

# 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 Julio del año 2022**, como requisito parcial para  
la obtención del título de  
Ingeniero en Electrónica

Director: Ing. Walter Kloster

Co-Director: Ing. Gustavo Uicich



# 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. Contexto del proyecto . . . . .	3
1.2. Descripción del dispositivo . . . . .	4
1.3. Alcance del proyecto . . . . .	7
1.4. Organización del informe . . . . .	8
<b>2. Caracterización y modelado de la planta</b>	<b>9</b>
2.1. Modelado matemático del electroimán . . . . .	9
2.1.1. Modelado de inductancia del electroimán . . . . .	11
2.1.2. Cálculo de la fuerza magnética . . . . .	14
2.2. Características del electroimán . . . . .	15
2.2.1. Características constructivas . . . . .	15

2.2.2. Corriente nominal del sistema . . . . .	17
2.2.3. Expresión de inductancia linealizada . . . . .	18
2.3. Mediciones sobre el electroimán . . . . .	19
2.3.1. Medición de resistencia del bobinado . . . . .	19
2.3.2. Medición de inductancia . . . . .	20
2.4. Modelo de estado de la planta . . . . .	22
<b>3. Controlador de corriente</b>	<b>29</b>
3.1. Descripción general . . . . .	29
3.1.1. Comportamiento eléctrico del electroimán . . . . .	30
3.2. Diseño del controlador . . . . .	31
3.2.1. Análisis de estimación de distancia de entrehierro . . . . .	35
3.2.2. Lógica de control de corriente . . . . .	37
3.2.3. Consideraciones prácticas del controlador de corriente . . . . .	38
3.2.4. Elección de topología de fuente de alimentación . . . . .	40
3.2.4.1. Funcionamiento del puente H . . . . .	44
3.3. Elección y cálculo de parámetros del controlador . . . . .	45
3.3.1. Cálculo de ancho de histéresis . . . . .	45
3.3.2. Cálculo de ganancia de entrada . . . . .	46
3.4. Diseño circuital del controlador de corriente . . . . .	47
3.4.1. Elección del sensor de corriente . . . . .	47

3.4.1.1.	Análisis de medición de corriente mediante resistencia shunt . . . . .	48
3.4.1.2.	Análisis de medición de corriente mediante sensor de efecto Hall . . . . .	50
3.4.1.3.	Conexión de sensor en el puente . . . . .	51
3.4.2.	Elección de llaves de conmutación . . . . .	52
3.4.2.1.	Componentes auxiliares para los MOSFET . . . .	55
3.4.2.1.1.	Resistencias de descarga de <i>gate</i> . . . .	55
3.4.2.1.2.	Protección de sobretensión del <i>gate</i> . . .	56
3.4.2.1.3.	Resistencia y diodo en serie al <i>gate</i> . .	56
3.4.3.	Elección y análisis del <i>driver</i> de corriente . . . . .	57
3.4.4.	Configuración de tiempo muerto . . . . .	61
3.4.5.	Dimensionamiento de capacitor de <i>bootstrap</i> . . . . .	61
3.4.6.	Dimensionamiento de los capacitores de fuente . . . . .	65
3.4.7.	Etapa de entrada y restador . . . . .	69
3.4.8.	Adaptación de salida del sensor de corriente . . . . .	72
3.4.8.1.	Ajuste para permitir corrientes negativas . . . . .	74
3.4.9.	Comparador con histéresis y oscilador auxiliar . . . . .	76
3.4.9.1.	Circuito del oscilador auxiliar . . . . .	76
3.4.9.2.	Circuito del comparador con histéresis . . . . .	78
3.4.9.3.	Circuito de conmutación completo . . . . .	80

3.4.10. Elección de amplificadores operacionales . . . . .	81
3.4.11. Conexión de oscilador con el MOSFET <i>driver</i> . . . . .	81
3.5. Simulaciones del controlador de corriente . . . . .	82
3.5.1. Señales en régimen permanente . . . . .	83
3.5.2. Simulación de escalón en la referencia de corriente . . . . .	85
3.5.3. Simulación de caso con corriente instantánea negativa . . . . .	86
3.6. Características estáticas y dinámicas del controlador . . . . .	87
3.6.1. Corriente media del electroimán . . . . .	87
3.6.2. Frecuencia de commutación de la corriente . . . . .	88
3.6.3. Ancho de banda del controlador . . . . .	88
3.6.4. Transferencia lineal del controlador de corriente . . . . .	90
<b>4. Estimador analógico</b>	<b>91</b>
4.1. Análisis de la estimación . . . . .	92
4.2. Modelo circuital del estimador de posición . . . . .	93
4.2.1. Elección de Amplificador Operacional . . . . .	95
4.2.2. Circuito del derivador compensado . . . . .	96
4.3. Diseño del filtro pasa bajos . . . . .	99
4.4. Compensación de resistencia interna . . . . .	100
4.5. Rectificación y suavizado . . . . .	105
4.5.1. Rectificador . . . . .	105

4.5.2. Restador . . . . .	107
4.5.3. Filtrado . . . . .	108
4.6. Simulación del estimador completo . . . . .	110
4.7. Transferencia final del estimador de posición . . . . .	111
<b>5. Compensador analógico</b>	<b>115</b>
5.1. Descripción general . . . . .	115
5.2. Lazo de realimentación interno . . . . .	116
5.2.1. Análisis de estabilidad con masa de 30 kg . . . . .	116
5.2.2. Diseño de la red de adelanto de fase . . . . .	122
5.2.3. Verificación de estabilidad con masa de 1 kg . . . . .	125
5.2.4. Implementación circuital de la red de adelanto de fase . . .	127
5.3. Lazo del realimentación externo . . . . .	129
5.3.1. Diseño del integrador . . . . .	129
5.3.2. Implementación circuital del integrador . . . . .	134
5.4. Etapa de entrada . . . . .	135
5.4.1. Cálculo de ganancia de entrada . . . . .	135
5.4.2. Implementación circuital . . . . .	137
<b>6. Implementación digital</b>	<b>139</b>
6.1. Descripción general . . . . .	140
6.2. Determinación de la frecuencia de muestreo . . . . .	141

6.3.	Adquisición y procesamiento de las muestras . . . . .	143
6.4.	Estimación digital de la posición . . . . .	145
6.5.	Resolución en posición . . . . .	147
6.6.	Acondicionamiento de señales para el ADC . . . . .	151
6.6.1.	Referencia de posición . . . . .	151
6.6.2.	Componente alterna de corriente del electroimán . . . . .	152
6.6.3.	Componente continua de corriente del electroimán . . . . .	153
6.7.	Acondicionamiento de señales para el DAC . . . . .	154
6.8.	Transferencias de la planta y del controlador de corriente . . . . .	155
6.9.	Diseño del compensador . . . . .	156
6.9.1.	Análisis de estabilidad con masa de 30 kg . . . . .	156
6.9.2.	Análisis de estabilidad con masa de 1 kg . . . . .	161
6.10.	Diseño de lazo de realimentación externo . . . . .	163
6.11.	Cálculo de los coeficientes del controlador . . . . .	168
6.12.	Conexión entre el PCB y el microcontrolador . . . . .	170
<b>7.</b>	<b>Diseño del circuito impreso</b>	<b>171</b>
7.1.	Fuentes de alimentación . . . . .	171
7.1.1.	Fuente de alimentación externa de 24 V . . . . .	171
7.1.2.	Fuente de alimentación interna de 12 V . . . . .	172
7.1.3.	Fuente de alimentación interna de 5 V . . . . .	172

<b>7.2. Esquemáticos</b>	<b>174</b>
7.2.1. Principal	174
7.2.2. Controlador de corriente	175
7.2.3. Puente H	176
7.2.4. Compensador analógico	177
7.2.5. Estimador analógico	178
7.2.6. Interfaz con microcontrolador	179
7.2.7. Fuentes de alimentación	180
<b>7.3. PCB</b>	<b>181</b>
7.3.1. Consideraciones para el diseño del PCB	181
7.3.2. Modelo 2D	183
7.3.2.1. Vista superior	183
7.3.2.2. Vista inferior	184
7.3.3. Modelo 3D	185
7.3.3.1. Vista superior	185
7.3.3.2. Vista inferior	186
<b>8. Conclusión</b>	<b>187</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>189</b>



# Índice de tablas

2.1.	Valores de inductancia medidos en función del entrehierro. . . . .	20
3.1.	Combinaciones de llaves . . . . .	43
3.2.	BJT vs MOSFET . . . . .	54
3.3.	Valores medidos en simulación y calculados teóricamente. . . . .	84
3.4.	Valores calculados y medidos en función del entrehierro. . . . .	89
4.1.	$V_{yf}$ en función de la posición. . . . .	95
4.2.	Resultados de simulación del estimador. . . . .	111
5.1.	Tensión de referencia [ $V_{in}$ ] Vs separación deseada [ $Y_g$ ]. . . . .	136
6.1.	Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de inductancia realizadas. . . . .	142



# Índice de figuras

1.1. Aplicación de levitación magnética. . . . .	2
1.2. Esquema del dispositivo. . . . .	4
1.3. Diagrama en bloques del sistema. . . . .	6
2.1. Circulación del flujo magnético a través del electroimán. . . . .	11
2.2. Dimensiones del electroimán [mm]. . . . .	16
2.3. Carrete de plástico para el bobinado. . . . .	17
2.4. Inductancia medida en función del entrehierro. . . . .	21
3.1. Respuesta ante una entrada en escalón. . . . .	31
3.2. Diagrama en bloques del controlador de corriente. . . . .	32
3.3. Forma de onda de corriente y tensión en el electroimán. . . . .	33
3.4. Forma de onda de corriente al disminuir el período de conmutación.	34
3.5. Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente . .	37
3.6. Diagrama en bloques completo del controlador de corriente. . . . .	39
3.7. Topología de puente H. . . . .	42

3.8. Puente H con resistencia de sensado de corriente ( $R_s$ ). . . . .	48
3.9. Sensor de corriente dentro del puente H. . . . .	52
3.10. Representación circuital de transistores BJT y MOSFET. . . . .	53
3.11. Componentes auxiliares para la protección de los MOSFET. . . .	55
3.12. Conexión entre puente H y MOSFET <i>driver</i> . . . . .	58
3.13. Configuración <i>bootstrap</i> simplificada. . . . .	59
3.14. Diagrama en bloques del controlador de corriente con conmutación auxiliar. . . . .	62
3.15. Puente H con capacitores de fuente. . . . .	66
3.16. Forma de onda de la corriente en $C_1$ y $C_2$ . . . . .	67
3.17. Distribución de corriente en capacitores de la fuente. . . . .	68
3.18. Etapa de entrada y restador. . . . .	70
3.19. Resta de $V_{op}$ al sensor de efecto Hall. . . . .	72
3.20. Circuito completo con corrección en punto de operación. . . . .	75
3.21. Circuito oscilador de frecuencia auxiliar. . . . .	77
3.22. Comparador con histéresis. . . . .	78
3.23. Circuito de conmutación con histéresis y oscilador auxiliar. . . .	80
3.24. Señal de control del HIP4081A. . . . .	82
3.25. Circuito utilizado para la simulación. . . . .	83
3.26. Simulación de señales en régimen permanente. . . . .	83
3.27. Simulación de señales de alta frecuencia en régimen permanente. .	84

3.28. Simulación de escalón en la referencia de corriente. . . . .	85
3.29. Simulación de escalón en la referencia de corriente y conmutación de alimentación en el electroimán. . . . .	86
3.30. Simulación de corriente instantánea negativa en el electroimán. . . . .	87
4.1. Circuito derivador. . . . .	93
4.2. Circuito derivador compensado . . . . .	96
4.3. Transferencia a lazo abierto del derivador compensado. . . . .	97
4.4. Transferencia de lazo cerrado. . . . .	98
4.5. Filtro para la entrada del derivador. . . . .	99
4.6. Respuesta en frecuencia del filtro activo. . . . .	100
4.7. Forma de onda luego de rectificar sin compensación de resistencia interna. . . . .	101
4.8. Esquema circuital del derivador con $V_{bias}$ . . . . .	102
4.9. Generación de $V_{bias}$ . . . . .	103
4.10. Formas de onda obtenidas en la simulación. . . . .	104
4.11. Circuito de rectificación, resta y filtrado. . . . .	105
4.12. Circuito rectificador. . . . .	106
4.13. Circuito restador. . . . .	108
4.14. Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en $159.2\text{Hz}$ .	110
4.15. Simulación final del estimador. . . . .	111

5.1.	Diagrama del sistema completo. . . . .	116
5.2.	Diagrama de Bode de lazo abierto $GH_T$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	117
5.3.	Diagrama de Nyquist de $GH_T$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	118
5.4.	Acercamiento del diagrama de Nyquist de $GH_T$ con $M = 30 \text{ kg}$ . .	119
5.5.	Lugar de raíces de $GH_T$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	120
5.6.	Acercamiento del lugar de raíces de $GH_T$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	120
5.7.	Forma del diagrama de Nyquist deseado. . . . .	121
5.8.	Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K = 1$ y $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	123
5.9.	Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K = 10$ y $M = 30 \text{ kg}$ . . . .	124
5.10.	Diagrama de Nyquist de $GH_T * G_C$ para $K = 10$ y $M = 30 \text{ kg}$ . .	124
5.11.	Respuesta al escalón para $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	125
5.12.	Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $M = 1 \text{ kg}$ . . . . .	126
5.13.	Diagrama de Nyquist de $GH_T * G_C$ para $M = 1 \text{ kg}$ . . . . .	126
5.14.	Respuesta al escalón para $M = 1 \text{ kg}$ . . . . .	127
5.15.	Diseño circuital de una red de adelanto de fase. . . . .	128
5.16.	Etapa de ganancia del compensador. . . . .	129
5.17.	Lugar de raíces con el integrador. . . . .	131
5.18.	Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30 \text{ kg}$ . .	132
5.19.	Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 30 \text{ kg}$ . .	133
5.20.	Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 1 \text{ kg}$ . .	134
5.21.	Implementación circuital del integrador. . . . .	135

5.22. Diagrama en bloques final. . . . .	136
5.23. Etapa de entrada. . . . .	137
6.1. Diagrama en bloques de la implementación digital. . . . .	140
6.2. Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado. . . . .	141
6.3. Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas. .	143
6.4. Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición. . . . .	149
6.5. Circuito acondicionador para referencia de posición. . . . .	152
6.6. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán. . . . .	153
6.7. Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán. . . . .	153
6.8. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador. . . . .	154
6.9. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital. . . . .	155
6.10. Diagrama de Bode de lazo abierto $GH_T(w)$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	157
6.11. Diagrama de Nyquist de $GH_T(w)$ con $M = 30 \text{ kg}$ . . . . .	157
6.12. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $K = 1$ y $M = 30 \text{ kg}$ . .	159
6.13. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $K = 2630$ y $M = 30 \text{ kg}$ . .	160
6.14. Diagrama de Nyquist de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $K = 2630$ y $M =$ $30 \text{ kg}$ . . . . .	160

6.15. Respuesta al escalón para $M = 30 \text{ Kg}$ .	161
6.16. Diagrama de Bode de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $M = 1 \text{ kg}$ .	162
6.17. Diagrama de Nyquist de $GH_T(w) * G_C(w)$ para $M = 1 \text{ kg}$ .	162
6.18. Respuesta al escalón para $M = 1 \text{ kg}$ .	163
6.19. Diagrama del sistema completo.	163
6.20. Lugar de raíces con el integrador.	165
6.21. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	166
6.22. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 30 \text{ kg}$ .	167
6.23. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 1 \text{ kg}$ .	168

## *Agradecimientos*

# Capítulo 1

## Introducción

La levitación magnética es un fenómeno físico en el que se aprovecha la fuerza generada por un campo magnético sobre un objeto imantable para mantenerlo en suspensión estática sin contacto mecánico, contrarrestando la acción de la gravedad. Los sistemas que emplean este principio son de gran interés debido a que permiten reemplazar algunos sistemas mecánicos reduciendo significativamente las pérdidas de energía y desgaste de componentes ocasionados por el roce, además de ser más suaves y menos ruidosos.

Sin embargo, no es posible conseguir un estado de levitación magnética al enfrentar, sobre el eje vertical, a un imán permanente y a un objeto ferromagnético situado por debajo. Si bien se puede producir un instante de equilibrio en el que la fuerza magnética de atracción generada por el imán cancele la del peso del objeto haciéndolo levitar, cualquier mínima perturbación haría que ambos se peguen o se separen.

Entre los distintos sistemas que se utilizan para lograr una levitación magnética se encuentra el llamado Electromagnetic Suspension (EMS), en los que se reemplaza

el imán permanente por un electroimán. Estos dispositivos tienen la capacidad de generar una fuerza magnética de módulo variable según la intensidad de corriente que circule por él. Como se verá en el desarrollo del proyecto, el fenómeno de levitación presenta una alta inestabilidad, por lo tanto es necesario utilizar un sistema de control que actúe apropiadamente sobre la corriente, regulando la fuerza de atracción y manteniendo el objeto en una suspensión estable. En este documento se aborda el diseño de cada una de las etapas que componen a este sistema de control junto con el diseño de su circuito impreso.

Una de las aplicaciones más importantes y conocidas que tienen los sistemas EMS es en trenes que utilizan este fenómeno para guiarse e impulsarse, conocidos como “MagLev”. Los vagones levitan sobre la vía mediante una fuerza magnética de atracción generada por electroimanes colocados en su parte inferior, como se observa en la figura 1.1.

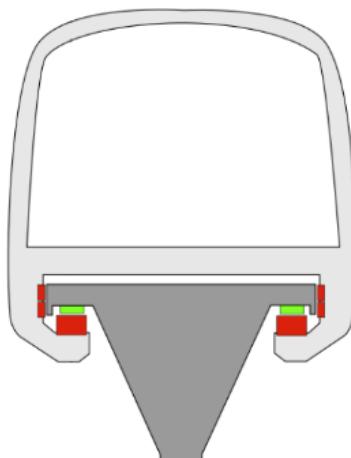


Figura 1.1: Aplicación de levitación magnética.

## 1.1. Contexto del proyecto

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 diseñada y construida por la cátedra. Los desarrolladores de este proyecto tuvieron la oportunidad de realizar pruebas y modificaciones durante el cursado de la asignatura. Sin embargo, no se pudo lograr que funcionara correctamente al finalizar la cursada. Por este motivo, se propuso hacer una revisión y rediseño de todas las etapas que componen al sistema en el marco de un proyecto final.

El proyecto comenzó a desarrollarse 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 modelado teórico de todas las etapas y al diseño 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.

## 1.2. Descripción del dispositivo

El sistema de control de levitación magnética que se desarrolla en este proyecto tiene la finalidad de mantener en estado de levitación a un objeto por medio de la utilización de un electroimán y una placa de control. El primero consta de dos piezas formadas por láminas de acero apiladas: una con forma de “E”, que se encuentra fijada desde arriba y tiene un bobinado de cobre en su rama central. Esta es la encargada de generar la fuerza magnética. La otra pieza tiene forma de “I”, la cual se mueve libremente sobre el eje vertical y es atraída por la primera mediante su campo magnético. De esta forma, para hacer levitar el objeto se lo sujeta de esta última pieza, como se muestra en la figura 1.2. La distancia de separación entre ambas piezas del electroimán se denomina entrehierro ( $Y_g$ ).

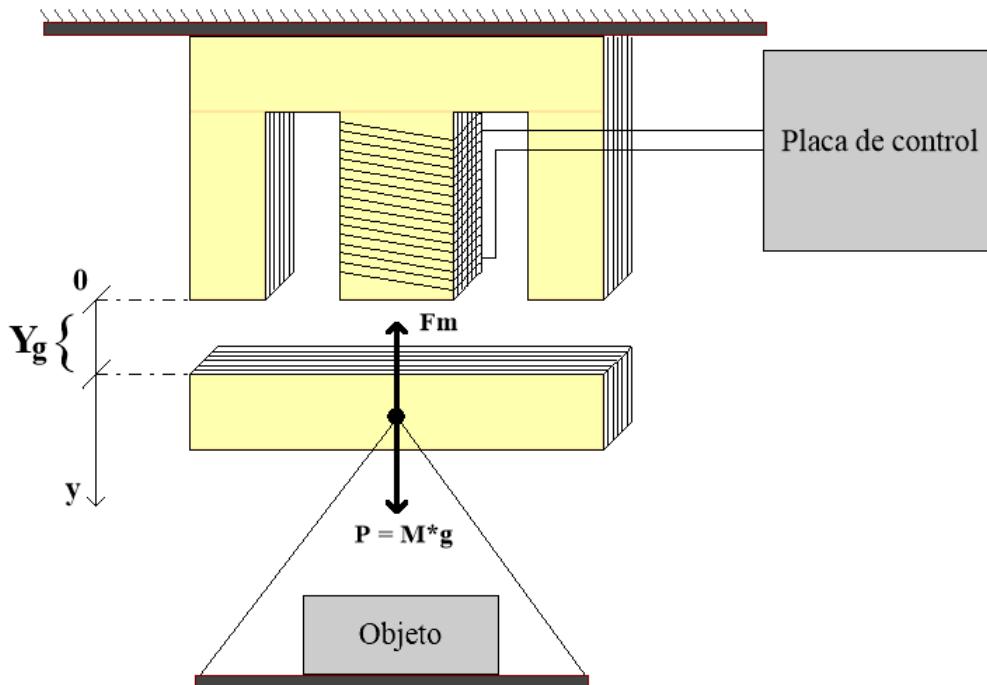


Figura 1.2: Esquema del dispositivo.

La circulación de corriente por la bobina genera líneas de campo magnético que recorren la pieza “E” y se cierran a través del aire, de manera similar a un imán permanente. De esta forma, al colocar la pieza “I” en cercanías de este campo se genera una fuerza de atracción entre ambas, cuyo módulo depende de la intensidad de corriente en el bobinado y de la distancia que las separa.

Al hacer circular una corriente constante por el bobinado del electroimán se genera una fuerza proporcional a ella. Es posible encontrar un valor de corriente determinado en el que la fuerza magnética sea igual en módulo a la del peso del objeto, pero con sentido contrario. En este caso, es posible mantener al objeto en estado de levitación. Sin embargo, ante mínimas perturbaciones en la distancia de separación o en la intensidad de la corriente, la fuerza cambia en módulo y la cancelación de fuerzas deja de ser exacta, provocando que ambos se peguen o que la pieza con forma de “I”, junto con el objeto, se caigan.

Como se desea mantener fija la distancia de separación entre las piezas que componen al electroimán, es necesario poder compensar las perturbaciones mencionadas anteriormente. Esto se logra midiendo y realimentando dicha distancia de manera de poder ajustar la fuerza magnética ejercida. Para ello, se actúa sobre la intensidad de la corriente que circula por su bobinado de forma tal que, si el objeto se aleja, la corriente aumentará para acercarlo y evitar que este caiga. De lo contrario, si el objeto se acerca, la corriente disminuirá, para evitar que se pegue al electroimán.

Es importante destacar que el dispositivo 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 digital se implementa en un microcontrolador.

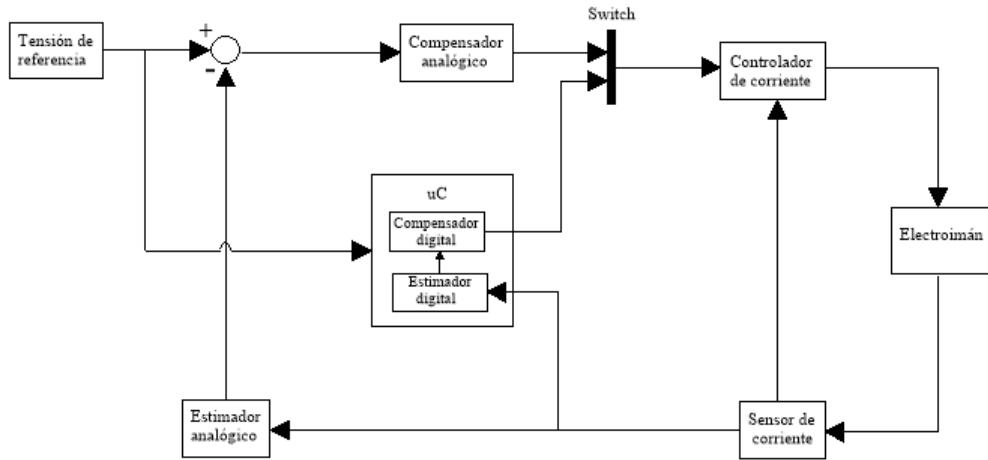


Figura 1.3: Diagrama en bloques del sistema.

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

Debido a que la planta es naturalmente inestable, como se analizará en el capítulo 2, se utiliza un compensador para lograr la estabilidad y la distancia de separación deseada. 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.

### 1.3. Alcance del proyecto

El objetivo de este proyecto es realizar un diseño teórico de un sistema de levitación magnética a partir de un electroimán de laminación normalizada con núcleo tipo “E”. La pieza con forma de ”I”, que sujet a al objeto, debe mantenerse en estado de levitación mediante el control de la fuerza magnética generada por la pieza en forma de “E”.

Los requerimientos del proyecto son:

- Permitir que la distancia de separación  $Y_g$  entre ambas piezas del electroimán sea ajustable entre  $3\text{ mm}$  y  $5\text{ mm}$ .
- Mantener en estado de levitación objetos con peso entre  $1\text{ kg}$  y  $30\text{ kg}$  para todo el rango de distancias de separación.
- Regular la fuerza electromagnética mediante un sistema de control analógico y otro digital. Solo una de estas implementaciones debe estar activa al mismo tiempo y el usuario debe poder decidir cuál de ellas ejercerá el control. Cada sistema debe incluir una etapa de compensación y otra de estimación de la distancia de separación.
- Realizar la implementación digital mediante un microcontrolador.
- Diseñar el circuito impreso del sistema de control.

## 1.4. Organización del informe

El informe está dividido en 8 capítulos. En ellos se aborda el diseño teórico y circuital de cada una de las etapas mostradas en la figura 1.3 junto con sus respectivas simulaciones.

En este capítulo se hizo una breve introducción al fenómeno de levitación magnética, y se describió el dispositivo que se diseñará en este trabajo, con sus respectivas especificaciones. En el capítulo 2 se detallan las características constructivas que posee el electroimán y se realiza un modelado físico del fenómeno de levitación para obtener expresiones útiles para el posterior diseño de cada etapa y determinar el comportamiento dinámico del sistema. En el capítulo 3 se diseña y modela el circuito encargado de controlar la corriente que circula por el electroimán. En el capítulo 4 se detalla la estrategia utilizada para realizar la estimación de posición a partir de la corriente del electroimán. En el capítulo 5 se analiza la dinámica de la planta y se utilizan distintas estrategias para conseguir que el sistema presente el comportamiento deseado. En este capítulo 6 se realiza el diseño de un compensador y estimador en el dominio digital para ser implementados en un microcontrolador. En el capítulo 7 se mencionan los criterios tenidos en cuenta para el diseño del circuito impreso y se muestran los esquemáticos e imágenes del PCB desarrollado. Finalmente, en el capítulo 8, se mencionan las conclusiones y aprendizajes obtenidos en el transcurso del proyecto.

# **Capítulo 2**

## **Caracterización y modelado de la planta**

En este capítulo se realiza un modelado físico del sistema para encontrar una expresión de la fuerza magnética ejercida en función de la variable de control. Además, se detallan las características constructivas que posee el electroimán y las mediciones realizadas. Luego, se realiza el modelo de estados de la planta y se obtienen otros parámetros relevantes para el diseño del sistema de control.

### **2.1. Modelado matemático del electroimán**

En esta sección se desarrollan las ecuaciones matemáticas que describen el funcionamiento del electroimán. Para ello se analizan las fuerzas que se aplican a la pieza móvil y la naturaleza de las mismas.

Como se mencionó previamente, para el desarrollo del proyecto se utiliza un electroimán compuesto por dos piezas: una con forma de “E” y otra con forma

de “I”. Al analizar esta última, se pueden observar dos fuerzas opuestas en el eje vertical como se muestra 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 se mantenga levitando 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 ( $F_{mm}$ ) 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.

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

### 2.1.1. Modelado de inductancia del electroimán

Las dos piezas del electroimán, junto con el entrehierro 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.

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 como se observa en la figura 2.1.

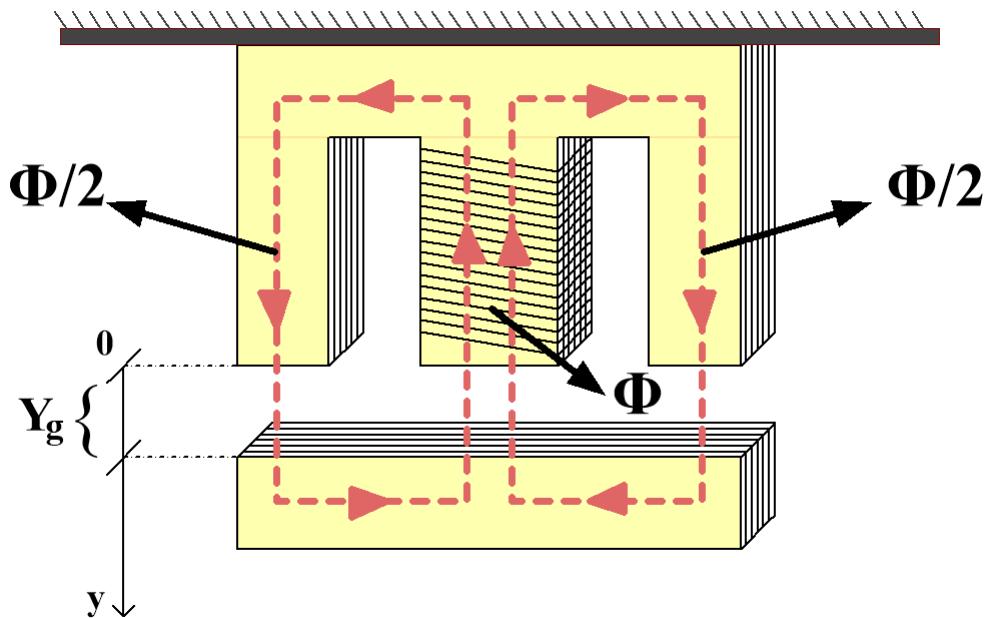


Figura 2.1: Circulación del flujo magnético a través del electroimán.

Para encontrar una expresión de la inductancia del electroimán se utiliza 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 entrehierro. 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 entrehierro. 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 entrehierro.
- $\mu_o$ : permeabilidad magnética del vacío ( $4\pi * 10^{-7} \text{ Hy/m}$ ).
- $\mu_r$ : permeabilidad magnética relativa del material del electroimán. Su valor

es aproximadamente igual a  $4000 * \mu_o$ .

Debido a la definición de densidad de flujo magnético se tiene:

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

En la expresión 2.6 el área transversal que atraviesa el flujo magnético está representado por  $A$ .

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

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

Por lo tanto, la reluctancia del circuito magnético resulta:

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

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

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

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

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

Puesto que  $l_A$  es el entrehierro, 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  $l_A = 2 * Y_g$ .

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

### 2.1.2. 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 considerar que el trabajo ejercido por esta fuerza, al mover el objeto desde una posición inicial a otra, es igual a la variación de la energía almacenada en el inductor con respecto a la variable  $Y_g$ . Por lo tanto, 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:

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

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

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

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

Debido a que se desea controlar la distancia de separación  $Y_g$ , es necesario actuar

sobre la fuerza magnética que ejerce el electroimán. Por lo tanto, al analizar la expresión 2.14, se puede ver que la fuerza depende de la corriente, de la distancia de separación y de términos constantes. Por ello, se decide utilizar la corriente como variable de control. Sin embargo, es importante notar que el módulo de la fuerza es proporcional al cuadrado de la variable de control e inversamente proporcional al cuadrado de la variable que se desea controlar, por lo que el comportamiento del sistema es alineal.

## 2.2. Características del electroimán

En esta sección se hará una descripción de cómo está construido el electroimán junto con sus dimensiones. Además, se obtendrá una expresión para calcular la corriente nominal del sistema y se hará una aproximación lineal de la inductancia del electroimán.

### 2.2.1. Características constructivas

Las dos piezas que conforman al electroimán 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 2.2. El apilado de las láminas es tal que la rama central de la “E” tiene una sección cuadrada (A) 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.

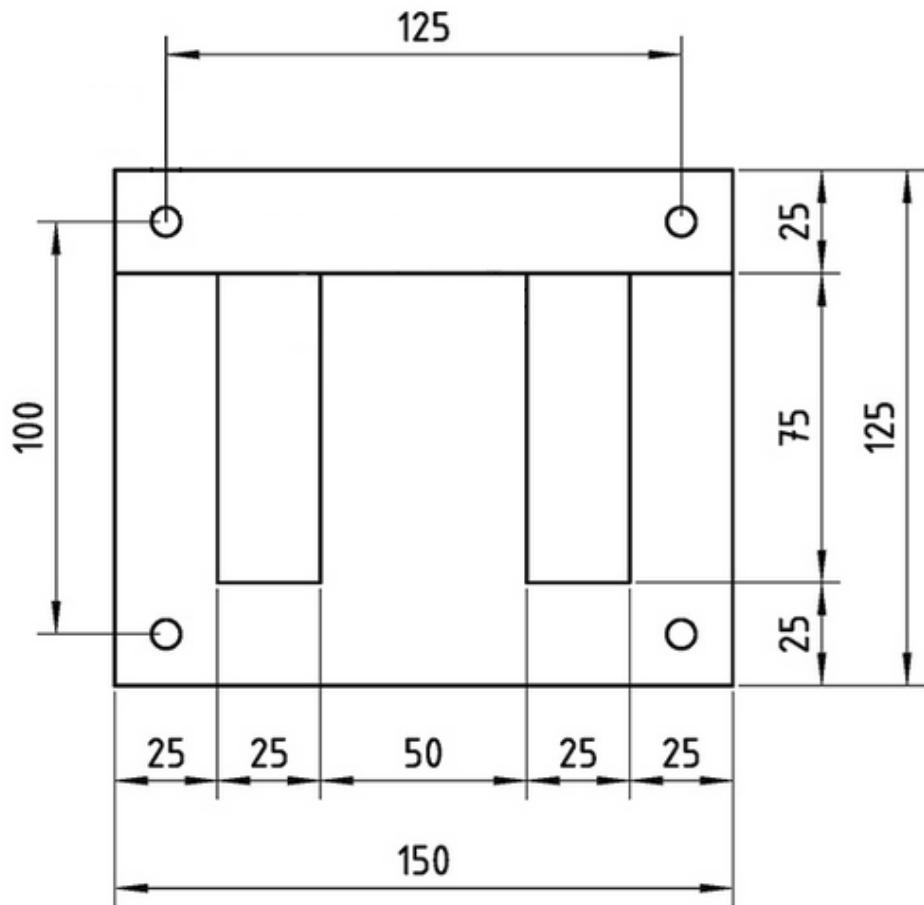


Figura 2.2: Dimensiones del electroimán [mm].

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 2.3) que luego se ubica en la rama central de la pieza “E”.

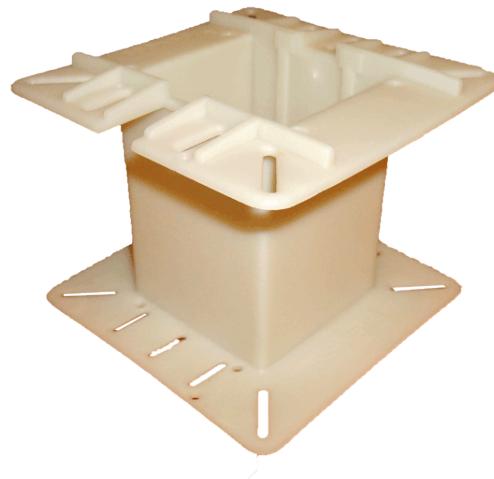


Figura 2.3: Carrete de plástico para el bobinado.

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.

El electroimán 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.

### 2.2.2. Corriente nominal del sistema

Al utilizar los datos de construcción del electroimán mencionados en el apartado [2.2.1](#) 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  $M = 30 \text{ kg}$  e  $Y_g = 5 \text{ mm}$ , 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 como corriente máxima:  $i_{max} = 30 \text{ A}$ .

### 2.2.3. Expresión de inductancia linealizada

A partir de la ecuación 2.11, se realiza una expansión por serie de Taylor linealizada en torno al punto  $Y_g = Y_0 = 4 \text{ mm}$  y se obtiene:

$$L(y_g) = -2.2089 * Y_g + 0.0177 Hy \quad (2.18)$$

Donde:

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

## 2.3. Mediciones sobre el electroimán

Se realizaron mediciones sobre la inductancia y la resistencia interna del 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 forma tal que la corriente en el electroimán se mantuvo constante en 1 A. Al utilizar la medición de tensión entregada por la fuente, cuyo resultado fue de 0.19 V, se pudo calcular la resistencia del electroimán mediante la Ley de Ohm:

$$R_L = \frac{V}{I} = \frac{0.19\text{ V}}{1\text{ A}} \approx 0.2\Omega \quad (2.19)$$

### 2.3.2. Medición de inductancia

Se realizó una caracterización de la inductancia en función del entrehierro. Para hacerlo se utilizó un medidor LCR y láminas de cartón de espesor conocido. La medición consistió 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 ( $L(Y_g)[\text{mHy}]$ ). De esta forma, se obtuvieron los siguientes resultados:

$Y[\text{mm}]$	0	1	2	3	4	5	6.5	8.23	$\infty$
$L(Y_g)[\text{mHy}]$	76.45	33.42	22.64	18.8	16.44	14.9	14.4	12.4	8.89

Tabla 2.1: Valores de inductancia medidos en función del entrehierro.

Para el caso en que no se utiliza la pieza “I”, se considera que la distancia es infinita. De esta forma, 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.

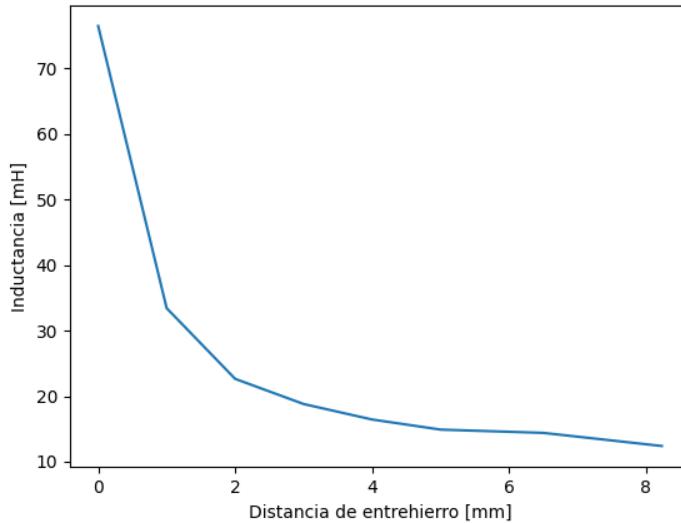


Figura 2.4: Inductancia medida en función del entrehierro.

A partir de los resultados mostrados en la tabla 2.1 y en la imagen 2.4 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 entre 2 mm y 5 mm y se llega a la expresión de inductancia linealizada 2.20.

$$L(Y_g) = -2.56 * Y_g + 0.027 \text{ Hy} \quad (2.20)$$

Donde:

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

Se puede observar que la expresión obtenida tiene una pendiente similar a la teórica (2.11), pero con un valor en el término independiente mayor. Una de las razones de ello es no haber considerado la inductancia de dispersión en el

electroimán al momento del modelado. Es decir, no haber tenido en cuenta a las líneas de flujo magnético que se cierran dentro de la pieza en forma de "E", y no llegan a atravesar la pieza "I".

