

MODELO DE LEVITADOR MAGNÉTICO EXPERIMENTAL PARA PRÁCTICA DOCENTE

Juan Manuel Guariste

Ignacio Islas

Javier Mosconi

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

Director: Ing. Walter Kloster

Co-Director: Ing. Gustavo Uicich

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

MODIFICARRRRRRR LUEGO EN MASTER.tex

Índice general

Índice de tablas	xii
Índice de figuras	xiii
1. Introducción	1
1.1. Alcance del proyecto	1
1.2. Contexto del proyecto	2
1.3. Descripción del dispositivo	3
2. Caracterización del electroimán	7
2.1. Diseño del electroimán	7
2.2. Modelado físico	10
2.2.0.1. Modelado de inductancia del electroimán	11
2.3. Cálculo de la fuerza magnética	13
2.4. Análisis del electroimán	14
2.5. Expresión de inductancia linealizada	15

2.6.	Mediciones sobre el electroimán	16
2.6.1.	Medición de resistencia del bobinado	16
2.6.2.	Medición de inductancia	17
2.7.	Modelo de estado de la planta	19
3.	Controlador de corriente	23
3.1.	Diseño y modelado	23
3.1.1.	Características del sistema	24
3.1.2.	Circuito del controlador de corriente	25
3.1.2.1.	Simulaciones de formas de onda	27
3.1.2.2.	Simulación de un escalón en la referencia de corriente	28
3.1.2.3.	Descripción general de la topología	29
3.1.2.4.	Dimensionamiento de capacitor de bootstrap	33
3.1.2.4.1.	Resistencia entre gate y source	37
3.1.2.4.2.	Protección del gate	37
3.1.2.4.3.	Tiempo muerto	38
3.1.2.5.	Dimensionamiento de los capacitores de fuente	38
3.1.2.6.	Comutación de alta frecuencia para el bootstrap	42
3.1.2.7.	Simulación del sistema con oscilador auxiliar	43
3.1.3.	Características estáticas y dinámicas del controlador	44

3.1.3.1.	Corriente media del electroimán	44
3.1.3.2.	Frecuencia de conmutación de la corriente	44
3.1.3.3.	Ancho de banda del controlador	44
3.1.4.	Transferencia lineal del controlador de corriente	46
4. Estimador analogico		47
4.1.	Diseño y modelado del estimador analogico	47
4.1.1.	Ánalisis de la estimación	48
4.1.2.	Modelo circuital del estimador de posición	50
4.1.3.	Circuito del derivador compensado	52
4.1.4.	Diseño del LPF	55
4.1.5.	Compensación I*R	57
4.1.6.	Rectificador, Restador y Filtrado	62
4.1.6.1.	Rectificador	62
4.1.6.2.	Restador	64
4.1.6.3.	Etapa de filtrado	65
4.1.7.	Circuito completo	67
4.1.8.	Simulación de estimador completo	68
4.1.9.	Transferencia final del estimador de posición:	69
5. Compensador analogico		73
5.1.	Lazo de realimentación interno	73

5.1.1.	Diseño de la red de adelanto de fase	73
5.1.1.1.	Análisis de estabilidad con masa de 30Kg	74
5.1.1.2.	Análisis de estabilidad con masa de 1 Kg	85
5.1.1.3.	Implementación circuital	89
5.2.	Lazo del realimentación externo	90
5.2.1.	Diseño de integrador	90
5.2.2.	Implementación circuital del integrador	95
5.3.	Etapa de entrada	96
5.3.1.	Cálculo de ganancia de entrada	96
5.3.2.	Implementación circuital	98
6.	Implementacion Digital	101
6.1.	Descripción general	101
6.2.	Determinación de la frecuencia de muestreo	103
6.3.	Adquisición y procesamiento de las muestras	105
6.4.	Estimación digital de la posición	107
6.5.	Resolución en posición	109
6.6.	Acondicionamiento de señales para el ADC	113
6.6.1.	Referencia de posición	113
6.6.2.	Componente continua de corriente del electroimán	114
6.6.3.	Componente continua de corriente del electroimán	115

6.7. Acondicionamiento de señales para el DAC	116
6.8. Transferencias de la planta y del controlador de corriente	117
6.9. Diseño de Compensador	118
6.9.1. Análisis de estabilidad con masa de 30 Kg	118
6.9.2. Análisis de estabilidad con masa de 1 Kg	124
6.10. Diseño de lazo de realimentación externo	126
6.11. Cálculo de los coeficientes del controlador	131
6.11.1. Conexión entre el PCB y el microcontrolador	133
7. PCB	135
7.1. PCB	135
7.1.1. Fuentes de Alimentación	135
7.1.1.1. Fuente de alimentación externa de 24V	135
7.1.1.2. Fuente de alimentación interna de 12V	135
7.1.1.3. Fuente de alimentación interna de 5V	136
7.1.2. Esquemáticos	137
7.1.2.1. Main	137
7.1.2.2. Controlador de corriente	138
7.1.2.3. Puente H	139
7.1.2.4. Compensador analógico	141
7.1.2.5. Estimador analógico	142

7.1.2.6.	Interfaz con microcontrolador	143
7.1.2.7.	Fuentes de alimentación	144
7.2.	ECAD	145
7.2.1.	Modelo 2D	145
7.2.1.1.	Vista Superior	145
7.2.1.2.	Vista Inferior	146
7.2.2.	Modelo 3D	147
7.2.2.1.	Vista Superior	147
7.2.2.2.	Vista Inferior	148
8.	Bibliografía	149

Índice de tablas

2.1.	Valores de inductancia medidos en función del gap de aire.	17
3.1.	Valores calculados y medidos en función del Gap de aire.	46
4.1.	V _{yf} en función de la posición.	52
4.2.	Resultados de simulación del estimador.	69
5.1.	Tensión de referencia [V _{in}] Vs separación deseada [Y].	97
6.1.	Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de inductancia realizadas.	104

Índice de figuras

1.1.	Esquema del producto.	3
1.2.	Diagrama en bloques del sistema.	4
2.1.	Dimensiones del electroimán	8
2.2.	Carrete de plástico para el bobinado	9
2.3.	Inductancia medida en función del gap de aire.	18
3.1.	Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.	24
3.2.	Etapa de entrada.	25
3.3.	Comparador con histéresis.	26
3.4.	Puente H y sensor de efecto Hall.	27
3.5.	Resta del V_{bias} al sensor de efecto Hall.	27
3.6.	Formas de onda de corriente en el electroimán y tensión de salida del comparador.	28
3.7.	Respuesta al escalón del circuito.	28
3.8.	Topología elemental del puente H.	30

3.9.	Configuración Bootstrap simplificada.	32
3.10.	Puente H.	34
3.11.	Forma de onda de la corriente en C1 y C2.	39
3.12.	Capacitores de la fuente.	41
3.13.	Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.	43
3.14.	Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar.	43
4.1.	Diagrama en Bloques del Estimador.	48
4.2.	Circuito del electroimán con el driver de corriente.	49
4.3.	Circuito derivador.	50
4.4.	Circuito derivador compensado	53
4.5.	GH del derivador compensado.png	54
4.6.	Transferencia de lazo cerrado	55
4.7.	Filtro para la entrada del derivador	56
4.8.	Respuesta en frecuencia del filtro activo	57
4.9.	Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR.	58
4.10.	Esquema circuital del derivador.	59
4.11.	Generación de Vbias.	60
4.12.	Formas de onda obtenidas en la simulación	61
4.13.	Rectificador y restador.	62

4.14. Restador.	65
4.15. Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en 159.2 Hz	67
4.16. Circuito estimador de posición completo	68
4.17. Simulación final del estimador.	69
5.1. Diagrama del sistema completo.	73
5.2. Diagrama de Bode de lazo abierto GH_T con $M=30\text{ Kg}$	75
5.3. Diagrama de Nyquist de GHT con $M=30\text{ Kg}$	76
5.4. Zoom del diagrama de Nyquist de GHT con $M=30\text{ Kg}$	77
5.5. Lugar de raíces de GH_T con $M=30\text{Kg}$	78
5.6. Zoom del lugar de raíces de GHT con $M=30\text{Kg}$	79
5.7. Forma del diagrama de Nyquist deseado.	80
5.8. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K=1$ y $M=30\text{ kg}$	82
5.9. Diagrama de Bode de $GH_T * GC$ para $K=10$ y $M=30\text{ Kg}$	83
5.10. Diagrama de Nyquist de $GHT*GC$ para $K=10$ y $M=30\text{ Kg}$	84
5.11. Respuesta al escalón para $M=30\text{ Kg}$	85
5.12. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $M=1\text{ Kg}$	86
5.13. Diagrama de Nyquist de $GH_T * GC$ para $M=1\text{ Kg}$	87
5.14. Respuesta al escalón para $M=1\text{ Kg}$	88
5.15. Diseño circuital de una red de adelanto de fase.	89
5.16. Etapa de ganancia del compensador.	90

5.17. Lugar de raíces con el integrador.	92
5.18. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30$ Kg.	93
5.19. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 30$ Kg.	94
5.20. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 1$ Kg.	95
5.21. Implementación circuital del integrador.	96
5.22. Diagrama en bloques final.	97
5.23. Etapa de entrada.	98
6.1. Diagrama en bloques de la implementación digital.	102
6.2. Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.	103
6.3. Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas.	105
6.4. Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.	111
6.5. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.	114
6.6. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.	115
6.7. Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.	115
6.8. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.	116
6.9. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.	117

6.10. Diagrama de Bode de lazo abierto GHT con M=30 Kg.	119
6.11. Diagrama de Nyquist de GHT con M=30 Kg.	119
6.12. Diagrama de Bode de GHT*GC para K=1 y M=30 Kg.	121
6.13. Diagrama de Bode de GHT*GC para K=2630 y M=30 Kg.	122
6.14. Diagrama de Nyquist de GHT*GC para K=2630 y M=30 Kg. . .	123
6.15. Respuesta al escalón para M=30 Kg.	124
6.16. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para M=1 Kg.	125
6.17. Diagrama de Nyquist de $GH_T * GC$ para M=1 Kg.	125
6.18. Respuesta al escalón para M=1 Kg.	126
6.19. Diagrama del sistema completo.	126
6.20. Lugar de raíces con el integrador.	128
6.21. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y M=30 Kg. . .	129
6.22. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y M = 30 Kg. .	130
6.23. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y M = 1 Kg. .	131

Agradecimientos

Al DIEGOTE PAPA

Capítulo 1

Introducción

Ver de poner una intro general de levitación magnética y la importancia de los sistemas de control.

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

1.1. Alcance del proyecto

El objetivo de este proyecto es diseñar un sistema de levitación magnética a partir de un electroimán de laminación normalizada con núcleo tipo “E”. Este sistema

integra las etapas de driver de corriente de potencia, estimación de distancia de levitación, y control de la planta. Estas dos últimas se implementan tanto en forma analógica como digital.

Este documento contempla el proceso de diseño y modelado de todas las etapas pertenecientes al sistema, junto con su implementación circuital y simulaciones.

Además, se realiza el diseño del circuito impreso de la placa de control.

1.2. Contexto del proyecto

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

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

1.3. Descripción del dispositivo

El producto está compuesto por dos partes principales: un electroimán y una placa de control. El electroimán tiene dos piezas formadas por láminas de acero apiladas: una con forma de “E”, que tiene un cable bobinado en su rama central y otra con forma de “I” que es atraída por la primera mediante una fuerza electromagnética. Esta fuerza es regulada por la placa de control, que mantiene la distancia de separación (Y_g) o “gap” de aire deseado entre ellas mientras el objeto que se desea hacer levitar se sujeta de la pieza en forma de “I”. Dicha separación puede ser modificada por el usuario entre 3 mm y 5 mm y el peso del objeto debe ser menor a 30 Kg. El sistema completo se muestra en la figura 1.1.

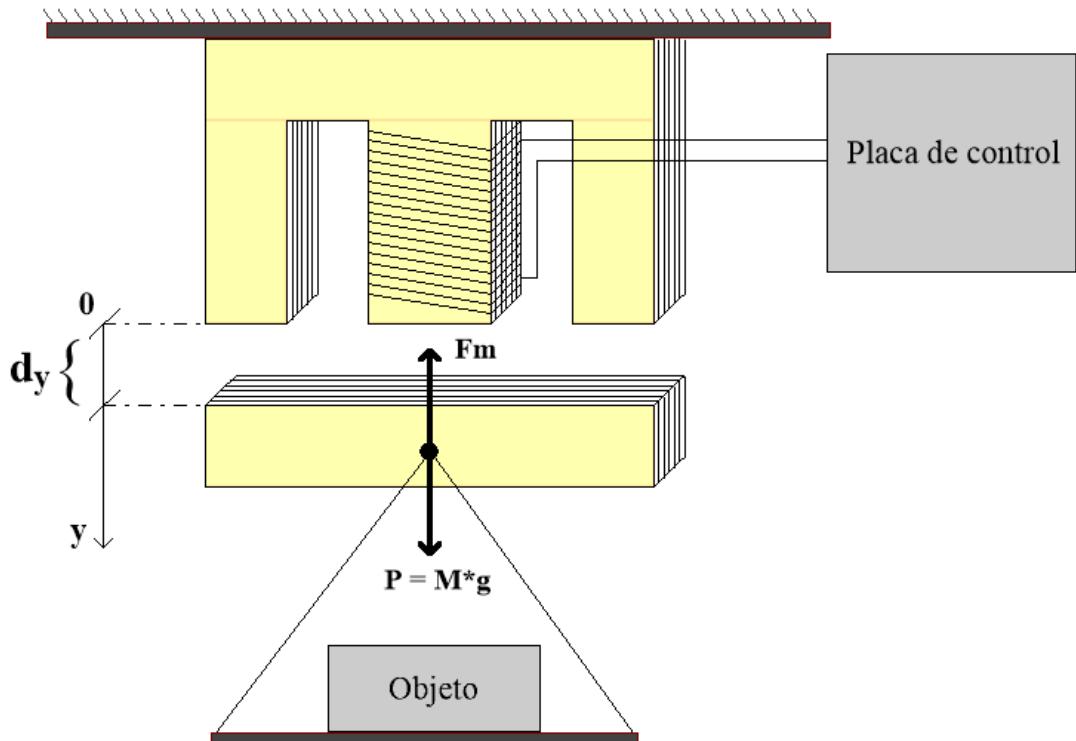


Figura 1.1: Esquema del producto.

La fuerza electromagnética es regulada por la placa de control con el objetivo de mantener fija la distancia Y_g , a pesar de las perturbaciones que el sistema pueda recibir.

El sistema solo ejerce control de posición en el eje vertical, por lo tanto no puede responder ante perturbaciones horizontales sobre el objeto.

El sistema está conformado por los bloques que se muestran en la figura 1.2. Se utilizan dos controladores distintos: uno analógico y otro digital. Cada uno de ellos se compone de un compensador y un estimador de posición. El usuario decide cual de estas implementaciones ejerce el control mediante la utilización de un switch, por lo que solo una estará activa al mismo tiempo. El sistema analógico está formado por un conjunto de componentes pasivos y amplificadores operacionales, mientras que el digital está basado en un microcontrolador re-programable.

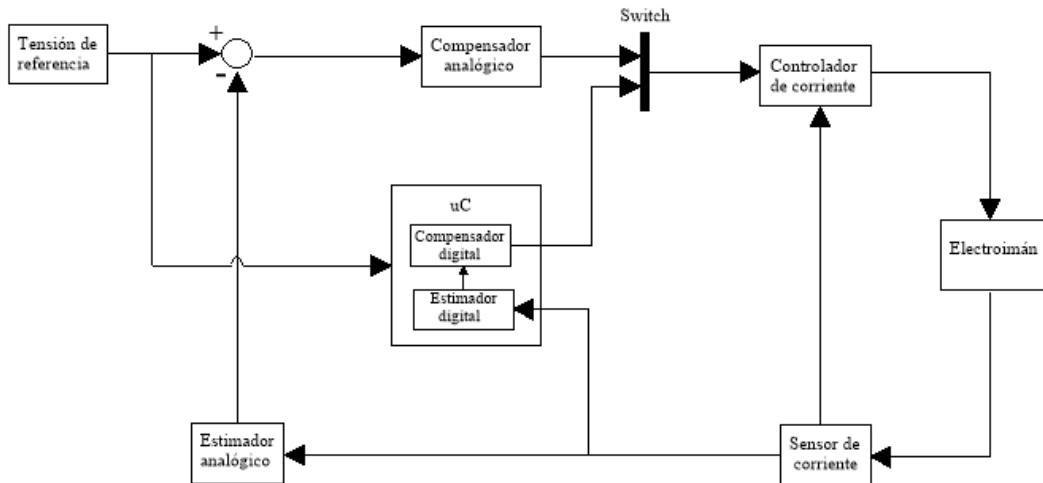


Figura 1.2: Diagrama en bloques del sistema.

El estimador de posición se encarga de entregar una tensión proporcional al gap de aire real a partir de la corriente que circula por el electroimán. El usuario

puede modificar el gap de aire según desee mediante un potenciómetro presente en la placa de control. Tanto la implementación analógica como la digital reciben como entrada esta tensión. Luego, es comparada con la estimación y se utiliza como entrada para el compensador.

La función del compensador es garantizar la estabilidad del sistema. Esto lo logra al modificar la referencia del controlador de corriente mediante una acción de control.

Por otro lado, el controlador de corriente se encarga de proveer corriente al electroimán de forma tal que le permita generar la fuerza electromagnética necesaria para mantener fijo el gap de aire.

Capítulo 2

Caracterización del electroimán

Para el desarrollo del proyecto se utiliza un electroimán previamente construido por la cátedra que funciona como actuador del sistema. A partir de sus características constructivas, y del modelo físico y dinámico del problema, se podrán determinar otros parámetros del sistema de control.

2.1. Diseño del electroimán

El electroimán está compuesto por dos piezas: una con forma de “E” y otra con forma de “I”. Estas se construyen a partir del apilado de láminas de acero al silicio de 0.5 mm de espesor, cuyas dimensiones, expresadas en mm , se muestran en la figura 2.1. El apilado de las láminas es tal que la rama central de la E tiene una sección cuadrada de 25 cm^2 lo que maximiza el área mientras que disminuye el perímetro. Esto permite que el largo de las espiras que la envuelven sea óptimo y se ahorre material.

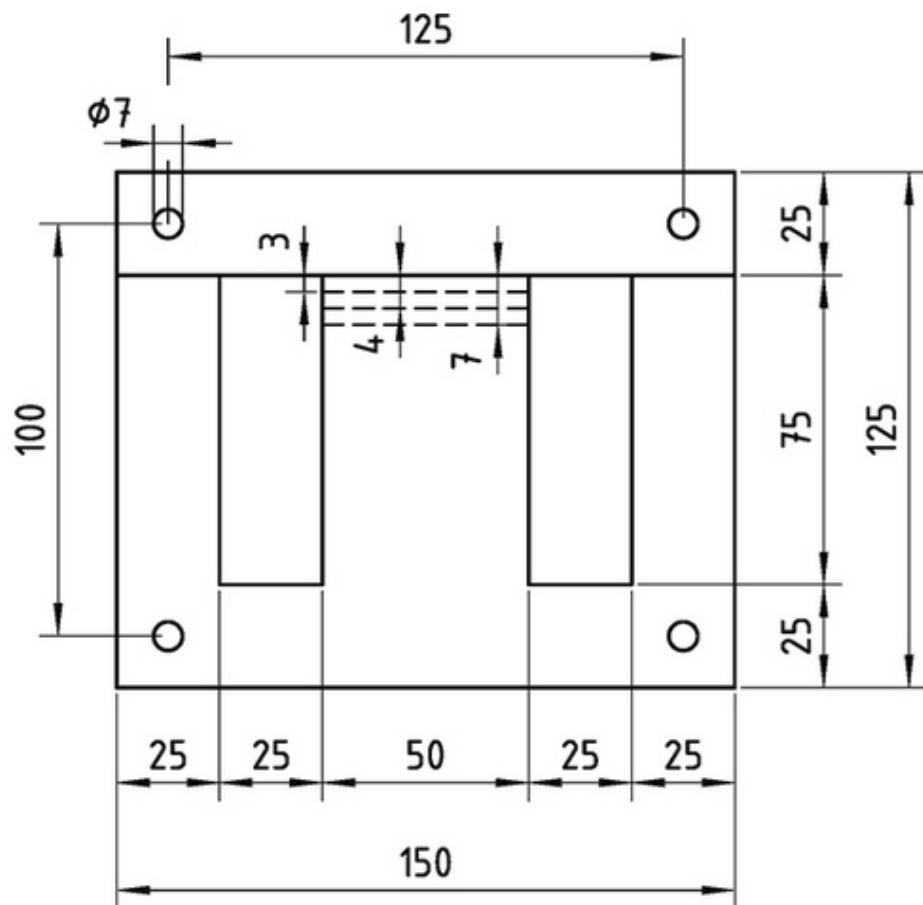


Figura 2.1: Dimensiones del electroimán

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



Figura 2.2: Carrete de plástico para el bobinado

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

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

para la foto El electroimán en el que se basó el diseño del sistema se muestra en la figura

2.2. Modelado físico

Al analizar las fuerzas que actúan sobre la pieza “I”, de la que se sujetó el objeto, surgen dos fuerzas opuestas en el eje vertical como se observa en la figura 1.1. Una es la fuerza magnética generada por el electroimán, y la otra es la generada por la acción de la gravedad sobre la masa del objeto.

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

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

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

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

Donde:

- N : cantidad de vueltas del bobinado
- i : corriente que circula por el bobinado
- R_m : reluctancia del circuito magnético
- ϕ : flujo magnético

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

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

2.2.0.1. Modelado de inductancia del electroimán

Las dos piezas del electroimán, junto con el gap de aire que las separa conforman un circuito magnético. Debido a la alta permeabilidad del material (μ_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. Lo hace sin desviaciones siempre que la longitud de separación (Y_g) sea pequeña comparada con la raíz cuadrada área transversal (A) del electroimán. Darle ok final

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

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

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

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

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

Donde:

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

De la ecuación 2.1 se tiene que la reluctancia magnética es $R_m = \frac{N*i}{\phi}$. Además, por definición de la densidad de campo magnético, se tiene que $B = \frac{\phi}{A}$, siendo A el área que atraviesa el flujo magnético. Por lo tanto se llega a:

$$R_m * \phi = \frac{\phi}{\mu_r * A} * l_m + \frac{\phi}{\mu_o * A} * l_A \quad (2.6)$$

Finalmente:

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

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

y 2.7:

$$L = \frac{N}{i} * \phi = \frac{N}{i} * \frac{N * i}{R_m} = \frac{N^2 * A}{\frac{l_A}{\mu_o} + \frac{l_m}{\mu_r}} \quad (2.8)$$

Si se considera que μ_r es mucho mayor que μ_o , se puede simplificar a:

$$L = \frac{N^2 * A * \mu_o}{l_A} \quad (2.9)$$

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

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

2.3. Cálculo de la fuerza magnética

La fuerza magnética de atracción que ejerce el electroimán sobre la pieza en forma de I se puede modelar a partir de la energía almacenada en un inductor y al considerar que esta es igual a la integral del trabajo:

$$E(i, y) = W = \int F_m * dy \Rightarrow F_m = \frac{\partial E(i, y)}{\partial y} \quad (2.11)$$

Siendo $E(i, y)$ la energía que almacena un inductor en su campo magnético:

$$E(i, y) = \frac{L(i, y) * i^2}{2} \quad (2.12)$$

La expresión anterior indica que la cantidad de energía que almacena el sistema es función del gap de aire (y) y de la corriente que circula por el electroimán (i).

Al combinar las ecuaciones 2.10, 2.11 y 2.12 se obtiene:

$$|F_m| = \frac{\partial E(i, y)}{\partial y} = \frac{i^2}{2} * \frac{\partial \frac{N^2 * A * \mu_o}{2 * y}}{\partial y} = \frac{i^2 * N^2 * \mu_o * A}{4 * y^2} \quad (2.13)$$

Como se puede apreciar en la ecuación 2.13 la fuerza es proporcional al cuadrado de la acción de control (i), e inversamente proporcional al cuadrado de la variable que se desea controlar (y). Por lo tanto, el problema adquiere un comportamiento no lineal.

2.4. Análisis del electroimán

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

Para obtener una expresión de diseño, se parte de la ecuación 2.13 y se iguala a la fuerza ejercida por el peso del objeto que se debe hacer levitar ($|F_m| = M * g$):

$$M * g = \frac{i^2 * N^2 * \mu_o * A}{4 * y^2} \quad (2.14)$$

De la ecuación 2.14 y, a partir de las condiciones de diseño del problema, se puede determinar la corriente necesaria para mantener el objeto en suspensión:

$$i_{nom} = \sqrt{\frac{4 * M * g * y^2}{N^2 * \mu_o * A}} \quad (2.15)$$

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

$$i_{nom} = 20.4A \quad (2.16)$$

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

2.5. Expresión de inductancia linealizada

A partir de la ecuación 2.10, se realiza una expansión por serie de Taylor (la linealización se realiza en torno al punto $Y_0 = 4mm$) y se desprecian los términos de orden mayor o igual a 2, con el objetivo de llegar a una expresión lineal para la inductancia. Se obtiene:

$$L(y) = -2.2089 * y + 0.0177 \quad (2.17)$$

Donde:

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

2.6. Mediciones sobre el electroimán

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

2.6.1. Medición de resistencia del bobinado

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

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

Al tener una resistencia serie baja, la fuente de tensión activó la protección de corto circuito, de tal manera que la corriente en el electroimán quedó constante en 1 A. Utilizando la medición de tensión entregada por la fuente, cuyo resultado fue de 0,2V, se pudo calcular la resistencia del electroimán mediante la Ley de Ohm:

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

2.6.2. Medición de inductancia

Se realizó una caracterización de la inductancia en función del gap de aire. Para realizarlo se utilizó un medidor LCR marca Instek y planchas de cartón de distinto espesor para mantener el gap de aire fijo. Para el caso en que no se utiliza la pieza I, se considera que la distancia es infinita, y lo que se mide es la inductancia de dispersión, que son las líneas de campo que se cierran a través del bobinado y no contribuyen a la fuerza magnética para hacer levitar el objeto.

Se obtuvieron los siguientes resultados:

Y[mm]	L(y)[mH]
0	76.45
1	33.42
2	22.64
3	18.8
4.4	15.5
5.2	14.7
6.5	14.4
8.23	12.4
ínf	8.89

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

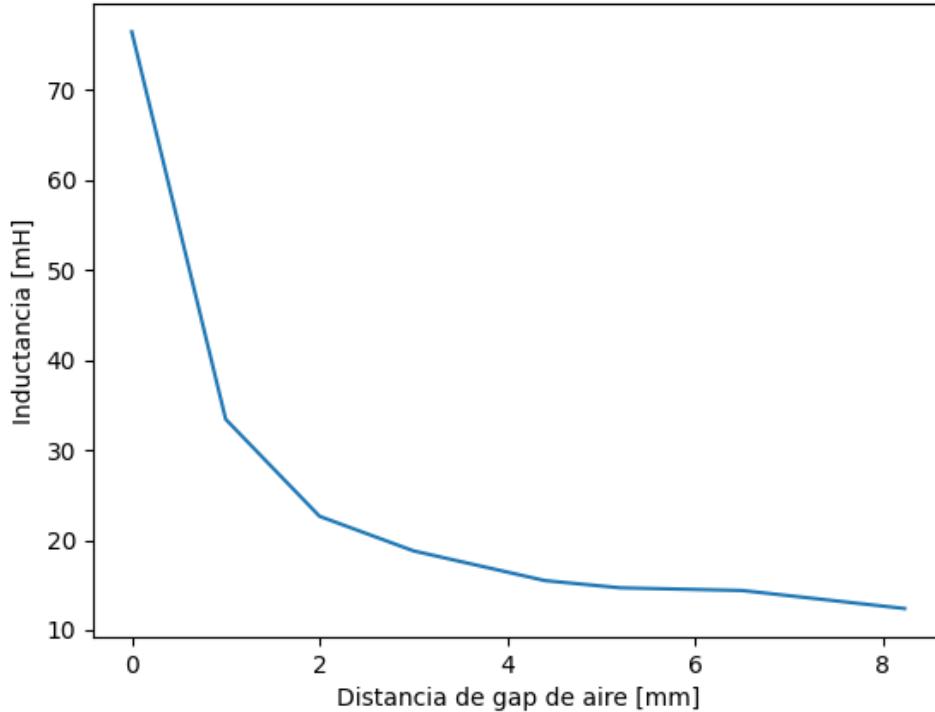


Figura 2.3: Inductancia medida en función del gap de aire.

A partir de estos resultados, se puede observar en la imagen 2.3 que la inductancia no varía linealmente con la distancia. Por lo tanto se realiza una aproximación lineal por mínimos cuadrados utilizando valores de distancia cercanos al rango de trabajo y se llega a la expresión de inductancia linealizada:

$$L(y) = -2.56 * y + 0.027 \quad (2.19)$$

Donde:

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

Tenemos que aclarar si nos quedamos con la inductancia medida o la teórica y conclusión

2.7. Modelo de estado de la planta

Al observar las fuerzas que intervienen en el eje vertical sobre la pieza en forma de “I”, como muestra la imagen 1.1, es posible plantear la sumatoria de fuerzas:

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

Al reemplazar la ecuación 2.13 sen la 2.20 se obtiene:

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

Donde K es una constante de valor:

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

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

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

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

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

Por lo tanto se obtienen dos ecuaciones de estado:

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

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

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

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

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

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

Por lo tanto las ecuaciones linealizadas quedan:

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

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

Las matrices del modelo quedan:

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

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

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

Es posible obtener la función transferencia de la planta mediante:

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

Finalmente, se obtiene para $M = 30kg$ e $y_o = 4mm$:

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

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

Al trabajar con una planta cuya masa es variable, conviene dejar la transferencia en función de M :

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

Es posible observar en la expresión 2.38 que la masa del objeto modifica la ganancia del sistema, pero no la ubicación de los polos. Esto es importante al momento de escoger la estrategia de control.

