

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.

MODIFICARRRRRRRRR LUEGO EN MASTER.tex

Índice general

1. Introduccion	1
1.1. Introducci3n	1
2. Descripci3nDispositivo	3
2.1. Descripci3n del dispositivo	3
3. Caracterizaci3n del Electroim3n	5
3.1. Caracterizaci3n del Electroim3n	5
4. Controlador de corriente	9
4.1. Dise1o y modelado	9
4.1.1. Caracter3sticas del sistema	10
4.1.2. Circuito del controlador de corriente	11
4.1.2.1. Simulaciones de formas de onda	14
4.1.2.2. Simulaci3n de un escal3n en la referencia de co- rriente	14
4.1.2.3. Implementaci3n circuital del puente H	15
4.1.2.4. Descripci3n general de la topolog3a	15
4.1.2.5. Dimensionamiento de capacitor de bootstrap . . .	19
4.1.2.5.1. Resistencia entre gate y source	23
4.1.2.5.2. Protecci3n del gate	23

4.1.2.5.3. Tiempo muerto	23
4.1.2.6. Dimensionamiento de los capacitores de fuente . .	24
4.1.2.7. Conmutación de alta frecuencia para el bootstrap	27
4.1.2.8. Simulación del sistema con oscilador auxiliar . . .	28
4.1.3. Características estáticas y dinámicas del controlador . . .	29
4.1.3.1. Corriente media del electroimán	29
4.1.3.2. Frecuencia de conmutación de la corriente	29
4.1.3.3. Ancho de banda del controlador	30
4.1.4. Transferencia lineal del controlador de corriente	31
5. Estimador Analogico	33
5.1. Diseño y modelado del Estimador Analogico	33
5.1.1. Análisis de la estimación	34
5.1.2. Modelo circuital del estimador de posición	36
5.1.3. Circuito del derivador compensado	38
5.1.4. Diseño del LPF	40
5.1.5. Compensación I^*R	42
5.1.6. Rectificador, Restador y Filtrado	47
5.1.6.1. Rectificador	47
5.1.6.2. Restador	49
5.1.6.3. Etapa de filtrado	50
5.1.7. Circuito completo	52
5.1.8. Simulación de estimador completo	53
5.1.9. Transferencia final del estimador de posición:	54
6. Compensador Analogico	57
6.1. Compensador Analogico	57
6.1.1. Diseño de compensador por adelanto de fase	58

6.1.2.	Diseño circuital	58
6.1.3.	Compensador con integrador	60
6.1.3.1.	Implementación circuital del integrador	60
6.1.3.2.	Cálculo de ganancia de entrada	61
6.1.3.3.	Implementación circuital del bloque de ganancia de entrada “F”	63
7.	Implementacion Digital	65
7.1.	Descripción general	65
7.2.	Determinación de la frecuencia de muestreo	67
7.3.	Adquisición y procesamiento de las muestras	68
7.4.	Estimación digital de la posición	70
7.5.	Resolución en posición	73
7.6.	Acondicionamiento de señales para el ADC	76
7.6.1.	Referencia de posición	76
7.6.2.	Componente continua de corriente del electroimán	77
7.6.3.	Componente continua de corriente del electroimán	78
7.7.	Acondicionamiento de señales para el DAC	79
7.8.	Transferencias de la planta y del controlador de corriente	80
7.9.	Diseño de Compensador	81
7.9.1.	Análisis de estabilidad con masa de 30 Kg	81
7.9.2.	Análisis de estabilidad con masa de 1 Kg	88
7.10.	Diseño de lazo de realimentación externo	90
7.11.	Cálculo de los coeficientes del controlador	95
7.11.1.	Conexión entre el PCB y el microcontrolador	96
8.	PCB	97
8.1.	PCB	97

Índice de tablas

4.1. Valores calculados y medidos en función del Gap de aire.	31
5.1. V_{yf} en función de la posición.	38
5.2. Resultados de simulación del estimador.	54
6.1. Tensión de referencia $[V_{in}]$ Vs separación deseada $[Y]$	62
7.1. Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de in- ductancia realizadas.	67

Índice de figuras

3.1. Modelado físico.	5
3.2. Toroide con gap de aire.	7
4.1. Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente. . .	10
4.2. Etapa de entrada.	11
4.3. Comparador con histéresis.	12
4.4. Puente H y sensor de efecto Hall.	13
4.5. Resta del V_{bias} al sensor de efecto Hall.	13
4.6. Formas de onda de corriente en el electroimán y salida del compa- rador.	14
4.7. Respuesta al escalón del circuito.	15
4.8. Topología elemental del puente H.	16
4.9. Configuración Bootstrap simplificada.	18
4.10. Puente H.	20
4.11. Forma de onda de la corriente en C1 y C2.	25
4.12. Capacitores de la fuente.	26
4.13. Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.	28
4.14. Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar.	29
5.1. Diagrama en Bloques del Estimador.	34

5.2. Circuito del electroimán con el driver de corriente.	35
5.3. Circuito derivador.	36
5.4. Circuito derivador compensado	38
5.5. GH del derivador compensado.png	39
5.6. Transferencia de lazo cerrado	40
5.7. Filtro para la entrada del derivador	41
5.8. Respuesta en frecuencia del filtro activo	42
5.9. Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR.	43
5.10. Esquema circuital del derivador.	44
5.11. Generación de Vbias.	45
5.12. Formas de onda obtenidas en la simulación	46
5.13. Rectificador y restador.	47
5.14. Restador.	50
5.15. Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en $159,2\text{ Hz}$	52
5.16. Circuito estimador de posición completo	53
5.17. Simulación final del estimador.	54
6.1. Diagrama del sistema completo.	57
6.2. Diseño circuital de una red de adelanto de fase.	58
6.3. Etapa de ganancia del compensador.	59
6.4. Implementación circuital del integrador.	61
6.5. Diagrama en bloques final.	62
6.6. Etapa de entrada.	63
7.1. Diagrama en bloques de la implementación digital.	66
7.2. Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.	66
7.3. Diagrama de flujo del procesamiento de las muestras adquiridas.	69
7.4. Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.	74