Por otro lado, debe tenerse en cuenta que al realizar una aproximación lineal en base a las mediciones, el resultado de la aproximación depende del rango de valores de distancia de entrehierro utilizado para el cálculo.

La expresión 2.20, obtenida a partir de las mediciones, se acerca más al comportamiento real de la inductancia. Por lo tanto, se utilizará esta expresión para el diseño del resto de las etapas del sistema.

## 2.4. Modelo de estado de la planta

Se desea diseñar un sistema de control que mantenga una levitación de manera estable. Para ello, primero se necesita caracterizar el comportamiento de la planta en función de sus entradas y salidas. Como se analizó en la sección 2.1.2, el fenómeno de levitación presenta un comportamiento alineal. Sin embargo, como el sistema va a trabajar en un rango de distancia de entrehierro acotado, su dinámica puede ser aproximada a un comportamiento lineal dentro de ese rango. Esto trae la ventaja de que permite aplicar técnicas de modelado y diseño de compensadores para sistemas lineales.

Una forma de caracterizar la dinámica de un sistema lineal es mediante el modelo de estados. Esto es una representación matemática del comportamiento físico de la planta en función de sus entradas, salidas y variables de estado. Por lo tanto, se decide aplicar este modelo para obtener una función transferencia de la planta que luego será utilizada en el diseño del compensador.

Para obtener este modelo, en primer lugar, se realiza un análisis físico de las fuerzas que gobiernan el movimiento de la pieza “I” con el objetivo de llegar a una ecuación diferencial que describa la dinámica del sistema. Para ello, observando la imagen 1.2 se plantea la sumatoria de fuerzas:

$$\sum F = M * a \Rightarrow M * g - F_m = M * \ddot{Y}_g \quad (2.21)$$

Al reemplazar la ecuación 2.14 en la 2.21 se obtiene:

$$\ddot{Y}_g = g - \frac{K}{M} * \frac{i(t)^2}{Y_g(t)^2} \quad (2.22)$$

En la expresión 2.22, K es una constante de valor:

$$K = \frac{N^2 * \mu_o * A}{4} = 1.77 * 10^{-5} \left[ \frac{N * m^2}{A^2} \right] \quad (2.23)$$

A partir de la expresión 2.22 se puede obtener un modelo de estados de segundo orden en el que una variable de estado ( $x_1$ ) es la distancia  $Y_g$ , otra variable ( $x_2$ ) es su derivada (velocidad) y la entrada al sistema (u) es la corriente i.

$$\begin{bmatrix} x_1 = Y_g(t) \\ x_2 = \dot{x}_1 \\ u = i(t) \end{bmatrix}$$

Por lo tanto se obtienen dos ecuaciones de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, u) \\ f_2(x_1, x_2, u) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ g - \frac{K}{M} * \frac{u^2}{x_1^2} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para obtener un modelo lineal a partir de la expresión 2.24 se utiliza el método de linealización por serie de Taylor en torno al punto de operación de cada variable de estado y entrada al sistema. Este punto de operación se conoce como punto de equilibrio y tiene la particularidad de que ante una entrada constante, las variables de estado también se mantienen constantes, por lo que sus derivadas se anulan. El punto de equilibrio correspondiente a la variable  $x_1$  se puede definir como el valor medio del rango de variación de distancia de entrehierro, por lo tanto resulta  $x_{1o} = 4 \text{ mm}$ . Los demás puntos de equilibrio se obtienen a partir de resolver el sistema de ecuaciones 2.25.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2o} \\ g - \frac{K}{M} * \frac{u_o^2}{x_{1o}^2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Finalmente, los puntos de equilibrio del sistema resultan:

$$\begin{bmatrix} x_{1o} \\ x_{2o} \\ u_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 \text{ mm} \\ 0 \\ \sqrt{\frac{M*g}{K}} * x_{1o} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Como se observa en el sistema de ecuaciones 2.24, únicamente la función  $f_2(x_1, x_2, u)$  es no lineal. Por lo tanto se procede a su linealización en torno a los puntos de equilibrio de la expresión 2.26. La serie de Taylor desarrollada hasta el factor de primer orden, para un sistema con dos variables de estado y una entrada, queda definida como:

$$\dot{x}_2 = f_2(x_{1o}, x_{2o}, u_o) + J_1 * (x_1 - x_{1o}) + J_2 * (x_2 - x_{2o}) + J_3 * (u - u_o) \quad (2.27)$$

Donde:

$$\begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ J_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_2(x_1, x_2, u)}{\partial x_1} \\ \frac{\partial f_2(x_1, x_2, u)}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2(x_1, x_2, u)}{\partial u} \end{bmatrix}_{x_{1o}, x_{2o}, u_o} \quad (2.28)$$

Se adoptan nuevas variables de estado equivalentes a las anteriores pero desplazadas por sus puntos de equilibrio:

$$\begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ u^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - x_{1o} \\ x_2 - x_{2o} \\ u - u_o \end{bmatrix}$$

En la ecuación 2.27, el primer término correspondiente a la función  $f_2(x_{1o}, x_{2o}, u_o)$  es igual a cero, ya que es la función en el punto de equilibrio. Además, el coeficiente  $J_2$  es nulo puesto que la variable  $x_2$  no interviene en la función  $f_2$ . Finalmente el sistema linealizado queda:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1^* \\ \dot{x}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2^* \\ 2 * \frac{K*u_o^2}{M*x_{1o}^3} * x_1^* - 2 * \frac{K*u_o}{M*x_{1o}^2} * u^* \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Para obtener el modelo de estado se necesitan dos ecuaciones matriciales: la de estados (2.29) y la de salida. Esta última debe expresarse en función de las variables de estado y de las entradas al sistema. Por lo tanto, se obtiene:

$$Y = \begin{bmatrix} x_1^* \\ \dot{x}_1^* \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

A partir de las expresiones 2.29 y 2.30 se obtiene el modelo de estado en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1^* \\ \dot{x}_2^* \end{bmatrix} = A * \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix} + B * \begin{bmatrix} u^* \end{bmatrix}$$

$$Y = C * \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix} + D * \begin{bmatrix} u^* \end{bmatrix}$$

Las matrices del modelo resultan:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{2*g}{x_{1o}} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2}{x_{1o}} * \sqrt{\frac{K*g}{M}} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

Con estas matrices se obtiene la función transferencia de la planta que luego será de utilidad para el diseño del compensador. Para obtenerla se utiliza la expresión 2.31.

$$G_P = C * (s * I - A)^{-1} * B = -\sqrt{\frac{K}{g * M}} * \frac{1}{(\frac{s}{\sqrt{\frac{2*g}{x_{1o}}}})^2 - 1} \quad (2.31)$$

Al trabajar con una planta cuya masa es variable es conveniente expresar la transferencia en función de  $M$ . Finalmente, se obtiene para  $x_{1o} = 4 \text{ mm}$ :

$$G_P(M) = -\sqrt{\frac{30}{M}} * \frac{1.201}{s^2 - 4900} \quad (2.32)$$

La planta tiene dos polos en  $\pm\sqrt{\frac{2*g}{x_{1o}}} = \pm70 [\frac{rad}{s}]$ . Es decir, uno en el semiplano izquierdo y otro en el derecho. Es por este motivo que el fenómeno de levitación magnética es inestable.

En la expresión 2.32 se observa que la masa del objeto modifica la ganancia del sistema, pero no la ubicación de los polos. Esto es importante para tener 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. Como se vio en el capítulo anterior, el sistema trabaja con corrientes elevadas por lo que se implementan estrategias de comunicación para reducir las pérdidas de energía. Para ello se utiliza una topología de puente H con cuatro MOSFET y un *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 controlar la posición de la pieza móvil es necesario modificar la fuerza que ejerce el electroimán sobre ella. Como se analizó en el capítulo 2, dicha fuerza está determinada por la ecuación 2.14, que se repite a continuación.

$$|F_m| = \frac{i^2 * N^2 * \mu_o * A}{4 * Y_g^2}$$

En ella se ve que la fuerza magnética depende de la corriente del bobinado. Por lo tanto, se propone implementar un controlador que permita regular la corriente a partir de una tensión de entrada, que funciona como referencia del valor de corriente deseado. De forma tal que, al variar dicha tensión, se logre ajustar la corriente y, por ende, la fuerza ejercida por el electroimán.

### 3.1.1. Comportamiento eléctrico del electroimán

Como se analizó en el capítulo 2, el electroimán puede ser modelado como una inductancia que varía con la distancia de entrehierro ( $L(Y_g)$ ) y una resistencia serie ( $R_L$ ). Es decir, como un circuito RL serie cuya admitancia, o relación entre corriente de salida ( $I_L$ ) y tensión de entrada ( $V_L$ ), es:

$$\frac{I_L}{V_L}(s) = \frac{1}{s * L(Y_g) + R_L} \quad (3.1)$$

Al aplicar la transformada inversa de Laplace a la expresión 3.1, se obtiene la respuesta temporal de la corriente ante un escalón de tensión en la entrada con amplitud  $v_L$ , considerando corriente inicial  $I_o$  y constante de tiempo  $\tau = \frac{L(Y_g)}{R_L}$ .

$$i_L(t) = \frac{v_L}{R_L} + (I_o - \frac{v_L}{R_L}) * e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.2)$$

En la expresión 3.2 se puede observar que la respuesta al escalón está compuesta por dos partes: un término con una exponencial negativa correspondiente al

transitorio, y un término constante correspondiente al valor en régimen permanente  $\frac{v_L}{R_L}$ . El primero es el responsable de que la corriente en el inductor crezca de manera amortiguada, hasta alcanzar el valor de régimen permanente luego de cierto tiempo. Este comportamiento se puede observar en la simulación realizada en la figura 3.1. En la parte superior se observa la tensión de entrada y, en la inferior, la corriente del electroimán. Este análisis resulta de utilidad para conocer el comportamiento del electroimán y diseñar un controlador de corriente adecuado.

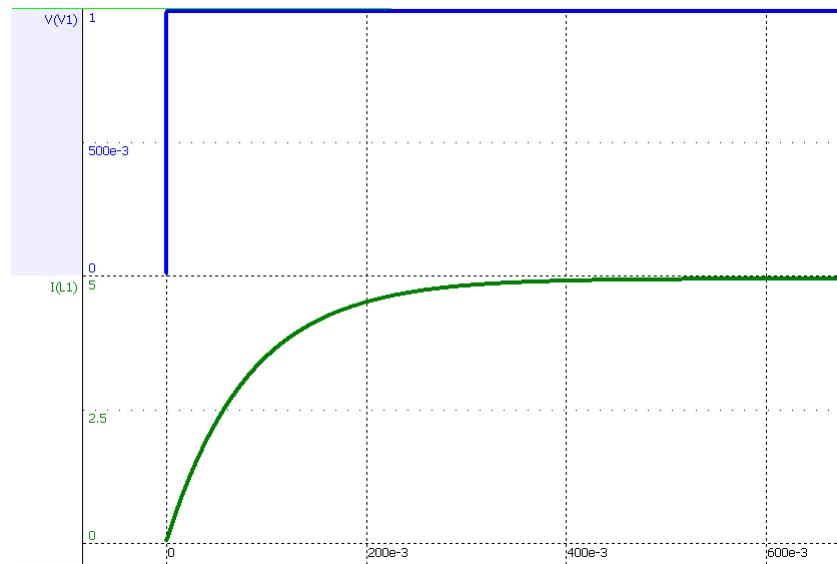


Figura 3.1: Respuesta ante una entrada en escalón.

### 3.2. Diseño del controlador

Se desea controlar el valor de la corriente que circula por el electroimán a partir de una tensión de referencia. Es decir, que la corriente ( $I_L$ ) sea proporcional a esta tensión de entrada ( $V_{ILref}$ ). Para ello, se propone implementar un controlador que actúe sobre la tensión de alimentación del electroimán ( $V_L$ ), ya que como se ve en la expresión 3.1, esta permite modificar el valor de la corriente. En la figura

[3.2](#) se ilustra el diagrama en bloques propuesto para el controlador.

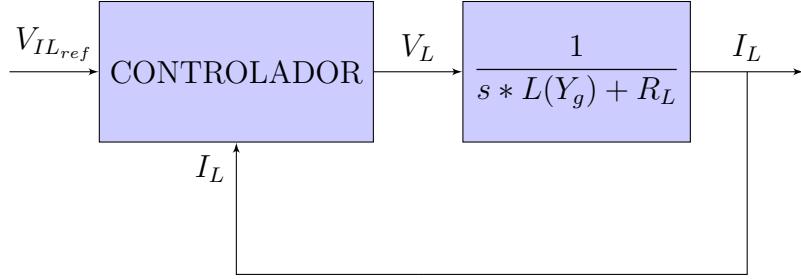


Figura 3.2: Diagrama en bloques del controlador de corriente.

Este sistema de control trabaja a lazo cerrado, es decir, mide una tensión proporcional a la corriente y luego la compara con la referencia. Este resultado es utilizado para determinar si es necesario aumentar o disminuir la corriente y, en función de ello, actuar sobre la tensión de alimentación del electroimán.

Para controlar la tensión de alimentación del electroimán se propone diseñar un controlador que trabaje en conmutación. En este tipo de controladores se alterna la alimentación del electroimán ( $V_L$ ) entre un valor superior positivo  $V_{sup}$ , y un valor inferior negativo  $V_{inf}$ . De esta manera, al controlar los tiempos de conmutación, se logra que la corriente oscile en torno a un valor medio deseado y se obtiene una forma de onda como la que se muestra en la figura [3.3](#). En ella se puede ver que esta manera de controlar la alimentación genera una corriente con oscilaciones alrededor del valor medio deseado, también conocidas como *ripple*.

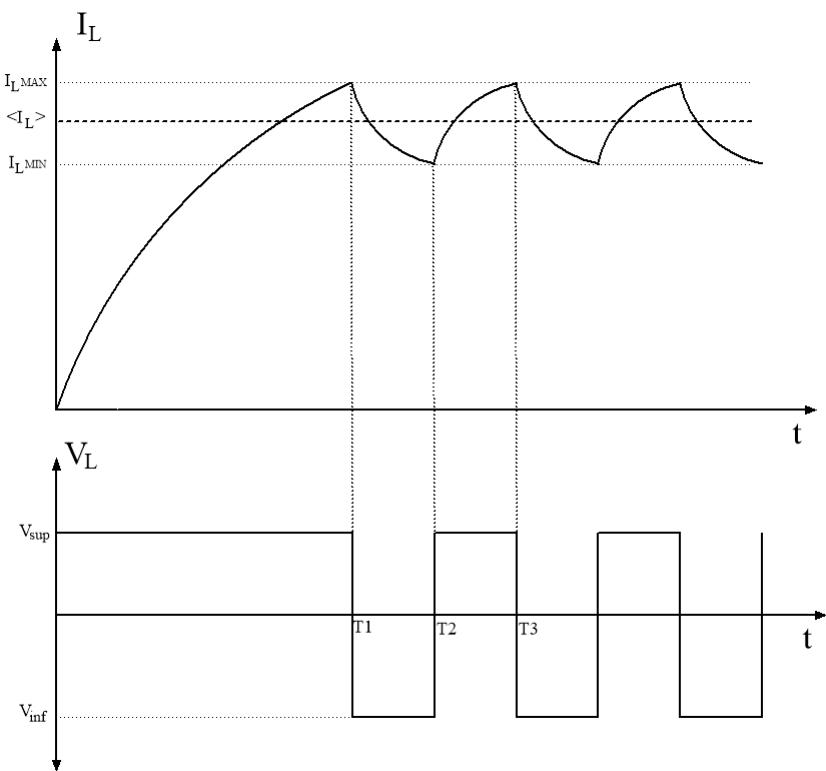


Figura 3.3: Forma de onda de corriente y tensión en el electroimán.

Al elegir un período de commutación lo suficientemente pequeño con respecto a la constante de tiempo de la planta, la forma de onda de la corriente en estado estacionario puede ser aproximada a una onda triangular como se muestra en la figura 3.4.

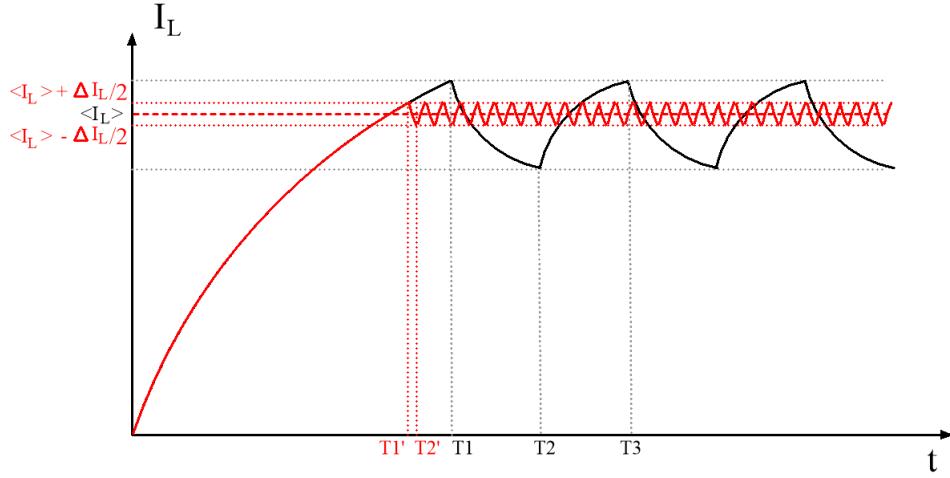


Figura 3.4: Forma de onda de corriente al disminuir el período de conmutación.

Cada tramo que compone la onda triangular puede ser aproximado con la ecuación 3.4, en donde  $I_o$  corresponde al valor de corriente en el instante en que se produce la conmutación en  $V_L$ .

$$i_L(t) = I_o - \left( I_o - \frac{V_L}{R_L} \right) * \frac{t}{\tau} \quad (3.3)$$

Al reemplazar por  $\tau = \frac{L_{(Y_g)}}{R_L}$ , resulta:

$$i_L(t) = I_o - (I_o * R_L - V_L) * \frac{1}{L_{(Y_g)}} * t \quad (3.4)$$

Es posible observar en la expresión 3.4 que existe una relación entre la pendiente y la distancia de entrehierro. Como se mencionó en la sección 1.2, para que el dispositivo de levitación magnética pueda mantener la pieza móvil suspendida debe conocer dicha distancia en todo momento. Por lo tanto se propone medirla indirectamente a través de la pendiente de la onda triangular. A continuación se analiza qué variables del sistema afectan el valor de la pendiente y si es posible

utilizarla para estimar la posición.

### 3.2.1. Análisis de estimación de distancia de entrehierro

Como se mencionó previamente, la pendiente de la onda triangular de la corriente contiene información de la distancia de entrehierro. Por lo tanto, se propone estimar el valor de la distancia a partir de la medición de dicha pendiente.

Para comenzar este análisis se deriva la expresión 3.4 con respecto al tiempo para obtener el valor de la pendiente::

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_L - I_o * R_L}{L(Y_g)} \quad (3.5)$$

Si bien la pendiente cambia según las condiciones iniciales, si se considera que:

$$V_L \gg I_o * R_L \quad (3.6)$$

De esta forma, la pendiente se puede aproximar:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_L}{L(Y_g)} \quad (3.7)$$

Como se vio en el capítulo 2, la expresión 2.11 indica que la inductancia del electroimán es inversamente proporcional a la distancia de entrehierro. Por lo tanto, reemplazando  $L(Y_g)$  en la ecuación 3.7 se llega a:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = Y_g * \frac{2}{N^2 * A * \mu_0} * V_L \quad (3.8)$$

En la expresión 3.8, la tensión con la que se alimenta al electroimán está representada por  $V_L$ . A partir de la figura 3.4 se pueden plantear dos casos para la pendiente: cuando crece (con  $V_L = V_{sup}$ ) y cuando decrece (con  $V_L = V_{inf}$ ). Por lo tanto, se obtienen dos expresiones:

$$\frac{di_L(t)}{dt}_{sup} = Y_g * \frac{2}{N^2 * A * \mu_o} * V_{sup} \quad (3.9)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt}_{inf} = Y_g * \frac{2}{N^2 * A * \mu_o} * V_{inf} \quad (3.10)$$

Como se desea realizar la estimación a partir del módulo de la pendiente, resulta conveniente que su magnitud sea igual en cada ciclo de conmutación independientemente de la tensión de alimentación aplicada. Por lo tanto, debido a que la tensión  $V_L$  es un parámetro de diseño en el sistema, se eligen valores de  $V_{sup}$  y  $V_{inf}$  que difieran en su polaridad, pero que tengan la misma magnitud. De esta forma, se define un valor para la tensión de alimentación  $V_{cc}$  tal que  $|V_{sup}| = |V_{inf}| = |V_{cc}|$  y se obtiene:

$$|\frac{di_L(t)}{dt}| = Y_g * \frac{2}{N^2 * A * \mu_o} * |V_{cc}| \quad (3.11)$$

Como se muestra en la ecuación 3.11, la pendiente varía únicamente con la distancia  $Y_g$  puesto que los demás términos son constantes.

De este análisis se llega a la conclusión de que es posible obtener una estimación de la distancia de entrehierro a partir de la medición de la pendiente de la onda triangular. Para ello se debe diseñar una fuente de alimentación que permita alternar la polaridad de la tensión aplicada al electroimán con igual magnitud

pero sentido contrario.

### 3.2.2. Lógica de control de corriente

Para controlar la corriente que circula por el electroimán y lograr la forma de onda triangular, se propone un controlador del tipo ON-OFF con el agregado de una zona de histéresis.

En la figura 3.5 se puede observar el controlador implementado, en el cual la diferencia entre la corriente de referencia y la que circula por el electroimán está representada por  $e$ . Esta última ingresa a un comparador con histéresis, que se encarga de alternar la polaridad de la tensión del electroimán según el valor de  $e$ .

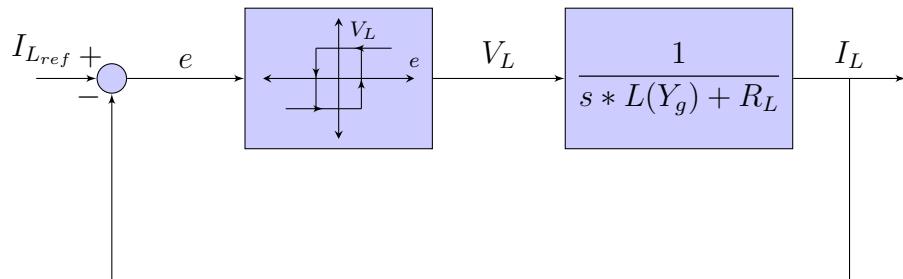


Figura 3.5: Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente

El controlador alterna la polaridad de la tensión de alimentación del electroimán, con el objetivo de que la corriente se mantenga oscilando en torno a un valor medio de referencia. Para ello se define un margen de corriente  $\Delta I_L$  de forma tal que, si la corriente que circula por el electroimán supera a la de referencia, no se producirá un cambio de polaridad en la tensión aplicada hasta que la supere por  $\frac{\Delta I_L}{2}$ . Análogamente, cuando comienza a decrecer, seguirá haciéndolo hasta que sea menor a la corriente de referencia menos  $\frac{\Delta I_L}{2}$ .

Debido a que en las sucesivas conmutaciones lo único que cambia es la polaridad de la tensión con la que se excita al electroimán, la constante de tiempo del circuito no cambia. Esto da como resultado que la corriente oscile sobre un valor medio con igual tiempo de crecimiento que de decrecimiento. La amplitud de estas oscilaciones (o *ripple*) es fija y está determinada por el ancho de histéresis con el que se diseñe el controlador.

Para lograr una forma de onda como la mostrada en la figura 3.4 el controlador debe actuar de la siguiente manera. Al iniciar, la corriente  $I_L$  es cero, dando como resultado a la entrada del comparador  $e = I_{ref}$ . Por lo tanto, el comparador excita al electroimán con  $V_L = +V_{CC}$  provocando que  $I_L$  aumente de forma exponencial hasta que el valor de  $e$  sea  $-\frac{\Delta I_L}{2}$ . Una vez alcanzado este valor, el bloque con histéresis actúa y conmuta la tensión  $V_L$  a  $-V_{CC}$ . Al hacer esto, la corriente comienza a decrecer hasta que el error sea igual a  $\frac{\Delta I_L}{2}$ . De igual forma, en este punto el bloque comparador actúa y la tensión  $V_L$  conmuta a  $+V_{CC}$ . Este ciclo se repite indefinidamente siempre y cuando la  $I_{ref}$  sea constante. En caso de que esta cambie, el sistema dejará de conmutar momentáneamente hasta que el módulo de  $e$  sea igual a  $\frac{\Delta I_L}{2}$ . Una vez igualado, el sistema volverá a conmutar.

### 3.2.3. Consideraciones prácticas del controlador de corriente

En el diagrama en bloques 3.5 se analizó la lógica de control trabajando únicamente con señales en forma de corriente. Sin embargo, para la realización práctica del controlador es conveniente trabajar con tensiones. Por lo tanto, es necesario convertir el valor de corriente del electroimán medido en un valor de tensión proporcional. Esto se realiza utilizando un sensor de corriente cuya ganancia se

simboliza con  $H(s)$ .

Para la señal de entrada  $V_{IL_{ref}}$  se adoptan valores de tensión entre  $0V$  y  $5V$ . Esto con el fin de que la implementación circuital utilice amplificadores operacionales con una fuente simple de  $5V$ .

Por otro lado, para lograr que la corriente de salida excursione entre  $0A$  a  $30A$ , a partir de una tensión de referencia de entrada ( $V_{IL_{ref}}$ ), se agrega el bloque  $K_{in}$ . Este permite asociar cada valor de corriente de salida con uno de tensión de entrada.

En el bloque de histéresis del diagrama en bloques planteado hasta ahora, se mezclan señales de niveles lógicos en su entrada con señales de potencia en su salida. Para implementar el sistema de control real se deben separar estas etapas, de manera que el comparador con histéresis tenga una salida de tensión en niveles lógicos y luego haya un bloque que amplifique esta señal para ser utilizada como alimentación del electroimán.

En la figura 3.6 se muestra el diagrama en bloques del sistema teniendo en cuenta los aspectos previamente mencionados.

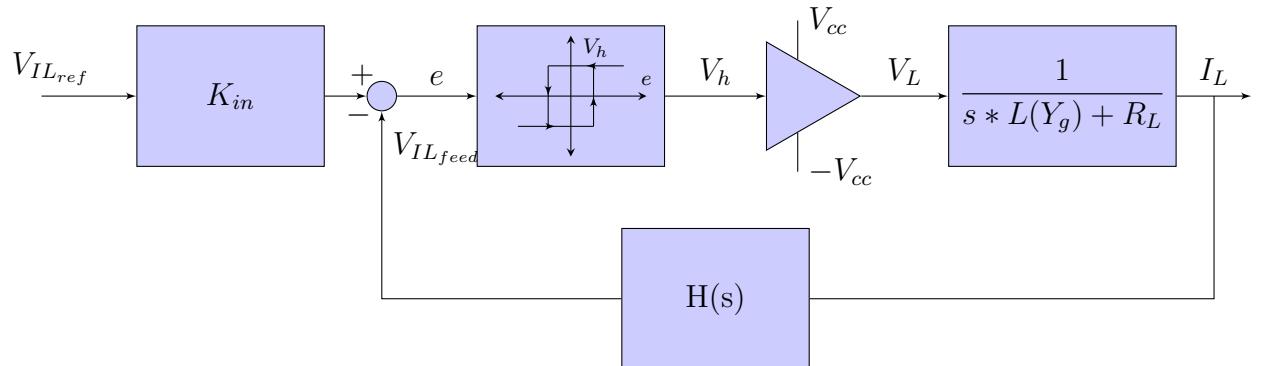


Figura 3.6: Diagrama en bloques completo del controlador de corriente.

### 3.2.4. Elección de topología de fuente de alimentación

En esta sección se plantea la topología ideal que conforma el bloque amplificador de la figura 3.6, que se encarga de entregar la tensión  $V_L$  al electroimán a partir del valor de la señal de entrada  $V_h$ .  $V_L$  puede tomar dos valores de tensión posibles:  $+V_{CC}$  si  $V_h = 5\text{ V}$ , o  $-V_{CC}$  si  $V_h = 0\text{ V}$ .

Para proveer la corriente que requiere el electroimán se decidió trabajar con una fuente conmutada. Están compuestas principalmente por llaves, que permiten circulación de corriente o la bloquean, y elementos que almacenan energía (capacitores e inductores). Las llaves cargan o descargan los elementos reactivos de manera tal de controlar el valor de corriente.

Existen diversas topologías circuitales posibles para el control de corriente de una carga inductiva. La diferencia entre ellas está en la cantidad de llaves, su ubicación y la cantidad de elementos reactivos. Por lo tanto, a continuación se analizan los aspectos que debe cumplir la fuente a diseñar para poder elegir una topología adecuada.

Como se vio en la sección 3.2.1, se planea medir indirectamente la distancia de entrehierro a través de la pendiente de la onda triangular de la corriente. A partir de esto surge la necesidad de que la magnitud de la fuente de alimentación sea igual para la carga y la descarga del electroimán, con polaridad opuesta. Por lo tanto, se debe escoger una topología que permita alternar la polaridad de la alimentación. Es decir, la fuente debe ser capaz de alimentar al electroimán con  $+V_{CC}$  en un semiciclo y con  $-V_{CC}$  en el otro.

Por otro lado, debido a que el lazo de control para el sistema de levitación magnética necesitará conocer el valor de la distancia de separación de entrehierro para

regular la fuerza ejercida, es necesario disponer de la estimación en todo momento. Por este motivo, no puede darse el caso en que el sistema deje de conmutar ya que no habría pendiente y, por ende, tampoco estimación de la distancia. Los casos en que la conmutación se podría ver afectada son los siguientes:

- Cuando el sistema arranca desde corriente cero, hasta que el valor medio supera la mitad del *ripple* de corriente ( $\Delta I_L$ ).
- Cuando la distancia de entrehierro es pequeña y se trabaja con peso reducido. En esta situación, la corriente media puede llegar a ser menor que el *ripple*  $\frac{\Delta I_L}{2}$ .

En estos casos puede darse la situación de que la corriente del electroimán tenga un valor medio mayor o igual a  $0 A$ , pero valores instantáneos negativos. Por lo tanto, se necesita una topología de fuente que permita circulación de corriente por la carga en ambos sentidos.

Por estos motivos se propone utilizar una topología de puente H completo compuesto por cuatro llaves como se muestra en la figura 3.7.

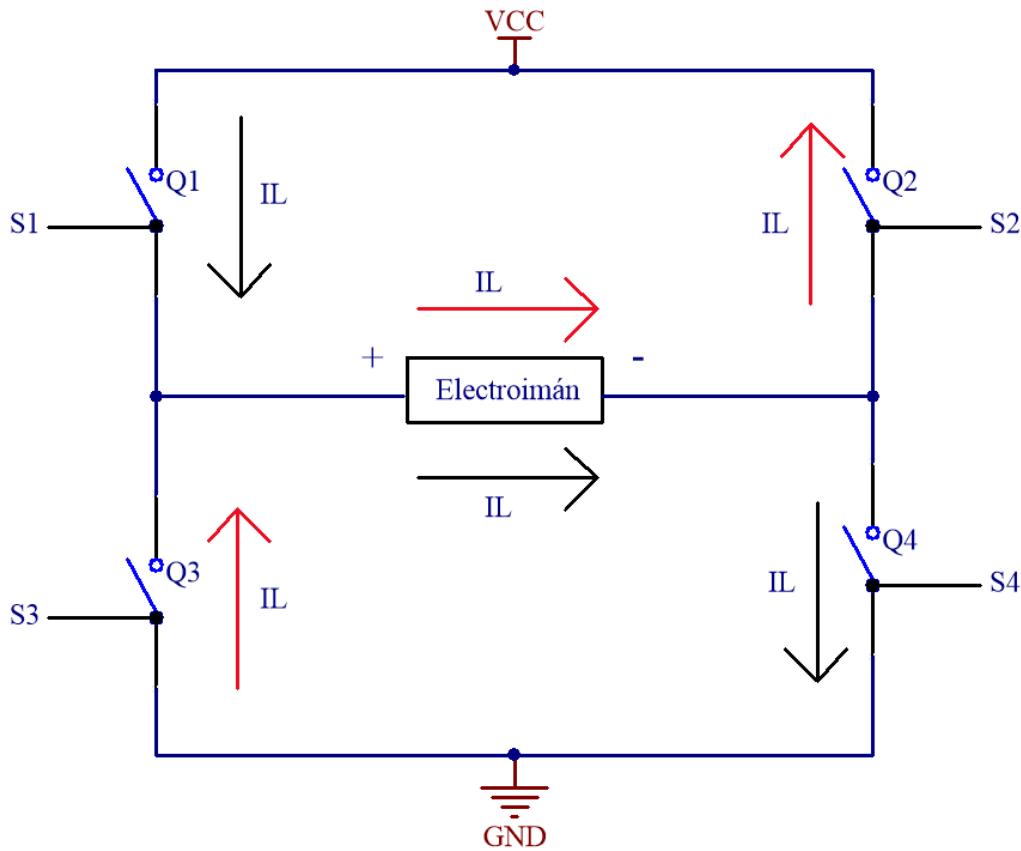


Figura 3.7: Topología de puente H.

Esta topología permite el control individual del estado de cada llave por medio de las señales de control ( $S_x$ ). Cada una tiene dos estados posibles: abierto ( $S_x = 0$ ), no conduce corriente; y cerrado ( $S_x = 1$ ), conduce corriente sin caída de tensión en la llave. Las llaves se activan de a pares y, al combinar los valores de las señales de control de cada llave, se pueden generar distintas diferencias de potencial sobre el electroimán. A continuación se muestra una tabla con las posibles combinaciones de pares de llaves, y diferencia de potencial resultante en el electroimán ( $V_L$ ):

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_L$
1	1	0	0	0
1	0	1	0	x
1	0	0	1	$+V_{cc}$
0	1	1	0	$-V_{cc}$
0	1	0	1	x
0	0	1	1	0

Tabla 3.1: Combinaciones de llaves

En la tabla 3.1 se observa que de todas las combinaciones posibles, solo dos de ellas generan una diferencia de potencial  $\pm V_{cc}$  sobre el electroimán. Estas son  $S_1$  y  $S_4$  cerrados y  $S_2$  y  $S_3$  abiertos para  $V_L = +V_{cc}$ , o con  $S_2$  y  $S_3$  cerrados y  $S_1$  y  $S_4$  abiertos para  $V_L = -V_{cc}$ . Al controlar el estado de las llaves alternando entre estas dos combinaciones, se logra una alimentación simétrica de la carga.

Debido a que solo se utilizan estas dos combinaciones, se puede reducir la cantidad de señales que controlan el sistema:  $S_1 = S_4$ ,  $S_2 = S_3$  y  $S_1 = \overline{S_2}$ . Por lo tanto se define una nueva señal de control  $S_T$  tal que  $S_T = S_1 = \overline{S_2} = \overline{S_3} = S_4$ . El puente completo puede ser controlado por una sola señal, lo que simplifica el diseño de la etapa de lógica de control. Esta señal se corresponde con la entrada  $V_h$  del bloque amplificador en la figura 3.6.

Para esta aplicación en particular, la fuerza magnética es siempre en el mismo sentido, independientemente del sentido en que circule la corriente. Por lo tanto, se adopta como sentido de circulación positivo de izquierda a derecha como lo indican las flechas en la figura 3.7.

### 3.2.4.1. Funcionamiento del puente H

Para poder obtener una forma de onda de corriente como la que se muestra en la figura 3.3, comenzando desde corriente nula, se debe controlar el estado de las llaves de la siguiente manera:

- En principio se cierran las llaves  $Q_1$  y  $Q_4$  a la vez con  $S_T = 1$ , generando un circuito entre  $V_{CC}$ , el electroimán y GND como indican las flechas negras en la figura 3.7. De esta forma, la corriente comienza a crecer con forma de exponencial negativa.
- Al llegar al límite superior de corriente ( $I_{L_{MAX}}$ ), se debe conmutar el estado de la señal de control ( $S_T = 0$ ), de manera que  $Q_1$  y  $Q_4$  dejen de conducir, y comiencen a hacerlo  $Q_2$  y  $Q_3$ . De esta manera, la corriente seguirá circulando en el mismo sentido como indican las flechas rojas, pero ahora la diferencia de potencial en los bornes del electroimán se opone al paso de la corriente, por lo que su magnitud comienza a decrecer.
- Una vez alcanzado el límite inferior de corriente ( $I_{L_{MIN}}$ ), se vuelve a conmutar el estado de la señal de control ( $S_T = 1$ ) para que la corriente vuelva a crecer.
- Este ciclo se repite en régimen permanente para que el valor medio de la corriente generada coincida con la deseada.

Es importante tener en cuenta que sólo dos llaves pueden encenderse a la vez, y esto debe realizarse de manera diagonal. Es decir, en la figura 3.7,  $Q_1$  y  $Q_4$  pueden estar encendidos, mientras que  $Q_3$  y  $Q_2$  están apagados, y viceversa. Esto es debido a que si se encendieran a la vez  $Q_1$  y  $Q_3$  o  $Q_2$  y  $Q_4$  se generaría un cortocircuito entre la fuente de alimentación y GND, produciendo una circulación

de corriente elevada que podría dañar el sistema y la fuente de alimentación. Esta restricción será tenida en cuenta en el momento de diseñar el circuito encargado de controlar estas llaves.

El valor de tensión de la fuente de alimentación utilizada para el puente H está basado en la versión anterior del dispositivo, por lo que se utiliza  $V_{CC} = 24\text{ V}$ .

### 3.3. Elección y cálculo de parámetros del controlador

En esta sección se determinarán los parámetros críticos para el correcto funcionamiento del controlador de corriente.

#### 3.3.1. Cálculo de ancho de histéresis

Al trabajar en commutación se está excitando al sistema, en estado estacionario, con una onda cuadrada en tensión. Como se mencionó previamente, la forma de onda de la corriente debe ser triangular de forma que esta oscile sobre un valor medio generando una fuerza constante con pequeñas variaciones que no afectan la dinámica de la planta. Para lograr esto, la frecuencia de commutación debe ser al menos 100 veces mayor que la frecuencia del polo de la planta obtenida en [2.32](#).

De esta forma la dinámica de la planta y la respuesta a los transitorios no se ven afectadas. Por lo tanto, dado que el polo se ubica en  $70\text{ r/s}$  se debe commutar a una frecuencia de  $\omega_{planta} \geq 7000\text{ r/s}$  (expresada en Hz resulta  $F_{planta} \geq 1\text{ kHz}$ ).

Por lo tanto, como la frecuencia mínima es  $F_{planta}$ , y considerando que el tiempo en que crece la corriente es igual al que decrece, se obtiene que el tiempo máximo

que puede tener la sección creciente de la corriente es igual a  $t_{max} = 500 \mu s$ .