Capítulo 3

Controlador de corriente

3.1. Diseño y modelado

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

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

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

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

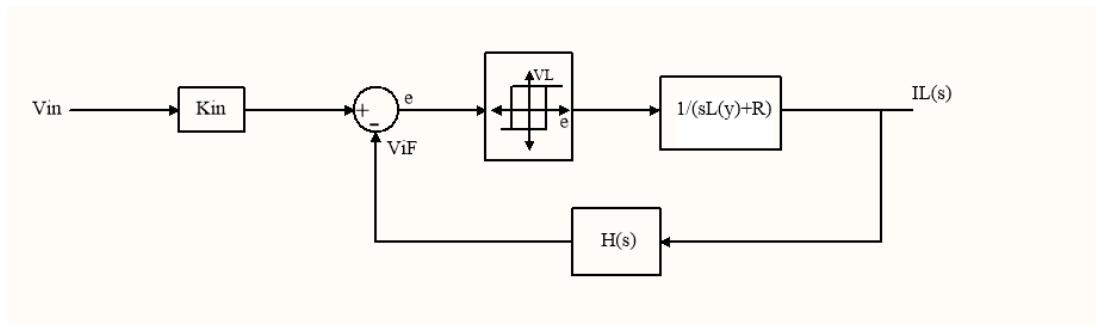


Figura 3.1: Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.

3.1.1. Características del sistema

- Para sensar la corriente se utiliza un sensor de efecto Hall HO 15-NP, con una transconductancia de $H(s) = 53.3 \text{ mV/A}$.
- Para la ganancia de entrada K_{in} se utiliza un valor de 0.32 puesto que V_{in} varía entre 0 V y 5 V y debe mapearse con una corriente variable entre 0 A y 30 A.
- Se adopta una variación de la corriente en torno a su valor medio (ripple) de 500 mA, por lo que resulta en un ancho de histéresis de 26.665 mV.
- Según mediciones realizadas sobre el electroimán, la inductancia en el punto de equilibrio $Y_0 = 4\text{mm}$ es de 16.44 mHy (considerando la inductancia de dispersión de 8.89 mHy) y la resistencia serie es de 0.2 Ω .

- La tensión aplicada sobre el electroimán es +24 V para el estado ON y -24 V para el estado OFF.
- Se utiliza un driver de corriente que trabaja en conmutación mediante un puente H con 4 N-MOS.

3.1.2. Circuito del controlador de corriente

Se plantea la etapa de entrada que consiste en la ganancia K_{in} y el restador con la realimentación. El objetivo es imponer una ganancia de entrada de 0.32, y que la salida de esta etapa tenga un punto de operación de 2.5 V para poder utilizar una fuente de alimentación entre 0 V y 5 V para los operacionales. Para lograr esto se utiliza un circuito como el que se muestra en la figura 3.2.

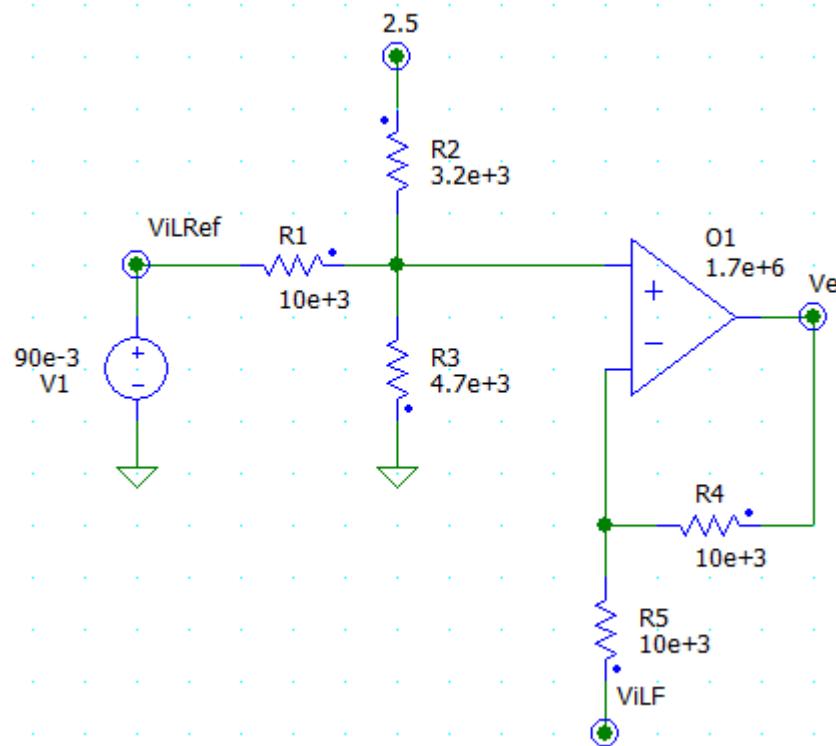


Figura 3.2: Etapa de entrada.

Para la implementación del comparador con histéresis se utiliza un amplificador operacional realimentado positivamente. Se implementa un ancho de histéresis de 26.665 mV, alrededor de un punto de operación de 2.5 V, como se muestra en la figura 3.3.

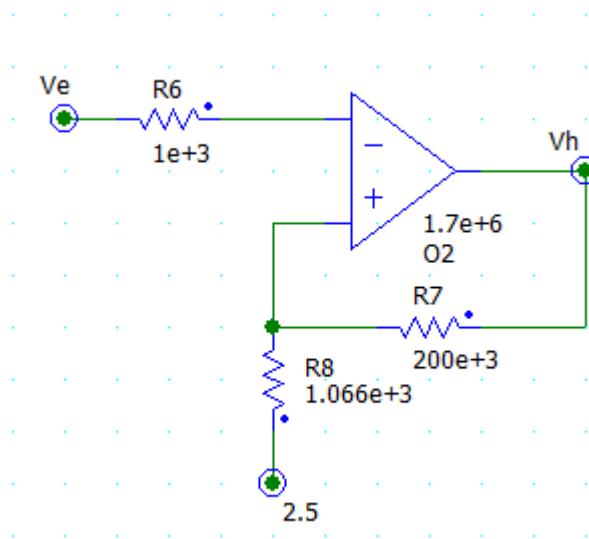


Figura 3.3: Comparador con histéresis.

Para controlar la corriente en el electroimán se utiliza una topología en puente H, que permite conmutar la polaridad de la tensión aplicada a la bobina. Para medir la corriente se utiliza un sensor de efecto Hall, que es modelado en la simulación como una fuente de tensión controlada por corriente, con una ganancia de 53.3 mV/A correspondiente a su transconductancia. Esta implementación puede observarse en la figura 3.4. A continuación, su salida es realimentada a la etapa de entrada luego de restarle la tensión de referencia V_{bias} de 2.5V, como se muestra en la figura 3.5.

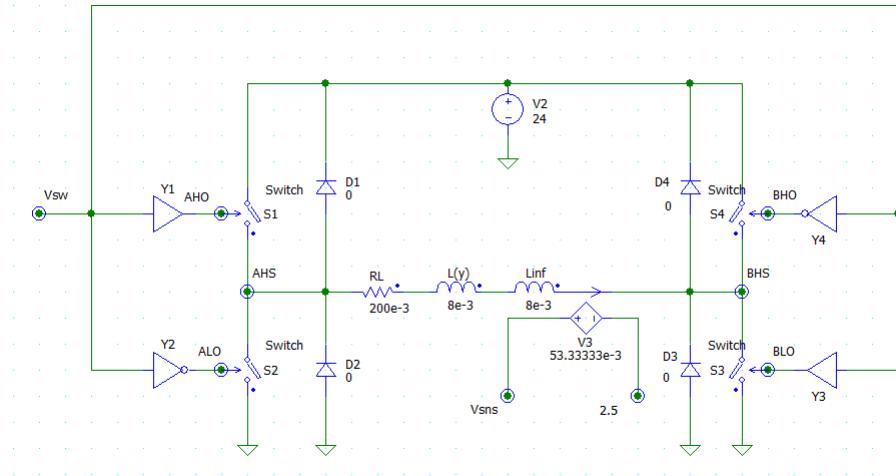
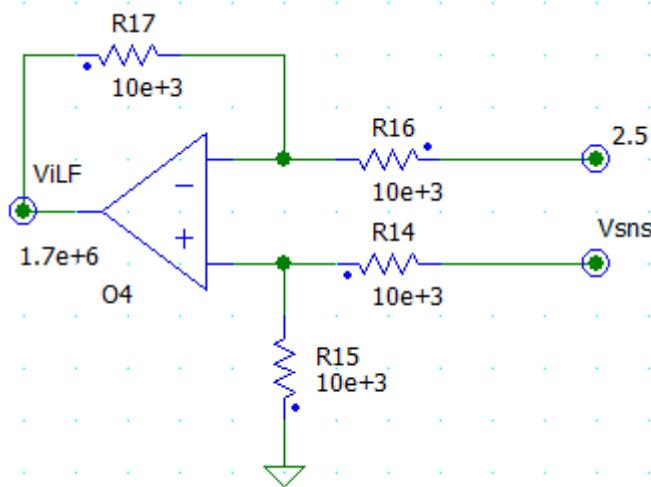


Figura 3.4: Puente H y sensor de efecto Hall.

Figura 3.5: Resta del V_{bias} al sensor de efecto Hall.

3.1.2.1. Simulaciones de formas de onda

En la figura 3.6 se pueden observar dos formas de onda. La inferior corresponde a la tensión de salida del comparador con histéresis y la superior a la corriente que circula por el electroimán. Para la simulación se utilizó una tensión de referencia

de entrada de 1 V, por lo que el valor medio de la corriente en la salida es 6 A con un ripple de 500 mA.

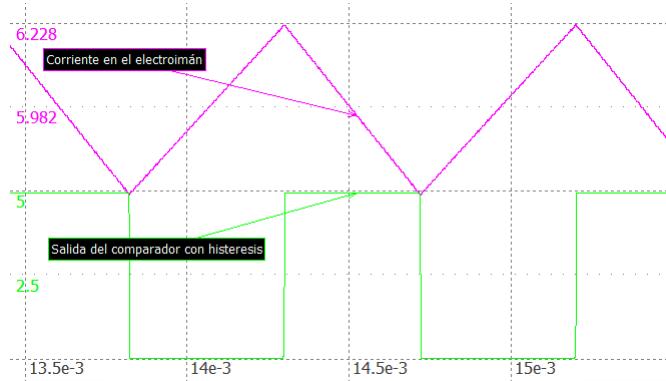


Figura 3.6: Formas de onda de corriente en el electroimán y tensión de salida del comparador.

3.1.2.2. Simulación de un escalón en la referencia de corriente

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



Figura 3.7: Respuesta al escalón del circuito.

3.1.2.3. Descripción general de la topología

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

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

Para lograr alternar la polaridad de la fuente sobre el inductor se utiliza una topología en puente H con 4 MOSFET que funcionan con un ciclo de trabajo determinado (manejado por el controlador por histéresis) como se observa en la figura 3.8. Pueden diferenciarse dos semiciclos de trabajo: uno de estado ON y otro de estado OFF. El primero se define como el semiciclo durante el cual la corriente en el inductor crece (pendiente positiva), mientras que el segundo se da cuando la corriente decrece.

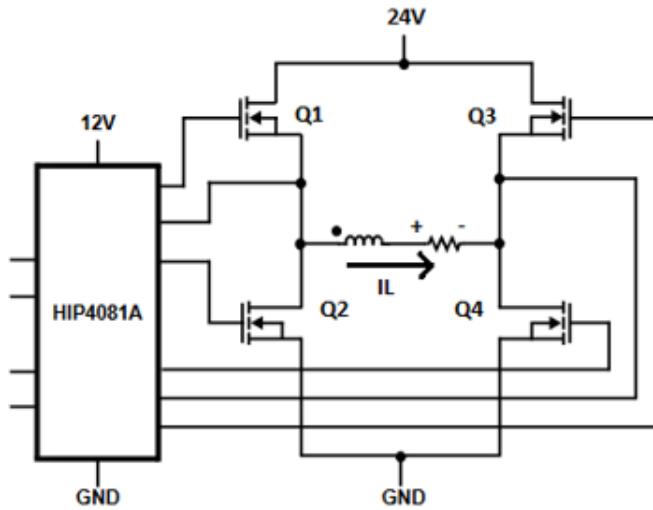


Figura 3.8: Topología elemental del puente H.

El electroimán se conecta entre los puntos medios de cada par de transistores. De esta manera se puede conmutar la polaridad de la tensión que se le aplica. Sólo se permite que dos transistores se enciendan a la vez, y esto se realiza de manera diagonal. Es decir, en la figura 3.8, Q1 y Q4 pueden estar encendidos, mientras que Q3 y Q2 están apagados, y viceversa. De otra forma, se podría generar un cortocircuito entre la fuente de alimentación y GND, que produciría una circulación de corriente denominada shoot-through.

Los cuatro MOSFET utilizados para el puente H son de tipo N. Para que estos puedan funcionar correctamente en conmutación es necesario que en el estado ON, la diferencia de tensión entre gate y source sea mayor o igual a 7 V. Esto no es un problema para los dos MOS inferiores del puente H (Q2 y Q4), ya que la tensión en source está fijada en GND y el driver puede aplicar 12 V al gate (superando los 7 V entre gate y source). El problema radica en los transistores superiores del puente H, ya que la tensión en source varía entre 0 V y 24 V, por

lo que en el gate debería haber, por lo menos, 31 V con respecto a GND. Sin embargo, la tensión máxima disponible entregada por la fuente es de 24 V. Para resolver este problema se utiliza un driver flotante con bootstrap.

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

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

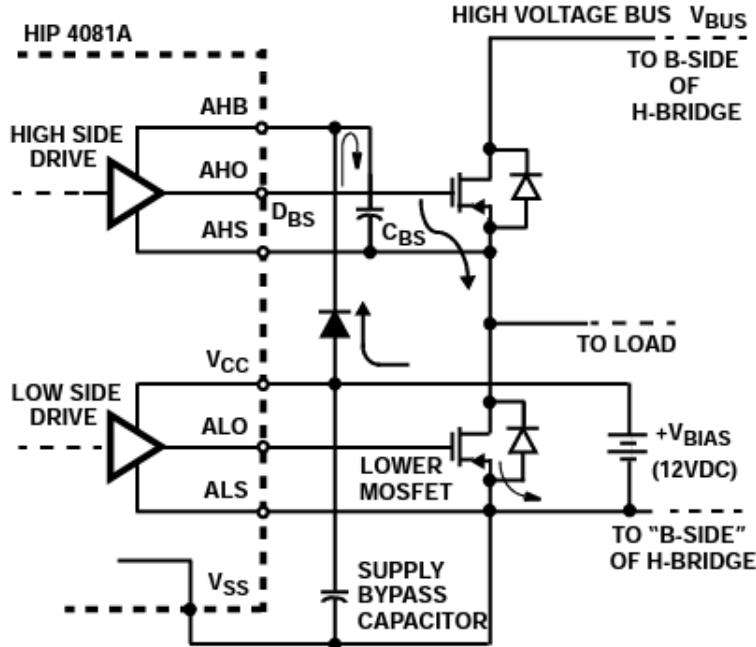


Figura 3.9: Configuración Bootstrap simplificada.

El driver bootstrap consiste en un capacitor (C_{BS}), un diodo, y la circuitería interna del HIP4081A. Para garantizar el correcto funcionamiento del bootstrap, al encender el sistema, la secuencia de inicio del HIP4081A enciende las dos salidas de la parte inferior del puente H: ALO y BLO con el fin de encender Q2 y Q4 durante un tiempo que se conoce como periodo de refresco de bootstrap. De esta forma, los capacitores de bootstrap de ambos lados quedan conectados entre 12 V y GND y se pueden cargar completamente. Durante este tiempo, las salidas a los gates AHO y BHO se mantienen en bajo continuamente lo que asegura que no se produzca corriente de shoot-through durante el período nominal de refresco del bootstrap. Una vez finalizado, las salidas responden normalmente al estado de las señales de entrada de control.

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

ello, se parte suponiendo que el sistema se encuentra funcionando: con el transistor Q2 encendido ($ALO = V_{CC}$), Q1 apagado ($AHO = AHS = 0$ V) y la corriente circulando de izquierda a derecha como lo indica la figura 3.9. En ese caso, el capacitor C_{BS} se carga a 12 V, ya que en un terminal tiene la fuente de 12 V (a través del diodo D_{BS}) y el otro está conectado a GND por medio de Q2.

Una vez que se apaga el transistor inferior, empieza a transcurrir el tiempo muerto. Teniendo en cuenta que la carga es inductiva, el valor medio de la corriente mantiene su sentido circulando por los diodos antiparalelos del MOS inferior del lado A y el superior del lado B. Esto provoca que el source del MOS superior del lado A tenga una tensión negativa igual a la caída de tensión en directa del diodo antiparalelo de Q2.

Una vez finalizado el tiempo muerto, se enciende el MOS Q1. Para encenderlo, la señal AHO se pone en nivel alto. Durante el tiempo que Q1 pasa de estar apagado a encendido, la tensión en el source cambia de $-V_d$ a V_{bus} de manera gradual mientras se carga el gate, y AHO pasa a ser igual a AHB, que es igual a la tensión entregada por el capacitor de bootstrap sumada a la tensión en el source de Q1. De esta manera se logra una tensión de 36 V con respecto a GND en el gate y genera una diferencia entre gate y source de 12 V.

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

3.1.2.4. Dimensionamiento de capacitor de bootstrap

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

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

En la implementación del puente H se decidió colocar resistencias entre gate y source, que aparecen como R1, R2, R3 y R4 en la figura 3.10, cuyo propósito se explica en la sección [3.1]. Debido a la diferencia de tensión entre gate-source, se genera una corriente constante en estas resistencias durante el tiempo que el MOS esté encendido, que también debe ser provista por el bootstrap.

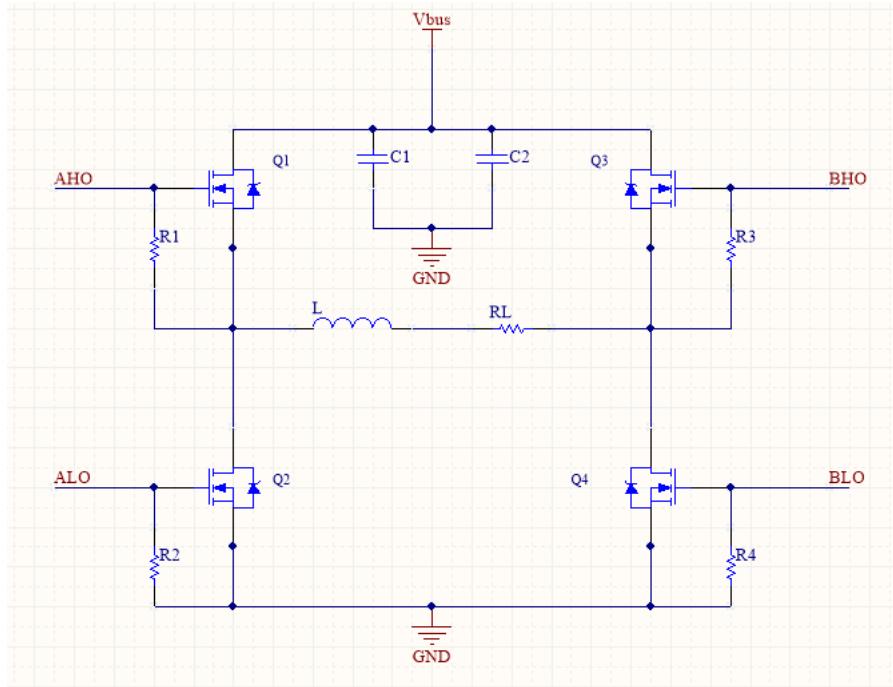


Figura 3.10: Puente H.

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

internamente por la bomba de carga del HIP.

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

$$Q_{BS} = C_{BS} * \Delta V_{BS} \quad (3.2)$$

En la ecuación 3.2, Q_{BS} es la carga total del capacitor de bootstrap, C_{BS} su capacidad, y ΔV_{BS} es la diferencia de tensión entre sus terminales.

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

$$Q_{BS} > Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}} \quad (3.3)$$

Donde:

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

Por lo tanto, al reemplazar la ecuación 3.2 en la 3.3 se obtiene:

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

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

Para el cálculo de la carga de recuperación Q_{RR} se puede considerar que la forma de onda de la corriente de recuperación es triangular. De esta forma, Q_{RR} es aproximadamente igual a la mitad del producto entre el pico de la magnitud de corriente inversa y la duración del tiempo de recuperación. Debido a que se usa el diodo RSX205LAM30TR, se obtiene a partir de [4] que I_R es igual a 0.1 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.

Para la corriente inversa de fuga del diodo de bootstrap se obtiene ..del datasheet? un valor de $I_{DR}=2$ mA (@ T=75°, VR= 24V).

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 kOhm. Por lo tanto, $I_{GS}=2.55$ mA.

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

Ver redacción de lo de las frecuencias de arriba

Al reemplazar los valores obtenidos en 3.4, se obtiene:

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

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

$$C_{BS} > 2.61 \mu\text{F}$$

Por lo tanto, una capacidad mayor a $2.61 \mu\text{F}$ resultará 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 2 capacitores de bootstrap en paralelo de $5.6 \mu\text{F}$ cada uno con el objetivo de reducir la resistencia serie.

3.1.2.4.1 Resistencia entre gate y source

Se colocan resistencias que conectan el gate y el source de cada MOS en el puente H. Estas se observan en la figura 3.10 como R1, R2, R3, R4. Su propósito es evitar que el gate del mosfet se encuentre cargado cuando el circuito se enciende y el driver de corriente aún no puede descargarlo. Además ayuda a evitar que se encienda el mosfet por ruido acoplado capacitivamente.

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

3.1.2.4.2 Protección del gate

El gate de los MOS es sensible a las sobretensiones. Soporta como máximo $\pm 20 \text{ V}$. Una descarga electrostática (ESD) puede sobrepassar ampliamente este valor de

tensión, pudiendo dañar el MOS al acercar la mano o la sonda del osciloscopio. Para protegerlo se coloca un diodo TVS entre el gate y source de cada transistor, de manera de limitar la tensión que se desarrolla en el gate a un valor seguro.

Se eligen los TVS SMAJ15 con una tensión bidireccional de $\pm 15V$. ..ponemos datasheet?

3.1.2.4.3 Tiempo muerto

Para evitar generar un cortocircuito durante la commutación 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 los pines LDEL y HDEL del HIP4081A.

Para saber el tiempo muerto necesario, debe conocerse el tiempo que tarda en apagarse un mosfet IPB160N04. De [3] se obtiene que este tiempo es 63 ns. Este valor se obtiene de tener en cuenta el T_{OFF} y el T_{FALL} de la hoja de datos . Por lo tanto, para tener un margen, se elige que el deadtime sea de 100 ns.

De todas formas, esta aplicación específica no requiere un tiempo de encendido rápido de los mosfets.

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

3.1.2.5. Dimensionamiento de los capacitores de fuente

Para reducir el consumo de potencia de la red se utilizan capacitores en paralelo a la fuente de $+24V$. Esto permite que, una vez que la fuente cargó inicialmente el inductor, en las commutaciones sucesivas la carga del inductor pase a dichos

capacitores en un semiciclo y viceversa en el otro ciclo de conmutación. Idealmente, esta transferencia de energía no tiene pérdidas. Por lo tanto, el consumo de potencia queda reducido a la perdida por disipación de los MOSFET y los demás componentes del controlador de corriente.

Estos capacitores deben tener una baja resistencia equivalente serie (ESR) ya que, de lo contrario, disiparían mucha potencia en forma de calor y se acortaría su vida útil. Además generan ripple en la tensión V_{BUS} . ..simulacion? mediciones?

En la figura 3.10 los capacitores de la fuente están representados por C1 y C2. 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 y hacia el electroimán por Q1 y Q4. Luego, durante la otra mitad del ciclo, la corriente regresa a estos capacitores a través de Q2 y Q3. Esto provoca que la corriente en los capacitores sea, durante el semiciclo encendido, igual al valor medio de la corriente del electroimán, con $\pm \frac{\Delta I_L}{2}$. Similarmente ocurre en el semiciclo apagado, pero con valor medio $-I_L$. Por lo tanto, la corriente tiene la forma que se muestra en la figura 3.11

No estaría mal la imagen? creo que la parte de abajo es al revés

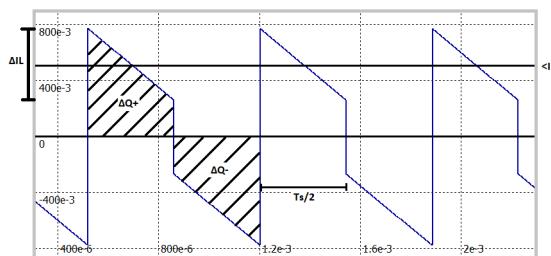


Figura 3.11: Forma de onda de la corriente en C1 y C2.

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

$$\begin{aligned}\Delta Q &= \int I dt \\ \Delta Q^+ &= \frac{T_S}{2} * \Delta I_L * \frac{1}{2} + (\langle I_L \rangle - \frac{\Delta I_L}{2}) * \frac{T_S}{2} \\ \Delta Q^+ &= \langle I_L \rangle * \frac{T_S}{2}\end{aligned}\quad (3.5)$$

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

[3.1](#)

$$\Delta Q = 21 \text{ A} * \frac{0.47 \text{ ms}}{2} \approx 5 \text{ mC} \quad (3.6)$$

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

$$c = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 10 \text{ mF} \quad (3.7)$$

Para obtener este valor de capacidad utilizamos varios capacitores en paralelo para disminuir la ESR, como se muestra en la figura [3.12](#). Esto es porque por los capacitores circula una corriente de hasta 21.25 A. Por lo tanto, al colocarlos en paralelo se reduce la corriente que circula (en partes iguales), por cada capacitor:

Tratar de redactar mejor

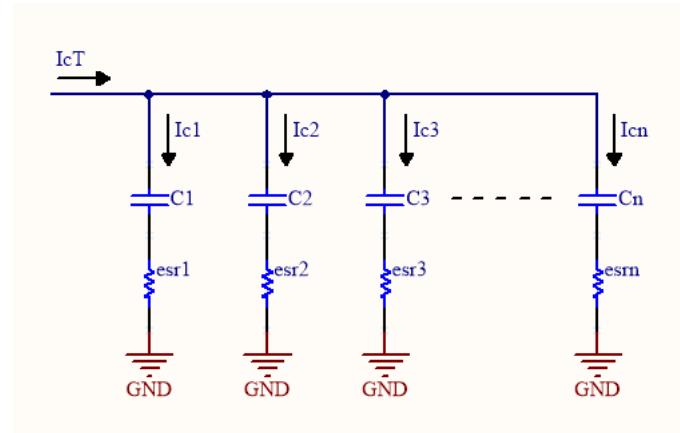


Figura 3.12: Capacitores de la fuente.

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (3.8)$$

Si todos los valores de ESR son iguales obtenemos

$$R_T = \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.9)$$

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

$$P = I^2 * R_T = 21.25^2 * \frac{R_{ESR}}{n} \quad (3.10)$$

Se decidió utilizar 6 capacitores de 2200 μF /50V con una ESR de 17Ω (datos obtenidos de [5]). Por lo tanto reemplazando en la ecuación 4.4 se obtiene que la potencia disipada es de:

$$P = 1.28W \quad (3.11)$$

3.1.2.6. Comutación de alta frecuencia para el bootstrap

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

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

Se adopta una frecuencia de conmutación auxiliar de 50KHz y se hace variar el ciclo de trabajo de la salida del comparador con histéresis entre dos valores. Durante la carga del inductor, el ciclo de trabajo será del 90 % mientras que durante la descarga será del 10 %.

Para generar esta conmutación se agrega el oscilador que se observa en la figura 3.13 a la salida del comparador con histéresis. La frecuencia de conmutación se puede obtener en función de C1 como:

$$F_{aux} = \frac{4.5 * 10^{-5}}{C1} [Hz] \quad (3.12)$$

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

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

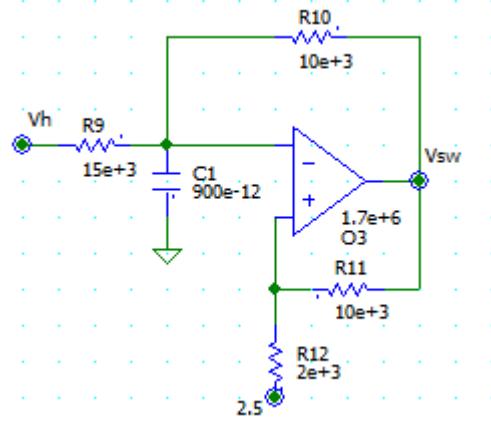


Figura 3.13: Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.

3.1.2.7. Simulación del sistema con oscilador auxiliar

En la figura 3.14 se muestran las formas de onda obtenidas considerando el oscilador auxiliar necesario para el funcionamiento del bootstrap.

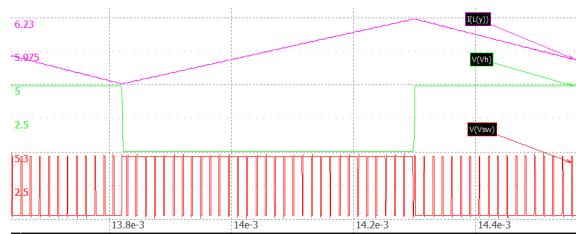


Figura 3.14: Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y comutación auxiliar.

3.1.3. Características estáticas y dinámicas del controlador

3.1.3.1. Corriente media del electroimán

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

$$I_L = V_{i_ref} * \frac{K_{in}}{H(s)} = V_{i_ref} * 6 \frac{A}{V} \quad (3.13)$$

3.1.3.2. Frecuencia de conmutación de la corriente

La frecuencia de conmutación del sistema se obtiene con:

$$f_{SW} = \frac{V_{BUS}}{2 * \Delta I_L * L(y)} \quad (3.14)$$

Para $y = 4mm$ se tiene una inductancia $L(4mm) = 16.44mHy$, lo cual resulta en una frecuencia $f_{SW} = 1460Hz$.

3.1.3.3. Ancho de banda del controlador

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

$$f_{polo} = \frac{1}{2\pi * L(y)} \quad (3.15)$$

Al convertirlo a frecuencia angular:

$$\omega_{polo} = \frac{1}{2\pi * L(y)} \quad (3.16)$$

Tomando las condiciones del problema con $Y_0 = 4\text{mm}$, $L = 7.55 \text{ mHy} + 8.89 \text{ mHy}$, y $R_l=0.2\Omega$ el polo se ubica:

$$\omega_{polo} = \frac{0.2}{16.44\text{mHy}} = 12.17r/s \quad (3.17)$$

La Tabla 4.2 muestra entre qué valores de frecuencia se verá afectada la forma de onda al modificarse la distancia de separación.

$$\Delta T[s] = \frac{\Delta I_L * (L(y) + L_\infty)}{V_{BUS}} \quad (3.18)$$

Considerando $R_l=0.2 \Omega$

En la ecuación 3.18, ΔT representa el tiempo de crecimiento o de decrecimiento de la rampa de corriente (despreciando la resistencia del bobinado) en torno al valor nominal. El doble de este tiempo es igual al periodo de la corriente triangular ($2 * T = \frac{1}{F_{SW}}$).