7.5. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.	77
7.6. Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.	78
7.7. Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.	78
7.8. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.	79
7.9. Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.	80
7.10. Diagrama de Bode de lazo abierto GHT con $M=30$ Kg.	82
7.11. Diagrama de Nyquist de GHT con $M=30$ Kg.	82
7.12. Forma del diagrama de Nyquist deseado.	83
7.13. Diagrama de Bode de $GHT * GC$ para $K=1$ y $M=30$ Kg.	85
7.14. Diagrama de Bode de $GHT * GC$ para $K=2630$ y $M=30$ Kg.	86
7.15. Diagrama de Nyquist de $GHT * GC$ para $K=2630$ y $M=30$ Kg.	87
7.16. Respuesta al escalón para $M=30$ Kg.	88
7.17. Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $M=1$ Kg.	89
7.18. Diagrama de Nyquist de $GH_T * G_C$ para $M=1$ Kg.	89
7.19. Respuesta al escalón para $M=1$ Kg.	90
7.20. Diagrama del sistema completo.	90
7.21. Lugar de raíces con el integrador.	92
7.22. Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M=30$ Kg.	93
7.23. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 30$ Kg.	94
7.24. Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 1$ Kg.	95

Agradecimientos

AI DIEGOTE PAPA

Capítulo 1

Introduccion

1.1. Introducción

Este documento corresponde a la Especificación Técnica para el producto Levitador GMI. Esta especificación se ha estructurado basándose en la información mencionada en los documentos de Especificación de Requerimientos (ER) y Especificación Funcional (EF) del proyecto.

Capítulo 2

Descripción del dispositivo

2.1. Descripción del dispositivo

Capítulo 3

Caracterización del Electroimán

3.1. Caracterización del Electroimán

El actuador de este sistema de control es un electroimán. Se eligió construirlo utilizando un núcleo de acero al silicio con un bobinado en su interior.

Se puede modelar el problema como un objeto de masa puntual que es sometido a dos fuerzas opuestas en el eje “Y” de la figura 3.1: la de su propio peso hacia abajo, y una fuerza realizada por el electroimán en sentido contrario.

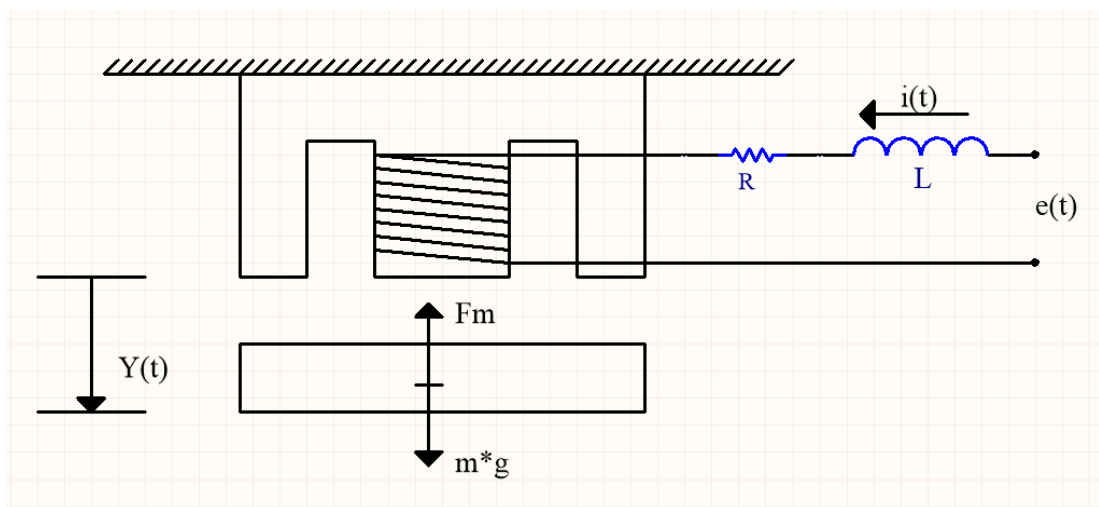


Figura 3.1: Modelado físico.

Se sabe que la fuerza correspondiente al peso del objeto es $F_m = m * g$. Por lo tanto, el electroimán debe generar una fuerza de igual módulo y sentido contrario para mantenerlo suspendido en estado de equilibrio. Esta fuerza se obtiene de la circulación de un flujo magnético entre el núcleo del electroimán y la pieza con forma de I. Para generar el flujo magnético se necesita una fuerza magnetomotriz.

La fuerza magnetomotriz generada en el núcleo del electroimán es proporcional a la corriente que circula por su bobinado, y su módulo está dado por la ecuación 3.1. Para poder modelarla se debe realizar un análisis físico del actuador.

$$F_{mm} = R_m * \phi = N * i \quad (3.1)$$

En donde R_m corresponde a la reluctancia del circuito magnético, ϕ indica la magnitud del flujo, es decir, la cantidad de campo magnético que atravies una superficie y F_{mm} es la fuerza magnetomotriz (que es distinta a la fuerza magnética F_m). La ley de Hopkinson relaciona estos parámetros con la corriente que circula por el bobinado (i) y la cantidad de vueltas de su núcleo (N).

Por otro lado, la inductancia del bobinado está dada por la ecuación 3.2

$$L * i = N * \phi \quad (3.2)$$

Como se ve en la figura 3.1, el electroimán utilizado está compuesto por una pieza en forma de E y otra en forma de I, que se encuentran separadas por un espacio o gap de aire. Este circuito magnético se puede modelar como a un toroide con un corte o separación de longitud $lA = 2 * y$, como se muestra en la figura 3.2

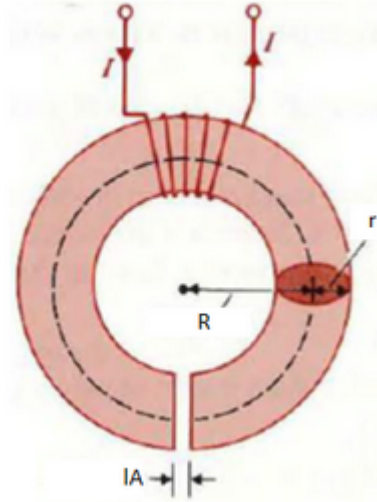


Figura 3.2: Toroide con gap de aire.