A partir de la expresión 3.2 se puede obtener el valor máximo de *ripple* cuando  $t = t_{max}$ , considerando que la corriente inicial es  $I_{min}$  y que la corriente final es  $I_{min} + \Delta I_L$

$$I_{min} + \Delta I_{L_{max}} = \frac{V_{CC}}{R_L} + (I_{min} - \frac{V_{CC}}{R_L}) * e^{-\frac{t_{max}}{\tau}} \quad (3.12)$$

De la ecuación 3.12 se obtiene el valor máximo que se le puede asignar a  $\Delta I_L$ .

$$\Delta I_{L_{max}} = 6.06 * 10^{-3} * (\frac{V_{CC}}{R_L} - I_{min}) \quad (3.13)$$

El controlador de corriente tendrá una corriente media variable entre 0 A y 30 A, por lo que se debe satisfacer la expresión 3.13 para cualquier valor de corriente dentro de ese rango. De esta forma, se plantean dos casos:  $I_{min} = 0A$  e  $I_{min} = 30A$ . Para el primero se obtiene que  $\Delta I_{L_{max}} = 727 mA$  y en el segundo  $\Delta I_{L_{max}} = 541.6 mA$ . Por lo tanto, se elige un ancho de histéresis de 500 mA ya que cumple las dos condiciones.

Entonces, con este ancho de histéresis elegido se obtiene una frecuencia de conmutación de la planta (calculada para el peor caso de corriente  $I_{min} = 30 A$ ):

$$F_{planta} = 1092 Hz \quad (3.14)$$

### 3.3.2. Cálculo de ganancia de entrada

Como se observa en el diagrama en bloques de la figura 3.6, la etapa de entrada consiste en la ganancia  $K_{in}$  y el restador con la señal realimentada. El objetivo

es que una tensión de referencia en la entrada entre 0 V y 5 V se corresponda de manera lineal con una corriente de salida entre 0 A y 30 A (en valor medio). Por lo tanto, se obtiene una ganancia del controlador de corriente de 6 A/V. Si bien aún no se eligió el sensor de corriente que será utilizado, puede considerarse su ganancia de continua  $H(s = 0)$ , denominada  $H_0$ . En la expresión 3.15 se muestra la ganancia de entrada en función de  $H_0$  para poder calcularla una vez elegido el sensor.

$$K_{in} = \frac{30 \text{ A} * H_0}{5 \text{ V}} = 6 * H_0 \quad (3.15)$$

## 3.4. Diseño circuital del controlador de corriente

En esta sección se realiza la implementación circuital de cada bloque planteado en la sección anterior, teniendo en cuenta consideraciones prácticas para cada uno.

### 3.4.1. Elección del sensor de corriente

Como se mencionó previamente es necesario realizar una medición sobre la corriente que circula por el bobinado del electroimán para que luego el controlador pueda actuar en consecuencia. Es importante conocer tanto su valor medio como su *ripple*. Es por ello que se debe idear una estrategia de medición que represente correctamente esta forma de onda cuyo valor medio puede alcanzar valores desde 0 A hasta 30 A con un *ripple* de 500 mA.

En esta sección se analizan dos alternativas para lograr este objetivo. La primera

mediante una resistencia en serie al electroimán y la segunda utilizando un sensor de efecto Hall.

### 3.4.1.1. Análisis de medición de corriente mediante resistencia shunt

Una forma de medir la corriente es utilizar una resistencia de valor  $R_s$  en serie con el electroimán como se muestra en la figura 3.8, y medir en sus terminales la diferencia de tensión generada por la corriente. A partir de esta tensión ( $V_s - V_a$ ) se puede utilizar la ley de Ohm para conocer el valor de corriente:

$$I_L = \frac{V_s - V_a}{R_s} \quad (3.16)$$

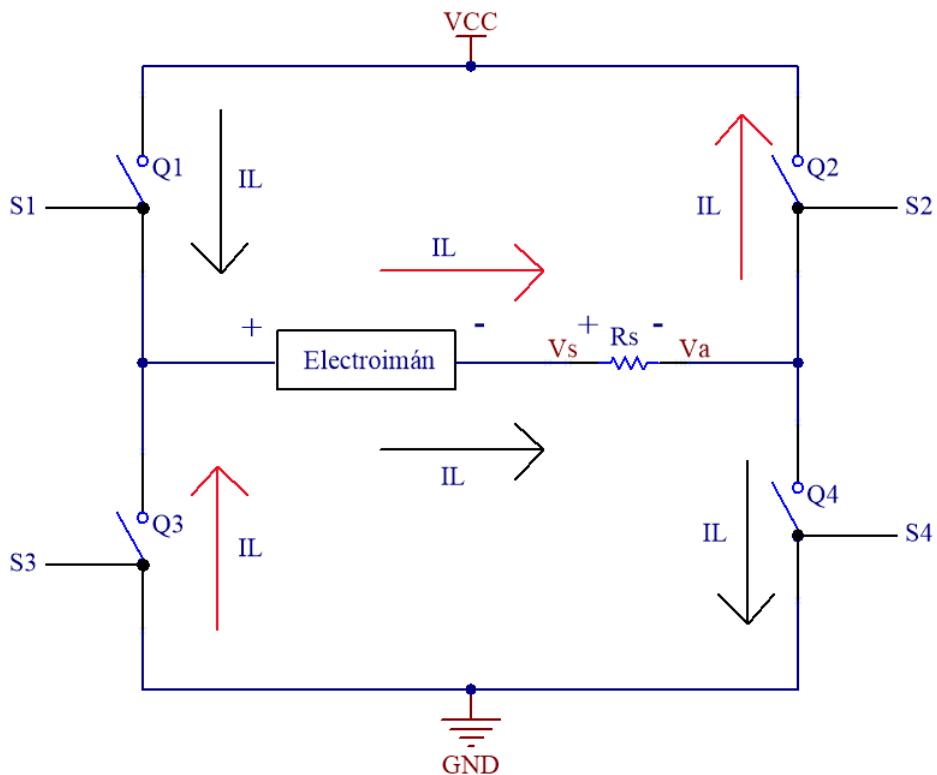


Figura 3.8: Puente H con resistencia de sensado de corriente ( $R_s$ ).

Como se observa en el diagrama en bloques 3.6, la ganancia de realimentación  $H(s)$  corresponde al valor de la resistencia  $R_s$ .

Si bien es posible utilizar este método para medir la corriente, se presentan algunos inconvenientes en su implementación circuital que se mencionan a continuación.

El primero es que al agregar una resistencia en serie al electroimán se introduce una mayor disipación de potencia en el sistema. Para intentar reducir los efectos de este problema se podría elegir un valor de resistencia lo suficientemente bajo para que su consumo de potencia sea despreciable. Por ejemplo, si se adopta una resistencia de  $10 \text{ m}\Omega$  el valor de pérdidas de potencia es de  $4 \text{ W}$ , que es un valor aceptable frente a al consumo del electroimán que es de  $80 \text{ W}$  (considerando una corriente de  $20 \text{ A}$ ).

El segundo inconveniente es que se altera la dinámica de la planta, ya que la constante de tiempo cambia a  $\tau = \frac{L}{R_L + R_s}$ . Sin embargo, el electroimán presenta una resistencia interna de  $0.2 \Omega$ , por lo que una resistencia de sensado con valor  $10 \text{ m}\Omega$  no afectaría en gran medida su comportamiento.

El tercero es que se debe realizar una medición de tensión flotante. Esto se debe a que la resistencia, al estar en serie con el electroimán, no tiene ningún punto de medición referido a masa. Por lo tanto, se debe utilizar un amplificador que mida tensión en modo diferencial para luego obtener una señal en modo común. El inconveniente que se presenta es que cada uno de los puntos de medición se encuentra a un alto potencial respecto de masa y, además, este cambia en cada conmutación. Esto genera que durante los transitorios de conmutación haya ruido en la medición diferencial.

Debido a que se requiere medir el valor de corriente sin que el ruido de modo común altere la medición, se propone analizar otra alternativa que sea inmune a

dicho efecto.

### **3.4.1.2. Análisis de medición de corriente mediante sensor de efecto Hall**

Dado que la medición con una resistencia de shunt introduce ruido ocasionado por la commutación de las llaves, se plantea como alternativa utilizar un sensor de efecto Hall. Estos dispositivos miden el campo magnético generado por la corriente, entregando a su salida una tensión proporcional a ésta. La principal ventaja que presentan es que el campo magnético medido sólo es sensible a las variaciones de corriente y no a las commutaciones de tensión.

Existen una gran variedad de estos sensores en el mercado, cada uno con diferentes características. A continuación se mencionan los criterios que se tendrán en cuenta para la elección del sensor:

- Debe ser capaz de medir y presentar una transresistencia lineal entre  $0\text{ A}$  y  $30\text{ A}$ .
- El ancho de banda debe ser mucho mayor al polo de la frecuencia de commutación del controlador de corriente ( $1\text{ kHz}$ ) para poder conservar la forma de onda de la corriente triangular a medir. Por lo tanto, debe ser al menos de  $100\text{ kHz}$ .

A partir de estas características se decidió utilizar el sensor HO 15-NP-0000 [1]. Este permite medir una corriente de  $\pm 37.5\text{ A}$  con un ancho de banda de  $250\text{ kHz}$  y una transresistencia de  $H(s) = H_0 = 53.33\text{ mV/A}$  en todo el rango de corriente. Además, presenta alta inmunidad a interferencias externas. Por otro lado, requiere una fuente de alimentación simple de  $5\text{ V}$ .

Este sensor tiene la capacidad de medir tanto corrientes en sentido positivo, como negativo. Para ello admite una tensión de operación ( $V_{op}$ ) de  $2.5\text{ V}$ , la cual se corresponde a la salida cuando la corriente es nula. Cuando la circulación de corriente es en sentido positivo, la salida del sensor resulta en una tensión mayor a  $2.5\text{ V}$  y, para negativas, menor.

De esta forma, el bloque  $H_0$  de realimentación queda definido como:

$$H_0 = \frac{V_{IL_{feed}}}{I_L} = 53.33 \frac{\text{mV}}{\text{A}} \quad (3.17)$$

### 3.4.1.3. Conexión de sensor en el puente

El sensor se conecta dentro del puente H de la manera que se muestra en la figura 3.9. Entre sus conexiones mas relevantes se encuentran la entrada de alimentación (pin 1), la entrada de corriente del electroimán (pines 8, 9, 10), la salida de corriente (pines 11, 12, 13), la entrada de tensión de referencia (pin 4) y la señal de salida  $V_{sns}$  (pin 3). Esta última está dada por la ecuación 3.18.

$$V_{sns} = I_L * H_0 + V_{op} \quad (3.18)$$

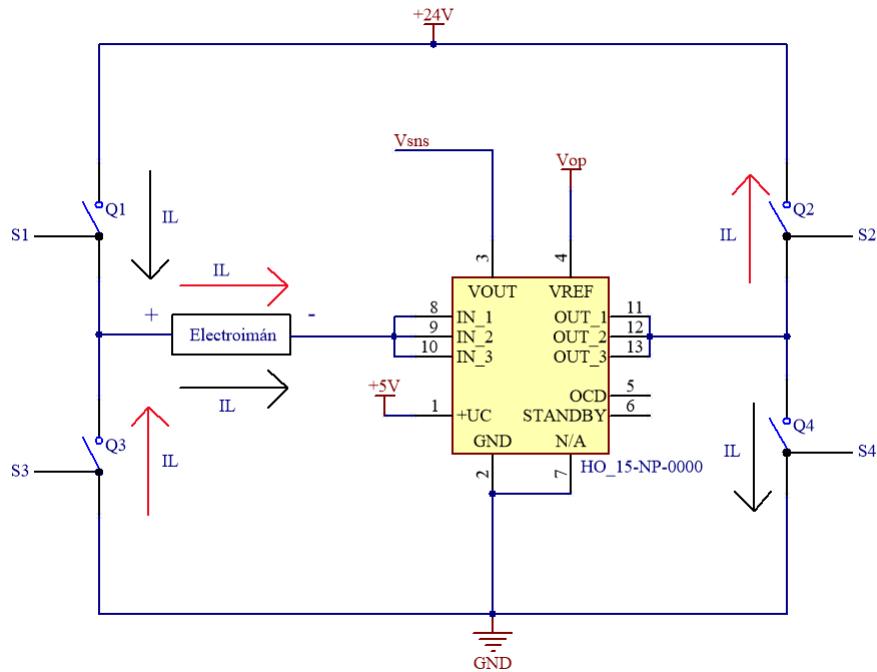


Figura 3.9: Sensor de corriente dentro del puente H.

### 3.4.2. Elección de llaves de conmutación

Las llaves de conmutación ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  y  $Q_4$ ) que se muestran en la figura 3.7 son ideales: presentan resistencia nula al estar en conducción e infinita al estar en estado abierto. Sin embargo, en la práctica, estas llaves se implementan por medio de dispositivos semiconductores cuyas características no son ideales pero pueden ser elegidos de manera que no se modifique la dinámica de la planta y la disipación de potencia sea despreciable.

Para la implementación de las llaves se analiza la utilización de dispositivos semiconductores pertenecientes a la clase transistores. En el mercado existe una amplia variedad de ellos, entre los que se encuentran los transistores bipolares de juntura (BJT), los transistores de efecto de campo metal-oxido-semiconductor

(MOSFET), entre otros.

Para este dispositivo se analiza la elección del transistor mas apropiado entre los BJT y los MOSFET. En la figura 3.10 se muestra el símbolo eléctrico de cada uno, con el nombre de sus terminales. Cada uno de ellos posee características distintivas que lo hacen más o menos apropiado para cada aplicación en particular.

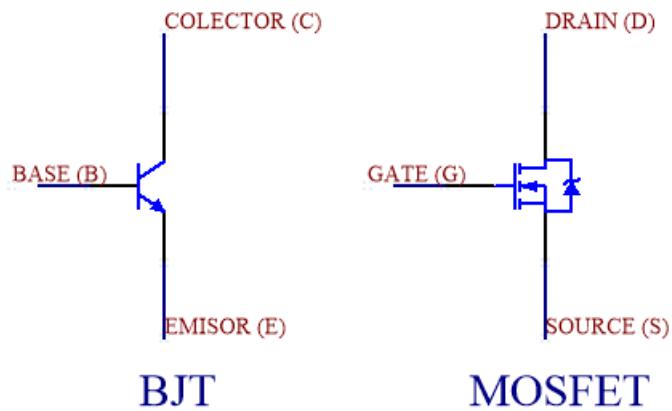


Figura 3.10: Representación circuital de transistores BJT y MOSFET.

Estos dispositivos presentan diferencias en cuanto a su mecanismo interno de funcionamiento y forma de utilización. En la tabla 3.2 se resumen las características principales de cada tipo:

Tipo	<i>BJT</i>	<i>MOSFET</i>
Manejo del <i>gate</i>	Por corriente	Por voltaje
Velocidad de conmutación	Lento	Rápido
Diodo antiparalelo	No presente	Presente entre <i>source</i> y <i>drain</i>
Caída de tensión en conducción	Depende de tensión $V_{CE}$	Depende de resistencia $R_{ds}$
Dirección de corriente	En un solo sentido	En ambos sentidos

Tabla 3.2: BJT vs MOSFET

Dadas las características de cada uno mostradas en la tabla 3.2, resulta conveniente que el dispositivo elegido permita la circulación de corriente en ambos sentidos (o que no requiera del agregado de componentes externos para lograrlo), permita rápidas conmutaciones y dispongan de diodos antiparalelo que permitan la circulación de corriente para cargas inductivas al momento de conmutación de las llaves. Por lo tanto, se decide utilizar la tecnología MOSFET.

Para la elección del modelo que se utilizará se tienen en cuenta los siguientes requerimientos: debe soportar una corriente ( $I_D$ ) mayor a  $30\text{ A}$ , una tensión entre *drain* y *source* ( $V_{DS}$ ) mayor a  $24\text{ V}$ , y baja resistencia en estado de conducción ( $R_{DS_{ON}}$ ).

Por lo tanto, se decide utilizar los MOSFET IPB160N04 [2] ya que, ademas de cumplir con los requerimientos: soportan una  $I_{D_{MAX}} = 160\text{ A}$ , una tensión  $V_{DS_{MAX}} = 40\text{ V}$  y una  $R_{ds} = 1.6\text{ m}\Omega$ , fueron probados en el prototipo anterior. Estos transistores son de tipo N y, para que estén en estado de conducción con la  $R_{ds}$  especificada anteriormente, debe aplicarse una tensión entre *gate* y *source* mínima de  $V_{gs} = 7\text{ V}$ .

Para lograr una conmutación sincronizada de los MOSFET se necesita un dispositivo que permita activar los pares de transistores de forma sincronizada con una tensión adecuada en sus *gates*. Este dispositivo tiene el nombre de MOSFET *driver* e integran varias funcionalidades útiles para el control de los mismos.

### 3.4.2.1. Componentes auxiliares para los MOSFET

Para el correcto funcionamiento de los MOSFET es necesario agregar circuitería de protección y acondicionamiento como se muestra en la figura 3.11.

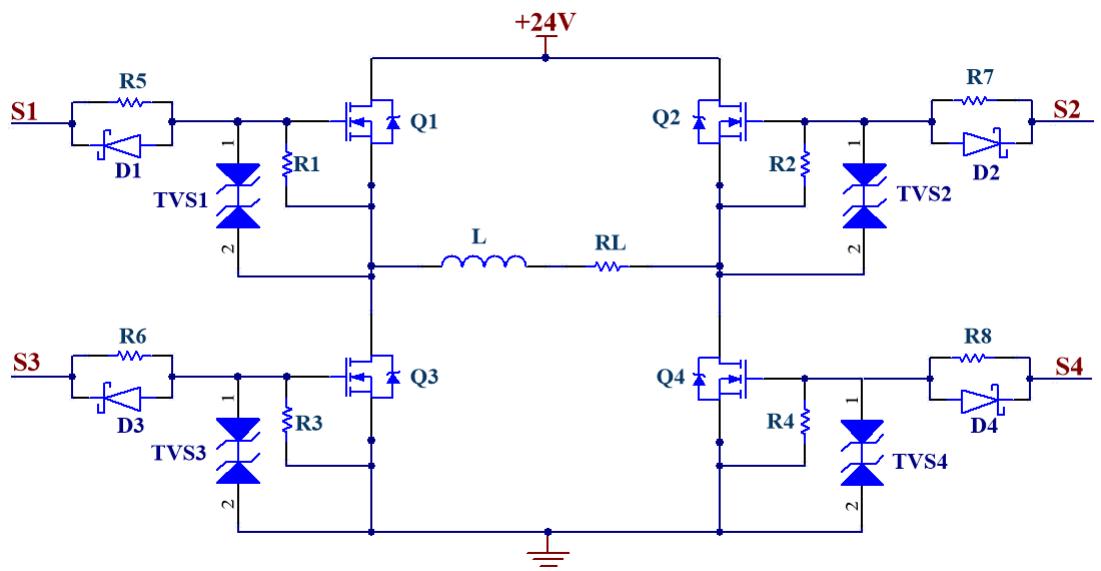


Figura 3.11: Componentes auxiliares para la protección de los MOSFET.

#### 3.4.2.1.1 Resistencias de descarga de *gate*

Se colocan resistencias que conectan el *gate* y el *source* de cada MOSFET en el puente H. Estas se observan en la figura como  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  y tienen el objetivo de evitar que el *gate* 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 elige un valor de  $4.7\text{ k}\Omega$  para las resistencias debido a que permite que el *gate* se descargue en un tiempo rápido, sin generar un consumo de corriente elevado de la señal de control del *gate*.

#### 3.4.2.1.2 Protección de sobretensión del *gate*

El *gate* de los MOSFET es sensible a las sobretensiones: soporta como máximo  $\pm 20\text{ V}$ . Una descarga electrostática (ESD) puede sobrepasar ampliamente este valor de tensión y dañar el MOSFET 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. Estos se observan como  $TVS_1$ ,  $TVS_2$ ,  $TVS_3$  y  $TVS_4$  en la figura 3.11. Se eligen los TVS SMAJ15 [3] con una tensión bidireccional de  $\pm 15\text{ V}$ .

#### 3.4.2.1.3 Resistencia y diodo en serie al *gate*

Debido a que existen inductancias parásitas en el *gate*, y que este tiene una impedancia de entrada capacitiva, se forma un circuito resonante LC. Al hacer una conmutación de tensión se pueden generar oscilaciones en la señal de control, lo que puede provocar una incorrecta activación del MOSFET. Para reducir este inconveniente se agrega resistencia en serie al *gate* en el circuito ( $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  y  $R_8$ ), con el objetivo de amortiguar las oscilaciones. Esto trae la desventaja de que hace mas lenta la velocidad de encendido y apagado. Por otro lado, como se desea apagar el MOSFET en el menor tiempo posible, se genera un camino de descarga del *gate* a través de un diodo en paralelo a la resistencia ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y

$D_4$ ).

Para el diseño del circuito impreso de esta etapa se propone en principio utilizar resistencias de  $0\Omega$  y que, en caso de resultar necesario, puedan ser reemplazadas por un valor de resistencia adecuado.

### 3.4.3. Elección y análisis del *driver* de corriente

Como se mencionó en la sección 3.4.2, se necesita agregar al circuito un *driver* de MOSFET. Para ello se elige el *driver* HIP4081A [4]. Este dispositivo requiere una fuente de alimentación simple de  $12V$  y permite el control de un puente completo a partir de señales de control con niveles lógicos entre  $0V$  y  $5V$ . Estas señales de control son  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  y  $S_4$ , que ingresan a los pines AHI, BHI, ALI y BLI respectivamente.

La topología del puente H con el *driver* puede verse en la figura 3.12 donde las salidas de control del HIP4081A se conectan a los gates de los MOSFET.

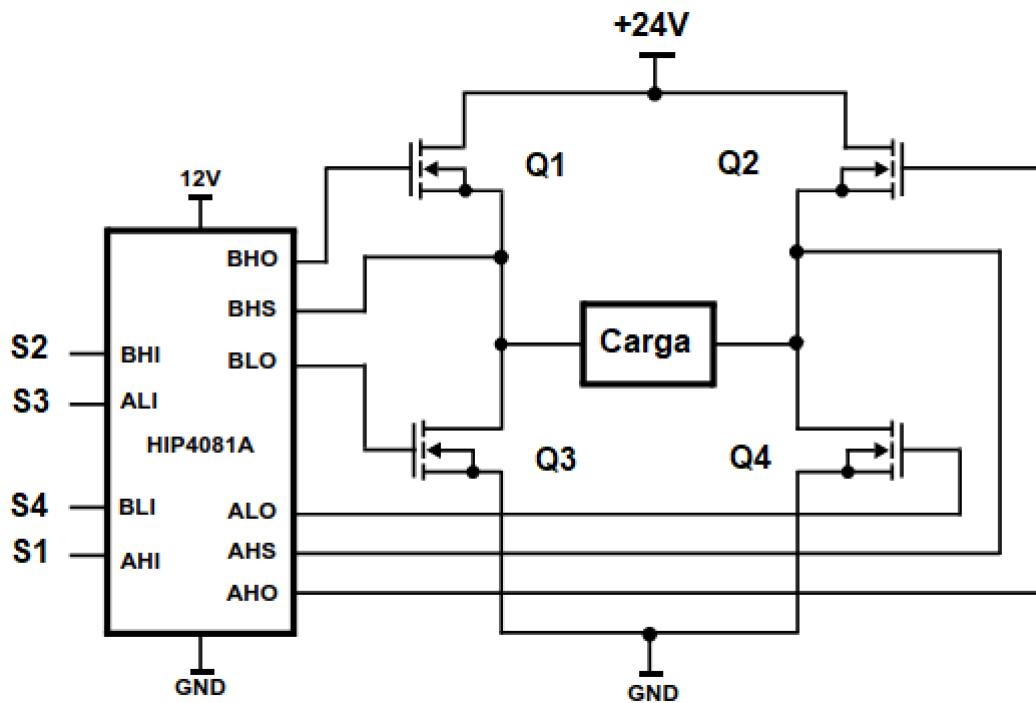


Figura 3.12: Conexión entre puente H y MOSFET *driver*.

Dado que 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  $V_{gsmin}(ON) = 7 V$ . Esto no es un problema para los dos MOSFET 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, 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 hace uso de una funcionalidad que presenta el *driver* HIP4081A: entregar una diferencia de tensión mayor a +24 V a partir de una tensión flotante con una configuración de *bootstrap*.

En la figura 3.13 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 *bootstrap driver* permite obtener en el *gate* del MOSFET superior, una tensión de  $36\text{ V}$  respecto a GND, de manera que se logra una diferencia de tensión mayor a  $7\text{ V}$  entre *gate* y *source*.

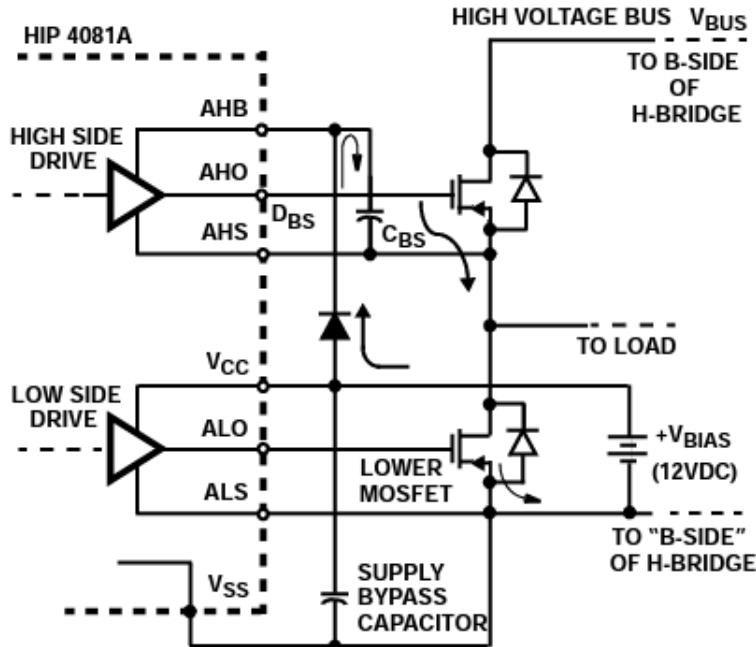


Figura 3.13: Configuración *bootstrap* simplificada.

El *bootstrap driver* 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  $12\text{ V}$

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 cortocircuito 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 en funcionamiento: con el transistor  $Q_2$  encendido ( $ALO = V_{CC}$ ),  $Q_1$  apagado ( $AHO = AHS = 0\text{ V}$ ) y la corriente circulando de izquierda a derecha como lo indica la figura 3.13. 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 MOSFET inferior del lado A y el superior del lado B. Esto provoca que el source del transistor 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  $Q_1$ . 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  $V_{cc}$  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 *bootstrap* 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 MOSFET esté encendido.

### 3.4.4. Configuración de 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 [2] se obtiene que este tiempo es de  $63\text{ ns}$  (teniendo en cuenta el  $T_{OFF}$  y el  $T_{FALL}$ ). Por lo tanto, se elige que el tiempo muerto sea de  $100\text{ ns}$  para tomar un margen.

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

### 3.4.5. Dimensionamiento de capacitor de *bootstrap*

Para el dimensionamiento del capacitor de *bootstrap* se tuvieron en cuenta sugerencias y procedimientos descriptos en [5] y [4].

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

En la sección 3.4.2.1.1 se agregaron resistencias de protección entre *gate-source*. Debido a la diferencia de tensión entre *gate-source*, se genera una corriente constante en estas resistencias durante el tiempo que el MOSFET esté encendido, que también debe ser provista por el capacitor de *bootstrap*.

Cuando el MOSFET *driver* recibe una entrada que activa un transistor del lado superior, este comienza a cargar el *gate* con ayuda de la tensión que brinda el capacitor de *bootstrap* asociado a ese MOSFET. El capacitor de *bootstrap* entrega energía durante la carga del *gate* y durante todo el tiempo que el transistor 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 MOSFET. Debido a que la implementación del *driver* de corriente utiliza un controlador por histéresis, no es posible asegurar que haya una commutación en un periodo regular.

Para poder asegurar un período de commutación constante y conocido se agrega un bloque que superpone una commutación de alta frecuencia a la señal de control que ingresa al MOSFET *driver*. De esta manera se producen commutaciones en un intervalo regular que permiten la carga de los capacitores de *bootstrap*. El diagrama en bloques resultante se muestra en la figura 3.14.

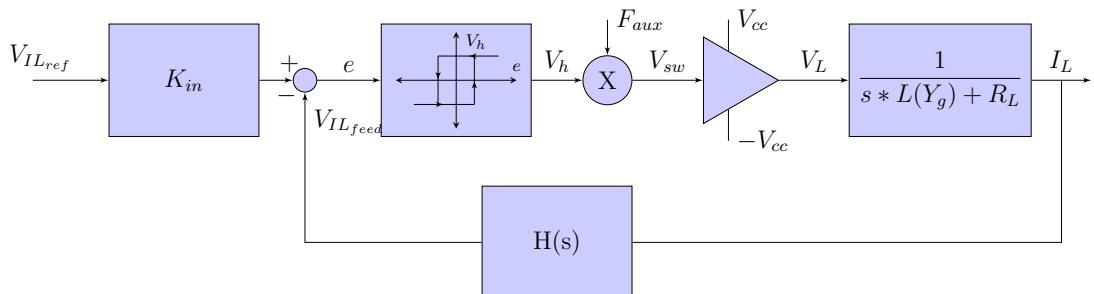


Figura 3.14: Diagrama en bloques del controlador de corriente con commutación auxiliar.

Se adopta una frecuencia de conmutación auxiliar de  $F_{aux} = 50 \text{ kHz}$  y se hace variar el ciclo de trabajo de la señal  $V_{sw}$  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 %.

Por otro lado, el capacitor debe entregar corriente al diodo de *bootstrap* cuando este queda en inversa ( $I_{DR}$ ). El componente elegido para este diodo es el RSX205LAM30TR. También debe 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 este capacitor:

$$Q_{BS} = C_{BS} * \Delta V_{BS} \quad (3.19)$$

En la ecuación 3.19,  $Q_{BS}$  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 MOSFET, es necesario que  $Q_{BS}$  pueda abastecer también al *gate*, al diodo en inversa y a la resistencia entre *gate-source*. Por lo tanto:

$$Q_{BS} > Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{F_{aux}} \quad (3.20)$$

Donde:

- $Q_G$  = Carga total que se debe entregar al *gate* del MOSFET.

- $Q_{RR}$  = Carga entregada al diodo en inversa durante el tiempo de recuperación (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*.
- $F_{aux}$  = frecuencia de conmutación.

Por lo tanto, al reemplazar la ecuación 3.19 en la 3.20 resulta:

$$C_{BS} > \frac{Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{F_{aux}}}{\Delta V_{BS}} \quad (3.21)$$

Según la hoja de datos [2] del MOSFET IPB160N04, se obtiene que  $Q_G = 170 nC$ .

Por lo tanto, al adoptar una caída de tensión tolerable en el capacitor de  $\Delta V_{BS} = 0.1 V$ , 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 [6], que  $I_R$  es igual a  $0.1 A$  y el tiempo de recuperación de inversión es de  $12.5 ns$ . Por lo tanto, la carga de recuperación resulta de  $0.625 nC$ . Además, la corriente inversa de fuga del diodo de *bootstrap* tiene un valor de  $I_{DR} = 2 mA$  ( $@ T = 75^\circ C, V_R = 24 V$ ).

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* ( $V_B = 12 V$ ) dividido el valor de la resistencia *gate-source*, que es de  $4.7 k\Omega$ . Por lo tanto,  $I_{GS} = 2.55 mA$ .

Al reemplazar los valores obtenidos en 3.21, se obtiene:

$$C_{BS} > \frac{170 nC + 0.625 nC + \frac{2mA+2.55mA}{50kHz}}{0.1 V} \quad (3.22)$$

$$C_{BS} > 2.61 \mu F \quad (3.23)$$

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 capacidores de *bootstrap* en paralelo de  $5.6 \mu F$  cada uno, con el objetivo de reducir la resistencia serie.

### 3.4.6. Dimensionamiento de los capacitores de fuente

Para reducir el consumo de potencia de la red se utilizan capacitores en paralelo a la fuente de  $+24 V$ . Esto permite que, una vez que la fuente cargó inicialmente el inductor, en las comutaciones sucesivas la carga del inductor pase a dichos capacitores en un semiciclo y viceversa en el otro ciclo de comutación. 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  $V_{cc}$ .

En la figura 3.15 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 3.16

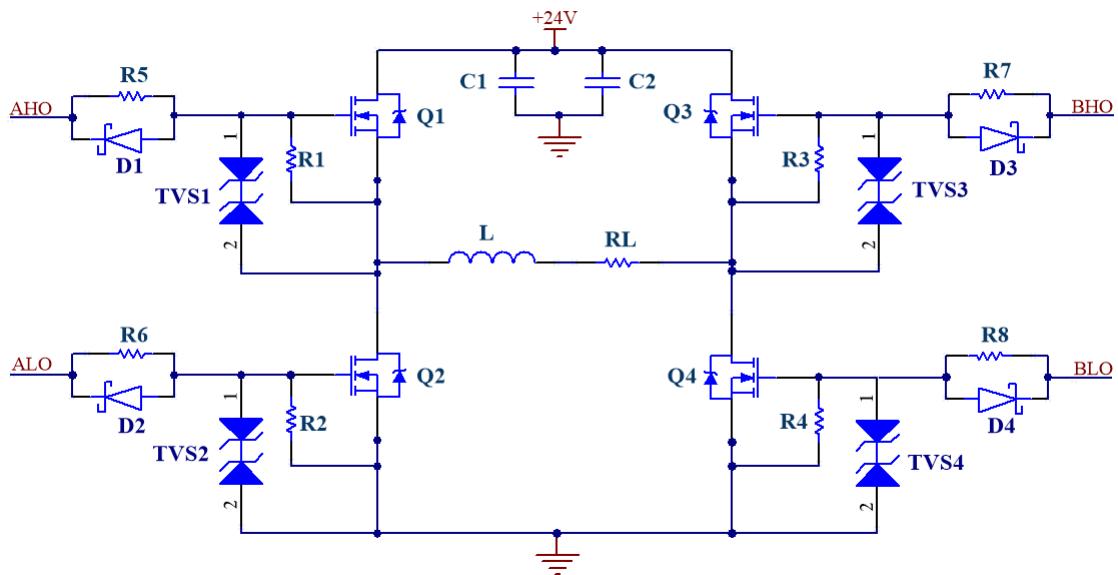
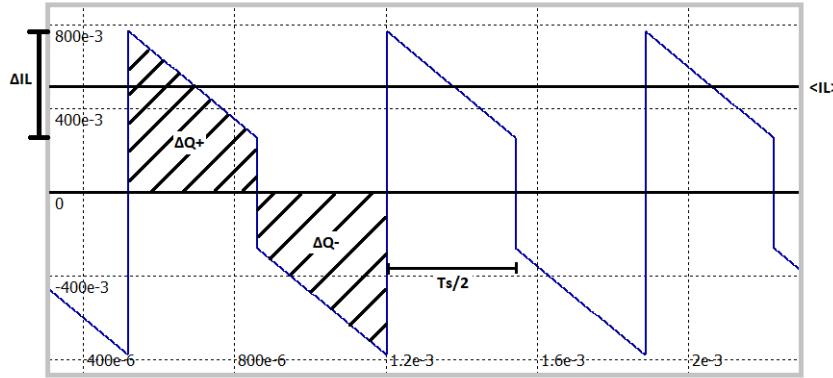


Figura 3.15: Puente H con capacitores de fuente.

Figura 3.16: Forma de onda de la corriente en  $C_1$  y  $C_2$ .

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

$$\Delta Q = \int I dt \quad (3.24)$$

$$\Delta Q^+ = \frac{T_S}{2} * \Delta I_L * \frac{1}{2} + (\langle I_L \rangle - \frac{\Delta I_L}{2}) * \frac{T_S}{2} \quad (3.25)$$

$$\Delta Q^+ = \langle I_L \rangle * \frac{T_S}{2} \quad (3.26)$$

Con  $\Delta I_L = 500\text{ mA}$  y  $T = 0.47\text{ ms}$  que corresponde a  $Y_g = 2\text{ mm}$  según la tabla 3.4.

$$\Delta Q = 21\text{ A} * \frac{0.47\text{ ms}}{2} \approx 5\text{ mC} \quad (3.27)$$

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

$$c = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 10 \text{ mF} \quad (3.28)$$

Dado que por los capacitores circula una corriente elevada ( $21.25 \text{ A}$ ) 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 3.17.

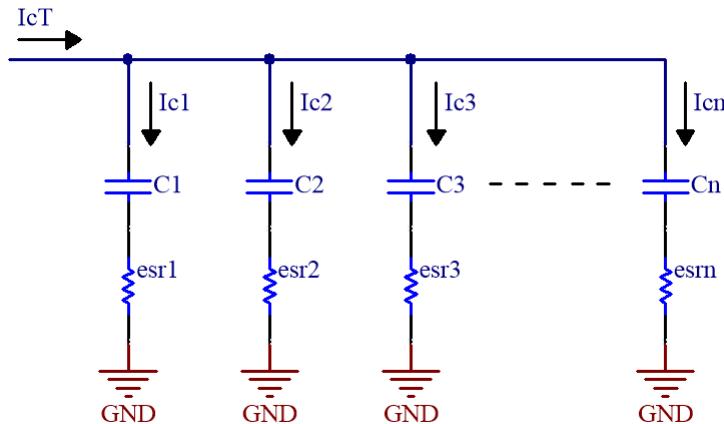


Figura 3.17: Distribución de corriente en capacitores de la fuente.

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (3.29)$$

Si todos los valores de ESR son iguales se obtiene:

$$R_T = \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.30)$$

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

$$P = I^2 * R_T = 21.25^2 * \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.31)$$

Se decidió utilizar 6 capacitores EKY-350ELL222MM25S del fabricante Chemi-Con. Estos tienen una capacidad de  $2200 \mu F$  con un rating de tensión de  $50 V$  y una ESR de  $17 \Omega$  (datos obtenidos de [7]). De esta forma, al reemplazar en la ecuación 3.31 se obtiene que la potencia disipada es de:

$$P = 1.28 W \quad (3.32)$$

### 3.4.7. Etapa de entrada y restador

En esta sección se diseña la implementación circuital correspondiente a la etapa que realiza la resta entre la tensión de referencia, afectada por  $K_{in}$ , y la realimentación de la tensión proporcional a la corriente, como se muestra en el diagrama en bloques 3.6.

En principio se calcula la ganancia de entrada  $K_{in}$  utilizando la ecuación 3.15 y teniendo en cuenta la ganancia del sensor de efecto Hall elegido:

$$K_{in} = 6 \frac{A}{V} * 53.33 \frac{mV}{A} = 0.32 \quad (3.33)$$

Se desea implementar un circuito que realice la operación matemática

$$V_e = K_{in} * V_{IL_{ref}} - V_{IL_{feed}} \quad (3.34)$$

Para ello se utiliza un circuito basado en un amplificador operacional alimentado

con una fuente simple de 5 V. Debido a que se usa una alimentación simple, es necesario polarizar su salida en un punto de operación  $V_{op} = 2.5 V$  para permitir excusiones positivas y negativas de la señal. Por lo tanto, la ecuación 3.34 se modifica agregando este punto de operación y se obtiene:

$$V_e = K_{in} * V_{IL_{ref}} - V_{IL_{feed}} + V_{op} \quad (3.35)$$

En la figura 3.18 se muestra el circuito propuesto.

