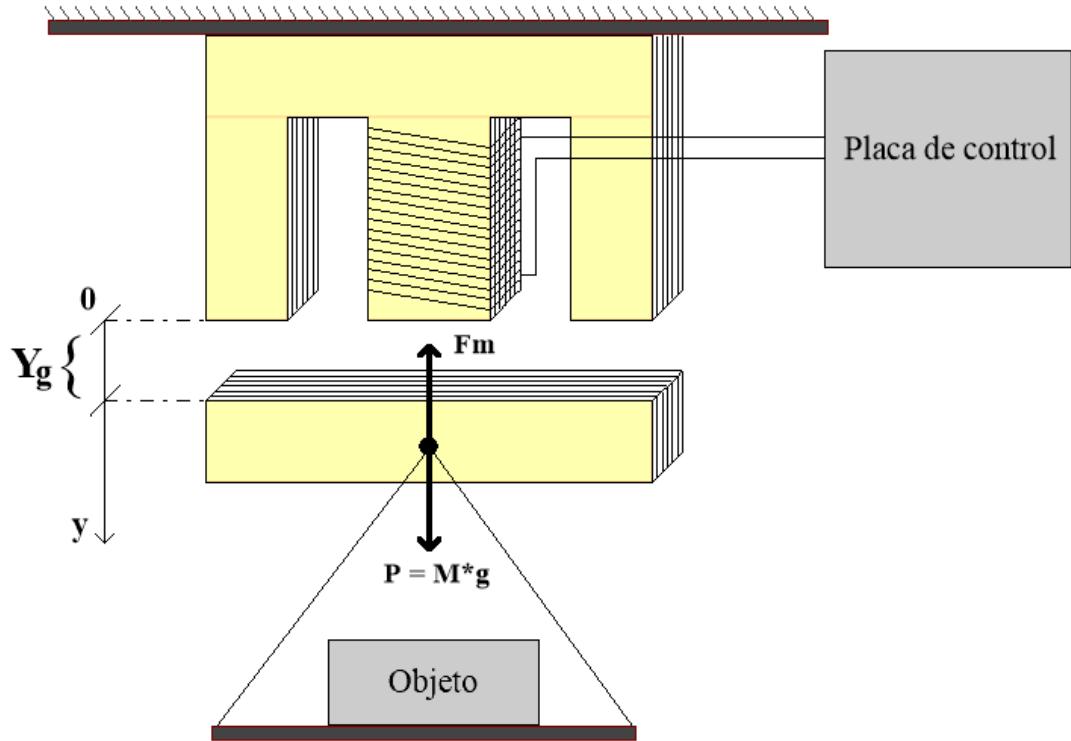


Figura 1.2: Esquema del producto.

La placa de control actúa sobre la fuerza magnética que ejerce el electroimán para compensar las perturbaciones que pueda recibir el sistema y mantener constante la separación  $Y_g$ . Solo puede ejercer control de la posición sobre el eje vertical, por lo que las desviaciones de posición en el eje horizontal no pueden ser controladas y pueden provocar un comportamiento no deseado.

El sistema de control está conformado por las etapas que se muestran en la figura 1.3. Integra dos controladores distintos: uno analógico y otro digital. Cada uno de ellos se compone de un compensador y un estimador de posición. El usuario decide cual de estas implementaciones ejerce el control mediante la utilización de un switch, por lo que solo una estará activa al mismo tiempo. El sistema analógico está formado por un circuito de componentes pasivos y amplificadores

operacionales, mientras que el digital está basado en un microcontrolador reprogramable.

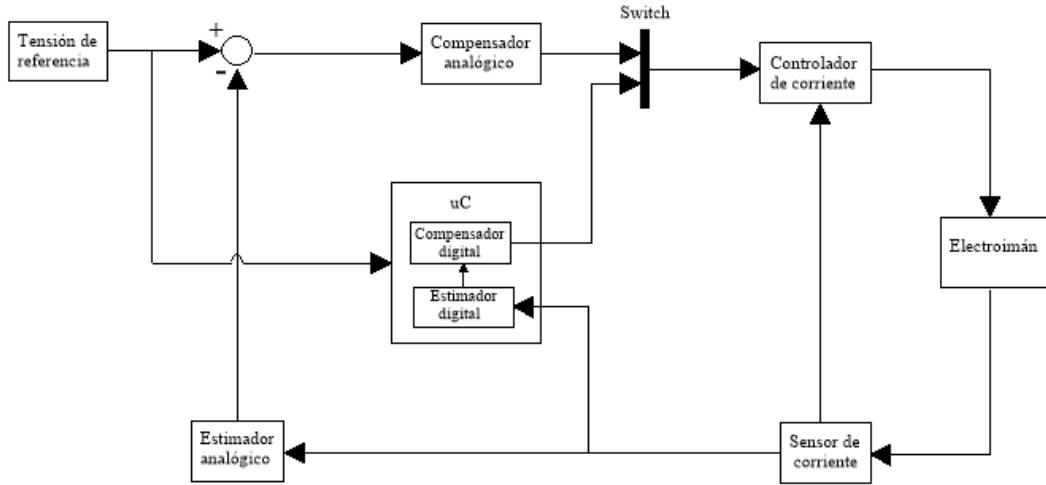


Figura 1.3: Diagrama en bloques del sistema.

El estimador de posición se encarga de entregar una tensión proporcional al gap de aire real a partir de la corriente que circula por el electroimán. El usuario puede modificar el gap según desee mediante un potenciómetro presente en la placa de control. Tanto la implementación analógica como la digital reciben como entrada esta tensión. Luego, es comparada con la estimación y se utiliza como entrada para el compensador.

La función del compensador es estabilizar el sistema. Debido a que la planta es naturalmente inestable, se utiliza un compensador adecuado para mantener la estabilidad. En su entrada recibe la comparación de la referencia de posición con la estimación y en base a ella modifica la corriente que ingresa al electroimán, y por ende la fuerza que este ejerce.

El controlador de corriente cumple la función de adaptar los niveles de tensión de

salida del compensador a niveles de corriente aptos para que el electroimán genere la fuerza suficiente para sostener el objeto que se hace levitar. En su entrada recibe una tensión de referencia, y a su salida entrega una corriente proporcional a esta.



# Capítulo 2

## Caracterización del electroimán

En este capítulo se detallan las características de diseño que posee el electroimán. Además, se realiza un modelado físico del sistema para encontrar una expresión que relaciona la fuerza magnética ejercida en función de la variable de control y de la variable que se desea controlar. Luego, a partir de esto, se obtienen otros parámetros relevantes para el diseño del sistema de control.

### 2.1. Diseño del electroimán

Para el desarrollo del proyecto se utiliza un electroimán previamente construido por la cátedra que funciona como actuador del sistema. El electroimán está compuesto por dos piezas: una con forma de “E” y otra con forma de “I”. Estas se construyen a partir del apilado de láminas de acero al silicio de  $0.5\text{ mm}$  de espesor, cuyas dimensiones, expresadas en  $\text{mm}$ , se muestran en la figura 2.1. El apilado de las láminas es tal que la rama central de la “E” tiene una sección cuadrada de  $25\text{ cm}^2$  lo que maximiza el área mientras que disminuye el perímetro. Esto permite que el largo de las espiras que la envuelven sea óptimo y se ahorre

material.

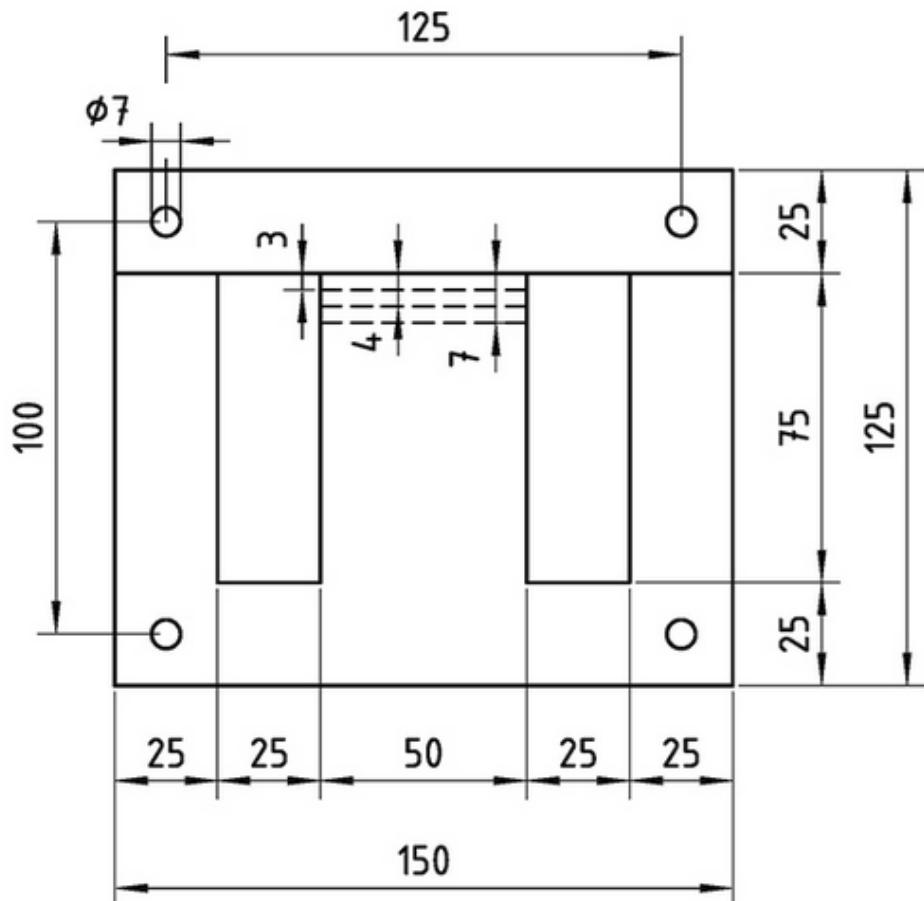


Figura 2.1: Dimensiones del electroimán [mm].

El bobinado está conformado por 150 vueltas de alambre de cobre esmaltado de 2.5 mm de diámetro enrollado alrededor de un carrete de plástico (figura 2.2) que luego se ubica en la rama central de la pieza “E”.



Figura 2.2: Carrete de plástico para el bobinado.

Se utiliza un apilado de láminas cuyo exterior está recubierto por una pintura esmaltada para aislarlas entre sí con el fin de minimizar las pérdidas de energía causadas por las corrientes eléctricas que se generan en el núcleo debidas al flujo magnético.

Está construido por una laminación normalizada sin desperdicio 600. Estas son útiles ya que cada par de láminas “E” e “I” puede fabricarse a partir de una lámina de acero rectangular, de manera de que no se desperdicia material durante la fabricación.

## 2.2. Modelado físico

Al analizar las fuerzas que actúan sobre la pieza “I”, de la que se sujetó el objeto, surgen dos fuerzas opuestas en el eje vertical como se observa en la figura 1.2. Una es la fuerza magnética generada por el electroimán, y la otra es la generada

por la acción de la gravedad sobre la masa del objeto.

La fuerza correspondiente al peso del objeto es  $P = M * g$ , donde  $M$  es la masa en kg y  $g$  es la aceleración de la gravedad en  $m/s^2$ . Para que levite en estado de equilibrio, el electroimán debe generar una fuerza magnética ( $F_m$ ) de igual módulo pero sentido contrario.

La fuerza de atracción entre las dos piezas se logra al hacer circular un flujo magnético entre ellas. Este es generado por la corriente en el bobinado del electroimán.

En el núcleo se genera una fuerza magnetomotriz, debido a la corriente del bobinado, y es la responsable de la circulación del flujo magnético. La ecuación 2.1 da una relación de estos parámetros.

$$|F_{mm}| = N * i = R_m * \phi \quad (2.1)$$

Donde:

- $F_{mm}$ : fuerza magnetomotriz.
- N: cantidad de vueltas del bobinado.
- i: corriente que circula por el bobinado.
- $R_m$ : reluctancia del circuito magnético.
- $\phi$ : flujo magnético.

Por otro lado, la inductancia del bobinado ( $L$ ) está dada por la ecuación 2.2

$$L * i = N * \phi \quad (2.2)$$

### 2.2.1. Modelado de inductancia del electroimán

Las dos piezas del electroimán, junto con el gap de aire que las separa, conforman un circuito magnético. Debido a la alta permeabilidad del material ( $\mu_r$ ) por el que están hechas, el flujo magnético circula dentro del volumen del núcleo y solo lo hace por el aire cuando atraviesa la separación de las piezas. Para el análisis físico se puede considerar que el área que atraviesa el flujo magnético no se ensancha debido al efecto fringing, ya que la longitud de separación es pequeña.

Debido a la simetría del electroimán, el flujo magnético total generado en su rama central se divide en dos para circular por cada rama lateral.

Para encontrar una expresión para la inductancia del electroimán, se puede partir de la Ley de Ampere mostrada en la ecuación 2.3. Esta relaciona la magnitud de la fuerza magnetomotriz con la integral de camino de la intensidad de campo magnético ( $H$ ).

$$F_{mm} = \oint H * dl = N * i \quad (2.3)$$

La intensidad de campo magnético depende del medio en el que se propague el flujo magnético. Por lo tanto, en el núcleo será distinta que en el gap de aire. Por ello es conveniente utilizar la densidad de flujo magnético ( $B$ ), cuya relación es  $H = \frac{B}{\mu}$ . De esta forma, se puede separar la porción de integral dentro del material ferromagnético y en el gap de aire. Entonces la fuerza magnetomotriz queda:

$$F_{mm} = \oint \frac{B}{\mu_o} * dl + \oint \frac{B}{\mu_r} * dl = N * i \quad (2.4)$$

Para cada camino que recorre el flujo magnético, la intensidad de campo magnético es constante, por lo tanto se resuelven las integrales:

$$F_{mm} = \frac{B}{\mu_r} * l_m + \frac{B}{\mu_o} * l_A = N * i \quad (2.5)$$

Donde:

- $l_m$ : longitud del circuito magnético dentro del electroimán.
- $l_A$ : longitud del circuito magnético en el gap de aire.
- $\mu_o$ : permeabilidad magnética del vacío. Su valor es igual a  $4\pi * 10^{-7} \text{ Hy/m}$ .
- $\mu_r$ : permeabilidad magnética relativa del material del electroimán. Es aproximadamente igual a  $4000 * \mu_o$ .

Debido a la definición de campo magnético, se tiene:

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (2.6)$$

Al combinar las ecuaciones 2.1, 2.5 y 2.6, se obtiene:

$$R_m * \phi = \frac{\phi}{\mu_r * A} * l_m + \frac{\phi}{\mu_o * A} * l_A \quad (2.7)$$

Finalmente:

$$R_m = \frac{\frac{l_m}{\mu_r} + \frac{l_A}{\mu_o}}{A} \quad (2.8)$$

Luego, para encontrar la inductancia, se pueden combinar las ecuaciones 2.1, 2.2 y 2.8:

$$L = \frac{N}{i} * \phi = \frac{N}{i} * \frac{N * i}{R_m} = \frac{N^2 * A}{\frac{l_A}{\mu_o} + \frac{l_m}{\mu_r}} \quad (2.9)$$

Si se considera que  $\mu_r$  es mucho mayor que  $\mu_o$ , se puede simplificar a:

$$L \approx \frac{N^2 * A * \mu_o}{l_A} \quad (2.10)$$

Debido a que  $l_A$  es el gap de aire, se debe reemplazar por la distancia de separación entre las dos piezas magnéticas, que está representada por la variable  $Y_g$ . En el caso del electroimán utilizado, las líneas de fuerza atraviesan dos veces  $Y_g$ , por lo tanto  $l_A = 2 * Y_g$ .

$$L(Y_g) \approx \frac{N^2 * A * \mu_o}{2 * Y_g} \quad (2.11)$$

### 2.2.2. Cálculo de la fuerza magnética

La fuerza magnética de atracción que ejerce el electroimán sobre la pieza en forma de “I” se puede modelar a partir de la energía almacenada en un inductor. Al considerar que el trabajo ejercido por la fuerza magnética al mover el objeto desde una posición inicial  $Y_1$  a otra posición  $Y_2$ , es igual a la variación de la energía almacenada en el inductor con respecto a la variable  $Y_g$ , se obtiene:

$$\Delta E(i, Y_g) = W = \int F_m * dY_g \Rightarrow F_m = \frac{\partial E(i, Y_g)}{\partial Y_g} \quad (2.12)$$

La energía que almacena un inductor en su campo magnético es:

$$E(i, Y_g) = \frac{L(i, Y_g) * i^2}{2} \quad (2.13)$$

La expresión 2.13 indica que la cantidad de energía que almacena el sistema depende del gap de aire ( $Y_g$ ) y de la corriente que circula por el electroimán ( $i$ ).

Al combinar las ecuaciones 2.11, 2.12 y 2.13 se obtiene:

$$|F_m| = \frac{\partial E(i, Y_g)}{\partial Y_g} = \frac{i^2}{2} * \frac{\partial \frac{N^2 * A * \mu_o}{2 * Y_g}}{\partial Y_g} = \frac{i^2 * N^2 * \mu_o * A}{4 * Y_g^2} \quad (2.14)$$

Como se puede apreciar en la ecuación 2.14 la fuerza es proporcional al cuadrado de la acción de control ( $i$ ), e inversamente proporcional al cuadrado de la variable que se desea controlar ( $Y_g$ ). Por lo tanto, el problema adquiere un comportamiento no lineal.

### 2.2.3. Cálculo de la corriente nominal del sistema

Al utilizar los datos de construcción del electroimán mencionados en el apartado 2.1 se puede determinar el valor de corriente necesaria para sostener el objeto del peso deseado.

Para obtener una expresión de diseño, se parte de la ecuación 2.14 y se iguala a la fuerza ejercida por el peso del objeto que se debe hacer levitar:

$$M * g = \frac{i^2 * N^2 * \mu_o * A}{4 * Y_g^2} \quad (2.15)$$

De la ecuación 2.15 y, a partir de las condiciones de diseño del problema, se puede determinar la corriente necesaria para mantener el objeto en suspensión:

$$i_{nom} = \sqrt{\frac{4 * M * g * Y_g^2}{N^2 * \mu_o * A}} \quad (2.16)$$

Si se considera las condiciones mas exigentes para el sistema, con  $M = M_{max} = 30 \text{ kg}$  e  $Y_g = y_{max} = 5 \text{ mm}$ , se obtiene:

$$i_{nom} = 20.4 \text{ A} \quad (2.17)$$

Si bien esta corriente es suficiente para mantener el objeto en estado de equilibrio, se necesita una corriente mayor para poder responder ante perturbaciones en la distancia de separación. Por lo tanto, se define la corriente máxima  $i_{max} = 30 \text{ A}$ .

## 2.3. Mediciones sobre el electroimán

Se realizaron mediciones sobre el electroimán con el objetivo de utilizar los valores obtenidos para el diseño de las demás etapas del sistema.

### 2.3.1. Medición de resistencia del bobinado

Para medir la resistencia del bobinado se utilizó una fuente de alimentación de laboratorio y se procedió de la siguiente manera:

- Se configuró la fuente para entregar una tensión continua de 5 V.
- Se configuró la protección de corto circuito en 1 A.
- Se conectaron los bornes del electroimán a los terminales de la fuente.
- Se habilitó la salida de tensión.

- Se tomó nota de los valores de tensión y corriente que entregaba la fuente.

Al tener una resistencia serie baja, la fuente de tensión activó la protección de corto circuito, de tal manera que la corriente en el electroimán quedó constante en 1 A. Al utilizar la medición de tensión entregada por la fuente, cuyo resultado fue de 0,17V, se pudo calcular la resistencia del electroimán mediante la Ley de Ohm:

$$R_L = \frac{V}{I} = \frac{0.17 \text{ V}}{1 \text{ A}} \approx 0.2 \Omega \quad (2.18)$$

### 2.3.2. Medición de inductancia

Se realizó una caracterización de la inductancia en función del gap de aire. Para realizarlo se utilizó un medidor LCR y láminas de cartón de espesor conocido. La medición consta en apilar dichas láminas entre ambas piezas del electroimán, donde la suma total de los espesores de las láminas es  $Y[\text{mm}]$  y luego tomar el valor de inductancia entregado por el medidor ( $L(Y_g)[\text{mH}]$ ). De esta forma, se obtuvieron los siguientes resultados:

$Y[\text{mm}]$	0	1	2	3	4.4	5.2	6.5	8.23	$\infty$
$L(Y_g)[\text{mH}]$	76.45	33.42	22.64	18.8	15.5	14.7	14.4	12.4	8.89

Tabla 2.1: Valores de inductancia medidos en función del gap de aire.

Para el caso en que no se utiliza la pieza “T”, se considera que la distancia es infinita, y lo que se mide es la inductancia de dispersión, que son las líneas de campo que se cierran a través del bobinado y no contribuyen a la fuerza magnética

para hacer levitar el objeto.

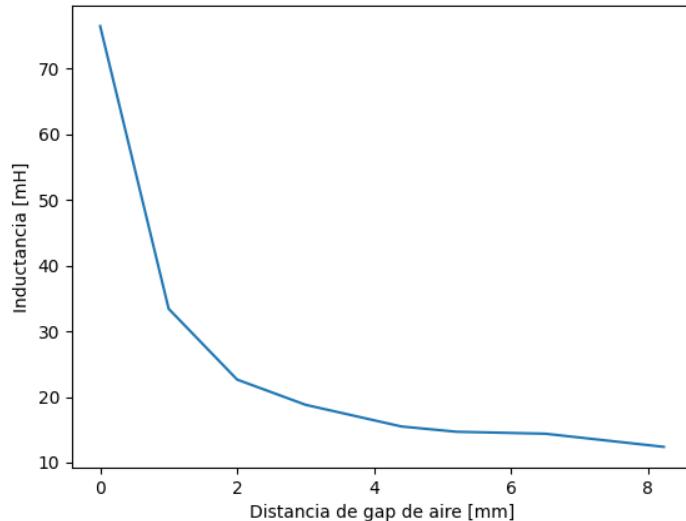


Figura 2.3: Inductancia medida en función del gap de aire.

A partir de los resultados mostrados en la tabla 2.1 y en la imagen 2.3 es posible notar que la inductancia no varía linealmente con la distancia. Por lo tanto se realiza una aproximación lineal por mínimos cuadrados para valores de distancia cercanos al rango de trabajo y se llega a la expresión de inductancia linealizada:

$$L(Y_g) = -2.56 * Y_g + 0.027 \text{ Hy} \quad (2.19)$$

Donde:

- $Y_g$ : distancia del gap de aire en metros [m].
- L: inductancia resultante en Henry [Hy].

## 2.4. Modelo de estado de la planta

Al observar las fuerzas que intervienen en el eje vertical sobre la pieza en forma de “I”, como muestra la imagen 1.2, es posible plantear la sumatoria de fuerzas:

$$\sum F = M * a \Rightarrow M * g - F_m = M * \ddot{y} \quad (2.20)$$

Al reemplazar la ecuación 2.14 en la 2.20 se obtiene:

$$M * \ddot{y} = M * g - K * \frac{i(t)^2}{y(t)^2} \quad (2.21)$$

En la expresión 2.21, K es una constante de valor:

$$K = \frac{N^2 * \mu_o * A}{4} = 1.77 * 10^{-5} \left[ \frac{N * m^2}{A^2} \right] \quad (2.22)$$

Al considerar que  $i(t)$  es la entrada a la planta, se puede plantear un modelo con las siguientes variables de estado:

$$x_1 = y(t) \quad (2.23)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad (2.24)$$

$$u = i(t) \quad (2.25)$$

Por lo tanto se obtienen dos ecuaciones de estado:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2.26)$$

$$\dot{x}_2 = g - \frac{K}{M} * \frac{u^2}{x_1^2} \quad (2.27)$$

El modelo es no lineal, por lo tanto se utiliza el método de linealización por serie de Taylor. En primer lugar se deben encontrar los puntos de equilibrio del sistema. Por las condiciones del problema se define  $x_{1o} = 4\text{mm}$ . El resto de los puntos de equilibrio se encuentran al igualar las derivadas a cero:

$$x_{1o} = 4\text{ mm} \quad (2.28)$$

$$x_{2o} = 0 \quad (2.29)$$

$$u_o = \sqrt{\frac{M * g}{K}} * x_{1o} \quad (2.30)$$

Por lo tanto las ecuaciones linealizadas quedan:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2.31)$$

$$\dot{x}_2 = 2 * \frac{K * u_o^2}{M * x_{1o}^3} * x_1 - 2 * \frac{K * u_o}{M * x_{1o}^2} * u \quad (2.32)$$

Las matrices del modelo quedan:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{2*g}{y_o} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2}{y_o} * \sqrt{\frac{K*g}{M}} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Es posible obtener la función transferencia de la planta mediante:

$$G_P = C * (s * I - A)^{-1} * B \quad (2.36)$$

Finalmente, se obtiene para  $M = 30 \text{ kg}$  e  $y_o = 4 \text{ mm}$ :

$$G_P = -\frac{2}{y_o} * \frac{\sqrt{\frac{K*g}{M}}}{s^2 - \frac{2*g}{y_o}} = \frac{-1.201}{s^2 - 4900} \quad (2.37)$$

La planta tiene dos autovalores en  $\pm\sqrt{\frac{2*g}{y_o}} = \pm70 \text{ [rad/s]}$ . Es decir, uno en el semiplano izquierdo y otro en el derecho, lo que provoca que la planta sea de naturaleza inestable.

Al trabajar con una planta cuya masa es variable es conveniente expresar la transferencia en función de  $M$ :

$$G_P(M) = -\sqrt{\frac{30}{M}} * \frac{1.201}{s^2 - 4900} \quad (2.38)$$

Es posible observar en la expresión 2.38 que la masa del objeto modifica la ganancia del sistema, pero no la ubicación de los polos. Esto es importante tenerlo en cuenta al momento de diseñar el compensador.

# **Capítulo 3**

## **Controlador de corriente**

En este capítulo se diseña y modela el circuito encargado de controlar la corriente que circula por el electroimán. Debido a los altos valores de corriente con los que trabaja el sistema, se implementan estrategias de commutación con el fin de reducir las pérdidas de energía. Para ello se utiliza una topología de puente H con cuatro MOSFET y un bootstrap-driver que los controla. Además, se detallan los criterios tenidos en cuenta al momento de elegir y dimensionar todos los componentes que intervienen para lograr el correcto funcionamiento del controlador de corriente. Por último, se obtiene su función transferencia para ser utilizada en el diseño del compensador.

### **3.1. Descripción general**

Para regular la fuerza ejercida por el electroimán es necesario controlar la corriente que circula por él. Para ello, se modela a la planta como la impedancia de un inductor con una resistencia serie, cuya inductancia varía con el gap de aire:

$$\frac{1}{sL(Y_g) + R_L} \quad (3.1)$$

Para realizar este control se utiliza un sistema realimentado, como el que se muestra en la figura 3.1. Se puede ver que se ingresa con una tensión de referencia ( $V_{iLRef}$ ) proporcional a la corriente de salida deseada, que luego se multiplica por la ganancia de entrada ( $K_{in}$ ). La corriente del electroimán se realimenta en forma de una tensión proporcional a ella ( $V_{iLF}$ ). Ambas tensiones son restadas y el resultado ( $V_e$ ) ingresa al bloque del comparador con histéresis, que actúa en conmutación, por lo que su salida tiene dos estados posibles:  $\pm V_L$ .

Al ser aplicadas al inductor se produce una rampa de corriente: si la tensión es positiva, la rampa crece, y si es negativa decrece. De esta forma, debido a la conmutación del comparador se obtiene, a la salida, una forma de onda triangular  $I_L$ , cuyo valor medio es la corriente deseada y se corresponde a la tensión de referencia.

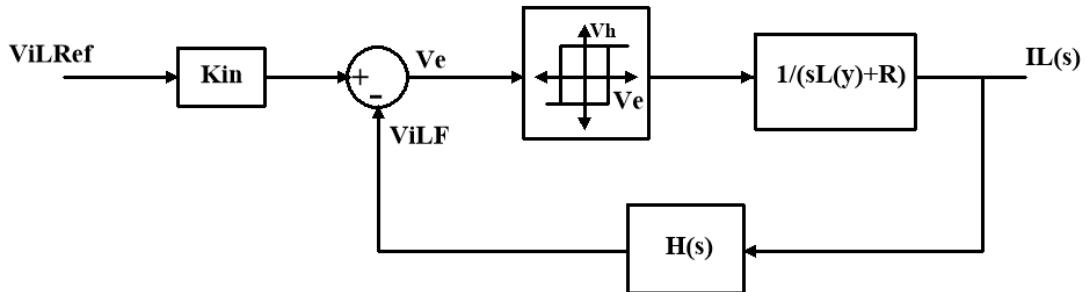


Figura 3.1: Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.

### 3.2. Circuito del controlador de corriente

Se plantea la etapa de entrada que consiste en la ganancia  $K_{in}$  y el restador con la señal realimentada. El objetivo es mapear una tensión de referencia en la entrada entre 0 y 5 V con una corriente de salida entre 0 y 30 A (en valor medio). Debido a que, para sensar la corriente se utiliza un sensor de efecto Hall HO 15-NP cuya transconductancia es de  $H(s) = 53.3 \text{ mV/A}$ , la ganancia de entrada se calcula como:

$$K_{in} = \frac{30 \text{ A} * 0.0533 \text{ mV/A}}{5 \text{ V}} = 0.32 \quad (3.2)$$

La salida de esta etapa junto con la tensión de salida del sensor de efecto Hall se polarizan en un punto de operación de 2.6 V (como se explica en la sección 3.3). Para lograrlo se utiliza un circuito como el que se muestra en la figura 3.2.

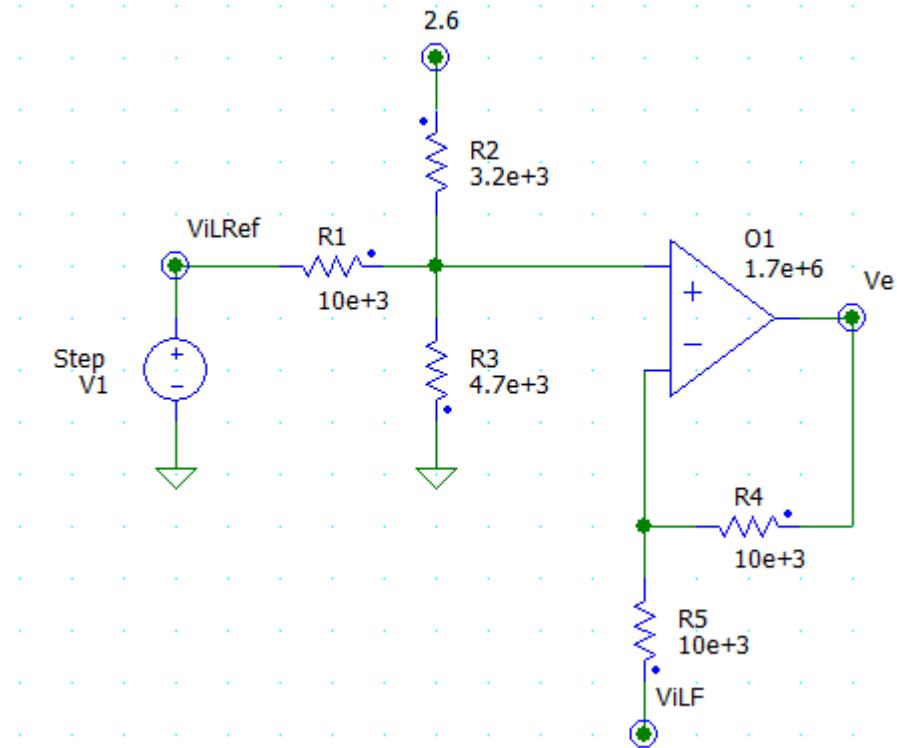


Figura 3.2: Etapa de entrada.

Para la implementación del comparador con histéresis se utiliza un amplificador operacional realimentado positivamente. Se desea que la corriente de salida del electroimán tenga un ripple de  $500\text{ mA}$ . Por lo tanto, al afectar este valor por la transconductancia del sensor de efecto Hall, se obtiene un ancho de histéresis de  $26.665\text{mV}$ , alrededor de un punto de operación de  $2.5\text{V}$ . El circuito implementado se muestra en la figura 3.3.

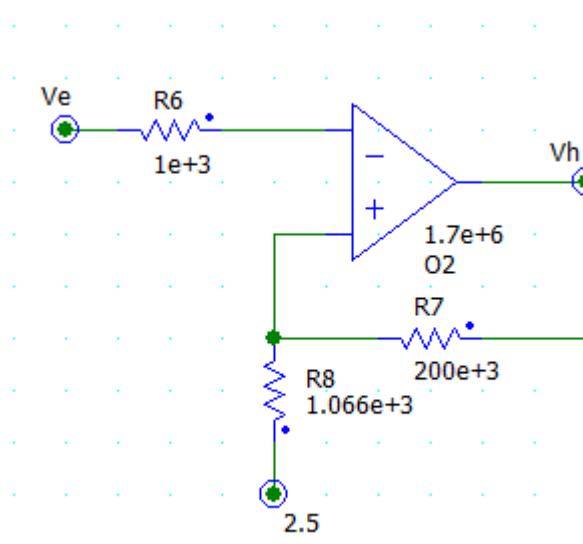


Figura 3.3: Comparador con histéresis.

Para controlar la corriente se utiliza un driver que trabaja en commutación con una topología en puente H con 4 N-MOS. Este permite conmutar la polaridad de la tensión aplicada al electroimán entre  $+24\text{ V}$  para el estado “ON” y  $-24\text{ V}$  para el “OFF”.

Para poder realizar simulaciones se modela al sensor de efecto Hall como una fuente de tensión controlada por corriente con una ganancia de  $53.3\text{ mV/A}$ , cuya salida es realimentada a la etapa de entrada luego de restarle la tensión de referencia  $V_{bias}$  de  $2.5\text{ V}$ , como se muestra en la figura 3.4.

La implementación circuital de estas dos etapas puede observarse en la figura 3.5.

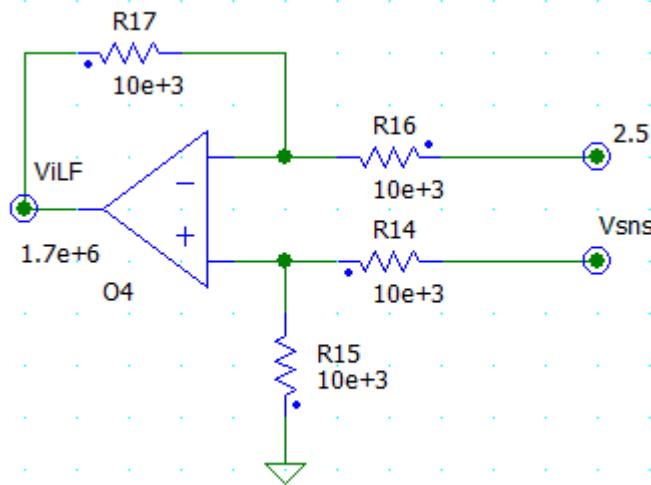


Figura 3.4: Resta de  $V_{bias}$  al sensor de efecto Hall.