Para el análisis se utiliza la ecuación qwf para modelar la reluctancia de un toroide sin gap de aire, con área transversal A y longitud del circuito magnético l_h .

$$R_m = \frac{l_h}{\mu_o * \mu_r * A} \quad (3.3)$$

a a a

En la Figura 3.1 se puede observar una representación física del problema.

A partir del modelado físico del electroimán se llega a la expresión de la inductancia (L) en función del gap de aire (Y) (ecuación 3.1) y de la fuerza magnética ejercida por el electroimán (F_m) (ecuación 3.2):

Capítulo 4

Controlador de corriente

4.1. 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:

$$\frac{1}{sL(y) + R_L} \quad (4.1)$$

Para realizar este control se utiliza un sistema realimentado, como el que se muestra en la figura 4.1. 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 conmutación, 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.

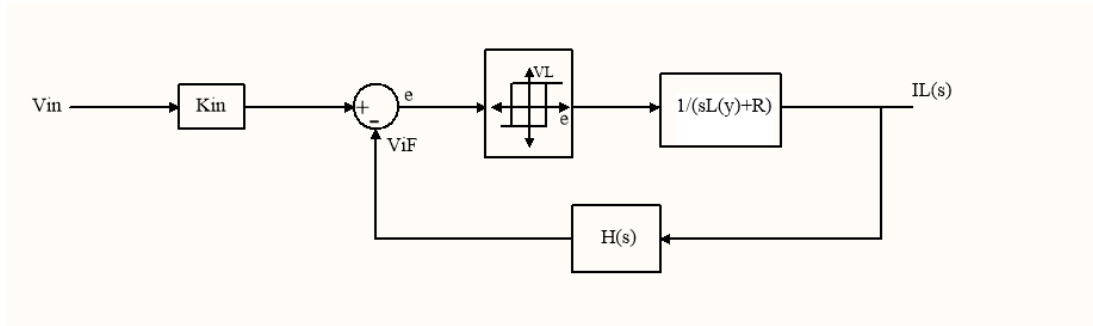


Figura 4.1: Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.

4.1.1. 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 0.2Ω .
- 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.

4.1.2. Circuito del controlador de corriente

Se comienza planteando la etapa de entrada que consiste en la ganancia de entrada 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 2.5V para poder utilizar una fuente de alimentación entre 0 y 5 V para los operacionales. Para lograr esto se utiliza un circuito como el que se muestra en la figura 4.2.

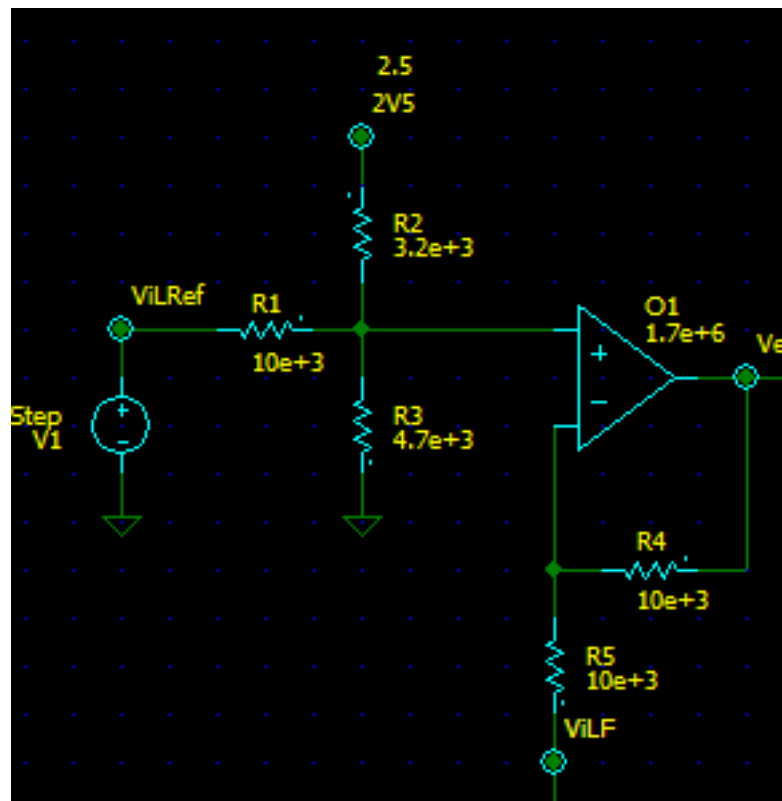


Figura 4.2: Etapa de entrada.

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 4.3.

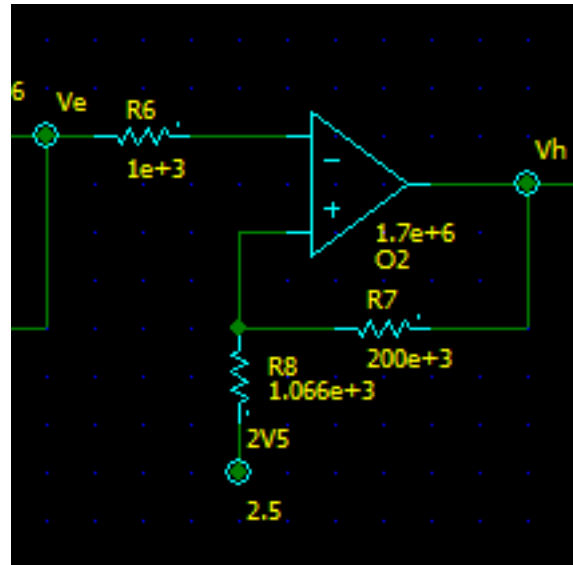


Figura 4.3: Comparador con histéresis.

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 4.4. Luego, 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 4.5.