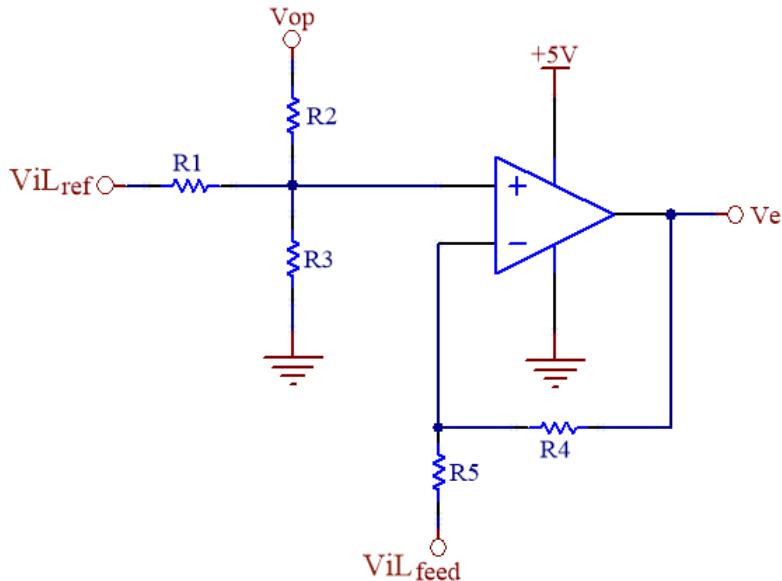


Figura 3.18: Etapa de entrada y restador.

Para determinar los valores de resistencia que se deben utilizar se realiza el análisis del circuito de la figura 3.18 y se obtiene la relación entre la salida  $V_e$  y todas sus entradas:

$$V_e = \frac{R_2//R_3}{R_1 + R_2//R_3} * \frac{R_4 + R_5}{R_5} * V_{iLRef} - \frac{R_4}{R_5} * V_{iLF} + \frac{R_1//R_3}{R_2 + R_1//R_3} * \frac{R_4 + R_5}{R_5} * V_{op}$$

Por lo tanto, al igualarla con la expresión 3.35 resultan las siguientes ecuaciones de diseño:

$$\frac{R_2//R_3}{R_1 + R_2//R_3} * \frac{R_4 + R_5}{R_5} = K_{in} = 0.32 \quad (3.36)$$

$$\frac{R_4}{R_5} = 1 \quad (3.37)$$

$$\frac{R_1//R_3}{R_2 + R_1//R_3} * \frac{R_4 + R_5}{R_5} = 1 \quad (3.38)$$

De estas relaciones se obtiene que  $R_4 = R_5$ . Luego, al reemplazar en las ecuaciones 3.36, 3.37 y 3.38 resulta:

$$\frac{R_2//R_3}{R_1 + R_2//R_3} = 0.16$$

$$\frac{R_1//R_3}{R_2 + R_1//R_3} = 0.5$$

Tomando un valor de  $R_1 = R_4 = R_5 = 10k\Omega$  resulta en  $R_3 = 4.7k\Omega$  y  $R_2 = 3.2k\Omega$ .

Por lo tanto se obtiene a la salida del circuito la ecuación 3.39.

$$V_e = 0.32 * V_{iL_{ref}} - V_{iL_{feed}} + V_{op} \quad (3.39)$$

### 3.4.8. Adaptación de salida del sensor de corriente

Para obtener la señal de realimentación ( $V_{IL_{feed}}$ ) se debe adaptar la salida del sensor de efecto Hall a valores acordes a la señal de referencia. Esta última tiene valores de tensión entre 0 V y 5 V que se corresponden con una corriente entre 0 A y 30 A. La salida del sensor ( $V_{sns}$ ) está dada por:

$$V_{sns} = I_L * H_0 + V_{op} \quad (3.40)$$

Esta tiene un punto de operación  $V_{op} = 2.5V$ . Cuando la corriente es positiva,  $V_{sns}$  estará por encima del punto de operación, mientras que para corriente negativa estará por debajo. Para que los valores de  $V_{sns}$  coincidan con los de  $V_{IL_{ref}}$  se le debe restar el punto de operación. Para ello se implementa un circuito restador basado en un amplificador operacional, que se muestra en la figura 3.19.

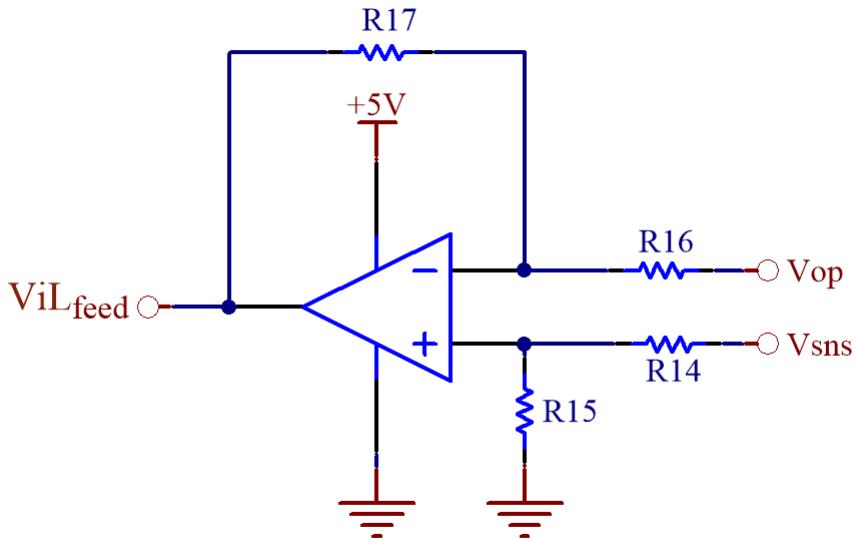


Figura 3.19: Resta de  $V_{op}$  al sensor de efecto Hall.

Al utilizar este circuito se recortan los valores de  $V_{sns}$  que se encuentren por debajo de  $V_{op}$ . Esto significa que se recortan los valores negativos de la corriente del electroimán.

La salida de este circuito queda determinada por:

$$V_{IL_{feed}} = V_{sns} * \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} * \frac{R_{16} + R_{17}}{R_{16}} - V_{op} * \frac{R_{17}}{R_{16}} \quad (3.41)$$

Como se desea que esta etapa sea un restador puro, se deben elegir valores para las resistencias que cumplan:

$$\frac{R_{17}}{R_{16}} = 1 \quad (3.42)$$

$$\frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} * \frac{R_{16} + R_{17}}{R_{16}} = 1 \quad (3.43)$$

Estas ecuaciones se cumplen si todos los valores de resistencias son iguales. Es decir,  $R_{14} = R_{15} = R_{16} = R_{17}$ . Por lo tanto, se elige que estas resistencias sean de  $10\text{ k}\Omega$ .

Finalmente, la salida de este circuito queda:

$$V_{IL_{feed}} = V_{sns} - V_{op} = I_L * H_0 \quad (3.44)$$

La ecuación 3.44 es válida únicamente para  $I_L \geq 0\text{ A}$ . Para valores de  $I_L < 0\text{ A}$ , la salida será  $V_{IL_{feed}} = 0\text{ V}$ .

Si bien en el dispositivo levitador se desea que la corriente media del electroimán sea siempre positiva, es necesario permitir una excursión de corriente negativa

para el correcto funcionamiento del controlador en situaciones como las mencionadas en la sección 3.2.4. Sin embargo, este circuito tiene la desventaja de que elimina completamente cualquier corriente instantánea que sea negativa. Por lo tanto, a continuación se propone una solución a este inconveniente.

### 3.4.8.1. Ajuste para permitir corrientes negativas

Debido a que el circuito encargado de realimentar la salida del sensor solo permite excursiones positivas de la corriente mientras que las negativas son recortadas, se presenta el problema de que si la corriente del electroimán se hace negativa instantáneamente, la tensión de salida del sensor de efecto Hall será menor a  $V_{op}$ . Por lo tanto, la salida del operacional será recortada y el sistema quedará a lazo abierto. Para solucionar este problema se analizaron dos alternativas:

- Elevar el punto de operación del sensor de efecto Hall ( $V_{op}$ ).
- Utilizar una alimentación bipolar para el operacional de realimentación.

Entre estas se eligió la primera alternativa, ya que se puede implementar con mayor facilidad en el circuito. Hay que tener en cuenta que, al incrementar el punto de operación del sensor, también se debe incrementar en la misma proporción la tensión de referencia de la etapa de entrada al controlador de corriente ( $V_{op}$  en figura 3.18), pero para el resto de los circuitos la tensión  $V_{op}$  sigue manteniendo su valor de 2.5 V.

A continuación se determina qué valor utilizar para la tensión de referencia del sensor de efecto Hall y de la etapa de entrada. Para ello se debe calcular el mínimo de tensión que podría entregar el sensor de efecto Hall. Esto se da cuando la referencia del controlador de corriente es de 0 V, con lo que la corriente media del electroimán es 0 A con una excursión de 250 mA. Esto significa una tensión

de salida del sensor de efecto Hall de  $13.3 \text{ mV}$  por encima y debajo del punto de operación. Para tomar un margen se incrementa a  $V_{op} = 2.6 \text{ V}$ .

Teniendo en cuenta este cambio en el punto de operación, la salida de la etapa de acondicionamiento para la salida del sensor de efecto Hall queda:

$$V_{IL_{feed}} = V_{sns} - 2.5V = I_L * H_0 + 2.6V - 2.5V = I_L * H_0 + 0.1V \quad (3.45)$$

En la figura 3.20 se muestran los circuitos correspondientes a la etapa de entrada y acondicionamiento de salida del sensor, con la modificación en el punto de operación:

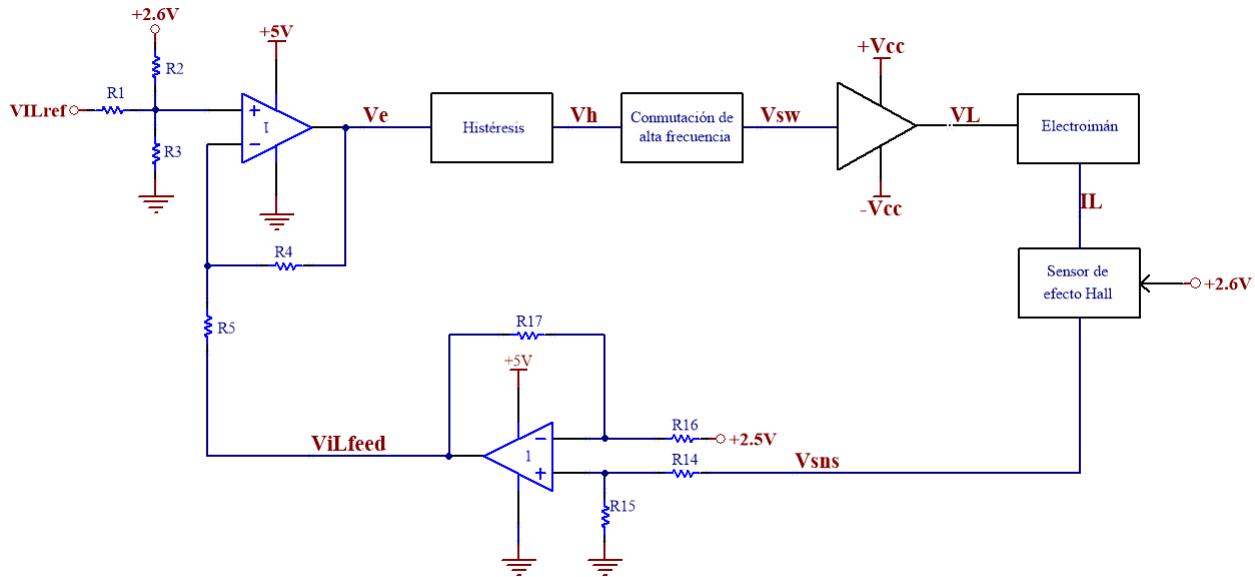


Figura 3.20: Circuito completo con corrección en punto de operación.

### 3.4.9. Comparador con histéresis y oscilador auxiliar

En esta sección se analiza la implementación circuital de la etapa de conmutación, compuesta por un comparador con histéresis y un oscilador auxiliar.

#### 3.4.9.1. Circuito del oscilador auxiliar

Como se mencionó en la sección [3.4.5](#) es necesario agregar una etapa de oscilación auxiliar para permitir la carga de los capacitores de bootstrap en un intervalo de tiempo regular.

Para su implementación se propone la topología circuital mostrada en la figura [3.21](#). Este oscilador fue utilizado en la versión anterior del prototipo para generar a su salida una onda pulsada con un ciclo de trabajo variable entre dos posibles valores:  $d = 90\%$  y  $d = 10\%$ , dependiendo del valor de su entrada:  $0\text{ V}$  o  $5\text{ V}$ , respectivamente. Por lo tanto, se decide seguir con esta topología ajustando el valor de  $C_1$  a  $1.22\text{ nF}$ , (manteniendo el resto de los componentes con el mismo valor) para obtener una frecuencia de conmutación de  $F_{aux} = 50\text{ kHz}$ .

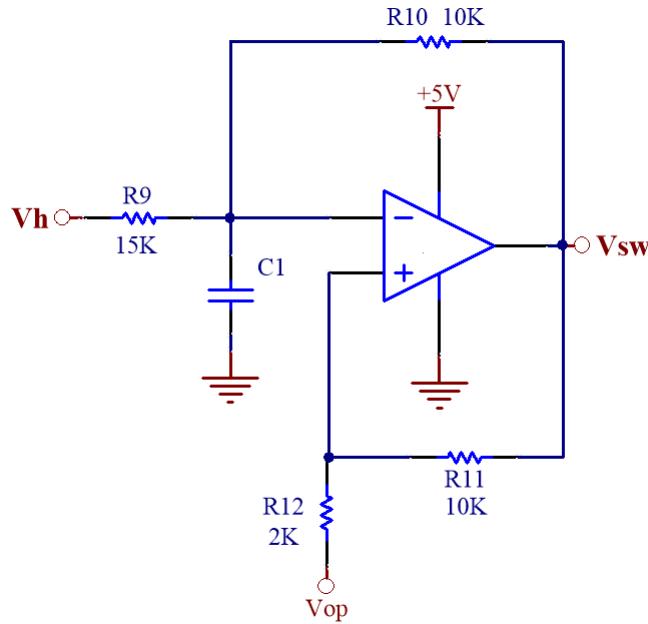


Figura 3.21: Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.

Este oscilador funciona de la siguiente manera. Cuando la entrada es  $V_h = 0V$ , la salida resulta en una onda pulsada con un ciclo de trabajo  $d = 90\%$ . Es decir, del periodo total de la señal ( $T_{total} = \frac{1}{F_{aux}} = 20\mu s$ ), el 90% del tiempo la salida ( $V_{sw}$ ) se encuentra en 5V, y el 10% restante en 0V. Por lo tanto,  $T_{on} = 0.9 * T_{total} = 18\mu s$  y  $T_{off} = 0.1 * T_{total} = 2\mu s$ .

Por otro lado, cuando la entrada es  $V_h = 5V$ , la salida presenta un ciclo de trabajo del 10%. Es decir,  $T_{on} = 0.1 * T_{total} = 2\mu s$  y  $T_{off} = 0.9 * T_{total} = 18\mu s$ .

Es importante notar que este circuito presenta una inversión de fase a su salida. Por lo tanto, debe ser tenida en cuenta en el diseño final del lazo de control de corriente. De lo contrario, el sistema resultaría inestable y no se podría controlar el valor de corriente.

### 3.4.9.2. Circuito del comparador con histéresis

Para implementar el comparador con histéresis se utiliza un amplificador operacional realimentado positivamente. Para el diseño del comparador se tiene en cuenta la inversión de signo que aporta la etapa de oscilador de alta frecuencia para cancelarla. Debido a que se definió que la corriente de salida del electroimán tenga un *ripple*  $\Delta I_L = 500 \text{ mA}$ , al afectarlo por la ganancia del sensor de corriente ( $H_0$ ) se obtiene un ancho de histéresis de  $\Delta V_h = 26.665 \text{ mV}$ . El circuito implementado se muestra en la figura 3.22.

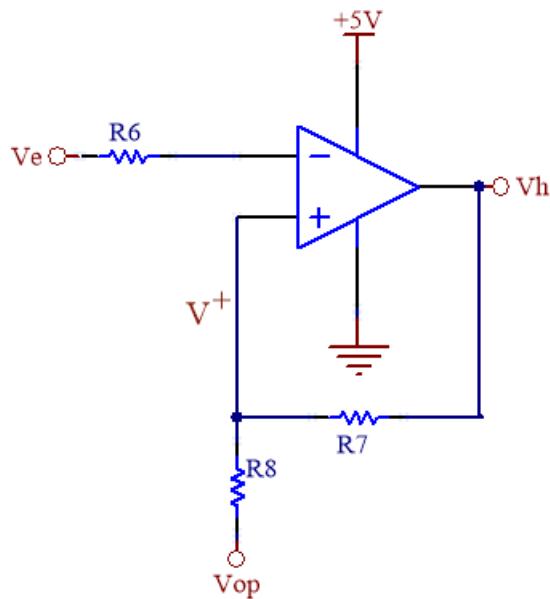


Figura 3.22: Comparador con histéresis.

El funcionamiento de este circuito depende de la tensión de entrada  $V_e$  y la tensión en la entrada no inversora del operacional  $V^+$  y esta, a su vez, depende

de la tensión de salida  $V_h$ . El circuito tiene dos estados posibles:

1- Cuando  $V_e < V^+$  la salida será  $V_h = 5V$

2- Cuando  $V_e > V^+$  la salida será  $V_h = 0V$

Para obtener una expresión para la salida en función de la entrada, primero es necesario conocer el valor de  $V^+$ . Las ecuaciones son las siguientes:

$$V^+ = V_h * \frac{R_8}{R_8 + R_7} + 2.5 V * \frac{R_7}{R_8 + R_7} \quad (3.46)$$

La tensión diferencial entre las patas  $V^+$  y  $V^-$  es  $Vd = (V^+) - (V^-)$ . Por lo tanto, se pueden plantear dos casos:

1- Cuando  $V_e > V^+$  entonces  $V_h = 0 V$ . Resulta:

$$V_{off}^+ = 2.5 * \frac{R_7}{R_8 + R_7} \quad (3.47)$$

2- Cuando  $V_e < V^+$  entonces  $V_h = 5 V$ . Resulta:

$$V_{on}^+ = 2.5 * \frac{R_7}{R_8 + R_7} + 5 V * \frac{R_8}{R_8 + R_7} = V_{off}^+ + 5V * \frac{R_8}{R_8 + R_7} \quad (3.48)$$

Como  $V_e$  tiene forma triangular, inicialmente se tendrá una forma de onda de rampa creciente tal que  $V_e < V_{on}^+$ . Por lo tanto, la salida del comparador será  $V_h = 5 V$ . Luego, cuando  $V_e > V_{off}^+$  se alternará la salida del comparador a  $V_h = 0 V$  alternando la señal a una rampa decreciente hasta que nuevamente se alcance  $V_e < V^+$ . Este ciclo de histéresis se mantiene constante.

Para obtener un ancho de histéresis de  $26.665 mV$  entonces la diferencia entre el punto mas alto y mas bajo debe ser:

$$V_{on}^+ - V_{off}^+ = 5 \text{ V} * \frac{R_8}{R_8 + R_7} = 26.665 \text{ mV} \quad (3.49)$$

Si se toma  $R_7 = 200 \text{ k}\Omega$  se obtiene  $R_8 = 1072 \Omega$ . Por lo tanto, se toma un valor comercial de  $R_8 = 1066\Omega$ . De esta forma se obtiene el ancho de histéresis deseado.

### 3.4.9.3. Circuito de conmutación completo

En la figura 3.23 se puede observar la conexión entre la etapa de conmutación con histéresis y la de oscilación auxiliar.

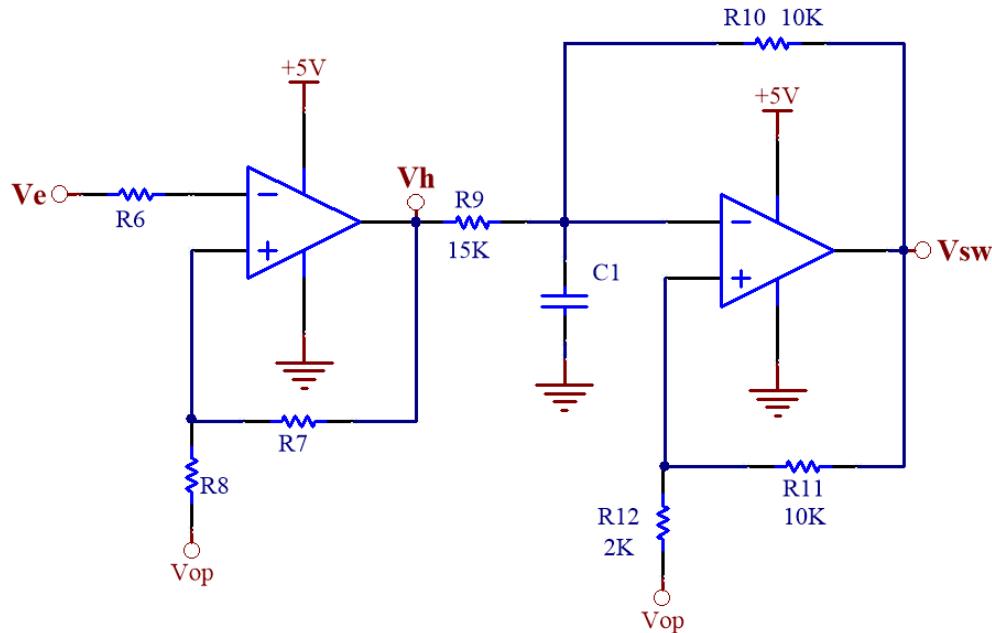


Figura 3.23: Circuito de conmutación con histéresis y oscilador auxiliar.

### 3.4.10. Elección de amplificadores operacionales

Para implementar los circuitos planteados en las secciones anteriores se decidió utilizar el amplificador operacional MCP664 ya que pueden ser alimentados mediante una fuente de tensión simple de  $5\text{ V}$  y admiten a su salida una excursión de tensión completa entre  $0\text{ V}$  y  $5\text{ V}$ . Entre sus características principales, obtenidas de su hoja de datos [8], se encuentran que está compensado internamente, tiene una ganancia de continua  $A_{OL} = 126\text{ dB}$ , ancho de banda de  $60\text{ MHz}$  y un *slew-rate* de  $32\text{ V}/\mu\text{s}$ .

### 3.4.11. Conexión de oscilador con el MOSFET *driver*

El HIP4081A tiene 4 señales de control, cada una encargada de controlar un MOSFET. Sin embargo, como se mencionó en la sección 3.2.4, con una señal de control es suficiente para manejar el puente H ya que dos de ellas son iguales y las otras dos están invertidas con respecto a las primeras. Esta señal de control es la salida del oscilador de alta frecuencia y el conexionado resultante se muestra en el circuito de la figura 3.24.

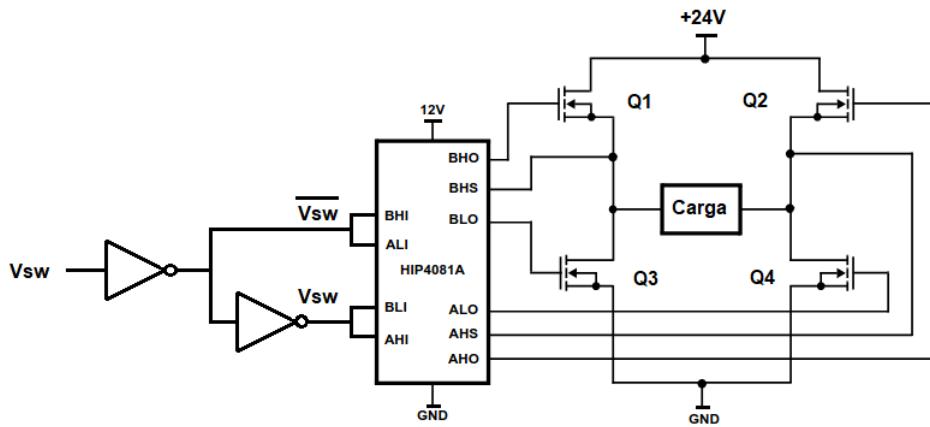


Figura 3.24: Señal de control del HIP4081A.

Para poder obtener la señal  $\overline{V_{SW}}$  a partir de  $V_{SW}$ , se utiliza el circuito inversor SN74LVC3G06. Su salida se conecta con las señales de entrada BHI y ALI del HIP4081A. Por otro lado, para las señales de entrada restantes (BLI y AHI), que no requieren inversión de signo, se podría ingresar directamente con la señal  $V_{SW}$ . Sin embargo, debido a que este circuito además de invertir, mejora los flancos de subida y de bajada de la señal en su entrada, se decidió volver a invertir la señal  $\overline{V_{SW}}$  y obtener así a  $V_{SW}$ .

### 3.5. Simulaciones del controlador de corriente

Se utilizó el software de simulación de circuitos electrónicos NL5 para construir una representación circuital del controlador de corriente y comprobar el correcto funcionamiento del circuito según los parámetros con los que se diseñó. El circuito armado se muestra en la figura 3.25.

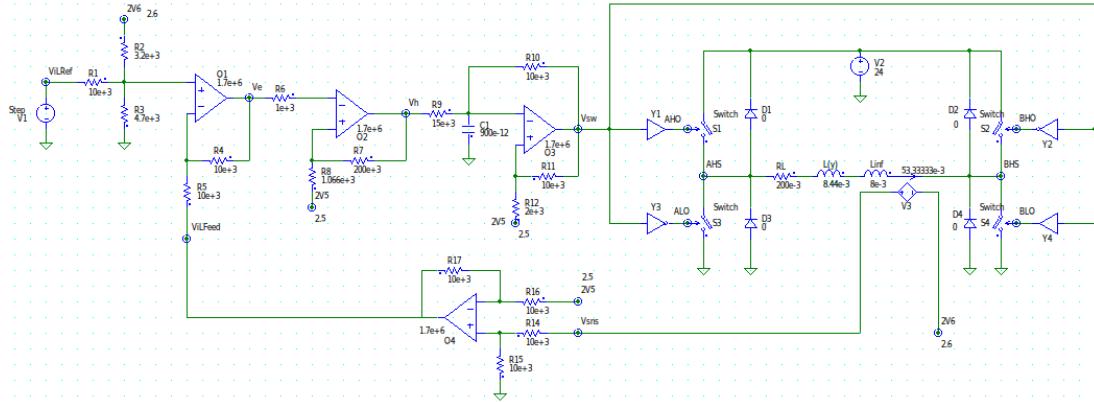


Figura 3.25: Circuito utilizado para la simulación.

### 3.5.1. Señales en régimen permanente

En las figuras 3.26 y 3.27 se muestran algunas señales de interés del controlador de corriente funcionando en régimen permanente con una tensión de referencia  $V_{ILref} = 1V$  y el valor de inductancia correspondiente a  $Y_g = 4mm$ . En la primera se muestran las señales de baja frecuencia correspondientes a la salida del comparador con histéresis y a la corriente del electroimán. En la segunda se muestra en detalle la conmutación auxiliar y la forma de la tensión de alimentación del electroimán.

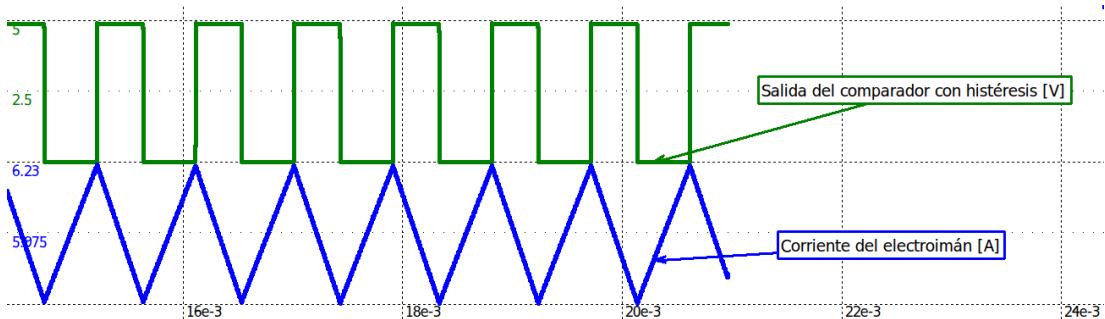


Figura 3.26: Simulación de señales en régimen permanente.

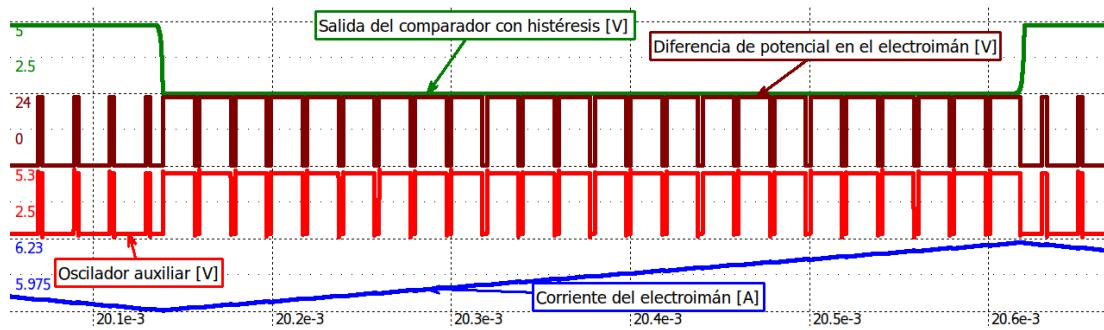


Figura 3.27: Simulación de señales de alta frecuencia en régimen permanente.

De esta simulación se realizaron mediciones sobre variables del sistema para comprobar si coinciden con los parámetros que se utilizaron para el diseño. Para las mediciones se utilizó la funcionalidad de cursores que tiene el programa NL5 y se agruparon los resultados en la tabla 3.3

Variable	Resultado medido	Resultado teórico
$\overline{I_L}$ [A]	5.97	6
$\Delta I_L$ [mA]	509	500
$F_{planta}$ [Hz]	1080	1092
$V_{L_{on}}$ [V]	24	24
$V_{L_{off}}$ [V]	-24	-24
$T_{on}$ [ $\mu s$ ]	17.57	18
$T_{off}$ [ $\mu s$ ]	2.5	2
$T_{total}$ [ $\mu s$ ]	20.06	20
$F_{aux}$ [kHz]	49.8	50
$d = \frac{T_{on}}{T_{total}} [\%]$	87	90

Tabla 3.3: Valores medidos en simulación y calculados teóricamente.

### 3.5.2. Simulación de escalón en la referencia de corriente

En la figura 3.28 se muestra como reacciona el sistema ante un cambio en la tensión de referencia de corriente. El sistema comienza estable en un valor de corriente media  $I_L = 0 A$  y luego del cambio de referencia se estabiliza en  $I_L = 6 A$ . Es interesante observar como la salida del comparador con histéresis se mantiene constante en un nivel para compensar el cambio de referencia, hasta que la corriente del electroimán supera a la de referencia por  $\Delta I_L/2$  y luego vuelve a comutar.

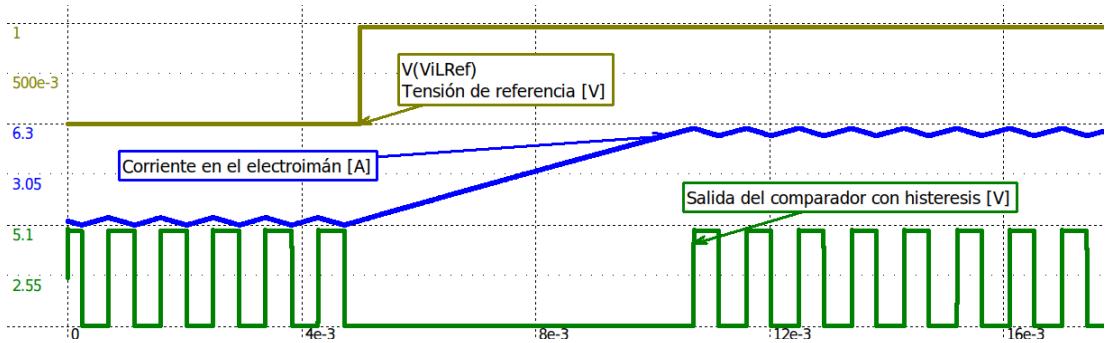


Figura 3.28: Simulación de escalón en la referencia de corriente.

Si bien el comparador con histéresis mantuvo su salida en un estado bajo durante el transitorio, la conmutación auxiliar siguió conmutando con el ciclo de trabajo constante, como se muestra en la figura 3.29. Esto es lo que asegura la correcta carga de los capacitores de bootstrap. Una vez que el comparador con histéresis volvió a comutar, el ciclo de trabajo también se alternó.

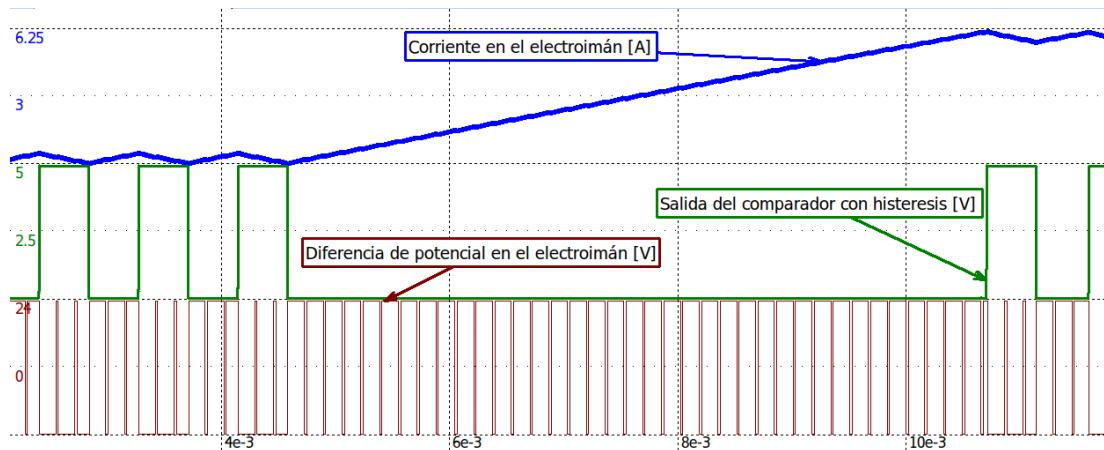


Figura 3.29: Simulación de escalón en la referencia de corriente y comutación de alimentación en el electroimán.

La simulación de la figura 3.29 fue realizada con una frecuencia de comutación auxiliar menor a la utilizada en el diseño. Esto con el fin de que se puedan observar correctamente en una misma imagen las señales de baja frecuencia y la de comutación auxiliar.

### 3.5.3. Simulación de caso con corriente instantánea negativa

Se realizó una simulación con una tensión de referencia  $V_{IL_{ref}} = 16 \text{ mV}$  que se corresponde con una corriente en el electroimán  $\bar{I}_L = 96 \text{ mA}$ . En este caso la corriente tendrá valor medio positivo pero puede tomar valores instantáneos negativos. En la simulación se verificó que el ajuste hecho en el punto de operación del sensor de efecto Hall resultó adecuado para permitir que no se interrumpa la comutación de la corriente. Esta simulación se muestra en la figura 3.30.

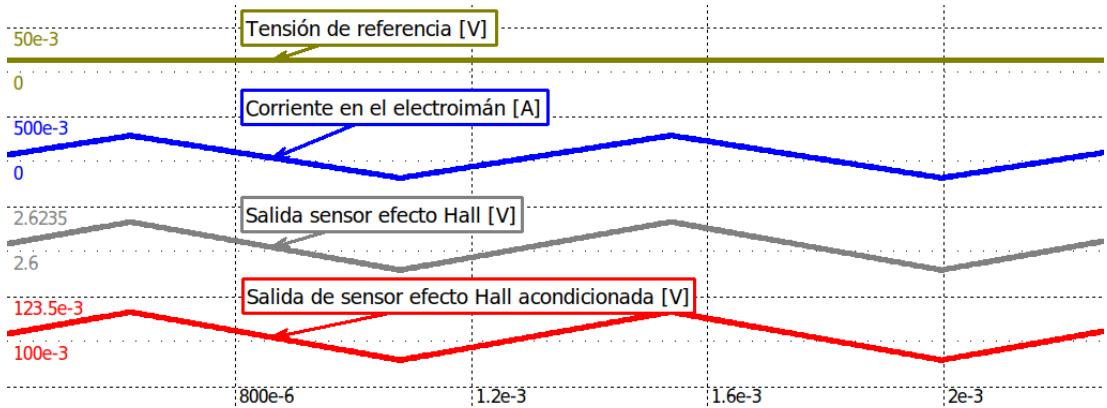


Figura 3.30: Simulación de corriente instantánea negativa en el electroimán.

Se puede observar en la figura 3.30 que la salida del sensor de efecto Hall toma valores menores a 2.6 V cuando la corriente del electroimán se hace negativa. Mientras que la tensión  $V_{ILfeed}$  se mantiene por encima de 0 V sin recortar.

## 3.6. Características estáticas y dinámicas del controlador

Si bien el controlador de corriente está basado en un control de tipo no lineal, es posible obtener sus características estáticas y dinámicas para luego utilizarlas en el diseño del sistema de control de levitación.

### 3.6.1. 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):

$$I_L = V_{IL_{ref}} * \frac{K_{in}}{H_0} = V_{IL_{ref}} * 6 \frac{A}{V} \quad (3.50)$$

### 3.6.2. Frecuencia de conmutación de la corriente

La frecuencia de conmutación del sistema se obtiene con:

$$F_{planta} = \frac{V_{cc}}{2 * \Delta I_L * L(Y_g)} \quad (3.51)$$

Para  $Y_g = 4\text{ mm}$  se tiene una inductancia  $L(4\text{ mm}) = 16.44\text{ mHy}$ , lo cual resulta en una frecuencia  $F_{planta} = 1460\text{ Hz}$ .

### 3.6.3. Ancho de banda del controlador

La dinámica del controlador, al depender de la inductancia, lo hace también del entrehierro. 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:

$$\omega_{polo} = \frac{R_L}{L(Y_g)} \quad (3.52)$$

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

$$\omega_{polo} = \frac{0.2\Omega}{16.44\text{ mHy}} = 12.17\text{ rad/s} \quad (3.53)$$

La tabla 3.4 muestra entre qué valores de frecuencia se ve afectada la forma de onda al modificarse la distancia de separación.

$$\Delta T[s] = \frac{\Delta I_L * (L(Y_g) + L_\infty)}{V_{cc}} \quad (3.54)$$

En la ecuación 3.54,  $\Delta T$  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 ( $2 * T = \frac{1}{F_{planta}}$ ).

Según las mediciones de inductancia realizadas y, al aplicar las ecuaciones 3.51, 3.52 y 3.54, se obtuvo la tabla 3.4.

$Y_g [mm]$	$L(Y_g) [mHy]$	$\Delta T [ms]$	$F_{planta} [Hz]$	$\omega_{polo} [rad/s]$
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 3.4: Valores calculados y medidos en función del entrehierro.

### 3.6.4. Transferencia lineal del controlador de corriente

En la ecuación 3.55 se muestra la transferencia linealizada del controlador de corriente para una distancia de separación de  $Y_g = 4mm$ . Esta será luego utilizada para realizar el diseño de las etapas de compensación del levitador completo. Si bien la dinámica del controlador corriente se ve afectada por la distancia de separación, para el diseño de la compensación se tendrá en cuenta únicamente la dinámica para  $Y_g = 4 mm$ .

$$G_{iL}(s) = \frac{6}{1 + \frac{s}{12.17}} \quad (3.55)$$

# **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. Análisis de la estimación

Como se analizó en el capítulo 3, para controlar el valor medio de la corriente se utiliza una fuente conmutada que alterna la polaridad de la tensión aplicada al electroimán. Esto genera una onda de corriente triangular superpuesta al valor medio deseado, cuyas pendientes de crecimiento y de decrecimiento contienen información de la distancia de separación de entrehierro. Con esta información se decidió realizar una estimación de la distancia a partir de la medición de la pendiente de la onda triangular de la corriente.