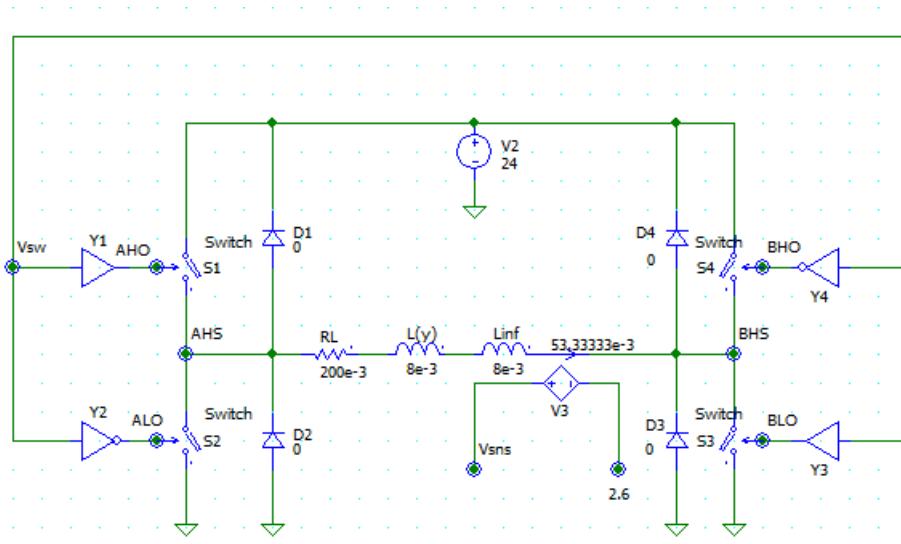


Figura 3.5: Puente H y sensor de efecto Hall.

### 3.2.1. Simulaciones de formas de onda

En la figura 3.6 se pueden observar dos formas de onda. La inferior corresponde a la tensión de salida del comparador con histéresis y la superior a la corriente que circula por el electroimán. Para la simulación se utilizó una tensión de referencia de entrada de 1 V, por lo que el valor medio de la corriente en la salida es 6 A con un ripple de 500 mA.

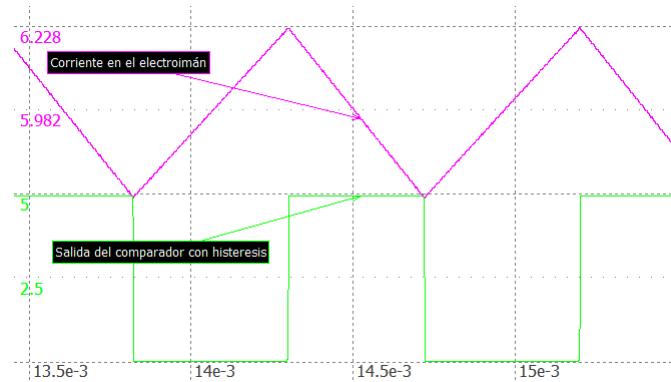


Figura 3.6: Formas de onda de corriente en el electroimán y tensión de salida del comparador.

### 3.2.2. Simulación de un escalón en la referencia de corriente

En la figura 3.7 se muestra cómo cambia la corriente en el electroimán al aplicarle a la entrada del controlador un escalón de tensión entre 1V y 3V. Se puede observar cómo la comutación del comparador se detiene para ajustar la corriente con la referencia.

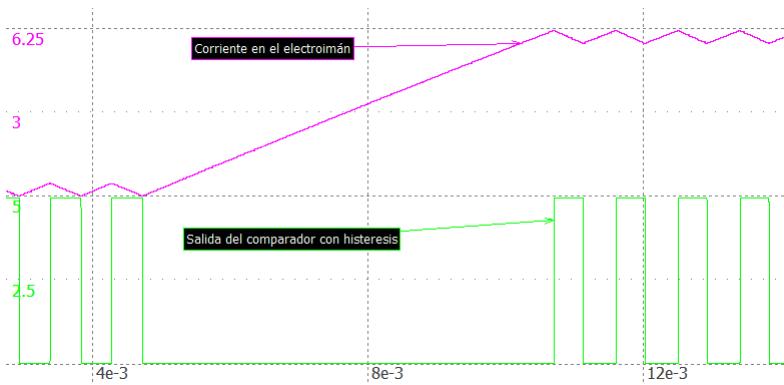


Figura 3.7: Respuesta al escalón del circuito.

### 3.2.3. Descripción general de la topología

Se desea controlar la corriente que circula por el electroimán y, debido a que el sistema va a trabajar con corrientes elevadas, es importante que la implementación del controlador de corriente sea eficiente. Por lo tanto, para disminuir la disipación de potencia del circuito se utiliza un controlador que funciona en conmutación.

Para lograr una corriente continua en el electroimán mediante una fuente conmutada se debe alternar la polaridad de la tensión aplicada en los bornes del inductor. De esta forma, la corriente crece y decrece (según la polaridad) con forma exponencial debido a la resistencia interna del electroimán. Sin embargo, como el intervalo de tiempo de esta conmutación es pequeño comparado con la constante de tiempo de la planta, el incremento de corriente será pequeño y puede ser aproximado a una recta. Por lo tanto se obtiene una corriente continua con un ripple superpuesto de forma triangular.

Para lograr alternar la polaridad de la fuente sobre el inductor se utiliza una topología en puente H con 4 MOSFET manejados por el controlador por histéresis como se observa en la figura 3.8. Pueden diferenciarse dos semiciclos de trabajo:

uno de estado ON y otro de estado OFF. El primero se define como el semiciclo durante el cual la corriente en el inductor crece (pendiente positiva), mientras que el segundo se da cuando la corriente decrece.

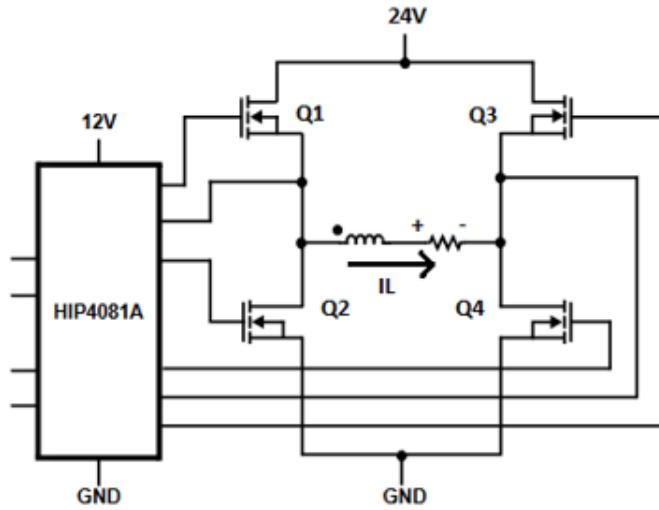


Figura 3.8: Topología elemental del puente H.

El electroimán se conecta entre los puntos medios de cada par de transistores. De esta manera se puede conmutar la polaridad de la tensión que se le aplica. Sólo se permite que dos transistores se enciendan a la vez, y esto se realiza de manera diagonal. Es decir, en la figura 3.8,  $Q_1$  y  $Q_4$  pueden estar encendidos, mientras que  $Q_3$  y  $Q_2$  están apagados, y viceversa. De otra forma, se podría generar un cortocircuito entre la fuente de alimentación y GND, que produciría una circulación de corriente denominada shoot-through.

Los cuatro MOSFET utilizados para el puente H son de tipo N. Para que estos puedan funcionar correctamente en conmutación es necesario que en el estado ON, la diferencia de tensión entre gate y source sea mayor o igual a 7 V. Esto

no es un problema para los dos MOS inferiores del puente H ( $Q_2$  y  $Q_4$ ), ya que la tensión en source está fijada en GND y el driver puede aplicar 12 V al gate (superando los 7 V entre gate y source). El problema radica en los transistores superiores del puente H, ya que la tensión en source varía entre 0 V y 24 V, por lo que en el gate debería haber, por lo menos, 31 V con respecto a GND. Sin embargo, la tensión máxima disponible entregada por la fuente es de 24 V. Para resolver este problema se utiliza un driver flotante con bootstrap.

Para controlar la commutación se utiliza un MOSFET driver HIP4081A que se encarga de encender y apagar los transistores según las entradas de control. Además permite la configuración de un tiempo muerto para evitar que se enciendan dos transistores de un lado a la vez. También provee la circuitería necesaria para implementar la fuente flotante que enciende los MOSFET del lado superior para lo cual solo se debe agregar un diodo y un capacitor de manera externa. Para la implementación circuital se van a utilizar los MOSFET IPB160N04.

En la figura 3.9 se observa solo una de las mitades del puente H (lado A) junto con las señales de control provistas por el driver HIP4081A. El análisis para la otra mitad es análogo, por lo que se evita por simplicidad. La implementación del driver bootstrap permite obtener en el gate del MOS superior, una tensión de 36 V respecto a GND, logrando así una diferencia de tensión mayor a 7 V entre gate y source.

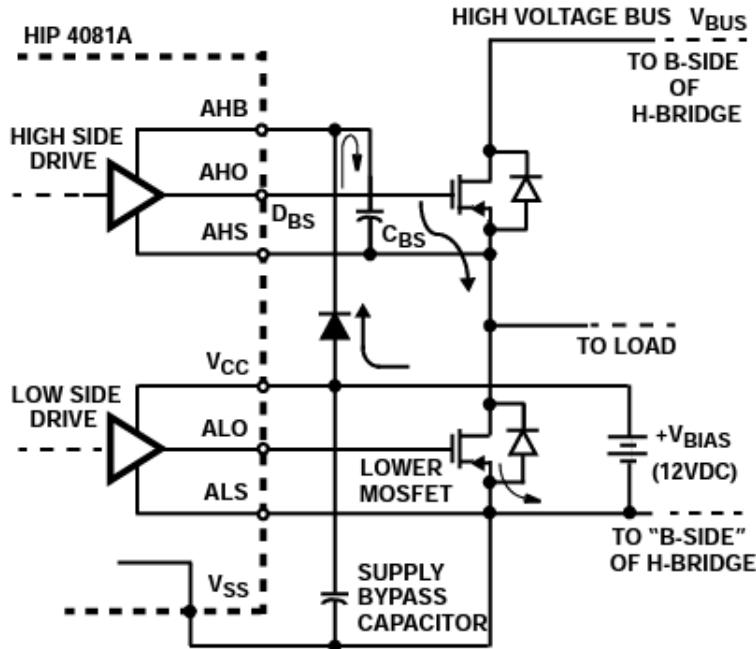


Figura 3.9: Configuración bootstrap simplificada.

El driver bootstrap consiste en un capacitor ( $C_{BS}$ ), un diodo, y la circuitería interna del HIP4081A. Para garantizar el correcto funcionamiento del bootstrap, al encender el sistema, la secuencia de inicio del HIP4081A enciende las dos salidas de la parte inferior del puente H: ALO y BLO con el fin de encender  $Q_2$  y  $Q_4$  durante un tiempo que se conoce como periodo de refresco de bootstrap. De esta forma, los capacitores de bootstrap de ambos lados quedan conectados entre 12 V y GND y se pueden cargar completamente. Durante este tiempo, las salidas a los gates AHO y BHO se mantienen en bajo continuamente lo que asegura que no se produzca corriente de shoot-through durante el período nominal de refresco del bootstrap. Una vez finalizado, las salidas responden normalmente al estado de las señales de entrada de control.

Para comprender su funcionamiento se hará un breve análisis del sistema. Para

ello, se parte de la suposición de que el sistema se encuentra funcionando: con el transistor  $Q_2$  encendido ( $\text{ALO} = V_{CC}$ ),  $Q_1$  apagado ( $\text{AHO} = \text{AHS} = 0 \text{ V}$ ) y la corriente circulando de izquierda a derecha como lo indica la figura 3.9. En ese caso, el capacitor  $C_{BS}$  se carga a  $12 \text{ V}$ , ya que en un terminal tiene la fuente de  $12 \text{ V}$  (a través del diodo  $D_{BS}$ ) y el otro está conectado a GND por medio de  $Q_2$ .

Una vez que se apaga el transistor inferior, empieza a transcurrir el tiempo muerto. Debido a que la carga es inductiva, el valor medio de la corriente mantiene su sentido y circula por los diodos antiparalelos del MOS inferior del lado A y el superior del lado B. Esto provoca que el source del MOS superior del lado A tenga una tensión negativa igual a la caída de tensión en directa del diodo antiparalelo de  $Q_2$ .

Una vez finalizado el tiempo muerto, se enciende el MOS  $Q_1$ . Para ello, la señal AHO se pone en nivel alto. Durante el tiempo que  $Q_1$  pasa de estar apagado a encendido, la tensión en el source cambia de  $-V_d$  a  $V_{bus}$  de manera gradual mientras se carga el gate, y AHO pasa a ser igual a AHB, que es igual a la tensión entregada por el capacitor de bootstrap sumada a la tensión en el source de  $Q_1$ . De esta manera se logra una tensión de  $36 \text{ V}$  con respecto a GND en el gate y genera una diferencia entre gate y source de  $12 \text{ V}$ .

Para lograr un funcionamiento adecuado del Boostrap es necesario dimensionar correctamente al capacitor  $C_{BS}$  con el fin de que pueda proveer la carga suficiente durante el tiempo en el que el MOS esté encendido.

### 3.2.4. Dimensionamiento de capacitor de bootstrap

Para el dimensionamiento de los capacitores de bootstrap se tuvieron en cuenta sugerencias y procedimientos descriptos en [1] y [2].

Para encender un NMOS es necesario proveer corriente a su gate hasta cargar las capacidades parásitas entre gate-source y gate-drain. Una vez cargadas, el MOS queda en estado encendido y no consume más corriente en el gate. En el caso de los MOS del lado superior, esta corriente proviene del capacitor de bootstrap.

En la implementación del puente H se decidió colocar resistencias entre gate y source (ver apartado 3.2.5), que aparecen como  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  en la figura 3.10. Debido a la diferencia de tensión entre gate-source, se genera una corriente constante en estas resistencias durante el tiempo que el MOS esté encendido, que también debe ser provista por el bootstrap.

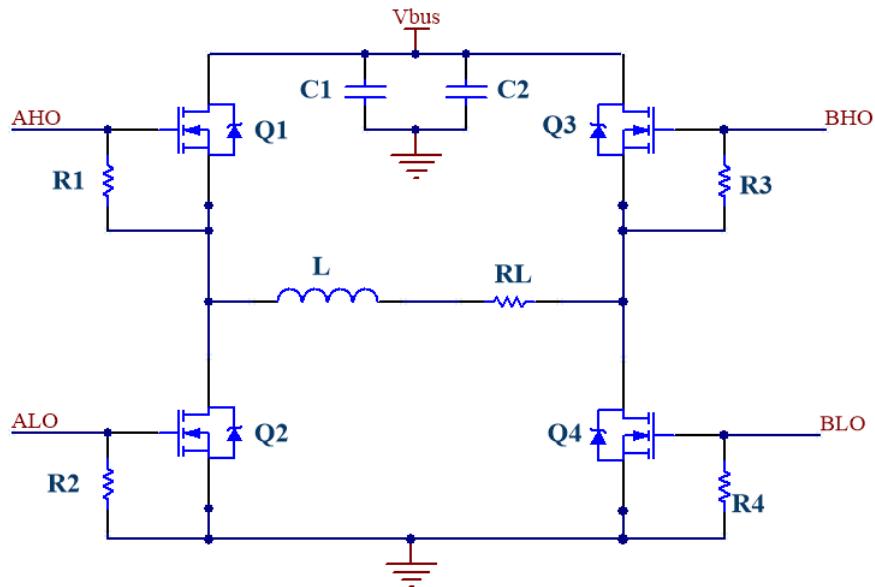


Figura 3.10: Puente H.

Por otro lado, el capacitor debe entregar corriente al diodo de bootstrap cuando este queda en inversa ( $I_{DR}$ ), y también entregar una corriente de fuga al circuito integrado HIP ( $I_{QBS}$ ). Esta última se desprecia ya que es compensada internamente por la bomba de carga del HIP.

Por lo tanto, para poder dimensionar correctamente el capacitor de bootstrap es necesario tener en cuenta todos los efectos mencionados anteriormente. Para ello se parte planteando la carga que almacena el capacitor bootstrap:

$$Q_{BS} = C_{BS} * \Delta V_{BS} \quad (3.3)$$

En la ecuación 3.3,  $Q_{BS}$  es la carga total del capacitor de bootstrap,  $C_{BS}$  su capacidad, y  $\Delta V_{BS}$  es la diferencia de tensión entre sus terminales.

Para evitar sufrir una caída de tensión tal que afecte el encendido de los MOS, es necesario que  $Q_{BS}$  pueda abastecer también al gate, al diodo en inversa y a la resistencia entre gate-source. Por lo tanto:

$$Q_{BS} > Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}} \quad (3.4)$$

Donde:

- $Q_G$  = Carga total que se debe entregar al gate del MOS.
- $Q_{RR}$  = Carga entregada al diodo en inversa durante el tiempo de recovery (cuando pasa de modo conducción a inversa).
- $I_{DR}$  = Corriente de fuga del diodo en inversa.
- $I_{GS}$  = Corriente que circula por la resistencia de gate-source.
- $f_{PWM}$  = frecuencia de conmutación.

Por lo tanto, al reemplazar la ecuación 3.3 en la 3.4 se obtiene:

$$C_{BS} > \frac{Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}}}{\Delta V_{BS}} \quad (3.5)$$

Según la hoja de datos [3] del MOSFET IPB160N04,  $Q_G = 170 \text{ nC}$ . Por lo tanto, al adoptar una caída de tensión tolerable en el capacitor de  $\Delta V_{BS} = 0.1 \text{ V}$ , es posible dimensionarlo para que posea carga suficiente para mantener al MOSFET siempre encendido.

Para el cálculo de la carga de recuperación  $Q_{RR}$  se puede considerar que la forma de onda de la corriente de recuperación es triangular. De esta forma,  $Q_{RR}$  es aproximadamente igual a la mitad del producto entre el pico de la magnitud de corriente inversa y la duración del tiempo de recuperación. Debido a que se usa el diodo RSX205LAM30TR se obtiene, a partir de [4], que  $I_R$  es igual a  $0.1 \text{ A}$  y el tiempo de recuperación de inversión es de  $12.5 \text{ ns}$ . Por lo tanto, la carga de recuperación resulta de  $0.625 \text{ nC}$ . Además, la corriente inversa de fuga del diodo de bootstrap tiene un valor de  $I_{DR} = 2 \text{ mA}$  (@  $T = 75^\circ \text{ C}$ ,  $V_R = 24 \text{ V}$ ).

La corriente  $I_{GS}$  tiene forma exponencial pero se aproxima a una constante debido a que el intervalo de tiempo es pequeño. Por lo tanto, puede calcularse como la diferencia de tensión del capacitor de bootstrap ( $V_B = 12 \text{ V}$ ) dividido el valor de la resistencia gate-source, que es de  $4.7 \text{ k}\Omega$ . Por lo tanto,  $I_{GS} = 2.55 \text{ mA}$ .

Debido a que el controlador por histéresis no asegura que haya una conmutación en un tiempo constante (como se observa en la figura 3.7), se decidió superponer una conmutación auxiliar de  $50 \text{ kHz}$  (como se explica en el apartado 3.2.9), lo que resulta en  $f_{PWM} = 50 \text{ kHz}$ .

Al reemplazar los valores obtenidos en 3.5, se obtiene:

$$C_{BS} > \frac{170 \text{ nC} + 0.625 \text{ nC} + \frac{2 \text{ mA} + 2.55 \text{ mA}}{50 \text{ kHz}}}{0.1 \text{ V}} \quad (3.6)$$

$$C_{BS} > 2.61 \mu F \quad (3.7)$$

Por lo tanto, una capacidad mayor a  $2.61 \mu F$  resulta en una caída menor a 0.1 V en el capacitor de bootstrap durante el tiempo de encendido de los MOSFET. Podría usarse un capacitor más pequeño, a costa de permitir una mayor caída de tensión en el capacitor.

Finalmente, se decidió utilizar dos capacitores de bootstrap en paralelo de  $5.6 \mu F$  cada uno, con el objetivo de reducir la resistencia serie.

### 3.2.5. Resistencia entre gate y source

Se colocan resistencias que conectan el gate y el source de cada MOS en el puente H. Estas se observan en la figura 3.10 como  $R_1, R_2, R_3, R_4$ . Su propósito es evitar que el gate del MOSFET se encuentre cargado cuando el circuito se enciende y el driver de corriente aún no puede descargarlo. Además, ayuda a evitar que se encienda el MOSFET por ruido acoplado capacitivamente.

Se utiliza una resistencia de  $4.7 k\Omega$  debido a que permite que el gate se descargue en un tiempo rápido, consumiendo solo  $2.55 mA$  del capacitor de bootstrap.

### 3.2.6. Protección del gate

El gate de los MOS es sensible a las sobretensiones. Soporta como máximo  $\pm 20V$ . Una descarga electrostática (ESD) puede sobrepassar ampliamente este valor de tensión y dañar el MOS al acercar la mano o la sonda del osciloscopio. Para protegerlo se coloca un diodo TVS entre el gate y source de cada transistor, de manera de limitar la tensión que se desarrolla en el gate a un valor seguro.

Se eligen los TVS SMAJ15 con una tensión bidireccional de  $\pm 15\text{ V}$ .

### 3.2.7. Tiempo muerto

Para evitar generar un cortocircuito durante la conmutación de los transistores, el driver HIP4081A permite configurar un tiempo muerto que debe transcurrir desde que se apaga un transistor y se enciende el próximo. Esto se configura mediante dos resistencias conectadas a sus pines LDEL y HDEL.

Para saber el tiempo muerto necesario, debe conocerse el tiempo que tarda en apagarse un MOSFET IPB160N04. De [3] se obtiene que este tiempo es de  $63\text{ ns}$  (teniendo en cuenta el  $T_{OFF}$  y el  $T_{FALL}$ ). Por lo tanto, al considerar que esta aplicación específica no requiere un tiempo de encendido rápido de los MOSFET, se elige que el tiempo muerto sea de  $100\text{ ns}$ .

Según la hoja de datos del HIP4081A[1], para obtener ese tiempo muerto, las resistencias en HDEL y LDEL deben ser  $200\text{ k}\Omega$ .

### 3.2.8. Dimensionamiento de los capacitores de fuente

Para reducir el consumo de potencia de la red se utilizan capacitores en paralelo a la fuente de  $+24\text{ V}$ . Esto permite que, una vez que la fuente cargó inicialmente el inductor, en las conmutaciones sucesivas la carga del inductor pase a dichos capacitores en un semiciclo y viceversa en el otro ciclo de conmutación. Idealmente, esta transferencia de energía no tiene pérdidas. Por lo tanto, el consumo de potencia queda reducido a la perdida por disipación de los MOSFET y los demás componentes del controlador de corriente.

Estos capacitores deben tener una baja resistencia equivalente serie (ESR) ya

que, de lo contrario, disiparían mucha potencia en forma de calor y se acortaría su vida útil. Además generan ripple en la tensión  $V_{BUS}$ .

En la figura 3.10 los capacitores de la fuente están representados por  $C_1$  y  $C_2$ . Para poder dimensionarlos correctamente hay que tener en cuenta que la forma de onda de la corriente que circula por el electroimán en régimen permanente es aproximadamente triangular. Esta corriente es conducida durante medio ciclo desde estos capacitores hacia el electroimán por  $Q_1$  y  $Q_4$ . Luego, durante la otra mitad del ciclo, la corriente regresa a estos capacitores a través de  $Q_2$  y  $Q_3$ . Esto provoca que la corriente en los capacitores sea, durante el semiciclo encendido, igual al valor medio de la corriente del electroimán, con  $\pm \frac{\Delta I_L}{2}$ . Similarmente ocurre en el semiciclo apagado, pero con valor medio  $- < I_L >$ . Por lo tanto, la corriente tiene la forma que se muestra en la figura 3.11

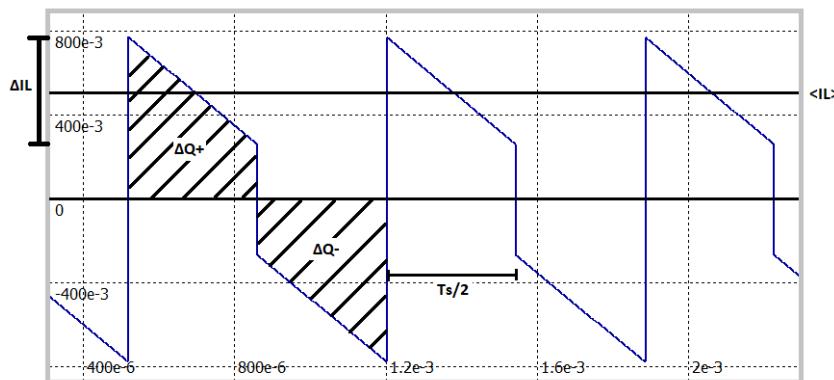


Figura 3.11: Forma de onda de la corriente en  $C_1$  y  $C_2$ .

Por el electroimán circula una corriente media de 21 A en condiciones normales de trabajo. Por lo tanto, la carga del capacitor se puede calcular como:

$$\Delta Q = \int I dt \quad (3.8)$$

$$\Delta Q^+ = \frac{T_S}{2} * \Delta I_L * \frac{1}{2} + (< I_L > - \frac{\Delta I_L}{2}) * \frac{T_S}{2} \quad (3.9)$$

$$\Delta Q^+ = < I_L > * \frac{T_S}{2} \quad (3.10)$$

Con  $\Delta I_L = 500 \text{ mA}$  y  $T = 0.47 \text{ ms}$  que corresponde a  $Y_g = 2 \text{ mm}$  según la tabla 3.1.

$$\Delta Q = 21 A * \frac{0.47 \text{ ms}}{2} \approx 5 \text{ mC} \quad (3.11)$$

Al considerar que un ripple de  $\Delta V = 500 \text{ mV}$  es aceptable, se obtiene un valor de:

$$c = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 10 \text{ mF} \quad (3.12)$$

Dado que por los capacitores circula una corriente elevada ( $21.25A$ ) es recomendable disminuir la ESR total para minimizar la potencia disipada. Por lo tanto, se colocan capacitores en paralelo de baja ESR, como se muestra en la figura 3.12.

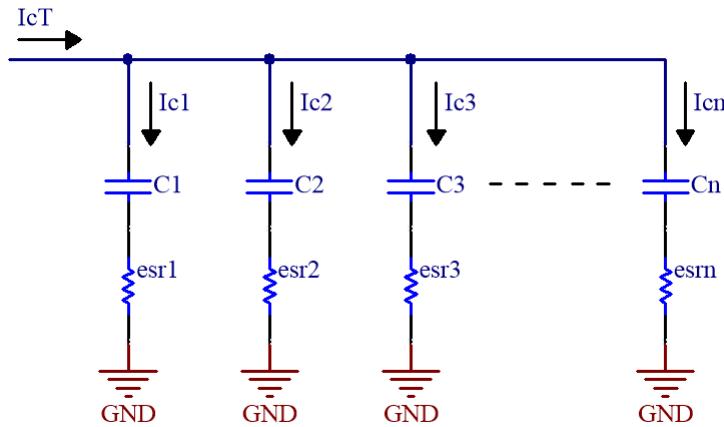


Figura 3.12: Capacitores de la fuente.

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (3.13)$$

Si todos los valores de ESR son iguales se obtiene:

$$R_T = \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.14)$$

Por lo tanto, se puede calcular la potencia que disipan como:

$$P = I^2 * R_T = 21.25^2 * \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.15)$$

Se decidió utilizar 6 capacitores de  $2200 \mu F$  con un rating de tensión de  $50 V$  y una ESR de  $17 \Omega$  (datos obtenidos de [5]). De esta forma, al reemplazar en la ecuación 3.15 se obtiene que la potencia disipada es de:

$$P = 1.28 W \quad (3.16)$$

### 3.2.9. Conmutación de alta frecuencia para el bootstrap

Cuando el MOSFET driver recibe una entrada que activa un MOS del lado superior, este comienza a cargar el gate con ayuda de la tensión que brinda el capacitor de bootstrap asociado a ese MOS. El capacitor de bootstrap entrega energía durante la carga del gate y durante todo el tiempo que el MOS esté activo (debido a la resistencia  $R_{GS}$ ). Para poder recargar el capacitor, debe esperarse a que el driver reciba la entrada necesaria para apagar el MOS. Debido a que la implementación del driver de corriente utiliza un controlador por histéresis, no es posible asegurar que haya una conmutación en un periodo regular.

Para poder asegurar un periodo de conmutación constante y conocido se agrega un bloque que superpone una conmutación de alta frecuencia a la señal de control que ingresa al MOSFET driver. De esta manera se producen conmutaciones en un intervalo regular que permiten la carga de los capacitores de bootstrap.

Se adopta una frecuencia de conmutación auxiliar de  $50\text{ kHz}$  y se hace variar el ciclo de trabajo de la salida del comparador con histéresis entre dos valores. Para la carga del inductor se definió que el ciclo de trabajo sea del 90 % mientras que para la descarga sea del 10 %.

Para generar esta conmutación se agrega el oscilador que se observa en la figura 3.13 a la salida del comparador con histéresis. La frecuencia de conmutación se puede obtener en función de  $C_1$  como:

$$F_{aux} = \frac{4.5 * 10^{-5}}{C_1} [\text{Hz}] \quad (3.17)$$

Esta frecuencia debe ser mucho mayor a la fundamental de la corriente triangular para evitar problemas en el funcionamiento del sistema y, además, debe ser lo

suficientemente alta para poder ser filtrada sin inconvenientes en la etapa de estimación de posición. Por lo tanto, al adoptar una frecuencia auxiliar de  $50\text{ kHz}$ , resulta en  $C_1 = 900\text{ pF}$ .

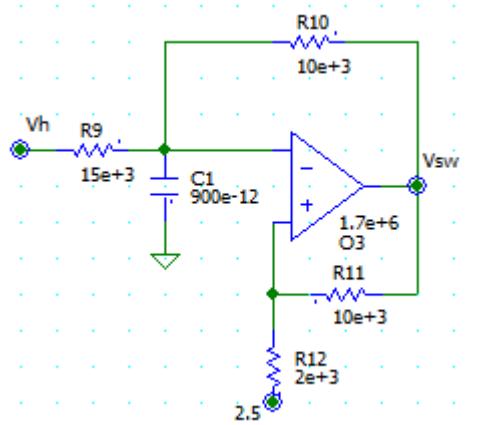


Figura 3.13: Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.

### 3.2.10. Simulación del sistema con oscilador auxiliar

En la figura 3.14 se muestran las formas de onda obtenidas con el oscilador auxiliar utilizado para el correcto funcionamiento del bootstrap.

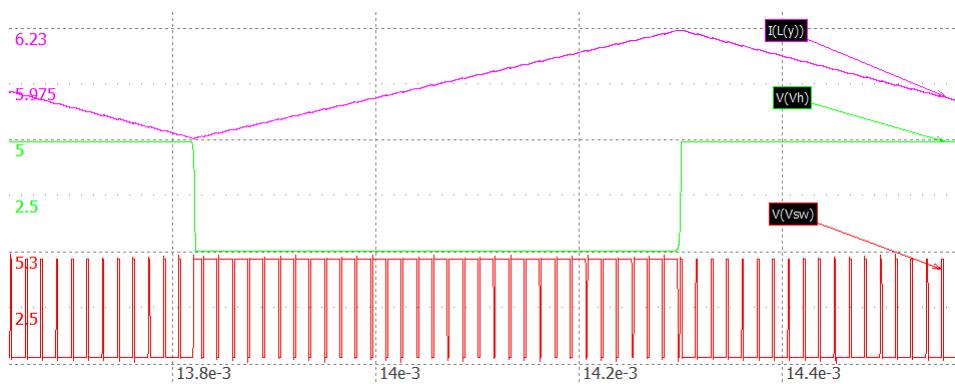


Figura 3.14: Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar.

### 3.3. Justificación de la utilización de la topología de puente H

Es necesario que el controlador presente una corriente media unidireccional, ya que una corriente media negativa es indistinguible de la positiva puesto que tiene el mismo efecto en la fuerza del electroimán, pero el signo del controlador hace inestable el lazo de control. Sin embargo, puede darse el caso que la corriente en el electroimán sea negativa de manera instantánea con valor medio positivo. En ese caso, es necesario que se conserve la forma de onda triangular ya que de lo contrario traería problemas en la estimación de la posición (como se explica en el capítulo 4). Por lo tanto, para evitar que la misma sea recortada, es necesario que el controlador permita excursiones negativas sin perder la forma de onda. Esta situación puede darse en los siguientes casos:

- Cuando el sistema arranca desde corriente cero, hasta que el valor medio de corriente supera la mitad del ripple de corriente ( $\Delta I_L$ ).
- Cuando el gap de aire es pequeño y se trabaja con peso reducido la corriente media puede llegar a ser menor que el ripple  $\Delta I_L$ .

Por estos motivos se debe utilizar una topología de puente completo, puesto que permite la excusión negativa de la corriente mientras que mantiene en funcionamiento al estimador de posición.

### 3.3.1. Ajuste para evitar lazo abierto con corriente instantánea negativa

El sensor de efecto Hall entrega una tensión proporcional a la corriente que circula por el electroimán con un offset de  $2.5\text{ V}$ . Es decir, para corrientes positivas, la salida será mayor a  $2.5\text{ V}$ , y para corrientes negativas, menor.

La salida de este sensor se realimenta hacia la entrada del controlador de corriente mediante un operacional, quitándole el offset de  $2.5\text{ V}$ . Debido a que se utiliza una fuente simple para la alimentación, el circuito encargado de realimentar solo permite excusiones positivas de la corriente mientras que las negativas son recortadas. Esto presenta un problema ya que si ocurre el caso de que la corriente del electroimán se haga negativa instantáneamente la tensión de salida del sensor de efecto Hall será menor a  $2.5\text{ V}$ , por lo que la salida del operacional será recortada, y por lo tanto el sistema quedará a lazo abierto.

Para solucionar este problema se analizaron dos alternativas:

- Elevar el setpoint del sensor de efecto Hall.
- Utilizar una alimentación bipolar para el operacional de realimentación.