Según las mediciones de inductancia realizadas y aplicando las ecuaciones 3.14, 3.16 y 3.18 se armó la tabla 3.1.

Y[mm]	L(Y)[mHy]	ΔT [ms]	f_{SW} [Hz]	ω_{polo} [r/s]
0	76.45	1.59	313.93	2.62
1	33.42	0.70	718.13	5.98
2	22.64	0.47	1,060.07	8.83
3	18.8	0.39	1,276.60	10.64
4,4	15.5	0.32	1,548.39	12.90
5,2	14.7	0.31	1,632.65	13.61
6,5	14.4	0.30	1,666.67	13.89
8,23	12.4	0.26	1,935.48	16.13
inf	8.89	0.19	2,699.66	22.5

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

3.1.4. Transferencia lineal del controlador de corriente

En la ecuación 3.19 se muestra la transferencia linealizada del controlador de corriente.

$$TLC_{CC} = \frac{6}{1 + \frac{s}{\omega_{polo}}} \quad (3.19)$$

Capítulo 4

Estimador analogico

4.1. Diseño y modelado del estimador analogico

Para controlar la distancia de separación del entrehierro del electroimán es necesario conocer el gap de aire para poder realimentarlo en el lazo de control. Para ello, se utiliza un estimador de posición que aprovecha la forma de onda triangular de la corriente que circula por el electroimán.

Para estimar la distancia se hace la derivada de la corriente, puesto que las pendientes de crecimiento y decrecimiento varían con la separación. Es importante tener en cuenta que durante el diseño de la etapa de controlador de corriente, se eligió una topología que mantiene el sistema comutando continuamente (incluso para corriente nula) para tener siempre una estimación disponible.

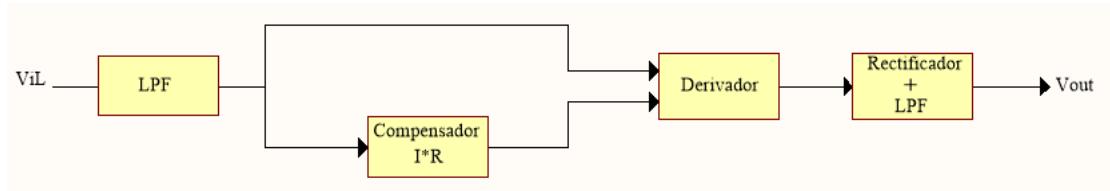


Figura 4.1: Diagrama en Bloques del Estimador.

Se implementa un estimador compuesto por los bloques mostrados en la figura 4.1. A este le ingresa una tensión triangular (ViL) que es la salida del sensor de efecto Hall. Para eliminar las componentes de alta frecuencia se aplica un filtro pasa bajos dejando pasar hasta la quinta armónica. Esta señal filtrada conserva la forma triangular de la corriente.

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

4.1.1. Análisis de la estimación

La ecuación que gobierna la corriente en el electroimán se puede calcular aplicando las leyes de Kirchoff correspondientes al circuito que se ve en la figura 4.2.

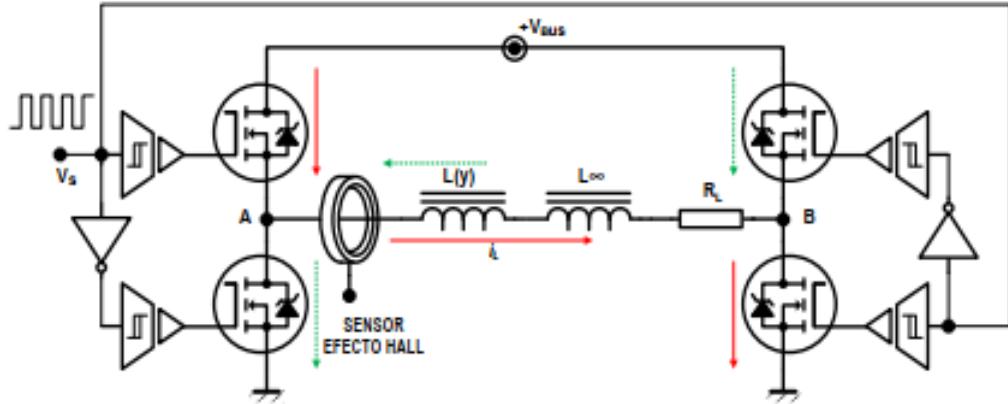


Figura 4.2: Circuito del electroimán con el driver de corriente.

Sabiendo que $L(y)$ se puede aproximar como en la ecuación 4.1, y que L_∞ (inductancia de dispersión) es la inductancia del electroimán sin la pieza en forma de “I” :

$$L(y) \approx \mu_0 \frac{N^2 * A}{2Y} \quad (4.1)$$

$$\pm V_{BUS} - L(y) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (4.2)$$

Asumiendo que:

$$V_{BUS} \gg i_L * R_L \quad (4.3)$$

Se approxima la derivada de la corriente como:

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right| \simeq \frac{V_{BUS}}{L(y) + L_\infty} = \frac{V_{BUS}}{L_T(y)} \quad (4.4)$$

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

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right|_{Lineal} = 194690 * Y[m] + 676 A/s \quad (4.5)$$

4.1.2. 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 4.3.

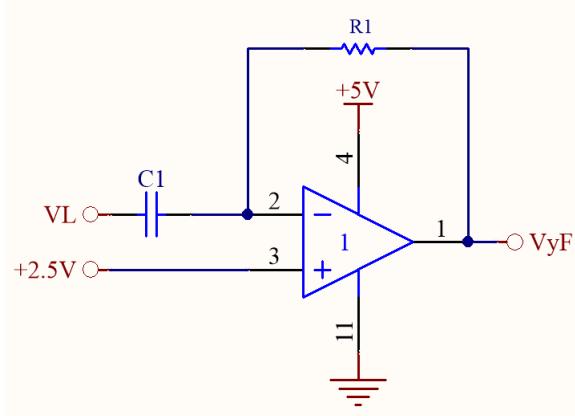


Figura 4.3: Circuito derivador.

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

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

Considerando $V_L = K_h * i_L$, donde K_h es la constante del sensor de efecto Hall,

se obtiene:

$$V_{yf}(t) = 2.5V - \frac{diL}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \quad (4.7)$$

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

$$\left| -\frac{diL}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \right| \leq 2.5V \quad (4.8)$$

Por lo tanto, con la ecuación 4.4 y 4.5:

$$C_1 * R_1 <= \frac{2.5 V * L_{min}}{V_{BUS} * K_h} \quad (4.9)$$

Con $L_{min} = L_T(5 \text{ mm}) = 14.9 \text{ mH}$ (teniendo en cuenta la inductancia de dispersión) se obtiene:

$$C_1 * R_1 <= 29.1 \text{ ms} \quad (4.10)$$

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

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

Usando la ecuación 4.5 y 4.8, y considerando una variación en torno a 2.5V se obtiene:

$$V_{Yf}(y) = |Kh * C_1 * R_1 * di/dt| + 2.5V = 0.2595 * y(\text{mm}) + 3.4V \quad (4.11)$$

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

Y[mm]	$V_{Yf}(y)_{\text{Lineal}}$
2	3.92
3	4.18
4	4.44
5	4.7

Tabla 4.1: Vyf en función de la posición.

4.1.3. Circuito del derivador compensado

Puesto que los circuitos derivadores pueden presentar inestabilidad a alta frecuencia, es necesario compensarlo agregando una resistencia en serie al capacitor, para que genere un cero en la transferencia de realimentación (ecuación 4.13), como se observa en la figura 4.4.

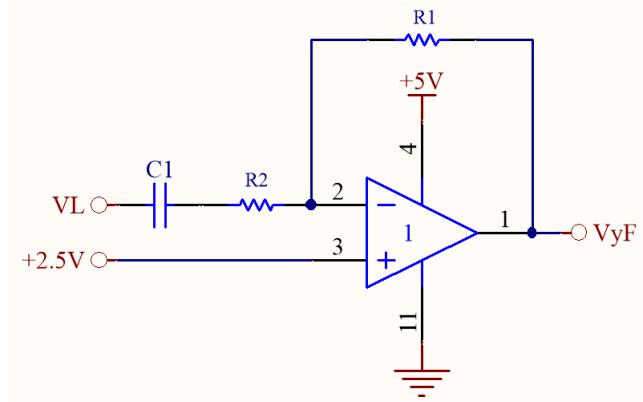


Figura 4.4: Circuito derivador compensado

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

$$A(w) = \frac{1778279}{\left(\frac{s}{2\pi \cdot 20} + 1\right)} \quad (4.12)$$

$$\frac{1}{H(w)} = \frac{1 + s * C_1 * (R_1 + R_2)}{1 + s * C_1 * R_2} \simeq \frac{1 + s * C_1 * R_1}{1 + s * C_1 * R_2} \quad (4.13)$$

Para compensar el circuito se coloca un polo en 16 kHz, dando como resultado $R_2 = 10 \text{ ohm}$, $C_1 = 1 \mu\text{F}$ y $R_1 = 25 \text{ kOhm}$ y un margen de fase de $\phi = 49.6^\circ$, como se puede observar en la figura 4.5.

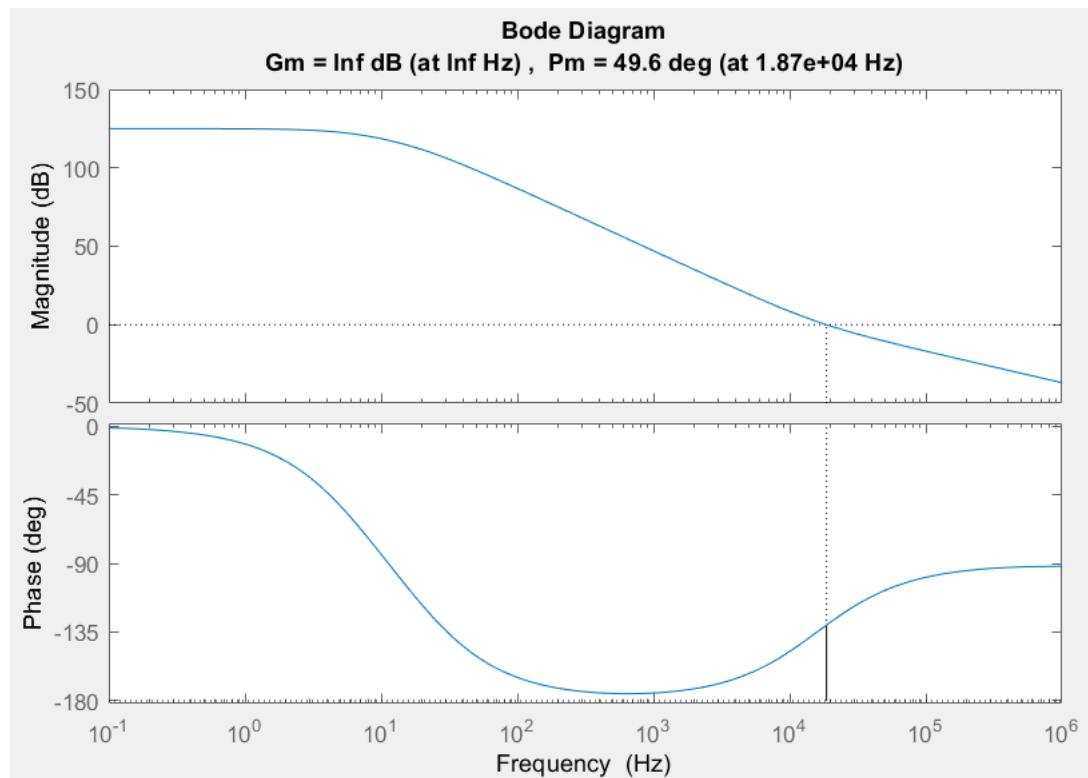


Figura 4.5: GH del derivador compensado.png

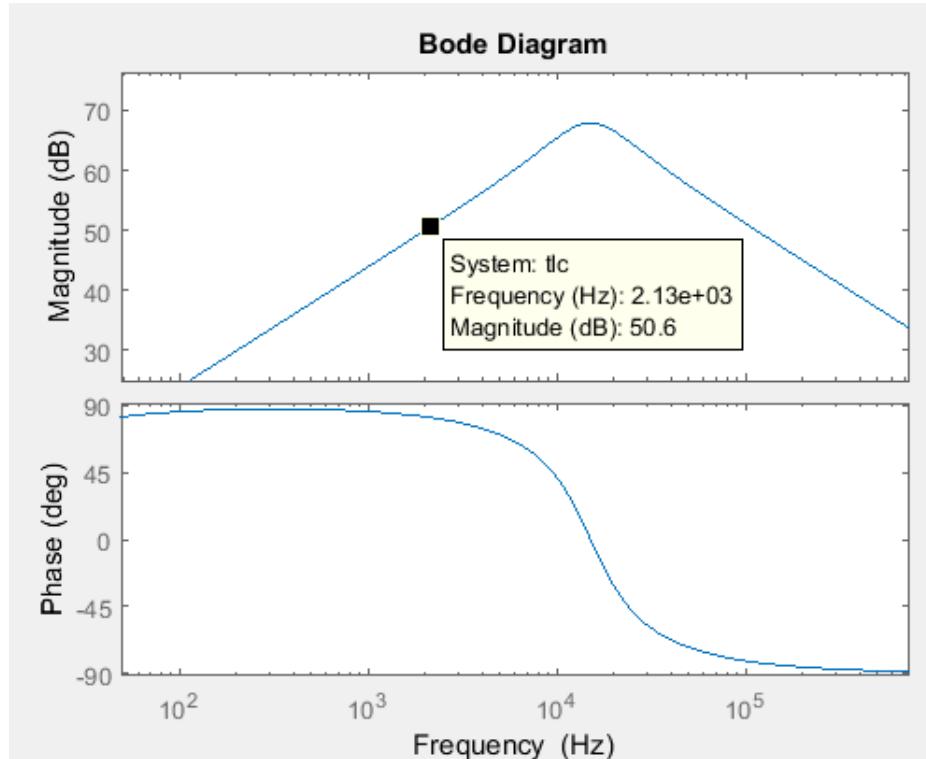


Figura 4.6: Transferencia de lazo cerrado

Como se observa en la figura 4.6 la transferencia de lazo cerrado (TLC) tiene un comportamiento derivativo en las frecuencias cercanas a 2 kHz, como es deseado.

A continuación se muestra la TLC del circuito derivador:

$$Tlc_{derivador} = \frac{V_{yf}}{V_{il}} = \frac{-0.025 * s}{1 + \left(\frac{2*0.473}{94.5 \text{ krad/s}}\right) * s + \left(\frac{s}{94.5 \text{ krad/s}}\right)^2} \quad (4.14)$$

4.1.4. Diseño del LPF

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 va a ingresar al derivador es V_{il} , la cual es una onda triangular de frecuencia fundamental de

2KHz se dejará pasar hasta la 5^o armónica. Para su implementación se utiliza un filtro activo Butterworth de orden 2, con una frecuencia de corte en 20 KHz. En la figura 4.7 se puede ver el filtro utilizado y en la figura 4.8, su respuesta en frecuencia.

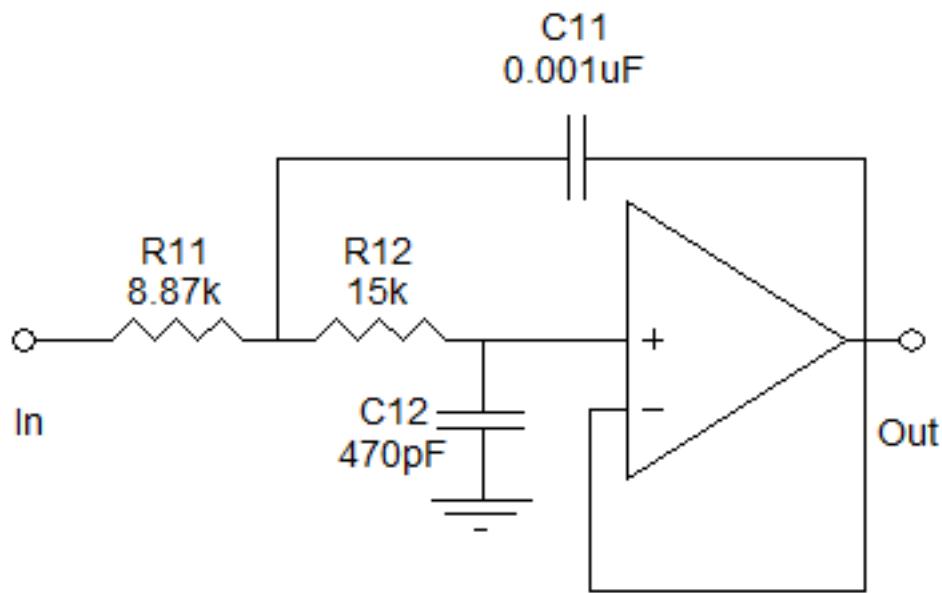


Figura 4.7: Filtro para la entrada del derivador

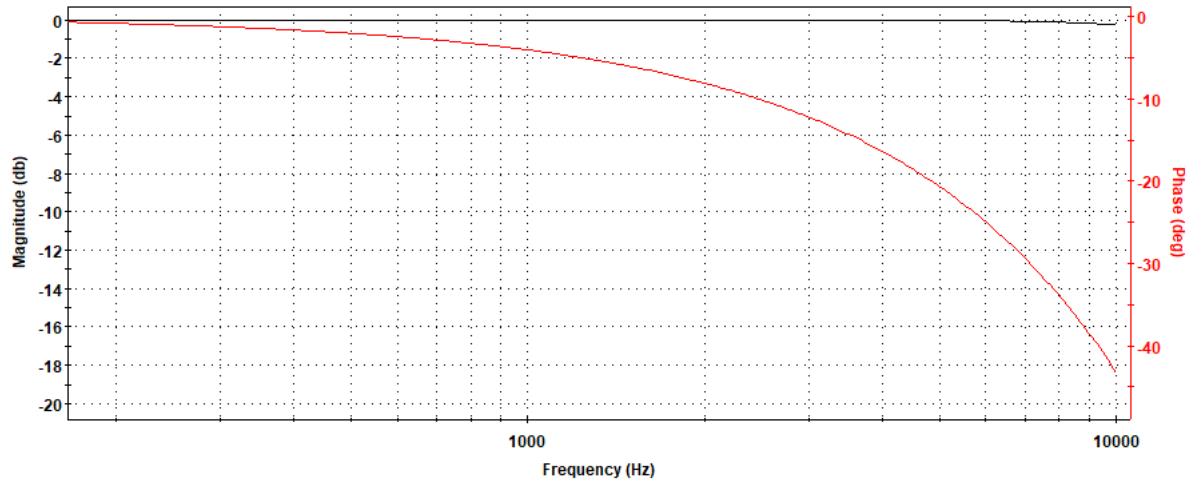


Figura 4.8: Respuesta en frecuencia del filtro activo

4.1.5. Compensación I^*R

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

$$\pm V_{BUS} - L(y) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (4.15)$$

Cómo $R_L = 0.2 \Omega$ y suponiendo una corriente de $21 A$

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

Por lo tanto, para $V_{BUS} = 24 V$:

$$V_{BUS} - R_L * I_L = +24 - 4.2 = 19.8V \quad (4.17)$$

Para $V_{BUS} = -24 V$

$$V_{BUS} - R_L * I_L = -24 - 4.2 = 28.2V \quad (4.18)$$

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

Como 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 4.9 se muestra el efecto luego de la rectificación sin realizar ninguna compensación:

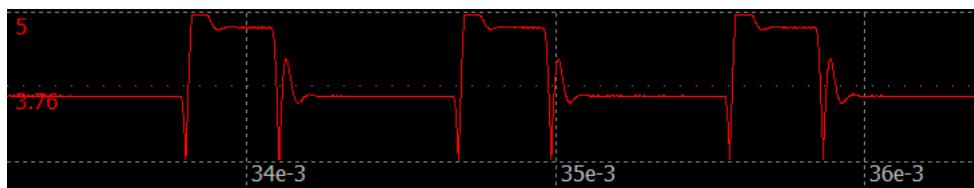


Figura 4.9: Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR.

Se busca corregir esto en la estimación variando el setpoint de la salida del derivador. Para lograrlo se debe cambiar la tensión en la entrada figura no inversora (V_{bias}) como se muestra en la figura 4.10.

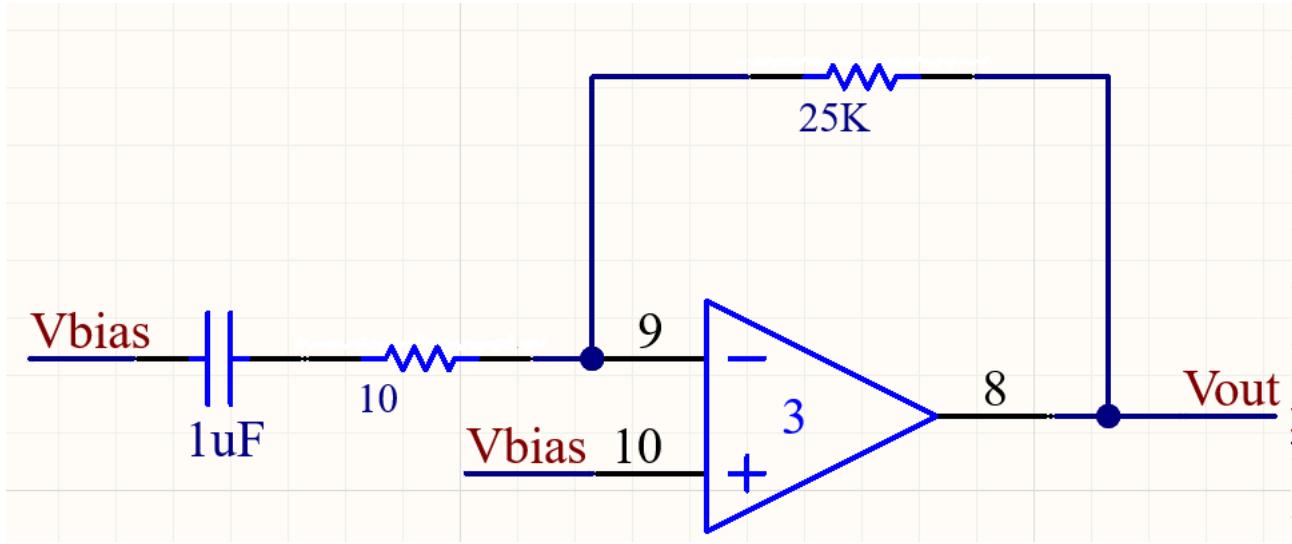


Figura 4.10: Esquema circuital del derivador.

Se tiene que la pendiente de bajada de la onda triangular, en módulo, es mayor que la de subida. Por lo tanto, al derivar (con la inversión de signo), esta quedará por encima del setpoint, y la pendiente de subida quedará por debajo. Se debe compensar ese setpoint para que la forma de onda sea simétrica alrededor de 2.5 V.

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

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

Para la pendiente de subida se tiene:

$$V_{yf_{on}} = V_{bias} - Kh * \tau * \frac{V_{bus} - Il * R}{L} \quad (4.20)$$

Queremos que se cumpla:

$$V_{yf_{off}} - 2.5 \text{ V} = 2.5 \text{ V} - V_{yf_{on}} \quad (4.21)$$

Se despeja V_{bias} y se llega a:

$$V_{bias} = 2.5 \text{ V} - Kh * Il * \tau * \frac{R}{L} \quad (4.22)$$

Se tiene $Kh = 53,3 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$, $R = 0.2 \Omega$, $\tau = 25 \text{ ms}$. En cuanto a la inductancia, se utiliza: $L_T(y) = 16,44 \text{ mH}$ (para $Y_0 = 4\text{mm}$).

V_{iL} es la tensión de salida del sensor de efecto Hall menos un setpoint de 2.5V. Sin embargo, debido al offset agregado al sensor para llevar su valor medio a 2.6V, al restarle 2.5V no se produce una cancelación completa sino que quedan 0.1V de error. Por ello, para implementar la ecuación 4.21 se utiliza el circuito mostrado en la figura 4.11. Este circuito compensa la diferencia de pendientes, el error de 0.1V y genera V_{bias} para ingresar al derivador.

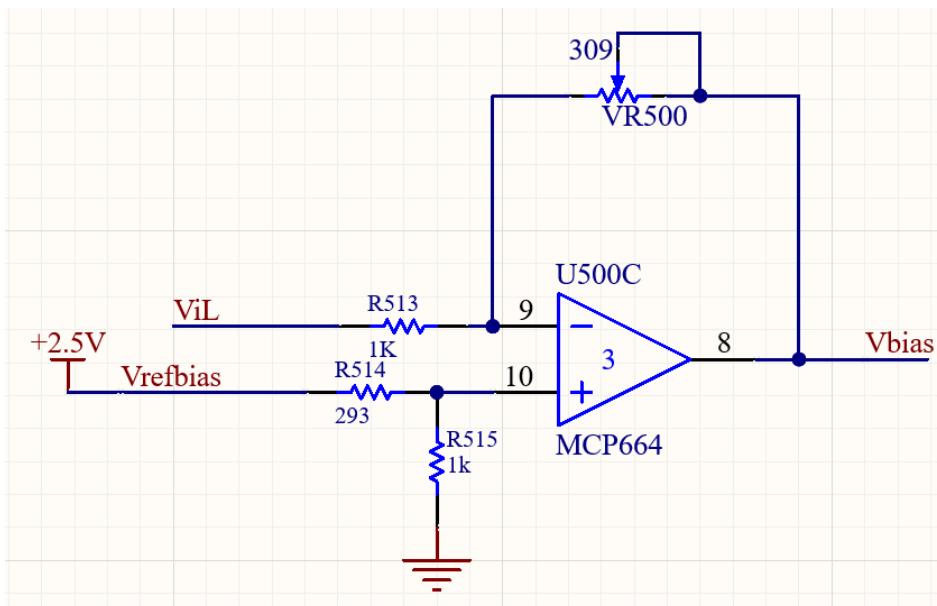


Figura 4.11: Generación de V_{bias} .

A partir del circuito de la figura 4.11 se obtiene:

$$V_{bias} = -\frac{R_4}{R_3}(K_h I_L + 0.1V) + V_{Ref_{bias}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) * \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (4.23)$$

Para poder llegar a la expresión de la ecuación 4.16 se debe cumplir que:

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

Por lo tanto, resolviendo la condición 1) se elige $R_4 = 304 \Omega$ y se obtiene $R_3 = 1 k\Omega$. Luego, resolviendo la condición 2) con $V_{Ref_{bias}} = 2.5V$ se elige $R_1 = 1k\Omega$ y se obtiene $R_2 = 291.8\Omega$.

En la figura 4.12 se muestra como cambia la forma de onda.

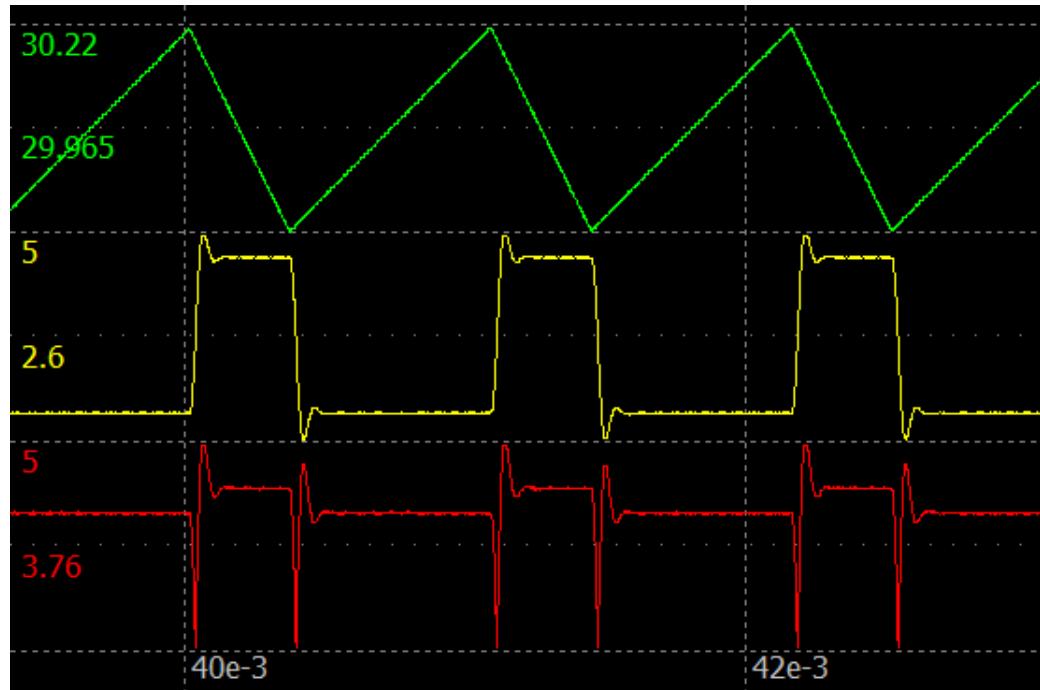


Figura 4.12: Formas de onda obtenidas en la simulación

La onda superior corresponde a la corriente en el electroimán (verde), la onda que se encuentra al medio (amarilla) corresponde a la salida del derivador [V_{bias}] y la inferior (roja) corresponde a la onda rectificada con la corrección de I^*R .