En la sección 3.2.1 se obtuvo una ecuación que relaciona la pendiente de la corriente con la distancia de entrehierro, en función de constantes del sistema. Si bien este resultado es correcto, para tener una mejor aproximación se realiza el cálculo de la ecuación 3.7 utilizando la expresión de inductancia linealizada (calculada en el capítulo 2).

$$L(y_g) = -2.2089 * Y_g + 0.0177 \text{ Hy} \quad (4.1)$$

Utilizando esta inductancia en la ecuación 3.7 se obtiene una expresión no lineal, que se vuelve a linealizar y se obtiene:

$$\left| \frac{dI_L}{dt} \right|_{\text{Lineal}} = 194690 * Y_g [m] + 676 \text{ A/s} \quad (4.2)$$

Por lo tanto, al despejar la distancia de separación se obtiene: [Despejar Yg](#)

$$\left| \frac{dI_L}{dt} \right|_{\text{Lineal}} = 194690 * Y_g [m] + 676 \text{ A/s} \quad (4.3)$$

Al observar la expresión 4.3, es necesario diseñar un circuito que pueda obtener el módulo de la derivada de la corriente. Esto se puede implementar circuitualmente a través de dos etapas: un derivador y un rectificador.

Además se decidió agregar un LPF luego del rectificador para reducir las frecuencias no deseadas introducidas por el cambio de signo de la pendiente, las cuales generan saltos sobre un punto de operación en la tensión de salida del derivador.

A continuación se describe la implementación circuital de cada uno de ellos.

## 4.2. Modelo circuitual 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 4.1.

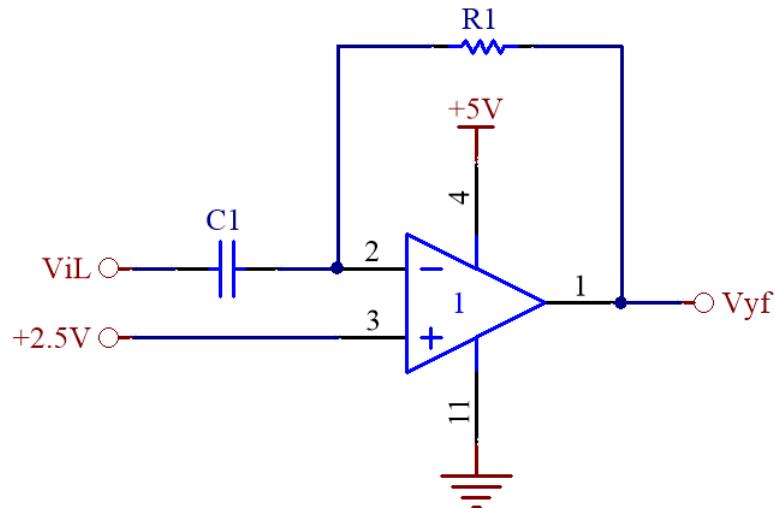


Figura 4.1: Circuito derivador.

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

$$V_{yf}(t) = 2.5V - \frac{dV_{iL}}{dt} * C_1 * R_1 \quad (4.4)$$

Teniendo en cuenta que  $V_{iL} = K_h * I_L$ , es la salida del sensor de efecto Hall con  $K_h$  como su ganancia (sección XD), se obtiene:

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

Para evitar una saturación de la salida del derivador y teniendo en cuenta que  $V_{yf}(t)$  presenta variaciones alrededor del *set-point* de  $2.5 V$  se debe cumplir que:

$$\left| -\frac{dI_L}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \right| \leq 2.5 V \quad (4.6)$$

Por lo tanto, con la ecuación ?? y 4.6:

$$C_1 * R_1 \leq \frac{2.5 V * L_{min}}{V_{BUS} * K_h} \quad (4.7)$$

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

$$C_1 * R_1 \leq 29.1 \text{ ms} \quad (4.8)$$

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

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

Con la ecuación 4.2 y 4.5, y con una variación en torno a  $2.5\text{ V}$  se obtiene:

$$V_{yf}(Y_g) = |K_h * C_1 * R_1 * dI_L/dt| + 2.5\text{ V} = 0.2595 * Y_g + 3.4\text{ V} \quad (4.9)$$

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.

#### 4.2.1. Elección de Amplificador Operacional

Para el diseño del derivador es necesario escoger de forma adecuada un amplificador operacional que permita mantener características derivativas en toda la banda de interés.

Dado que la forma de onda triangular que se desea derivar posee una frecuencia fundamental de 2 KHz es necesario que el amplificador operacional seleccionado posea un ancho de banda y una ganancia suficiente que permita el diseño de un derivador con características derivativas hasta al menos la quinta armónica de

dicha frecuencia que es de  $2KHz * 5 = 10KHz$ .

Se escogió el MCP660 el cual cumple con las características mencionadas anteriormente. El integrado posee una ganancia continua de 130 dB, y un polo en 20 Hz. Además se destaca su slew rate de 32 V/us.

#### 4.2.2. 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 4.11), como se observa en la figura 4.2.

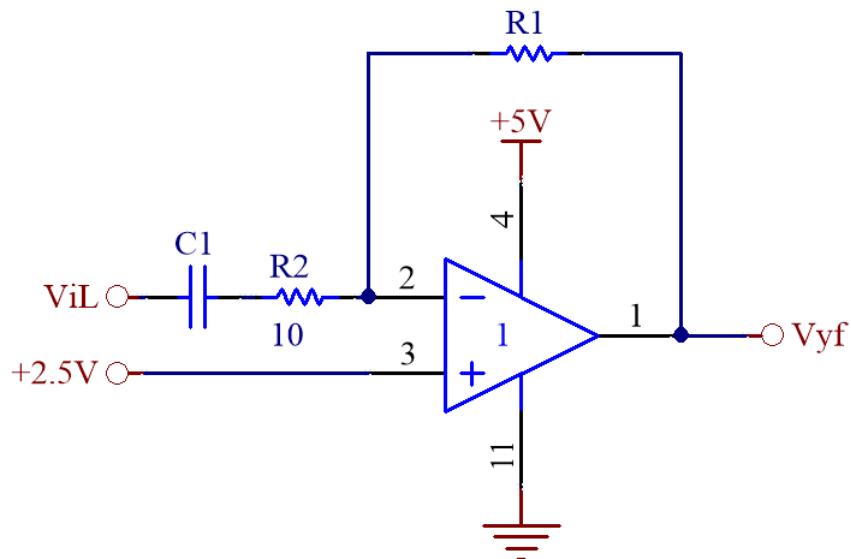


Figura 4.2: Circuito derivador compensado

El operacional es internamente compensado, por lo que todos sus otros polos los tiene luego del cruce por 0 dB de la ganancia. Para simplificar el análisis estos no

se tienen en cuenta, ya que están fuera de la zona de interés.

$$A(w) = \frac{1778279}{\left(\frac{s}{2\pi \cdot 20} + 1\right)} \quad (4.10)$$

$$\frac{1}{H(w)} = \frac{1 + s * C_1 * (R_1 + R_2)}{1 + s * C_1 * R_2} \simeq \frac{1 + s * C_1 * R_1}{1 + s * C_1 * R_2} \quad (4.11)$$

Para compensar el circuito se coloca un polo en  $16 \text{ kHz}$ , que da 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 4.3.

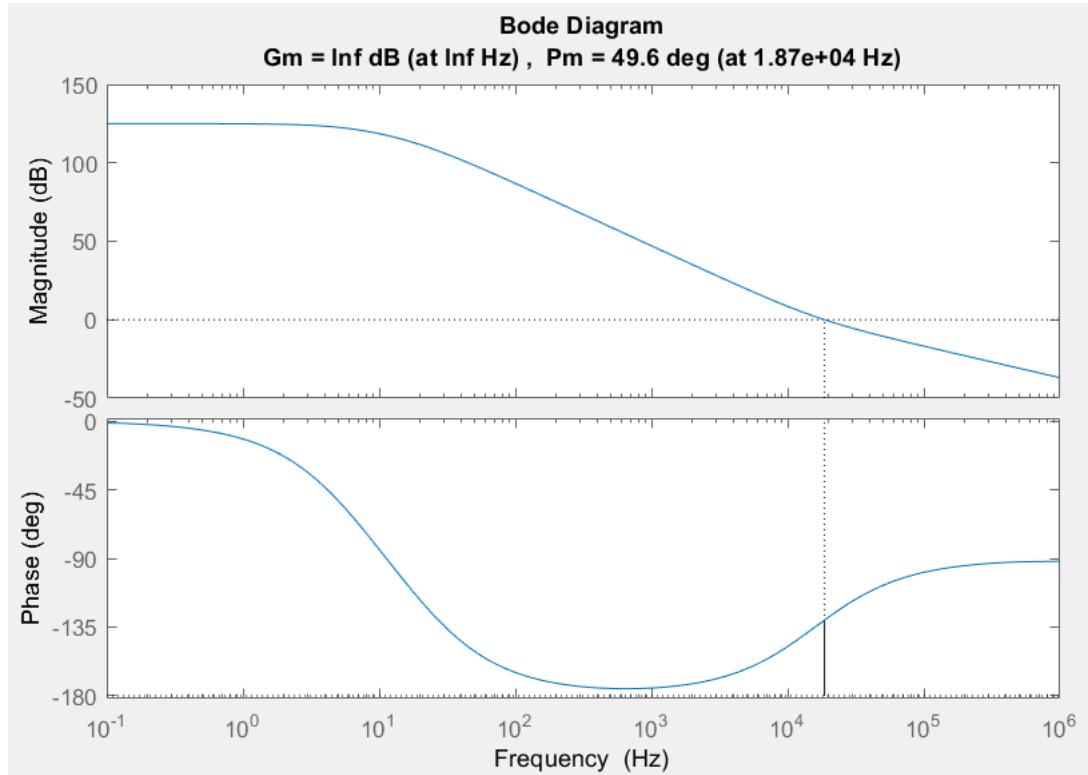


Figura 4.3: Transferencia a lazo abierto del derivador compensado.

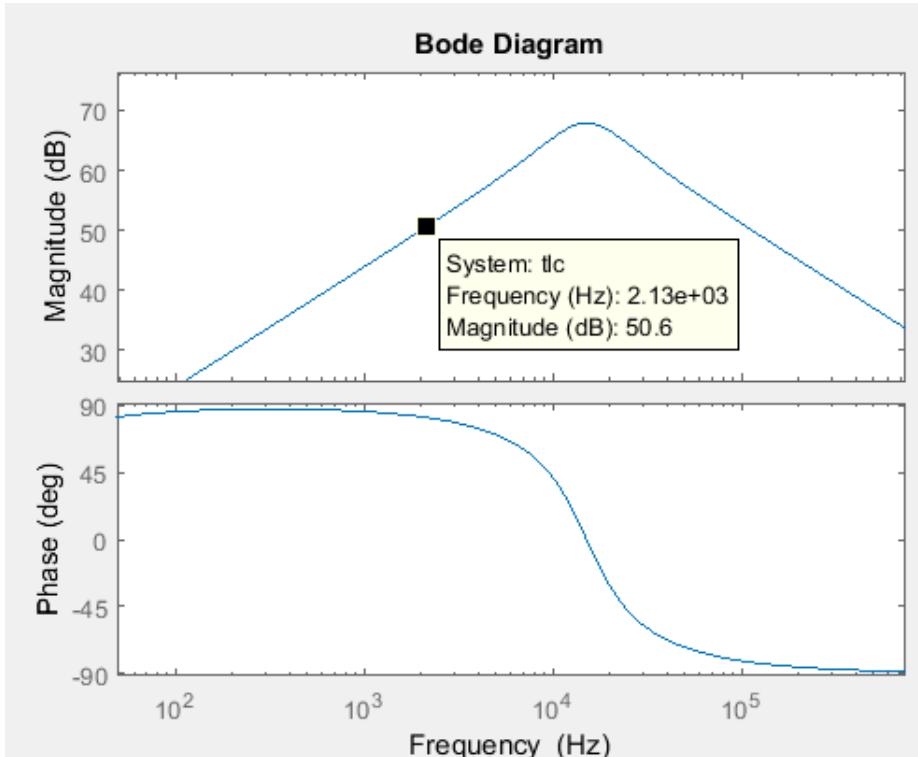


Figura 4.4: Transferencia de lazo cerrado.

Como se observa en la figura 4.4, 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:

$$TLC_{derivador} = \frac{V_{yf}}{V_{iL}} = \frac{-0.025 * s}{1 + (\frac{2*0.473}{94.5 k}) * s + (\frac{s}{94.5 k})^2} \quad (4.12)$$

ñ

### 4.3. 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 4.5 se puede ver el filtro utilizado y en la figura 4.6, su respuesta en frecuencia.

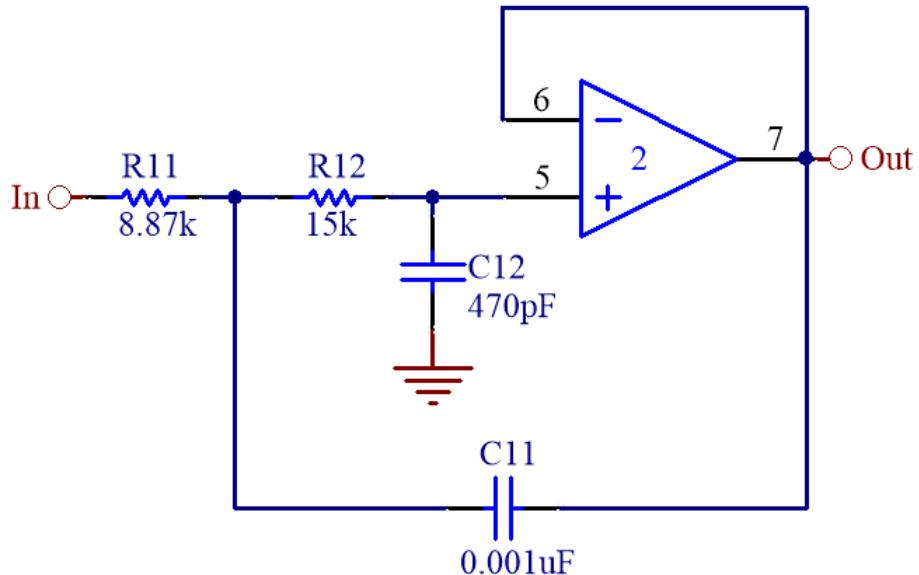


Figura 4.5: Filtro para la entrada del derivador.

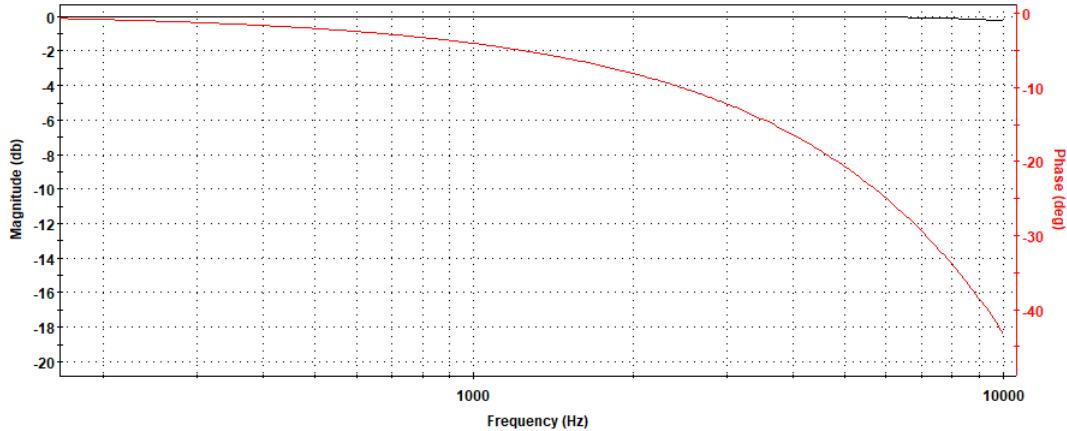


Figura 4.6: Respuesta en frecuencia del filtro activo.

#### 4.4. 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  $+24 V - I_L * R_L$  y durante el  $T_{OFF}$  se aplican  $-24 V - I_L * R_L$ . Esto genera que las pendientes sean distintas.

$$\pm V_{BUS} - L(Y_g) * \left| \frac{dI_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{dI_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (4.13)$$

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

$$\pm V_{BUS} - R_L * I_L = \pm 24 V - 4.2 V \quad (4.14)$$

Para el caso en que  $V_{BUS} = 24 V$ :

$$V_{BUS} - R_L * I_L = +24 V - 4.2 V = 19.8 V \quad (4.15)$$

Para el caso en que  $V_{BUS} = -24 V$ :

$$V_{BUS} - R_L * I_L = -24 V - 4.2 V = 28.2 V \quad (4.16)$$

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.

Debido a 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 4.7 se muestra el efecto luego de la rectificación sin realizar ninguna compensación.



Figura 4.7: Forma de onda luego de rectificar sin compensación de resistencia interna.

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 4.8.

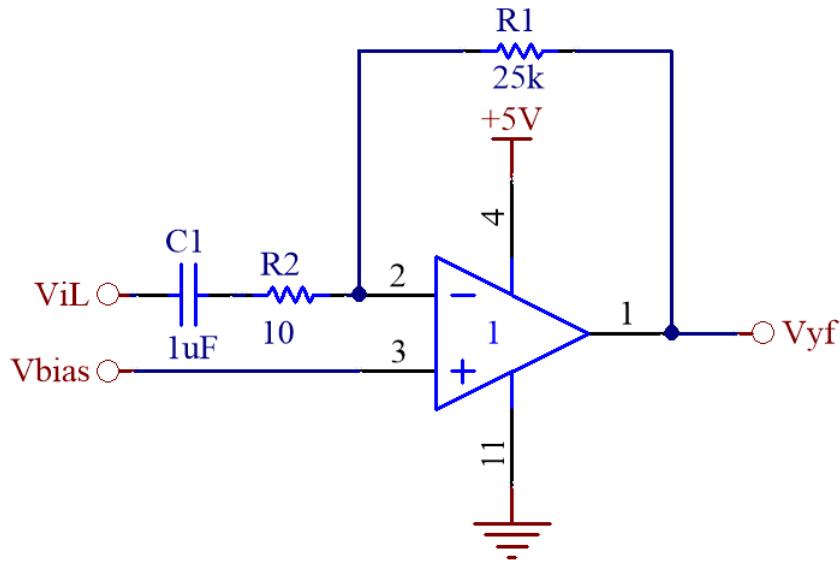


Figura 4.8: Esquema circuital del derivador con  $V_{bias}$ .

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), 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:

$$V_{yf_{off}} = V_{bias} + K_h * \tau * \frac{|V_{BUS}| + I_L * R_L}{L} \quad (4.17)$$

Para la pendiente de subida se tiene:

$$V_{yf_{on}} = V_{bias} - K_h * \tau * \frac{|V_{BUS}| - I_L * R_L}{L} \quad (4.18)$$

Se desea que se cumpla:

$$V_{yf_{off}} - 2.5 \text{ V} = 2.5 \text{ V} - V_{yf_{on}} \quad (4.19)$$

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

$$V_{bias} = 2.5 \text{ V} - K_h * I_L * \tau * \frac{R_L}{L} \quad (4.20)$$

Se tiene  $K_h = 53.3 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$ ,  $R_L = 0.2 \Omega$  y  $\tau = 25 \text{ ms}$ . En cuanto a la inductancia, se utiliza:  $L_T(4 \text{ mm}) = 16.44 \text{ mH}$ .

$V_{iL}$  es la tensión de salida del sensor de efecto Hall menos un *set-point* de  $2.5 \text{ V}$ . Sin embargo, debido al *offset* agregado al sensor para llevar su valor medio a  $2.6 \text{ V}$ , al restarle  $2.5 \text{ V}$  no se produce una cancelación completa sino que quedan  $0.1 \text{ V}$  de error. Por ello, para implementar la ecuación 4.19 se utiliza el circuito mostrado en la figura 4.9. Este circuito compensa la diferencia de pendientes, el error de  $0.1 \text{ V}$  y genera  $V_{bias}$  para ingresar al derivador.

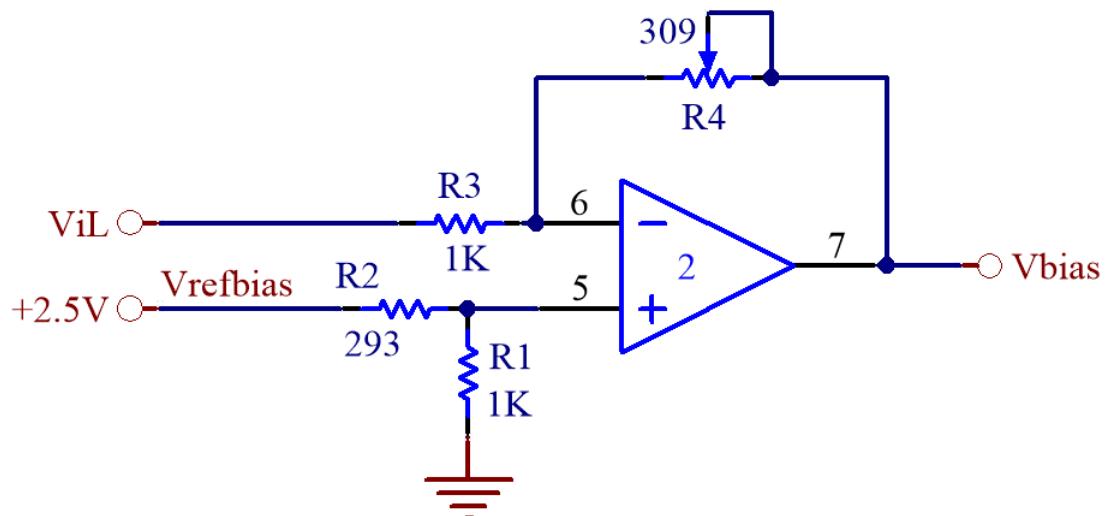


Figura 4.9: Generación de  $V_{bias}$ .

A partir del circuito de la figura 4.9 se obtiene:

$$V_{bias} = -\frac{R_4}{R_3}(K_h I_L + 0.1 V) + V_{Ref_{bias}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (4.21)$$

Para poder llegar a la expresión de la ecuación 4.14 se debe cumplir que:

1.  $-\frac{R_4}{R_3} = -\tau * \frac{R_L}{L} = -0.304$
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  $R_3 = 1k\Omega$ .

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

En la figura 4.10 se muestra como cambia la forma de onda.

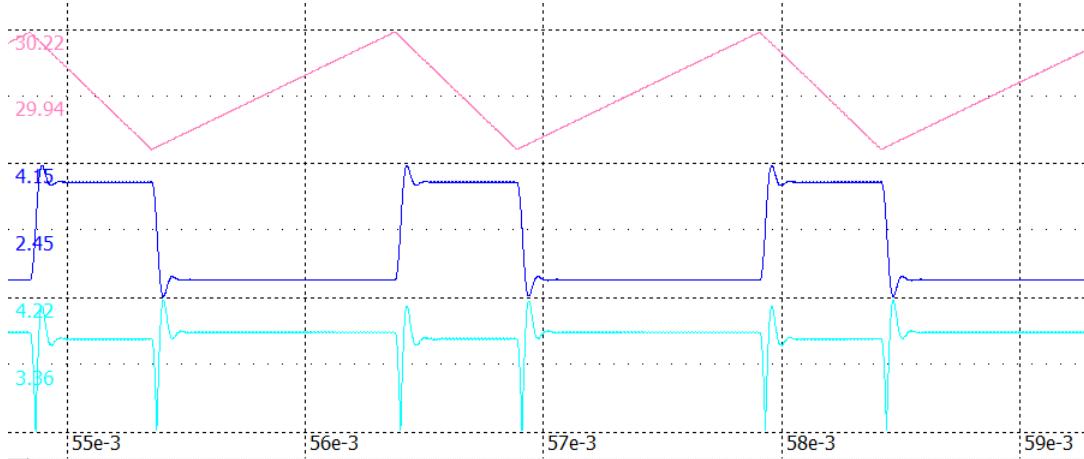


Figura 4.10: Formas de onda obtenidas en la simulación.

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

## 4.5. Rectificación y suavizado

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

En la figura 4.11 se puede observar el circuito completo utilizado para la implementación de la rectificación y filtrado. Para facilitar la comprensión de esta última parte del estimador, se realiza un análisis de cada una de estas etapas por separado.

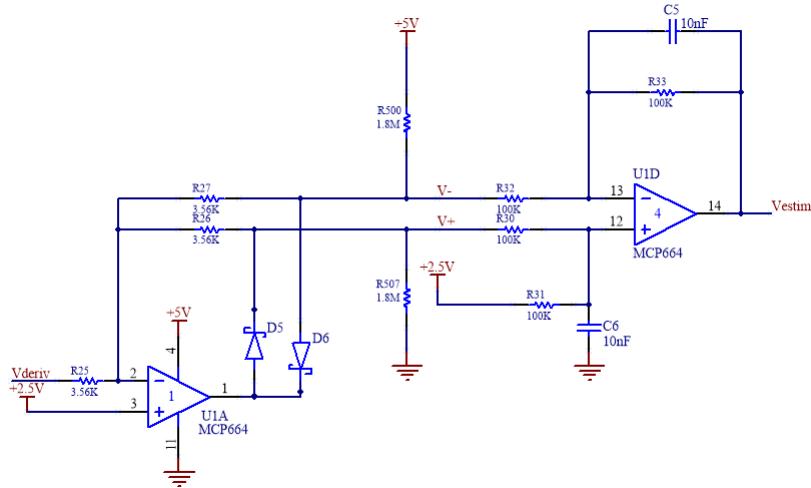


Figura 4.11: Circuito de rectificación, resta y filtrado.

### 4.5.1. Rectificador

Para entender el funcionamiento de este rectificador, se comienza con el análisis de la primer etapa del circuito de la figura 4.11. Por lo tanto, se simplifica el

circuito al mostrado en la figura 4.12. Se parte de la suposición de que en un amplificador ideal, la tensión diferencial ( $V_d$ ) es igual a cero. De esta forma, como la entrada no inversora está fijada en  $2.5 V$ , la misma tensión se encuentra en la entrada inversora.

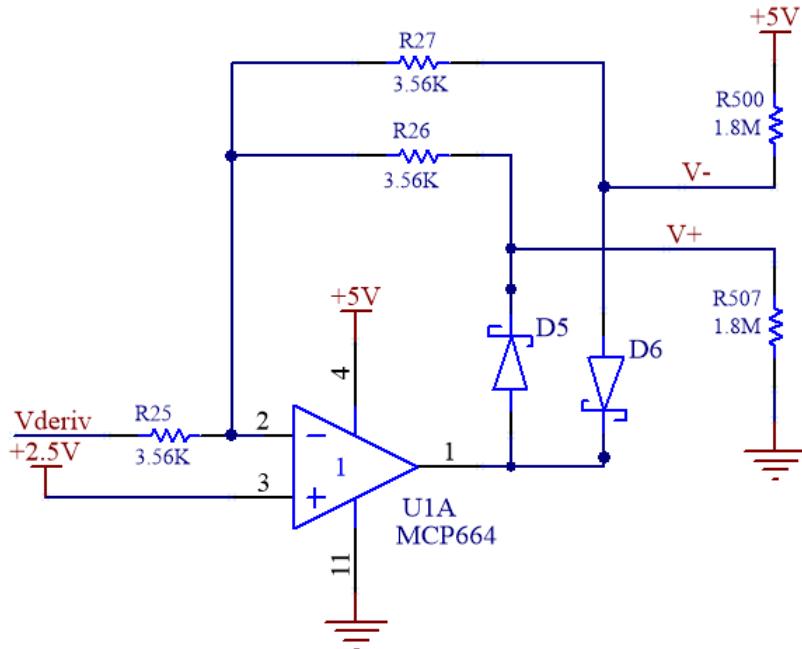


Figura 4.12: Circuito rectificador.

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

$$I_{R25} = \frac{2.5 V - V_{deriv}}{R_{25}} \quad (4.22)$$

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 la resistencia  $R_{26}$ . Si se desprecia la tensión del diodo en directa se obtiene que la salida del

operacional es igual a  $V^+$ :

$$V^+ = I_{R25} * R_{26} + 2.5 V = \frac{2.5 V - V_{deriv}}{R25} * R_{26} + 2.5 V \quad (4.23)$$

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

$$V^+ = 2.5 V - V_{deriv} + 2.5 V = 5 V - V_{deriv} \quad (4.24)$$

Además, dado que el diodo  $D_6$  queda polarizado en inversa y la caída de tensión en  $R_{27}$  es despreciable, se obtiene que  $V^- = 2.5 V$ .

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

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

$$V^+ = 2.5 V \quad (4.26)$$

#### 4.5.2. 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  $V_{deriv} > 2.5 V$ :

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

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

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

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

$$V_{estim} = 2.5 V + |\Delta V_{deriv}| \quad (4.27)$$

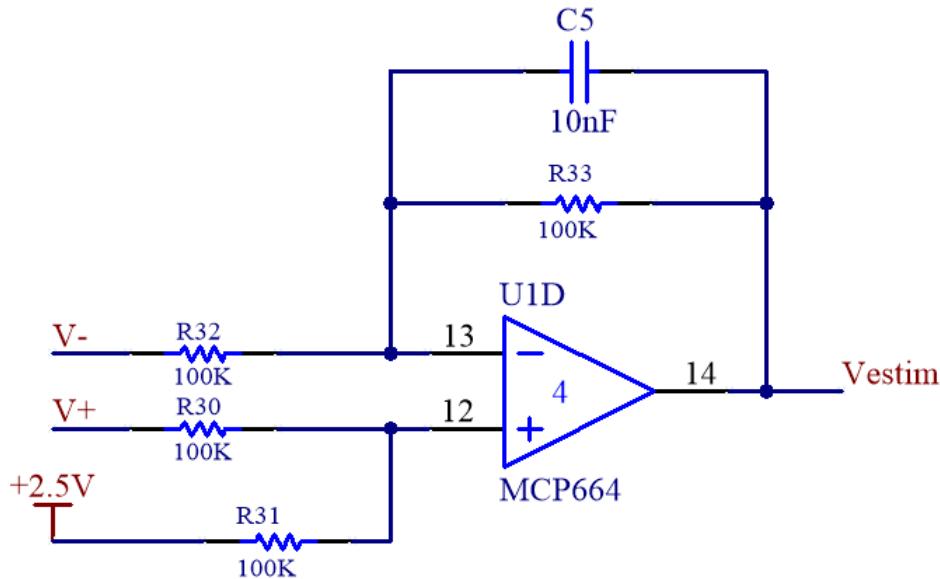


Figura 4.13: Circuito restador.

#### 4.5.3. 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:

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + s * C * R} * (V^+ - V^- + 2.5 V) \quad (4.28)$$

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + s * C * R} * (2.5 V + |\Delta V_{deriv}|) \quad (4.29)$$

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

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

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

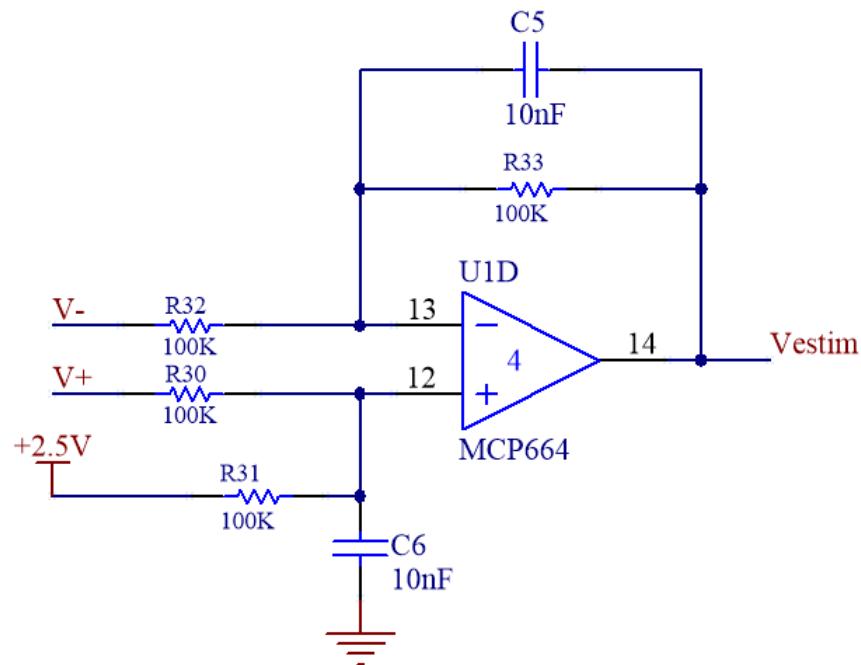


Figura 4.14: Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en 159.2Hz.

## 4.6. Simulación del estimador completo

En la figura 4.15 se pueden observar tres 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  $V_{estim}$ .

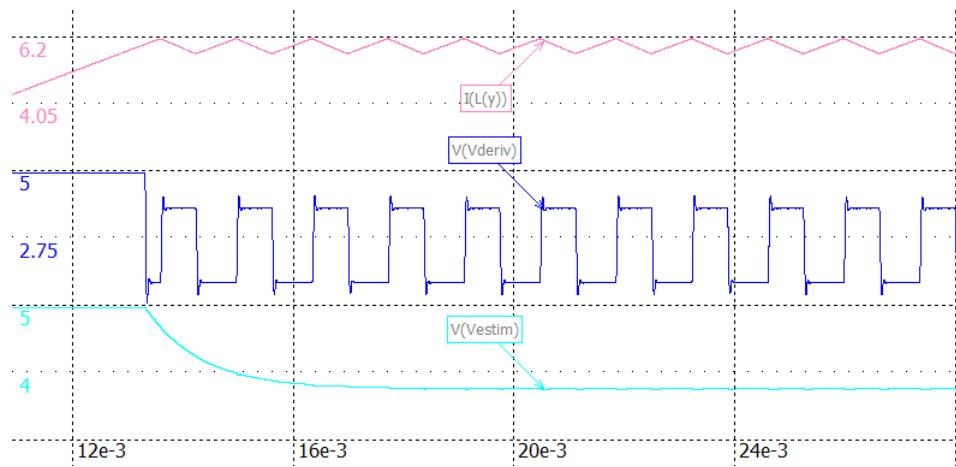


Figura 4.15: Simulación final del estimador.

En la tabla 4.2 se muestran valores medidos de  $V_{estim}$  en función de la posición.

$Y_g$ [mm]	$L(Y_g)$ [mHy]	$V_{estim}$ [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.

## 4.7. 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:

$$V_{estim} = -0.025 * \frac{dVi_L}{dt} \quad (4.31)$$

A partir de la expresión 4.31 se puede determinar que, además de realizarse la derivada, se introduce una inversión de signo. De esta forma, una pendiente positiva a la entrada resulta en valores menores a 2.5 V a la salida, mientras que una pendiente negativa produce una tensión mayor a 2.5 V.

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 4.2 que relaciona la derivada de la corriente con el entrehierro:

$$\frac{dI_L}{dt} = 194690 * Y_g \quad (4.32)$$

Al considerar la ganancia que tiene el sensor de efecto Hall sobre la corriente:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{dVi_L}{dt} * \frac{1}{0.0533} \quad (4.33)$$

Por lo tanto al utilizar 4.34 en 4.32 se obtiene 4.34.

$$\frac{dVi_L}{dt} = 0.0533 * 194690 * Y_g \quad (4.34)$$

En base al resultado anterior, se llega a:

$$V_{estim} = 0.025 * 194690 * 0.0533 * \frac{Y_g}{1 + \frac{s}{1k}} = 259.6 * \frac{Y_g}{1 + \frac{s}{1k}} \quad (4.35)$$

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

$$H_{estim} = \frac{V_{estim}}{Y_g[m]} = \frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1k}) * (1 + \frac{s}{60k})^2} \quad (4.36)$$



# **Capítulo 5**

## **Compensador analógico**

En este capítulo se analiza 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 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.

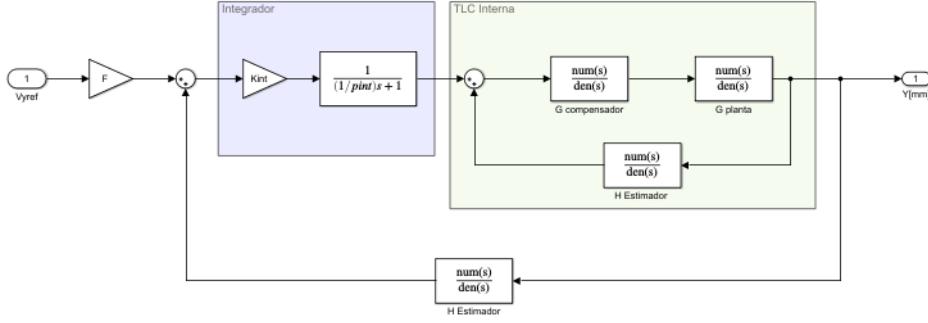


Figura 5.1: Diagrama del sistema completo.

## 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 (2.32), de la del controlador de corriente  $G_{iL}(s)$  (3.55) y de la del lazo de realimentación  $H_{estim}(s)$  (4.36). A partir de ellas se obtiene la transferencia a lazo abierto total  $GH_T(s)$  mostrada en la expresión 5.1.

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

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

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.

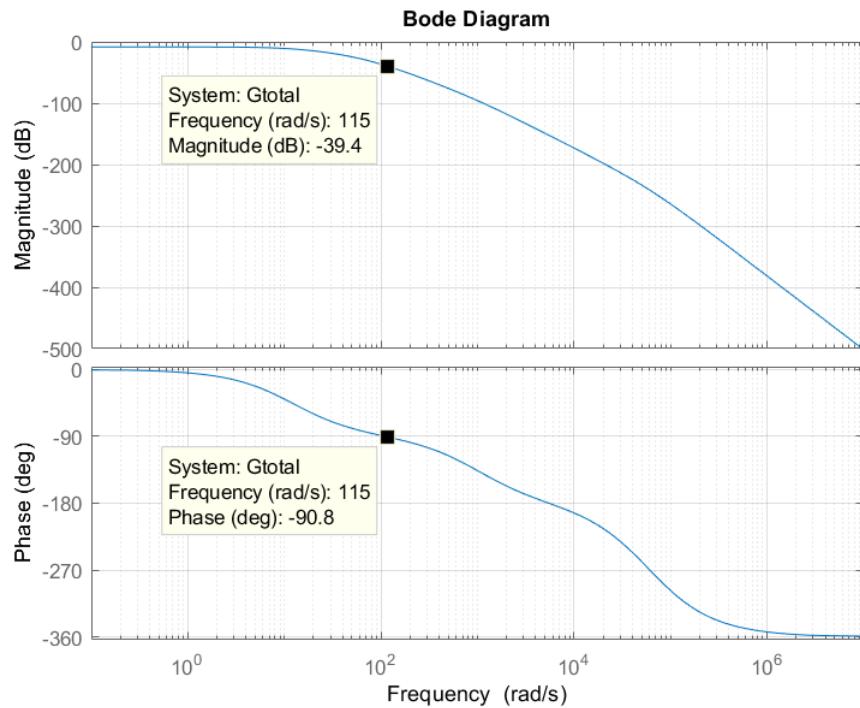


Figura 5.2: Diagrama de Bode de lazo abierto  $GH_T$  con  $M = 30\text{kg}$ .