Entre estas se eligió la alternativa 1, ya que se puede implementar con mayor facilidad en el circuito. Hay que tener en cuenta que, al incrementar el offset del sensor, también se debe incrementar en la misma proporción la tensión de referencia de la etapa de entrada al controlador de corriente.

Para saber qué valor utilizar para el offset se debe calcular el mínimo de tensión entregada por el sensor de efecto Hall. Esto se da cuando la referencia del controlador de corriente es de  $0\text{ V}$ , con lo cual la corriente media del electroimán será  $0\text{ A}$  con una excusión de  $250\text{ mA}$ . Lo que significa una tensión de salida del

sensor de efecto Hall de  $13.3 \text{ mV}$  por encima y debajo del offset. Para tomar un margen se incrementa el offset a  $2.6 \text{ V}$ .

## 3.4. Características estáticas y dinámicas del controlador

### 3.4.1. Corriente media del electroimán

Para saber la corriente media que hay a la salida al aplicarle cierta tensión en la entrada, se utiliza la transferencia de lazo cerrado (sin considerar polos, y suponiendo alta ganancia de lazo abierto):

$$I_L = V_{i\_ref} * \frac{K_{in}}{H(s)} = V_{i\_ref} * 6 \frac{A}{V} \quad (3.18)$$

### 3.4.2. Frecuencia de conmutación de la corriente

La frecuencia de conmutación del sistema se obtiene con:

$$f_{SW} = \frac{V_{BUS}}{2 * \Delta I_L * L(Y_g)} \quad (3.19)$$

Para  $Y_g = 4 \text{ mm}$  se tiene una inductancia  $L(4 \text{ mm}) = 16.44 \text{ mH}_y$ , lo cual resulta en una frecuencia  $f_{SW} = 1460 \text{ Hz}$ .

### 3.4.3. Ancho de banda del controlador

La dinámica del controlador, al depender de la inductancia, lo hace también del gap de aire. El ancho de banda (o velocidad con que responde) está limitado por la constante de tiempo del inductor con su resistencia serie. Juntas forman un sistema lineal de primer orden, con un polo en:

$$f_{polo} = \frac{R_L}{2\pi * L(Y_g)} \quad (3.20)$$

Al convertirlo a frecuencia angular:

$$\omega_{polo} = \frac{R_L}{L(Y_g)} \quad (3.21)$$

Al tomar las condiciones del problema en el punto de linealización con  $Y_0 = 4mm$ , resulta una inductancia  $L = 7.55 mHy + 8.89 mHy$ . Luego, al considerar la resistencia del bobinado  $R_L = 0.2 \Omega$ , se calcula la ubicación del polo:

$$\omega_{polo} = \frac{0.2 \Omega}{16.44 mHy} = 12.17 r/s \quad (3.22)$$

La tabla 3.1 muestra entre qué valores de frecuencia se ve afectada la forma de onda al modificarse la distancia de separación.

$$\Delta T[s] = \frac{\Delta I_L * (L(y) + L_\infty)}{V_{BUS}} \quad (3.23)$$

En la ecuación 3.23,  $\Delta T$  representa el tiempo de crecimiento o de decrecimiento de la rampa de corriente (sin considerar la resistencia del bobinado) en torno al

valor nominal. El doble de este tiempo es igual al periodo de la corriente triangular ( $2 * T = \frac{1}{F_{SW}}$ ).

Según las mediciones de inductancia realizadas y, al aplicar las ecuaciones 3.19, 3.21 y 3.23, se obtuvo la tabla 3.1.

$Y_g [mm]$	$L(Y_g) [mHy]$	$\Delta T [ms]$	$f_{SW} [Hz]$	$\omega_{polo} [r/s]$
0	76.45	1.59	313.93	2.62
1	33.42	0.70	718.13	5.98
2	22.64	0.47	1060.07	8.83
3	18.8	0.39	1276.60	10.64
4.4	15.5	0.32	1548.39	12.90
5.2	14.7	0.31	1632.65	13.61
6.5	14.4	0.30	1666.67	13.89
8.23	12.4	0.26	1935.48	16.13
$\infty$	8.89	0.19	2699.66	22.5

Tabla 3.1: Valores calculados y medidos en función del gap de aire.

### 3.4.4. Transferencia lineal del controlador de corriente

En la ecuación 3.24 se muestra la transferencia linealizada del controlador de corriente para una distancia de separación de  $Y_0 = 4 mm$ .

$$G_{iL}(s) = \frac{6}{1 + \frac{s}{12.17}} \quad (3.24)$$



# **Capítulo 4**

## **Estimador analógico**

Para que la placa de control pueda mantener la distancia de separación  $Y_g$  es necesario conocer su valor para luego actuar en consecuencia. Si bien se podrían utilizar sensores especializados para ello, para este proyecto se optó por medirla de manera indirecta a partir de la pendiente de la corriente que circula por el electroimán. De esta forma, se logran aplicar conceptos de estimación de variables, aprendidos durante la carrera.

En este capítulo se detalla la estrategia utilizada para realizar la estimación de posición a partir de la corriente del electroimán, junto con el diseño circuital y sus respectivas simulaciones. Finalmente se obtiene una función transferencia del bloque estimador que será luego utilizada para el diseño del compensador analógico.

## 4.1. Descripción general

Dado que existe una relación entre la inductancia del electroimán y la distancia de separación , es posible estimar esta ultima a partir de la forma de onda triangular de la corriente del electroimán.

Como se vio en el capítulo anterior, el circuito donde esta corriente circula resulta ser del tipo RL dominante (ver sección 3.4.3) y debido a que se esta comutando a una frecuencia mayor que el polo dominante del circuito se puede extraer información del valor de la inductancia conociendo el valor de las pendientes de crecimiento y de decrecimiento de la forma de onda de la corriente.

Para lograr esto se implementa un estimador compuesto por los bloques mostrados en la figura 4.1. Se ingresa con una tensión triangular ( $V_{iL}$ ), correspondiente a la salida del sensor de efecto Hall. Para eliminar las componentes de alta frecuencia se aplica un filtro pasa bajos que deja pasar hasta la quinta armónica. Esta señal filtrada conserva la forma triangular de la corriente.

Al ingresar al derivador con  $V_{iL}$ , la forma de onda resultante a su salida es aproximadamente cuadrada, y sus valores de alto y bajo se corresponden con las pendientes de bajada y subida multiplicadas por la constante de tiempo del derivador. Estas pendientes deben ser simétricas alrededor del punto de operación de  $2.5\text{ V}$ , pero no lo son debido a la resistencia interna del electroimán, que provoca que la pendiente de decrecimiento sea mayor (en módulo) que la de crecimiento. Por ello, se implementa la compensación de la resistencia interna, cuya salida ingresa al derivador y logra mantener la simetría alrededor de  $2.5\text{ V}$ . Esta señal ingresa al último bloque que rectifica y filtra la forma de onda, obteniéndose una tensión continua ( $V_{out}$ ) proporcional a la distancia de separación ( $Y_g$ ).

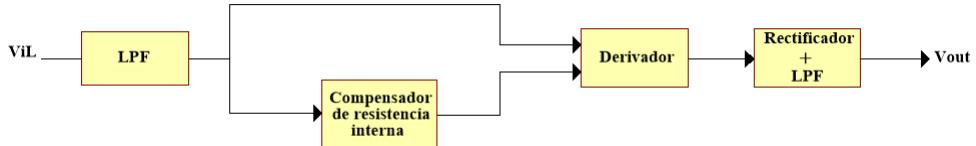


Figura 4.1: Diagrama en bloques del estimador.

## 4.2. Análisis de la estimación

La ecuación que gobierna la corriente en el electroimán se puede calcular con las leyes de Kirchoff correspondientes al circuito que se ve en la figura 3.8 y la expresión de la inductancia 2.11.

Al resolver el circuito se obtiene:

$$\pm V_{BUS} - L(Y_g) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * i_L = 0 \quad (4.1)$$

Se asume que:

$$V_{BUS} \gg i_L * R_L \quad (4.2)$$

Se aproxima la derivada de la corriente como:

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right| \simeq \frac{V_{BUS}}{L(Y_g) + L_\infty} = \frac{V_{BUS}}{L_T(Y_g)} \quad (4.3)$$

Según mediciones realizadas (ver tabla 3.1), se tienen los valores de  $L_T(Y_g)$  correspondientes a cada posición. En base a ellos se hace una aproximación lineal para obtener la expresión de la derivada de la ecuación 4.4.

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right|_{Lineal} = 194690 * Y[m] + 676 A/s \quad (4.4)$$

### 4.3. Modelo circuital del estimador de posición

Para poder obtener  $\left| \frac{di_L}{dt} \right|$  se utiliza un circuito derivador con un amplificador operacional como se observa en la figura 4.2.

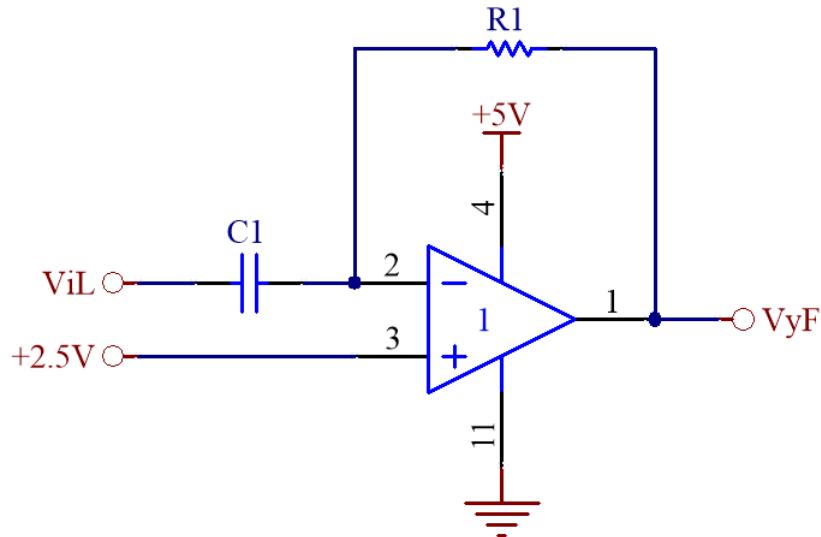


Figura 4.2: Circuito derivador.

La salida del circuito  $V_{yf}(t)$ , ante una entrada  $V_L$  es:

$$V_{yf}(t) = 2.5V - \frac{dV_L}{dt} * C_1 * R_1 \quad (4.5)$$

Al considerar que  $V_L = K_h * i_L$ , con  $K_h$  como la constante del sensor de efecto Hall, se obtiene:

$$V_{yf}(t) = 2.5 V - \frac{di_L}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \quad (4.6)$$

$V_{yf}(t)$  tiene variaciones alrededor del set-point de  $2.5 V$ . Por lo tanto, para evitar la saturación del derivador se debe cumplir que:

$$\left| -\frac{di_L}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \right| \leq 2.5 V \quad (4.7)$$

Por lo tanto, con la ecuación 4.3 y 4.7:

$$C_1 * R_1 \leq \frac{2.5 V * L_{min}}{V_{BUS} * K_h} \quad (4.8)$$

Con  $L_{min} = L(5 \text{ mm}) + L_\infty = 14.9 \text{ mH}$  se obtiene:

$$C_1 * R_1 \leq 29.1 \text{ ms} \quad (4.9)$$

El derivador tiene como salida una onda pulsada, cuyo flanco superior es proporcional a la pendiente de bajada de la corriente en el electroimán, y el flanco inferior es proporcional a la pendiente de subida.

Para los cálculos se utilizó  $C_1 * R_1 = 25 \text{ mS}$ , para dar un margen y evitar la saturación del amplificador operacional.

Con la ecuación 4.4 y 4.6, y con una variación en torno a  $2.5 V$  se obtiene:

$$V_{yf}(Y_g) = |K_h * C_1 * R_1 * di/dt| + 2.5 V = 0.2595 * Y_g + 3.4 V \quad (4.10)$$

Se puede observar en la tabla 4.1 que, para los posibles valores en los que el electroimán trabaja, el estimador posee un rango de salida  $\Delta V_{yf_{Lineal}}(5\text{ mm} - 2\text{ mm}) = 0.78\text{ V}$ .

$Y_g[\text{ mm}]$	$V_{yf}(Y_g)_{Lineal}[\text{ V}]$
2	3.92
3	4.18
4	4.44
5	4.7

Tabla 4.1:  $V_{yf}$  en función de la posición.

#### 4.4. Circuito del derivador compensado

Puesto que los circuitos derivadores pueden presentar inestabilidad a alta frecuencia, es necesario compensarlos mediante el agregado de una resistencia en serie al capacitor, para que genere un cero en la transferencia de realimentación (ecuación 4.12), como se observa en la figura 4.3.

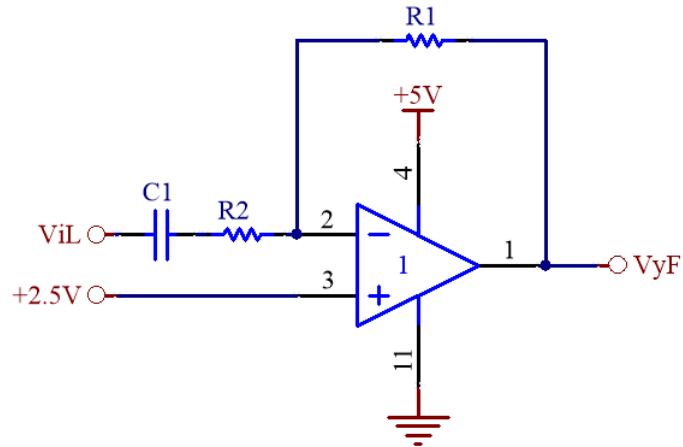


Figura 4.3: Circuito derivador compensado

El operacional es internamente compensado, por lo que todos sus otros polos los tiene luego del cruce por  $0 \text{ dB}$  de la ganancia. Para simplificar el análisis estos no se tienen en cuenta, ya que están fuera de la zona de interés.

$$A(w) = \frac{1778279}{\left(\frac{s}{2\pi \cdot 20} + 1\right)} \quad (4.11)$$

$$\frac{1}{H(w)} = \frac{1 + s * C_1 * (R_1 + R_2)}{1 + s * C_1 * R_2} \simeq \frac{1 + s * C_1 * R_1}{1 + s * C_1 * R_2} \quad (4.12)$$

Para compensar el circuito se coloca un polo en  $16 \text{ kHz}$ , que dà como resultado  $R_2 = 10 \Omega$ ,  $C_1 = 1 \mu\text{F}$  y  $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$  y un margen de fase de  $\phi = 49.6^\circ$ , como se puede observar en la figura 4.4.

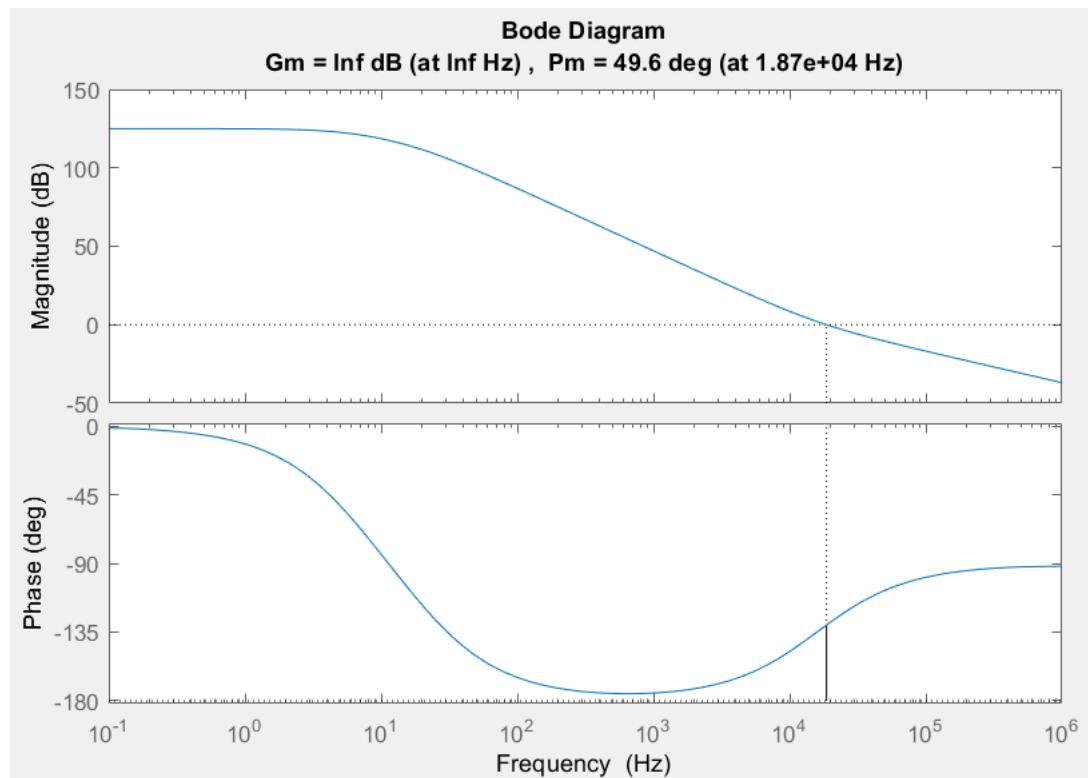


Figura 4.4: Transferencia a lazo abierto del derivador compensado.

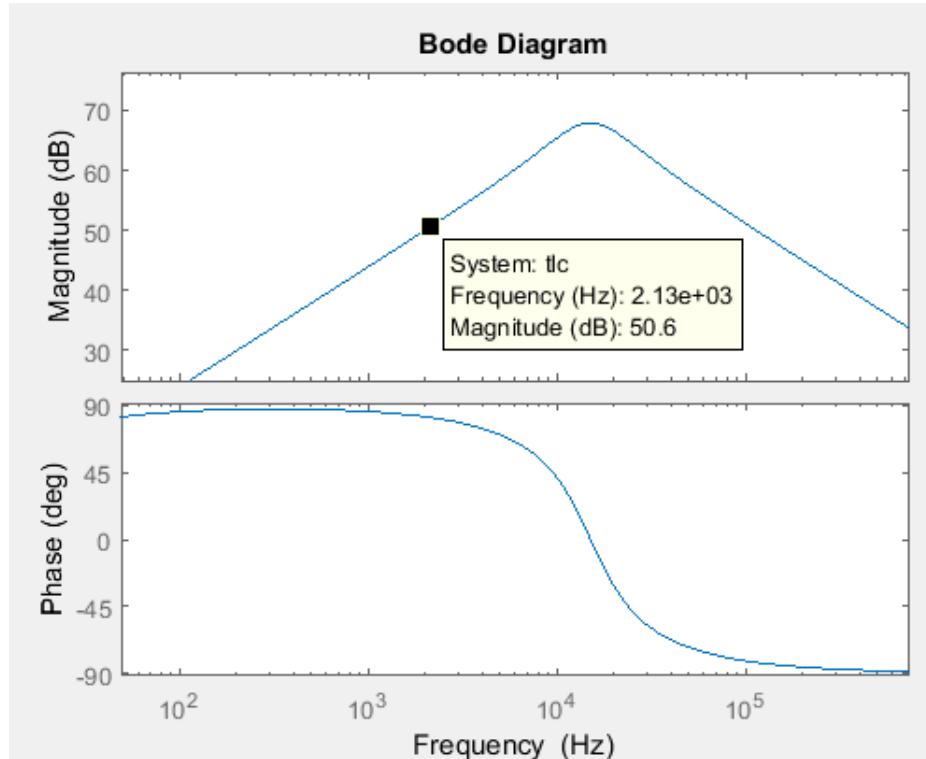


Figura 4.5: Transferencia de lazo cerrado.

Como se observa en la figura 4.5, la transferencia de lazo cerrado (TLC) tiene un comportamiento derivativo en las frecuencias cercanas a  $2\text{ kHz}$ , como es deseado.

A continuación se muestra la TLC del circuito derivador:

$$TLC_{derivador} = \frac{V_{yf}}{V_{iL}} = \frac{-0.025 * s}{1 + \left(\frac{2*0.473}{94,5 \text{ krad/s}}\right) * s + \left(\frac{s}{94,5 \text{ krad/s}}\right)^2} \quad (4.13)$$

## 4.5. Diseño del filtro pasa bajos

Debido a que el derivador amplifica las señales de alta frecuencia es necesario agregar un filtro pasa bajos en su entrada. Como la señal que ingresa al derivador es  $V_{iL}$ , que es una onda triangular de frecuencia fundamental de  $2\text{ kHz}$ , se permite

el paso de sus componentes hasta la 5<sup>o</sup> armónica. Para su implementación se utiliza un filtro activo Butterworth de segundo orden, con una frecuencia de corte en  $20\text{ kHz}$ . En la figura 4.6 se puede ver el filtro utilizado y en la figura 4.7, su respuesta en frecuencia.

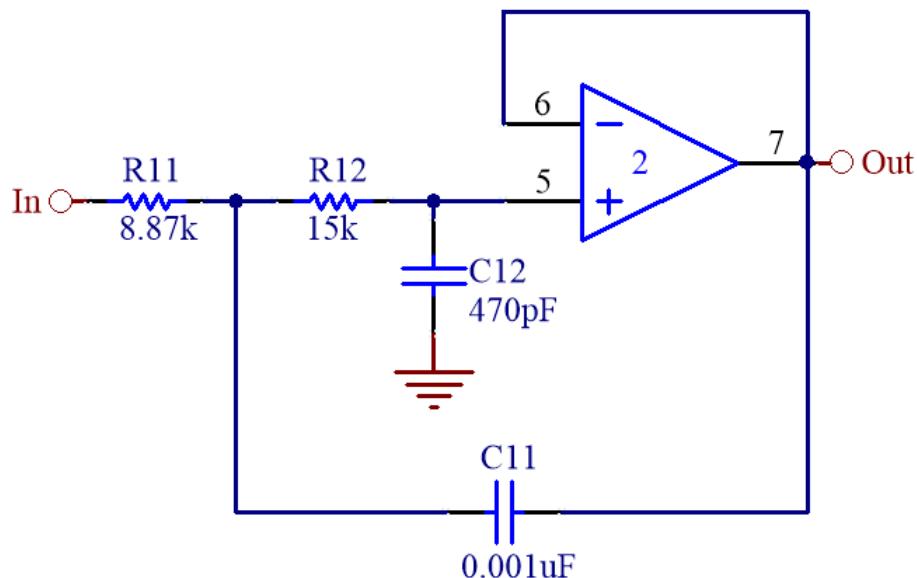


Figura 4.6: Filtro para la entrada del derivador.

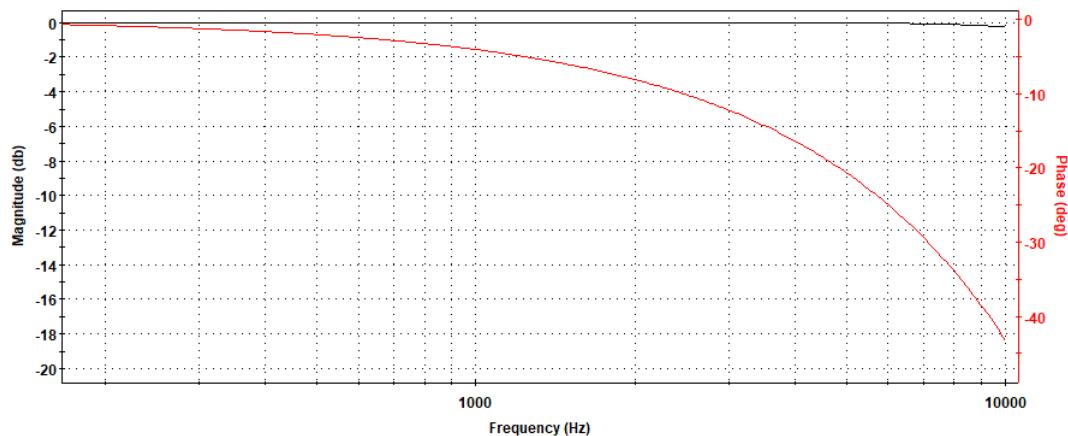


Figura 4.7: Respuesta en frecuencia del filtro activo.

## 4.6. Compensación de resistencia interna

Al circular corriente siempre en el mismo sentido por el electroimán, se produce una caída de tensión casi constante en su resistencia interna. Esto provoca que no siempre estén aplicados  $\pm 24 V$  al electroimán sino que, durante el  $T_{ON}$  se aplican  $+24 V - I * R$  y durante el  $T_{OFF}$  se aplican  $-24 V - I * R$ . Esto genera que las pendientes sean distintas.

$$\pm V_{BUS} - L(y) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (4.14)$$

Con  $R_L = 0.2 \Omega$  y una corriente nominal de  $21 A$ :

$$\pm V_{BUS} - R_L * I_L = \pm 24 V - 4.2 V \quad (4.15)$$

Para  $V_{BUS} = 24 V$ :

$$V_{BUS} - R_L * I_L = +24 V - 4.2 V = 19.8 V \quad (4.16)$$

Para  $V_{BUS} = -24 V$

$$V_{BUS} - R_L * I_L = -24 V - 4.2 V = 28.2 V \quad (4.17)$$

Por lo tanto, sobre el electroimán se aplican dos tensiones distintas, en valor absoluto, durante la carga y descarga. Esto provoca que la rampa de corriente sea asimétrica.

Puesto que luego se utilizará un rectificador de onda completa, se desea que

la rectificación de cada una de estas pendientes resulte en el mismo valor. En la figura 4.8 se muestra el efecto luego de la rectificación sin realizar ninguna compensación:

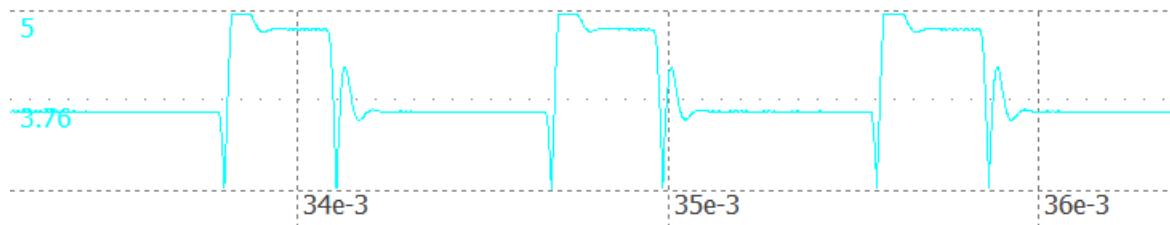


Figura 4.8: Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR.

Para corregir este problema, se varía set-point de la salida del derivador. Para lograrlo se debe cambiar la tensión en la entrada no inversora ( $V_{bias}$ ) como se muestra en la figura 4.9.

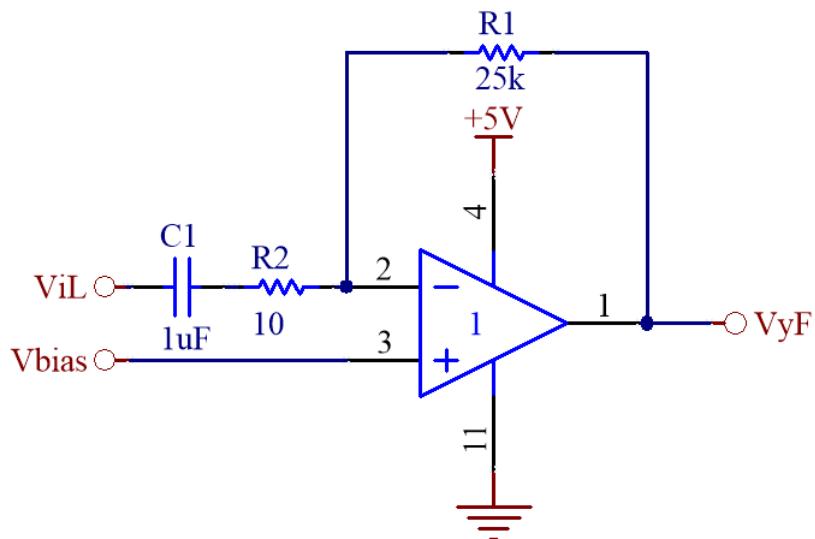


Figura 4.9: Esquema circuital del derivador con  $V_{bias}$ .

Se tiene que la pendiente de bajada de la onda triangular, en módulo, es mayor

que la de subida. Por lo tanto, al derivarla (con la inversión de signo), esta queda por encima del set-point, y la pendiente de subida, por debajo. Por ello, se debe compensar el set-point para que la forma de onda sea simétrica alrededor de  $2.5V$ .

Para la pendiente de bajada, la salida del derivador es:

$$V_{yf_{off}} = V_{bias} + Kh * \tau * \frac{V_{bus} + Il * R}{L} \quad (4.18)$$

Para la pendiente de subida se tiene:

$$V_{yf_{on}} = V_{bias} - Kh * \tau * \frac{V_{bus} - Il * R}{L} \quad (4.19)$$

Se desea que se cumpla:

$$V_{yf_{off}} - 2.5 V = 2.5 V - V_{yf_{on}} \quad (4.20)$$

Si se despeja  $V_{bias}$  se llega a:

$$V_{bias} = 2.5 V - Kh * Il * \tau * \frac{R}{L} \quad (4.21)$$

Se tiene  $Kh = 53,3 \frac{mV}{A}$ ,  $R = 0.2 \Omega$ ,  $\tau = 25 ms$ . En cuanto a la inductancia, se utiliza:  $L_T(4 mm) = 16,44 mH$ .

$V_{iL}$  es la tensión de salida del sensor de efecto Hall menos un set-point de  $2.5 V$ . Sin embargo, debido al offset agregado al sensor para llevar su valor medio a  $2.6 V$ , al restarle  $2.5 V$  no se produce una cancelación completa sino que quedan  $0.1 V$  de error. Por ello, para implementar la ecuación 4.20 se utiliza el circuito mostrado en la figura 4.10. Este circuito compensa la diferencia de pendientes, el

error de  $0.1 V$  y genera  $V_{bias}$  para ingresar al derivador.

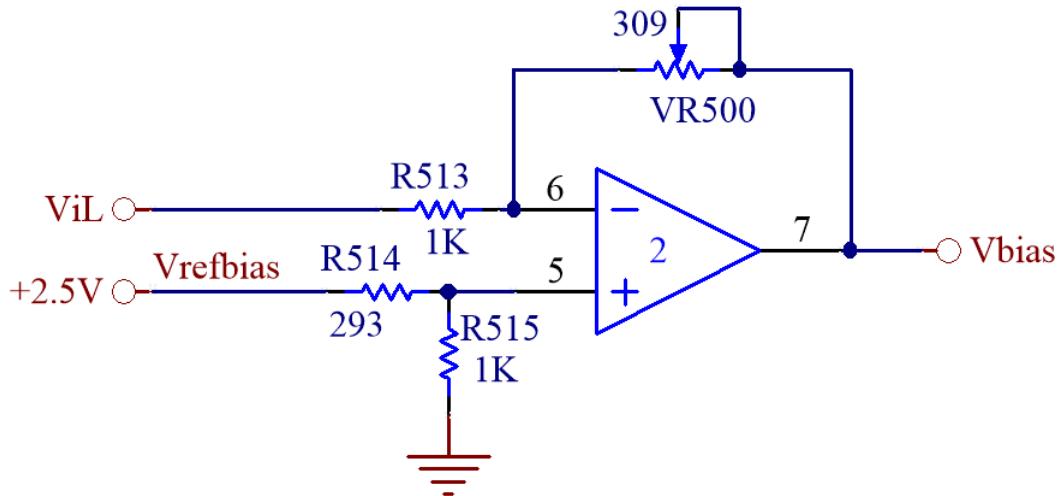


Figura 4.10: Generación de  $V_{bias}$ .

A partir del circuito de la figura 4.10 se obtiene:

$$V_{bias} = -\frac{R_4}{R_3}(K_h I_L + 0.1 V) + V_{Ref_{bias}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (4.22)$$

Para poder llegar a la expresión de la ecuación 4.15 se debe cumplir que:

1.  $-\frac{R_4}{R_3} = -\tau * \frac{R}{L} = -0.304$
2.  $-\frac{R_4}{R_3}(0.1V) + V_{Ref_{bias}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = 2.5V$

Por lo tanto, al resolver la condición 1) se elige  $R_4 = 304 \Omega$  y se obtiene  $R_3 = 1 k\Omega$ .

Luego, al resolver la condición 2) con  $V_{Ref_{bias}} = 2.5 V$  se elige  $R_1 = 1k \Omega$  y se obtiene  $R_2 = 291.8 \Omega$ .

En la figura 4.11 se muestra como cambia la forma de onda.

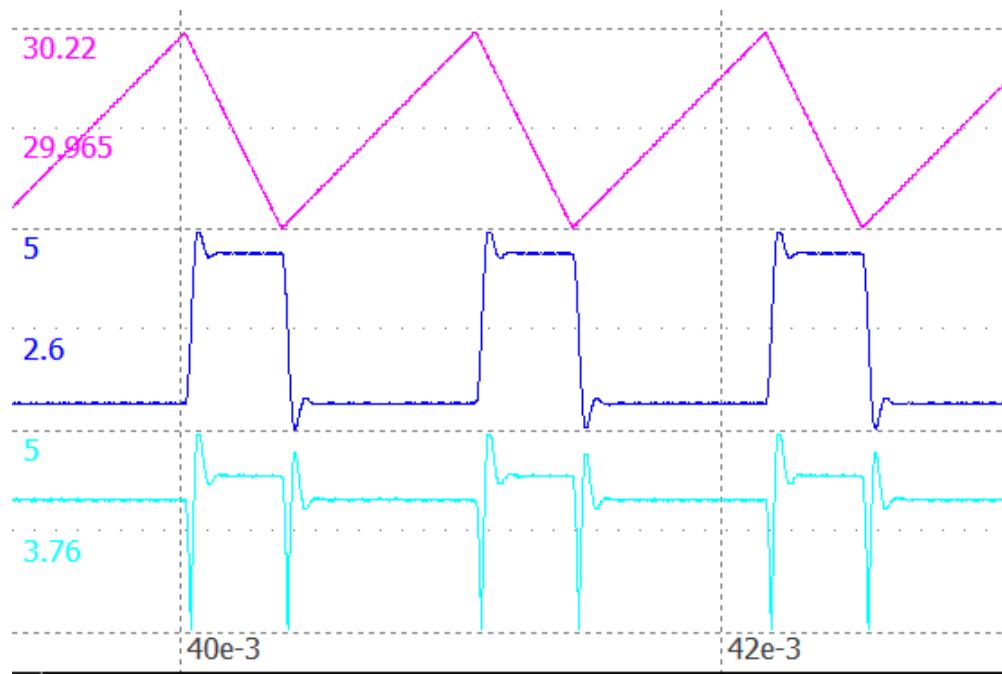


Figura 4.11: Formas de onda obtenidas en la simulación.