4.1.6. Rectificador, Restador y Filtrado

4.1.6.1. Rectificador

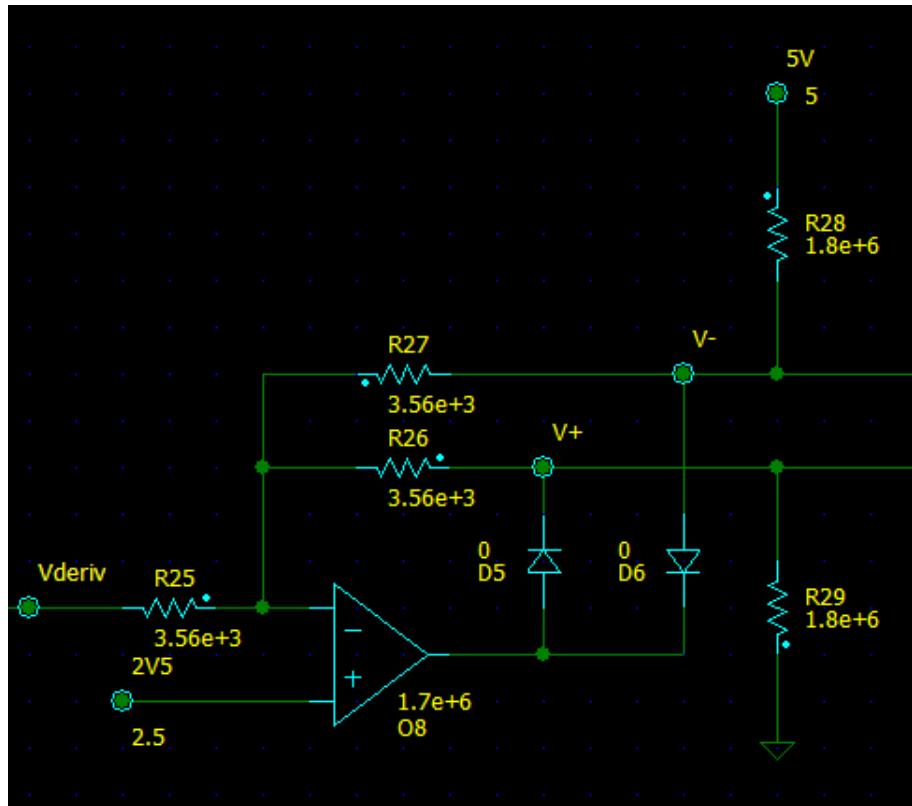


Figura 4.13: Rectificador y restador.

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

salida del estimador una señal aproximadamente continua.

Para entender el funcionamiento de este rectificador, se comienza analizando únicamente la etapa del primer amplificador operacional. Se parte de la suposición de que en un amplificador ideal, la tensión diferencial (V_d) es igual a cero. Por lo tanto, como la entrada no inversora está fijada en 2.5V, la misma tensión se encuentra en la entrada inversora.

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

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

En el caso de que $V_{deriv} < 2.5V$, la corriente será positiva. Esta misma corriente proviene desde la salida del operacional, a través del diodo D5 y por la resistencia R_{26} . Si se desprecia la tensión del diodo en directa, nos queda que la salida del operacional es igual a $V+$, y esta es igual a:

$$V^+ = I_{R25} * R_{26} + 2.5V = \frac{2.5V - V_{deriv}}{R_{25}} * R_{26} + 2.5V \quad (4.25)$$

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

$$V^+ = 2.5V - V_{deriv} + 2.5V = 5V - V_{deriv} \quad (4.26)$$

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

$$V^- = 5V - V_{deriv} \quad (4.27)$$

Cuando D5 está activo, $V^- = 2.5 \text{ V}$ y cuando lo está D6, $V^+ = 2.5 \text{ V}$

4.1.6.2. Restador

Se utiliza un amplificador operacional en modo diferencial como restador como se observa en la figura 4.14 y se obtiene lo siguiente.

Cuando $V_{deriv} < 2.5\text{V}$:

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2.5V = (5V - V_{deriv}) - (2.5V) + 2.5V = 5V - V_{deriv} \quad (4.28)$$

Cuando $V_{deriv} > 2.5\text{V}$:

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2.5V = 2.5V - (5V - V_{deriv}) + 2.5V = V_{deriv} \quad (4.29)$$

Si tomamos a V_{deriv} como $V_{deriv} = \Delta V_{deriv} + 2.5 \text{ V}$, reemplazando en los dos casos

obtenemos que:

$$V_{estim} = 2.5 \text{ V} + |\Delta V_{deriv}| \quad (4.30)$$

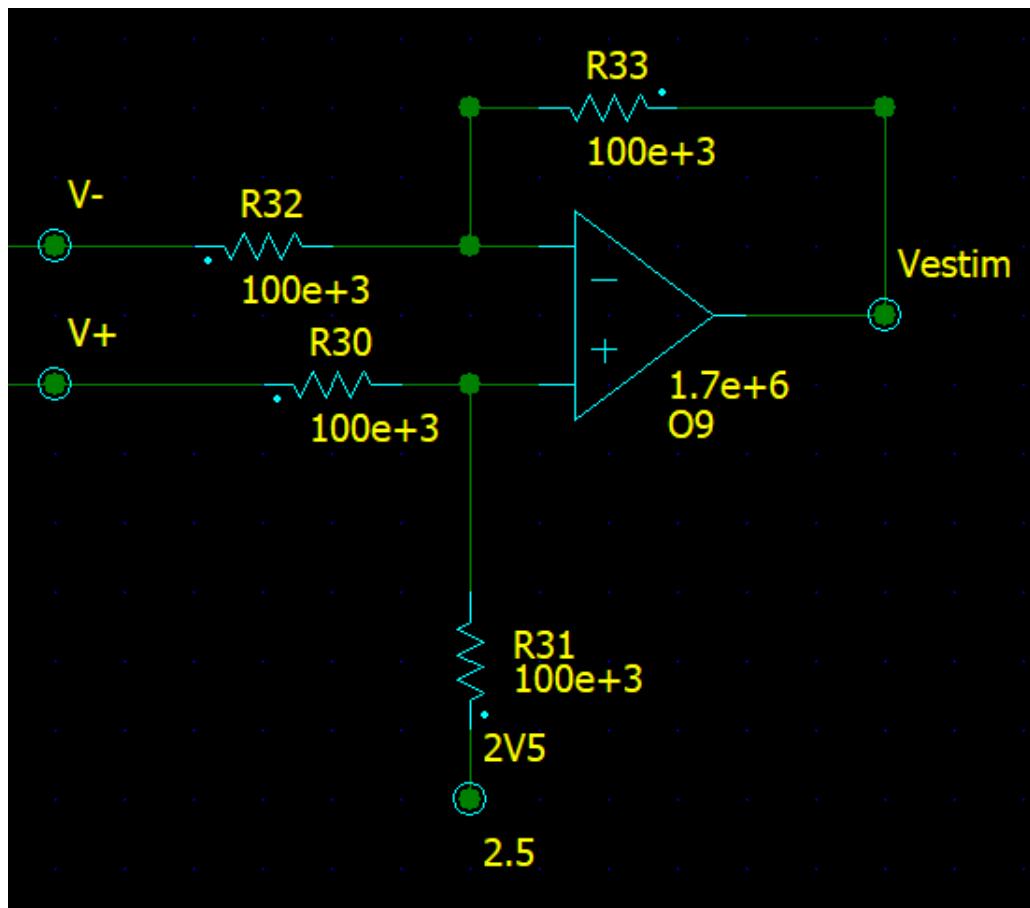


Figura 4.14: Restador.

4.1.6.3. Etapa de filtrado

En el restador se implementa un filtrado adicional a la señal de salida como se observa en la figura 4.15. De esta última etapa, considerando que $C_5 = C_6 = C$ y $R_{33} = R_{31} = R$, se obtiene:

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

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + S * C * R} * |\Delta V_{deriv}| + 2.5V \quad (4.32)$$

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

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

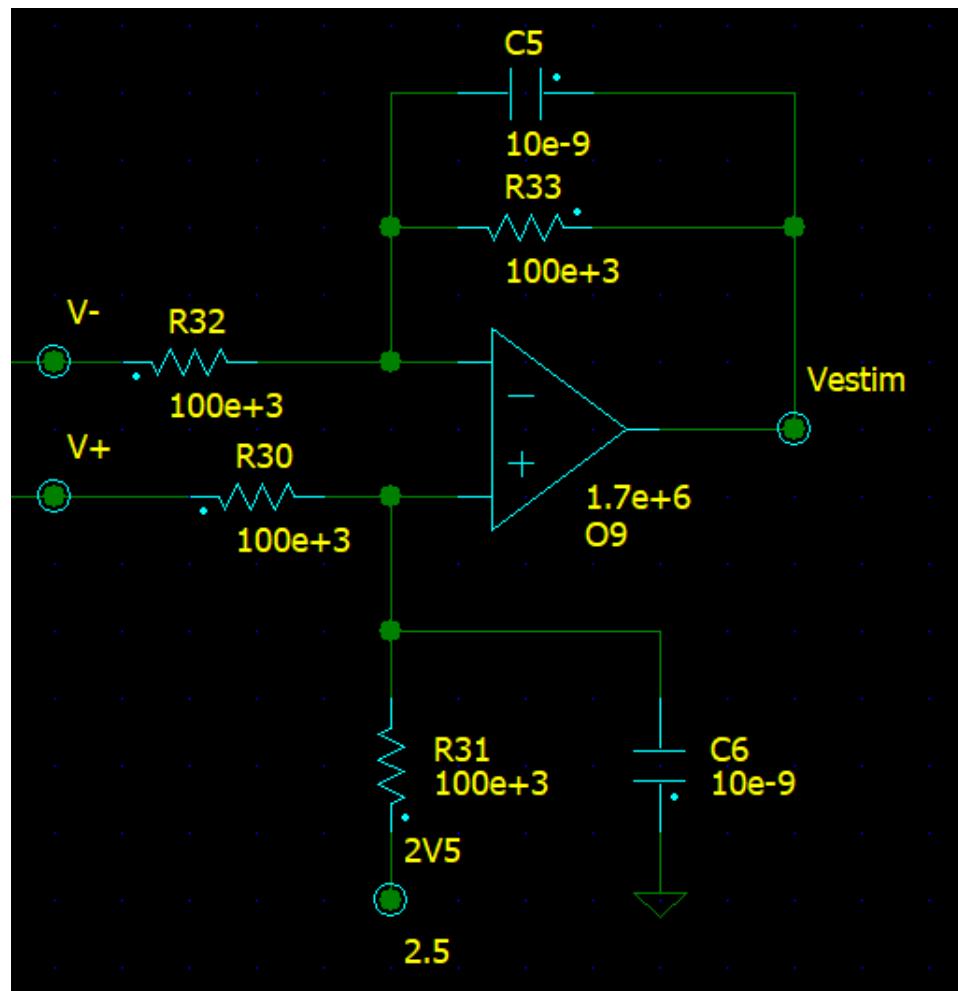


Figura 4.15: Esquema circuitual del restador con una etapa de filtrado en 159.2 Hz.

4.1.7. Circuito completo

En la figura 4.16 se puede observar el circuito completo utilizado para la implementación del rectificador, restador y filtrado.

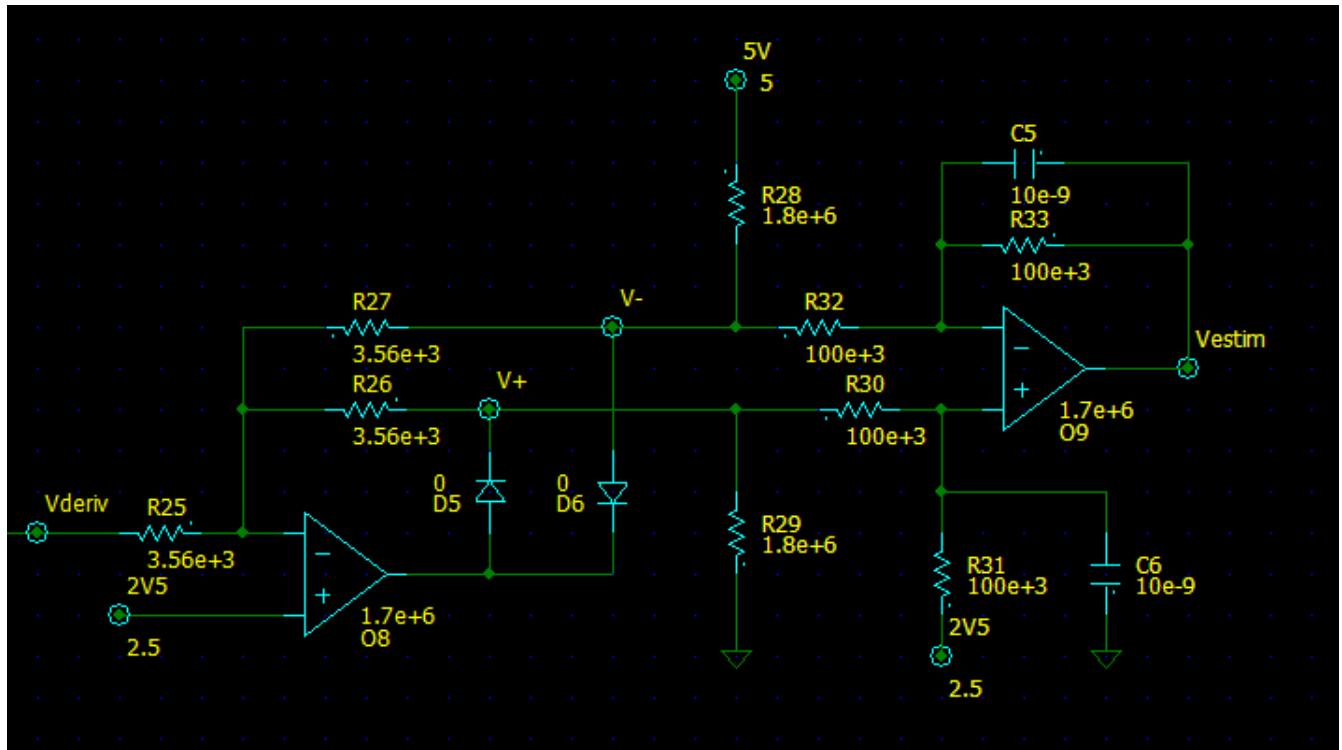


Figura 4.16: Circuito estimador de posición completo

4.1.8. Simulación de estimador completo

En la figura 4.17 se pueden observar 3 formas de onda. La superior (verde) corresponde a la corriente del electroimán, la del medio (amarilla) a la salida del derivador y la inferior (roja) es la salida Vestim. Utilizando cursores se midió un ripple de 52.66mV en Vestim.

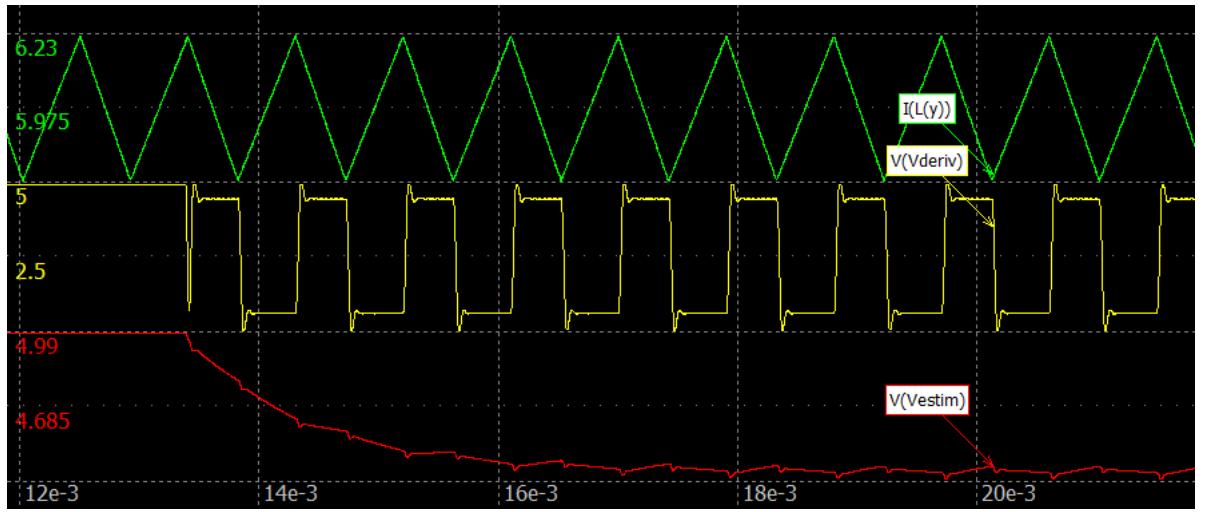


Figura 4.17: Simulación final del estimador.

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

y [mm]	L(y) [mH]	Vestim [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.

4.1.9. Transferencia final del estimador de posición:

Para la transferencia de lazo cerrado del derivador se obtiene:

$$Tlc_{derivador} = \frac{V_{deriv}}{Vil} = \frac{-0.025 * s}{1 + (\frac{2*0.473}{94,5 \text{ krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ krad/s}})^2} \quad (4.33)$$

De esta forma, se obtiene un sistema con un cero en el origen y dos polos complejos conjugados con una $W_n = 2\pi * 15000 \text{ Hz}$ y un $\xi = 0.473$.

Por otro lado, al considerar el polo aportado por la etapa de restado y filtrado situado en 10 Krad/s y considerar la inversión de signo que genera el rectificador, se obtiene:

$$Tlc_{estimador} = \frac{V_{estim}}{V_{il}} = \frac{0.025*s}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0.473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (4.34)$$

Para poder obtener la transferencia del diagrama en bloques: V_{estim}/Y :

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{s*V_{il}} = \frac{V_{estim}}{kh*s*I_L} = \frac{0.025}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0.473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (4.35)$$

Como $s * I_L \equiv \frac{dI}{dt}$, se puede usar la expresión linealizada:

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right|_{Lineal} = 194690 * Y[m] + 676 \text{ A/s} \quad (4.36)$$

De esta forma, $s * I_L \equiv 194690 * Y$ (sin considerar la componente de continua)

Reemplazando se obtiene:

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0.473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (4.37)$$

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

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1 Krad/s}) * [(1 + \frac{s}{60 Krad/s})]^2 * [1 + (\frac{2*0.473}{94,5 Krad/s}) * s + (\frac{s}{94,5 Krad/s})^2]} \quad (4.38)$$

Finalmente, despreciando los polos en alta frecuencia, la transferencia queda:

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259.6}{(1 + \frac{s}{1 Krad/s}) * (1 + \frac{s}{60 Krad/s})^2} \quad (4.39)$$

Capítulo 5

Compensador analogico

5.1. Lazo de realimentación interno

5.1.1. Diseño de la red de adelanto de fase

Se plantea una compensación como la que se muestra en la figura 5.1. Está compuesta por un lazo de control interno con un controlador por adelanto de fase para lograr estabilizar el sistema, y un lazo de control externo con un integrador para eliminar el error en régimen permanente.

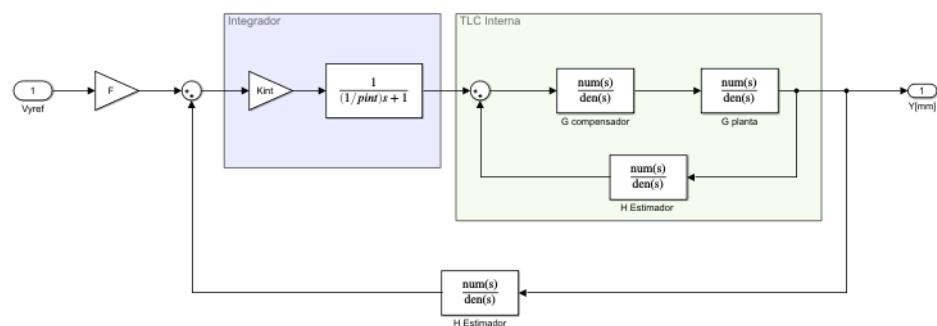


Figura 5.1: Diagrama del sistema completo.

5.1.1.1. Análisis de estabilidad con masa de 30Kg

Para el análisis del compensador analógico se parte de las transferencias de la planta $G_p(s)$ para una masa de 30 Kg, del controlador de corriente $G_{iL}(s)$ y del lazo de realimentación H_{estim} . A partir de ellas se obtiene la transferencia a lazo abierto total $GH_T(s)$ mostrado en la ecuación 5.1.

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

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

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

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

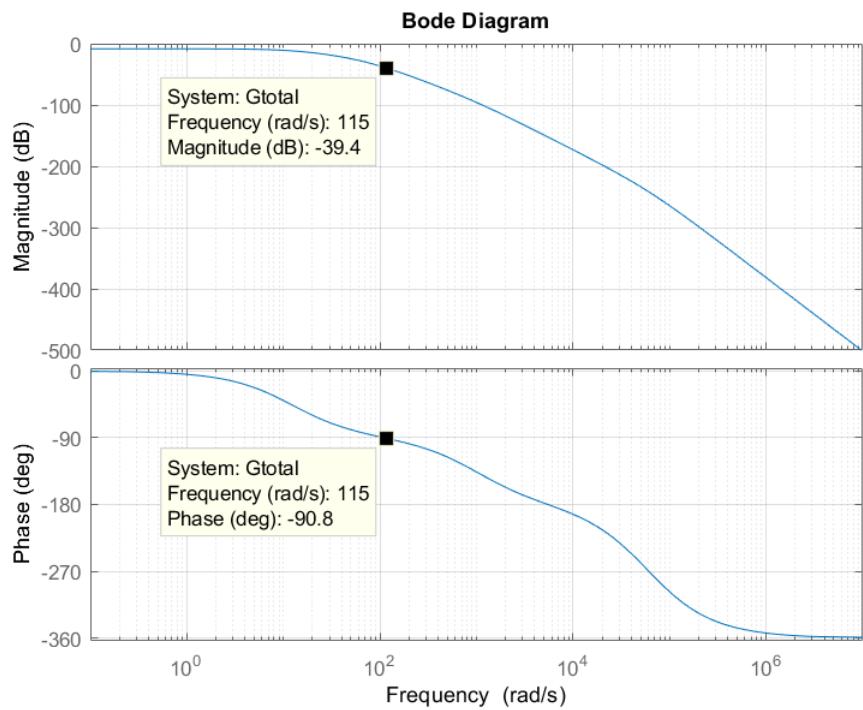


Figura 5.2: Diagrama de Bode de lazo abierto GH_T con $M=30 \text{ Kg}$.

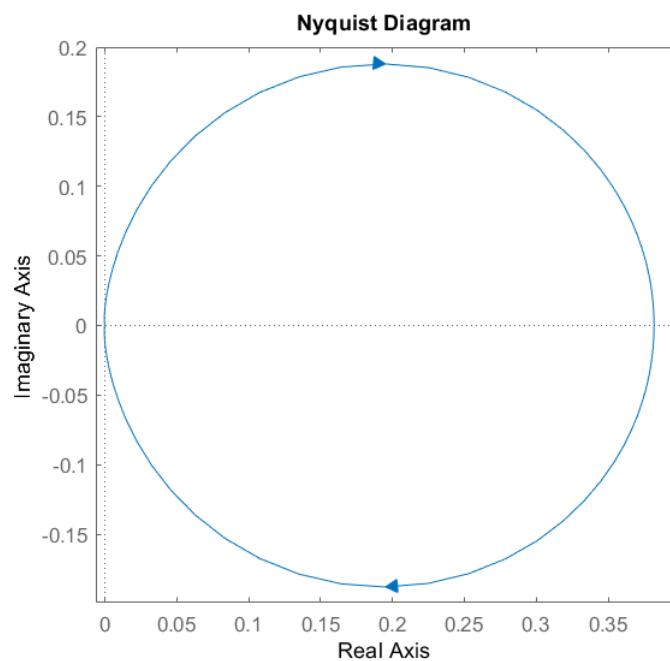


Figura 5.3: Diagrama de Nyquist de GHT con $M=30$ Kg.

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

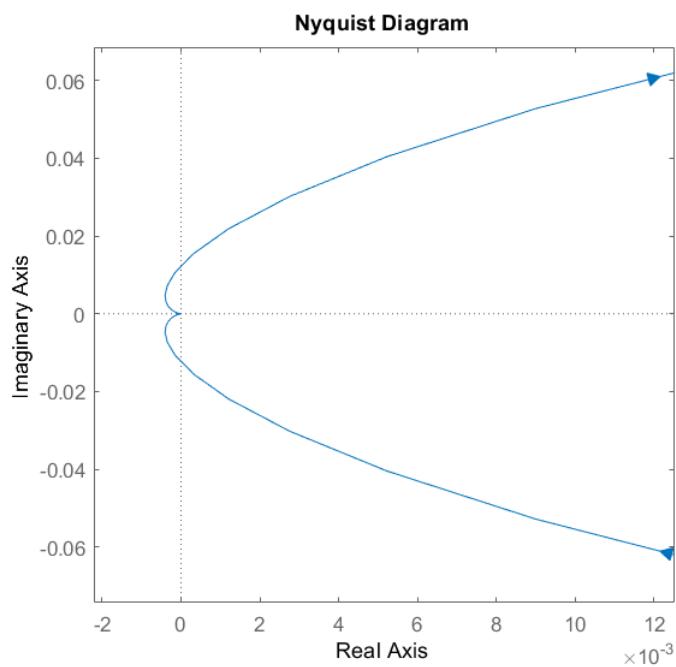


Figura 5.4: Zoom del diagrama de Nyquist de GHT con $M=30$ Kg.

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

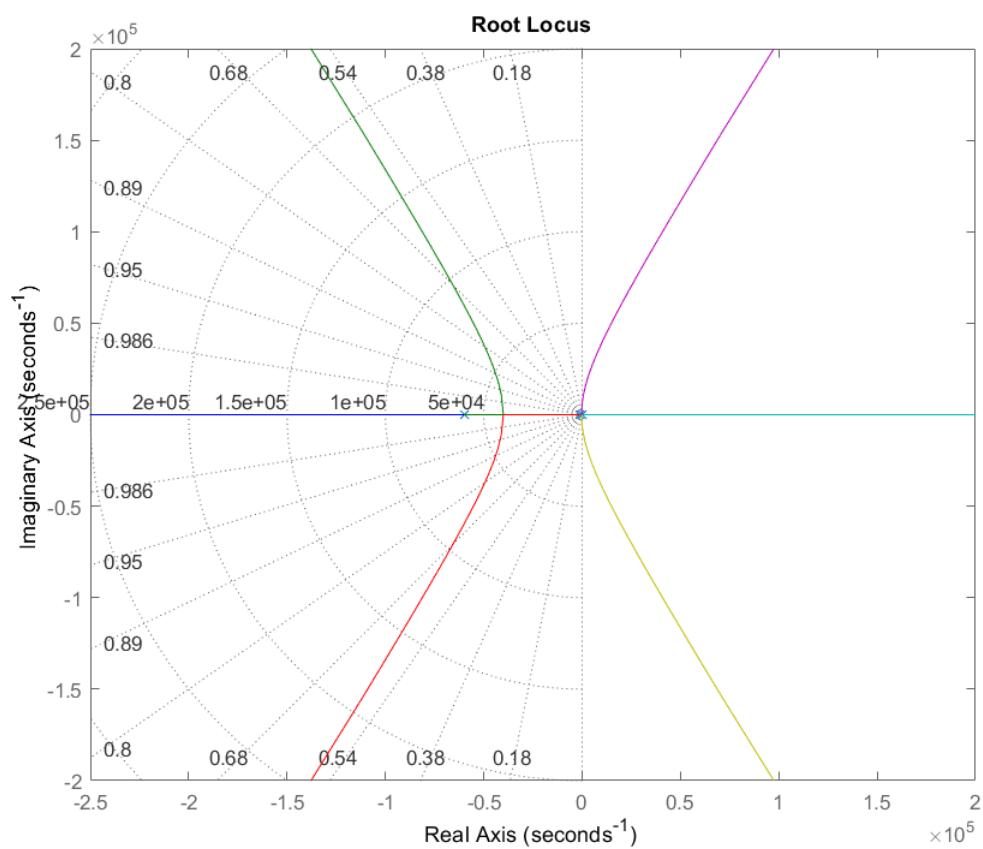


Figura 5.5: Lugar de raíces de GH_T con $M=30\text{Kg}$.

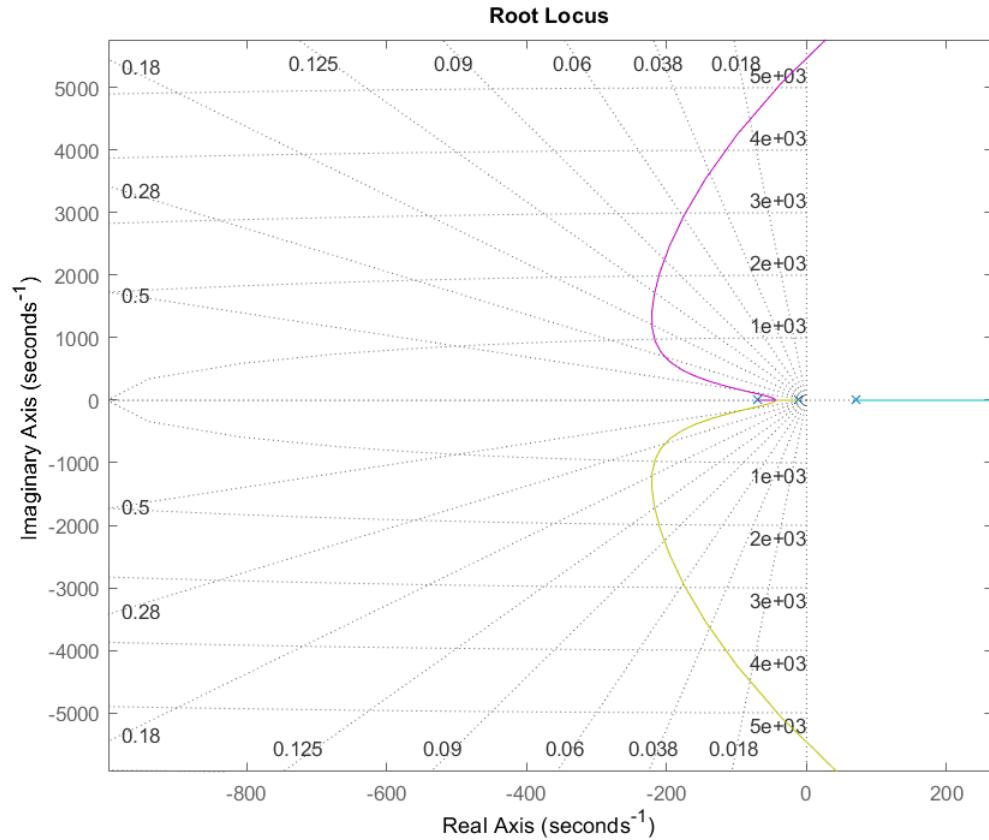


Figura 5.6: Zoom del lugar de raíces de GHT con $M=30\text{Kg}$.

Como se observa en la figura 5.6, GHT tiene un polo en el semiplano derecho.

Por lo tanto, a partir del Nyquist se puede determinar:

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

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

De esta forma, no es posible que el sistema sea estable. Para lograrlo se realizará positivamente y se generará una zona en el diagrama de Nyquist donde $N=-1$. Para ello es necesario aumentar la fase para que pueda superar el valor de 0° . Para que esto se cumpla, el diagrama de Nyquist debería tener una forma

como la mostrada en la figura 5.7.