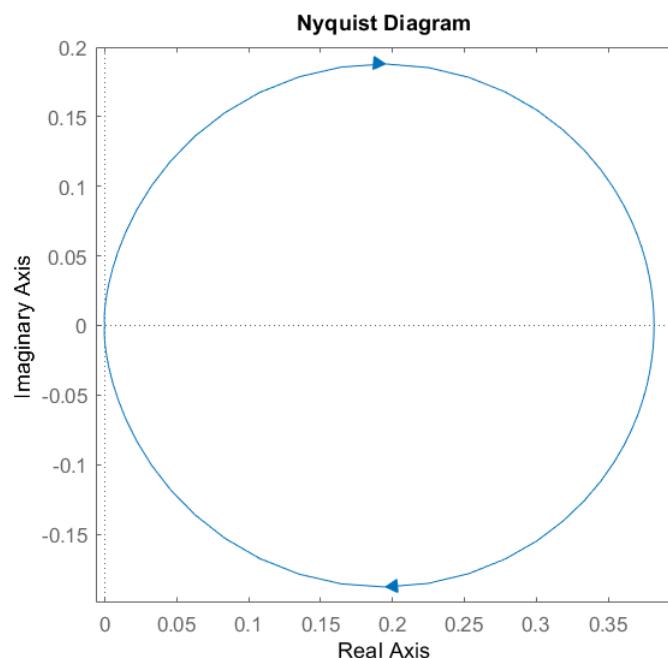


Figura 5.3: Diagrama de Nyquist de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

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

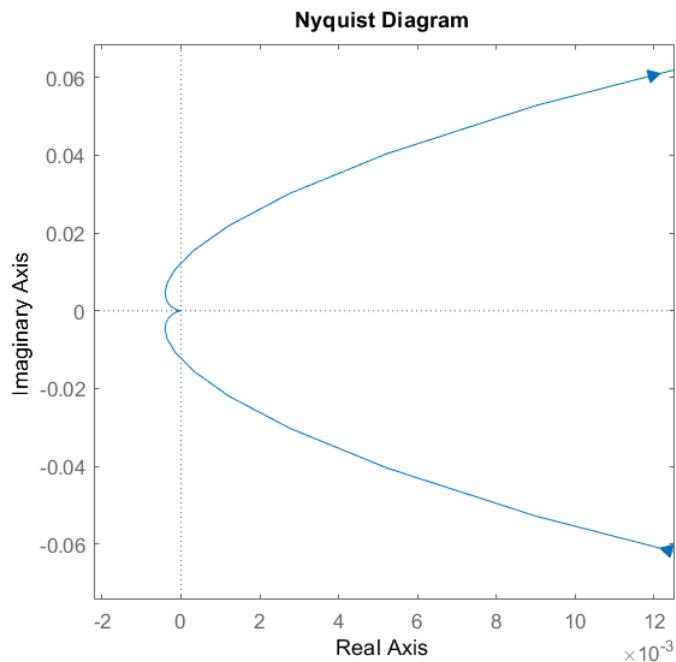


Figura 5.4: Acercamiento del diagrama de Nyquist de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

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

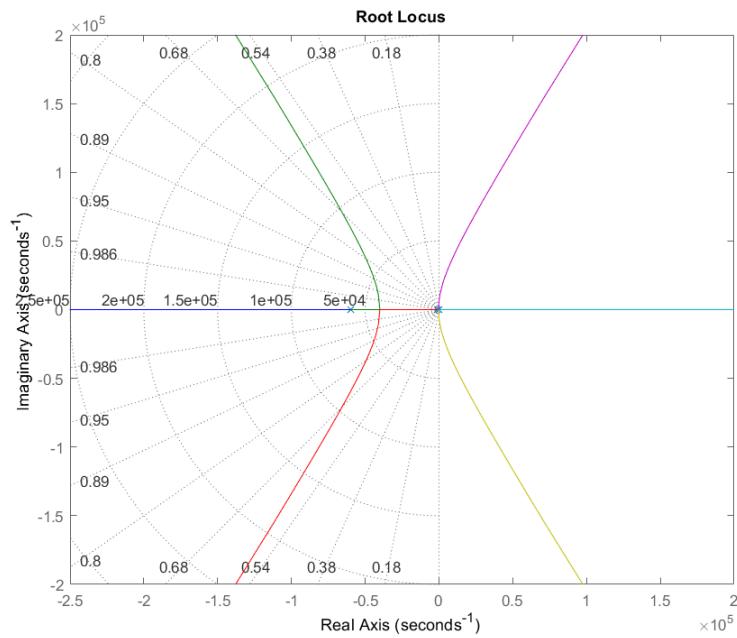


Figura 5.5: Lugar de raíces de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

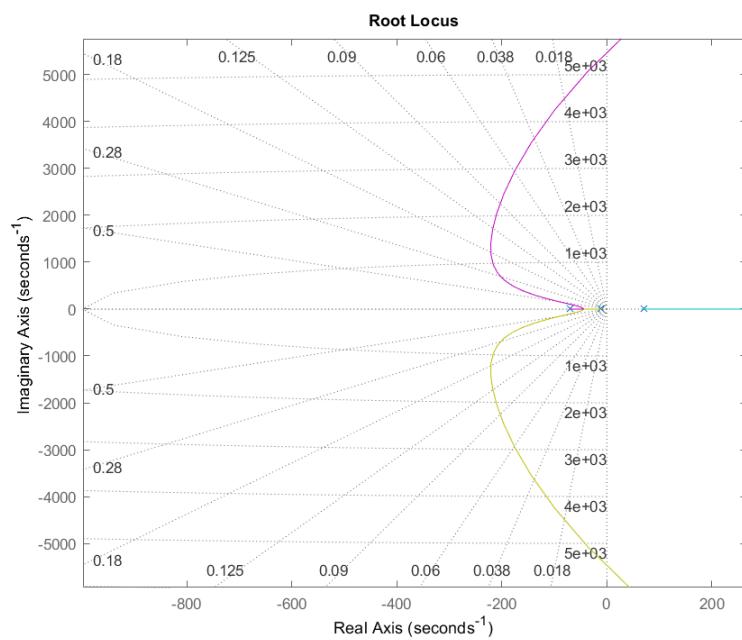


Figura 5.6: Acercamiento del lugar de raíces de  $GH_T$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

Como se observa en la figura 5.6,  $GH_T$  tiene un polo en el semiplano derecho. 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 debe realimentar positivamente y generar 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 debe tener una forma como la mostrada en la figura 5.7.

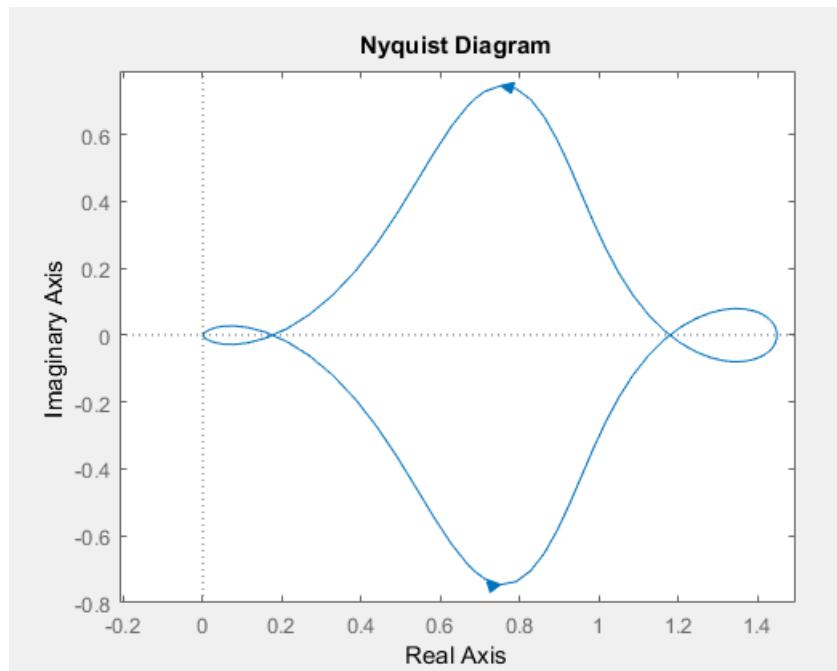


Figura 5.7: Forma del diagrama de Nyquist deseado.

### 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  $0 \text{ dB}$  y, en el segundo cruce, menor. De esta forma, al observar la figura 5.2 se decide adelantar la fase  $100^\circ$  en aproximadamente  $200 \text{ rad/s}$ . Esto se logra mediante el uso de dos redes de adelanto de fase de  $65^\circ$  cada una.

De esta forma, las ecuaciones de diseño resultan:

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

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

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

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

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

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  $15.6 \text{ dB}$  hasta  $35 \text{ dB}$  aproximadamente. 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 debe adoptar una ganancia del compensador que mantenga la estabilidad para estos dos casos. Es decir, la

ganancia mínima es de  $15.6 \text{ dB}$  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  $88 \text{ rad/s}$ , lo que significa que  $K = 20 \text{ dB} \equiv 10 \text{ veces}$ .

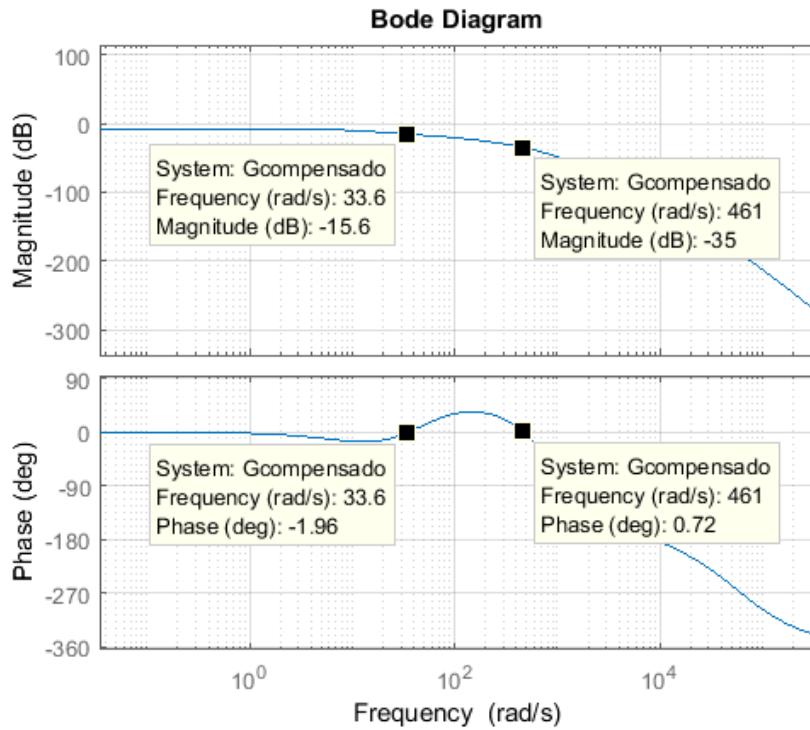


Figura 5.8: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para  $K = 1$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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  $0 \text{ dB}$  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.

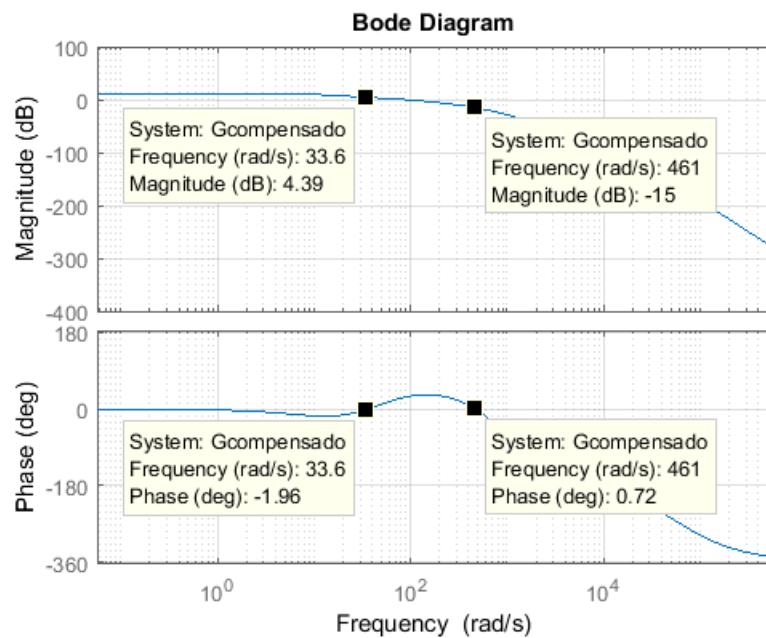


Figura 5.9: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para  $K = 10$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

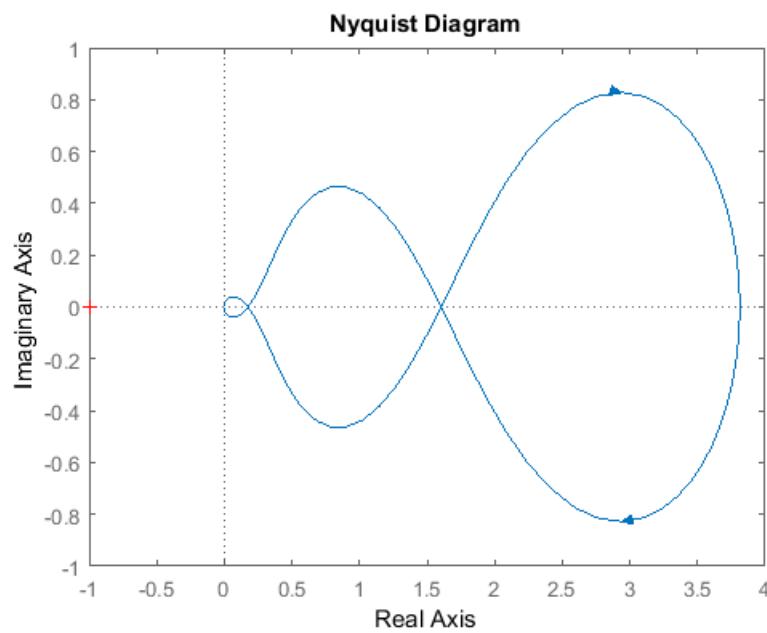


Figura 5.10: Diagrama de Nyquist de  $GH_T * G_C$  para  $K = 10$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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

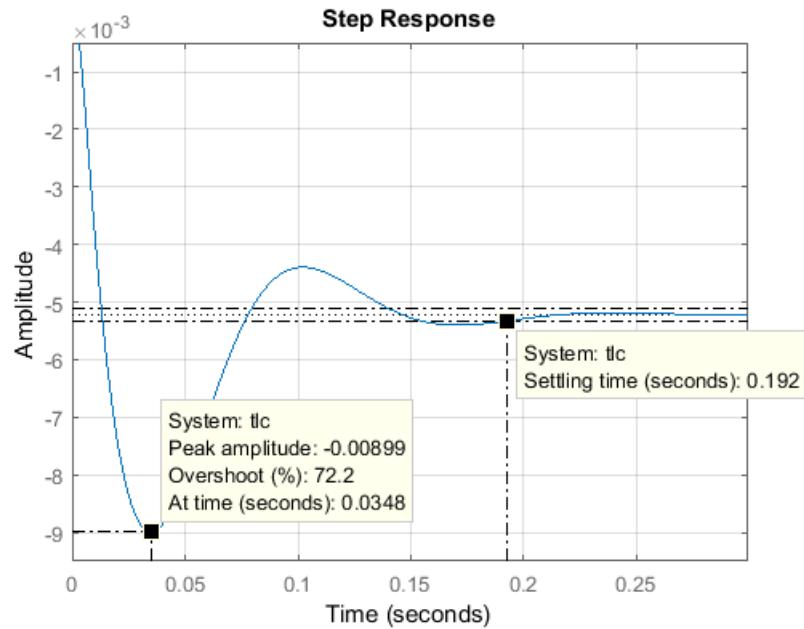


Figura 5.11: Respuesta al escalón para  $M = 30 \text{ kg}$ .

### 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.

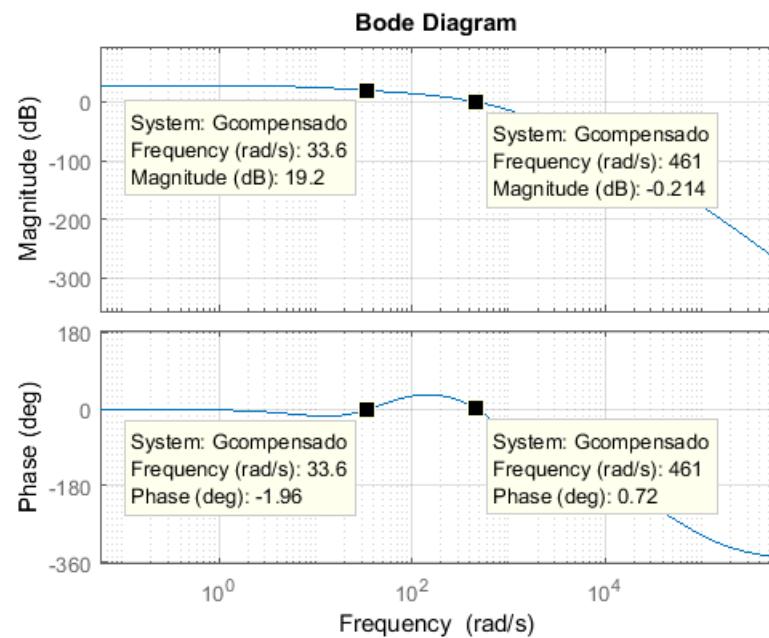


Figura 5.12: Diagrama de Bode de  $GH_T * G_C$  para  $M = 1 \text{ kg}$ .

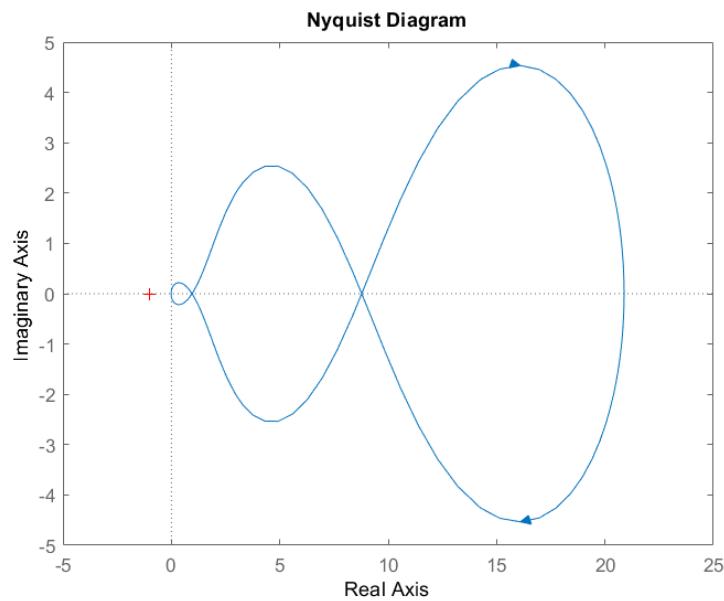


Figura 5.13: Diagrama de Nyquist de  $GH_T * G_C$  para  $M = 1 \text{ kg}$ .

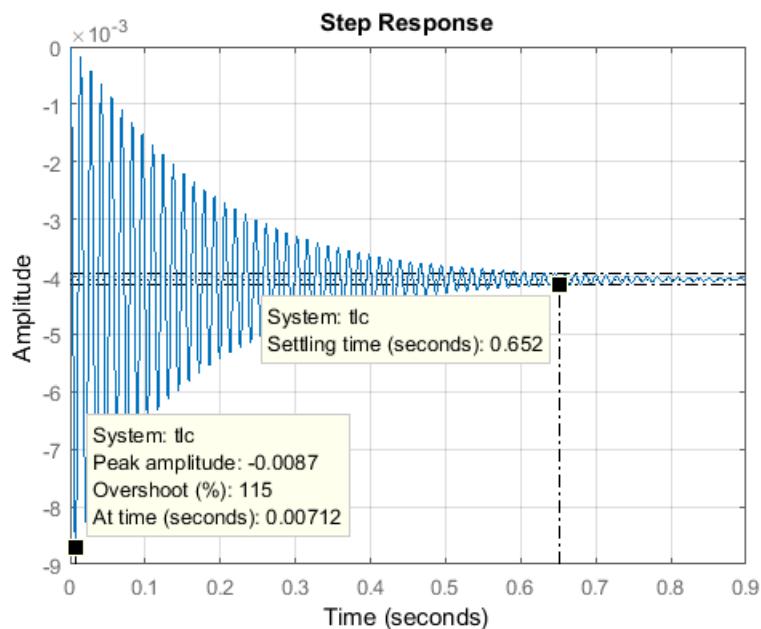


Figura 5.14: Respuesta al escalón para  $M = 1 \text{ kg}$ .

#### 5.2.4. Implementación circuital de la 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 un cero con ganancia unitaria (si  $R_a = R_b$ ). Luego, se agrega la ganancia como una etapa separada.

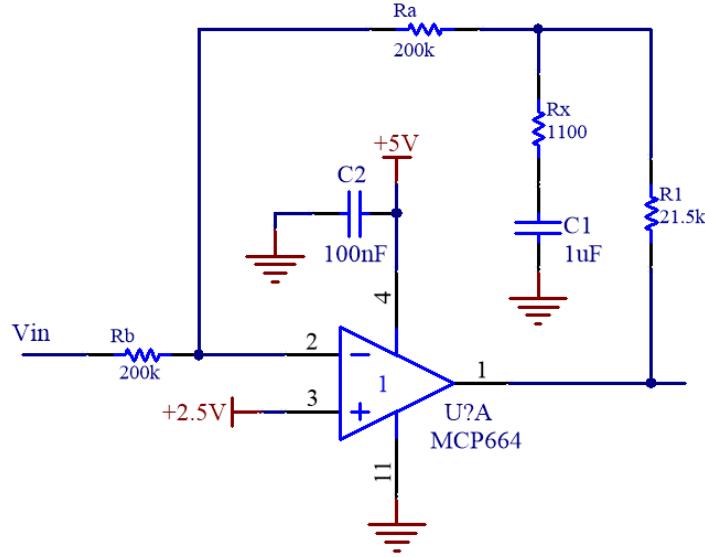


Figura 5.15: Diseño circuitual de una red de adelanto de fase.

La transferencia de lazo cerrado de esta etapa es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_a}{R_b} * \frac{1 + sC(R_x + R_1)}{1 + sCR_x} \quad (5.3)$$

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  $R_1 = 21.5 \text{ k}\Omega$ . 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  $R_{323} = 10 \text{ k}\Omega$ .

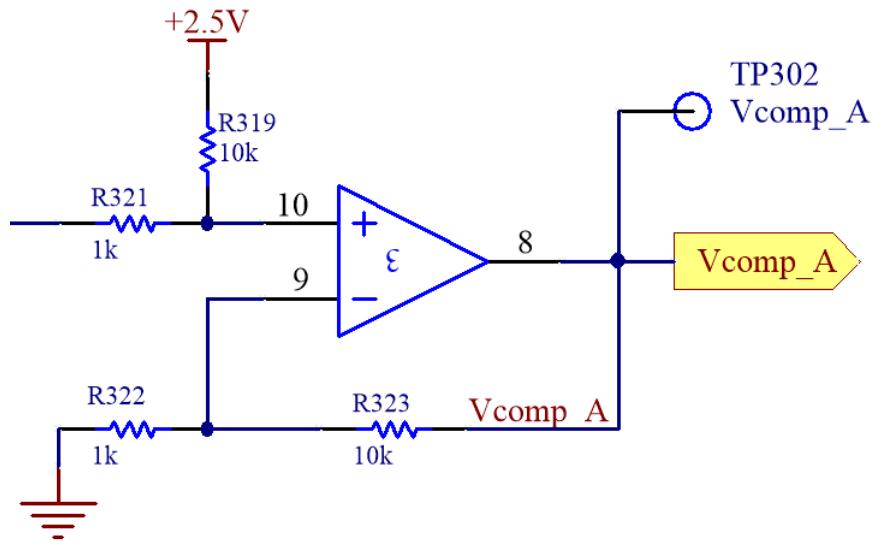


Figura 5.16: Etapa de ganancia del compensador.

### 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:

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

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  $0.1\text{rad/s}$  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.

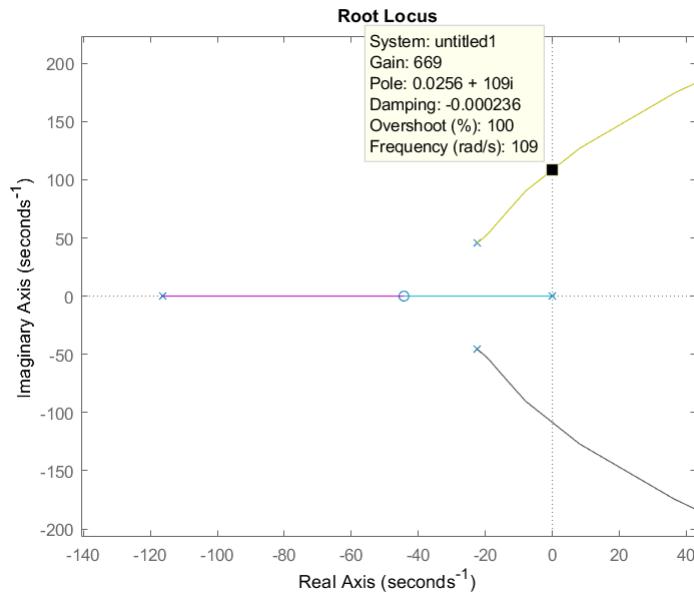


Figura 5.17: Lugar de raíces con el integrador.

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.

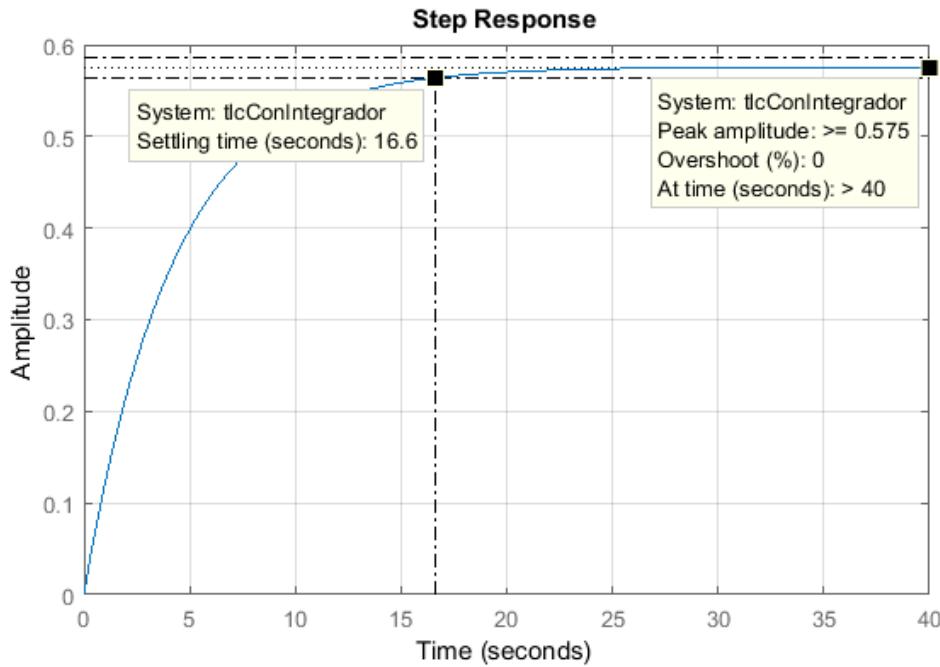


Figura 5.18: Respuesta al escalón con integrador con  $K_{int} = 1$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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.

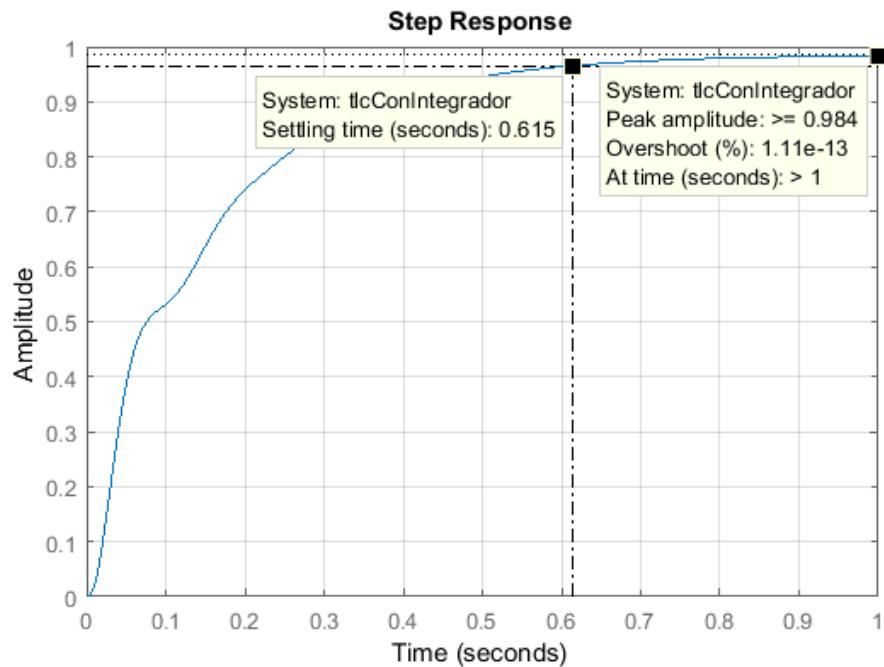


Figura 5.19: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 50$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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.

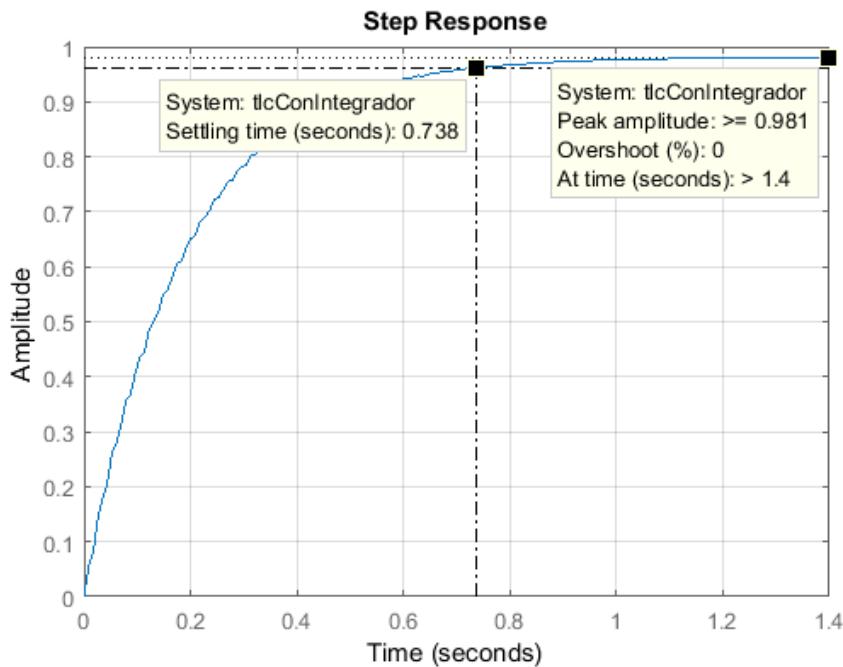


Figura 5.20: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 50$  y  $M = 1 \text{ kg}$ .

### 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.

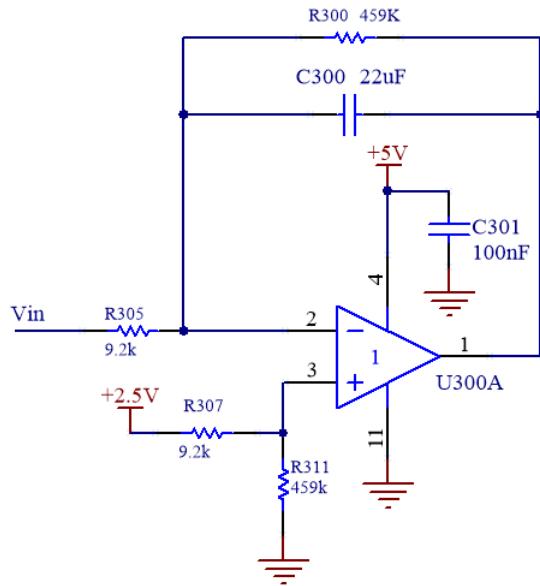


Figura 5.21: Implementación circuital del integrador.

## 5.4. Etapa de entrada

### 5.4.1. Cálculo de ganancia de entrada

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

$$G_{TLC_{final}} \simeq \frac{1}{H_{estim}} = -\frac{1}{259.6} \quad (5.4)$$

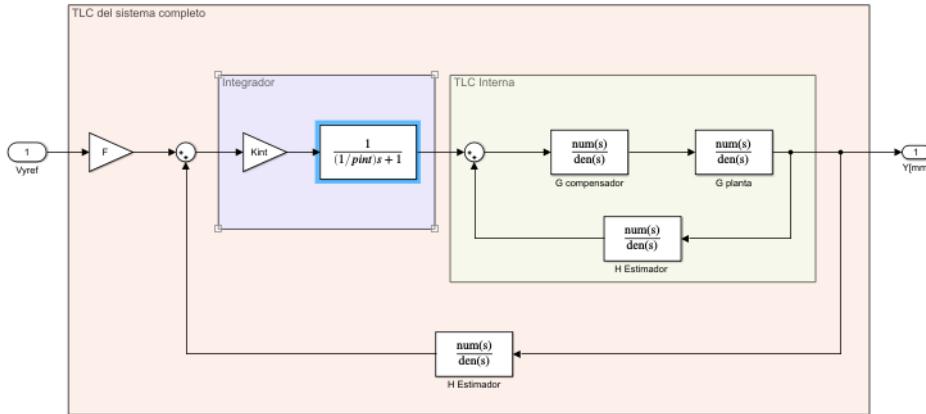


Figura 5.22: Diagrama en bloques final.

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:

$$Y_g[m] = F * \left(-\frac{1}{259.6}\right) * V_{in} = \frac{1}{259.6} * V_{in} \quad (5.5)$$

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:

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

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

### 5.4.2. Implementación circuitual

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.

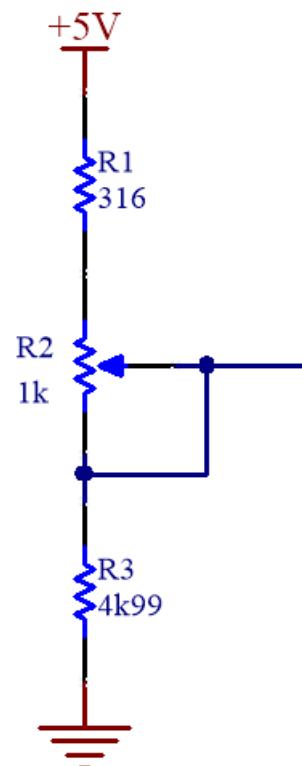


Figura 5.23: Etapa de entrada.

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

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

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 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 DAC y un ADC, ambos de 12 bits y 3.3 V de referencia.

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.

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  $H(Z)$ .

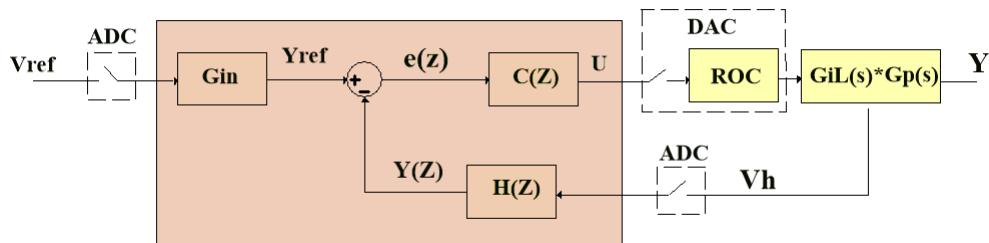


Figura 6.1: Diagrama en bloques de la implementación digital.

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:

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

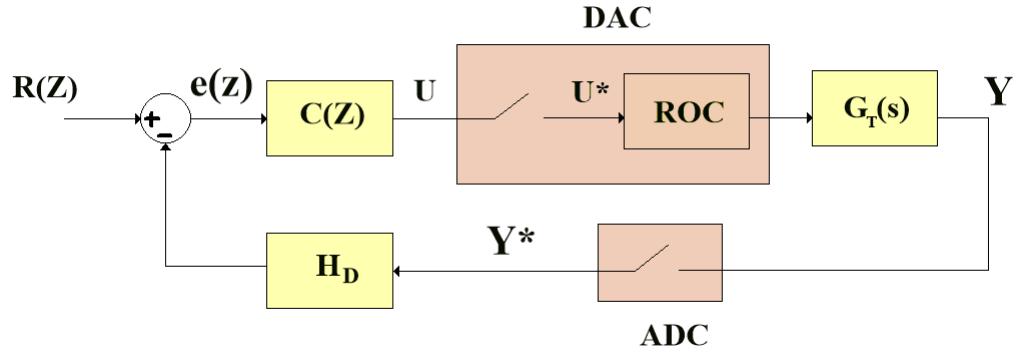


Figura 6.2: Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.

## 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 ( $L[mH]$ ) 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.

$Y_g$ [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 induc-tancia 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>0</sup> armónica para el caso de la mayor frecuencia. Por lo tanto, se adopta 2.5 veces. Es decir:

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

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.

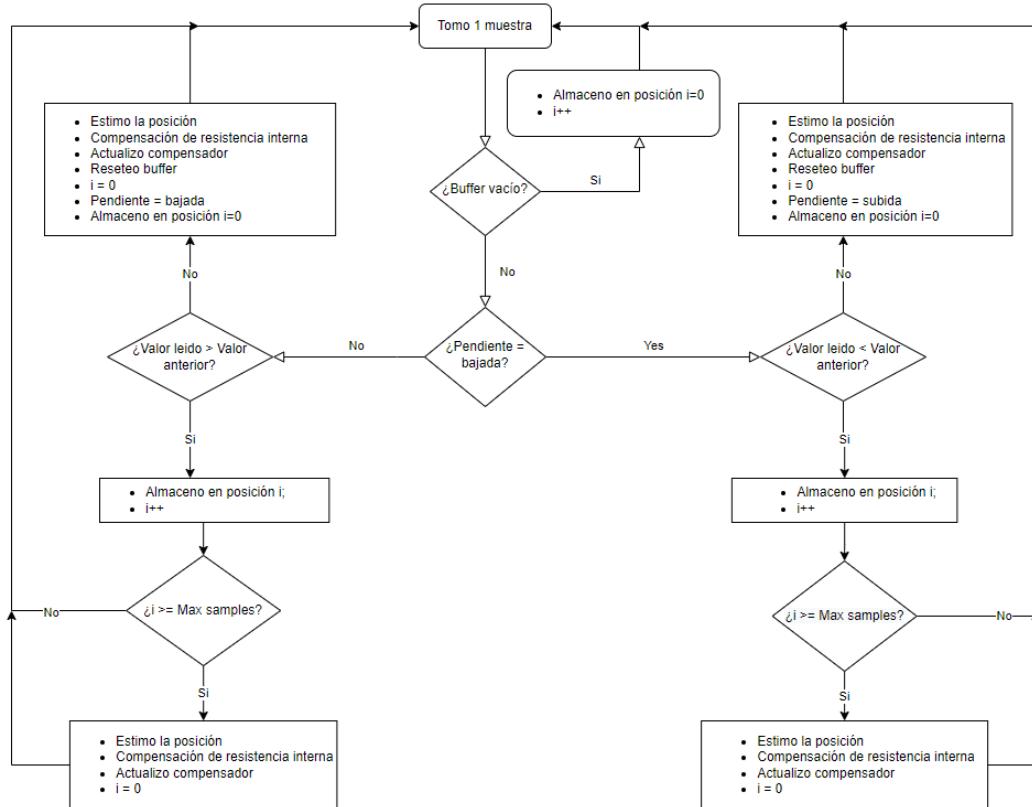


Figura 6.3: Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas.