La onda superior corresponde a la corriente en el electroimán, la onda que se encuentra al medio, a la salida del derivador [ $V_{bias}$ ] y la inferior, a la onda rectificada con la corrección de la resistencia interna.

## 4.7. Rectificador, Restador y Filtrado

### 4.7.1. Rectificador

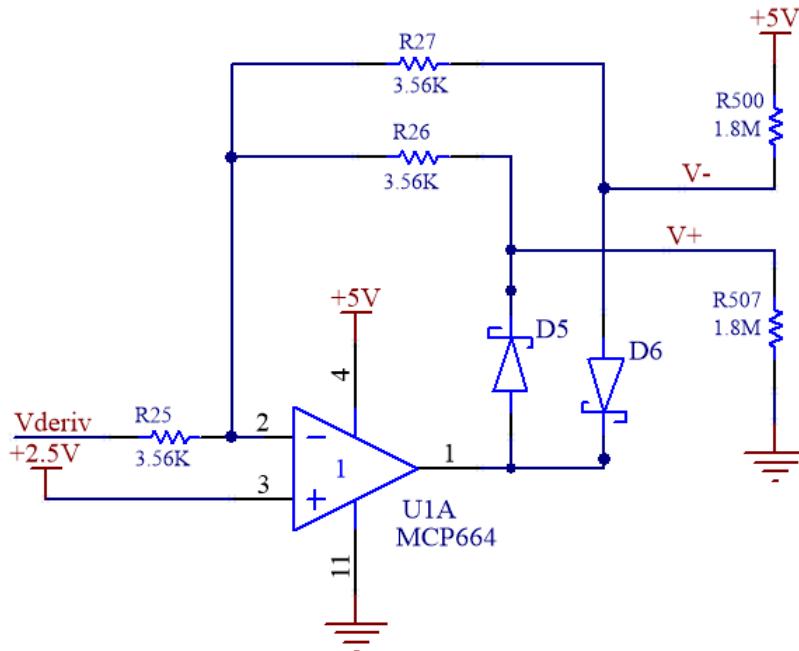


Figura 4.12: Rectificador.

Para poder tener finalmente la estimación de la posición, se debe rectificar la salida del derivador alrededor de 2.5 V. Esto se hace para hacer coincidir la pendiente positiva de la corriente triangular, con la pendiente negativa, y tener a la salida del estimador una señal aproximadamente continua.

Para entender el funcionamiento de este rectificador, se comienza con el análisis de la etapa del primer amplificador operacional. Se parte de la suposición de que en un amplificador ideal, la tensión diferencial ( $V_d$ ) es igual a cero. Por lo tanto,

como la entrada no inversora está fijada en  $2.5 V$ , la misma tensión se encuentra en la entrada inversora.

Al analizar la corriente en la resistencia  $R_{25}$  (se adopta el sentido positivo hacia la izquierda) en función de  $V_{deriv}$ , resulta:

$$I_{R25} = \frac{2.5 V - V_{deriv}}{R_{25}} \quad (4.23)$$

En el caso de que  $V_{deriv} < 2.5 V$ , la corriente será positiva. Esta misma corriente proviene desde la salida del operacional, a través del diodo  $D_5$  y por la resistencia  $R_{26}$ . Si se desprecia la tensión del diodo en directa, se obtiene que la salida del operacional es igual a  $V+$ , y esta es igual a:

$$V^+ = I_{R25} * R_{26} + 2.5 V = \frac{2.5 V - V_{deriv}}{R_{25}} * R_{26} + 2.5 V \quad (4.24)$$

Como  $R_{25} = R_{26}$

$$V^+ = 2.5 V - V_{deriv} + 2.5 V = 5 V - V_{deriv} \quad (4.25)$$

Además, dado que el diodo  $D_6$  queda polarizado en inversa y la caída de tensión en  $R_{26}$  es despreciable, se obtiene que  $V^- = 2.5 V$ .

Análogamente, si  $V_{deriv} > 2.5 V$ , se puede encontrar:

$$V^- = 5 V - V_{deriv} \quad (4.26)$$

$$V^+ = 2.5 V \quad (4.27)$$

### 4.7.2. Restador

Se utiliza un amplificador operacional en modo diferencial como restador. El circuito utilizado se observa en la figura 4.13 y se obtiene lo siguiente:

Cuando  $V_{deriv} < 2.5 V$ :

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2.5 V$$

$$V_{estim} = (5 V - V_{deriv}) - (2.5 V) + 2.5 V$$

$$V_{estim} = 5 V - V_{deriv}$$

Cuando  $V_{deriv} > 2.5 V$ :

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2.5 V$$

$$V_{estim} = 2.5 V - (5 V - V_{deriv}) + 2.5 V$$

$$V_{estim} = V_{deriv}$$

Si se toma a  $V_{deriv}$  como  $V_{deriv} = \Delta V_{deriv} + 2.5 V$ , al reemplazar en los dos casos se obtiene:

$$V_{estim} = 2.5 V + |\Delta V_{deriv}| \quad (4.28)$$

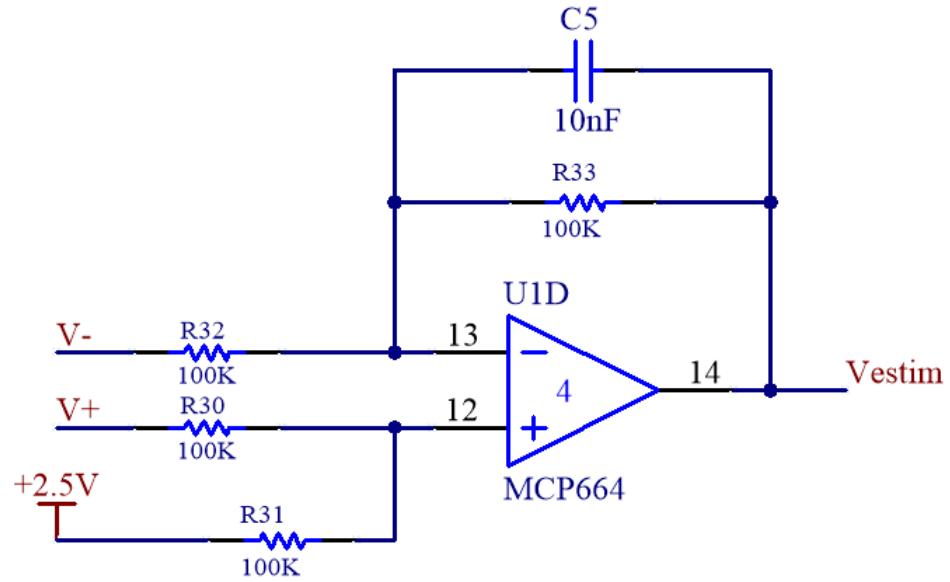


Figura 4.13: Restador.

#### 4.7.3. Etapa de filtrado

En el restador se implementa un filtrado adicional a la señal de salida como se observa en la figura 4.14. De esta última etapa, si se considera  $C_5 = C_6 = C$  y  $R_{33} = R_{31} = R$ , se obtiene:

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + S * C * R} * (V^+ - V^- + 2.5 V) \quad (4.29)$$

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + S * C * R} * (2.5 V + |\Delta V_{deriv}|) \quad (4.30)$$

$$V_{estim} \approx \frac{1}{1 + S * C * R} * |\Delta V_{deriv}| + 2.5 V \quad (4.31)$$

Puesto que la salida  $V_{estim}$  debe ser una continua, es importante eliminar cualquier posible ripple permitiendo solo el paso de continua. Por ello, se escogen los siguientes valores para los componentes:

1.  $C = 10 \text{ nF}$
2.  $R = 100 \Omega$
3.  $\frac{1}{2\pi C R} = 159.2 \text{ Hz}$

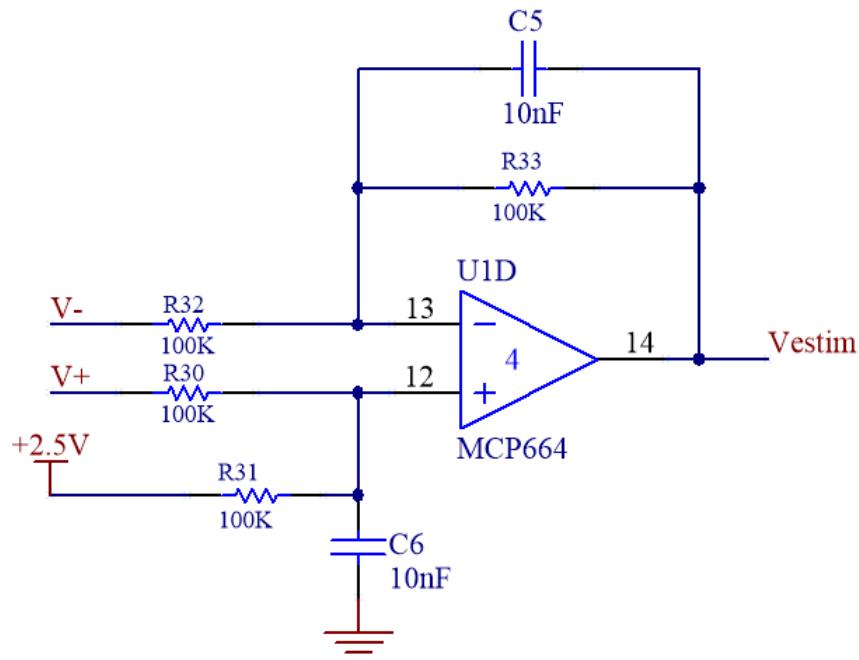


Figura 4.14: Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en  $159.2 \text{ Hz}$ .

## 4.8. Circuito completo

En la figura 4.15 se puede observar el circuito completo utilizado para la implementación del rectificador, restador y filtrado.

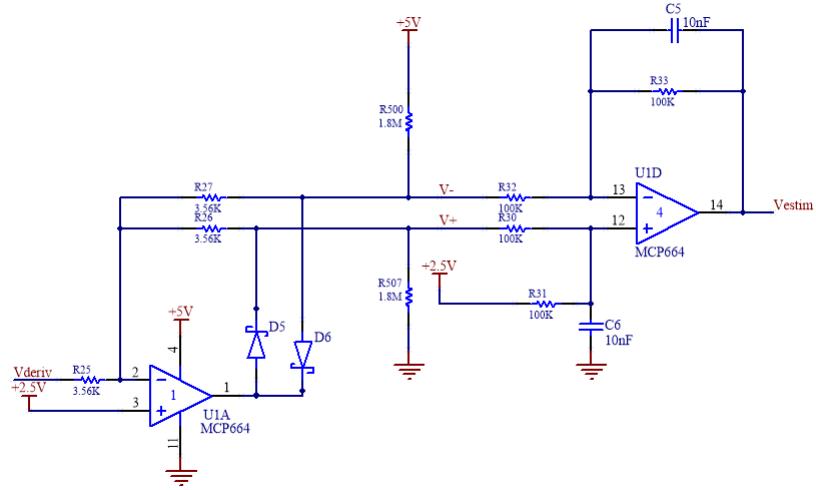


Figura 4.15: Circuito de rectificación, resta y filtrado.

## 4.9. Simulación de estimador completo

En la figura 4.16 se pueden observar 3 formas de onda. La superior corresponde a la corriente del electroimán, la del medio a la salida del derivador y la inferior a la salida  $V_{estim}$ . Con el uso de los cursores se midió un ripple de 52.66 mV en  $V_{estim}$ .

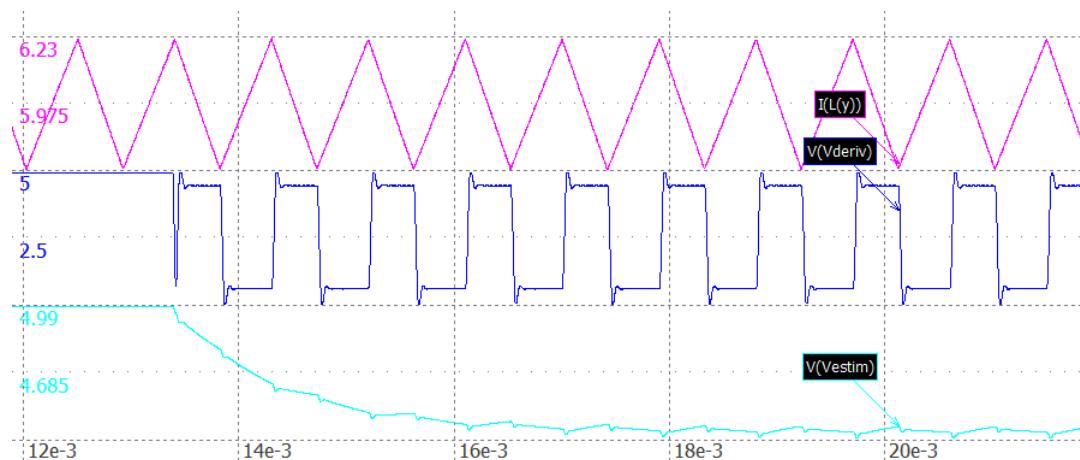


Figura 4.16: Simulación final del estimador.

En la figura 4.2 se muestran valores medidos de Vestim en función de la posición.

$y [mm]$	$L(y) [mH]$	$V_{estim} [V]$
2	22.64	3.86
3	18.8	4.13
4	16.44	4.36
5	14.9	4.55

Tabla 4.2: Resultados de simulación del estimador.

## 4.10. Transferencia final del estimador de posición:

El funcionamiento del circuito estimador no es lineal. Por lo tanto, para poder modelar una función transferencia, se deben tomar ciertas consideraciones. La parte del derivador es lineal, por lo que se puede modelar su transferencia como:

$$V_{estim} = -0.025 * \frac{dViL}{dt} \quad (4.32)$$

Esto significa que además de realizar la derivada, introduce una inversión de signo. De esta forma, una pendiente positiva a la entrada resulta en valores menores a  $2.5V$  a la salida, mientras que una pendiente negativa produce una tensión mayor a  $2.5V$ .

Luego, el bloque rectificador y restador se encarga de calcular el valor absoluto de esta señal (en torno a los  $2.5V$ ). Al considerar que la pendiente aumenta a medida que lo hace la distancia de separación, se puede concluir que el bloque

estimador no produce inversión de signo. Por lo tanto, se debe considerar solamente la ganancia del derivador y el polo que introduce la etapa de restador. Finalmente, para poder obtener una estimación de la posición, se utiliza la expresión linealizada 4.4 que relaciona  $dI_L/dt = 194690 * Y_g$ . Y considerando que  $dI_L/dt = \frac{dVi_L/dt}{0.05333}$ .

Finalmente se obtiene que:

$$V_{estim} = \frac{0.025 * 194690}{0.05333} * \frac{Y_g}{1 + \frac{s}{1 \text{ krad/seg}}} = 259.6 * \frac{Y_g}{1 + \frac{s}{1 \text{ krad/seg}}} \quad (4.33)$$

Al considerar la etapa de filtrado de la entrada, que tiene dos polos en  $2\pi * 10 \text{ kHz} \simeq 60 \text{ Krad/s/s}$  se obtiene:

$$H_{estim} = \frac{V_{estim}}{Y_g[m]} = \frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1 \text{ krad/s}}) * (1 + \frac{s}{60 \text{ krad/s}})^2} \quad (4.34)$$



# Capítulo 5

## Compensador analógico

En este capítulo se analiza la naturaleza de la dinámica de la planta y se utilizan distintas estrategias para conseguir que el sistema presente el comportamiento deseado. Se diseña un compensador por adelanto de fase que logra la estabilidad incluso para los casos extremos de funcionamiento del sistema. Luego, se agrega un lazo de realimentación con un integrador que permite eliminar el error en régimen permanente.

### 5.1. Descripción general

Se plantea una compensación compuesta por dos lazos de control como la que se muestra en la figura 5.1. El lazo de control interno está basado en un controlador por adelanto de fase que cumple la función de estabilizar el sistema. El lazo de control externo contiene un integrador con el objetivo de eliminar el error de posición en régimen permanente.

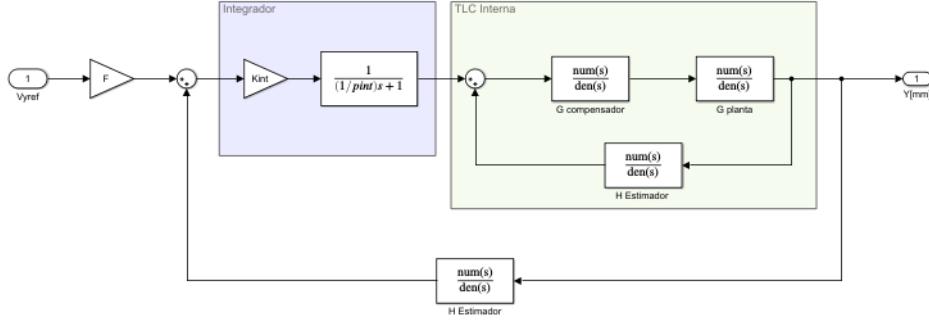


Figura 5.1: Diagrama del sistema completo.

## 5.2. Lazo de realimentación interno

### 5.2.1. Análisis de estabilidad con masa de 30 kg

Para realizar el análisis de estabilidad se parte de las transferencias de la planta  $G_p(s)$  para una masa de 30 kg (2.37), de la del controlador de corriente  $G_{iL}(s)$  (3.24) y de la del lazo de realimentación  $H_{estim}(s)$  (4.40). A partir de ellas se obtiene la transferencia a lazo abierto total  $GH_T(s)$  mostrada en la expresión 5.1.

$$GH_T(s) = G_p(s) * G_{iL}(s) * H_{estim}$$

$$GH_T(s) = \frac{0.38}{(1 - (\frac{s}{70})^2)(\frac{s}{12.17} + 1)(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}})(1 + \frac{s}{60 \text{ Krad/s}})^2} \quad (5.1)$$

A continuación se procede a analizar la respuesta en frecuencia de  $GH_T$  y a diseñar un compensador adecuado. Luego, se verificará la estabilidad para una masa de 1 kg, que corresponde a la mínima con la que trabaja el sistema.

Con la transferencia de la ecuación 5.1 se grafica el diagrama de Bode y el diagrama de Nyquist. Estos se muestran en las figuras 5.2 y 5.3 respectivamente.

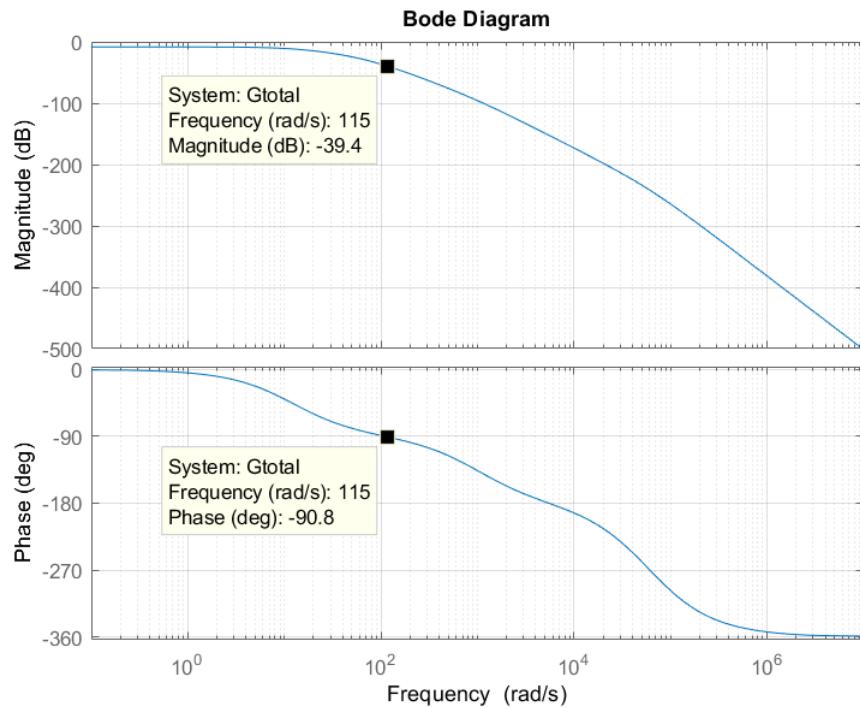


Figura 5.2: Diagrama de Bode de lazo abierto  $GH_T$  con  $M = 30\text{kg}$ .

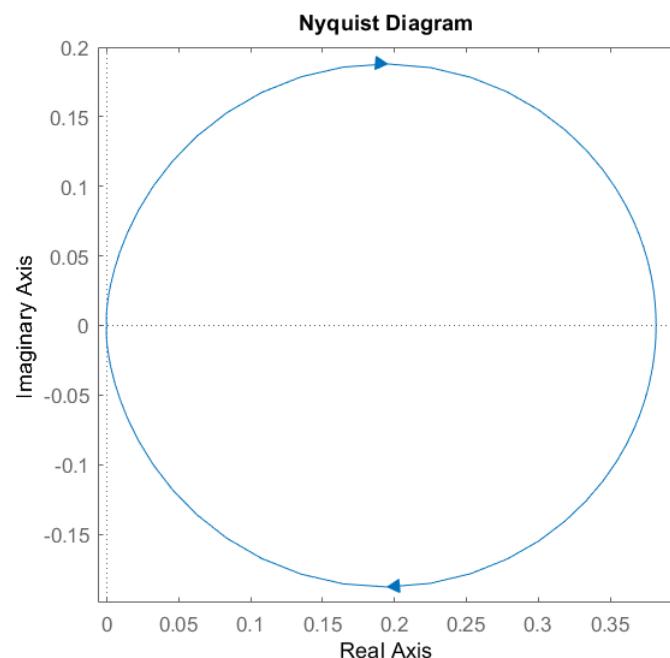


Figura 5.3: Diagrama de Nyquist de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

Para poder observar mejor la forma del Nyquist se hace un acercamiento en torno al origen como se muestra en la figura 5.4.

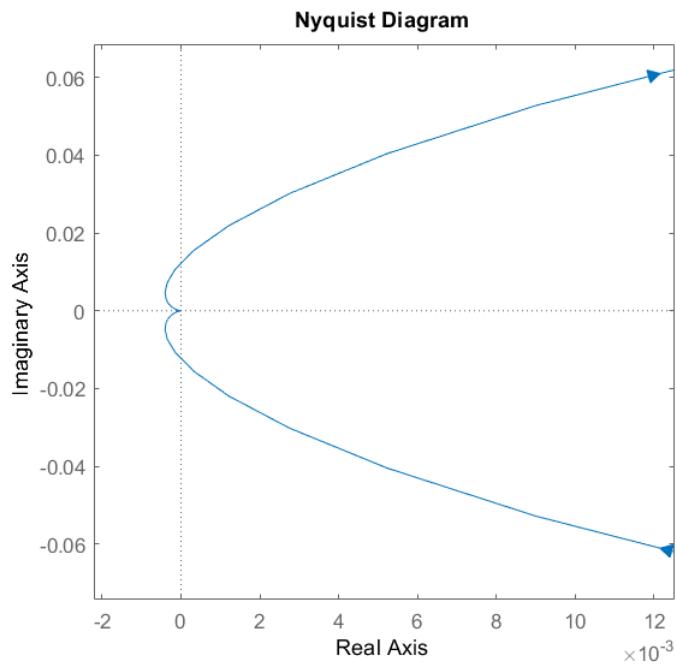


Figura 5.4: Zoom del diagrama de Nyquist de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

En la figura 5.5 se puede observar el lugar de raíces de  $GH_T$  y en la 5.6 se muestra un acercamiento.

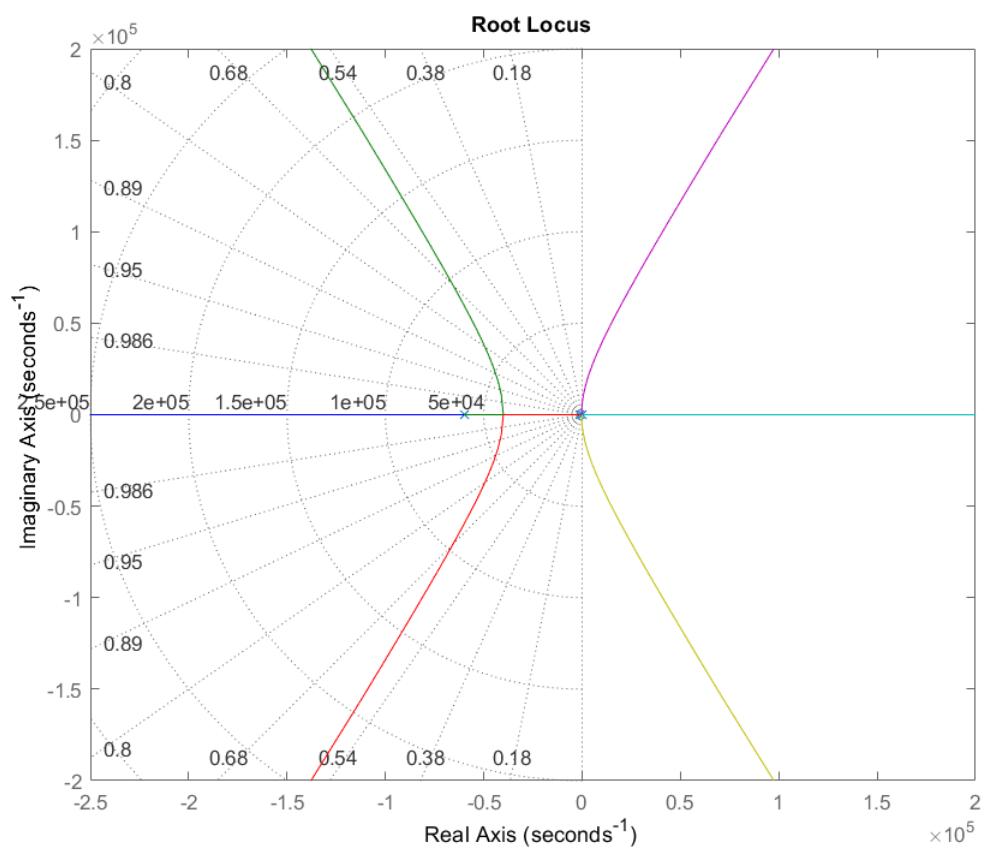


Figura 5.5: Lugar de raíces de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

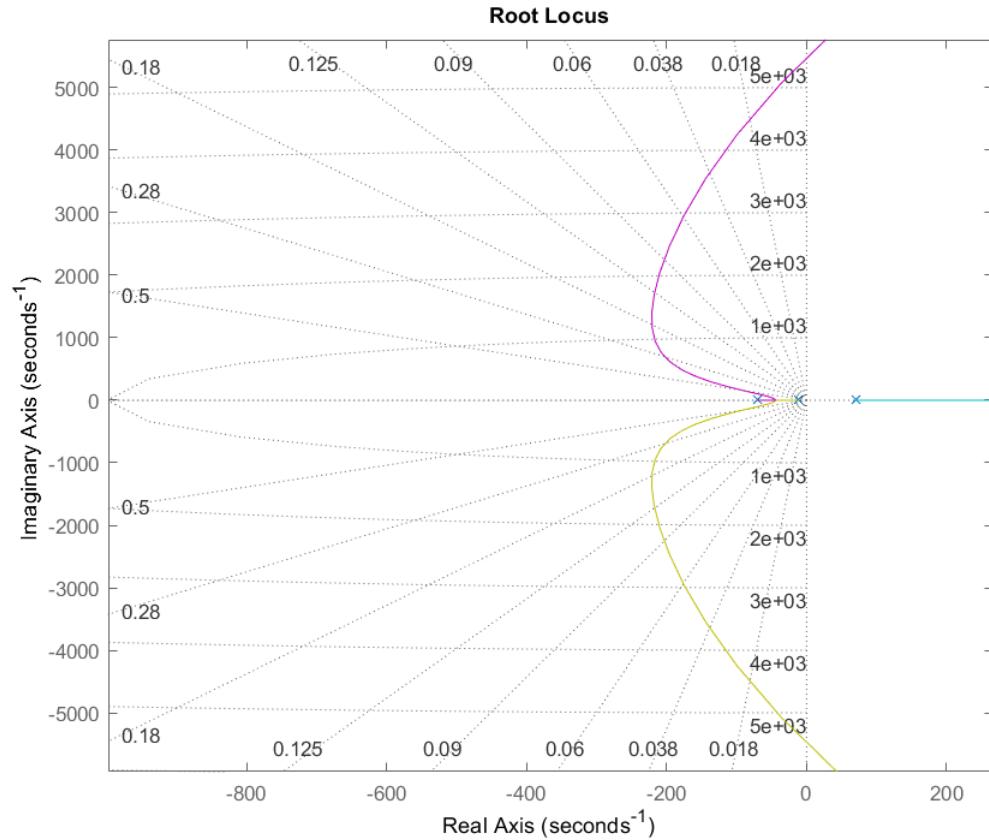


Figura 5.6: Zoom del lugar de raíces de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

Como se observa en la figura 5.6,  $GH_T$  tiene un polo en el semiplano derecho. Por lo tanto, a partir del Nyquist se puede determinar:

Zona 1:  $Z=N+P=0+1=1 \rightarrow$  Inestable

Zona 2:  $Z=N+P=1+1=2 \rightarrow$  Inestable

Por lo tanto, no es posible que el sistema sea estable. Para lograrlo se realimentará positivamente y se generará una zona en el diagrama de Nyquist donde  $N = -1$ . Para ello es necesario aumentar la fase para que pueda superar el valor de  $0^\circ$ . Para que esto se cumpla, el diagrama de Nyquist debería tener una forma como

la mostrada en la figura 5.7.

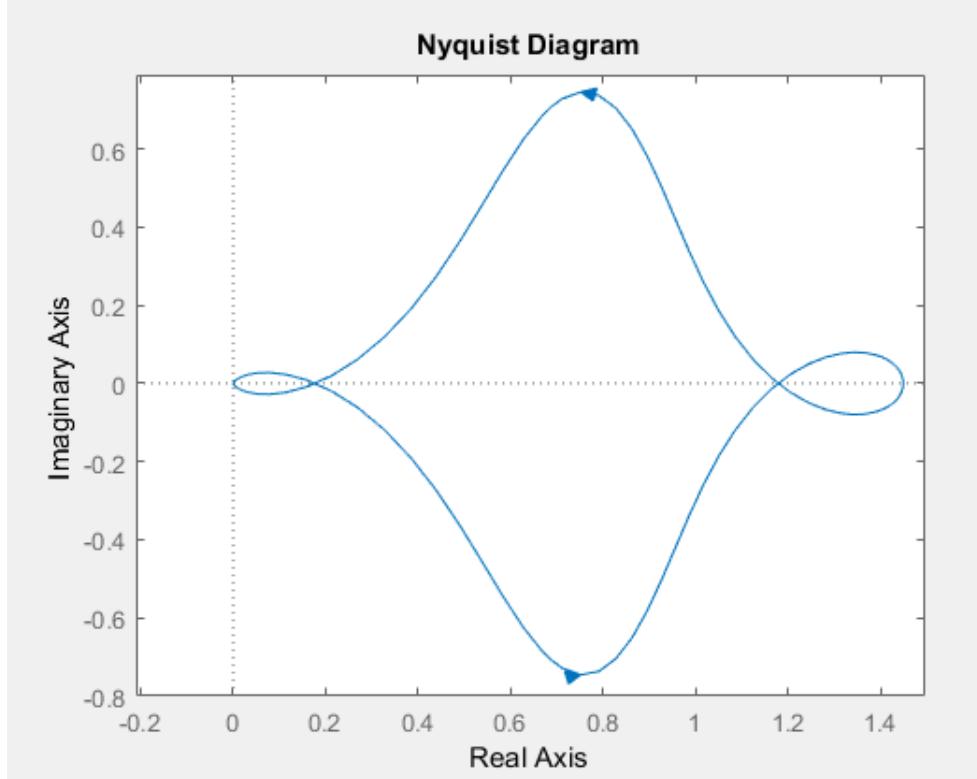


Figura 5.7: Forma del diagrama de Nyquist deseado.

### 5.2.2. Diseño de la red de adelanto de fase

Para poder lograr el aumento de fase mencionado se utiliza una red de adelanto de fase. Se debe tener en cuenta que el módulo de la transferencia de lazo abierto en el primer cruce de la fase por  $0^\circ$  debe ser mayor a 0 dB y, en el segundo cruce, menor. De esta forma, al observar la figura 5.2 se decide adelantar la fase  $100^\circ$  en aproximadamente 200 rad/s. Esto se logra mediante el uso de dos redes de adelanto de fase de  $65^\circ$  cada una.

Ecuaciones de diseño:

$$W_0 = 200 \text{ } r/s$$

$$\varphi_{max} = 65^0$$

$$\alpha = \frac{1 + \operatorname{sen}\varphi_{max}}{1 - \operatorname{sen}\varphi_{max}} = 20.346491$$

$$W_c = \frac{W_0}{\sqrt{\alpha}} = 44.3 \text{ } r/s$$

$$W_p = \sqrt{\alpha} * W_0 = 902.1 \text{ } r/s$$

Finalmente se llega a la transferencia del controlador:

$$G_c(s) = K * [20.346 * \frac{(s + 44.3)}{(s + 902.1)}]^2 \quad (5.2)$$

En la figura 5.8 se muestra el diagrama de bode de  $GH_T * G_C$  con  $K = 1$ . Se puede observar que la ganancia  $K$  puede adoptar valores desde 15.6 dB hasta 35 dB aproximadamente. Al considerar que el sistema debe soportar una masa variable entre 1 kg y 30 kg, y que la ganancia de la transferencia de la planta para 1 kg es de 5.5 veces (14 dB) mayor que para 30 kg, se puede adoptar una ganancia del compensador que mantenga la estabilidad para estos dos casos. Es decir, la ganancia mínima es de 15.6 dB y la máxima es de  $35 \text{ dB} - 14 \text{ dB} = 21 \text{ dB}$ . Por lo tanto, se elige que el cruce por cero de la ganancia se encuentre ahora en 88 rad/s, lo que significa que  $K = 20 \text{ dB} \equiv 10 \text{ veces}$ .