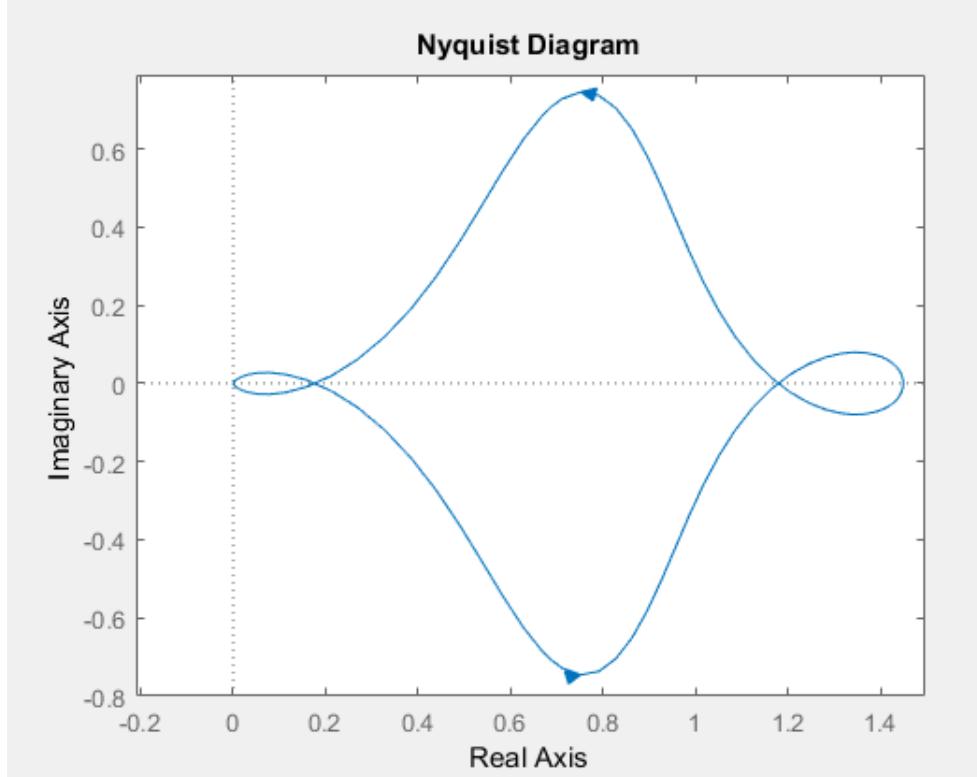


Figura 5.7: Forma del diagrama de Nyquist deseado.

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° debe ser mayor a 0 dB y, en el segundo cruce, menor. De esta forma, al observar la figura 5.2 se decide adelantar la fase 100° en aproximadamente 200 rad/s. Esto se logra usando dos redes de adelanto de fase de 65° cada una.

Ecuaciones de diseño:

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

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

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

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

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

Finalmente se llega a la transferencia del controlador:

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

En la figura 5.8 se muestra el diagrama de bode de $GH_T * G_C$ con $K = 1$. Se puede observar que la ganancia K puede adoptar valores desde 15 dB hasta 35 dB. Considerando que el sistema debe soportar una masa variable entre 1 kg y 30 kg, y que la ganancia de la transferencia de la planta para 1 kg es de 5.5 veces (14 dB) mayor que para 30 kg, se puede adoptar una ganancia del compensador que mantenga la estabilidad para estos dos casos. Es decir, la ganancia mínima es de 15 dB y la máxima es de 35 dB - 14 dB = 21 dB. Por lo tanto, se elige que el cruce por cero de la ganancia se encuentre ahora en 88 rad/s, lo que significa que $K = 20dB \equiv 10 \text{ veces}$.

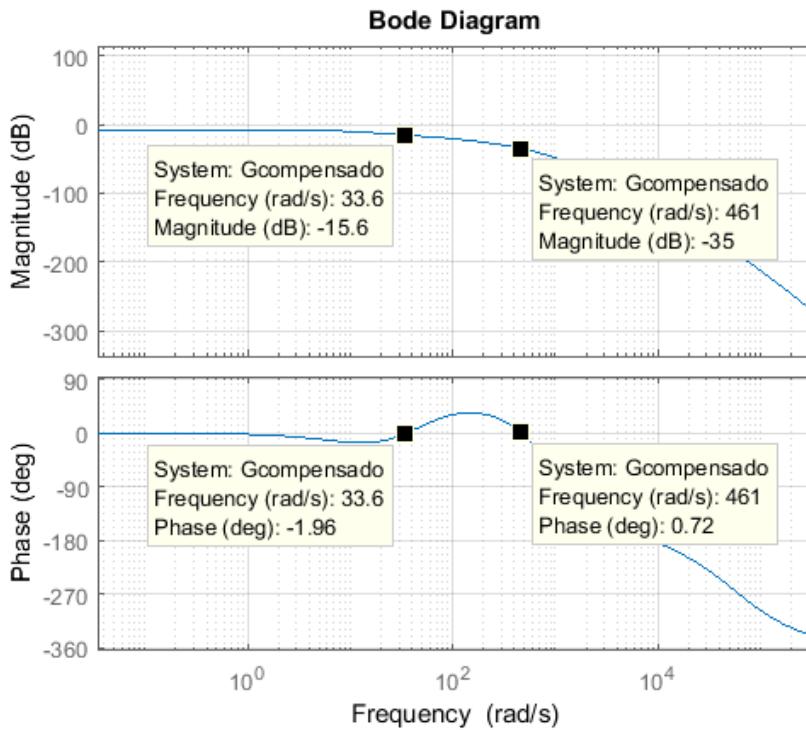


Figura 5.8: Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $K=1$ y $M=30$ kg.

En la figura 5.9 se muestra el diagrama de Bode 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° , la magnitud es mayor a 0 dB y en el segundo cruce, menor. Además, en la figura 5.10 se puede ver que la forma del diagrama de Nyquist es como la deseada.

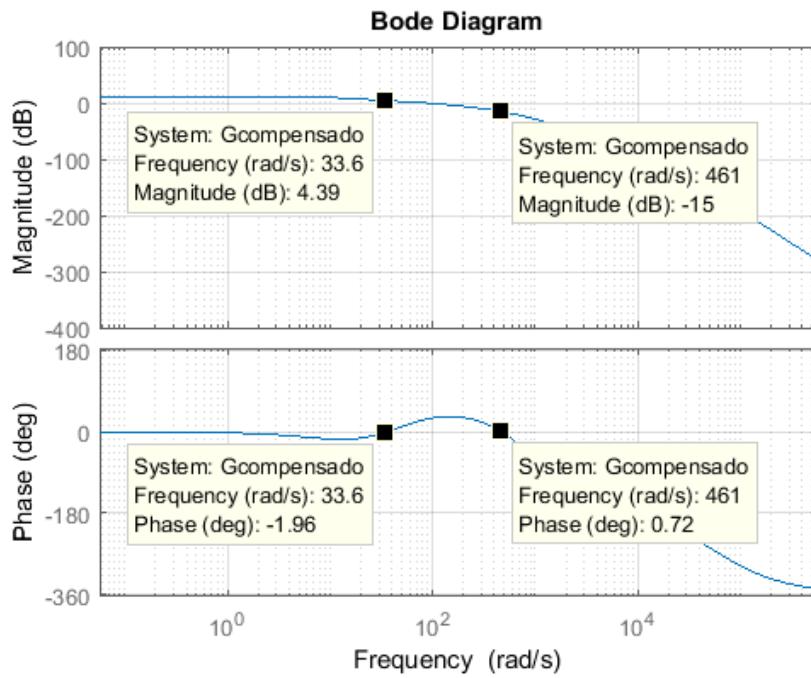


Figura 5.9: Diagrama de Bode de $GH_T * GC$ para K=10 y M=30 Kg.

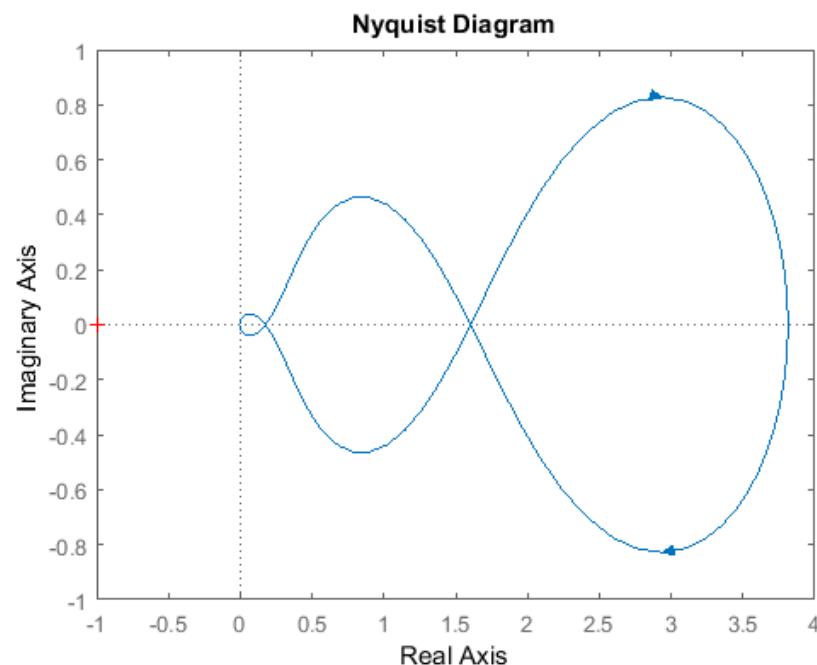


Figura 5.10: Diagrama de Nyquist de GHT*GC para K=10 y M=30 Kg.

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

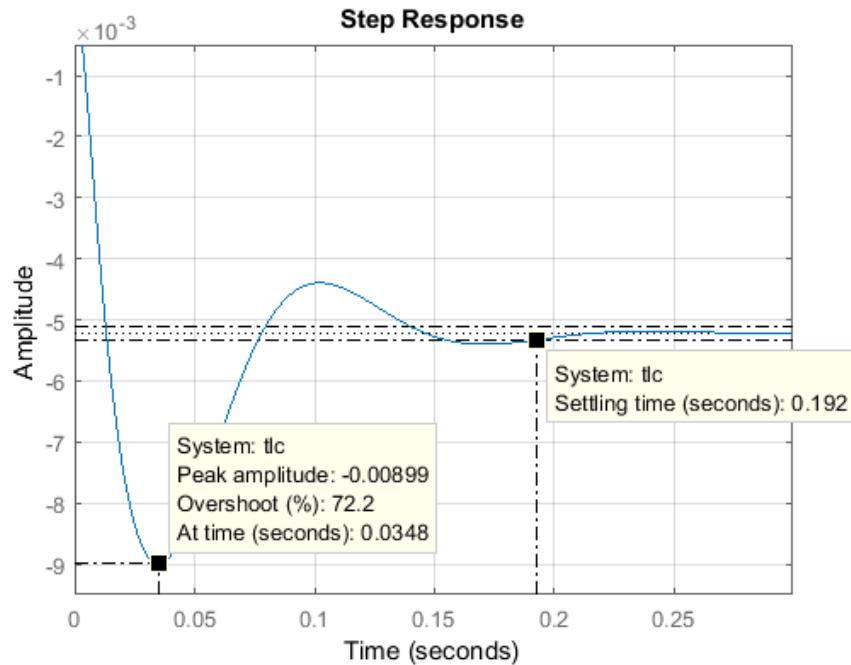


Figura 5.11: Respuesta al escalón para $M=30$ Kg.

5.1.1.2. Análisis 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 efectivamente el sistema resulta estable para todo el rango de masas en el que opera el sistema.

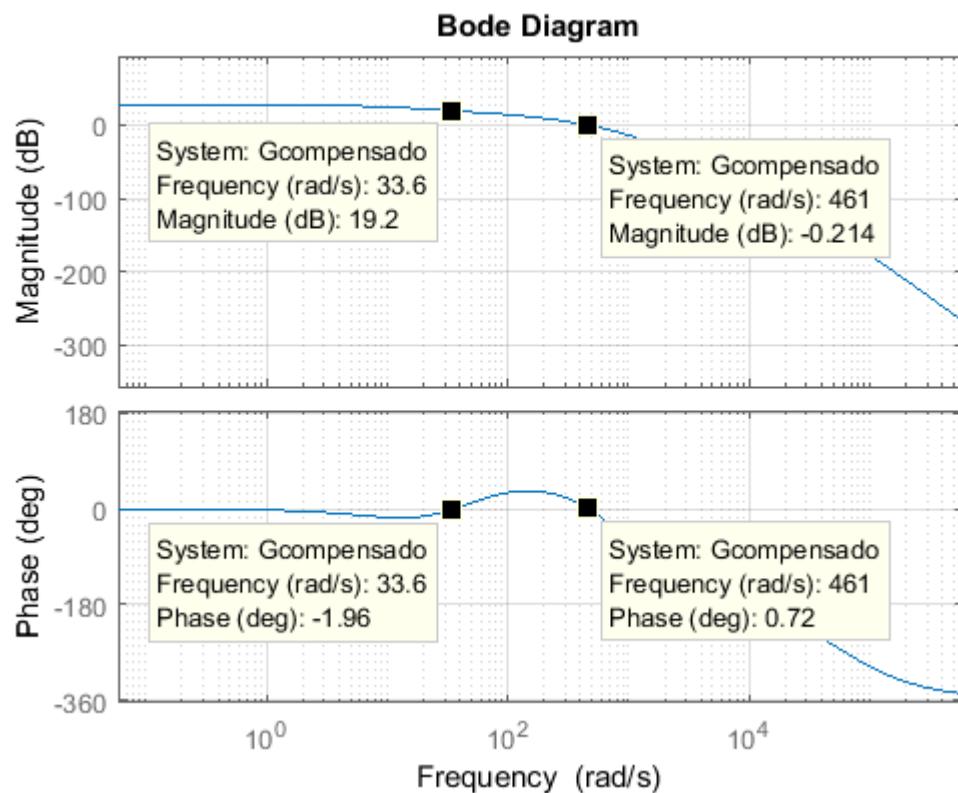


Figura 5.12: Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para M=1 Kg.

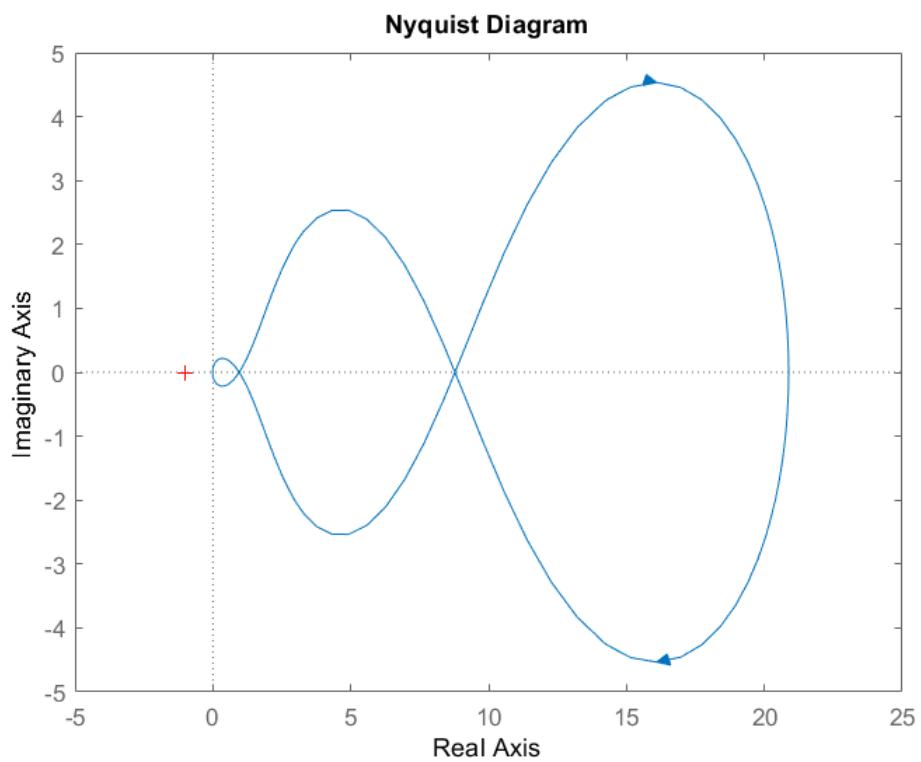


Figura 5.13: Diagrama de Nyquist de $GH_T * GC$ para M=1 Kg.

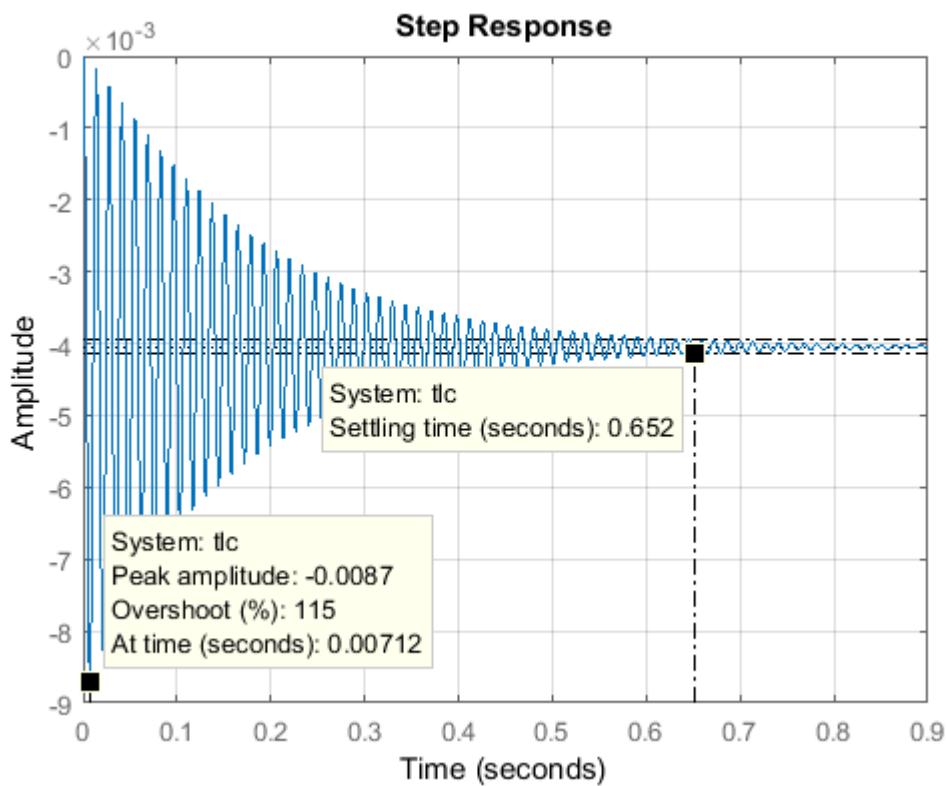


Figura 5.14: Respuesta al escalón para M=1 Kg.

5.1.1.3. Implementación circuital

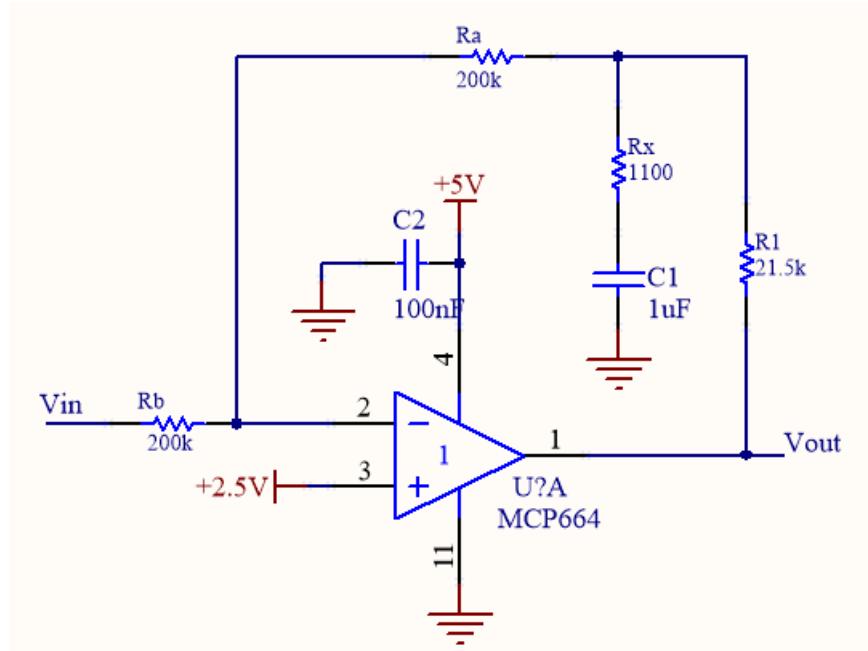


Figura 5.15: Diseño circuitual de una red de adelanto de fase.

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

Luego se agrega la ganancia como una etapa separada.

La transferencia de lazo cerrado de esta etapa es:

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

Por lo tanto, para tener polo = 902.1 Hz y zero = 44.3, y eligiendo el capacitor C = 1uF, resulta $R_x = 1100$ y $R1 = 21.5K$. Además, se elige $R_a = R_b = 200k$ para ganancia unitaria. Luego, la ganancia del compensador se obtiene con una etapa

amplificadora. Para ello, se utiliza un amplificador operacional como se muestra en la figura 5.16. Para lograr una ganancia de $K=10$ se utiliza $R_{321} = 1\text{K}$ y $R_{323} = 10\text{K}$.

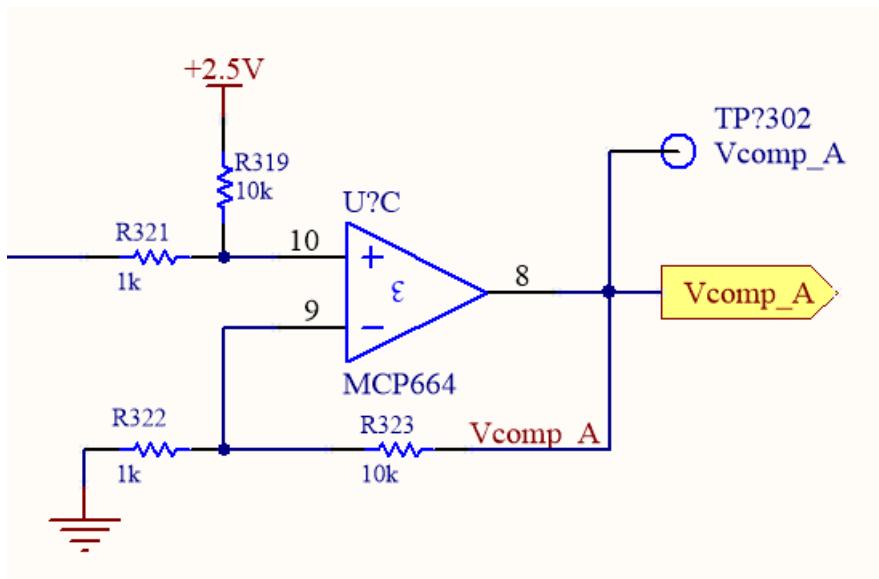


Figura 5.16: Etapa de ganancia del compensador.

5.2. Lazo de realimentación externo

5.2.1. Diseño de integrador

Se plantea un lazo de realimentación externo como se muestra en la figura 5.1.

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

Para el análisis se considera como realimentación:

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

La cadena de avance con masa de 30 Kg es:

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

Se plantea un compensador del tipo :

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

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

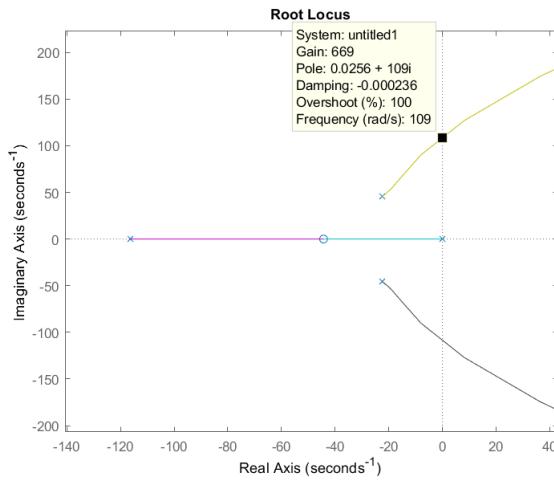


Figura 5.17: Lugar de raíces con el integrador.

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 3 segundos. Por lo tanto, se decide aumentar el valor de ganancia hasta obtener una relación aceptable entre el tiempo de respuesta y el sobrepico.

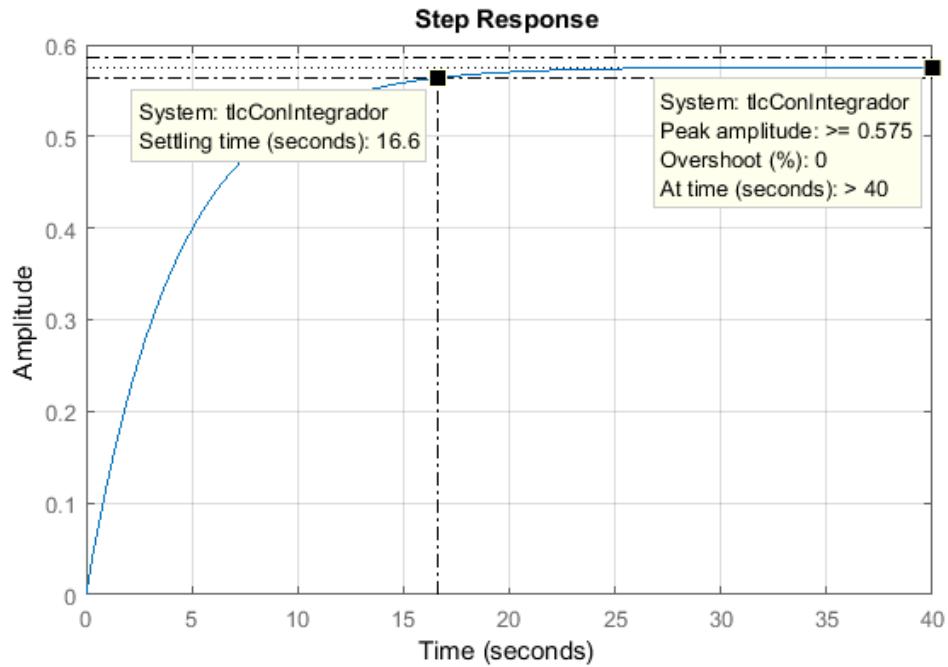


Figura 5.18: Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30$ Kg.

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

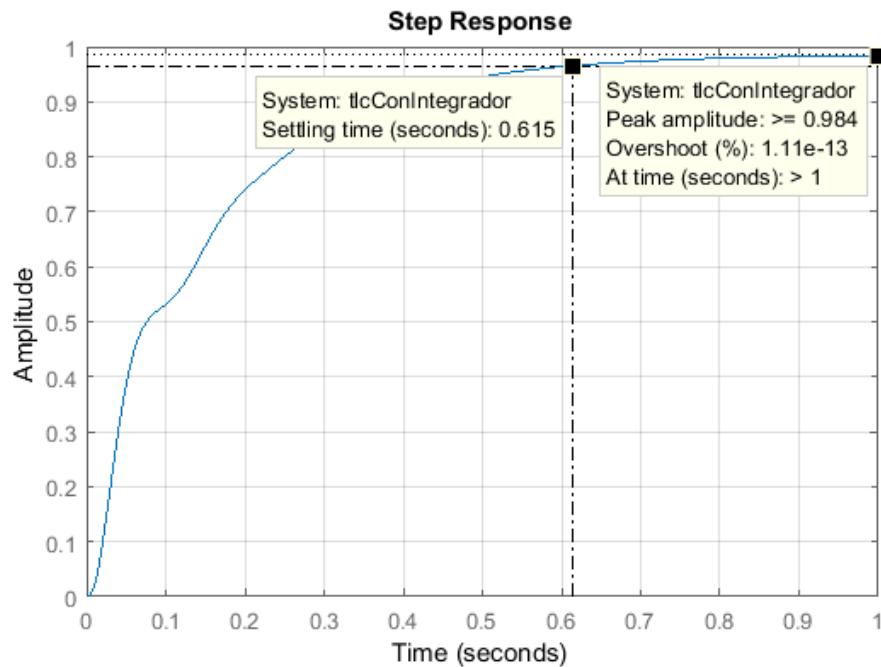


Figura 5.19: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 30$ Kg.

La respuesta al escalón cuando la masa es de 1 Kg se muestra en la figura 5.20. Allí se puede observar que el tiempo de crecimiento es de 0.74 s y el de establecimiento de 1.4 s. Además, es posible notar que no presenta sobrepicos.

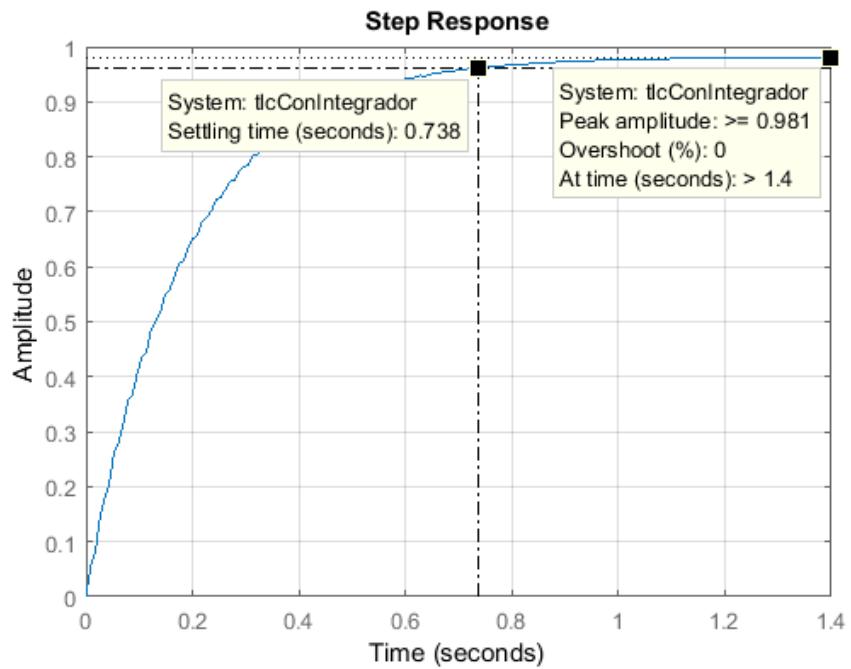


Figura 5.20: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 50$ y $M = 1 \text{ Kg}$.