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 completa, 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, sobrescribiendo 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 teniendo en cuenta el tiempo transcurrido ( $K$  períodos de muestreo), 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 hasta que se obtiene nueva estimación. 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 detectar un cambio de pendiente, 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 4.2, 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:

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

Por lo tanto al despejar la derivada teórica de la expresión 6.5 se obtiene:

$$(\frac{di_L}{dt})_{Teorica} = (\frac{di_L}{dt})_{Real} + \frac{R_L * I_L}{L(Y_g)} \quad (6.6)$$

Al aproximar la derivada real como la resta entre la muestra de corriente en un

instante menos el anterior sobre el período de muestreo y al utilizar 6.6 en 6.4, se obtiene:

$$Y_g[n] = 5.136 \cdot 10^{-6} \cdot \left| \frac{I_L[n] - I_L[n-K]}{K * T_S} + \frac{R_L * D * I_L[n]}{L(Y_g)[n-1]} \right| - 3.472 \cdot 10^{-3} [m] \quad (6.7)$$

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:

$$V_h[n] = \bar{V}_h[n] + \hat{V}_h[n] = K_h * (\bar{I}_L[n] + \hat{I}_L[n]) \quad (6.8)$$

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:

$$Y_g[n] = 5.136 \cdot 10^{-6} \cdot \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-K]}{K * K_h * T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{K_h * L(Y_g)[n-1]} \right| - 3.472 \cdot 10^{-3} [m] \quad (6.9)$$

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 6.10. El cálculo de esta expresión se obtiene a partir de la linealización de la inductancia en función de las mediciones realizadas sobre el electroimán.

$$L(Y_g)[n] = -2.56 * Y_g[n] + 0.0271 \text{ Hy} \quad (6.10)$$

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

$$Y_g[n] = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-K]}{K * K_h * T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{K_h * (2.56 * Y_g[n-1] + 0.0271)} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.11)$$

$$Y_g[n] = 96.3 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-K]}{K * T_S} + \frac{R_L * \bar{V}_h[n]}{(2.56 * Y_g[n-1] + 0.0271)} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.12)$$

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

Es importante notar que los coeficientes del estimador deben calcularse justo antes de realizar una nueva estimación, en función de la cantidad de muestras que se utilizan para el cálculo de la pendiente. Si bien el estimador presenta una frecuencia de actualización variable, los coeficientes del compensador digital no se ven modificados ya que se calculan teniendo en cuenta la frecuencia de actualización más lenta.

Por otro lado, el bloque  $H_D$  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 2.20 y la ecuación 6.2 es posible 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:

$$\Delta f_{SW} = f_{SW}[2.1 \text{ mm}] - f_{SW}[2 \text{ mm}] = 44.8 \text{ Hz} \quad (6.13)$$

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 6.14 se muestra el cálculo de la pendiente de la onda triangular en función de la frecuencia de conmutación.

$$P(f_{SW}) = \frac{\Delta V}{T_{SW}/2} = 2 * K_h * \Delta i_L * f_{SW} = 2 * 0.0533 * 0.5 * f_{SW} \quad (6.14)$$

A partir de la ecuación 6.14 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.

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 56.49 \text{ [V/s]} \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 58.89 \text{ [V/s]} \end{aligned} \quad (6.15)$$

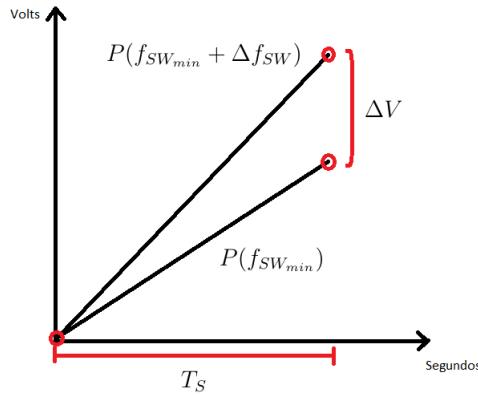


Figura 6.4: Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.

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

$$\begin{aligned} V1 &= P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) * T_S \\ V2 &= P(f_{SW_{min}}) * T_S \end{aligned} \quad (6.16)$$

Al considerar  $F_s = 25 \text{ kHz}$ :

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 96 \mu V \quad (6.17)$$

Este resultado indica que, al usar un ADC de 12 bits, se necesitaría una tensión de referencia  $V_{ref} = 0.39V$ . Sin embargo, este valor resulta demasiado bajo y no sirve si se quiere medir la tensión de 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. Por lo tanto, se realiza una adquisición separada de ambas componentes de la tensión de salida del sensor de efecto Hall con el ADC, sin el *set-point* de  $2.5 \text{ V}$ .

A la salida del sensor de efecto Hall se obtiene una señal cuyo valor medio varía entre  $0 \text{ V}$  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 componente de alterna. 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*).

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:

$$P(F_{SW}) = 50 * [0.0533 * 0.5 * (F_{SW} * 2)] \left[ \frac{V}{s} \right] \quad (6.18)$$

Al reemplazar para el incremento de frecuencia se obtiene:

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 2824.9 \left[ \frac{V}{s} \right] \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 2944.29 \left[ \frac{V}{s} \right] \end{aligned} \quad (6.19)$$

Por lo tanto, resulta:

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 0.1177 V - 0.1129 V = 4.7 mV \quad (6.20)$$

De esta manera, 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 utilizando la ganancia del estimador analógico según la expresión 6.21. Además se implementa un filtro *anti-aliasing* con frecuencia de corte en  $9.9 kHz$ .

$$Y_{ref} = \frac{V_{pos_{ref\,ADC}} + 2.5\text{ V}}{259.6} [\text{m}] \quad (6.21)$$

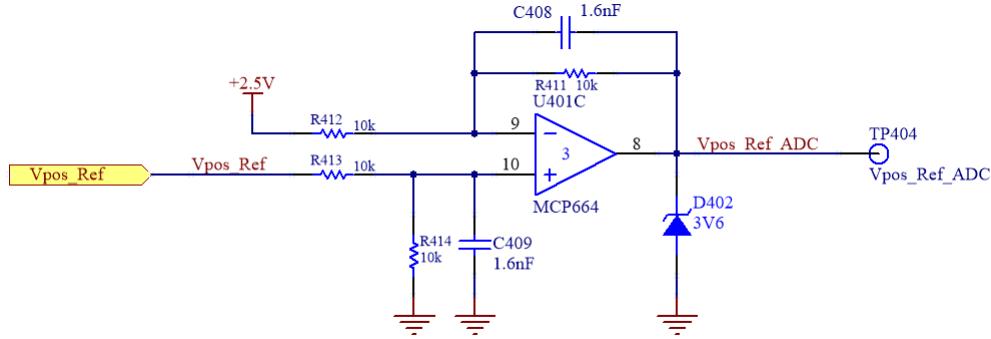


Figura 6.5: Circuito acondicionador para referencia de posición.

### 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 100 Hz, 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 (para mejorar la medición de la pendiente por el ADC) y se agrega un *set-point* de 2.5 V.

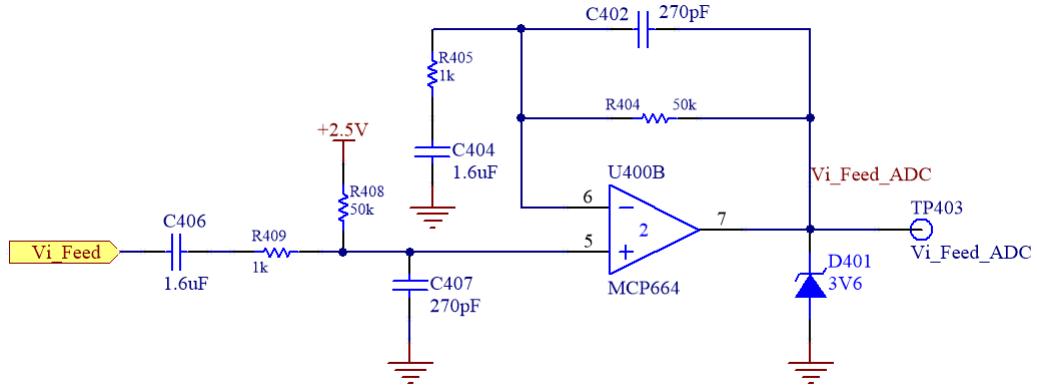


Figura 6.6: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

### 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

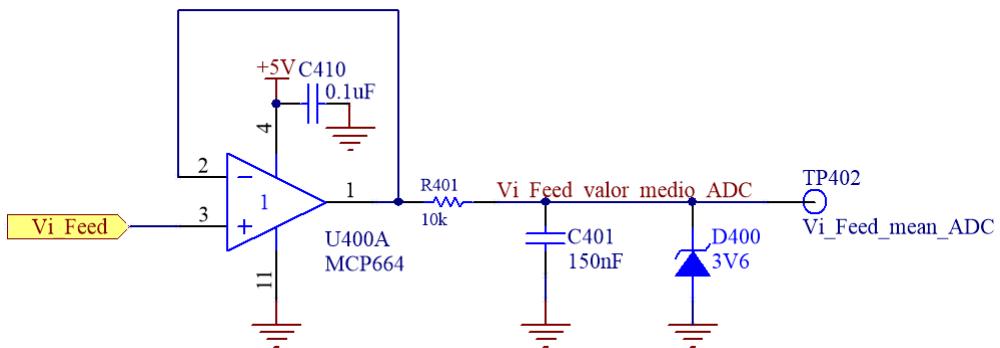


Figura 6.7: Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.

## 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 utiliza el 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.

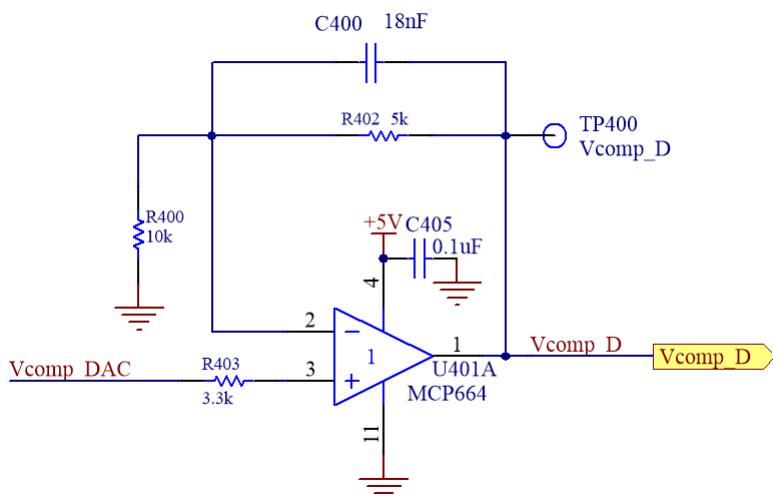


Figura 6.8: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.

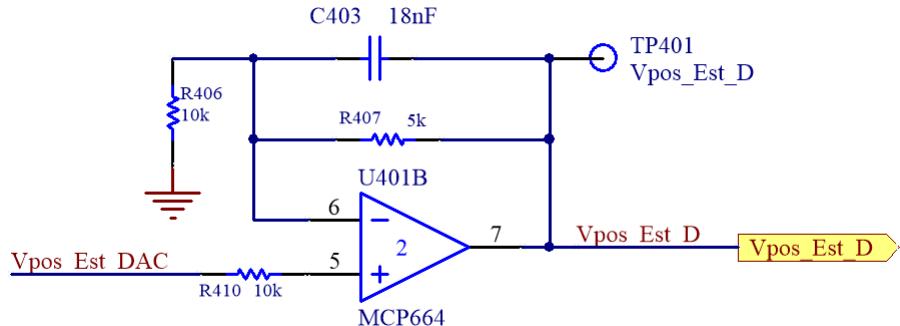


Figura 6.9: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.

## 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  $30\text{ kg}$ .

$$G_T(s)[M = 30\text{kg}] = G_P(s) * G_{iL}(s) = \frac{-87.7}{(s - 70)(s + 70)(s + 12.17)} \quad (6.22)$$

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

$$G_T(Z)[M = 30\text{ kg}] = \frac{-3.4 * 10^{-10}(z + 3.7)(z + 0.3)}{(z - 0.9965)(z + 0.9802)(z + 0.2677)} \quad (6.23)$$

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

$$G_T(w)[M = 30 \text{ kg}] = \frac{-8.5*10^{-11}(w-1.21*10^4)(w-7000)(w+1.21*10^4)}{(w-70)(w+70)(w+12.17)} \quad (6.24)$$

Con las expresiones en  $[w]$  es posible diseñar un controlador en el dominio analógico y luego transformarlo al 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  $30 \text{ kg}$  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 6.25.

$$GH_T(w) = \frac{-8.5 * 10^{-11}(w - 1.21 * 10^4)(w - 7000)(w + 1.21 * 10^4)}{(w - 70)(w + 70)(w + 12.17)} \quad (6.25)$$

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 6.25 se grafica el lugar de raíces y el diagrama de Nyquist que se muestran en las figuras 6.10 y 6.11 respectivamente.

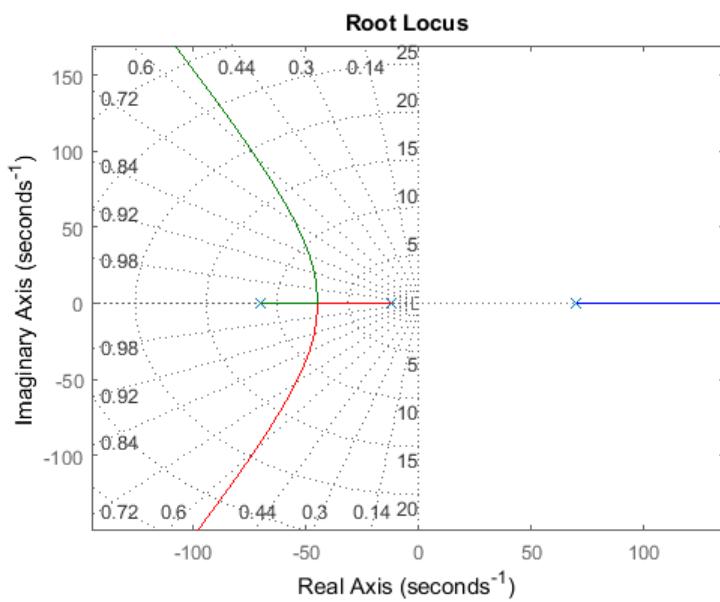


Figura 6.10: Diagrama de Bode de lazo abierto  $GH_T(w)$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

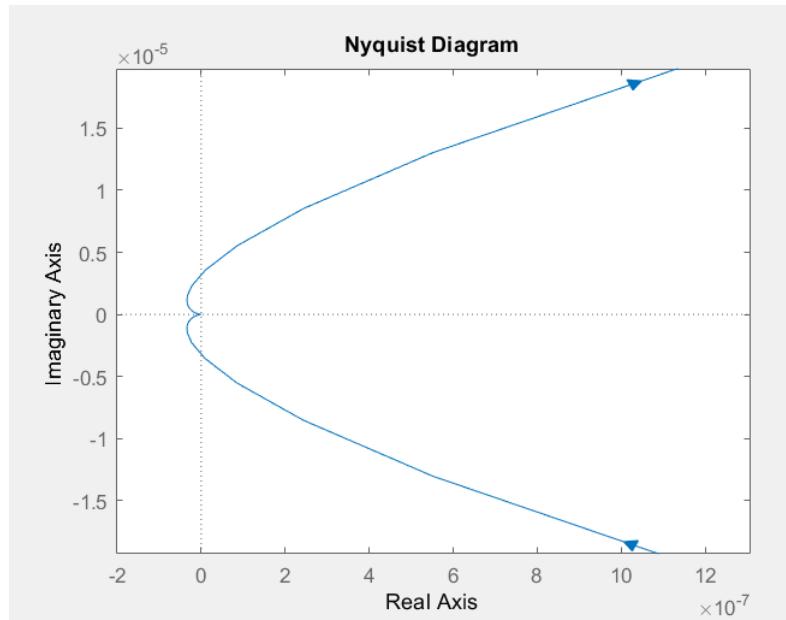


Figura 6.11: Diagrama de Nyquist de  $GH_T(w)$  con  $M = 30 \text{ kg}$ .

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:

$$G_c(w) = K * [20.346 * \frac{(w + 44.3)}{(w + 902.1)}]^2 \quad (6.26)$$

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 debe 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  $K = 68.4 \text{ dB} \equiv 2630 \text{ veces}$ .

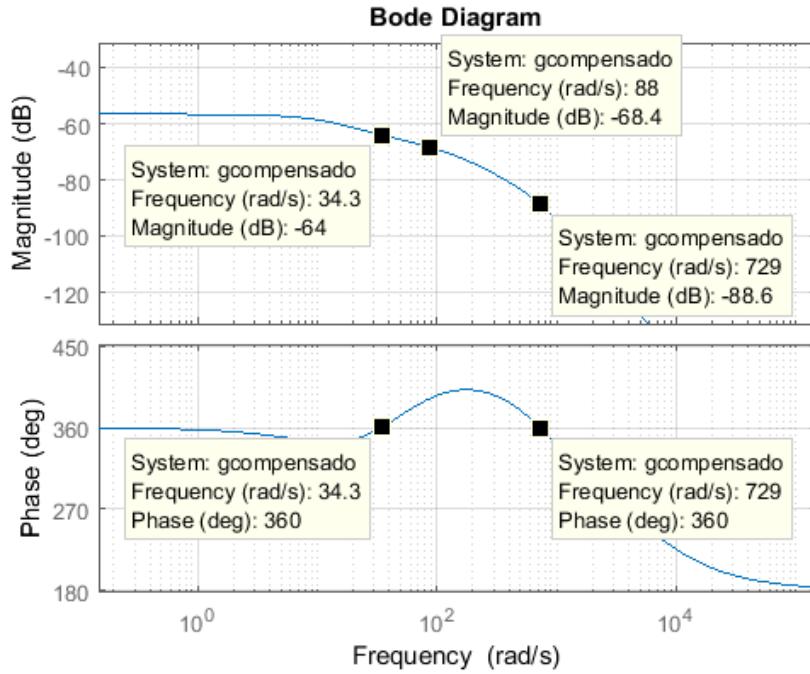


Figura 6.12: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $K = 1$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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.

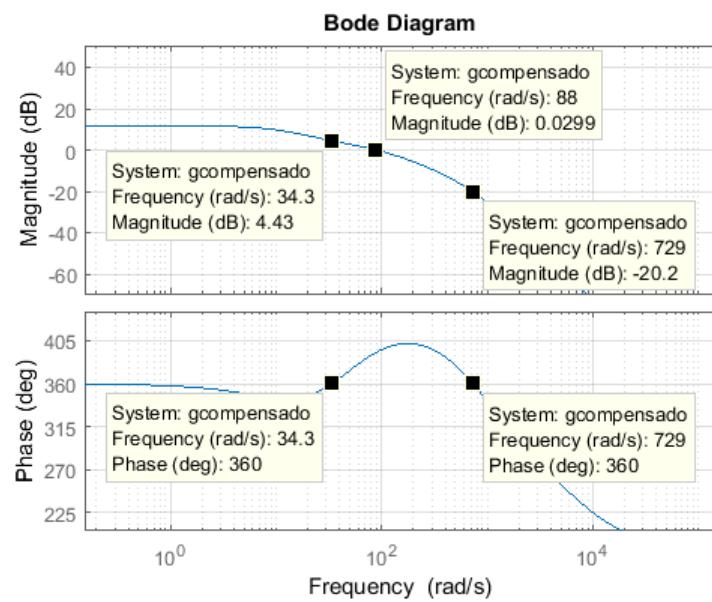


Figura 6.13: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $K = 2630$  y  $M = 30\text{ kg}$ .

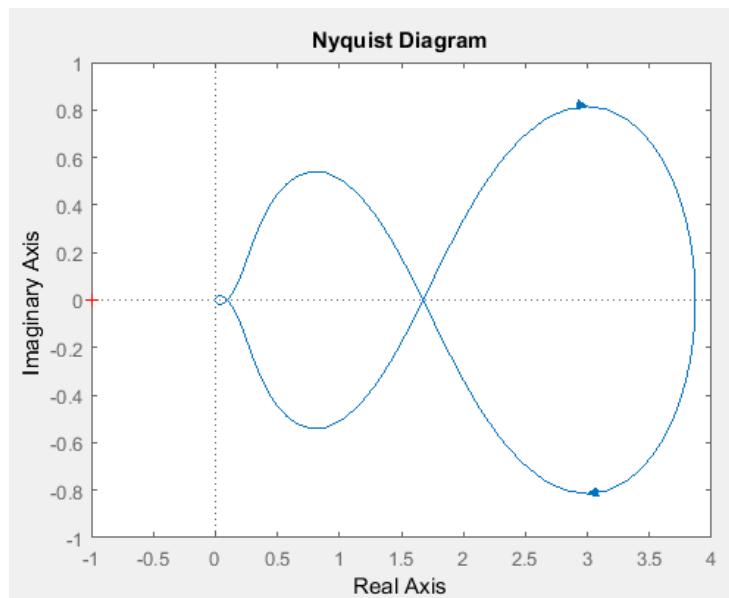


Figura 6.14: Diagrama de Nyquist de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $K = 2630$  y  $M = 30\text{ kg}$ .

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

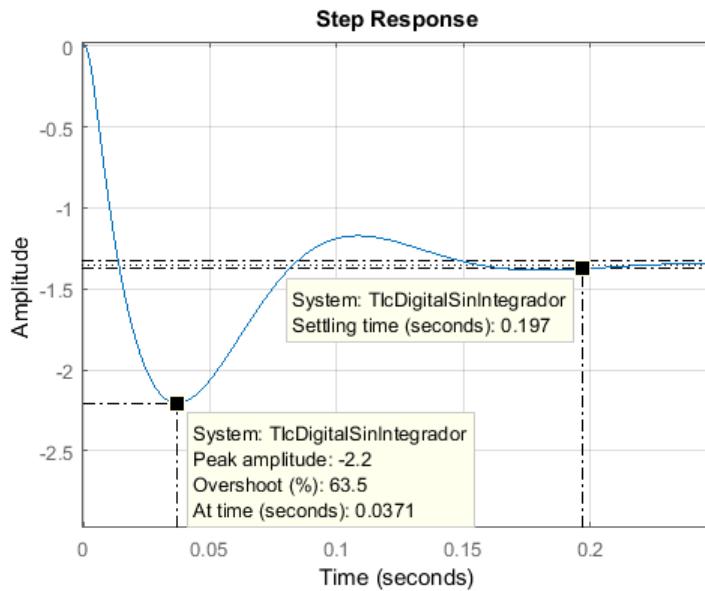


Figura 6.15: Respuesta al escalón para  $M = 30\ Kg$ .

### 6.9.2. Análisis de estabilidad con masa de 1 kg

En esta sección se verifica la estabilidad del sistema para el caso en que la masa sea de  $1\ kg$ , 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.

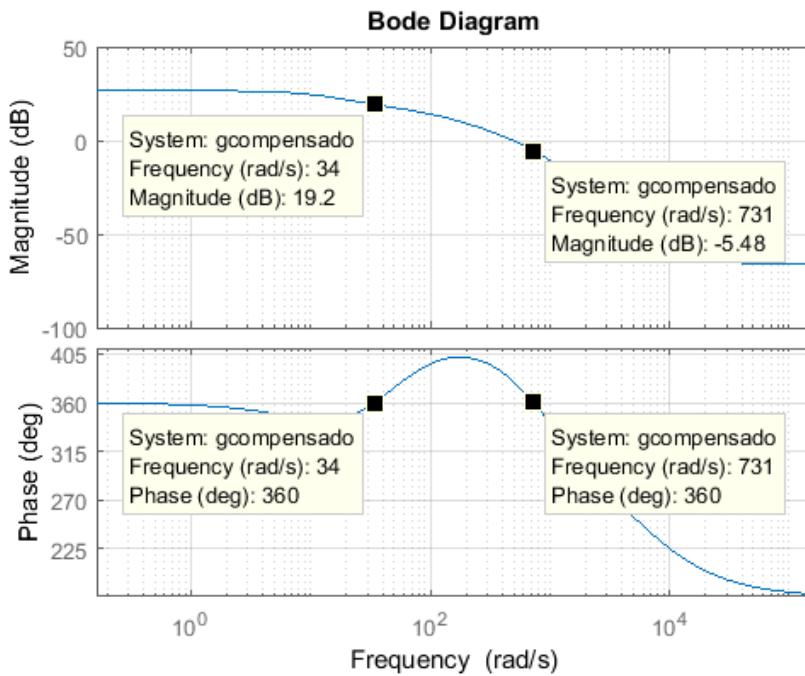


Figura 6.16: Diagrama de Bode de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $M = 1 \text{ kg}$ .

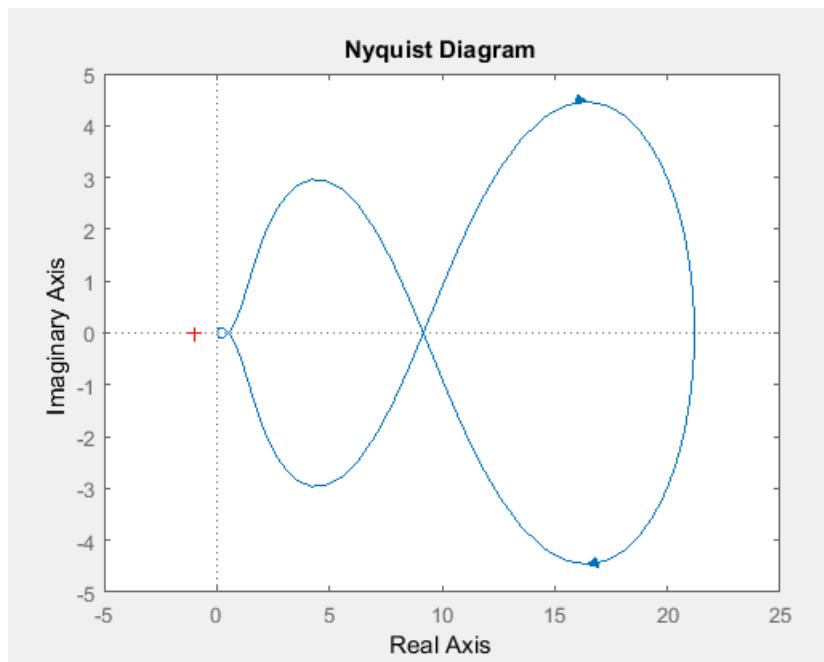


Figura 6.17: Diagrama de Nyquist de  $GH_T(w) * G_C(w)$  para  $M = 1 \text{ kg}$ .

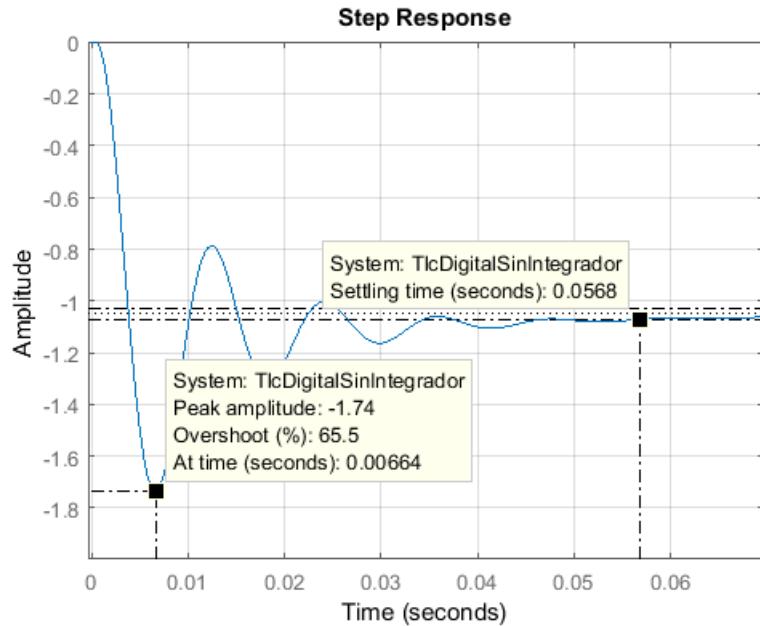


Figura 6.18: Respuesta al escalón para  $M = 1 \text{ kg}$ .

## 6.10. Diseño de lazo de realimentación externo

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

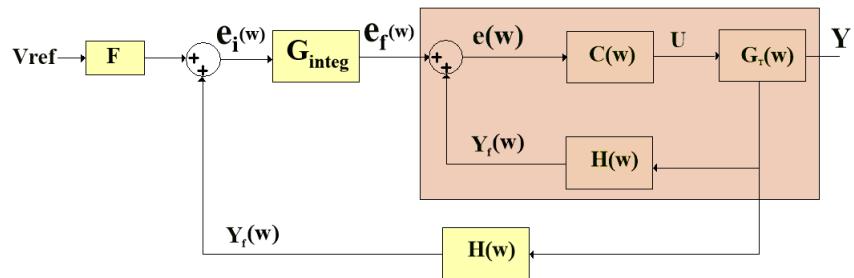


Figura 6.19: Diagrama del sistema completo.

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.

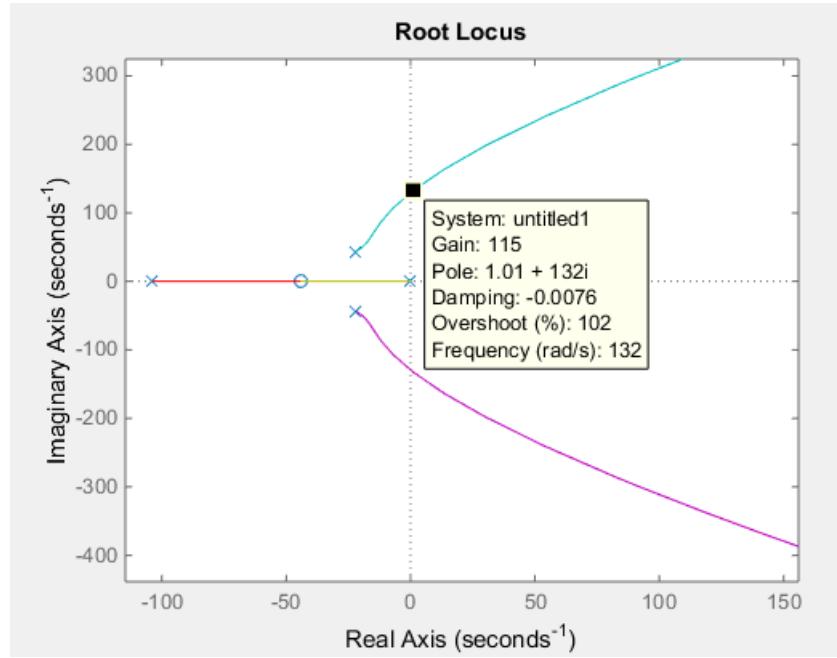


Figura 6.20: Lugar de raíces con el integrador.

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.

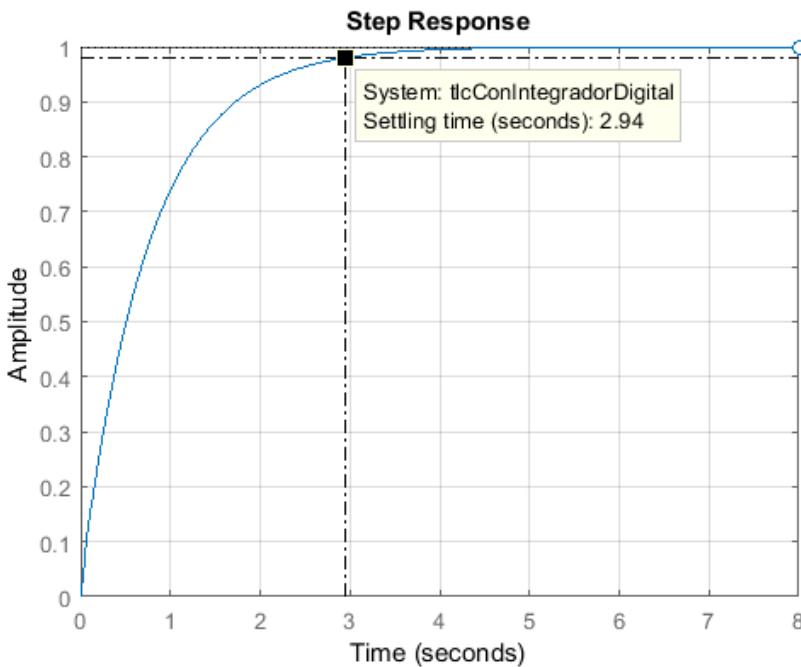


Figura 6.21: Respuesta al escalón con integrador con  $K_{int} = 1$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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.

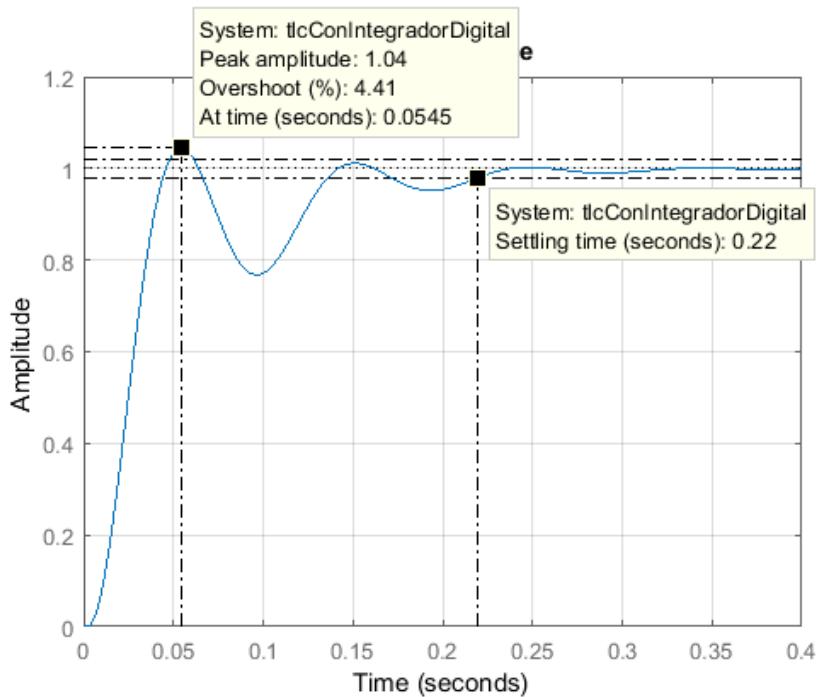


Figura 6.22: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 20$  y  $M = 30 \text{ kg}$ .

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.

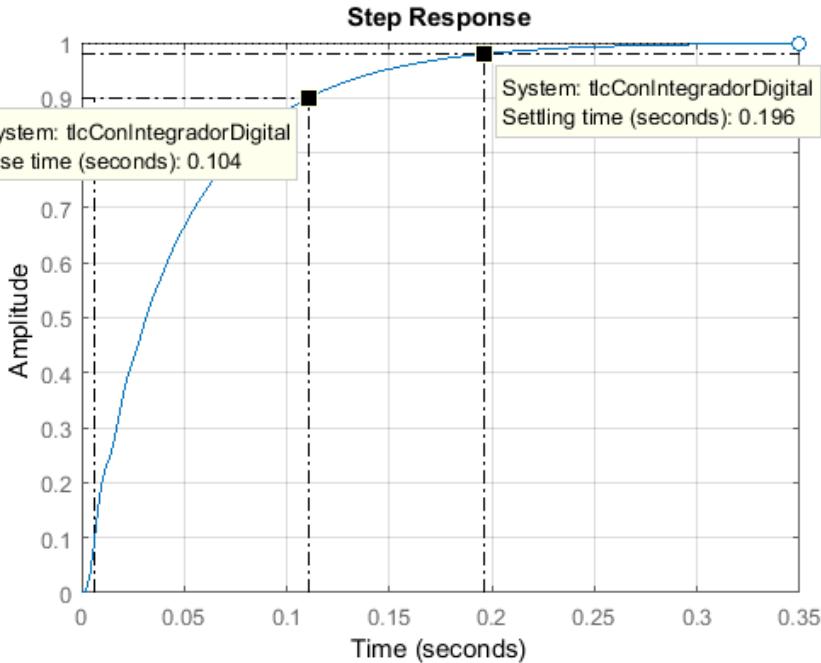


Figura 6.23: Respuesta al escalón con integrador para  $K_{int} = 20$  y  $M = 1 \text{ kg}$ .

## 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:

$$C(z) = \frac{U(z)}{e(z)} = \frac{8.6896 * 10^5 (z - 0.9877)^2}{(z - 0.7757)^2} \quad (6.27)$$

$$G_{integ}(z) = \frac{e_f(z)}{e_i(z)} = \frac{0.0028(z + 1)}{(z - 1)} \quad (6.28)$$

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

$$e(z) = e_f(Z) + Y_f(z) \quad (6.29)$$

$$e_i(z) = F * Vref + Y_f(z) \quad (6.30)$$

Al aplicar la partir de las ecuaciones 6.27 y 6.28 se obtiene las expresiones a implementar en el microcontrolador:

$$\begin{aligned} U[n] = & 8.651 * 10^5 e[n] - 1.709 * 10^6 e[n-1] + 0.843 * 10^6 e[n-2] + \\ & + 1.5514 U[n-1] - 0.60171 U[n-2] \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$e_f[n] = 0.0028 * e_i[n] + 0.0028 * e_i[n-1] + e_f[n-1] \quad (6.32)$$

Luego, para dejar el algoritmo de control en función de las entradas del sistema, se debe reemplazar en las ecuaciones 6.31 y 6.32 las expresiones mencionadas en las ecuaciones 6.33 y 6.34

$$e[n] = e_f[n] + Y_f[n] \quad (6.33)$$

$$e_i[n] = F * Vref + Y_f[n] \quad (6.34)$$

## 6.12. 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 del circuito impreso**

En este capítulo se mencionan los criterios tenidos en cuenta para el diseño del circuito impreso. Además, se muestran los esquemáticos y las imágenes del PCB desarrollados para la implementación de la placa de control mediante el uso del software Altium Designer.

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.