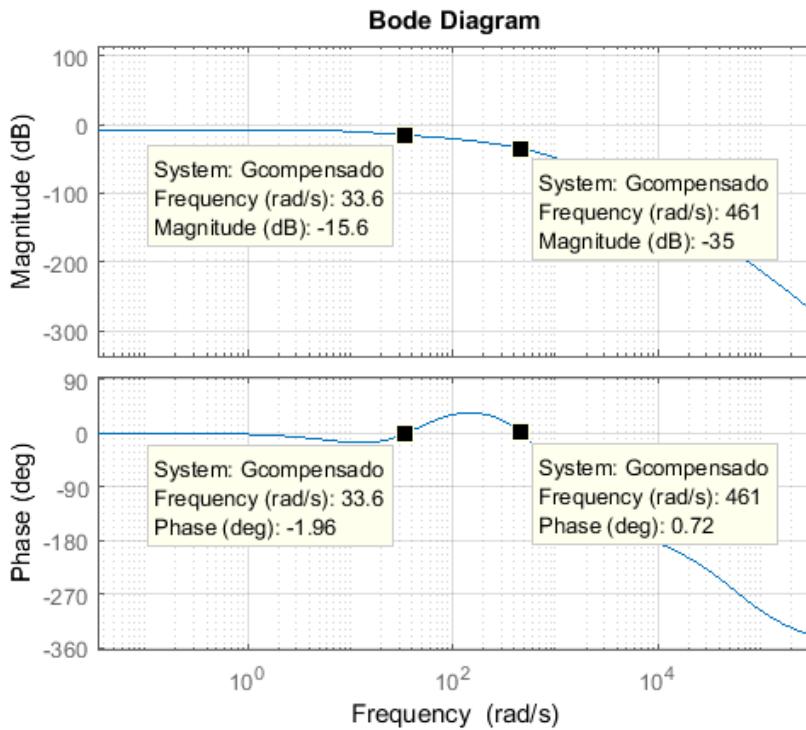


Figura 5.8: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para  $K=1$  y  $M=30$  kg.

En la figura 5.9 se muestra el diagrama de Bode al considerar la ganancia del compensador. En ella se puede observar que se cumple con el criterio de estabilidad, puesto que en el primer cruce por  $0^\circ$ , la magnitud es mayor a 0 dB y en el segundo cruce, menor. Además, en la figura 5.10 se puede ver que la forma del diagrama de Nyquist es como la deseada.

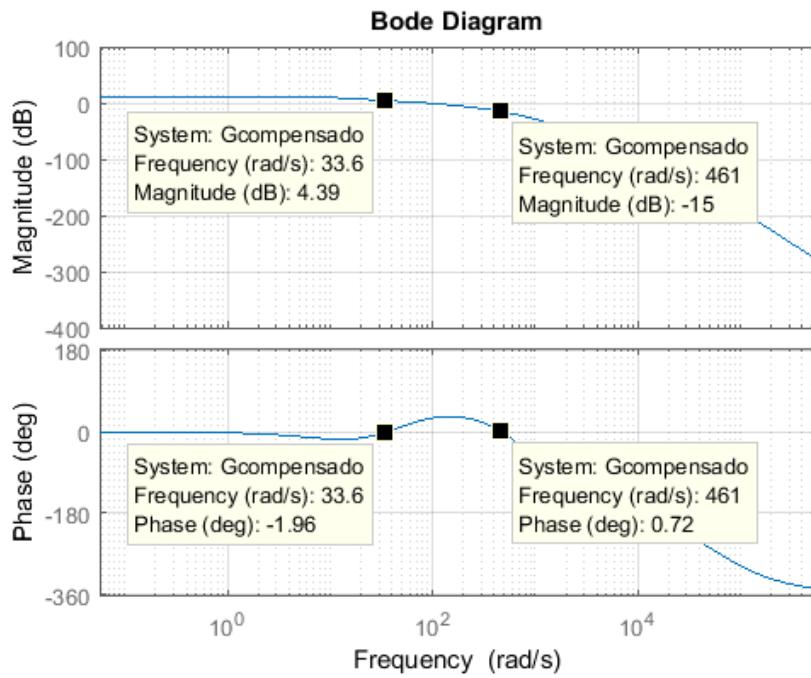


Figura 5.9: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para K=10 y M=30 kg.

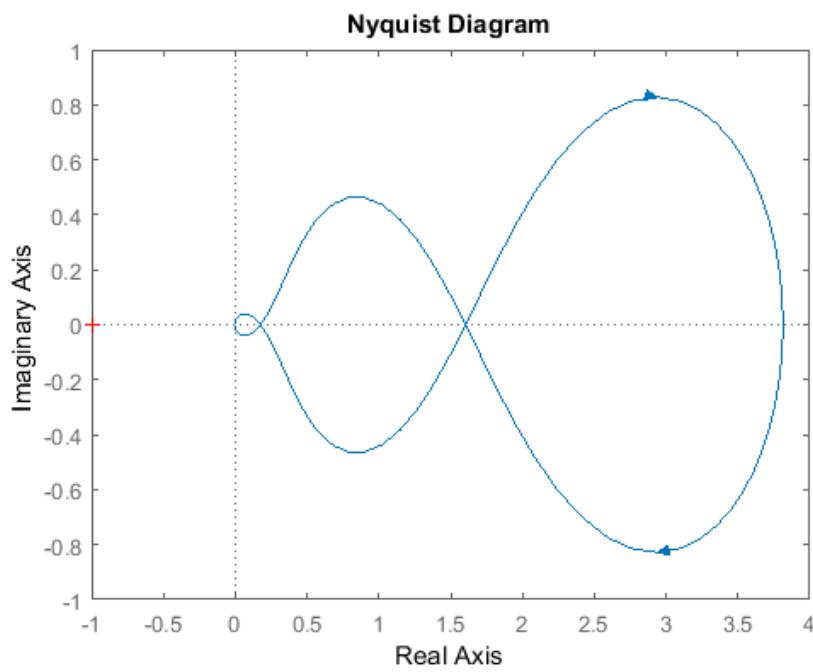


Figura 5.10: Diagrama de Nyquist de  $GH_T * G_C$  para K=10 y M=30 kg.

En la figura 5.11 se puede observar la respuesta al escalón del sistema con masa de 30 Kg.

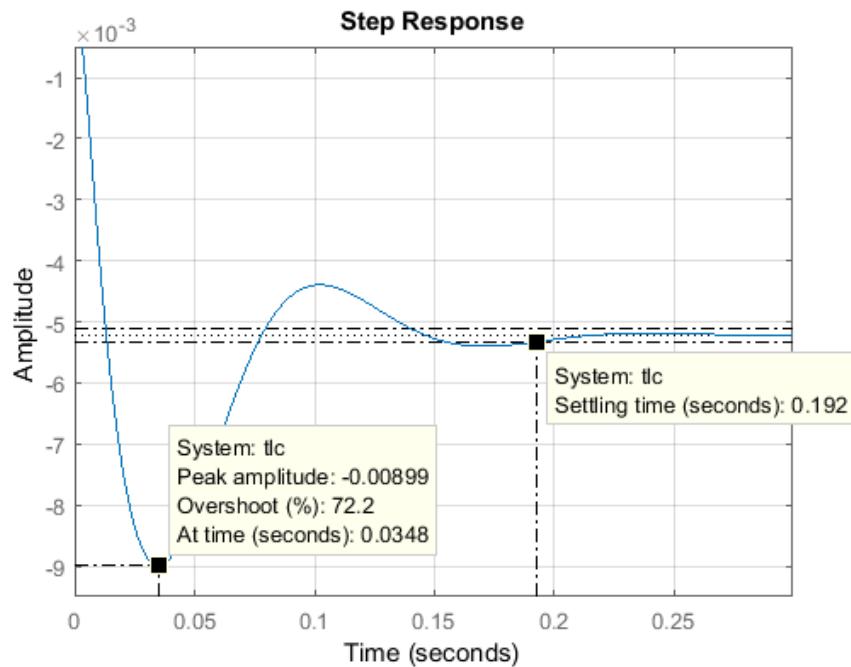


Figura 5.11: Respuesta al escalón para  $M=30$  Kg.

### 5.2.3. Verificación de estabilidad con masa de 1 Kg

Se verifica la estabilidad del sistema para el caso en que la masa sea de 1 Kg con el compensador diseñado para el caso de masa máxima. Para ello, se analizan los diagramas de Bode y Nyquist mostrados en las figuras 5.12 y 5.13. Además, en la figura 5.14 puede observarse la respuesta al escalón. A partir de ellos, es posible verificar que el sistema resulta estable para todo el rango de masas en el que opera el sistema.

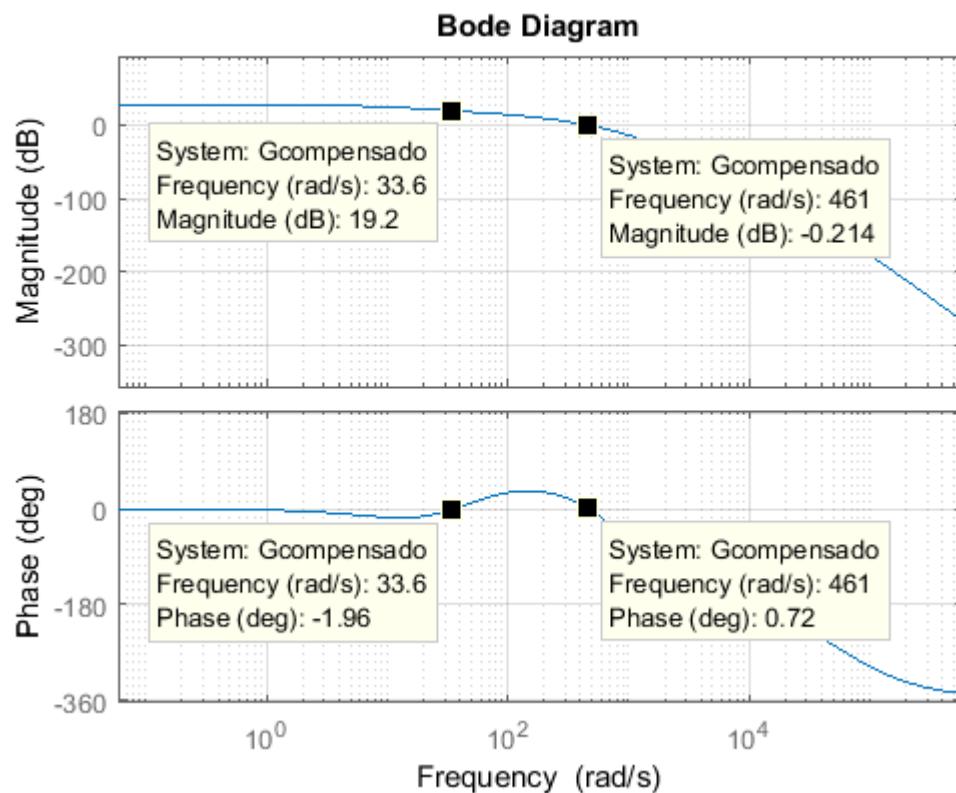


Figura 5.12: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para M=1 Kg.

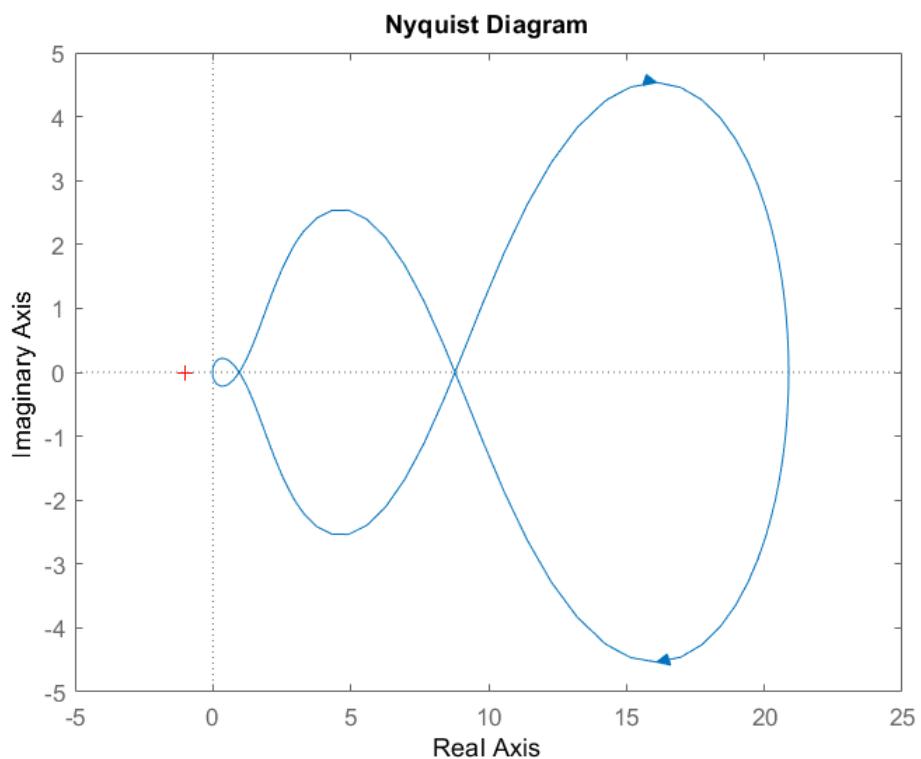


Figura 5.13: Diagrama de Nyquist de  $GH_T * GC$  para M=1 Kg.

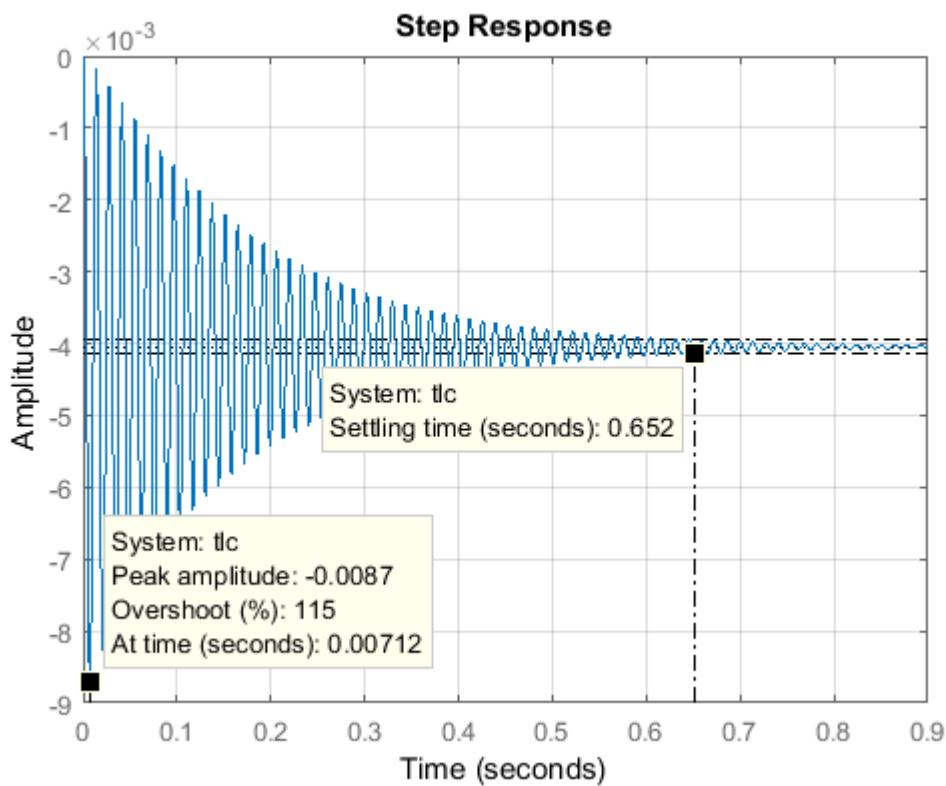


Figura 5.14: Respuesta al escalón para M=1 Kg.

### 5.2.4. Implementación circuitual de la red de adelanto de fase

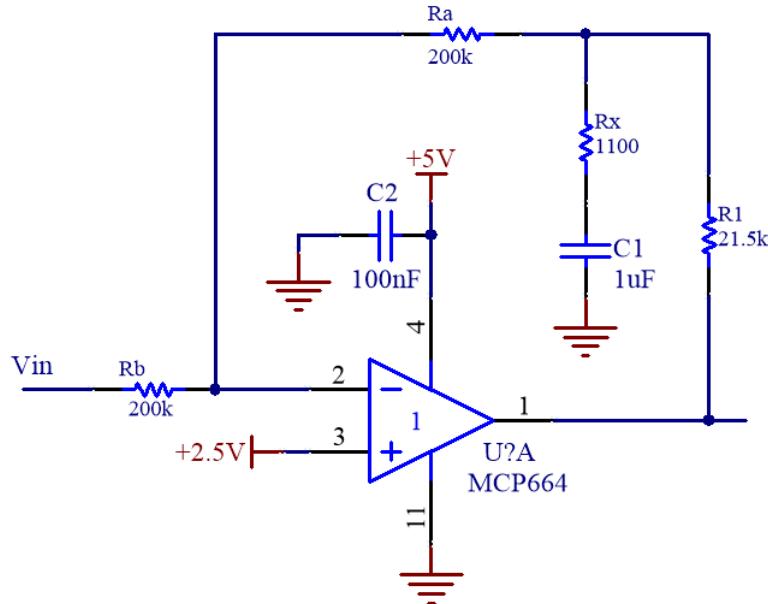


Figura 5.15: Diseño circuital de una red de adelanto de fase.

Para cada etapa del compensador por adelanto, se utiliza la topología mostrada en la figura 5.15. Consiste en un polo y cero con ganancia unitaria (si  $R_a = R_b$ ). Luego se agrega la ganancia como una etapa separada.

La transferencia de lazo cerrado de esta etapa es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_a}{R_b} * \frac{1 + sC(R_x + R1)}{1 + sCR_x} \quad (5.3)$$

Por lo tanto, para tener un polo en  $902.1 \text{ Hz}$  y un cero en  $44.3 \text{ Hz}$ , al elegir un capacitor  $C = 1 \mu\text{F}$ , resulta en  $R_x = 1100 \Omega$  y  $R1 = 21.5 \text{ k}\Omega$ . Además, se

elige  $R_a = R_b = 200 \text{ k}\Omega$  para obtener una ganancia unitaria. Luego, la ganancia del compensador se obtiene con una etapa amplificadora. Para ello, se utiliza el circuito mostrado en la figura 5.16. Para lograr una ganancia de  $K=10$  se utiliza  $R_{322} = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_{323} = 10 \text{ k}\Omega$ .

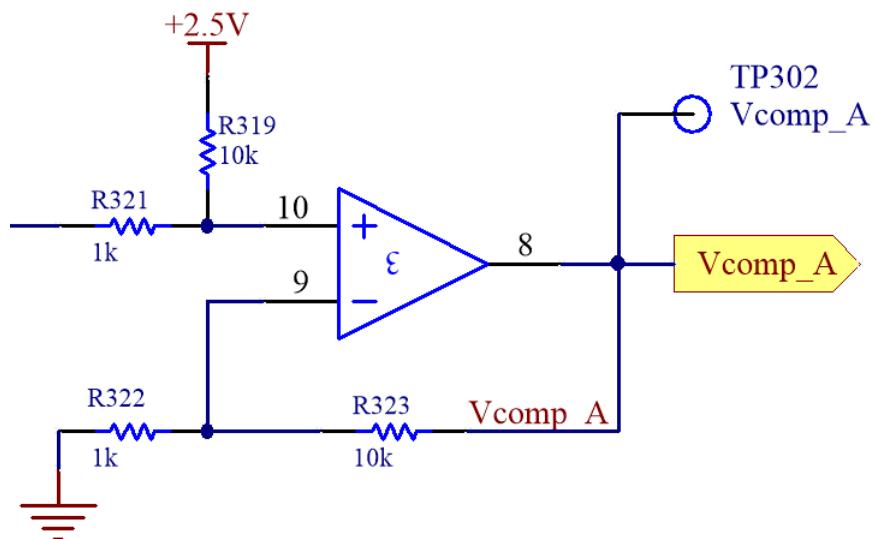


Figura 5.16: Etapa de ganancia del compensador.

## 5.3. Lazo de realimentación externo

### 5.3.1. Diseño del integrador

Se plantea un lazo de realimentación externo como se muestra en la figura 5.1. En el lazo de realimentación interno actúa el compensador por adelanto de fase diseñado previamente y, en el externo, un controlador del tipo integral. De esta forma, se logra suavizar la respuesta al escalón del sistema y eliminar el error en régimen permanente.

Para el análisis se considera como realimentación:

$$H_{estim} = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = -\frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1Kr/s}) * (1 + \frac{s}{60Kr/s})^2}$$

La cadena de avance con masa de 30 kg es:

$$G[m = 30] = Tlc_{interna}(s)[m = 30] * G_{integ}$$

Se plantea un compensador del tipo :

$$G_{integ} = k_{int} * \frac{1}{(1 + (\frac{s}{p_{int}}))}$$

Debido a que un integrador con polo en el origen tiene una ganancia infinita en continua, no sería adecuado implementarlo de esta manera en el circuito. Por lo tanto se ubica el polo en 0.1 rad/s de forma tal que permita limitar dicha ganancia y ser de carácter integrativo para las frecuencias de la planta. Sin embargo, esta modificación provoca que la cancelación del error en régimen permanente no sea completa.

Inicialmente se analiza la estabilidad del sistema con  $K_{int} = 1$  por medio del lugar de raíces mostrado en la figura 5.17.

Para este lazo de realimentación externo también debe utilizarse realimentación positiva, puesto que la TLC interna del sistema presenta una ganancia negativa.

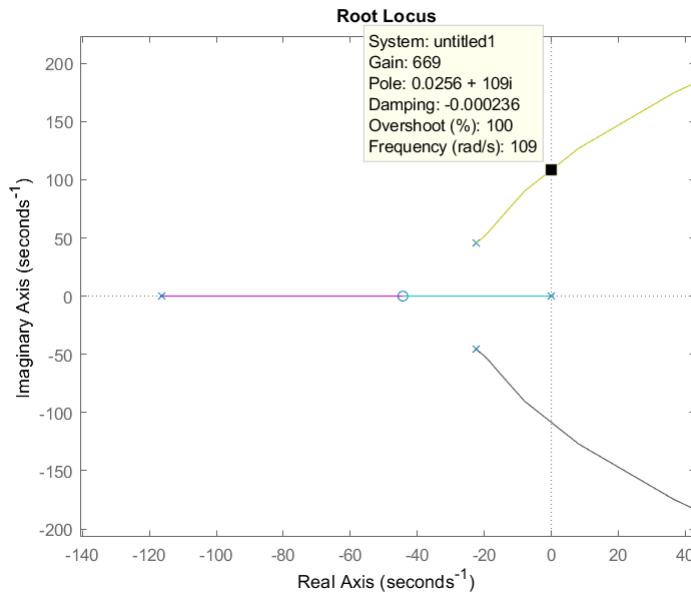


Figura 5.17: Lugar de raíces con el integrador.

En la figura 5.17 se puede observar que, para que se mantenga la estabilidad del sistema, la ganancia del integrador ( $K_{int}$ ) debe ser menor a 669. Teniendo esto en cuenta, en la figura 5.18 se muestra la respuesta al escalón del sistema compensado con el integrador para una ganancia de  $K_{int} = 1$ . Es posible observar que, si bien no presenta oscilaciones, el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 16.6 s. Por lo tanto, se decide aumentar el valor de ganancia hasta obtener una relación aceptable entre el tiempo de respuesta y el sobrepico.

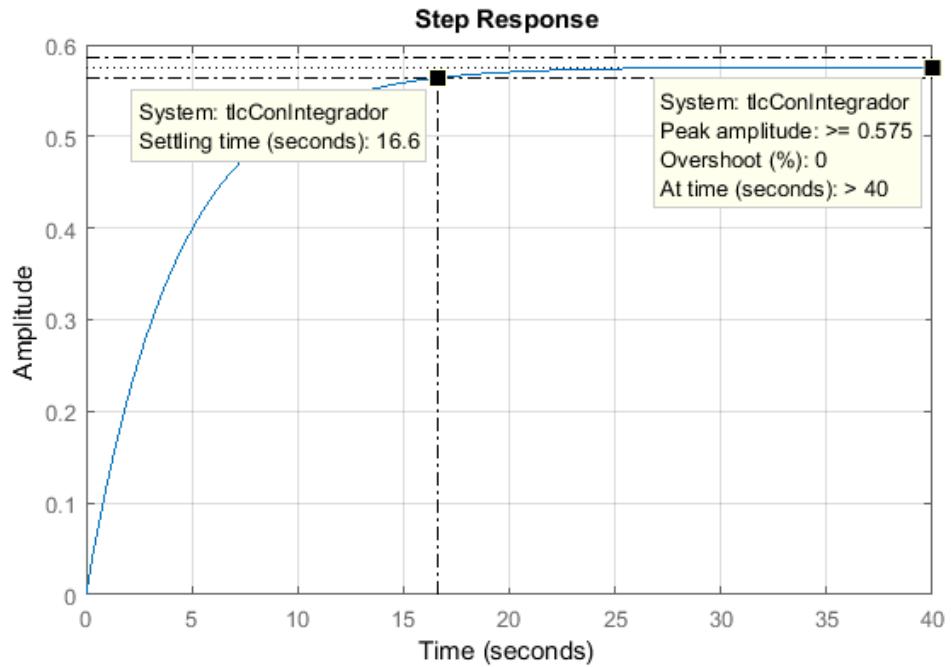


Figura 5.18: Respuesta al escalón con integrador con  $K_{int} = 1$  y  $M = 30$  Kg.

En la figura 5.19, se observa la respuesta al escalón para una ganancia del integrador de  $K_{int} = 50$  que resulta en un tiempo de establecimiento de  $0.6\text{ s}$  y un overshoot de  $0\%$ . Por lo tanto, se adopta este valor de ganancia para el diseño del integrador.

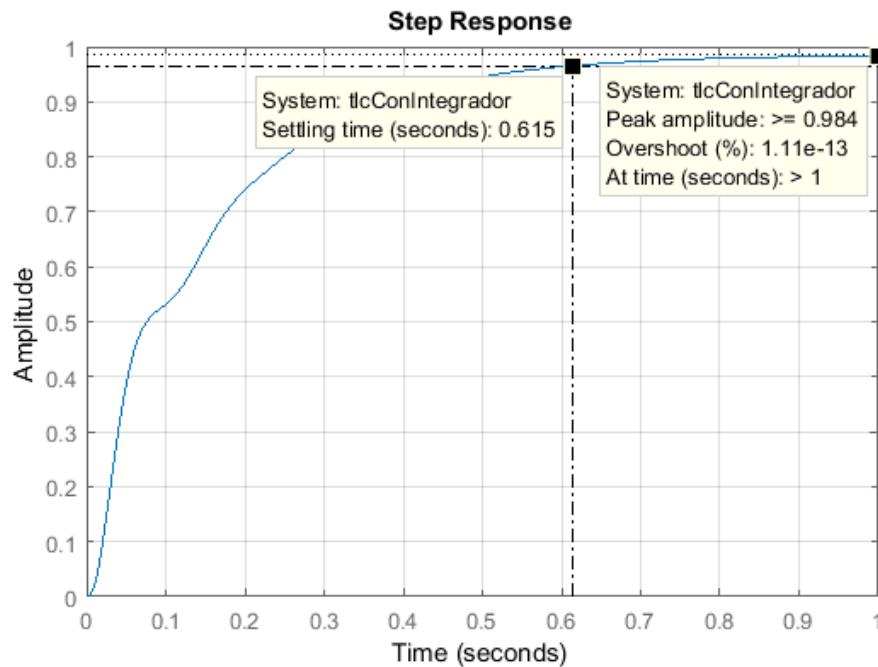


Figura 5.19: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 50$  y  $M = 30 \text{ Kg}$ .

La respuesta al escalón cuando la masa es de  $1 \text{ kg}$  se muestra en la figura 5.20.

Allí se puede observar que el tiempo de establecimiento es de  $0.74 \text{ s}$  y que no presenta sobrepicos.

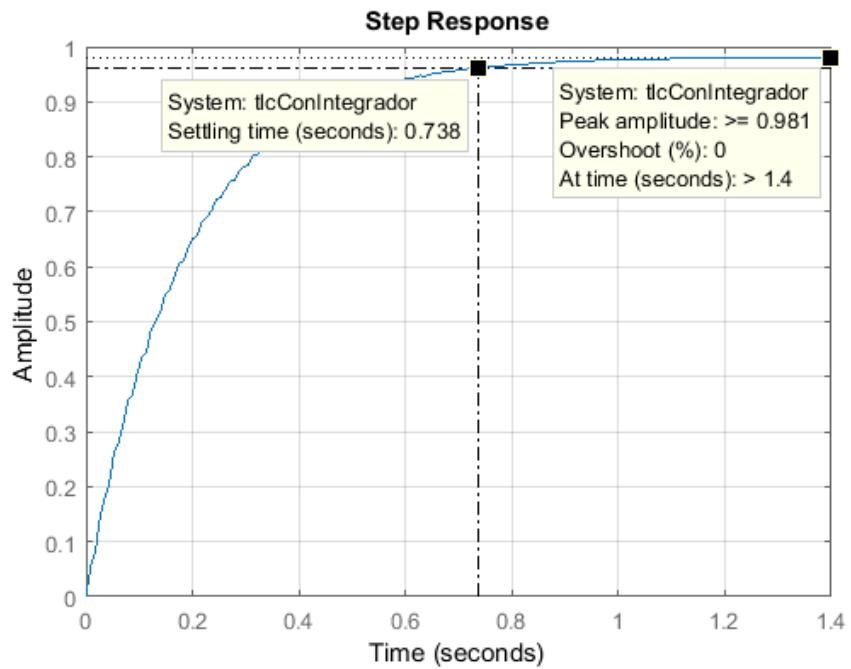


Figura 5.20: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 50$  y  $M = 1 \text{ kg}$ .

### 5.3.2. Implementación circuital del integrador

En la figura 5.21 se puede observar la topología y los valores utilizados en cada componente para el diseño del circuito integrador.

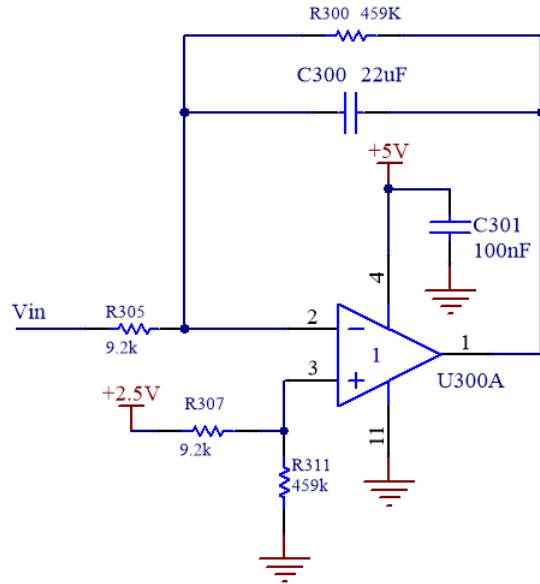


Figura 5.21: Implementación circuitual del integrador.

## 5.4. Etapa de entrada

### 5.4.1. Cálculo de ganancia de entrada

La ganancia de la TLC correspondiente a la ganancia total de los bloques con el integrador ya incorporado, resulta:

$$G_{TLC_{final}} \simeq \frac{1}{H_{estim}} = -\frac{1}{260} \quad (5.4)$$

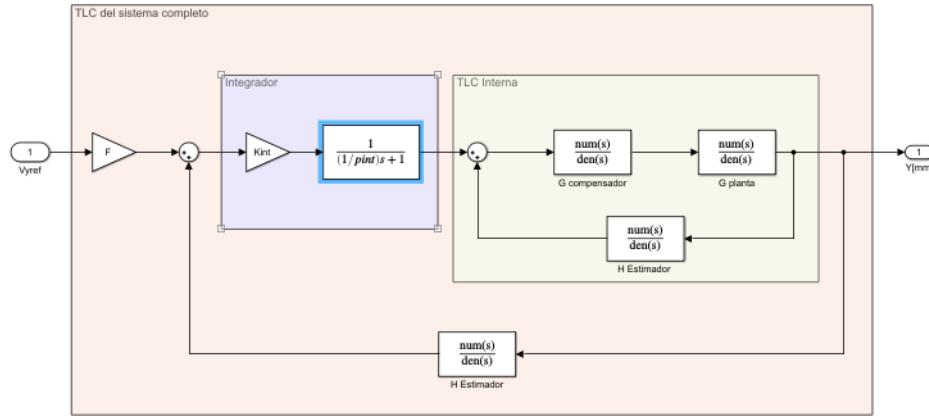


Figura 5.22: Diagrama en bloques final.

Por lo tanto, con  $F = -1$  y los rangos de posición de  $2\text{ mm}$  a  $5\text{ mm}$  como mínimo y máximo respectivamente se llega a lo siguiente:

$$Y[m] = F * \left(-\frac{1}{260}\right) * V_{in} = \frac{1}{260} * V_{in} \quad (5.5)$$

La realimentación tiene un set-point de  $3.4\text{ V}$  por lo tanto se le suma a  $V_{in}$  el mismo valor.

Los valores finales son:

$Y[\text{mm}]$	$V_{in}[\text{V}]$
5	4.7
4	4.44
3	4.18
2	3.92

Tabla 5.1: Tensión de referencia  $[V_{in}]$  Vs separación deseada  $[Y]$ .

### 5.4.2. Implementación circuital

Para poder modificar la distancia de separación se ingresa al sistema con una tensión variable, la cual corresponde a una posición de referencia. Para ello se utiliza el circuito mostrado en la figura 5.23.

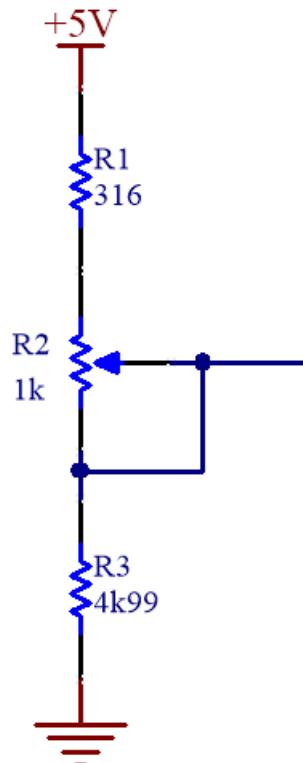


Figura 5.23: Etapa de entrada.

Se utiliza una resistencia variable de  $1\text{ k}\Omega$  y dos fijas. Para poder excursionar la tensión de referencia entre  $3.92\text{ V}$  y  $4.7\text{ V}$ , los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_3$  deben ser de  $4911\text{ }\Omega$  y  $313.5\text{ }\Omega$  respectivamente.

Por lo tanto, al adoptar un valor comercial para ellas, resulta en  $R_1 = 316\text{ }\Omega$  y en  $R_3 = 4990\text{ }\Omega$ .

De esta forma, el valor de tensión máximo para la referencia de posición queda en  $4.69\text{ V}$  y el mínimo en  $3.96\text{ V}$ .