5.2.2. Implementación circuital del integrador

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

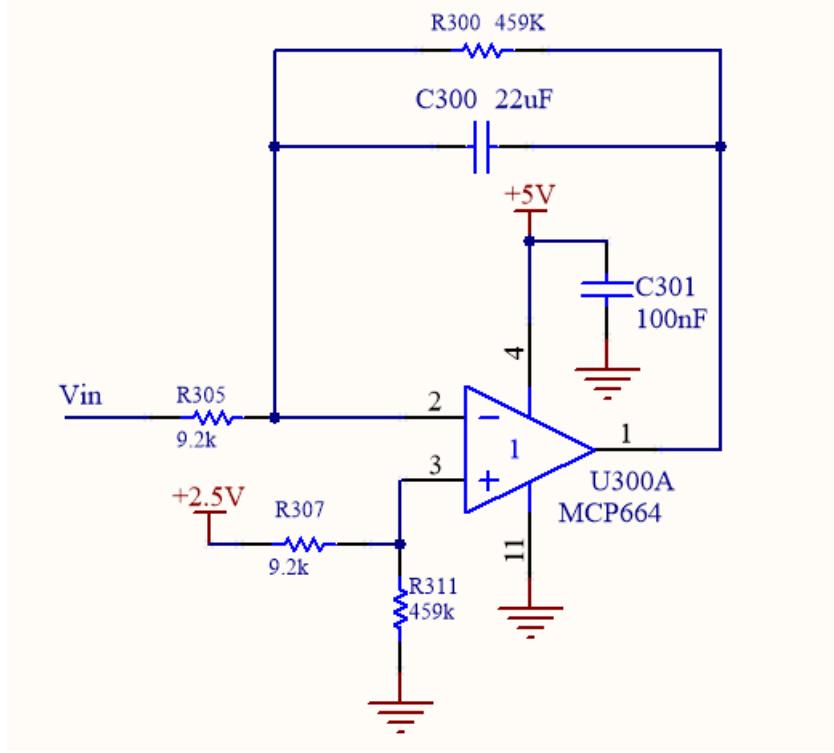


Figura 5.21: Implementación circuitual del integrador.

5.3. Etapa de entrada

5.3.1. Cálculo de ganancia de entrada

Tomando la TLC' que corresponde a la ganancia total de los bloques con el integrador ya incorporado, la ganancia resulta:

$$Ganancia_{TLC'} \simeq \frac{1}{H_{estim}} = -\frac{1}{260} \quad (5.4)$$

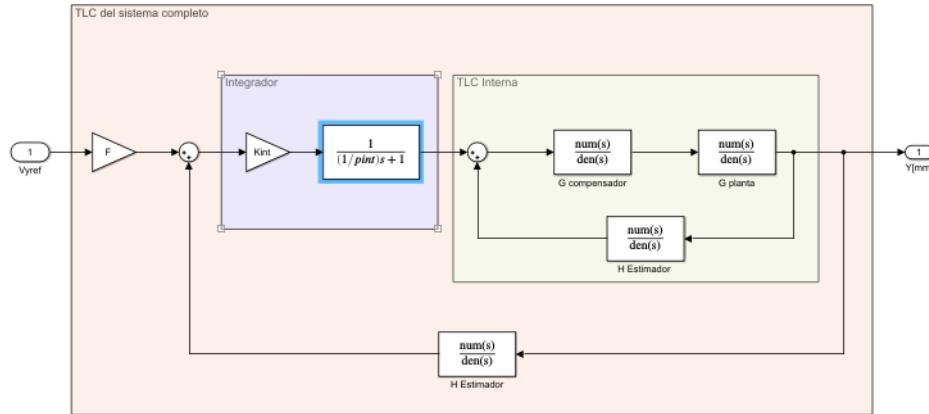


Figura 5.22: Diagrama en bloques final.

Por lo tanto teniendo tomando $F=-1$ y los rangos de posición de 1 mm a 5 mm como mínimo y máximo respectivamente se llega a lo siguiente:

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

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

Los valores finales son:

$Y[\text{mm}]$	$V_{in}[\text{V}]$
5	4.7
4	4.44
3	4.78
2	3.92

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

5.3.2. Implementación circuital

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

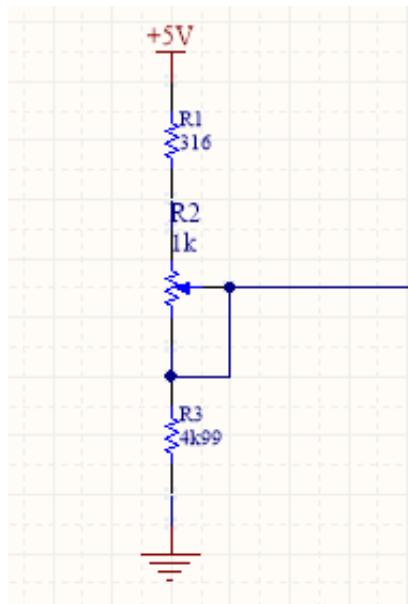


Figura 5.23: Etapa de entrada.

Se utiliza una resistencia variable de 1K y dos fijas. Para poder excursionar la tensión de referencia entre 3.92V y 4.7V, los valores de las resistencias R1 y R3 deben ser de 4911 y 313.5 respectivamente.

Por lo tanto, adoptando un valor comercial para ellas, resulta:

$$R1 = 316 \Omega$$

$$R3 = 4990 \Omega$$

De esta forma, los valores de tensión para la referencia de posición quedan:

$$\text{Tensión máxima} = 4.69V$$

Tensión mínima = 3.96V

Capítulo 6

Implementacion Digital

6.1. Descripción general

La implementación digital consiste, básicamente, en realizar la estimación de posición y el control de la planta por medio de un microcontrolador. Se utiliza un kit de desarrollo basado en el microcontrolador STM32F072, que contiene un ADC de 12 bits y 3.3V de referencia, un DAC 12 bits y 3.3V 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 $G_P(s)$, modificando así 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 $H(Z)$.

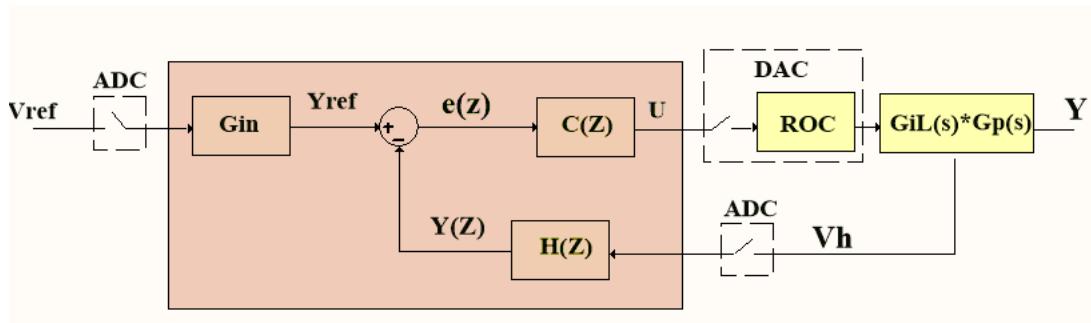


Figura 6.1: Diagrama en bloques de la implementación digital.

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

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

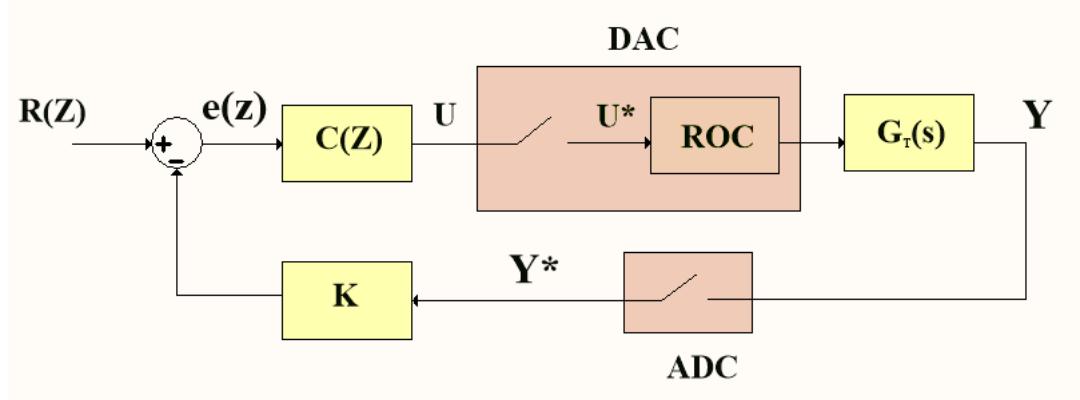


Figura 6.2: Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.

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 inductancia del electroimán, la que, depende de la distancia de separación. Se puede calcular como:

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

Dadas las mediciones realizadas sobre el electroimán, se obtuvieron los valores de inductancia al variar la distancia de separación del entrehierro. Al aplicar en la ecuación 5.1 los valores de inductancia obtenidos en la medición ($L[\text{mHy}]$), se calcula la frecuencia de comutación ($F_{SW}[\text{Hz}]$). Los resultados se muestran en la tabla 6.1.

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

Tabla 6.1: Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de induc-tancia realizadas.

Para la estimación de la posición es necesario medir la pendiente de la onda triangular. Por lo que, para reconstruir su forma de onda es necesario muestrear la señal con cierta cantidad de armónicos para no afectar demasiado la pendiente. Se determinó que la frecuencia de muestreo del ADC debe ser al menos el doble de la frecuencia de la 5º armónica para el caso de la mayor frecuencia. Por lo tanto, se adopta 2.5 veces. Es decir:

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

De esta forma, se adopta una frecuencia de muestreo para el ADC de 25 kHz. Por lo tanto, es posible obtener 15 muestras en un período de la triangular para el caso de la frecuencia máxima. Como la señal crece o decrece durante medio ciclo, se pueden tomar 7 muestras para identificar la pendiente. En el caso de que la señal presente la frecuencia mínima, se pueden tomar 23 muestras en un ciclo, lo cual se traduce en 11 muestras para la pendiente de subida o bajada.

6.3. Adquisición y procesamiento de las muestras

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

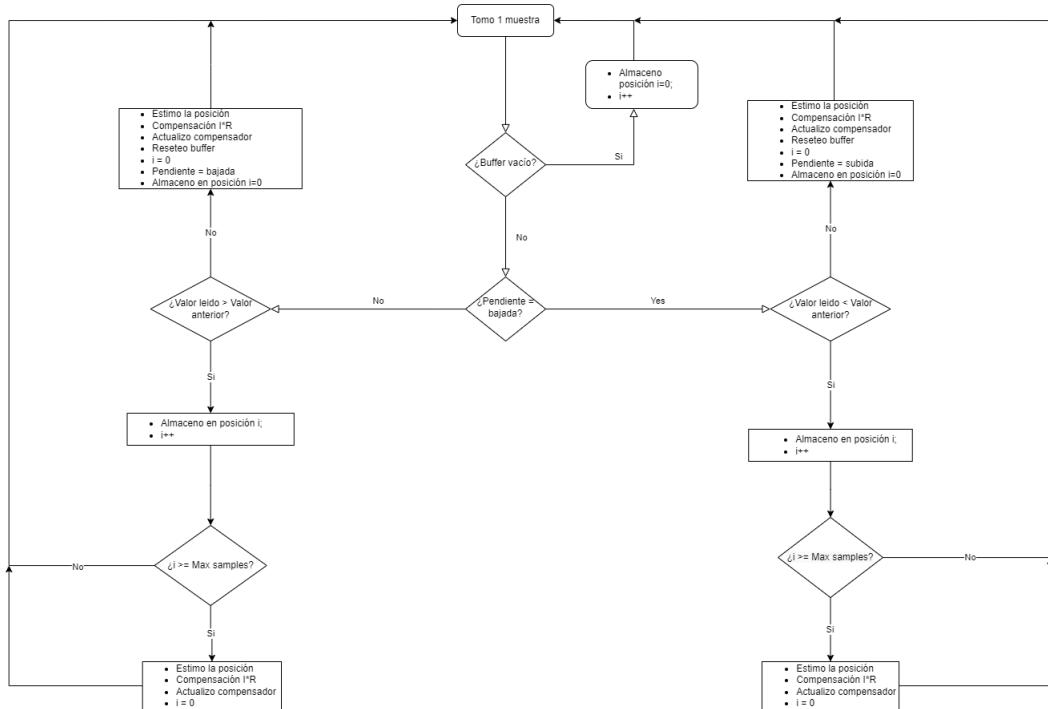


Figura 6.3: Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas.

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. El hecho de poder discernir entre pendientes positivas y negativas, permite aplicar la compensación I^*R al igual que se realiza en el estimador analógico.

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

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

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

Utilizando 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 podría decir que 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 podríamos decir que 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

De las mediciones realizadas se llegó a la expresión que relaciona la distancia de separación con la pendiente de la corriente en el electroimán:

$$|\frac{di_L}{dt}[A/s]| = 194690 * Y[m] + 676[A/s] \quad (6.4)$$

Por lo tanto, la posición en metros puede despejarse como:

$$Y = 5.136 * 10^{-6} * |\frac{di_L}{dt}| - 3.472 * 10^{-3}[m] \quad (6.5)$$

Es importante notar que la resistencia interna (R) del electroimán 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 el de bajada, generando que la onda triangular tenga 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:

$$(\frac{di_L}{dt})_{Real} = (\frac{di_L}{dt})_{Teorica} - \frac{R * I_L}{L(y)} \quad (6.6)$$

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

$$Y = 5.136 * 10^{-6} * \left| \frac{I_L[n] - I_L[n-1]}{T_S} + \frac{R * i_L}{L(y)} \right| - 3.472 * 10^{-3} [m] \quad (6.7)$$

Considerando 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 53.3mV/A, donde (\hat{V}_h) corresponde a la componente alterna de tensión y (\bar{V}_h) 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:

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

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

Por otro lado, el valor de $L(y)[n-1]$ se obtiene de aplicar el valor anterior estimado de posición 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.

$$L(y)[n-1] = -2.56 * Y[n-1] + 0.0271 Hy \quad (6.10)$$

Por lo tanto la ecuación correspondiente en el tiempo discreto:

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

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

Donde n representa el número de muestras. Es decir, $V_h[n]$ se refiere a la muestra más reciente en el buffer y $V_h[n - 1]$ a la más vieja.

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

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

6.5. Resolución en posición

Una variación de posición (ΔY) produce un cambio de inductancia ($\Delta L[y]$) que se traduce en un cambio de frecuencia (Δf). 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 los valores de inductancia obtenidos con las mediciones, es posible realizar una aproximación lineal como se muestra en la ecuación 6.13.

$$L[Hy] = -2.56 * Y[m] + 0.0271Hy \quad (6.13)$$

Aplicando la expresión linealizada de la inductancia y la ecuación 6.2 es posible obtener el valor de frecuencia para una separación de $Y=2.1\text{mm}$. Este resulta de $f_{SW}[2.1\text{mm}] = 1104.8\text{Hz}$. De esta forma, conociendo el valor de frecuencia para 2 mm, el cual es de $f_{SW}[2\text{mm}] = 1060\text{Hz}$, es posible obtener la variación de frecuencia para un Y mínimo de 0.1mm. Este valor puede obtenerse como:

$$\Delta F_{SW}(\text{Teorico}) = f_{SW}[2.1\text{mm}] - f_{SW}[2\text{mm}] = 44.8\text{Hz} \quad (6.14)$$

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 6.15 se muestra el cálculo de la pendiente de la onda triangular en función de la frecuencia de comutación.

$$P(f_{SW}) = \frac{\Delta V}{T_{SW}/2} = 2 * K_H * \Delta i_L * f_{SW} = 2 * 0.0533 * 0.5 * f_{SW} \quad (6.15)$$

A partir de la ecuación 6.15 es posible obtener el valor de la pendiente para la frecuencia mínima de comutación y la de su incremento correspondiente a una variación en la posición de 0.1mm. Esta situación se representa en la figura 6.4.

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 56.49[V/s] \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 58.89[V/s] \end{aligned} \quad (6.16)$$

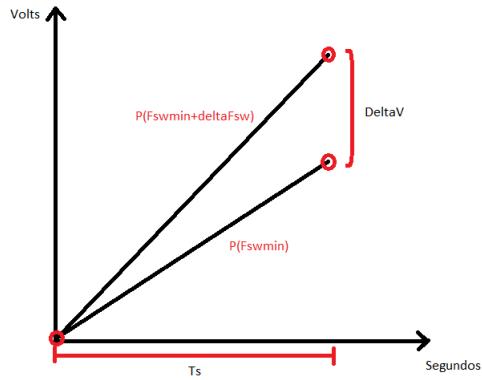


Figura 6.4: Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.

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

$$\begin{aligned} V1 &= P(f_{sw\min} + \Delta f_{sw}) * T_s \\ V2 &= P(f_{sw\min}) * T_s \end{aligned} \quad (6.17)$$

Al considerar $T_s = 125kHz$:

$$\Delta V_{ADC} = T_s * [P(f_{sw\min} + \Delta f_{sw}) - P(f_{sw\min})] = 96\mu V \quad (6.18)$$

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

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

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

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

Debido a que el ADC permite una excursión entre 0V y 3.3V, la máxima ganancia posible es de 60 veces para la señal de alterna. Por otro lado, para medir con la resolución en posición deseada de 0.1 mm se debe amplificar la señal triangular 9 veces como mínimo.

Por lo tanto, se adopta una ganancia de 50, obteniendo así una excursión máxima de 3.17V (0.67V sobre el set-point).

Las características del circuito son:

- Ganancia: 50
- Set-point de 2.5V
- Frecuencia de corte inferior: 100 Hz
- Frecuencia de corte superior: 12,5 kHz

Teniendo en cuenta la ganancia elegida, la pendiente de la onda triangular resulta:

$$P(F_{SW}) = 50 * [0.0533 * 0.5 * (F_{SW} * 2)] \left[\frac{V}{s} \right] \quad (6.19)$$

Reemplazando para el incremento de frecuencia se obtiene los valores

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}} = 2824.9 \left[\frac{V}{s} \right]) \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) = 2944.29 \left[\frac{V}{s} \right] \end{aligned} \quad (6.20)$$

Entonces,

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 0.1177V - 0.1129V = 4.7mV \quad (6.21)$$

Por lo tanto, como la resolución del ADC es de 0.8mV, 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 el PCB (al igual que para el compensador analógico) e ingresa al circuito mostrado en la figura 6.5. Debido a que entrega una tensión entre 3.96V y 4.69V, se implementa un circuito de acondicionamiento para esta señal.

A la señal de entrada se le resta el setpoint de 2.5 V, para lograr señales que van desde 1.42V a 2.2V. Luego dentro del microcontrolador se debe mapear el valor leído por el ADC con la posición deseada usando la ganancia del estimador analógico según la fórmula:

$$Y_{ref} = \frac{V_{pos_{ref}ADC} + 2.5V}{259.6} [m] \quad (6.22)$$

Además se implementa un filtro anti-aliasing con frecuencia de corte en 9.9 kHz.

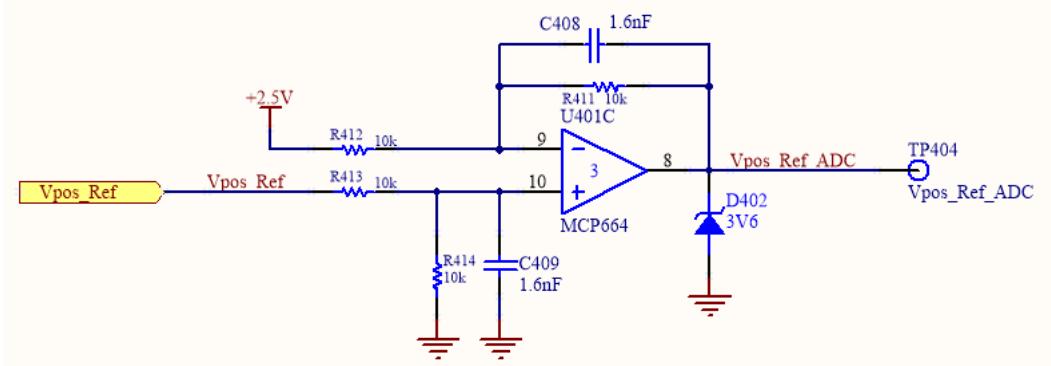


Figura 6.5: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

6.6.2. Componente continua de corriente del electroimán

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

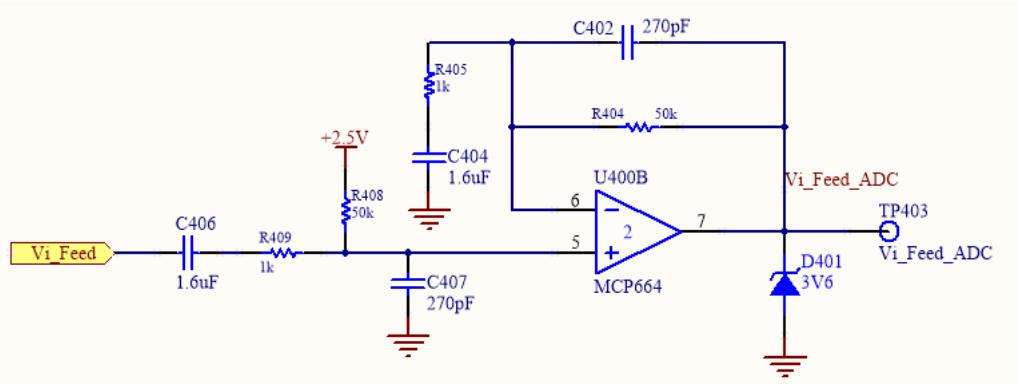


Figura 6.6: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

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 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 circuitual puede observarse en la figura 6.7

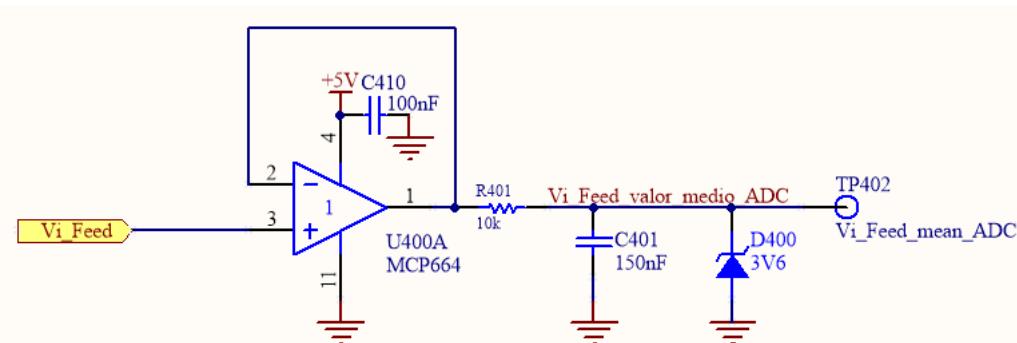


Figura 6.7: Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.

6.7. Acondicionamiento de señales para el DAC

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

Por otro lado, como el controlador de corriente funciona con tensiones de hasta 5 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 V a 3,3 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.

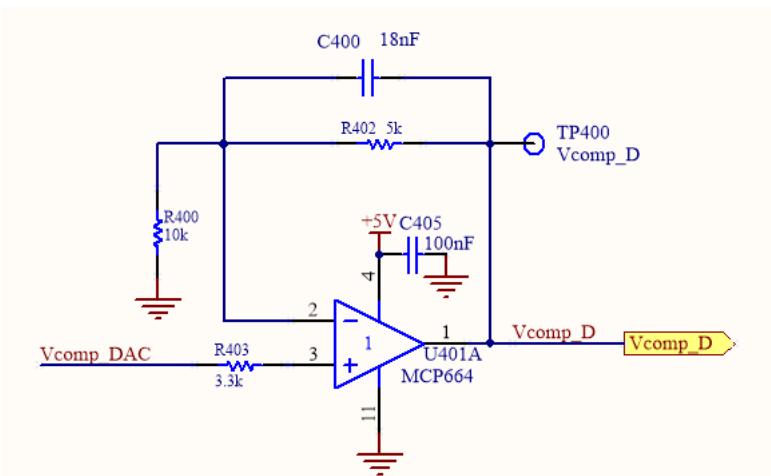


Figura 6.8: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.

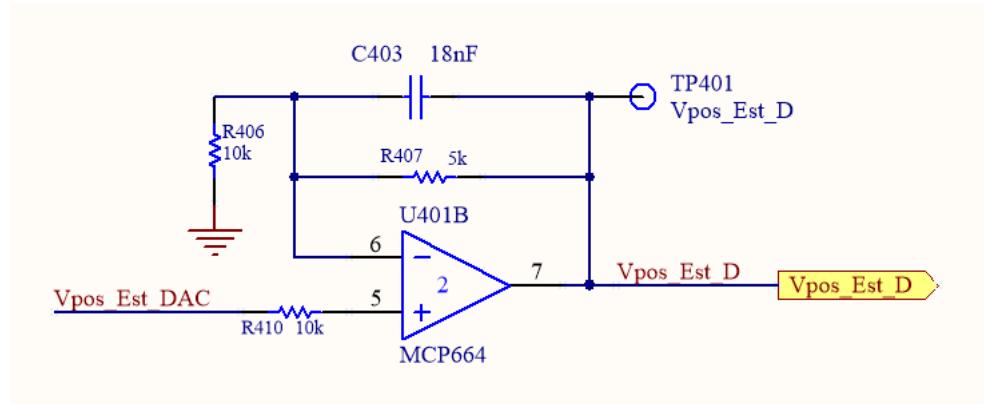


Figura 6.9: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.

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 Kg.

$$G_T(s)[30Kg] = G_P(s) * G_{iL}(s) = \frac{-87.7}{(s - 70)(s + 70)(s + 12.17)} \quad (6.23)$$

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

$$G_T(Z)[m = 30 \text{ Kg}] = \frac{-3.4 * 10^{-10}(z + 3.7)(z + 0.3)}{(z - 0.9965)(z + 0.9802)(z + 0.2677)} \quad (6.24)$$

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

$$G_T(w)[m = 30 \text{ Kg}] = \frac{-8.5*10^{-11}(w-1.21*10^4)(w-7000)(w+1.21*10^4)}{(w-70) (w+70) (w+12.17)} \quad (6.25)$$

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

6.9. Diseño de 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 30Kg y de la del lazo de realimentación $H(w)$. A partir de ellas se obtiene la transferencia a lazo abierto total $G_T(w) * H(w)(s)$ mostrado en la ecuación 6.26.

$$G_T(w) * H(w) = \frac{-8.5 * 10^{-11}(w - 1.21 * 10^4)(w - 7000)(w + 1.21 * 10^4)}{(w - 70) (w + 70) (w + 12.17)} \quad (6.26)$$

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

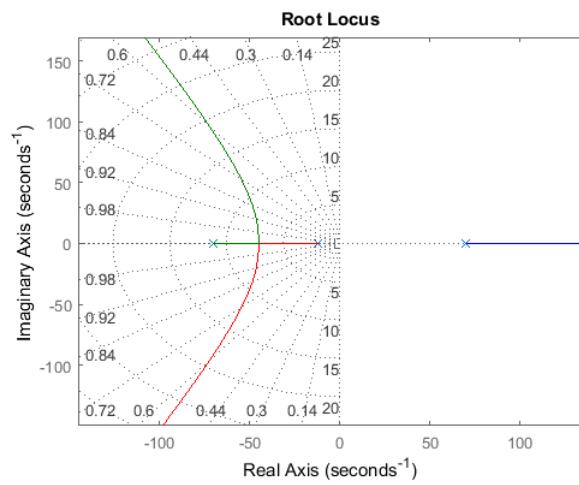


Figura 6.10: Diagrama de Bode de lazo abierto GHT con $M=30$ Kg.

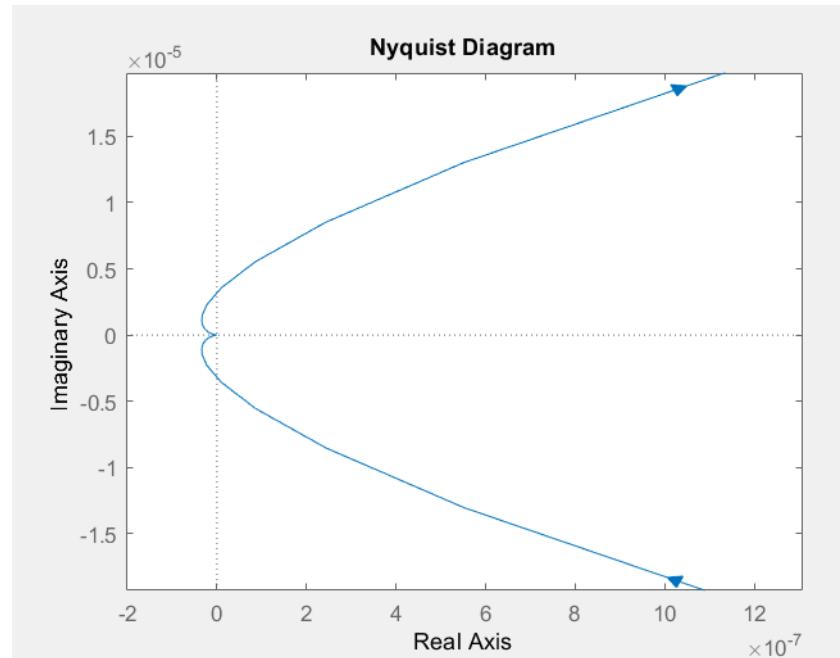


Figura 6.11: Diagrama de Nyquist de GHT con $M=30$ Kg.

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 → Inestable

Zona 2: Z=N+P=1+1=2 → 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:

$$G_c(s) = K * \left[20.346 * \frac{(s + 44.3)}{(s + 902.1)} \right]^2 \quad (6.27)$$

En la figura 6.12 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 64 dB hasta 89.5 dB. Considerando que el sistema debe soportar una masa variable entre 1 kg y 30 kg, y que la ganancia de la transferencia de la planta para 1 kg es de 5.5 veces (14 dB) mayor que para 30 kg, se puede adoptar una ganancia del compensador que mantenga la estabilidad para estos dos casos. Es decir, la ganancia mínima es de 64 dB y la máxima es de 89.5 dB - 14 dB = 75.5 dB. Por lo tanto, se elige que el cruce por cero de la ganancia se encuentre ahora en 88 rad/s, lo que significa que $K = 68.4dB \equiv 2630 \text{ veces}$.