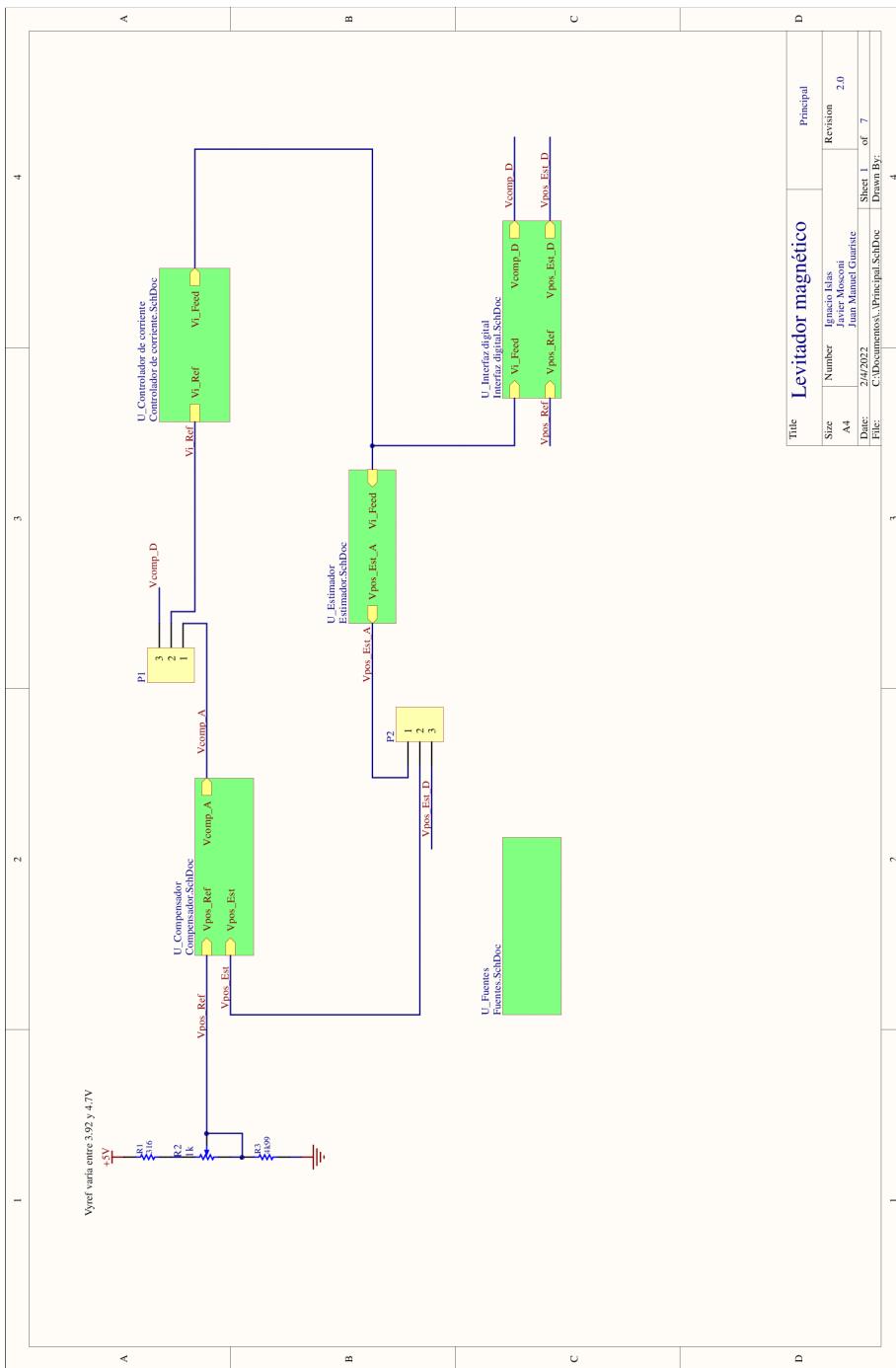
### 7.1.3. Fuente de alimentación interna de 5 V

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.

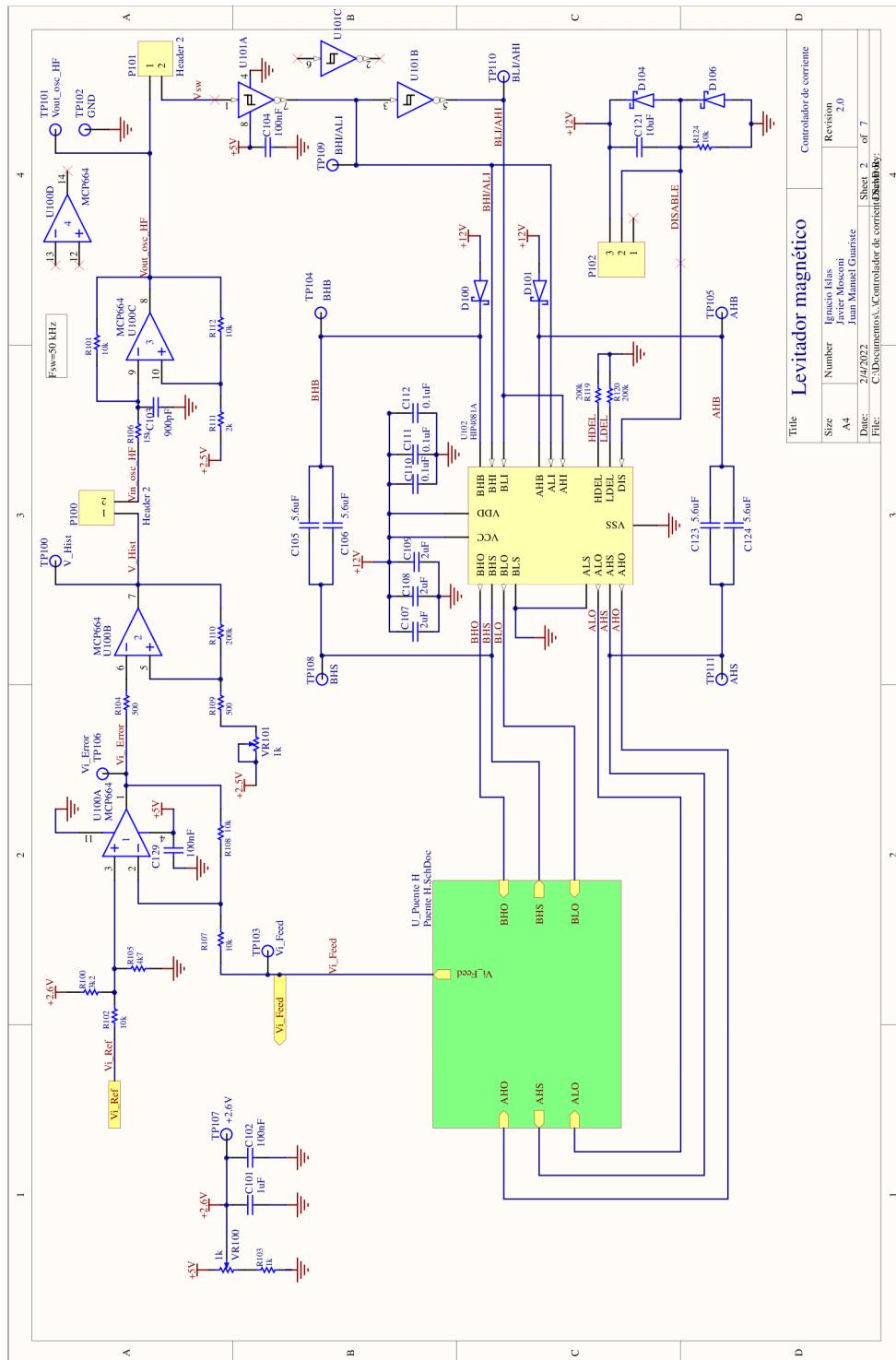


## 7.2. Esquemáticos

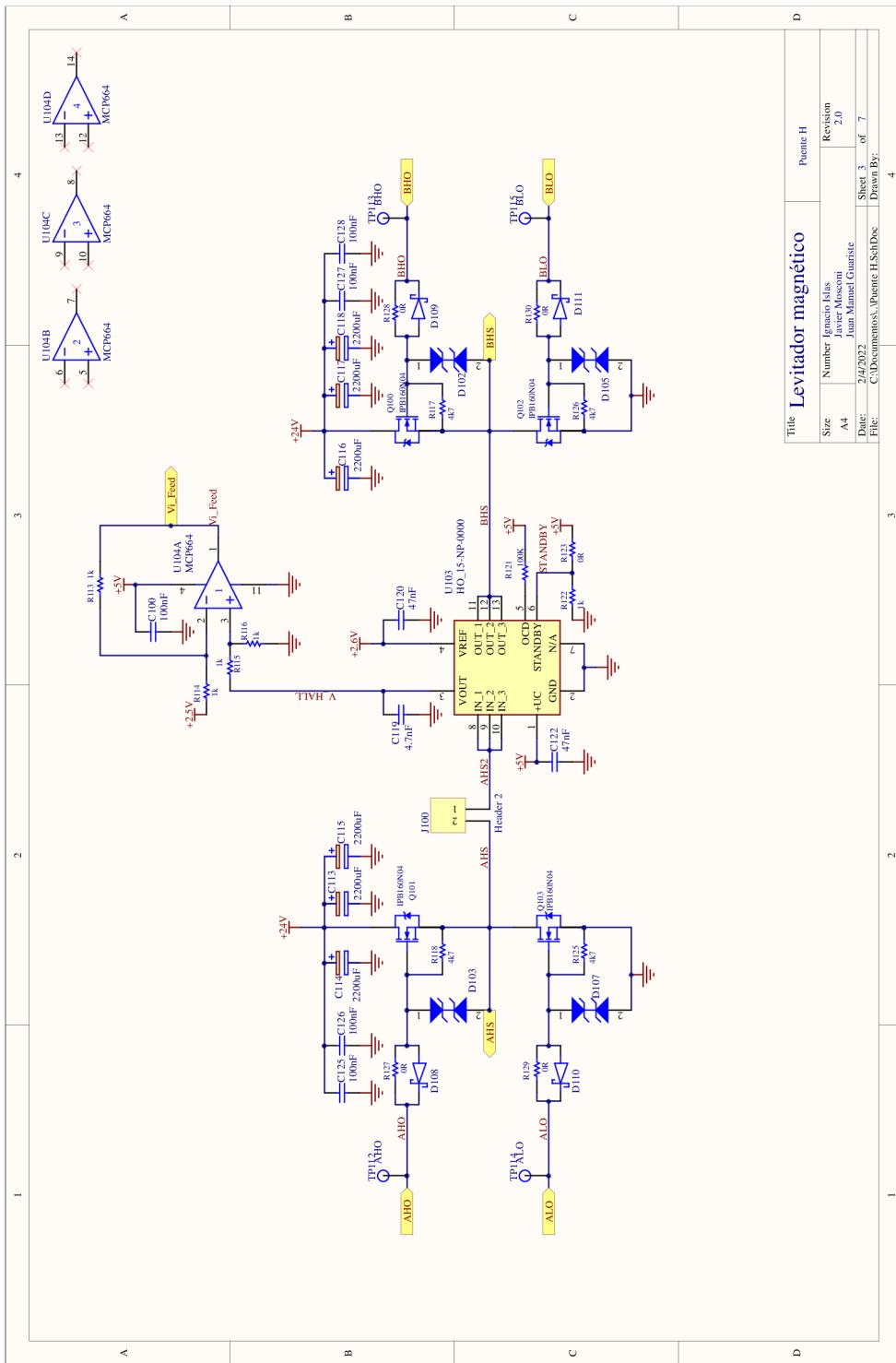
### 7.2.1. Principal



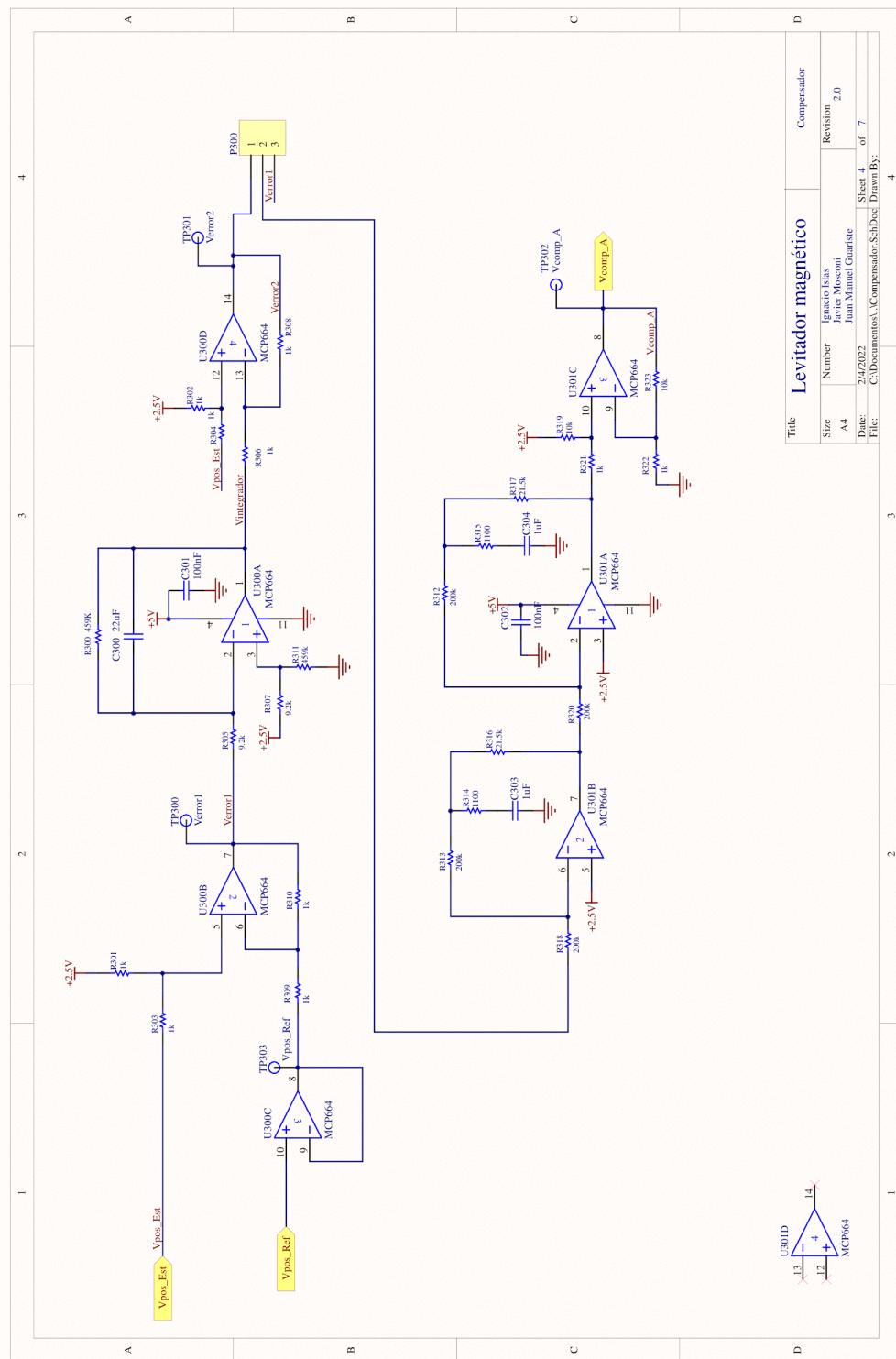
### 7.2.2. Controlador de corriente



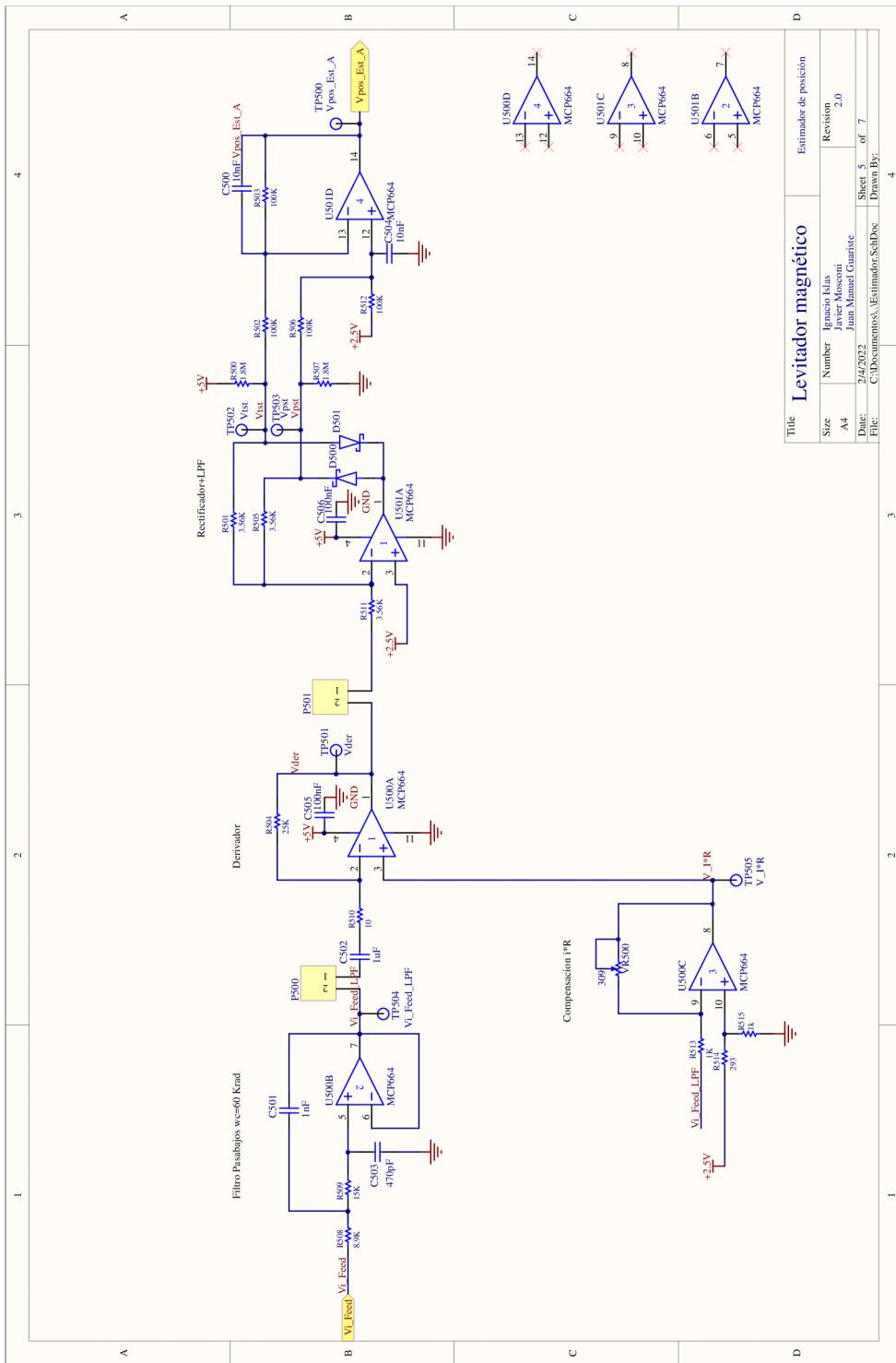
### 7.2.3. Puente H



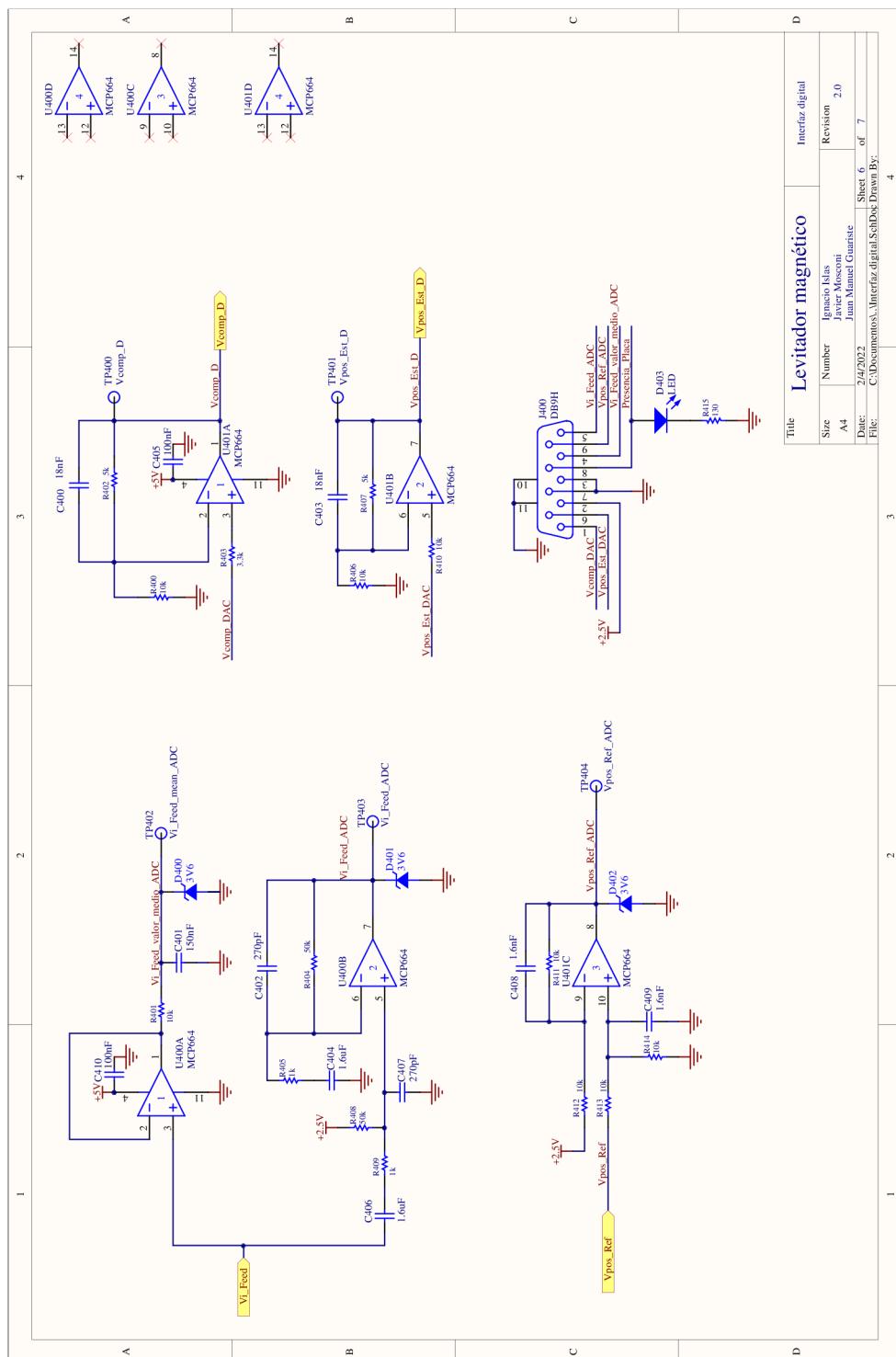
### 7.2.4. Compensador analógico



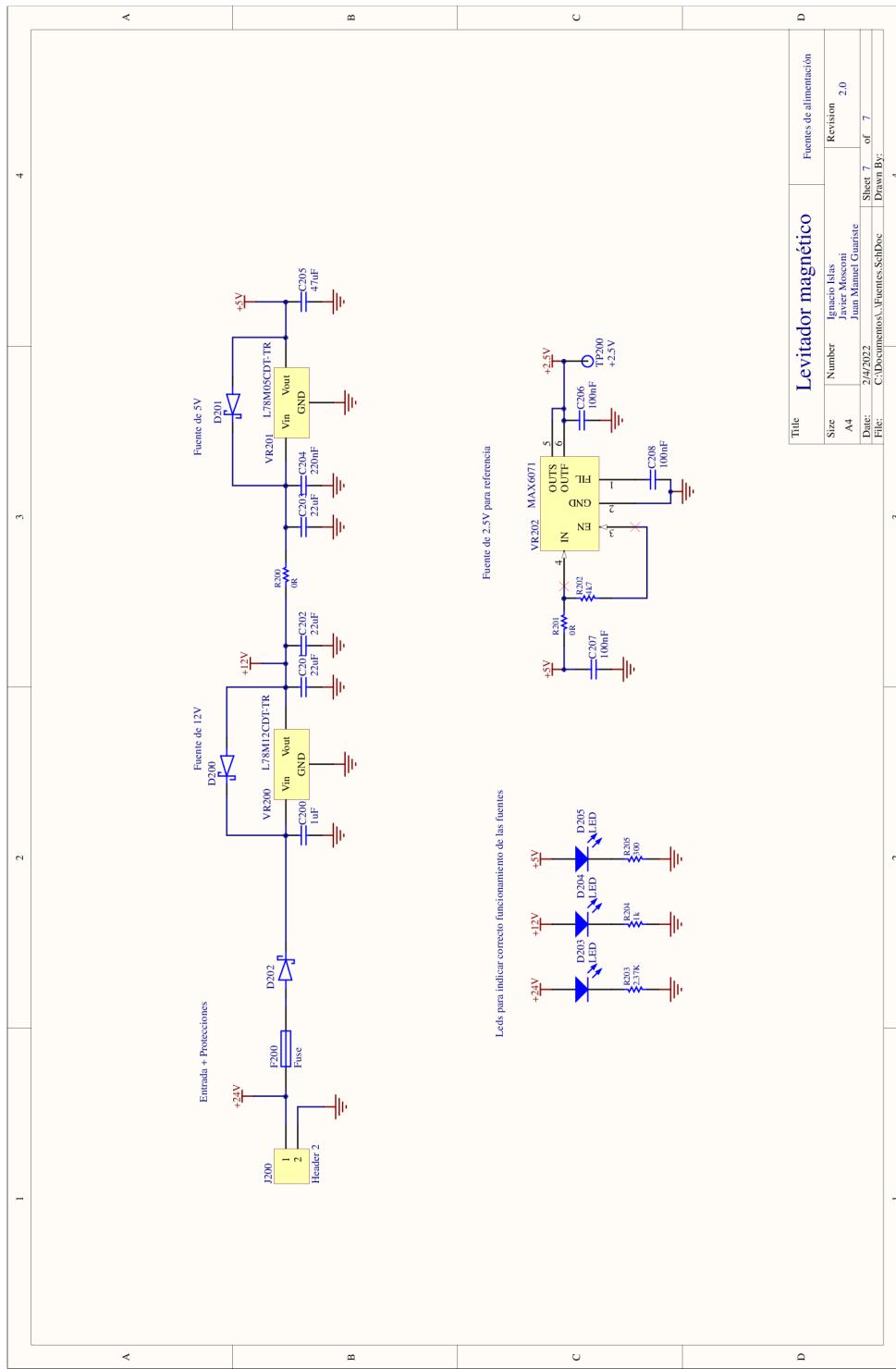
### 7.2.5. Estimador analógico



### 7.2.6. Interfaz con microcontrolador



### 7.2.7. Fuentes de alimentación



## 7.3. PCB

### 7.3.1. Consideraciones para el diseño del PCB

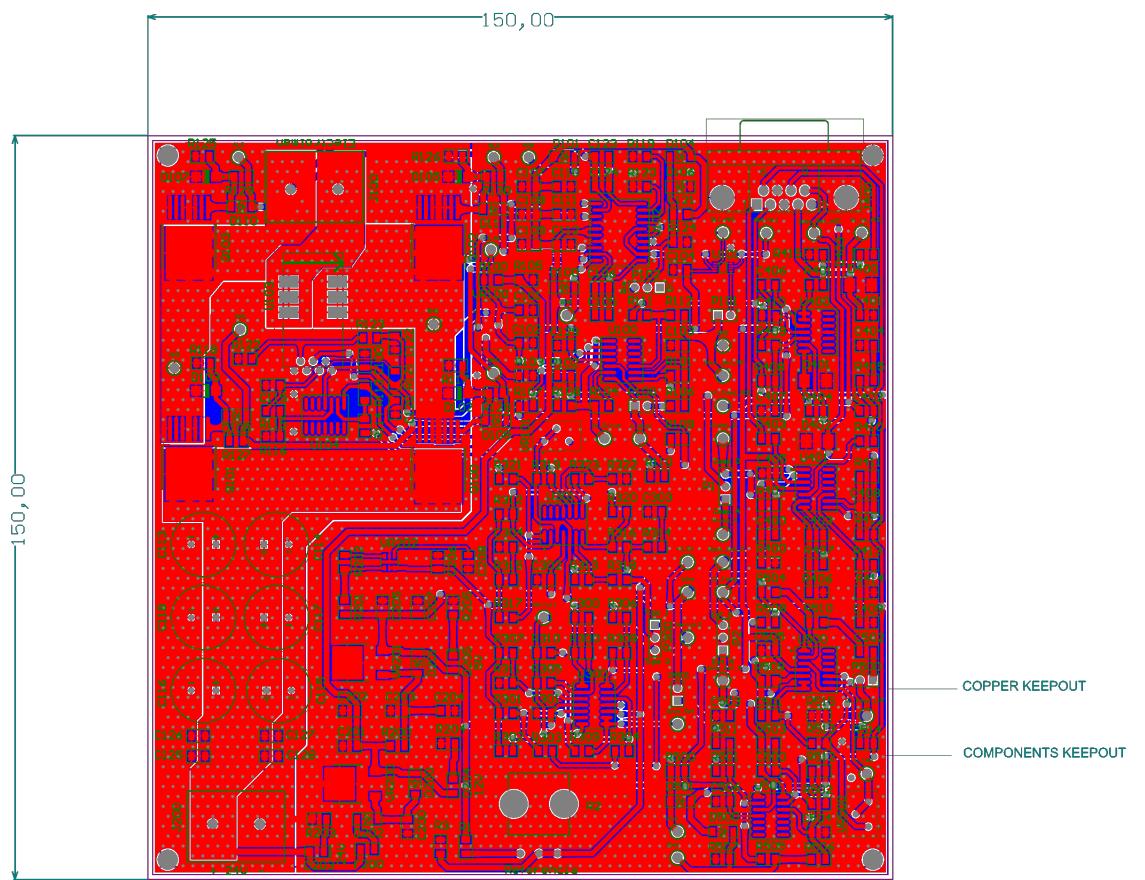
Para el diseño del PCB se tuvieron en cuenta los siguientes aspectos:

- Se utilizó un plano de masa para la etapa de potencia y otro para el resto del circuito. Se intentó reducir al mínimo las conexiones entre ambos planos con el objetivo de disminuir el ruido inducido por la etapa de potencia en el resto del circuito.
- Se mantuvo separada la etapa de potencia con las de pequeña señal.
- Se intentó reducir al mínimo la longitud de las pistas de las señales críticas como la tensión de salida del sensor de efecto Hall.
- Se utilizaron pistas gruesas y polígonos para la etapa de potencia que deben soportar la circulación de corrientes elevadas.
- Se quitó la capa *Top Solder* en la etapa de potencia correspondiente al puente H para mejorar la disipación.
- Se utilizaron vias stitching en los planos de masa sobre la placa para mejorar la aislación entre componentes y reducir el acople por campos electromagnéticos.
- Se “acostaron” los MOSFET sobre la placa para ayudar a su disipación de potencia.
- Se realizó el diseño en una placa de 2 capas para reducir el costo de fabricación.

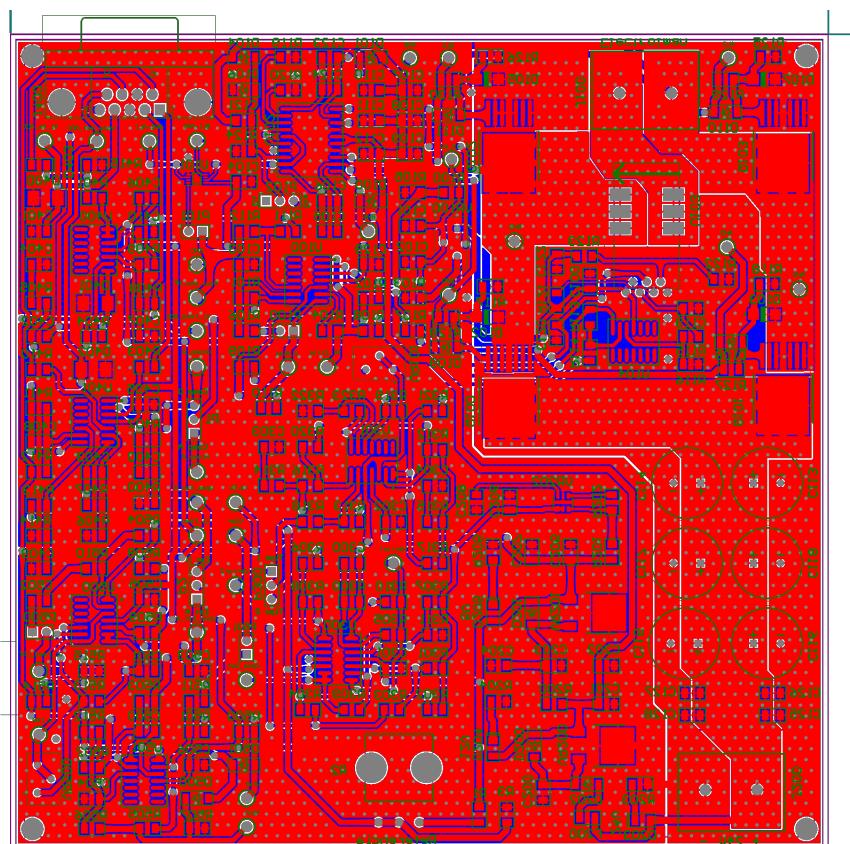
- Para optimizar el tamaño de la placa, se rutearon las pistas de manera organizada. Para ello, se intentó que las pistas verticales se realicen en la capa superior mientras que las horizontales, en la inferior.
- El proyecto se dividió en 7 esquemáticos. Cada uno de ellos se asocia a una etapa en específico (compensación analógica, controlador de corriente, estimador analógico, etc).
- Los componentes de cada esquemático tiene asociado un rango de valores determinados para los *designators*. Es decir, todos los componentes con *designators* entre 0 y 99 pertenecen al primer esquemático, los de 100 a 199 al segundo, y así sucesivamente. De esta forma, con solo ver el *designators* en el PCB es posible determinar, fácilmente, a qué etapa pertenece.
- Se siguieron las reglas de diseño estándar de PCBWay.

### 7.3.2. Modelo 2D

#### 7.3.2.1. Vista superior

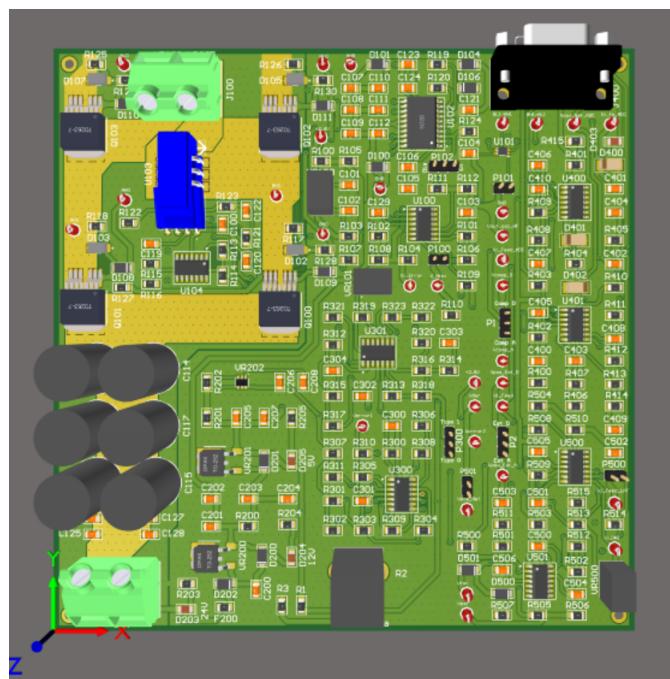


### 7.3.2.2. Vista inferior

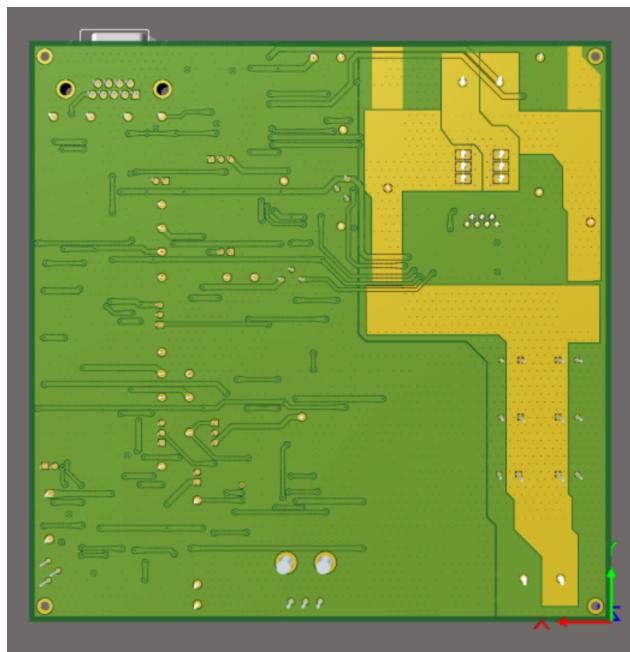


### 7.3.3. Modelo 3D

#### 7.3.3.1. Vista superior



### 7.3.3.2. 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 ocasionó demoras en el tiempo de ejecución de cada una de las etapas con respecto a los plazos estimados. Los mayores retrasos se dieron en su comienzo, debido a que fue 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 fue necesario acortar el alcance al modelado teórico de todas las etapas que componen el sistema, junto con el diseño del circuito impreso.

A pesar de que no se concretó la construcción del prototipo, fue posible adquirir conocimientos en distintos conceptos propios de la electrónica y la ingeniería en general. Se pudo modelar un problema físico real y, mediante un sistema de

control, se modificó su comportamiento de la manera deseada. Para ello se utilizaron estrategias de compensación y estimación de variables tanto en el dominio analógico como digital, además de diseñar una etapa de control de corriente eficiente para trabajar con potencias elevadas. Finalmente se integraron todas las partes en un circuito impreso compuesto por etapas de electrónica analógica, etapas de potencia, y etapas de interfaz para la comunicación con un microcontrolador.

Se pudo cumplir con los requerimientos planteados para este proyecto. Mediante simulaciones se verificó, tanto para la implementación analógica como para la digital, que el sistema presenta un comportamiento estable para todo el rango de separación entre piezas y para todo el rango de masas para el que fue diseñado.

En el transcurso de la ejecución de las distintas etapas del proyecto fue posible ganar experiencia en la utilización de diversas herramientas de computadora. Por ejemplo, en el diseño del circuito impreso se utilizó el programa Altium Designer. Para la simulación de circuitos y sistemas se utilizaron los programas Matlab y NL5. Además, para poder trabajar de manera ordenada se utilizó el software para el control de versiones Git y, para la escritura de este informe, se utilizó Latex. Por otra parte, fue posible desarrollar habilidades interpersonales, como trabajo en equipo, comunicación, gestión del tiempo, compromiso, dedicación, entre otras. Todas estas habilidades son necesarias e indispensables para el desarrollo personal y profesional.

En este informe fue posible documentar el diseño y funcionamiento de cada una de las etapas que componen al sistema y el criterio utilizado para la elección de cada topología y componente. Por otra parte, se dejan a disposición de la cátedra los archivos de fabricación de la placa de control para que en un futuro sea enviada a prototipar y pueda ser utilizada para realizar prácticas.

# Bibliografía

- [1] LEM. Current Transducer HO-NP series. Rev 7.00. Jun 2018.
- [2] Infineon. IPB160N04 OptiMOS® -T2Power-Transistor. Rev 1.0. Abr 2010.
- [3] Bourns. SMAJ Transient Voltage Supresor Diode Series. Sep 2020.
- [4] Renesas. HIP4081A 80v/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver. FN3659. Rev 8.00. Sep 2015.
- [5] Renesas. HIP4081A, 80v High Frequency H-Bridge Driver. AN9405. Rev 6.00. Dec 2014.
- [6] Rohm Semiconductor. RSX205LAM30 Schottky Barrier Diode. FN3659. Rev 2.00. May 2019.
- [7] Chemi-Con. EKY-350ELL222MM25S Miniature Aluminum Electrolytic Capacitor. FN3659. Ver 3. May 2021.
- [8] Microchip. MCP660/1/2/3/4/5/9, 60MHz, 32V/ $\mu$ s Rail-to-Rail Output (RRO) Op Amps, Rev E. Abr 2009.