# Capítulo 6

## Implementación Digital

En este capítulo se realiza el diseño de un compensador y estimador en el dominio digital para ser implementados en un microcontrolador que se conecta de manera externa a la placa de control. Para el primero se sigue la misma estrategia que se utiliza en la etapa de compensación analógica, descripta en el capítulo 5, pero con las consideraciones necesarias para trabajar con sistemas discretos. Para el segundo, se diseña un algoritmo encargado de obtener el valor de la distancia de separación  $Y_g$  a partir de los valores obtenidos al muestrear la tensión entregada por el sensor de efecto Hall.

Por otra parte, se diseñan los circuitos de interfaz encargados de muestrear, reconstruir y adaptar los niveles de tensión de las señales que interactúan entre la placa de control y el microcontrolador.

## 6.1. Descripción general

La implementación digital consiste, básicamente, en realizar la estimación de posición y el control de la planta por medio de un microcontrolador. Se utiliza un kit de desarrollo basado en el microcontrolador STM32F072, que contiene un ADC de 12 bits y 3.3 V de referencia, un DAC 12 bits y 3.3 V de referencia. Esto del ADC y DAC se podría juntar..

En la figura 6.1 se muestra un diagrama en bloques general de la implementación digital del sistema. Es posible observar que se ingresa al microcontrolador a través de un ADC, con una tensión de referencia ( $V_{ref}$ ) proporcional a la distancia de separación deseada. Esta posición de referencia es comparada con la posición estimada  $Y(z)$  y el resultado  $e(z)$  es afectado por el compensador digital  $C(z)$ . Por medio de un DAC, la salida del compensador ingresa al controlador de corriente  $G_{iL}(s)$ , el cual actúa sobre la planta  $G_P(s)$ , y modifica la distancia de separación. Esto del ADC y DAC se podría juntar..

Por medio de un ADC y el sensor de Efecto Hall, se muestrea una tensión proporcional a la corriente que circula por el electroimán. De esta forma, es posible obtener una posición estimada  $Y(z)$  al multiplicar esta tensión por la transferencia  $H(Z)$ .

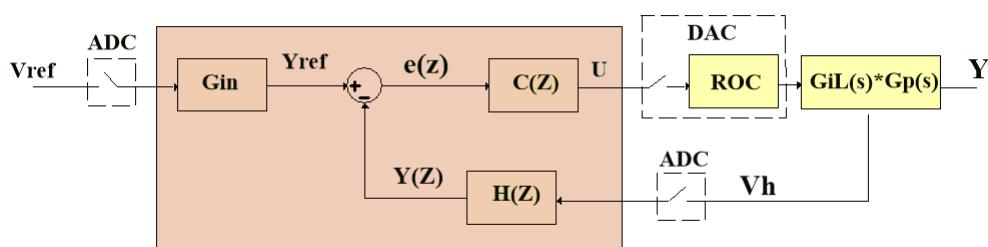


Figura 6.1: Diagrama en bloques de la implementación digital.

Abstrayéndose de la matemática que se realiza dentro del microcontrolador para la estimación de posición, se puede simplificar el diagrama al que se muestra en la figura 6.2, en la que:

$$G_T(s) = G_P(s) * G_{iL}(s). \quad (6.1)$$

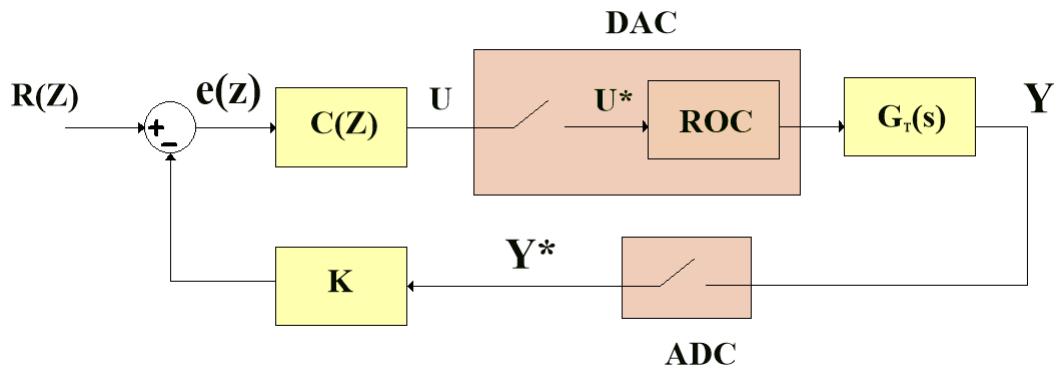


Figura 6.2: Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.

## 6.2. Determinación de la frecuencia de muestreo

Se desea realizar una estimación de la posición del electroimán  $Y(z)$  a partir de las muestras tomadas por el ADC de la tensión de salida del sensor de efecto HALL.

La forma de onda de la salida del sensor es triangular y presenta una frecuencia variable en función de la distancia de separación. Se puede calcular como:

$$F_{SW}(Y_g) = \frac{V_{BUS}}{2 * L(Y_g) * \Delta I_H} \quad (6.2)$$

Al aplicar en la ecuación 6.2 los valores de inductancia ( $L[mHy]$ ) obtenidos en las mediciones realizadas sobre el electroimán (ver tabla 2.1), se calcula la frecuencia de conmutación ( $F_{SW}[Hz]$ ). Los resultados se muestran en la tabla 6.1.

Y[mm]	L[mHy]	$F_{SW}[Hz]$
2	22.64	1060
3	18.8	1276
4.4	15.5	1548
5.2	14.7	1632
6.5	14.4	1666

Tabla 6.1: Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de inductancia realizadas.

Para la estimación de la posición es necesario medir la pendiente de la onda triangular. Por lo tanto, para reconstruir su forma de onda es necesario que la frecuencia de muestreo del ADC sea al menos el doble de la frecuencia de la 5<sup>o</sup> armónica para el caso de la mayor frecuencia. Por lo tanto, se adopta 2.5 veces.

Es decir:

$$F_S \geq 2.5 * 5 * f_{max} \Rightarrow F_S \geq 2.5 * 5 * 1666 Hz \Rightarrow F_S \geq 20825 Hz \quad (6.3)$$

De esta forma, se adopta una frecuencia de muestreo para el ADC de 25 kHz. Por lo tanto, es posible obtener 15 muestras en un período de la triangular para el caso de la frecuencia máxima. Como la señal crece o decrece durante medio ciclo, se pueden tomar 7 muestras para identificar la pendiente. En el caso de que la señal presente la frecuencia mínima, se pueden tomar 23 muestras en un ciclo,

que se traduce en 11 muestras para la pendiente de subida o bajada.

### 6.3. Adquisición y procesamiento de las muestras

Al considerar el caso de máxima frecuencia, en el que solo se pueden tomar 7 muestras durante el tiempo de crecimiento o decrecimiento, se describe el procedimiento para determinar la posición estimada.

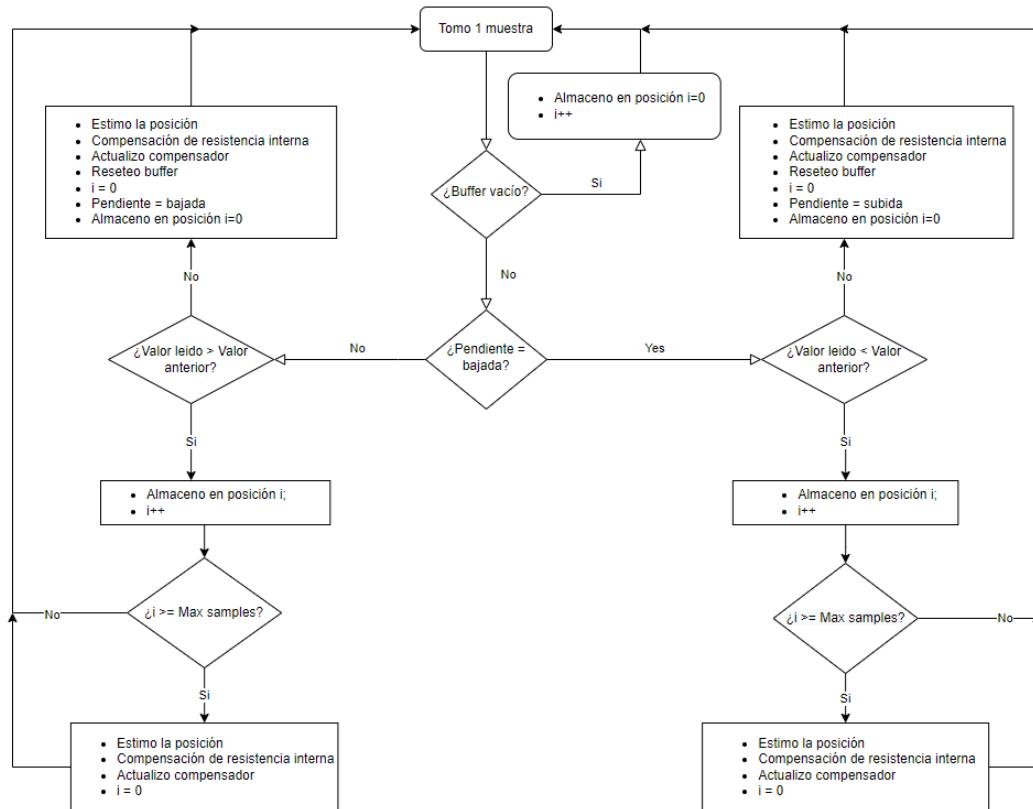


Figura 6.3: Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas.

Como se observa en el diagrama de flujo de la figura 6.3, cada muestra de tensión

tomada del sensor de efecto hall, se almacena en un buffer de 7 posiciones. Para poder discernir entre pendientes de bajada y de subida, se verifica en cada muestra si el valor leído es mayor o menor al almacenado en la posición anterior. En caso de que sea mayor al anterior, significa que se está muestreando la pendiente positiva de la onda triangular. La distinción entre pendientes positivas y negativas es importante puesto que permite aplicar la compensación de la resistencia interna al igual que se realiza en el estimador analógico.

Cada vez que el buffer se complete, se realiza el cálculo de la derivada con el valor máximo y mínimo almacenado. Con este resultado, se hace la estimación de la posición y se actualiza la entrada al compensador digital.

En caso de haber completado las 7 posiciones del buffer y la pendiente persiste con el mismo signo, el buffer comienza a llenarse nuevamente desde la posición inicial, sobreescribiendo los valores de mayor vejez. Por lo tanto, pueden ocurrir dos situaciones. La primera es que se detecte un cambio de pendiente antes de completar nuevamente el buffer, con lo cual se calcula la derivada con los valores extremos almacenados sin importar su vejez y se actualiza la entrada al compensador. La segunda, es que se vuelva a completar el buffer, en cuyo caso también se hace la actualización. La diferencia entre estas dos situaciones es el tiempo transcurrido. En este último, se hace cada 7 períodos de muestreo mientras que en el primero se realiza en “N” períodos luego de la última actualización, siendo “N” la cantidad de muestras que se almacenaron en el buffer incompleto.

Luego de cada actualización, el proceso vuelve a iniciar con el buffer vacío.

Al utilizar este método de estimación, puede ocurrir que se obtenga una nueva estimación en 7 períodos de muestreo del ADC, o incluso en menos. Por lo tanto se tiene un estimador de posición con frecuencia de actualización variable. Esto

es importante al momento de diseñar un compensador digital para el sistema. Para hacerlo, se debe considerar el caso en que la frecuencia de actualización es la menor, por lo tanto el compensador digital se debe diseñar con una frecuencia de muestreo de  $25/7 \text{ kHz} = 3.5 \text{ kHz}$ .

## 6.4. Estimación digital de la posición

A partir de la expresión 4.4, que relaciona la distancia de separación con la pendiente de la corriente en el electroimán, se despeja la posición ( $Y_g$ ) y se obtiene:

$$Y_g = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - 3.472 * 10^{-3} [\text{m}] \quad (6.4)$$

Es importante notar que la resistencia interna del electroimán ( $R_L$ ) genera una caída de tensión cuando circula corriente. Esta caída provoca que la tensión efectiva aplicada sobre la inductancia sea distinta para el semiciclo de subida que para el de bajada. De esta forma, la onda triangular presenta diferentes pendientes (en valor absoluto) para cada caso. Esta se representa como  $(\frac{di_L}{dt})_{Real}$  y es la que se mide al utilizar el ADC.

Es decir:

$$(\frac{di_L}{dt})_{Real} = (\frac{di_L}{dt})_{Teorica} - \frac{R_L * I_L}{L(Y_g)} \quad (6.5)$$

Al aproximar la derivada real como la resta entre la muestra en un instante menos el anterior sobre el período de muestreo y al compensar el error que introduce la resistencia interna, se obtiene:

$$Y_g = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{I_L[n] - I_L[n-1]}{T_S} + \frac{R * I_L[n]}{L(Y_g)[n-1]} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.6)$$

Al considerar a  $V_h$  como la tensión entregada por el sensor de efecto Hall, proporcional a la corriente que circula por el electroimán multiplicada por una ganancia  $K_h$  de  $53.3 \text{ mV/A}$ , con  $(\hat{V}_h)$  correspondiente a la componente alterna de tensión y  $(\bar{V}_h)$  a la continua, resulta:

$$V_h[n] = \bar{V}_h[n] + \hat{V}_h[n] = K_h * (\bar{I}_L[n] + \hat{I}_L[n]) \quad (6.7)$$

Para la estimación de la posición se utiliza el término de alterna mientras que para compensar el error introducido por la resistencia interna del electroimán se utiliza el de continua. Por lo tanto, se obtiene:

$$Y_g[n] = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{K_h * T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{K_h * L(Y_g)[n-1]} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.8)$$

El término  $\bar{V}_h[n]$  se obtiene de sensar el valor medio de tensión entregado por el sensor de efecto Hall mediante un canal del ADC.

Por otro lado, el valor de  $L(Y_g)[n-1]$  se obtiene al aplicar el valor estimado de posición anterior en la ecuación 6.9. El cálculo de esta expresión se obtiene a partir de la linealización de la inductancia en función de las mediciones realizadas sobre el electroimán.

$$L(Y_g)[n-1] = -2.56 * Y_g[n-1] + 0.0271 \text{ Hy} \quad (6.9)$$

Por lo tanto la ecuación correspondiente en el tiempo discreto resulta:

$$Y_g[n] = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{K_h * T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{K_h * (2.56 * Y_g[n-1] + 0.0271)} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.10)$$

$$Y_g[n] = 96.3 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{(2.56 * Y_g[n-1] + 0.0271)} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.11)$$

El número de muestras está representado por “n”. Es decir,  $V_h[n]$  se refiere a la muestra más reciente en el buffer y  $V_h[n - 1]$  a la más vieja.

No me queda claro el parrafo de abajo, no me acuerdo bien que quisimos decir..

Es importante notar que los coeficientes deben calcularse antes de actualizar el compensador en función de la cantidad de períodos de muestreo transcurridos desde la última actualización. Estos deben calcularse en ese momento puesto que el compensador digital presenta una frecuencia de actualización variable y los coeficientes del estimador dependen de ella.

Por otro lado, el bloque K mostrado en la figura 6.2 resulta en una transferencia unitaria.

## 6.5. Resolución en posición

Una variación de posición ( $\Delta Y_g$ ) produce un cambio de inductancia ( $\Delta L[Y_g]$ ) que se traduce en un cambio de frecuencia ( $\Delta f_{SW}$ ). Para poder detectar el mínimo cambio de posición en un período de muestreo se debe tener una resolución tal que permita discernir ese cambio de frecuencia.

A partir de la expresión linealizada de la inductancia 2.19 y la ecuación 6.2 es

possible obtener el valor de frecuencia para una separación de  $Y_g = 2.1\text{ mm}$ . Esta resulta en  $f_{SW}[2.1\text{ mm}] = 1104.8\text{ Hz}$ . De esta forma, al conocer el valor de frecuencia para  $2\text{ mm}$ , el cual es de  $f_{SW}[2\text{ mm}] = 1060\text{ Hz}$ , es posible obtener la variación de frecuencia para un ( $\Delta Y_g$ ) mínimo de  $0.1\text{ mm}$ . Este valor puede obtenerse como:

$$\Delta F_{SW} = f_{SW}[2.1\text{ mm}] - f_{SW}[2\text{ mm}] = 44.8\text{ Hz} \quad (6.12)$$

Las pendientes para el peor caso se da con la menor variación de tensión entre muestras. Es decir, para el caso de frecuencia mínima. En la ecuación 6.13 se muestra el cálculo de la pendiente de la onda triangular en función de la frecuencia de conmutación.

$$P(f_{SW}) = \frac{\Delta V}{T_{SW}/2} = 2 * K_H * \Delta i_L * f_{SW} = 2 * 0.0533 * 0.5 * f_{SW} \quad (6.13)$$

A partir de la ecuación 6.13 es posible obtener el valor de la pendiente para la mínima frecuencia de conmutación y la de su incremento correspondiente a una variación en la posición de  $0.1\text{ mm}$ . Esta situación se representa en la figura 6.4.

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 56.49\text{ [V/s]} \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 58.89\text{ [V/s]} \end{aligned} \quad (6.14)$$

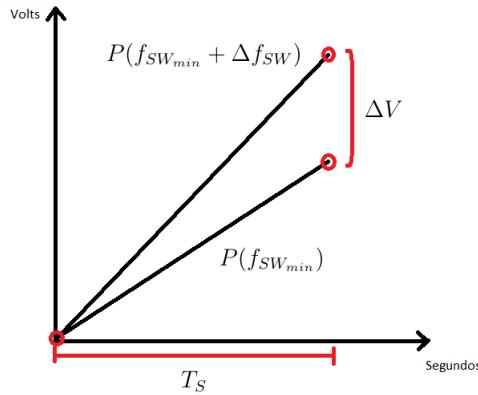


Figura 6.4: Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.

Por lo tanto, para poder diferenciar las pendientes, la resolución del ADC debe ser menor o igual a  $\Delta V$ .

$$\begin{aligned} V1 &= P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) * T_S \\ V2 &= P(f_{SW_{min}}) * T_S \end{aligned} \quad (6.15)$$

Al considerar  $T_s = 125 \text{ kHz}$ :

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 96 \mu V \quad (6.16)$$

Este resultado indica que al usar un ADC de 12 bits, se necesitaría una tensión de referencia  $V_{ref} = 0.393216 V$ . Sin embargo, este valor resulta demasiado bajo y no sirve si se quiere medir la salida del sensor de efecto Hall de manera directa. Por lo tanto, se decide diseñar un circuito que permita realizar la estimación manteniendo la tensión de referencia en  $3.3 V$

La corriente que circula por el electroimán presenta una componente de continua y otra de alterna. La primera excursiona entre  $0 A$  y  $30 A$  mientras que la segunda

varía entre  $\pm 250 \text{ mA}$  en torno al valor medio, con forma de onda triangular. Es posible hacer una adquisición separada de ambas componentes con el ADC para que luego sean procesadas. La señal que ingresa al circuito corresponde a la tensión de salida del sensor de efecto Hall sin el set-point de  $2.5 \text{ V}$ .

Si se tiene en cuenta la ganancia del sensor de efecto Hall, a su salida se obtiene una señal cuyo valor medio varía entre  $0$  y  $1.6 \text{ V}$ , y un valor de alterna de  $26.7 \text{ mV}_{pp}$ .

Debido a que el ADC permite una excursión entre  $0 \text{ V}$  y  $3.3 \text{ V}$ , la máxima ganancia posible es de 60 veces para la señal de alterna. *¿No debería ser de 120 veces? 26.7 es pico pico...*

Por otro lado, para medir con la resolución en posición deseada de  $0.1 \text{ mm}$  se debe amplificar la señal triangular 9 veces como mínimo.

Por lo tanto, se adopta una ganancia de 50, y se obtiene una excursión máxima de  $3.17 \text{ V}$  (es decir,  $0.67 \text{ V}$  sobre el set-point). *Ver si esta bien calculado el 3.17, pq los 26.7 son pico pico...*

Las características del circuito son:

- Ganancia: 50
- Set-point de  $2.5 \text{ V}$
- Frecuencia de corte inferior:  $100 \text{ Hz}$
- Frecuencia de corte superior:  $12,5 \text{ kHz}$

Al considerar la ganancia elegida, la pendiente de la onda triangular resulta:

$$P(F_{SW}) = 50 * [0.0533 * 0.5 * (F_{SW} * 2)] \left[ \frac{V}{s} \right] \quad (6.17)$$

Al reemplazar para el incremento de frecuencia se obtiene los valores

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 2824.9 \left[ \frac{V}{s} \right] \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 2944.29 \left[ \frac{V}{s} \right] \end{aligned} \quad (6.18)$$

Por lo tanto,

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 0.1177 V - 0.1129 V = 4.7 mV \quad (6.19)$$

Por lo tanto, como la resolución del ADC es de  $0.8 mV$ , resulta suficiente para identificar el mínimo cambio de pendiente.

## 6.6. Acondicionamiento de señales para el ADC

### 6.6.1. Referencia de posición

Para indicar al microcontrolador la distancia de separación deseada se utiliza una señal continua como referencia que se ajusta desde un potenciómetro ubicado en la placa de control e ingresa al circuito mostrado en la figura 6.5. Esta señal de referencia es también utilizada por el compensador analógico. Debido a que entrega una tensión entre  $3.96 V$  y  $4.69 V$ , se implementa un circuito de acondicionamiento.

A la señal de entrada se le resta el set-point de  $2.5 V$ , para lograr señales que van desde  $1.42 V$  a  $2.2 V$ . Luego, dentro del microcontrolador, se debe mapear el valor leído por el ADC con la posición deseada usando la ganancia del estimador analógico según la fórmula 6.20. Además se implementa un filtro anti-aliasing con frecuencia de corte en  $9.9 kHz$ .

$$Y_{ref} = \frac{V_{pos_{ref\,ADC}} + 2.5\text{ V}}{259.6} [\text{m}] \quad (6.20)$$

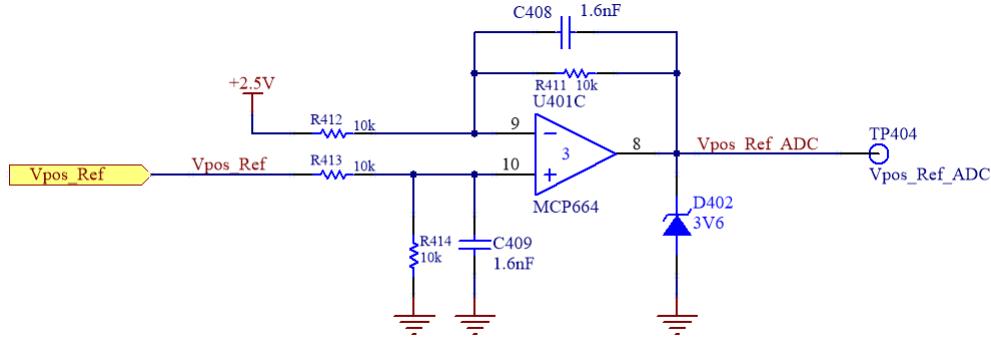


Figura 6.5: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

### 6.6.2. Componente alterna de corriente del electroimán

Para obtener solamente la componente alterna de la corriente, se implementa un circuito con característica pasa-banda que se muestra en la figura 6.6. La frecuencia de corte inferior es de 100Hz, con el objetivo de eliminar el valor medio de señal. Por otro lado, la superior es de 12 kHz, que actúa como filtro anti-aliasing. Luego la salida es amplificada con una ganancia de 50 veces (con el objetivo de mejorar la medición de la pendiente por el ADC) y se agrega un set-point de 2.5 V.

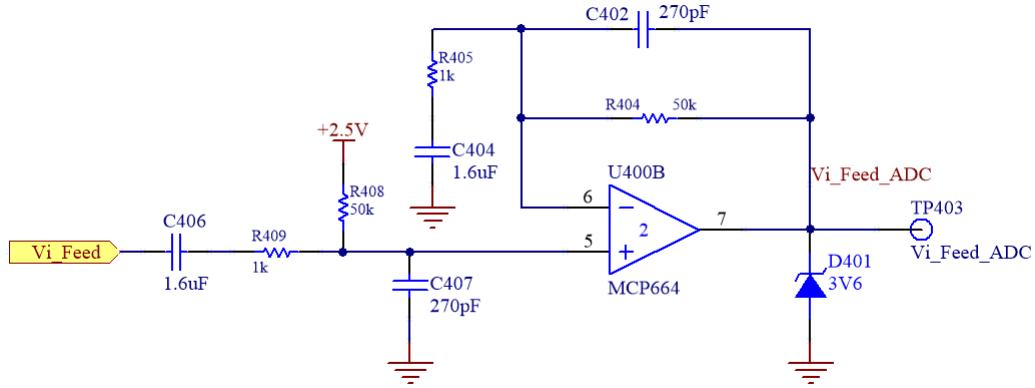


Figura 6.6: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

### 6.6.3. Componente continua de corriente del electroimán

Para obtener la componente de continua se utiliza un filtro pasa-bajos con frecuencia de corte en  $106\text{ Hz}$ . Se eligió esta frecuencia para que se ubique por lo menos una década por debajo de la frecuencia fundamental de la onda triangular.

La implementación circuital puede observarse en la figura 6.7

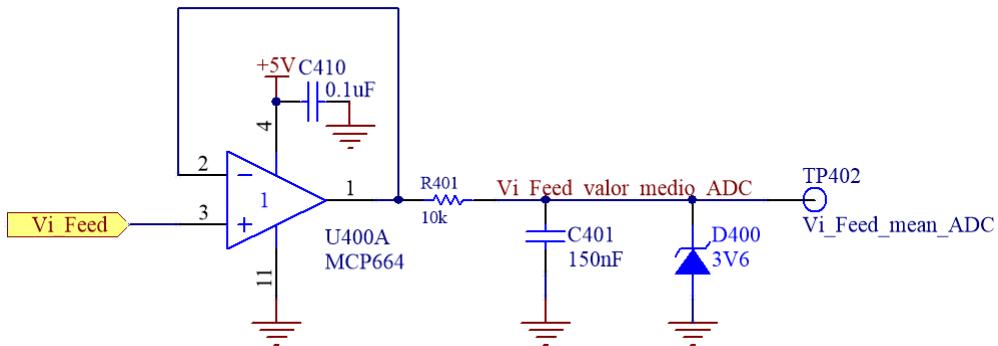


Figura 6.7: Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.

## 6.7. Acondicionamiento de señales para el DAC

Para convertir los valores digitales de la estimación de posición y de la compensación al dominio analógico, se utilizan los DAC del microcontrolador. La tensión entregada es afectada por una circuitería de filtrado, ganancia y protección como se muestra en las figuras 6.8 y 6.9. Debido a que el DAC se actualiza con una frecuencia mínima de  $3.5\text{ kHz}$ , se utilizan filtros con frecuencia de corte en  $1.75\text{ kHz}$ .

Por otro lado, como el controlador de corriente funciona con tensiones de hasta  $5\text{ V}$  en su entrada y el compensador fue diseñado teniendo en cuenta este nivel de tensión, se agrega una ganancia por firmware de 0,66, mapeando así los  $5\text{ V}$  a  $3,3\text{ V}$ , que es la máxima tensión entregada por el DAC. Luego, para compensar esta ganancia y no afectar a la transferencia de la planta, se la afecta por un factor de  $\frac{5V}{3,3V}$  por medio del circuito de acondicionamiento.

De esta forma, se logra convertir correctamente la señal digital en analógica.

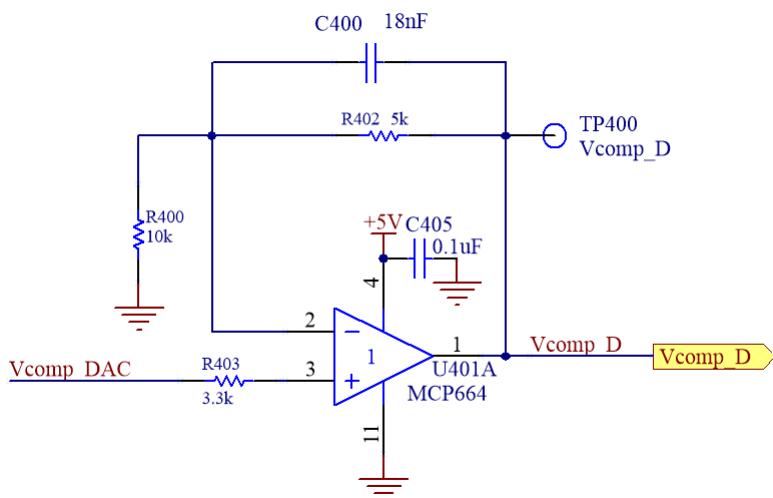


Figura 6.8: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.

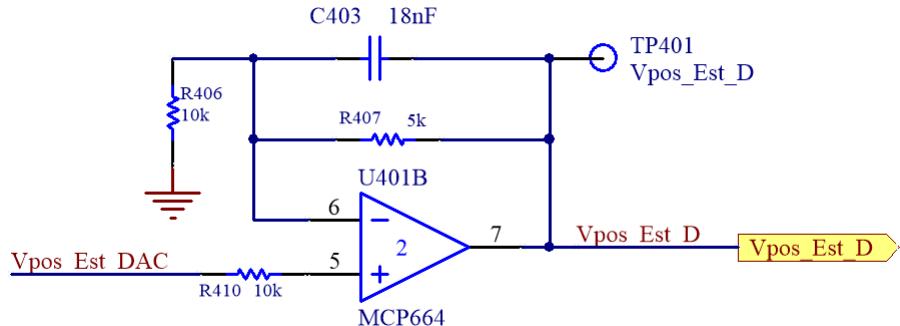


Figura 6.9: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.

## 6.8. Transferencias de la planta y del controlador de corriente

Para el análisis del compensador digital se parte de las transferencias de la planta  $G_P(s)$  y del controlador de corriente  $G_{iL}(s)$  en dominio analógico para una masa de  $30 \text{ kg}$ .

$$G_T(s)[M = 30Kg] = G_P(s) * G_{iL}(s) = \frac{-87.7}{(s - 70)(s + 70)(s + 12.17)} \quad (6.21)$$

Al aplicar la transformada z por invarianza al impulso, con una  $f_s = 3.5 \text{ kHz}$ , se obtiene:

$$G_T(Z)[M = 30 \text{ Kg}] = \frac{-3.4 * 10^{-10}(z + 3.7)(z + 0.3)}{(z - 0.9965)(z + 0.9802)(z + 0.2677)} \quad (6.22)$$

Luego, al usar la transformada bilineal para volver al dominio analógico:

$$G_T(w)[M = 30 \text{ kg}] = \frac{-8.5*10^{-11}(w-1.21*10^4)(w-7000)(w+1.21*10^4)}{(w-70)(w+70)(w+12.17)} \quad (6.23)$$

Con las expresiones en  $[W]$  es posible diseñar un controlador de manera analógica y luego transformarlo al dominio digital.

## 6.9. Diseño del compensador

### 6.9.1. Análisis de estabilidad con masa de 30 kg

Para el análisis del compensador digital se parte de la transferencia de la ganancia de avance  $G_T(w)$  para una masa de 30 kg y de la del lazo de realimentación  $H(w)$ . A partir de ellas se obtiene la transferencia a lazo abierto total  $GH_T(w) = G_T(w) * H(w)$  mostrado en la ecuación 6.24.

$$GH_T(w) = \frac{-8.5 * 10^{-11}(w - 1.21 * 10^4)(w - 7000)(w + 1.21 * 10^4)}{(w - 70)(w + 70)(w + 12.17)} \quad (6.24)$$

A continuación se procede a analizar la respuesta en frecuencia de  $GH_T(w)$  y a diseñar un compensador adecuado. Luego, al igual que para el compensador analógico, se verificará la estabilidad para la mínima masa con la que trabaja el sistema.

A partir de la transferencia de la ecuación 6.24 se grafica el lugar de raíces y el diagrama de Nyquist que se muestran en las figuras 6.10 y 6.11 respectivamente.

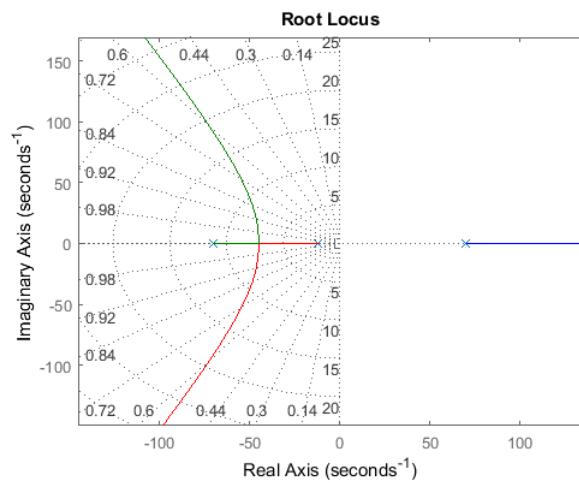


Figura 6.10: Diagrama de Bode de lazo abierto  $GH_T(w)$  con  $M = 30 \text{ Kg}$ .

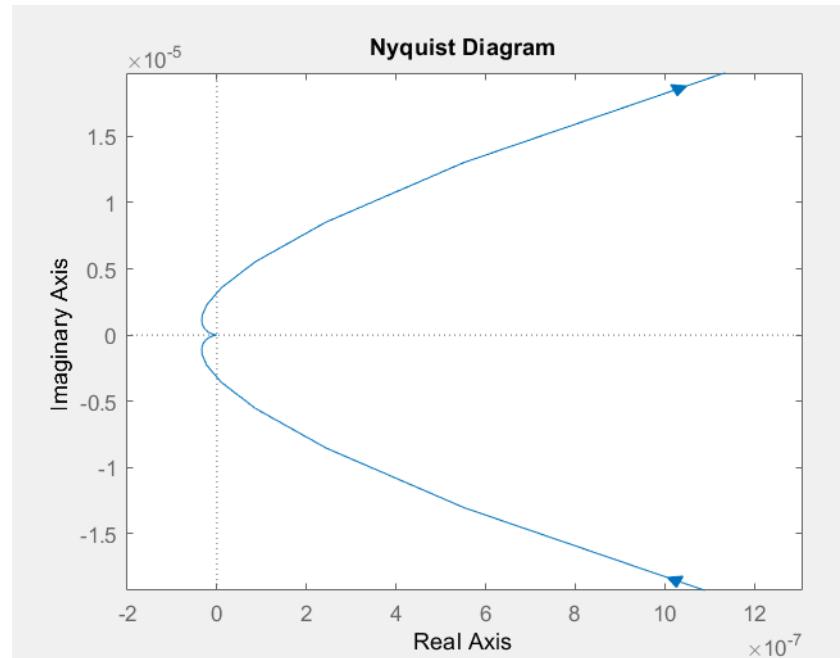


Figura 6.11: Diagrama de Nyquist de  $GH_T(w)$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

Dado que  $GH_T(w)$  tiene un polo en el semiplano derecho, a partir del Nyquist se puede determinar:

Zona 1:  $Z = N + P = 0 + 1 = 1 \rightarrow$  Inestable

Zona 2:  $Z = N + P = 1 + 1 = 2 \rightarrow$  Inestable

Dada la similitud de la planta en [w] con la planta del compensador analógico, se decide utilizar la misma estrategia de compensación con la misma ubicación de polos y ceros del compensador.