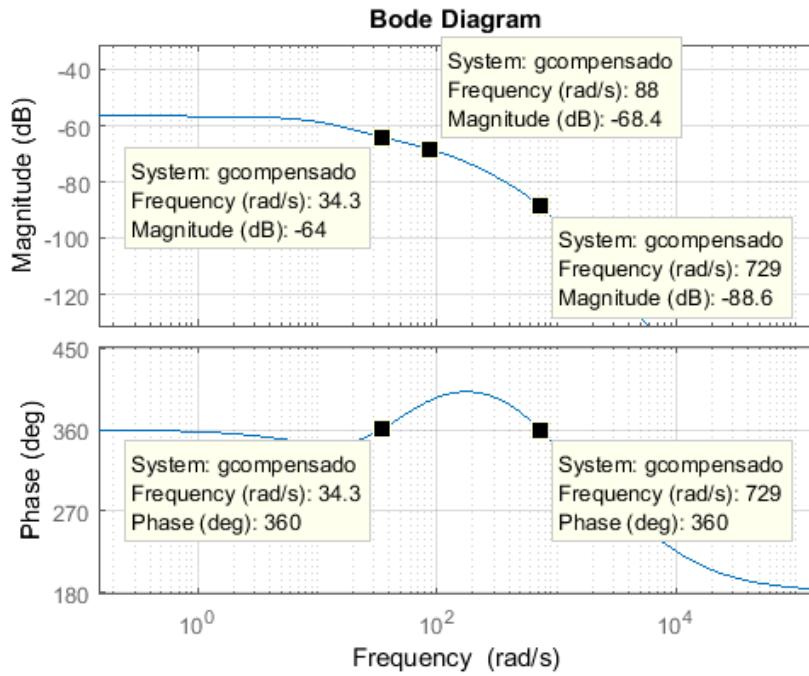


Figura 6.12: Diagrama de Bode de GHT*GC para K=1 y M=30 Kg.

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 0^0 , la magnitud es mayor a 0 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.

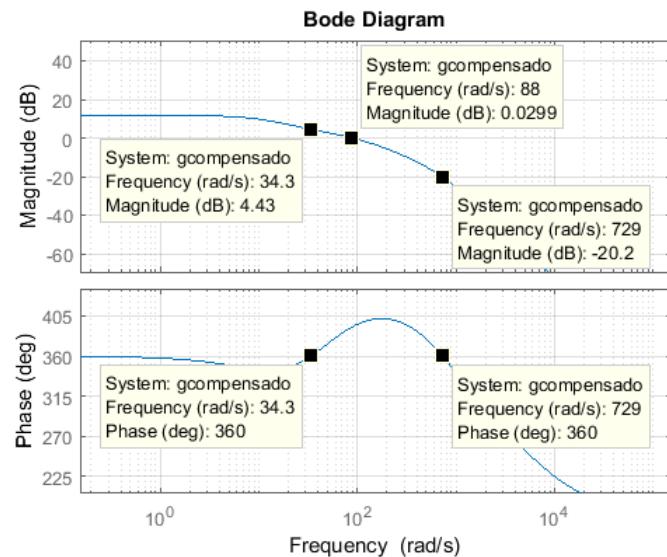


Figura 6.13: Diagrama de Bode de GHT*GC para K=2630 y M=30 Kg.

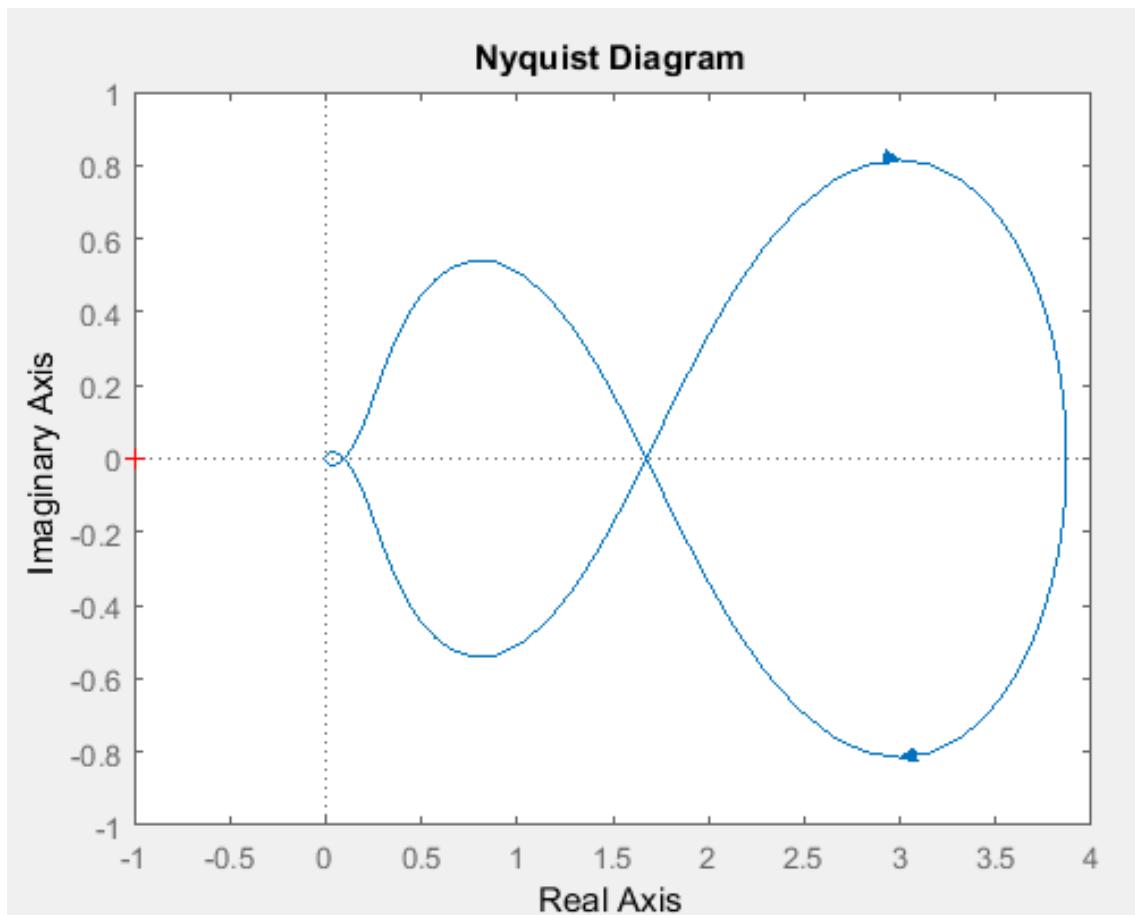


Figura 6.14: Diagrama de Nyquist de GHT*GC para K=2630 y M=30 Kg.

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

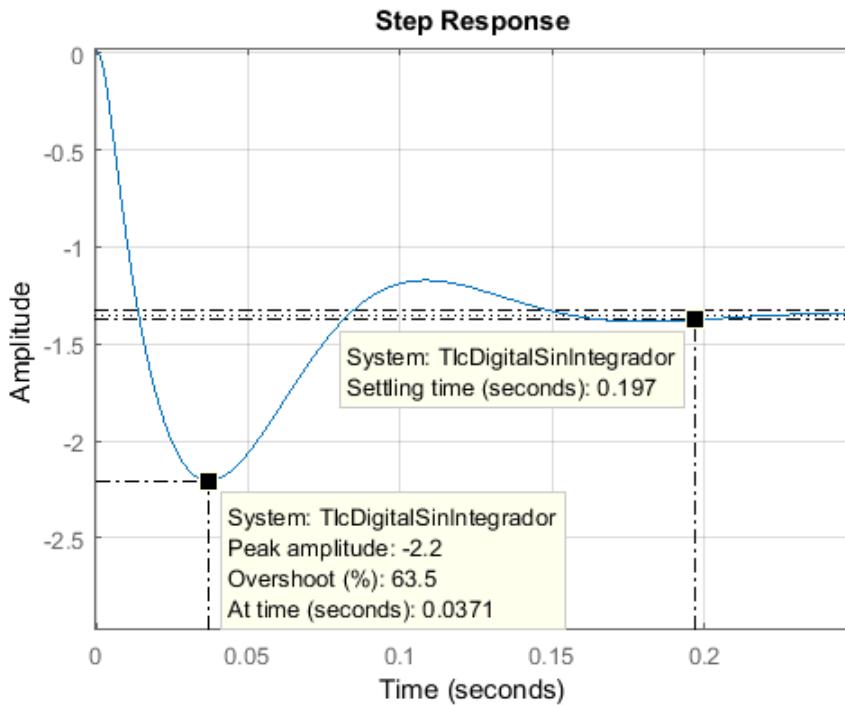
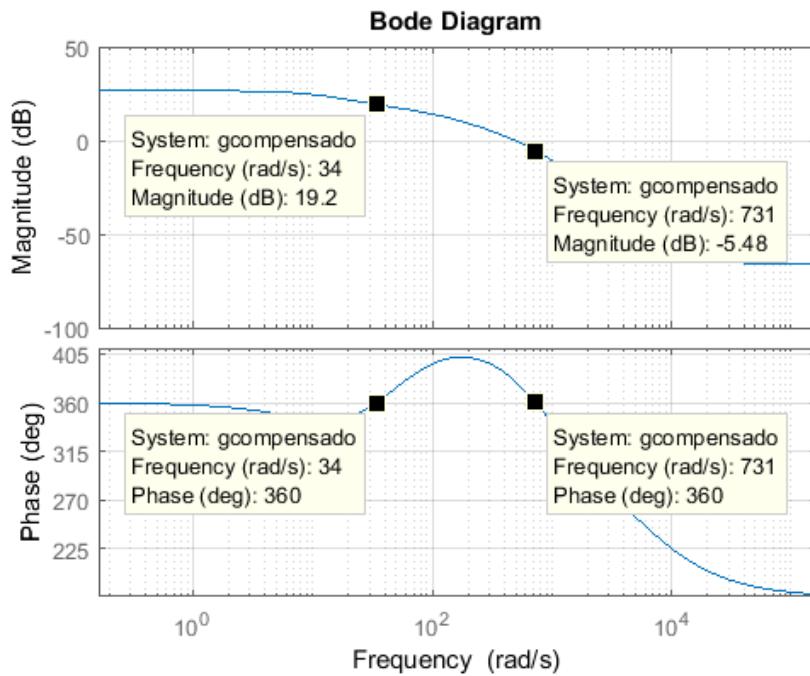
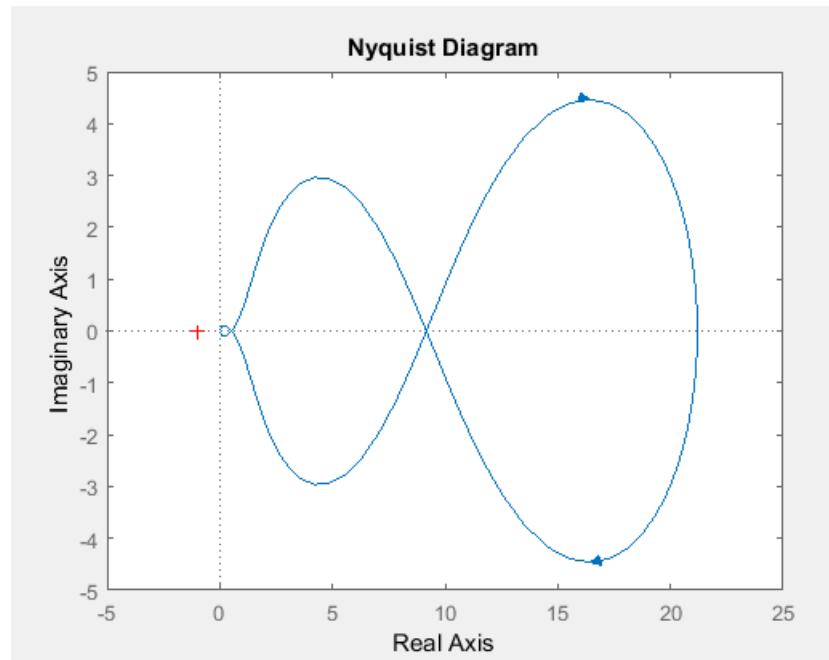


Figura 6.15: Respuesta al escalón para M=30 Kg.

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 $GH_T * G_C$ para M=1 Kg.Figura 6.17: Diagrama de Nyquist de $GH_T * GC$ para M=1 Kg.

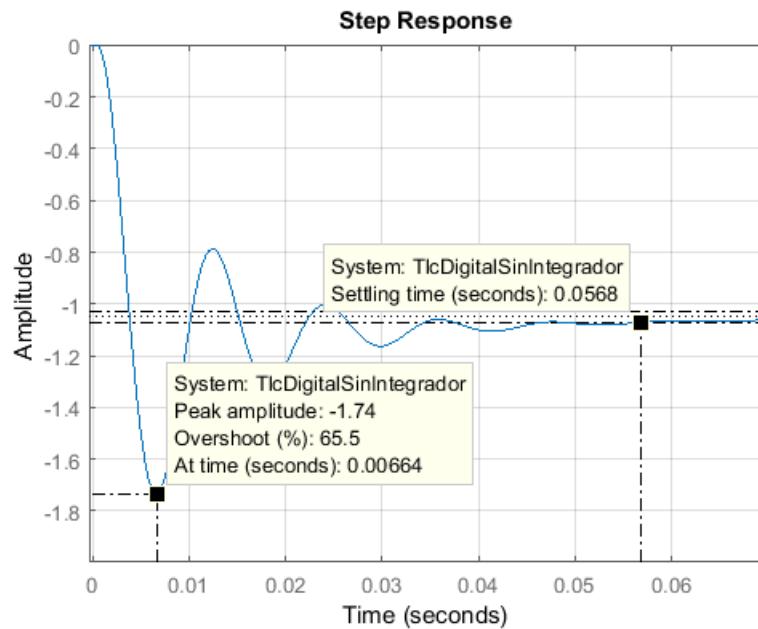


Figura 6.18: Respuesta al escalón para M=1 Kg.

6.10. Diseño de lazo de realimentación externo

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

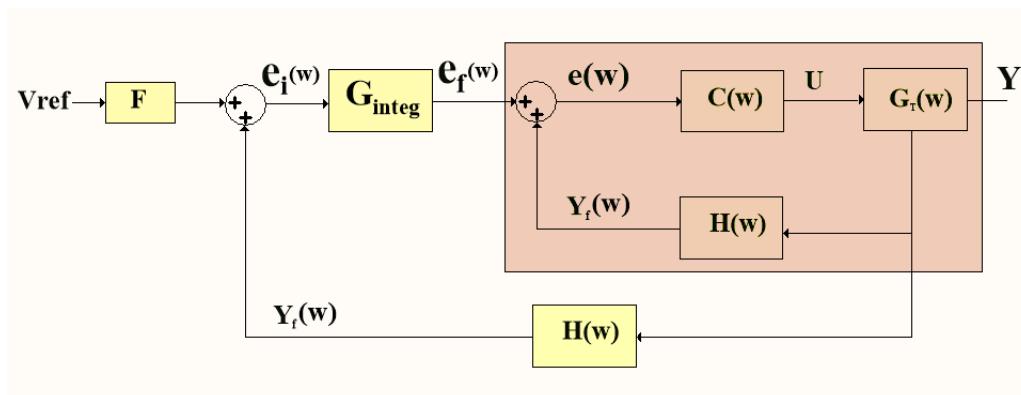


Figura 6.19: Diagrama del sistema completo.

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 como realimentación:

$$H(w) = 1$$

La cadena de avance con masa de 30 Kg es:

$$G[m = 30] = Tlc(W)[m = 30] * G_{Integrador}$$

Se plantea un compensador del tipo :

$$G_{Integ} = kint * \frac{1}{w}$$

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 $kint = 1$ 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.

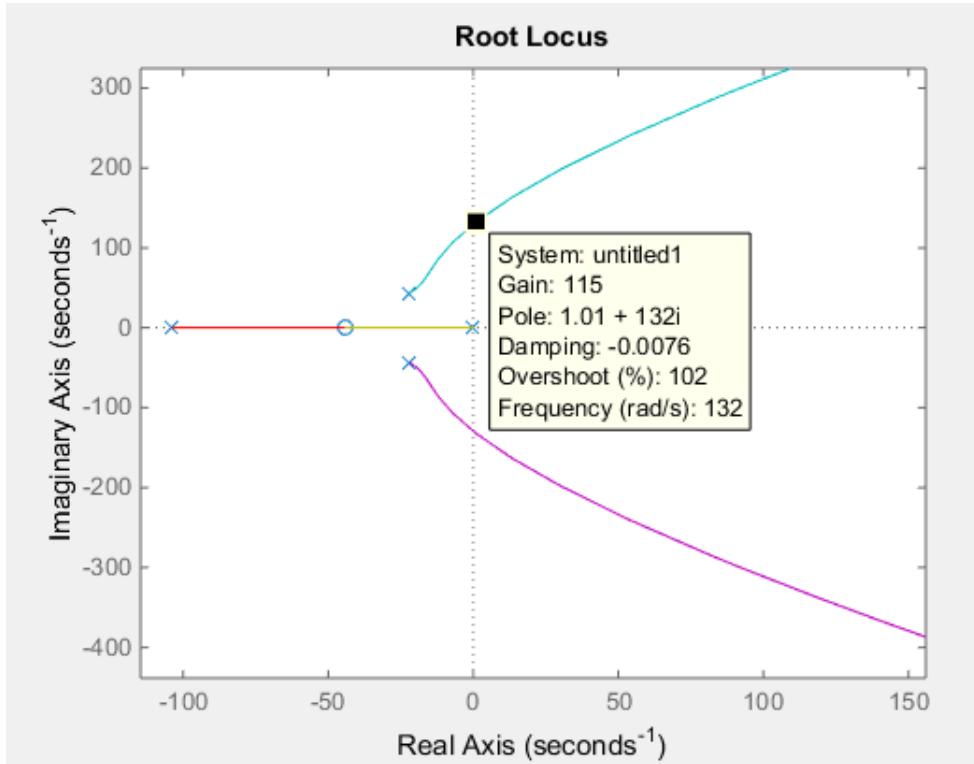


Figura 6.20: Lugar de raíces con el integrador.

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. Teniendo esto en cuenta, 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 segundos. Por lo tanto, se decide aumentar el valor de ganancia hasta obtener una relación aceptable entre el tiempo de respuesta y el sobrepico.

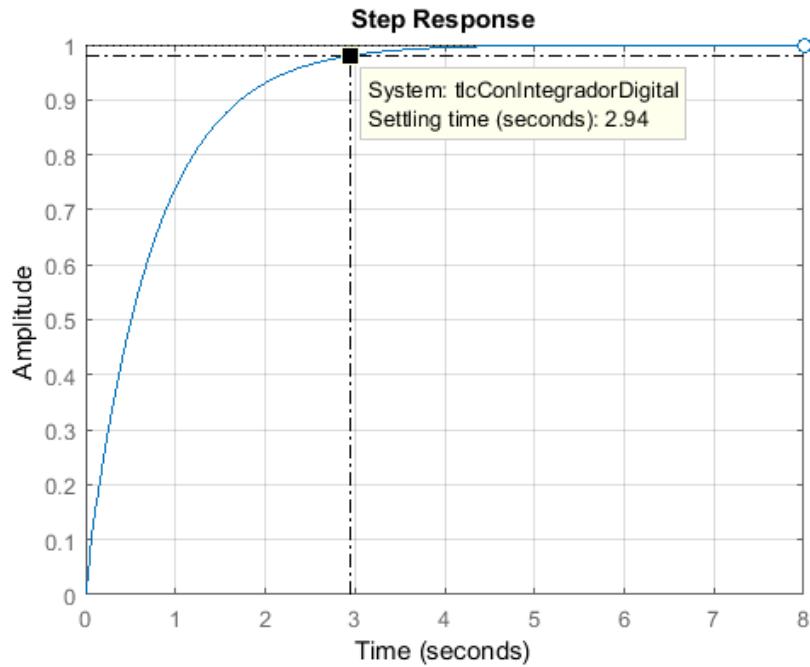


Figura 6.21: Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M=30$ Kg.

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 segundos y un overshoot de 4.41 %. Por lo tanto, se adopta este valor de ganancia para el diseño del integrador.

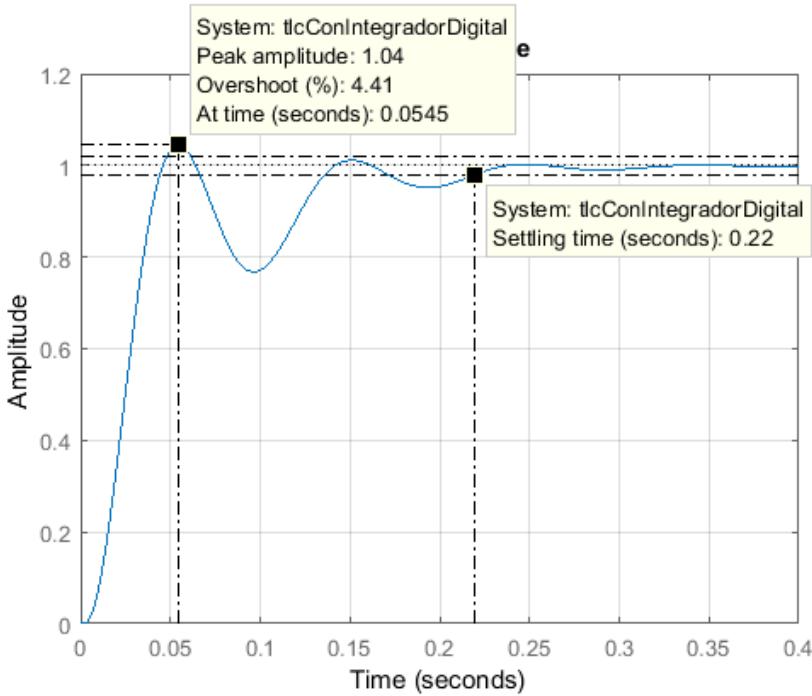


Figura 6.22: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 30$ Kg.

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

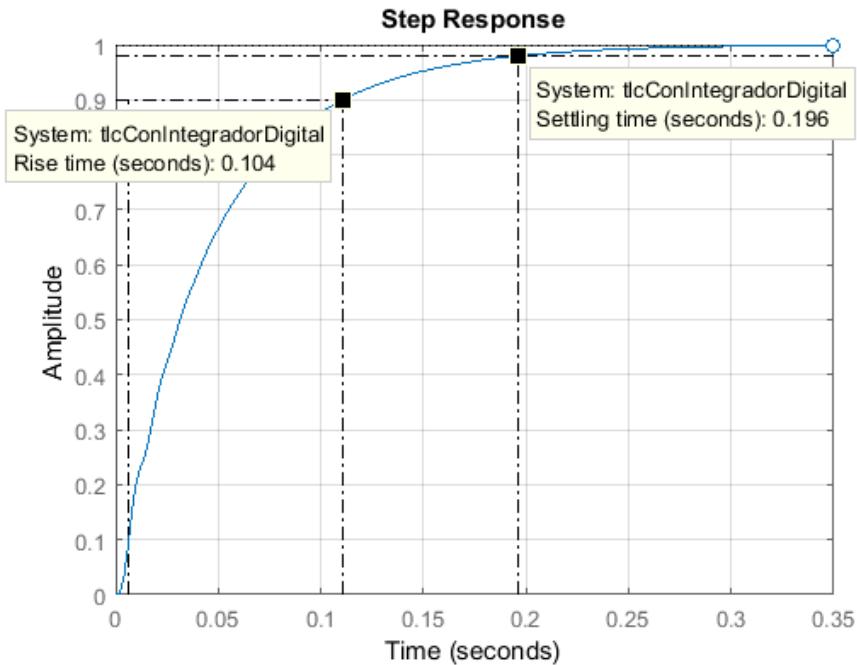


Figura 6.23: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 1$ Kg.

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:

$$C(Z) = \frac{U(z)}{e(z)} = \frac{8.6896 * 10^5 (z - 0.9877)^2}{(z - 0.7757)^2} \quad (6.28)$$

$$G_{integrador}(Z) = \frac{e_f(z)}{e_i(z)} = \frac{0.0028(z + 1)}{(z - 1)} \quad (6.29)$$

Considerando $H(z) = 1$ se obtiene que:

$$e(z) = e_f(Z) + Y(z) \quad (6.30)$$

$$e_i(Z) = F * Vref + Y(z) \quad (6.31)$$

Al aplicar la partir de las ecuaciones 6.28 y 6.29 se obtiene las expresiones a implementar en el microcontrolador:

$$\begin{aligned} U[n] = & 8.651 * 10^5 e[n] - 1.709 * 10^6 e[n-1] + 0.843 * 10^6 e[n-2] + \\ & + 1.5514 U[n-1] - 0.60171 U[n-2] \end{aligned} \quad (6.32)$$

$$e_f[n] = 0.0028 * e_i[n] + 0.0028 * e_i[n-1] + e_f[n-1] \quad (6.33)$$

Luego, para dejar el algoritmo de control en función de las entradas del sistema, se debe reemplazar en las ecuaciones 6.32 y 6.33 las expresiones mencionadas en las ecuaciones 6.34 y 6.35

$$e[n] = e_f[n] + Y[n] \quad (6.34)$$

$$e_i[n] = F * Vref + Y[n] \quad (6.35)$$

6.11.1. Conexión entre el PCB y el microcontrolador

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

Capítulo 7

PCB

7.1. PCB

7.1.1. Fuentes de Alimentación

7.1.1.1. Fuente de alimentación externa de 24V

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.

7.1.1.2. Fuente de alimentación interna de 12V

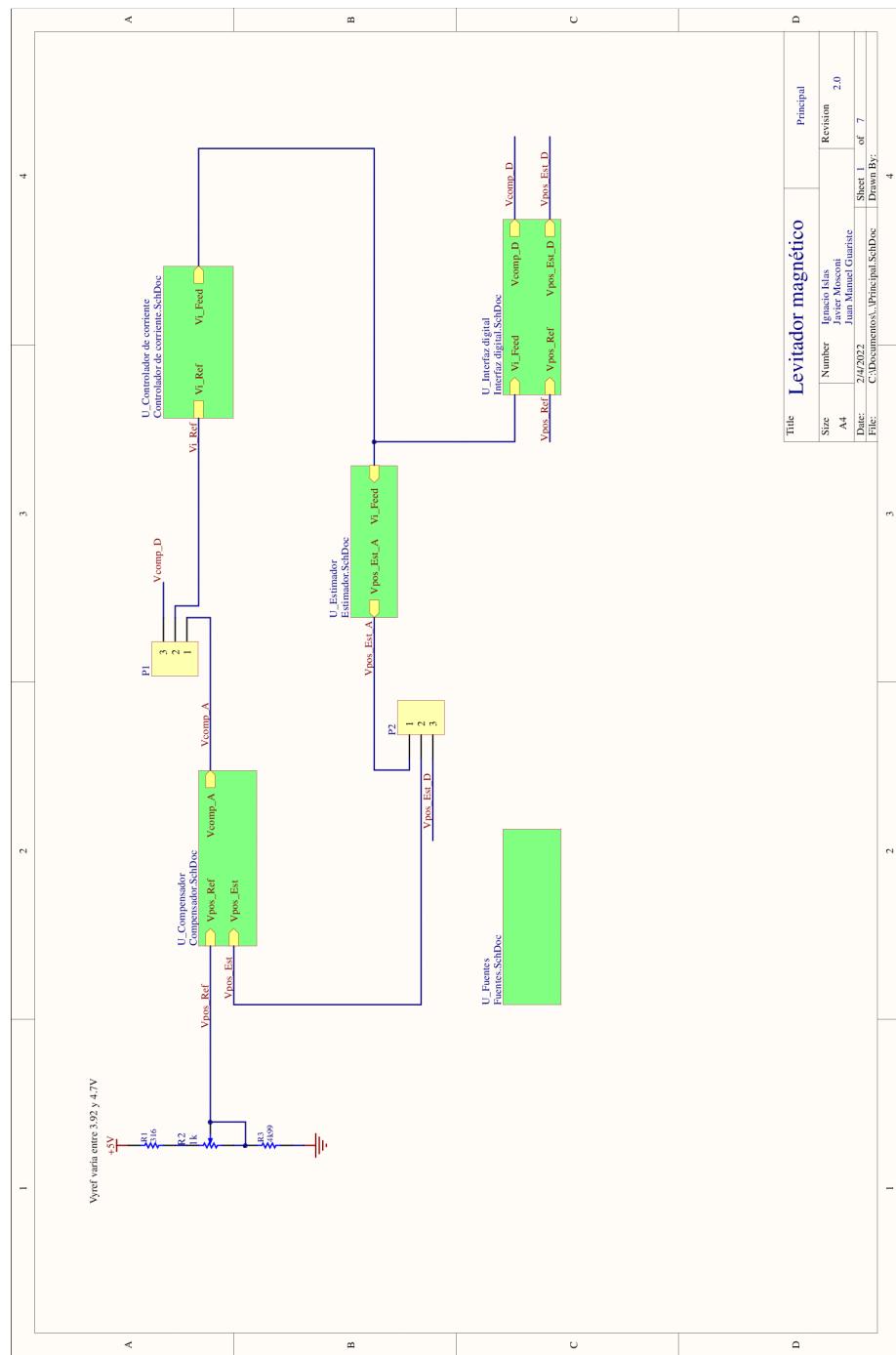
La fuente de 12V se encarga de alimentar al regulador de 5V y al driver del puente H. Debido a los bajos consumos de potencia y bajo costo, se utiliza una fuente lineal. Por lo tanto, se decide utilizar el integrado L78M12CDT-TR.