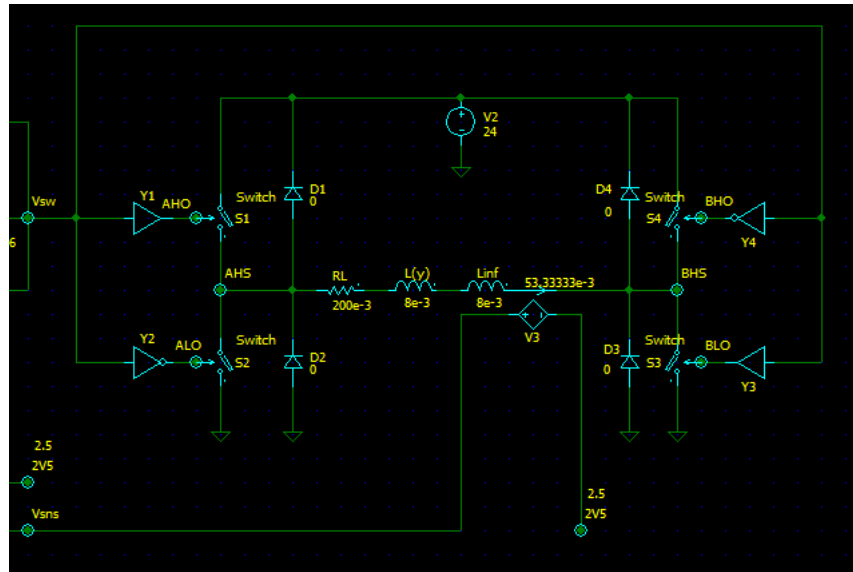
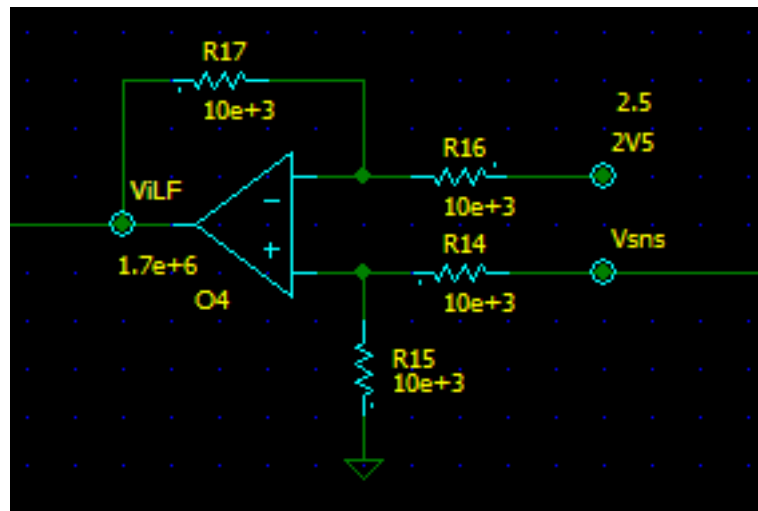


Figura 4.4: Puente H y sensor de efecto Hall.

Figura 4.5: Resta del V_{bias} al sensor de efecto Hall.

4.1.2.1. Simulaciones de formas de onda

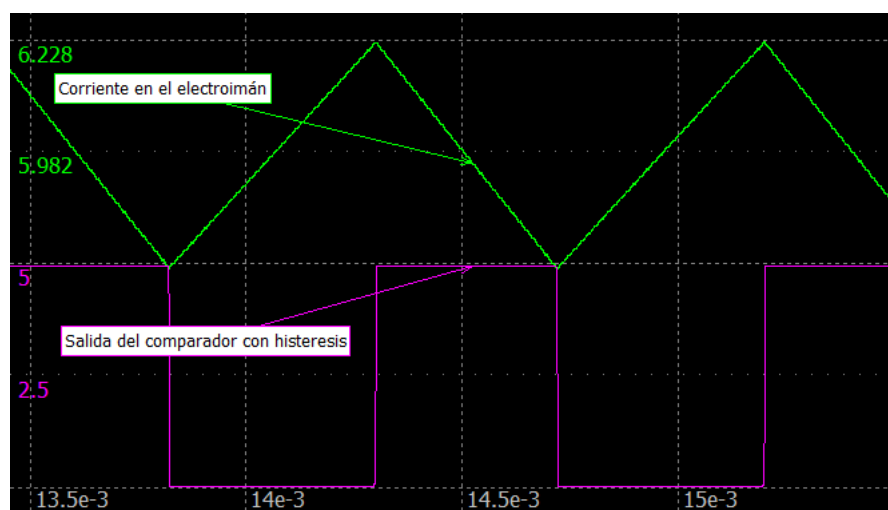


Figura 4.6: Formas de onda de corriente en el electroimán y salida del comparador.

En la figura 4.6 se pueden observar dos formas de onda. La inferior (violeta) se corresponde con la salida del comparador con histéresis, que conmuta. La onda triangular (verde) es la corriente en el electroimán. Para la simulación se utilizó una tensión de referencia de entrada de 1 V, por lo tanto el valor medio de la corriente en la salida es 6 A con un ripple de 500 mA. Esto fue verificado en la simulación mediante cursores.

4.1.2.2. Simulación de un escalón en la referencia de corriente

En la figura 4.7 se muestra cómo cambia la corriente en el electroimán al aplicarle a la entrada del controlador un escalón de tensión entre 1 y 3 V. Se puede observar cómo la conmutación del comparador se detiene para ajustar la corriente con la referencia.

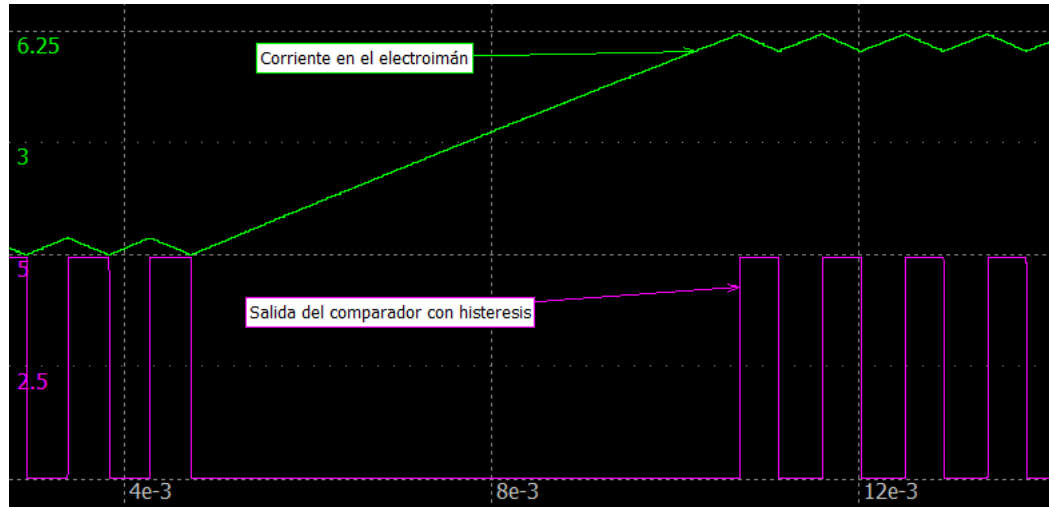


Figura 4.7: Respuesta al escalón del circuito.