Finalmente se llega a la transferencia del controlador:

$$G_c(w) = K * [20.346 * \frac{(w + 44.3)}{(w + 902.1)}]^2 \quad (6.25)$$

En la figura 6.12 se muestra el diagrama de bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  con  $K = 1$ . Se puede observar que la ganancia  $K$  puede adoptar valores desde  $64 \text{ dB}$  hasta  $88.6 \text{ dB}$ . Al considerar que el sistema debe soportar una masa variable entre  $1 \text{ kg}$  y  $30 \text{ kg}$ , y que la ganancia de la transferencia de la planta para  $1 \text{ kg}$  es de 5.5 veces ( $14 \text{ dB}$ ) mayor que para  $30 \text{ kg}$ , se puede adoptar una ganancia del compensador que mantenga la estabilidad para estos dos casos. Es decir, la ganancia mínima es de  $64 \text{ dB}$  y la máxima es de  $88.6 \text{ dB} - 14 \text{ dB} = 74.6 \text{ dB}$ . Por lo tanto, se elige que el cruce por cero de la ganancia se encuentre ahora en  $88 \text{ rad/s}$ , lo que significa que  $K = 68.4 \text{ dB} \equiv 2630 \text{ veces}$ .

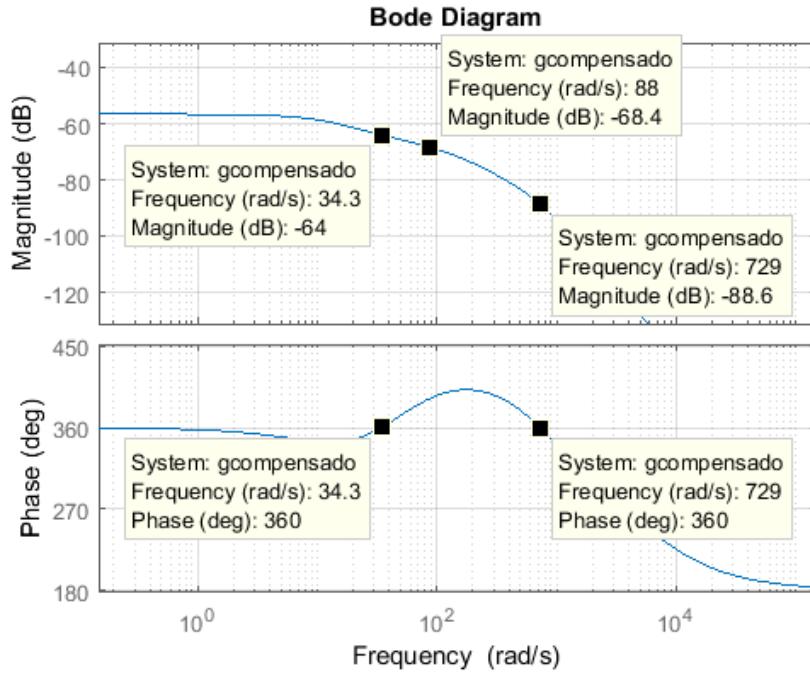


Figura 6.12: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $K = 1$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

En la figura 6.13 se muestra el diagrama de Bode considerando la ganancia del compensador. En ella se puede observar que se cumple con el criterio de estabilidad puesto que, en el primer cruce por  $0^\circ$ , la magnitud es mayor a  $0 \text{ dB}$  y en el segundo cruce, menor. Además, en la figura 6.14 se puede ver que la forma del diagrama de Nyquist es como la deseada.

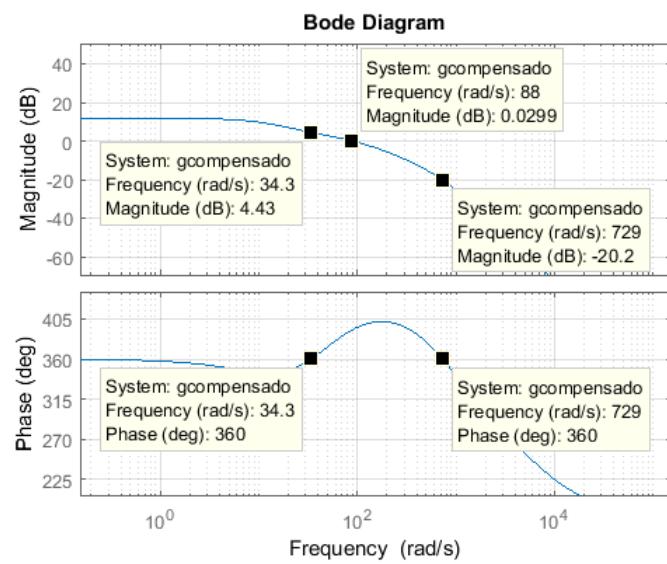


Figura 6.13: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $K = 2630$  y  $M = 30\text{ kg}$ .

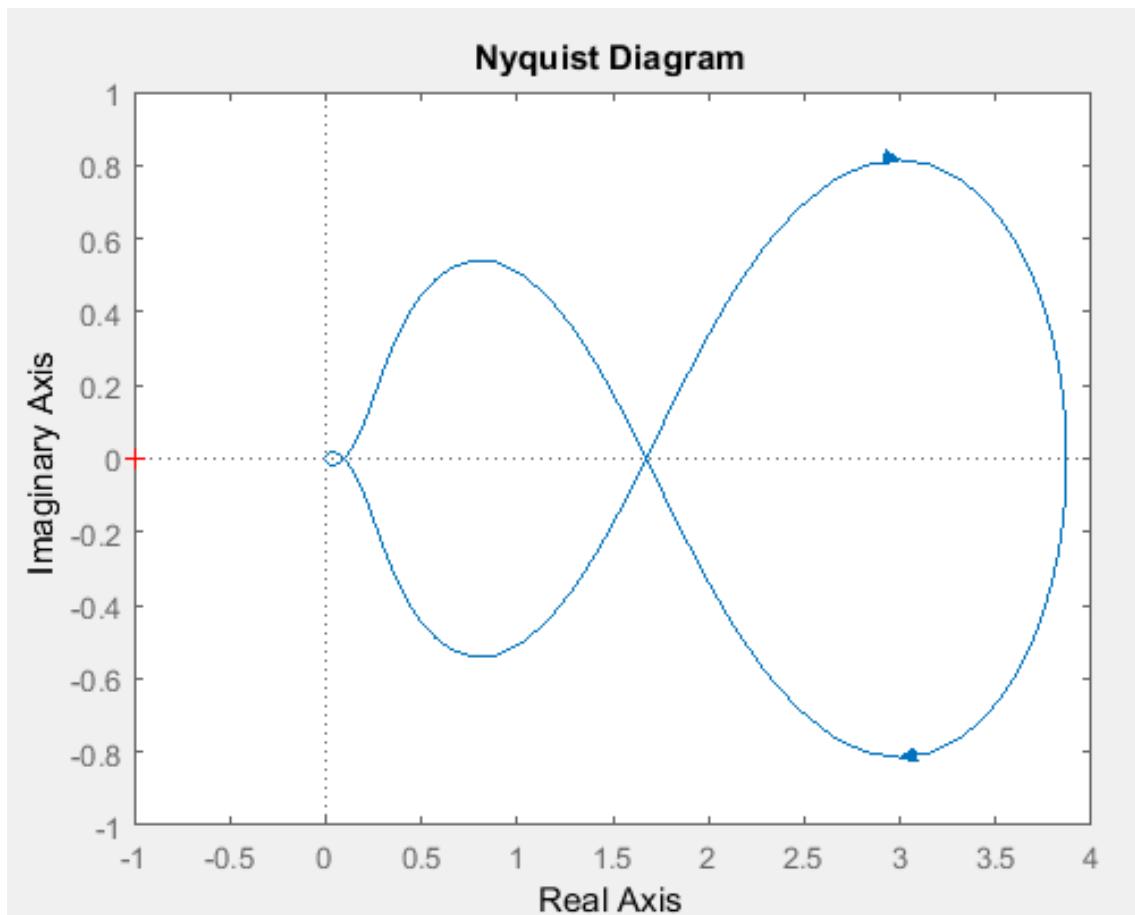


Figura 6.14: Diagrama de Nyquist de GHT\*GC para  $K = 2630$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

En la figura 6.15 se puede observar la respuesta al escalón del sistema con masa de  $30 \text{ kg}$ .

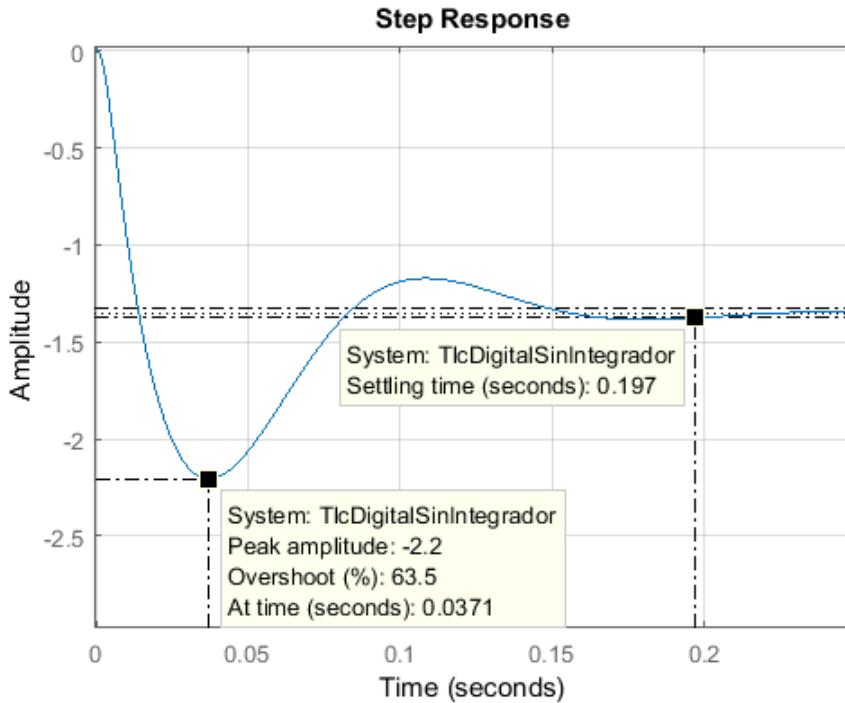


Figura 6.15: Respuesta al escalón para  $M = 30 \text{ Kg}$ .

### 6.9.2. Análisis de estabilidad con masa de $1 \text{ kg}$

En esta sección se verifica la estabilidad del sistema para el caso en que la masa sea de  $1 \text{ kg}$ , utilizando el compensador diseñado para el caso de masa máxima. Para ello, se analizan los diagramas de Bode y Nyquist mostrados en las figuras 6.16 y 6.17. Además, en la figura 6.18 puede observarse la respuesta al escalón. A partir de ellos, es posible verificar que efectivamente el sistema resulta estable para todo el rango de masas en el que opera el sistema.

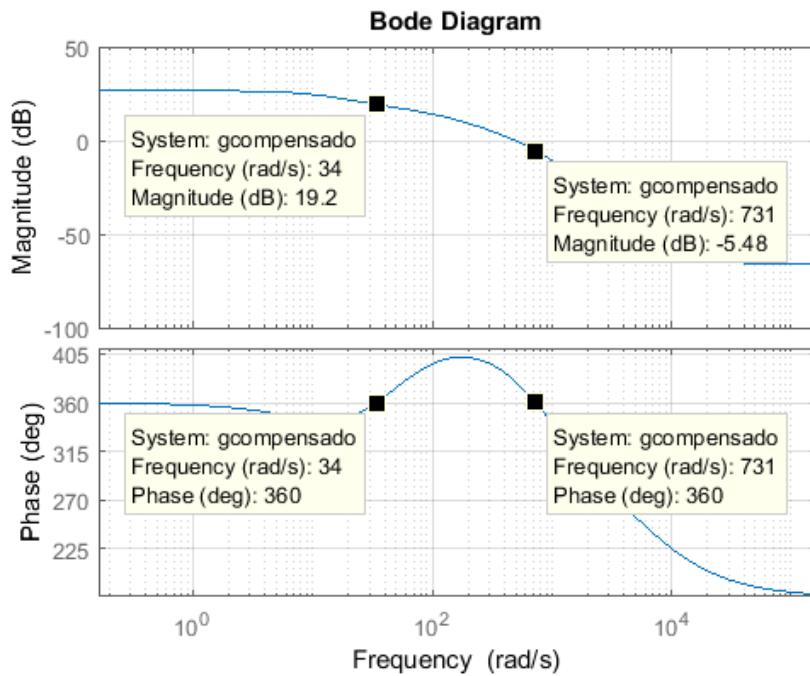


Figura 6.16: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $M = 1 \text{ Kg}$ .

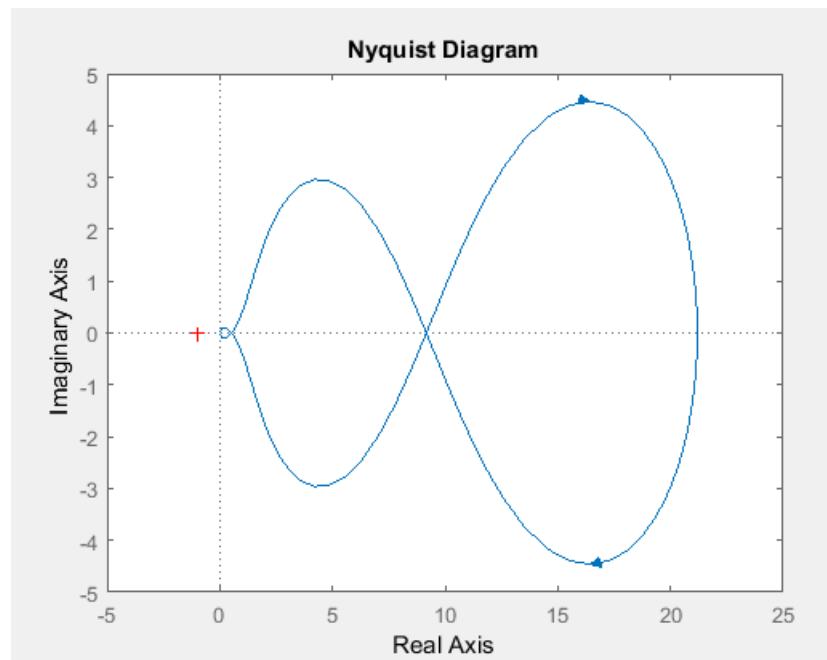


Figura 6.17: Diagrama de Nyquist de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $M = 1 \text{ Kg}$ .

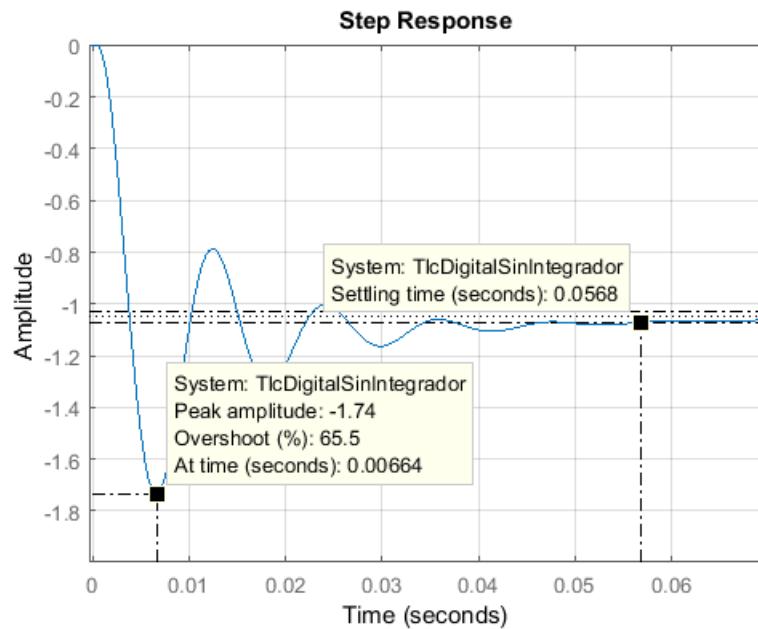


Figura 6.18: Respuesta al escalón para  $M = 1 \text{ Kg}$ .

## 6.10. Diseño de lazo de realimentación externo

Se plantea un lazo de realimentación externo como se muestra en la figura 6.19.

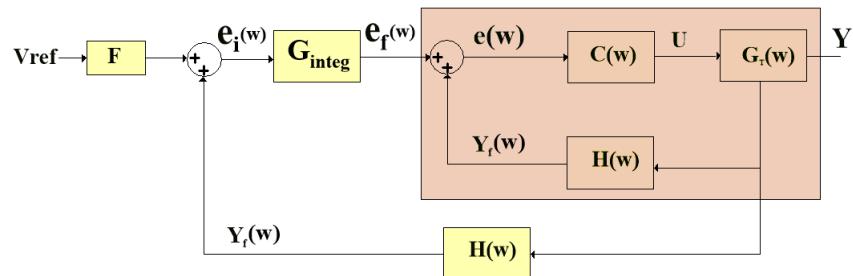


Figura 6.19: Diagrama del sistema completo.

En el lazo de realimentación interno actúa el compensador por adelanto de fase

diseñado previamente y, en el externo, un controlador del tipo integral. De esta forma, se logra suavizar la respuesta al escalón del sistema y eliminar el error en régimen permanente.

Para el análisis se considera  $H(w) = 1$  como realimentación. La cadena de avance con masa de 30  $Kg$  es:

$$G(W)[M = 30] = Tlc(W)[M = 30] * G_{Integ}$$

Se plantea un compensador del tipo :

$$G_{Integ} = k_{int} * \frac{1}{w}$$

La ganancia del bloque de entrada (F) se establece igual a la ganancia del estimador (H) pero cambiada de signo, debido a que la transferencia de lazo cerrado tiene una inversión de fase. Por lo tanto, se toma  $F = -H = -1$ .

Inicialmente se adopta  $k_{int} = 1$  para poder evaluar, por medio de lugar de raíces mostrado en la figura 6.20, la estabilidad del sistema. Para este lazo de realimentación externo también debe utilizarse realimentación positiva puesto que los polos de la TLC interna están en el semiplano izquierdo pero presenta una inversión de signo.

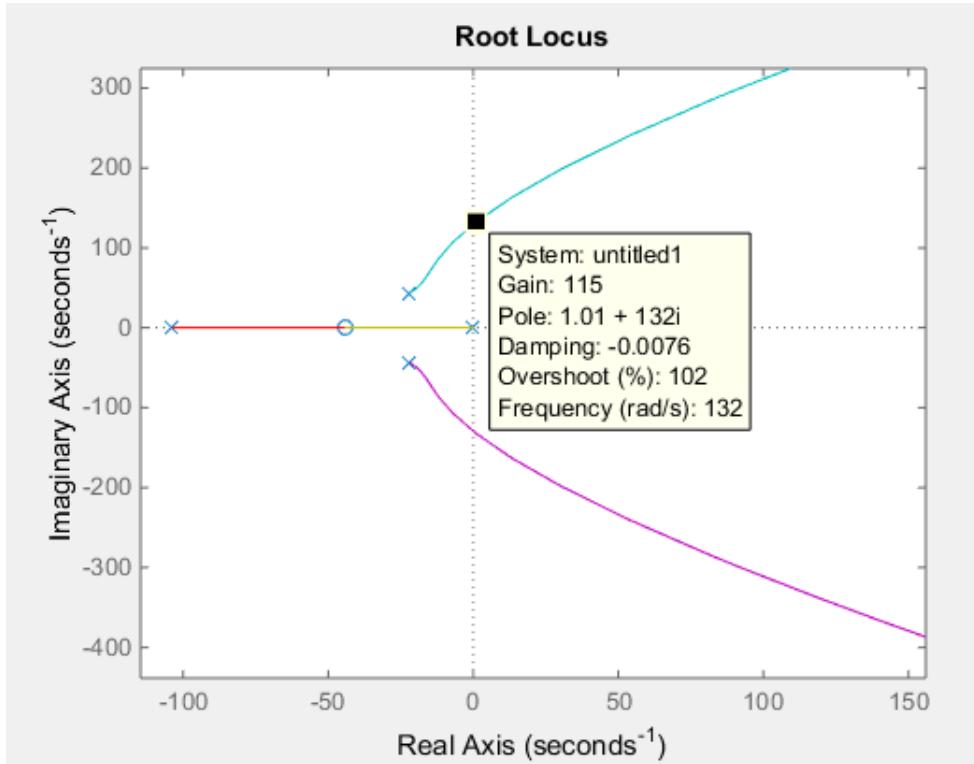


Figura 6.20: Lugar de raíces con el integrador.

En la figura 6.20 se puede observar que, para que se mantenga la estabilidad del sistema, la ganancia del integrador ( $K_{int}$ ) debe ser menor a 115. Por lo tanto, en la figura 6.21 se muestra la respuesta al escalón del sistema compensado con el integrador para una ganancia de  $K_{int} = 1$ . Es posible observar que, si bien no presenta oscilaciones, el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 3 s. Por lo tanto, se decide aumentar el valor de ganancia hasta obtener una relación aceptable entre el tiempo de respuesta y el sobrepico.

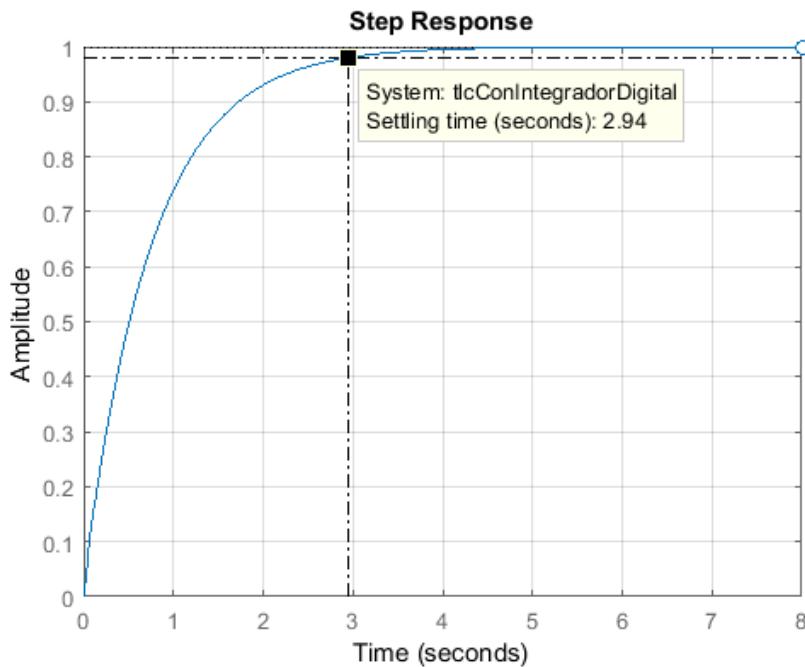


Figura 6.21: Respuesta al escalón con integrador con  $K_{int} = 1$  y  $M = 30 \text{ Kg}$ .

En la figura 6.22, se observa la respuesta al escalón para una ganancia del integrador de  $K_{int} = 20$  que resulta en un tiempo de establecimiento de  $0.22 \text{ s}$  y un overshoot de  $4.41\%$ . Por lo tanto, se adopta este valor de ganancia para el diseño del integrador.

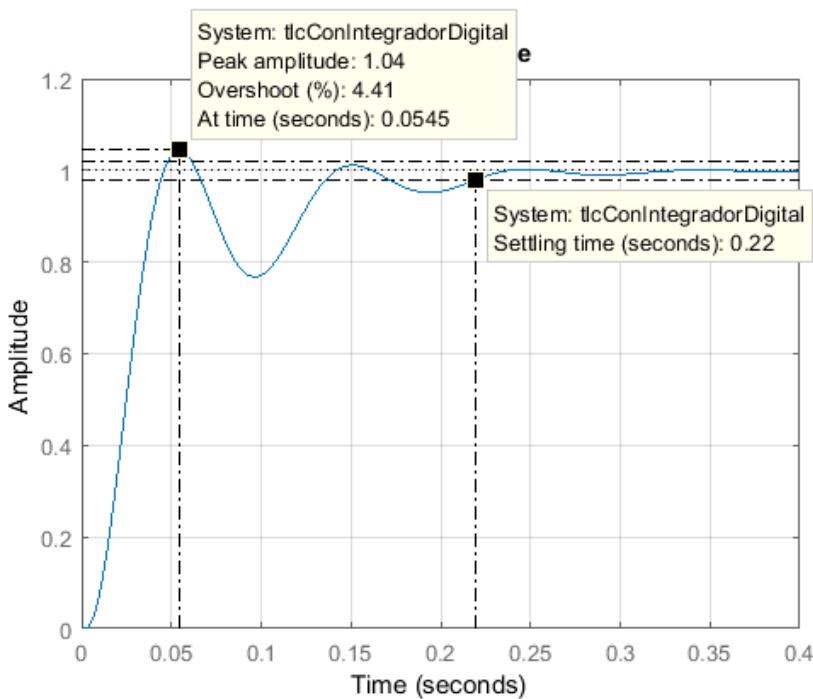


Figura 6.22: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 20$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

La respuesta al escalón cuando la masa es de  $1 \text{ Kg}$  se muestra en la figura 6.23. Allí se puede observar que el tiempo de crecimiento es de  $0.104 \text{ s}$  y el de establecimiento de  $0.196 \text{ s}$ . Además, es posible notar que no presenta sobrepicos.

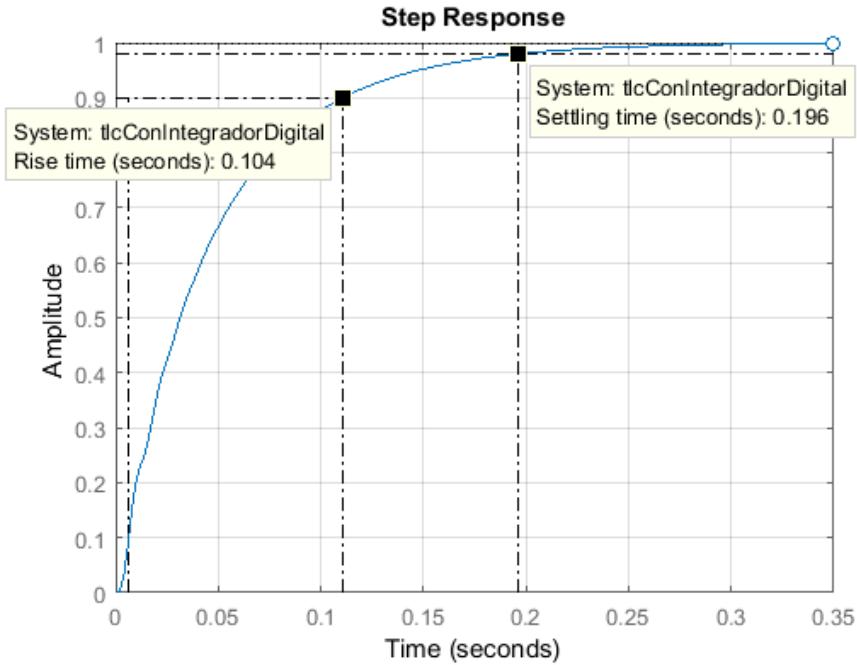


Figura 6.23: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 20$  y  $M = 1 \text{ Kg}$ .

## 6.11. Cálculo de los coeficientes del controlador

Para implementar el algoritmo de control en el microcontrolador se aplica la transformada bilineal inversa a las transferencias del compensador por adelanto de fase  $C(W)$  y al integrador  $G_{integ}(W)$ .

Por lo tanto, se obtiene:

$$C(Z) = \frac{U(z)}{e(z)} = \frac{8.6896 * 10^5 (z - 0.9877)^2}{(z - 0.7757)^2} \quad (6.26)$$

$$G_{integ}(Z) = \frac{e_f(z)}{e_i(z)} = \frac{0.0028(z + 1)}{(z - 1)} \quad (6.27)$$

Si se considera  $H(z) = 1$  se obtiene que:

$$e(z) = e_f(Z) + Y(z) \quad (6.28)$$

$$e_i(Z) = F * Vref + Y(z) \quad (6.29)$$

Al aplicar la partir de las ecuaciones 6.26 y 6.27 se obtiene las expresiones a implementar en el microcontrolador:

$$\begin{aligned} U[n] = & 8.651 * 10^5 e[n] - 1.709 * 10^6 e[n-1] + 0.843 * 10^6 e[n-2] + \\ & + 1.5514 U[n-1] - 0.60171 U[n-2] \end{aligned} \quad (6.30)$$

$$e_f[n] = 0.0028 * e_i[n] + 0.0028 * e_i[n-1] + e_f[n-1] \quad (6.31)$$

Luego, para dejar el algoritmo de control en función de las entradas del sistema, se debe reemplazar en las ecuaciones 6.30 y 6.31 las expresiones mencionadas en las ecuaciones 6.32 y 6.33

$$e[n] = e_f[n] + Y[n] \quad (6.32)$$

$$e_i[n] = F * Vref + Y[n] \quad (6.33)$$

### 6.11.1. Conexión entre el PCB y el microcontrolador

Se utiliza un conector tipo DB9 hembra como vía de conexión para las distintas salidas y entradas digitales. Además, en la placa se dispone de un led que se enciende cuando se detecta una correcta conexión con el microcontrolador.



# **Capítulo 7**

## **Diseño de circuito impreso**

En este capítulo se muestran los esquemáticos y las imágenes del PCB desarrollados para la implementación de la placa de control.

Por otra parte, se describen las consideraciones y circuitos utilizados para las fuentes de alimentación del sistema.

### **7.1. Fuentes de Alimentación**

#### **7.1.1. Fuente de alimentación externa de 24 V**

La fuente externa se encarga de alimentar todo el circuito. Debe ser capaz de suministrar 24V y hasta 30A. Para ello se puede utilizar una fuente de laboratorio o baterías.

### **7.1.2. Fuente de alimentación interna de 12 V**

La fuente de 12 V se encarga de alimentar al regulador de 5 V y al driver del puente H. Debido a los bajos consumos de potencia y bajo costo, se utiliza una fuente lineal. Por lo tanto, se decide utilizar el integrado L78M12CDT-TR.

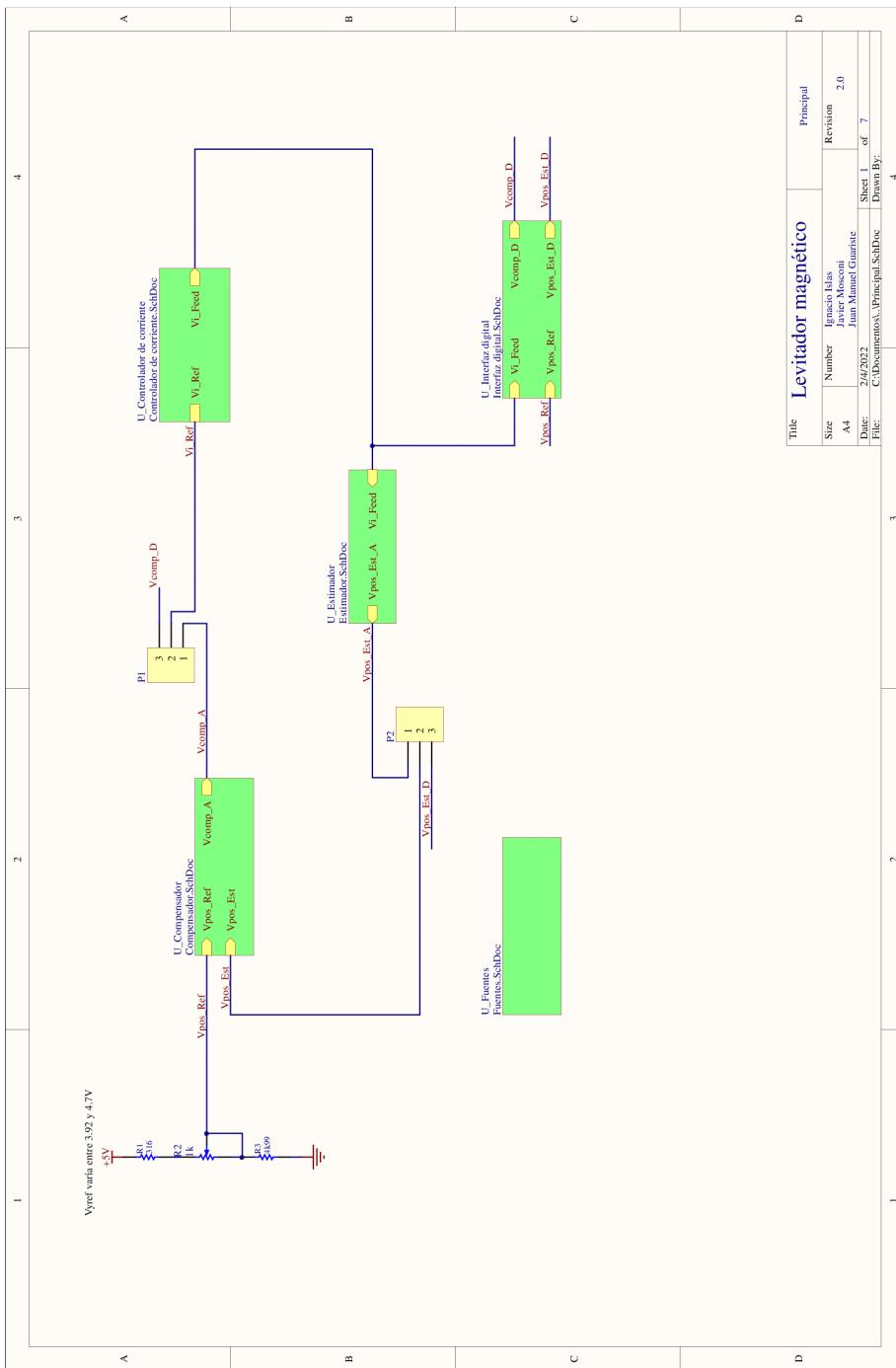
### **7.1.3. Fuente de alimentación interna de 5 V**

La fuente de 5 V se encarga de alimentar los operacionales, el sensor de efecto hall, el inversor y el regulador de tensión de 2.5V. Debido a los bajos consumos de potencia y bajo costo, se utiliza una fuente lineal. Por lo tanto, se decide utilizar el integrado L78M05CDT.