7.1.1.3. Fuente de alimentación interna de 5V

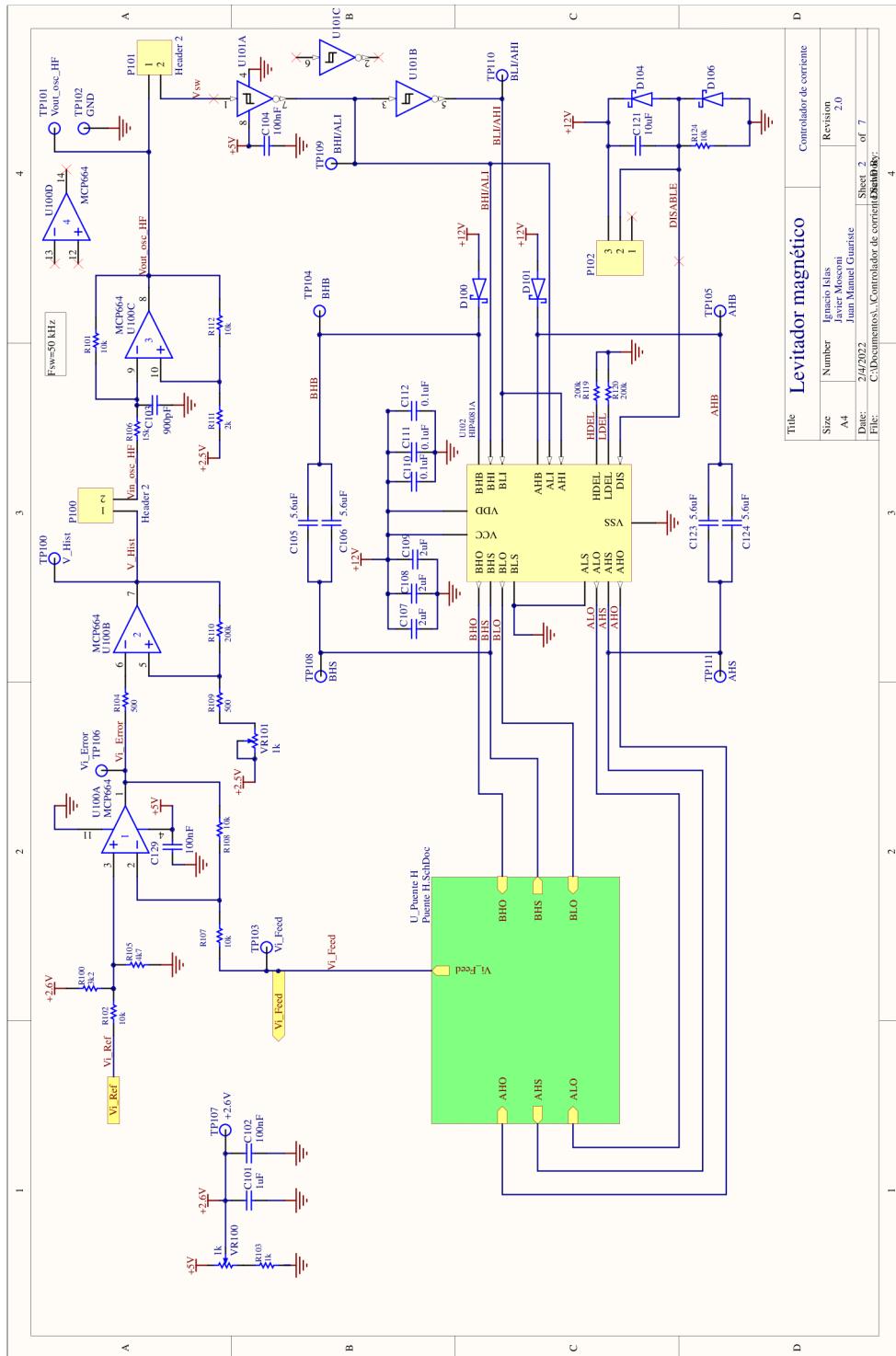
La fuente de 5V se encarga de alimentar los operacionales, el sensor de efecto hall, el inversor y el regulador de tensión de 2.5V. Debido a los bajos consumos de potencia y bajo costo, se utiliza una fuente lineal. Por lo tanto, se decide utilizar el integrado L78M05CDT.

7.1.2. Esquemáticos

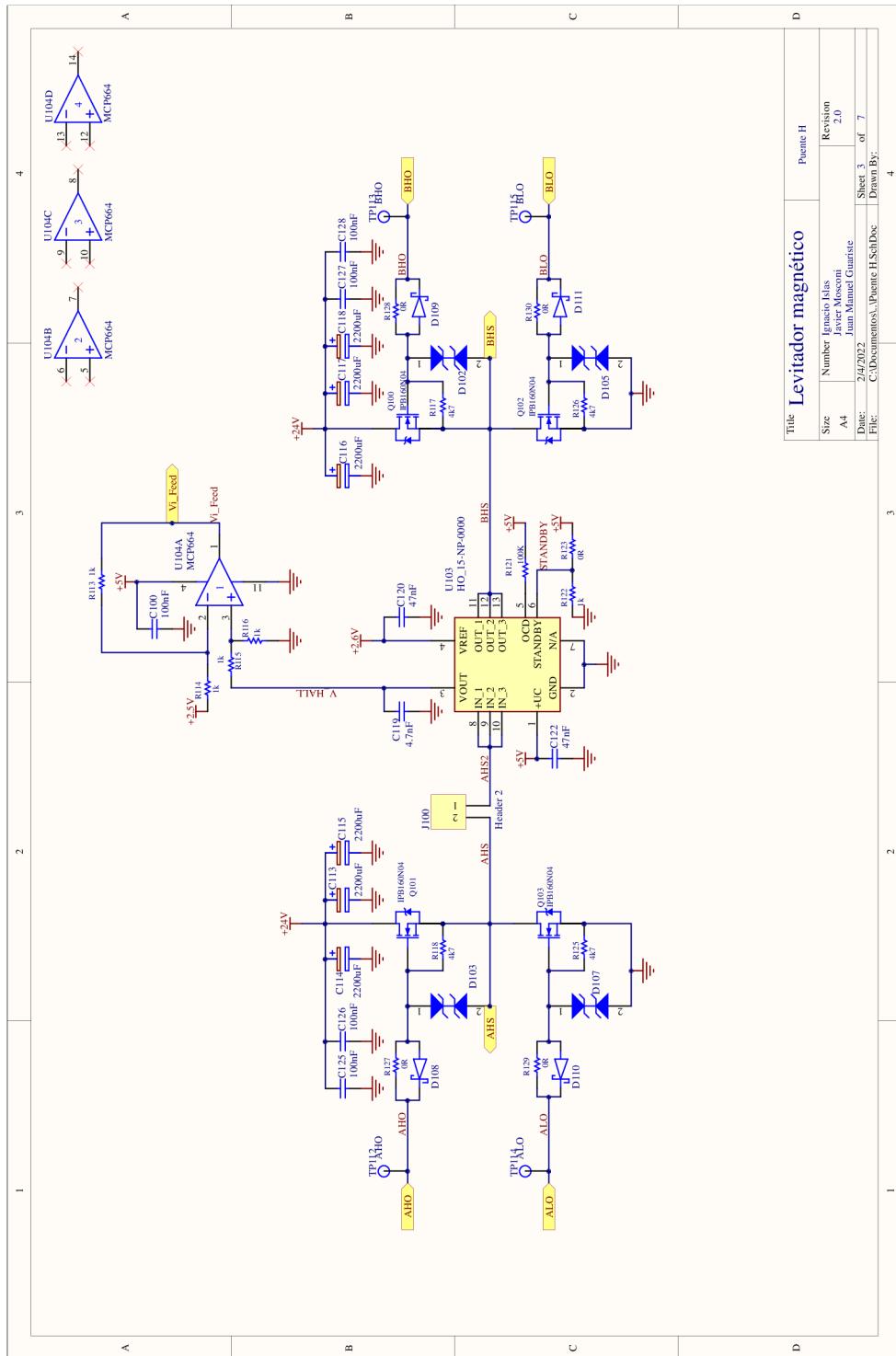
7.1.2.1. Main



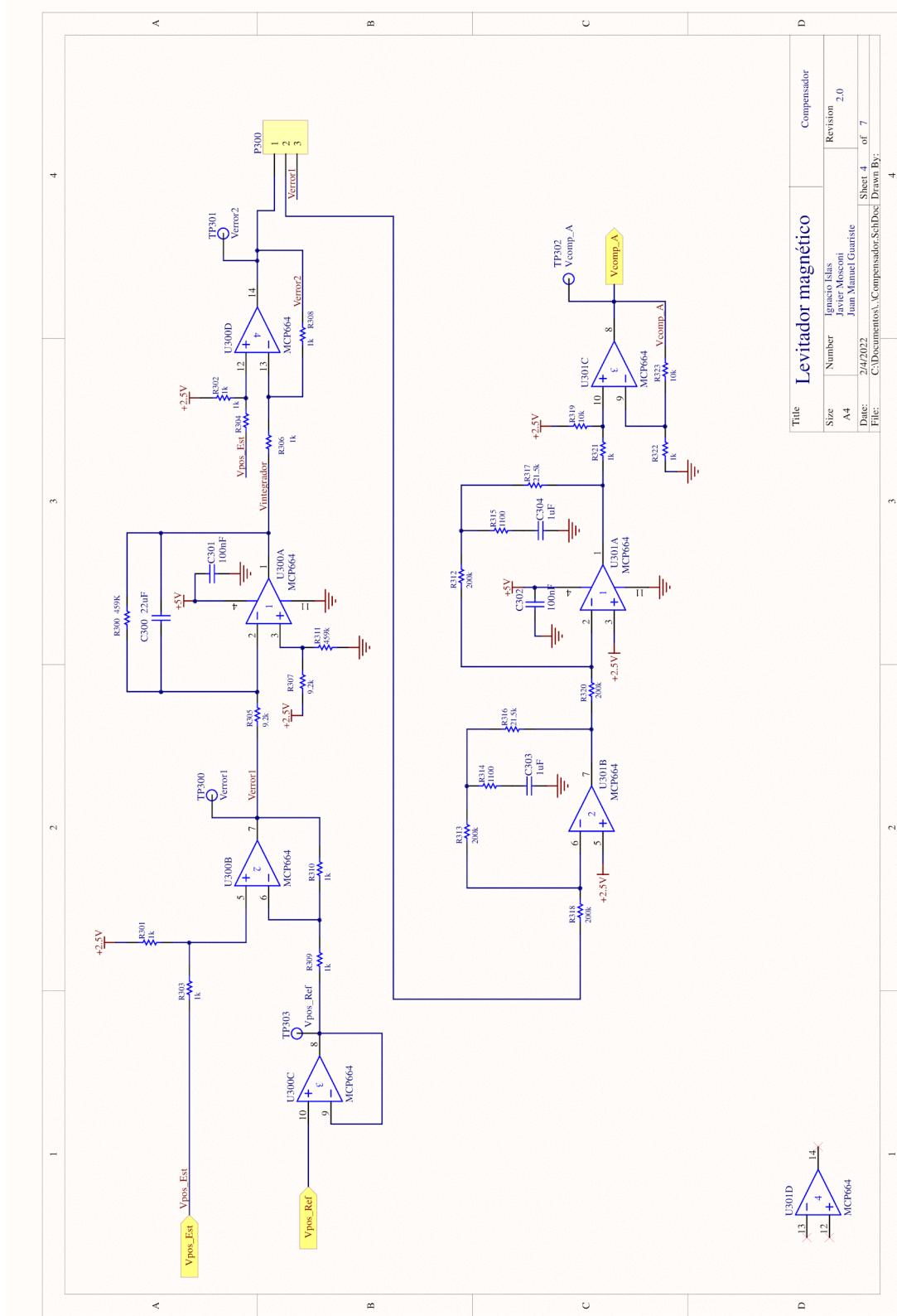
7.1.2.2. Controlador de corriente



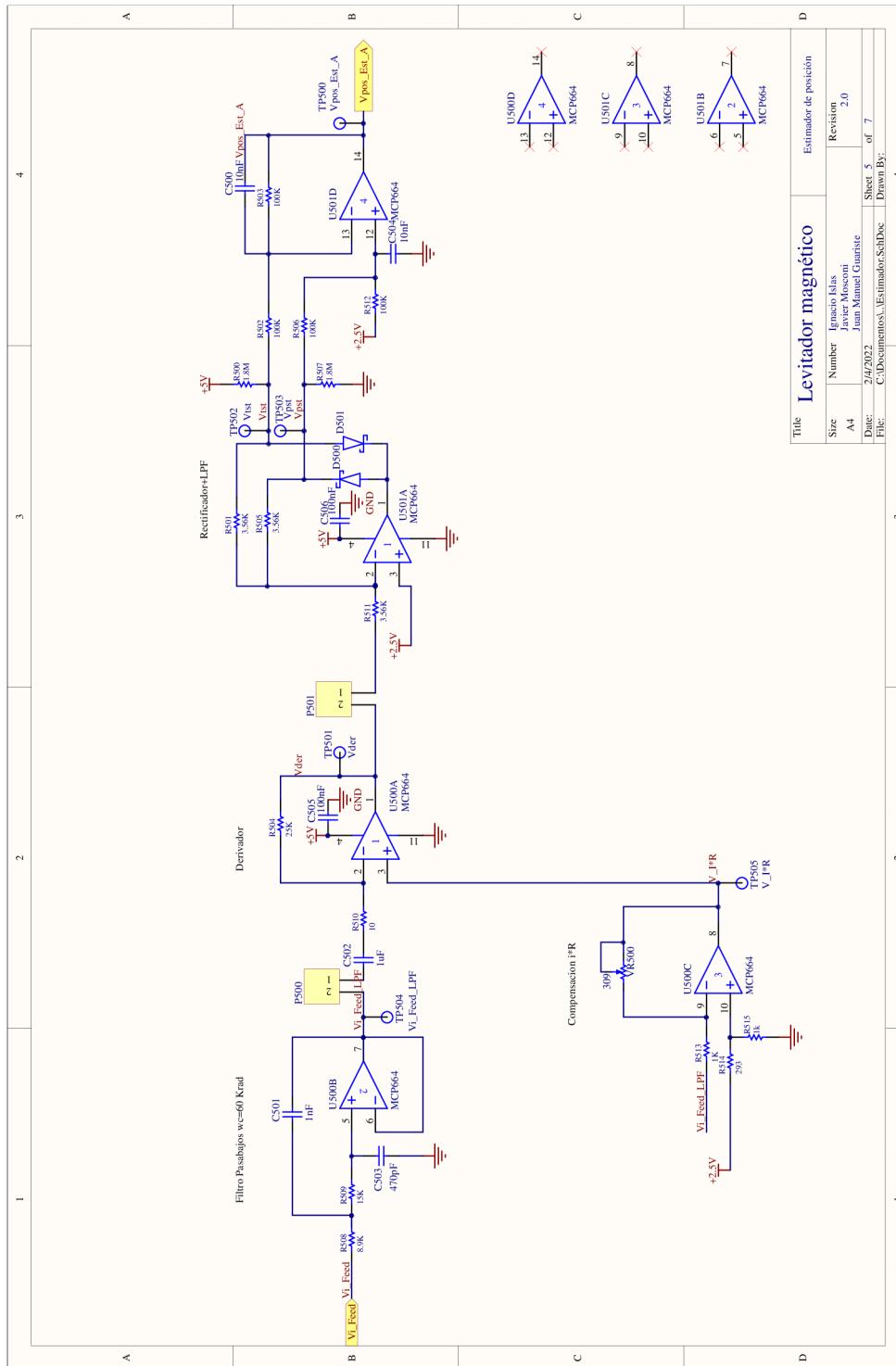
7.1.2.3. Puente H



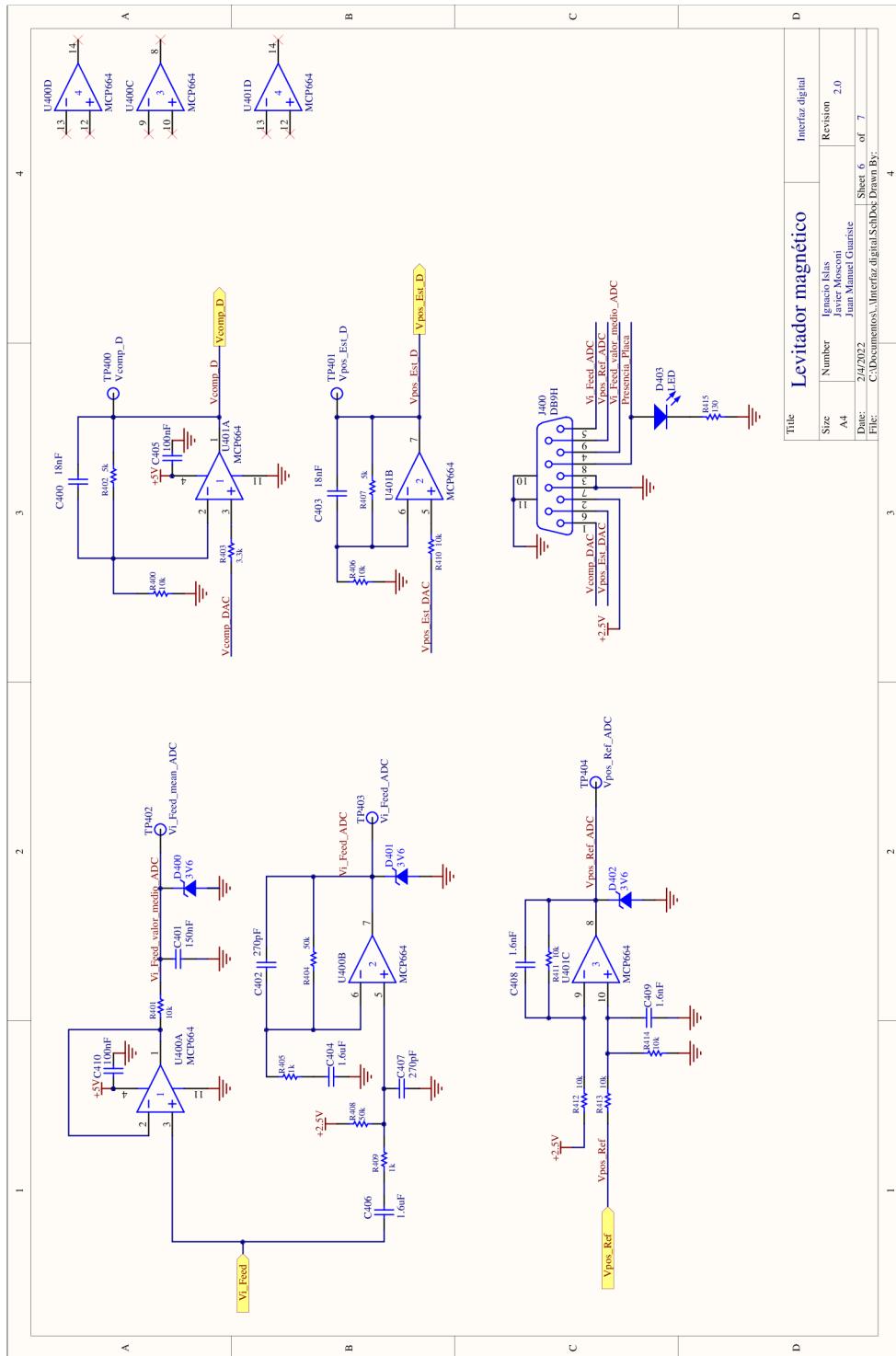
7.1.2.4. Compensador analógico



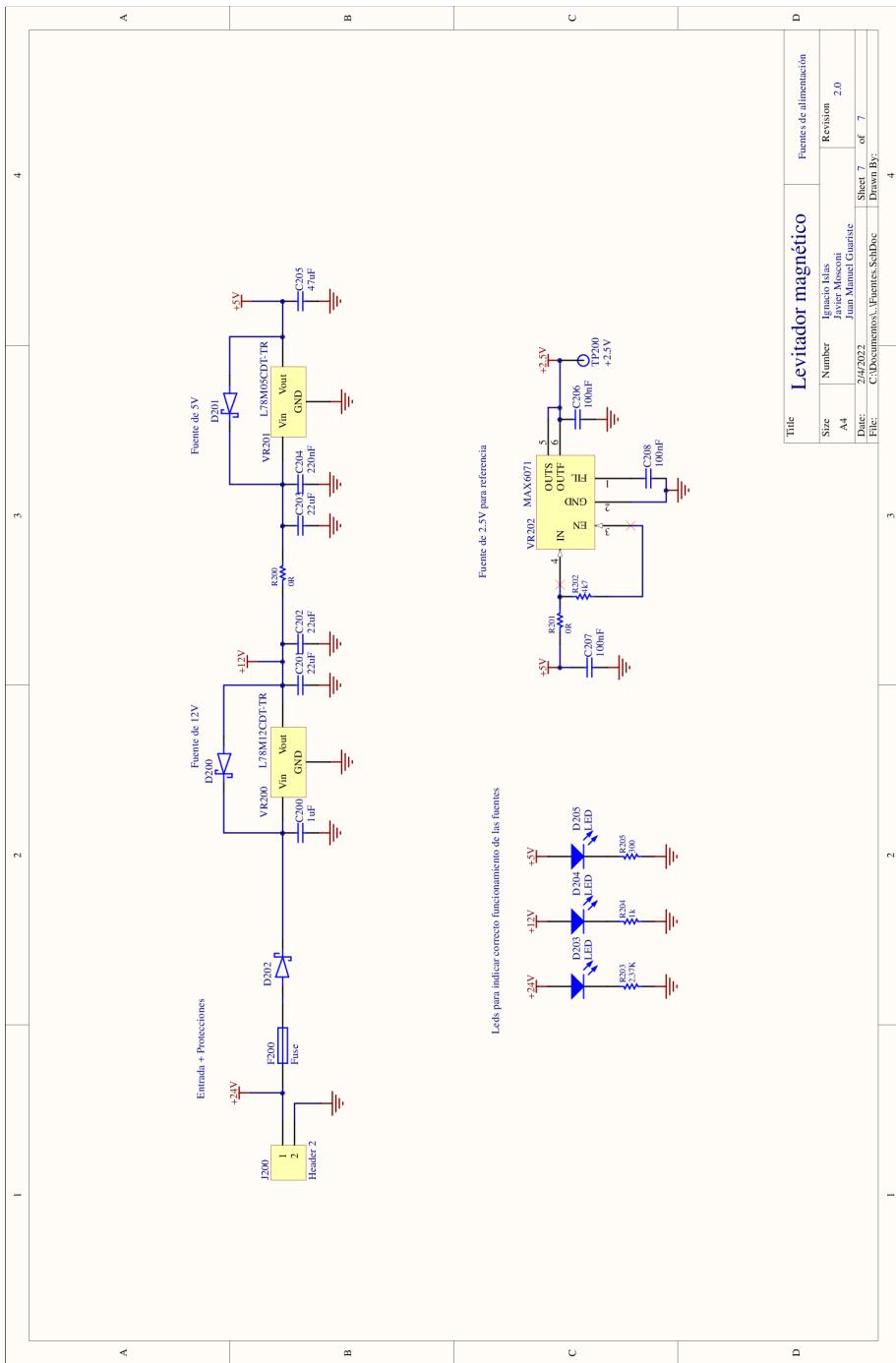
7.1.2.5. Estimador analógico



7.1.2.6. Interfaz con microcontrolador



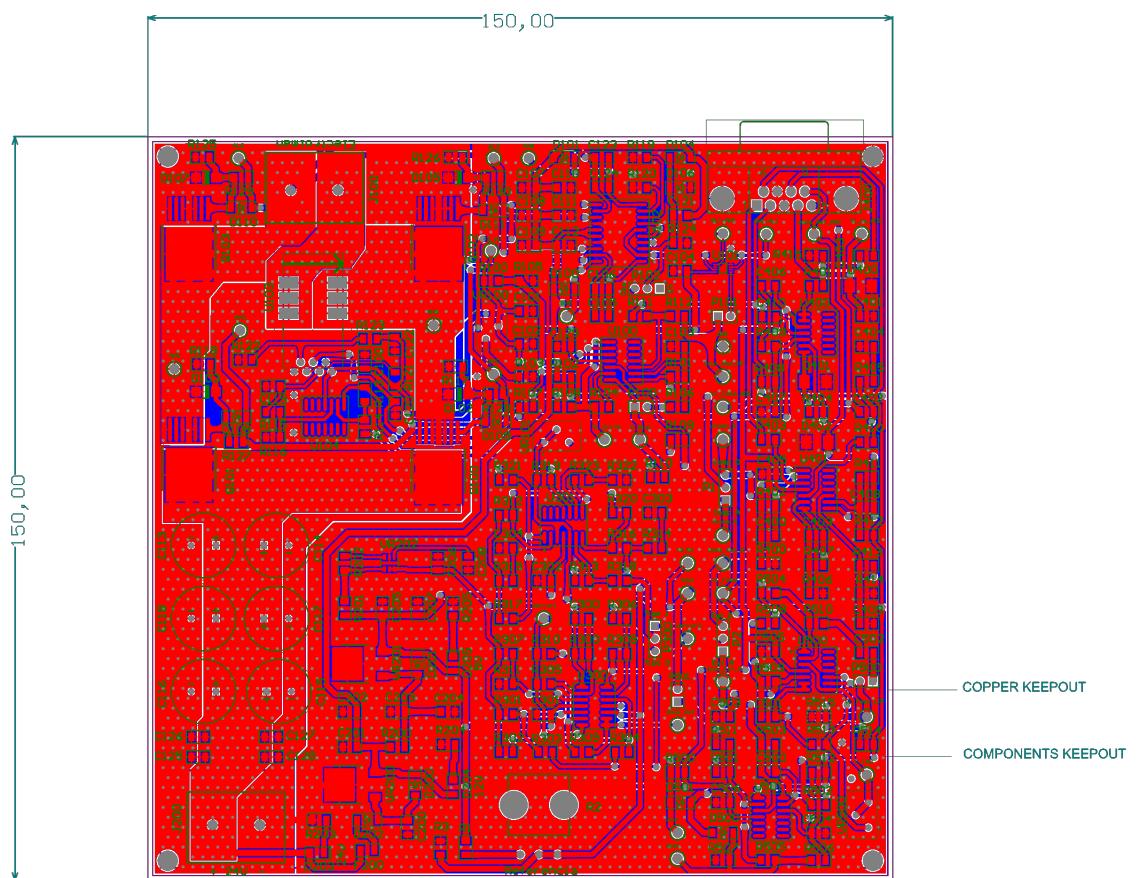
7.1.2.7. Fuentes de alimentación



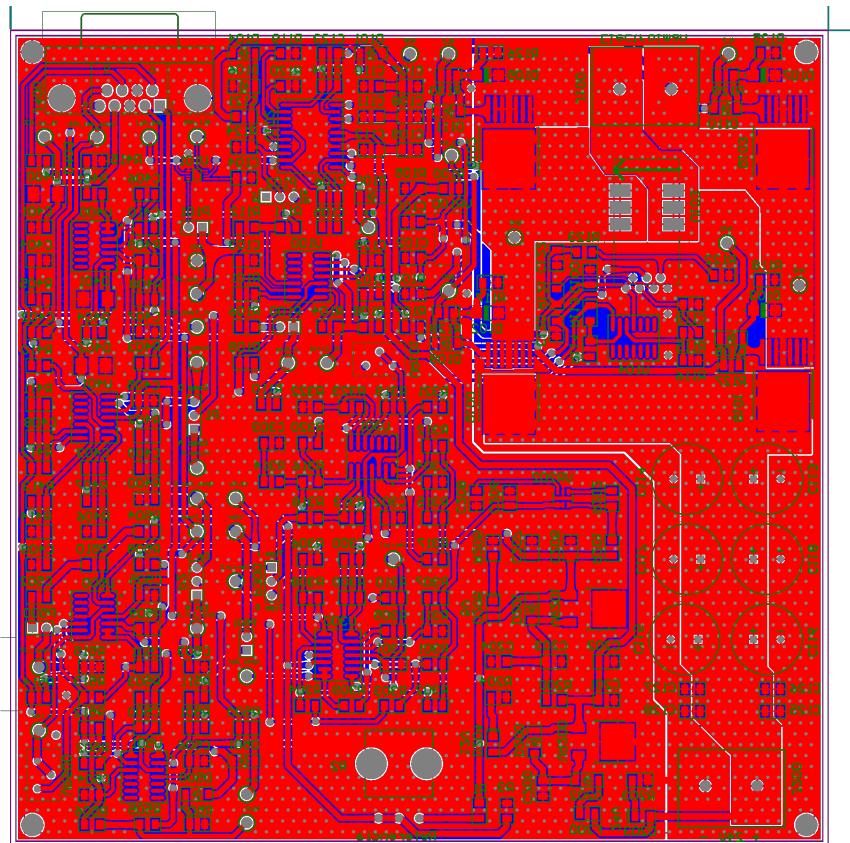
7.2. ECAD

7.2.1. Modelo 2D

7.2.1.1. Vista Superior

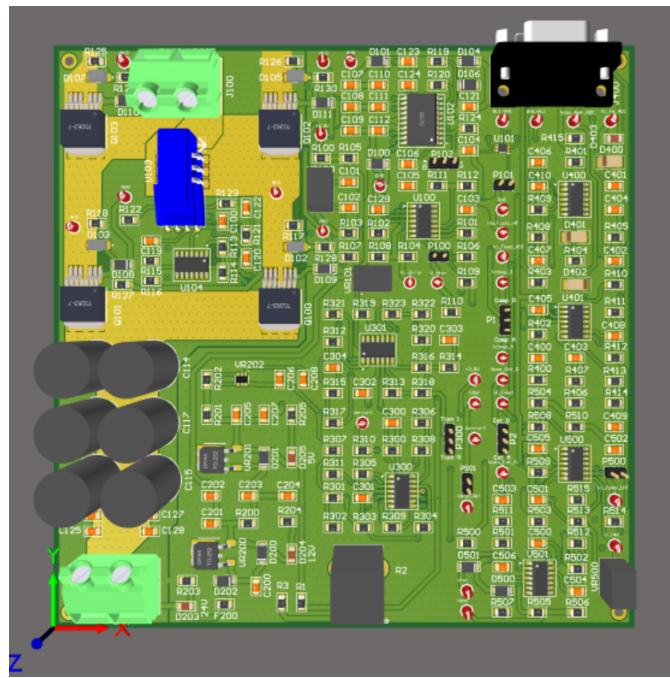


7.2.1.2. Vista Inferior

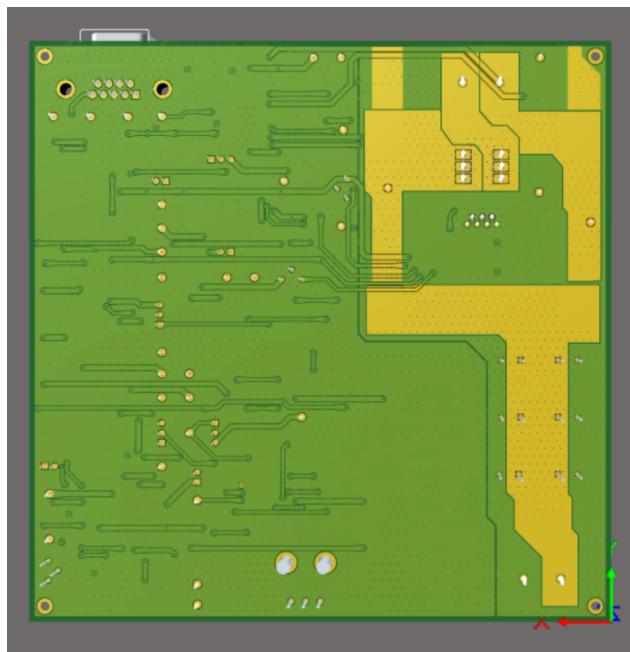


7.2.2. Modelo 3D

7.2.2.1. Vista Superior



7.2.2.2. Vista Inferior



Capítulo 8

Bibliografía

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