4.1.2.3. Implementación circuital del puente H

La corriente que se desea controlar es la 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.

4.1.2.4. Descripción general de la topología

Para lograr una corriente continua en el electroimán utilizando una fuente conmutada se debe alternar la polaridad de la tensión aplicada en los bornes del inductor. Al hacer esto, 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 que se mantiene la fuente en positivo o negativo 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 (valor medio) 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 4.8. Pueden diferenciarse dos semiciclos de trabajo: uno de estado ON y otro de estado OFF. El estado ON se define como el semiciclo durante el cual la corriente en el inductor crece (pendiente positiva), mientras que el estado OFF se da cuando la corriente decrece.

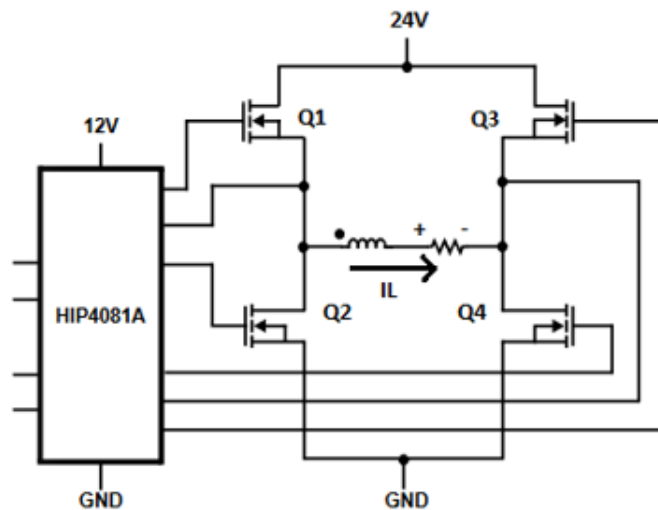


Figura 4.8: Topología elemental del puente H.

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 4.8, Q1 y Q4 pueden estar encendidos, mientras que Q3 y Q2 están apagados, y viceversa. Es necesario evitar que se enciendan Q1 y Q2 a la vez, o Q3 y Q4, ya que ocurriría un cortocircuito entre la fuente de alimentación y GND, lo que produciría una circulación de corriente denominada

shoot-through.

Los 4 MOSFET utilizados para el puente H son de tipo N (pues es complicado conseguir un MOS tipo P de potencia adecuado). 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 que se encarga de encender y apagar los transistores según las entradas de control. Además permite la configuración de un tiempo muerto para evitar que se enciendan dos transistores de un lado a la vez. También provee la circuitería necesaria para implementar la fuente flotante que enciende los mosfet del lado superior para lo cual solo se debe agregar un diodo y un capacitor de manera externa. Para la implementación circuital se van a utilizar los MOSFET IPB160N04.

En la figura 4.9 se observa solo una de las mitades del puente H (lado A) junto con las señales de control provistas por el driver HIP4081A. El análisis para la otra mitad es análogo, por lo que se evita por simplicidad. La implementación del driver bootstrap permite obtener en el gate del MOS superior, una tensión de 36 V respecto a GND, logrando así una diferencia de tensión mayor a 7 V entre gate y source.

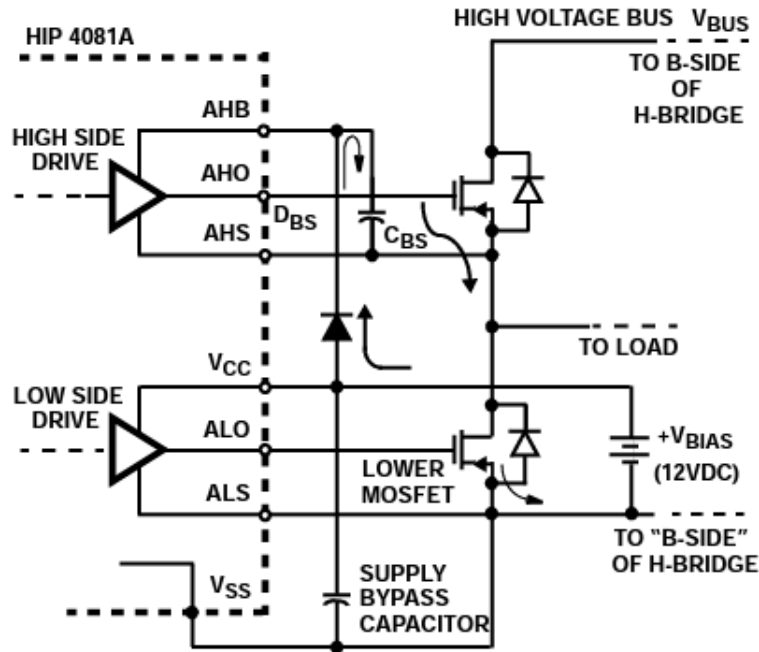


Figura 4.9: Configuración Bootstrap simplificada.

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 a 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. Al final de este período 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 ($A_{LO} = V_{CC}$, Q1 apagado ($A_{HO} = A_{HS} = 0$ V) y la corriente circulando de izquierda a derecha como lo indica la figura 4.9. 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 A_{HO} 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 A_{HO} pasa a ser igual a A_{HB} , 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 Bootstrap es necesario dimensionar correctamente al capacitor C_{BS} con el fin de que pueda proveer la carga suficiente durante el tiempo en el que el MOS esté encendido.