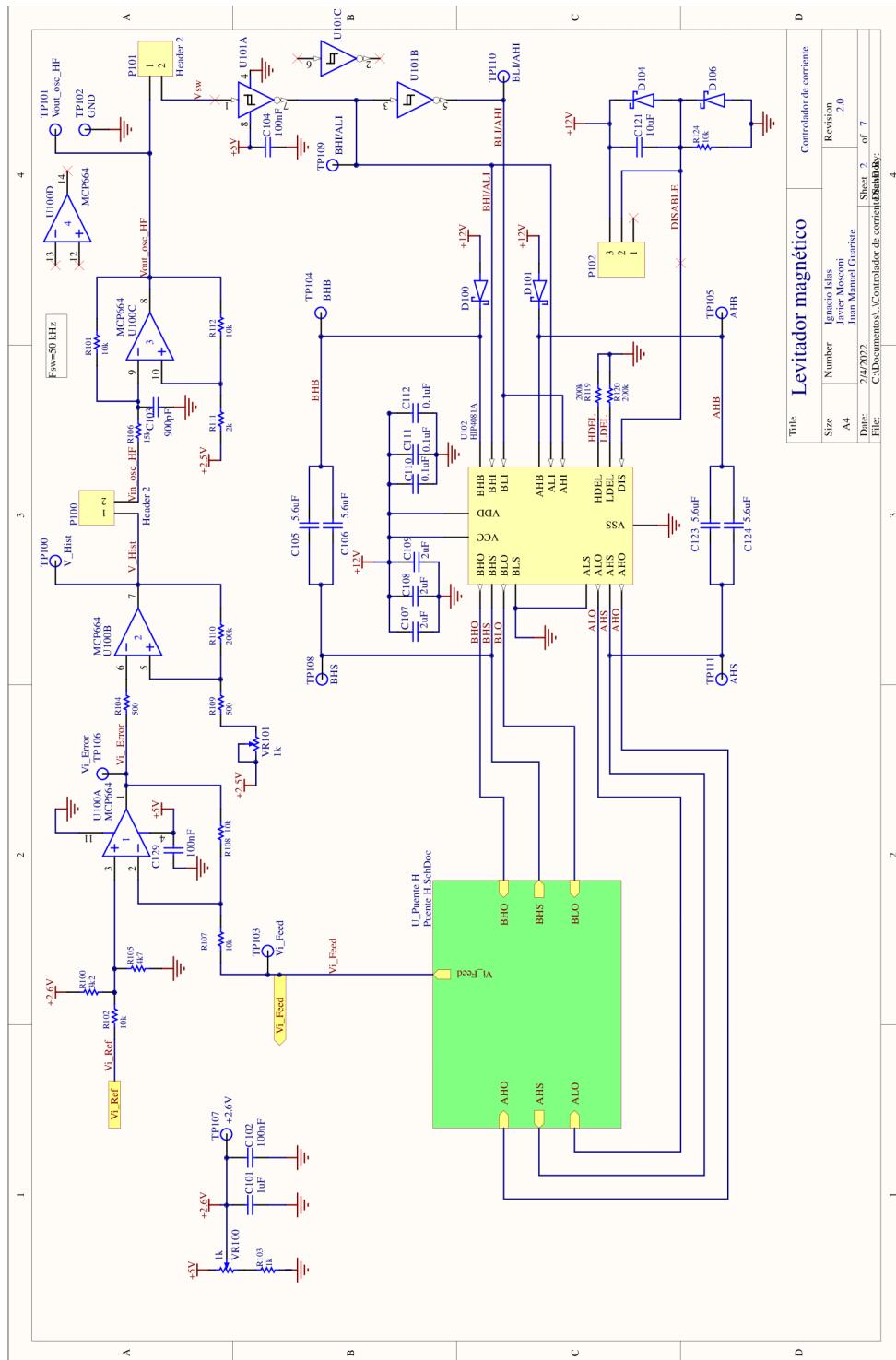


## 7.2. Esquemáticos

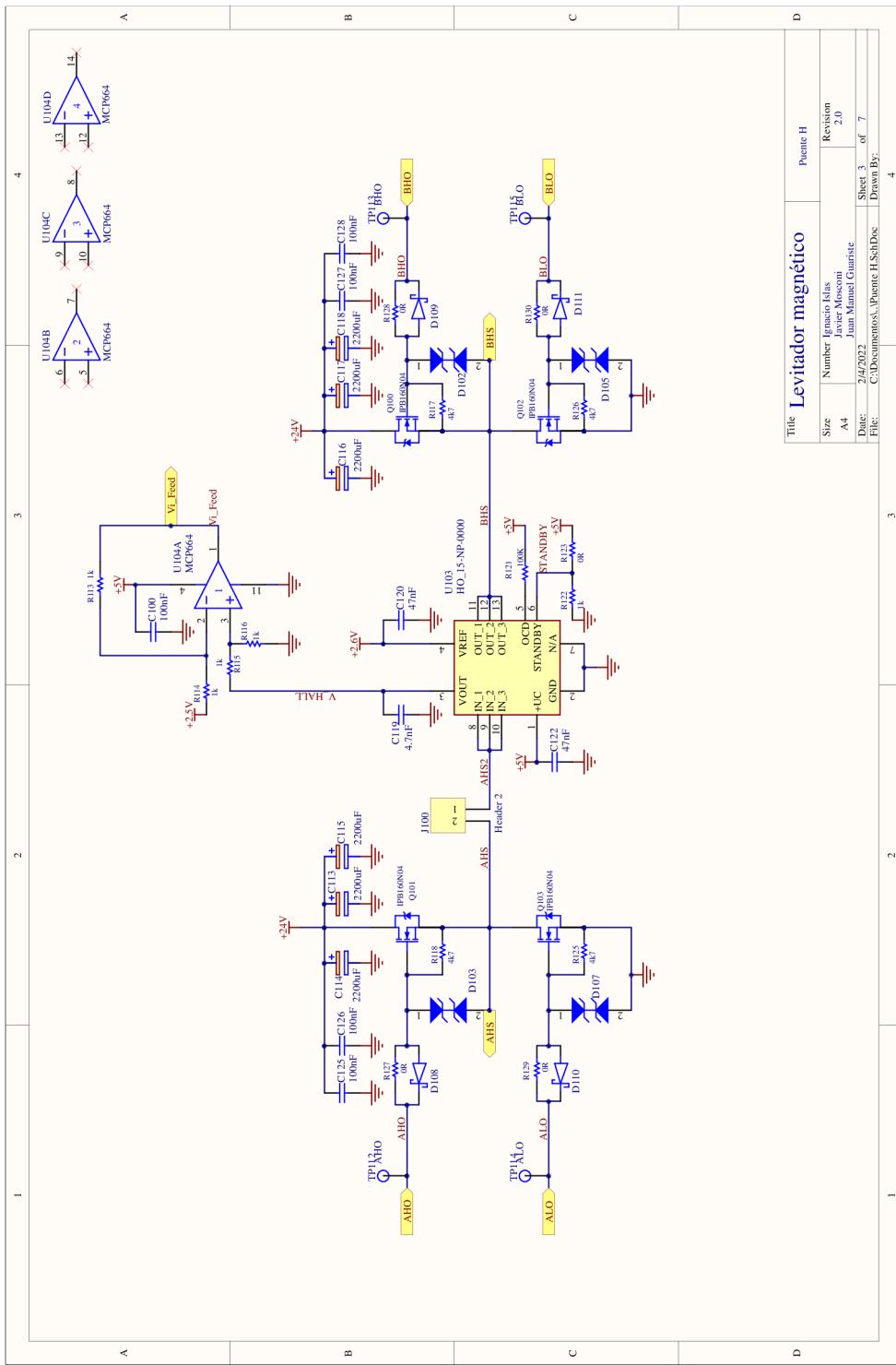
### 7.2.1. Principal



### 7.2.2. Controlador de corriente

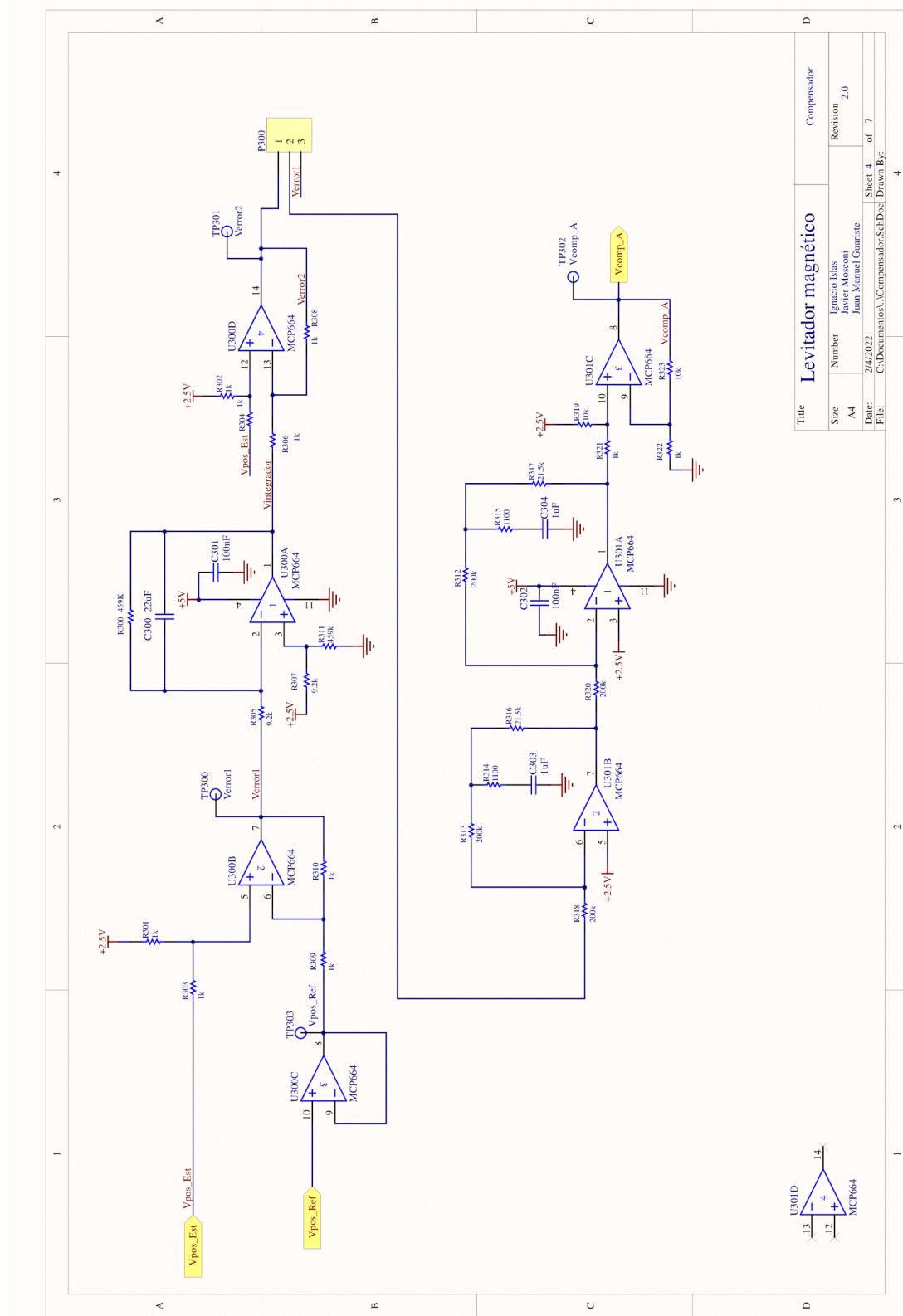


### 7.2.3. Puente H

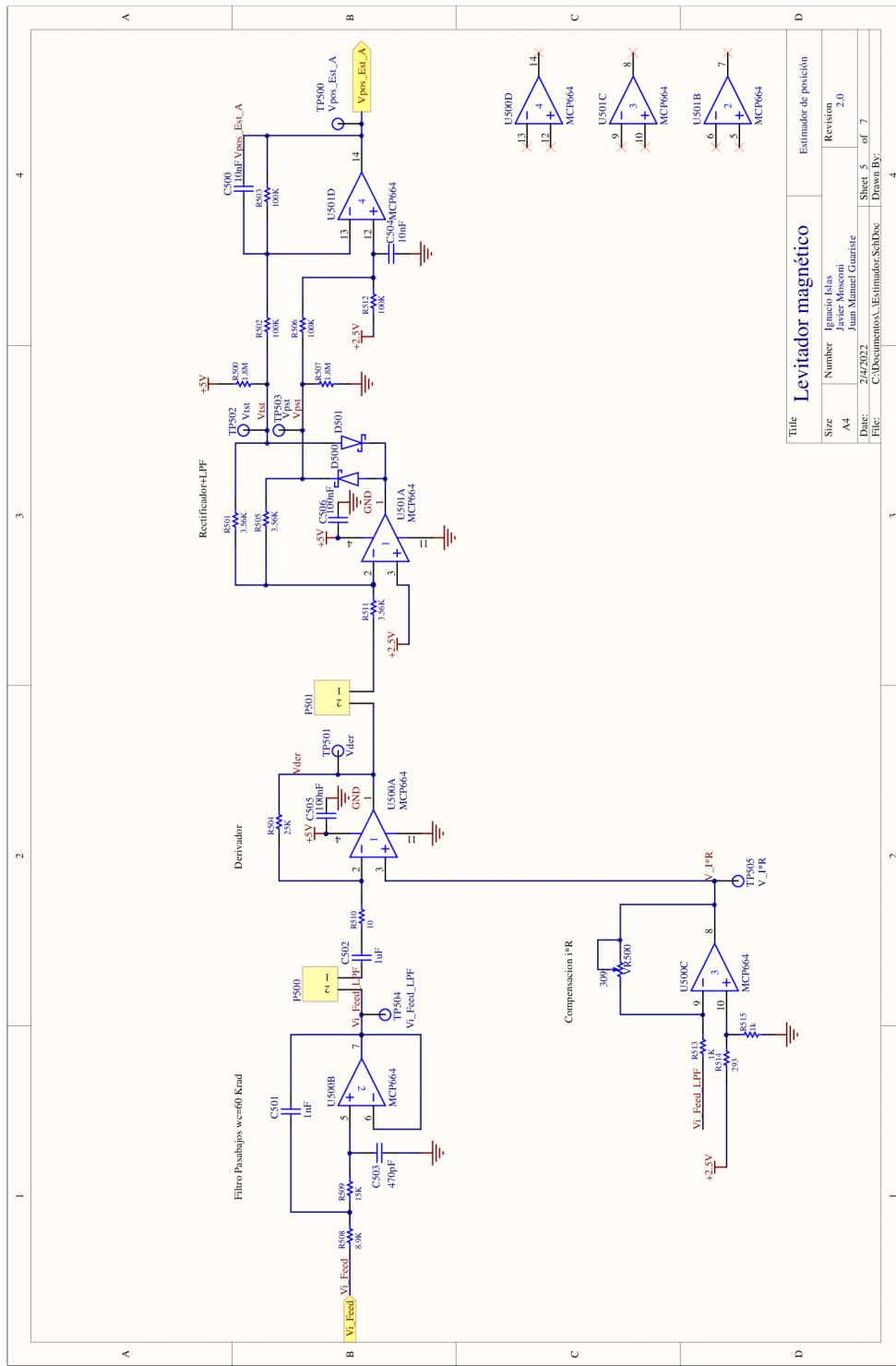




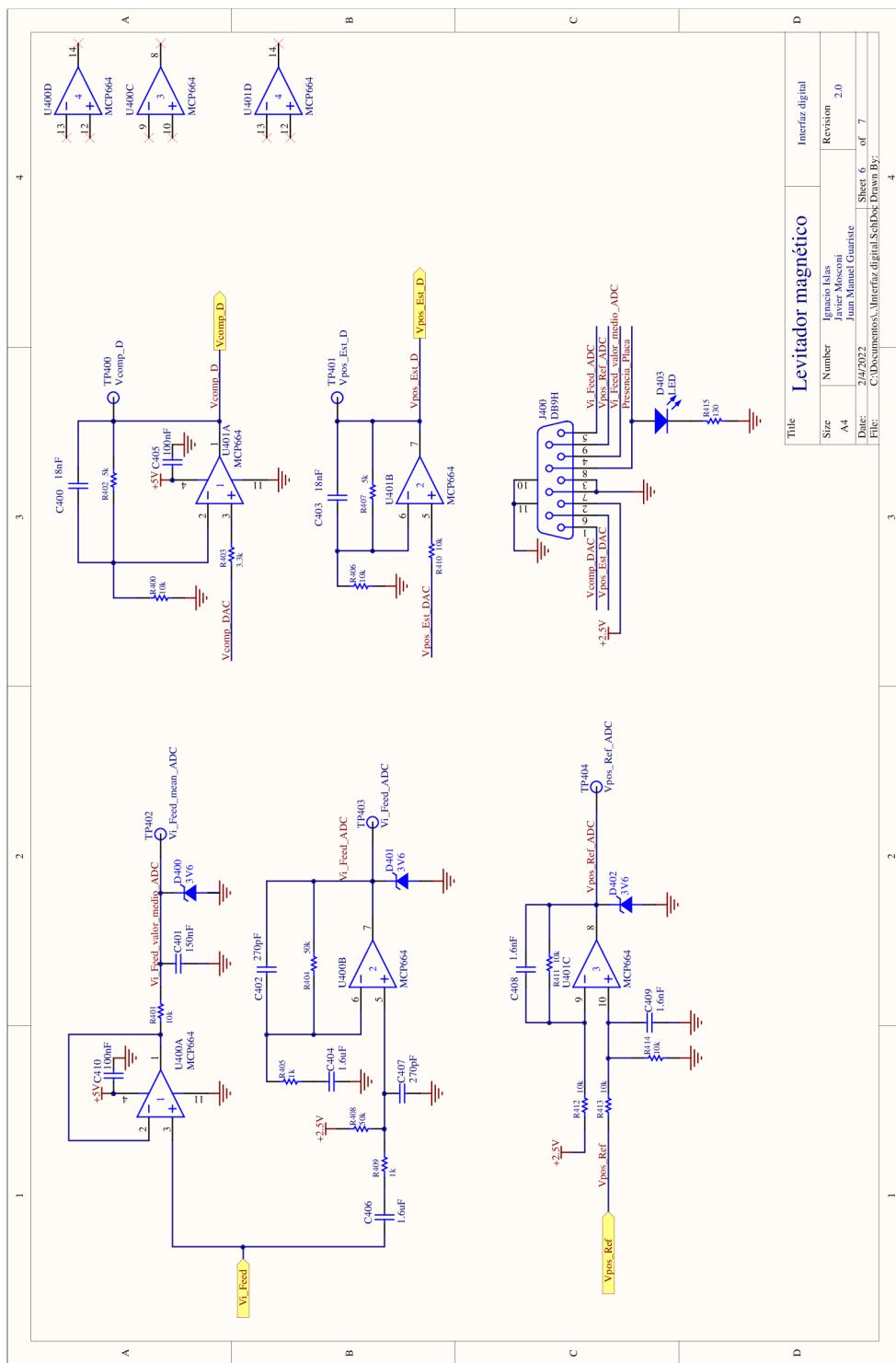
#### 7.2.4. Compensador analógico



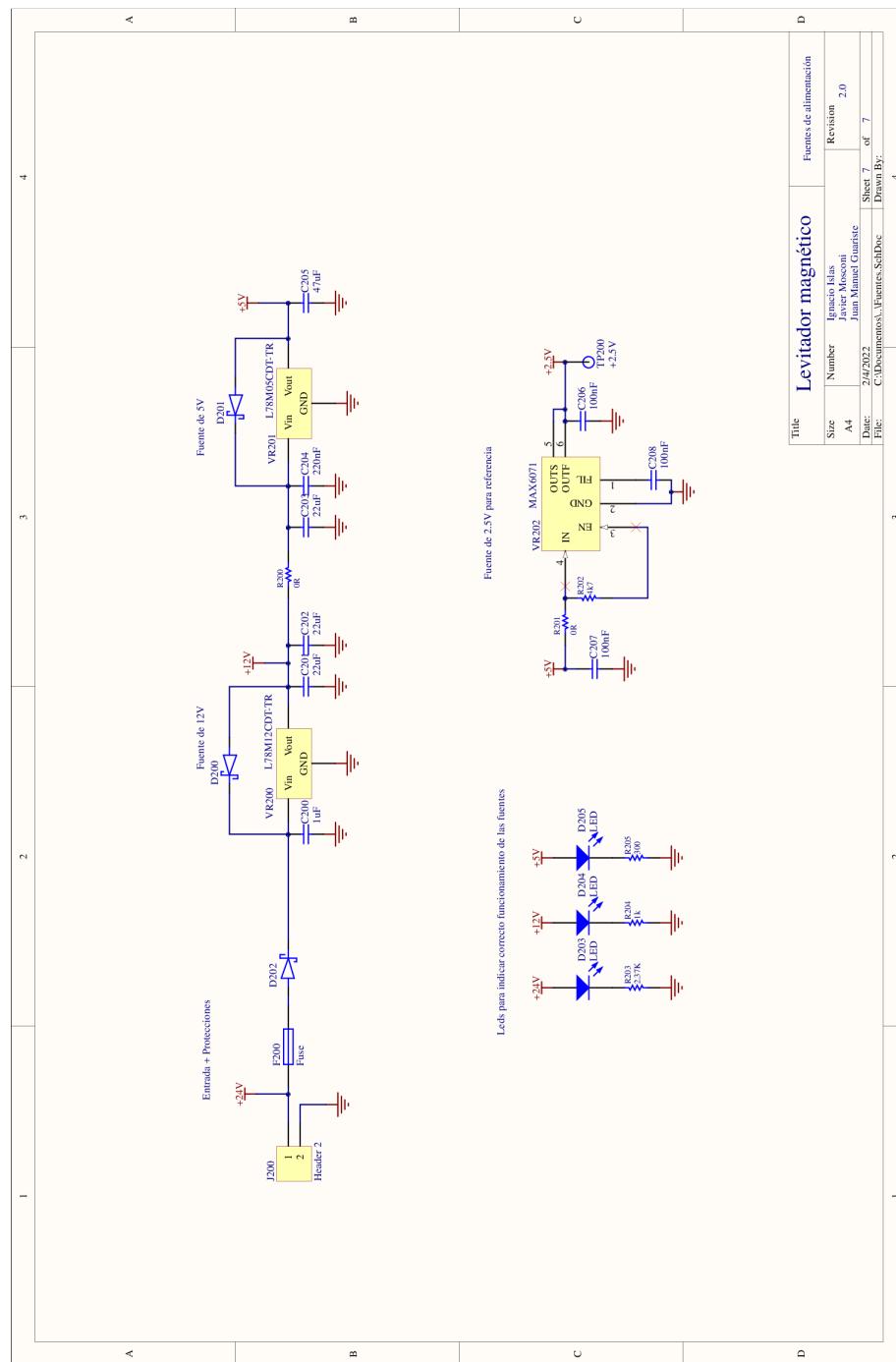
### 7.2.5. Estimador analógico



### 7.2.6. Interfaz con microcontrolador



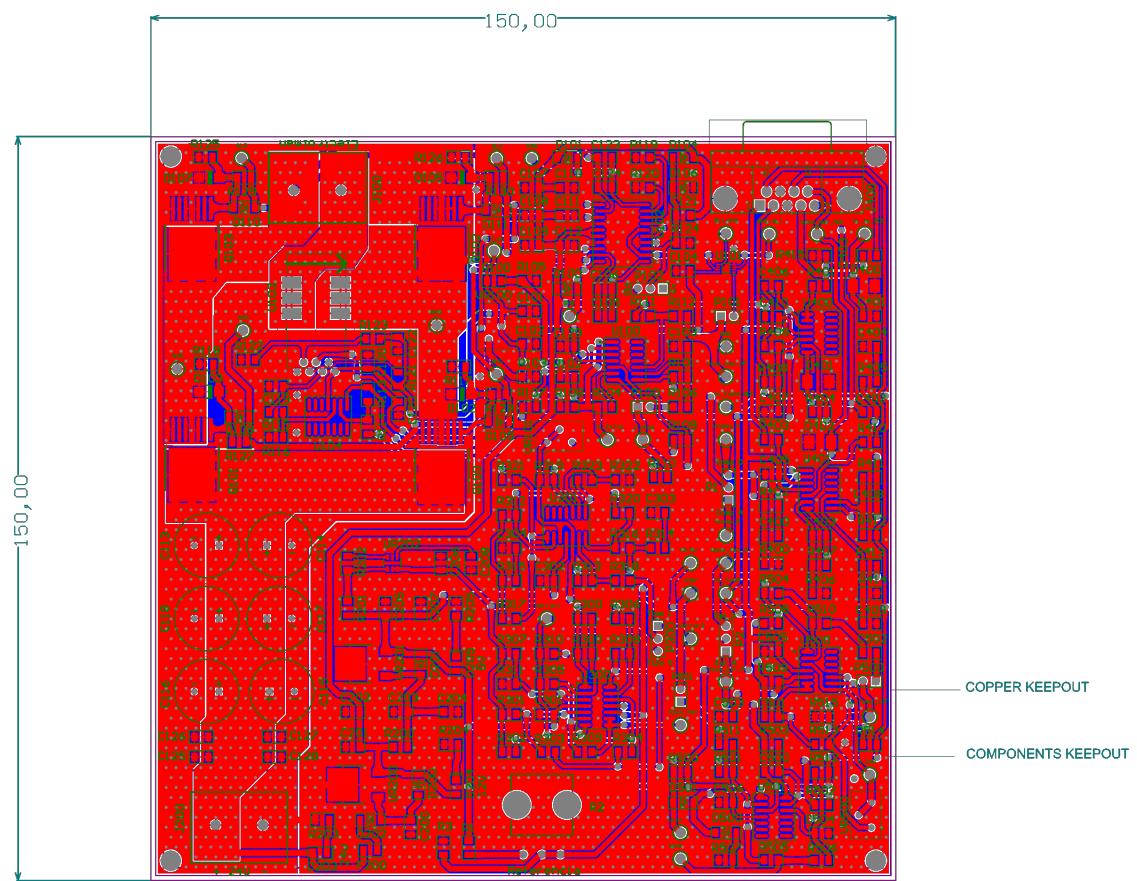
### 7.2.7. Fuentes de alimentación



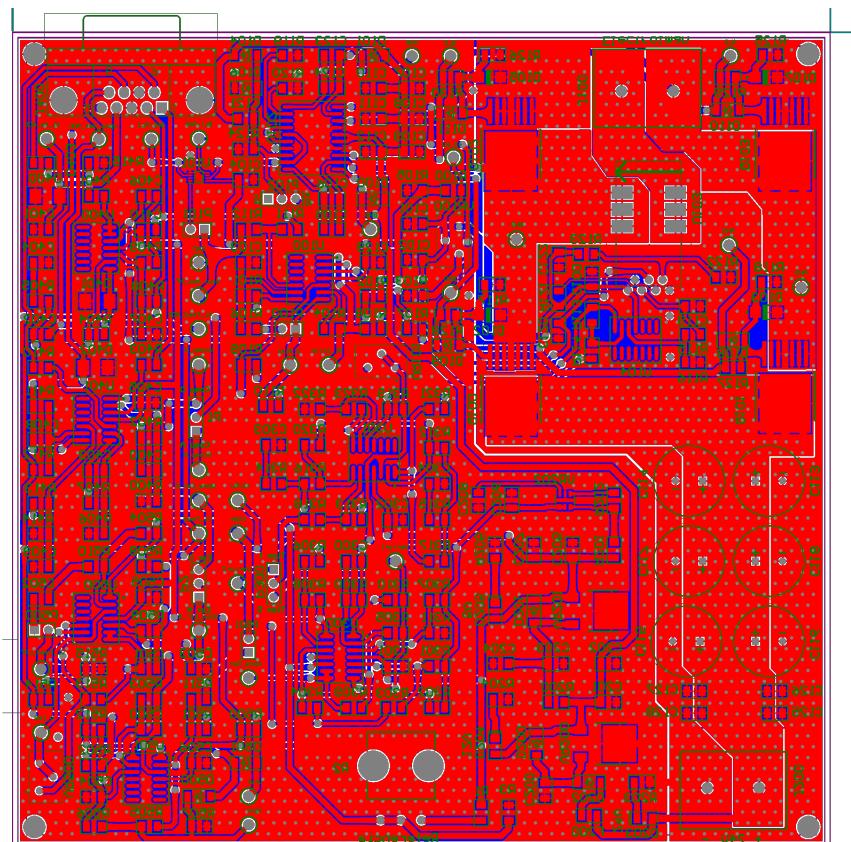
## 7.3. PCB

### 7.3.1. Modelo 2D

#### 7.3.1.1. Vista Superior

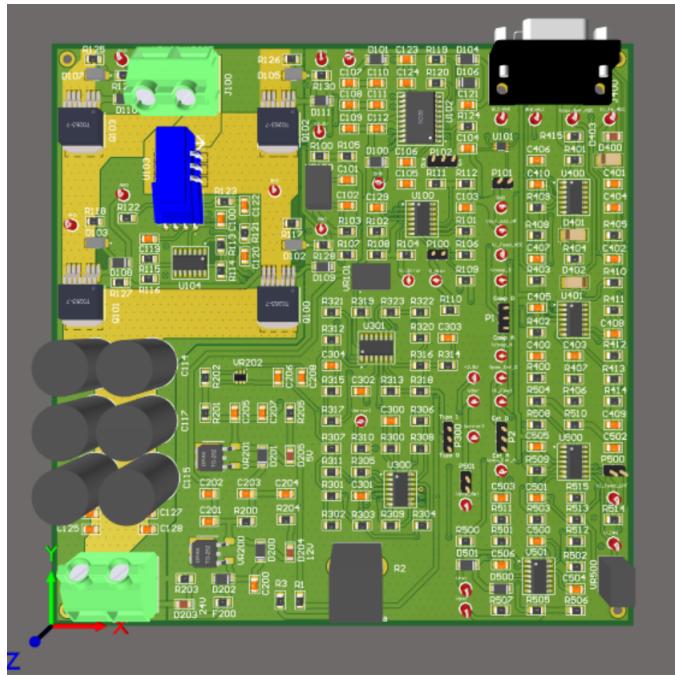


### 7.3.1.2. Vista Inferior

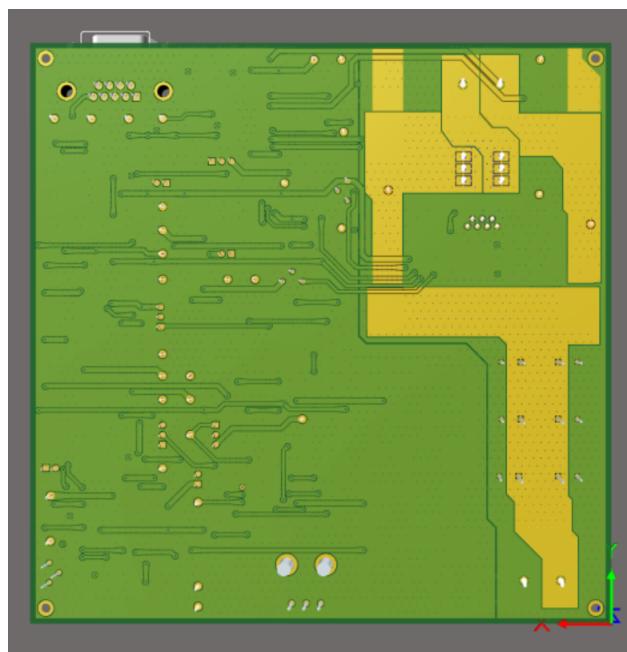


### 7.3.2. Modelo 3D

### 7.3.2.1. Vista Superior



### 7.3.2.2. Vista Inferior





# **Capítulo 8**

## **Conclusión**

Es importante destacar que el proyecto se realizó prácticamente en su totalidad bajo la situación de emergencia sanitaria debido al COVID-19. Esto conllevó a grandes demoras en los plazos estimados para cada una de las etapas del proyecto. Los mayores retrasos se dieron en su comienzo, debido a que coincidió con el período de mayor incertidumbre de la pandemia. Sin embargo, a pesar de no poder realizar encuentros presenciales entre los integrantes ni reuniones con los directores en los establecimientos educativos, se pudo avanzar hasta su finalización mediante el uso de plataformas de comunicación virtuales.

Debido a la extensión en los plazos temporales del proyecto y a los costos de fabricación e implementación de la placa de control fue necesario acortar el alcance del proyecto al diseño teórico de todas las etapas que componen el sistema, junto con el diseño del circuito impreso.

A pesar de lo interesante y “nutritivo” que hubiese resultado para los integrantes del proyecto poder construir el prototipo y realizar mediciones y observaciones sobre el mismo, fué posible adquirir conocimientos en distintos conceptos propios

de la electrónica y la ingeniería en general como son: modelado de sistemas físicos, análisis y desarrollo de sistemas de control tanto en el dominio analógico como en el discreto, diseño de circuitos impresos, y electrónica de potencia y digital. Además, fue posible ganar experiencia en la utilización de herramientas de diseño de circuitos impresos, como Altium Designer; software's para la simulación de circuitos como Matlab y NL5; software's para el control de versiones, como Git; y software's para la escritura de documentos formales, como LaTex. Por otra parte, fue posible desarrollar habilidades interpersonales, como trabajo en equipo, comunicación, respeto y empatía, gestión del tiempo, compromiso, dedicación, entre otras. Todas estas habilidades son necesarias e indispensables para el desarrollo profesional y personal..

En cuanto a los alumnos de la cátedra de Sistemas de Control, por más de que no podrán disponer de un prototipo funcional para realizar mediciones y observaciones, en este documento se detalla el diseño de cada una de las etapas que componen al sistema y el criterio utilizado para la elección de cada topología y componente. De esta forma, podrán analizar y comprender las problemáticas que surgen en este tipo de sistemas y la forma en que fueron abordadas. Por otra parte, se deja a disposición de la cátedra los archivos de fabricación de la placa de control para que en un futuro, cuando sea posible, se envíe a prototipar y pueda ser utilizada por los alumnos.

# Capítulo 9

## Bibliografía

- [1] Renesas. HIP4081A, 80v High Frequency H-Bridge Driver. AN9405. Rev 6.00. Dec 2014.
- [2] Renesas. HIP4081A 80v/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver. FN3659. Rev 8.00. Sep 2015.
- [3] Infineon. IPB160N04 OptiMOS® -T2Power-Transistor. Rev 1.0. Abr 2010.
- [4] Rohm Semiconductor. RSX205LAM30 Schottky Barrier Diode. FN3659. Rev 2.00. May 2019.
- [5] Chemi-Con. EKY-350ELL222MM25S Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor. FN3659. Ver 3. May 2021.