4.1.2.5. Dimensionamiento de capacitor de bootstrap

Para el dimensionamiento se tuvieron en cuenta sugerencias y procedimientos descrito en [1] y [2].

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

los MOS del lado superior, esta corriente proviene del capacitor de bootstrap. En la implementación del puente H se decidió colocar resistencias entre gate y source. Estas aparecen como R1, R2, R3 y R4 en la figura 4.10. Debido a la diferencia de tensión entre gate-source, se genera una corriente constante en estas resistencias durante el tiempo que el MOS esté encendido, que también debe ser provista por el bootstrap.

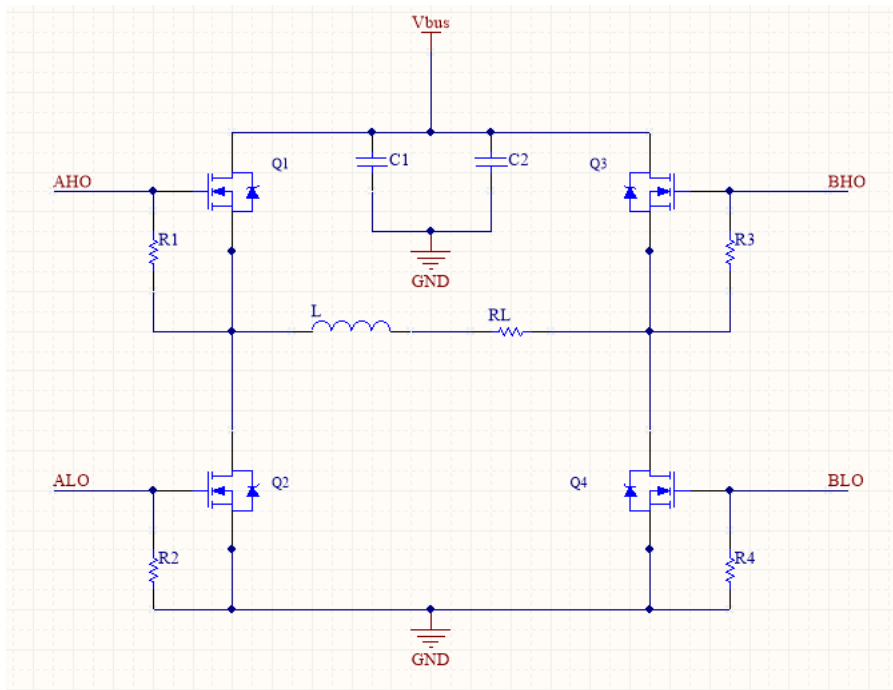


Figura 4.10: Puente H.

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 estos efectos mencionados anteriormente. Para

ello se parte planteando la carga que almacena el capacitor bootstrap. Esta se obtiene como:

$$Q_B = C_B * V_B \quad (4.2)$$

En la ecuación 4.2, Q_B es la carga total del capacitor de bootstrap, C_B es la propia capacidad del capacitor, y V_B 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_B pueda abastecer también al gate, a la resistencia entre gate-source y al diodo en inversa. Por lo tanto:

$$Q_B > Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}} \quad (4.3)$$

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 4.2 en la 4.3 se obtiene:

$$C_{BS} > \frac{Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}}}{\Delta V_B} \quad (4.4)$$

Según la hoja de datos [5] del MOSFET IPB160N04, $Q_G = 170$ nC. Por lo tanto, adoptando una caída de tensión tolerable en el capacitor de $\Delta V_B = 0.1$ V y

considerando la información brindada por las hojas de datos, es posible dimensionar el capacitor para que este posea una carga suficiente para mantener siempre encendido al MOSFET utilizando la inecuación 4.4 .

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 [3] 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 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 ($V_B=12V$) dividido el valor de la resistencia gate-source. Esta resistencia 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 4.7), se decidió superponer una conmutación auxiliar de 50 kHz.

Ver de achicar esta ecuacion

$$C_{BS} > \frac{Q_G + Q_{RR} + \frac{I_{DR} + I_{GS}}{f_{PWM}}}{\Delta V_B} > \frac{170nC + 0,625nC + \frac{2mA + 2,55mA}{50KHz}}{0,1V} > 2,61\mu F \quad (4.5)$$

Por lo tanto, una capacidad mayor a $2,61\mu F$ 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 $5,6\mu F$ cada uno con el objetivo de reducir la resistencia serie.

4.1.2.5.1 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 4.10 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.

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

Se eligen los TVS SMAJ15 con una tensión bidireccional de $\pm 15\text{V}$. y se colocan entre el gate y source de cada transistor.

4.1.2.5.3 Tiempo muerto

Para evitar generar un cortocircuito durante la conmutación de los transistores, el driver HIP4081A permite configurar un tiempo muerto que debe transcurrir desde que se apaga un transistor y se enciende el próximo. Esto se configura mediante dos resistencias conectadas a 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 [5] 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 se elige que el deadtime sea de 100 ns, para tener un margen, además de que 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 K Ω .

4.1.2.6. Dimensionamiento de los capacitores de fuente

Para reducir el consumo de potencia de la red se utilizan capacitores en paralelo a la fuente de +24V. Esto permite que, una vez que la fuente cargó inicialmente el inductor, en las conmutaciones sucesivas la carga del inductor pase a dichos capacitores en un semiciclo y viceversa en el otro ciclo de conmutación. Idealmente, esta transferencia de energía no tiene pérdidas. Por lo tanto, el consumo de potencia queda reducido a la pérdida 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, disipan mucha potencia en forma de calor y se acorta su vida útil. Además generan ripple en la tensión V_{BUS} .

En la figura 4.10 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 ocurrirá en el semiciclo apagado, pero con valor medio $-I_L$. Por lo tanto, la corriente tendrá la forma que se muestra en la figura 4.11

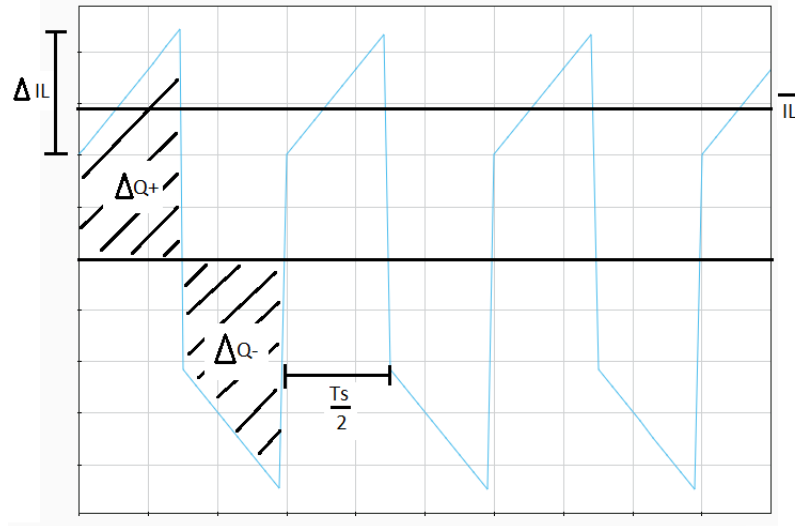


Figura 4.11: Forma de onda de la corriente en C1 y C2.

Sabiendo que por el electroimán circulará una corriente media de 21 A en condiciones normales de trabajo, la carga del capacitor se puede calcular como:

$$\begin{aligned}\Delta Q &= \int I dt \\ \Delta Q^+ &= \frac{T_S}{2} * \Delta I_L * \frac{1}{2} + \left(\langle I_L \rangle - \frac{\Delta I_L}{2} \right) * \frac{T_S}{2} \\ \Delta Q^+ &= \langle I_L \rangle * \frac{T_S}{2}\end{aligned}\tag{4.6}$$

Considerando $\Delta I_L = 500mA$ y $T = 0,47ms$ que corresponde a $Y = 2mm$ según la [Tabla 4.1.](#)

$$\Delta Q = 21A * \frac{0,47ms}{2} \approx 5mC\tag{4.7}$$

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

$$c = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = 10mF \quad (4.8)$$

Para obtener este valor de capacidad utilizamos varios capacitores en paralelo para disminuir la ESR, como se muestra en la figura 4.12. 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:

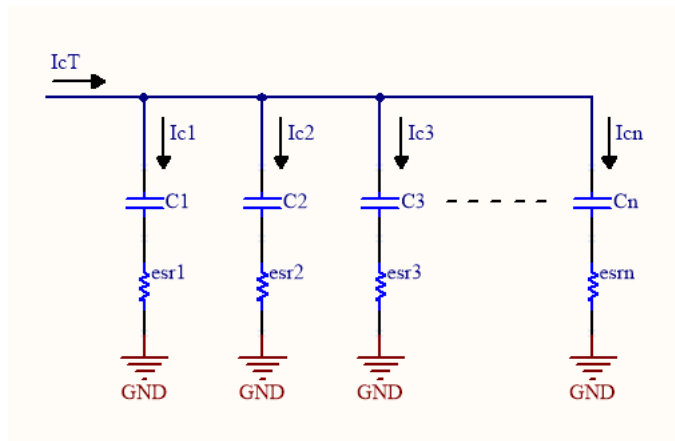


Figura 4.12: Capacitores de la fuente.

$$C = C1 + C2 + \dots + C_n \quad (4.9)$$

Si todos los valores de ESR son iguales obtenemos

$$R_T = \frac{R_{ESR}}{n} \quad (4.10)$$

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

$$P = I^2 * R_T = 21,25^2 * \frac{R_{ESR}}{n} \quad (4.11)$$

Se decidió utilizar 6 capacitores de 2200 uF/50V con una ESR de 17 Ω (datos obtenidos de [4]).

Por lo tanto reemplazando en la ecuación 4.4 se obtiene que la potencia disipada es de:

$$P = 1,28W \quad (4.12)$$

4.1.2.7. Conmutación de alta frecuencia para el bootstrap

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

Para poder asegurar un periodo de conmutación constante y conocido se agrega un bloque que superpone una conmutación de alta frecuencia a la señal de control que ingresa al mosfet driver. De esta manera se producen conmutaciones en un intervalo regular 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 4.13 a la salida del comparador con histéresis. La frecuencia de conmutación se puede obtener en función de C1 como:

$$F_{aux} = \frac{4,5 * 10^{-5}}{C1} [Hz] \quad (4.13)$$

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 $C1 = 900 \text{ pF}$.

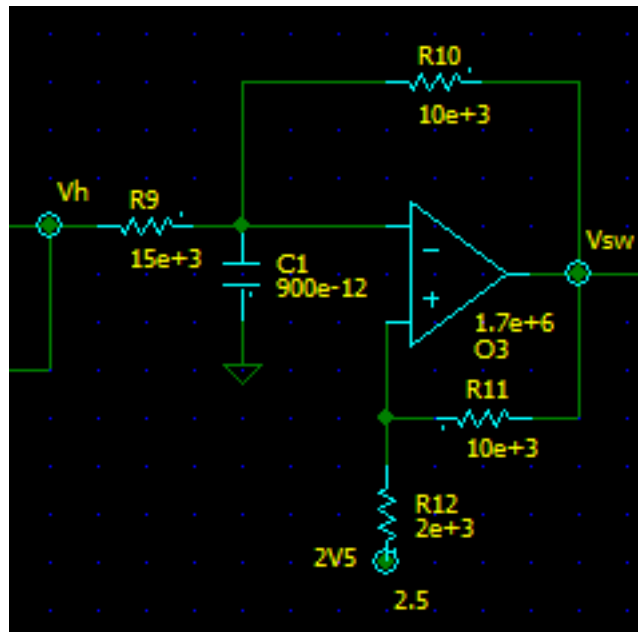


Figura 4.13: Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.

4.1.2.8. Simulación del sistema con oscilador auxiliar

En la figura 4.14 se muestran las formas de onda obtenidas considerando el oscilador auxiliar necesario para el funcionamiento del bootstrap.

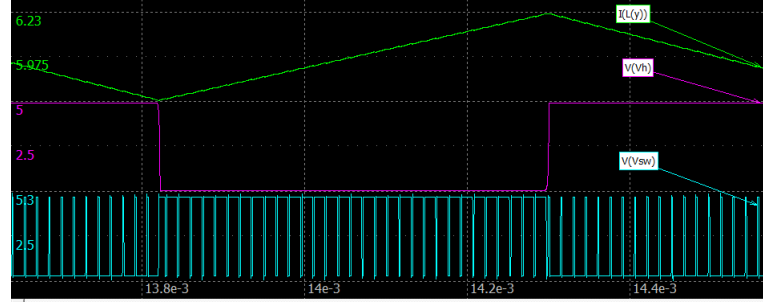


Figura 4.14: Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar.

4.1.3. Características estáticas y dinámicas del controlador

4.1.3.1. 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):

$$I_L = V_{i.ref} * \frac{K_{in}}{H(s)} = V_{i.ref} * 6 \frac{A}{V} \quad (4.14)$$

4.1.3.2. Frecuencia de conmutación de la corriente

La frecuencia de conmutación del sistema se obtiene con:

$$f_{sw} = \frac{V_{BUS}}{2 * \Delta I_L * L(y)} \quad (4.15)$$

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

4.1.3.3. 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:

$$f_{polo} = \frac{1}{2\pi * L(y)} \quad (4.16)$$

Al convertirlo a frecuencia angular:

$$\omega_{polo} = \frac{1}{2\pi * L(y)} \quad (4.17)$$

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

$$\omega_{polo} = \frac{0,2}{16,44\text{mHy}} = 12,17\text{r/s} \quad (4.18)$$

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

$$\Delta T[s] = \frac{\Delta I_L * (L(y) + L_\infty)}{V_{BUS}} \quad (4.19)$$

Considerando $R_l=0.2 \Omega$

En la ecuación 4.19, 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 4.15,

4.17 y 4.19 se armó la tabla 4.1.

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

4.1.4. Transferencia lineal del controlador de corriente

En la ecuación 4.20 se muestra la transferencia linealizada del controlador de corriente.

$$TLC_{CC} = \frac{64}{1 + \frac{s}{\omega_{polo}}} \quad (4.20)$$

Capítulo 5

Estimador Analógico

5.1. Diseño y modelado del Estimador Analógico

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 conmutando continuamente (incluso para corriente nula) para tener siempre una estimación disponible.

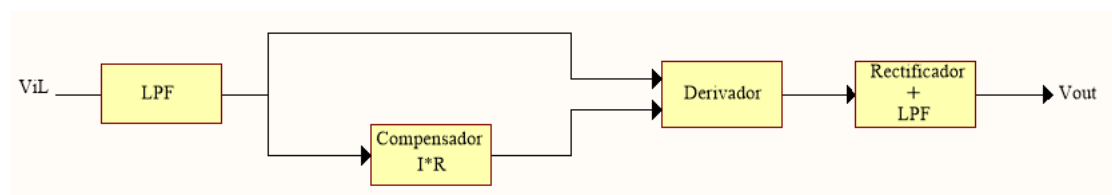


Figura 5.1: Diagrama en Bloques del Estimador.

Se implementa un estimador compuesto por los bloques mostrados en la figura 5.1. A este le ingresa una tensión triangular (V_{iL}) 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 V_{iL} , la forma de onda resultante a su salida es aproximadamente cuadrada, y sus valores de alto y bajo se corresponden con las pendientes de bajada y subida multiplicadas por 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 $I \cdot R$, 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 (V_{out}) proporcional a la distancia de separación del gap (Y_o).

5.1.1. 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 5.2.

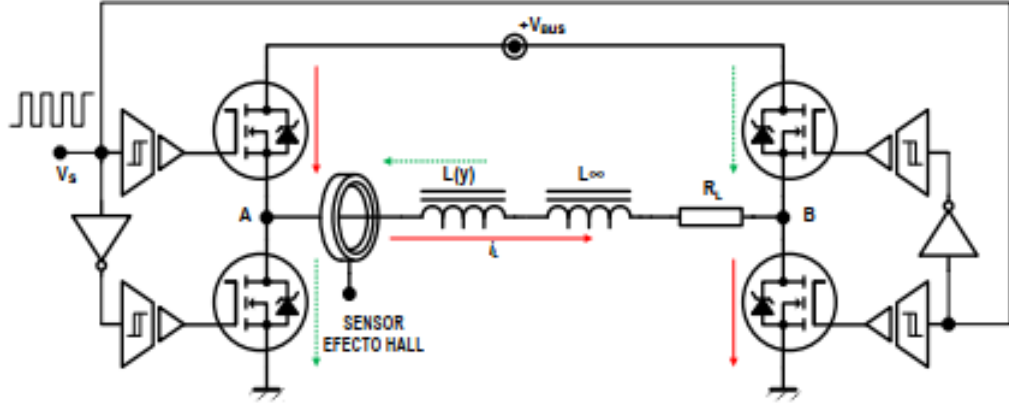


Figura 5.2: Circuito del electroimán con el driver de corriente.

Sabiendo que $L(y)$ se puede aproximar como en la ecuación 5.1, y que L_∞ (inductancia de dispersión) es la inductancia del electroimán sin la pieza en forma de “T” :

$$L(y) \approx \mu_0 \frac{N^2 * A}{2Y} \quad (5.1)$$

$$\pm V_{BUS} - L(y) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_\infty * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (5.2)$$

Asumiendo que:

$$V_{BUS} \gg i_L * R_L \quad (5.3)$$

Se aproxima la derivada de la corriente como:

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right| \simeq \frac{V_{BUS}}{L(y) + L_\infty} = \frac{V_{BUS}}{L_T(y)} \quad (5.4)$$

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 5.4.

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right|_{Lineal} = 194690 * Y[m] + 676 \text{ A/s} \quad (5.5)$$

5.1.2. Modelo circuital del estimador de posición

Para poder obtener $\left| \frac{di_L}{dt} \right|$ se utiliza un circuito derivador con un amplificador operacional como se observa en la figura 5.3.

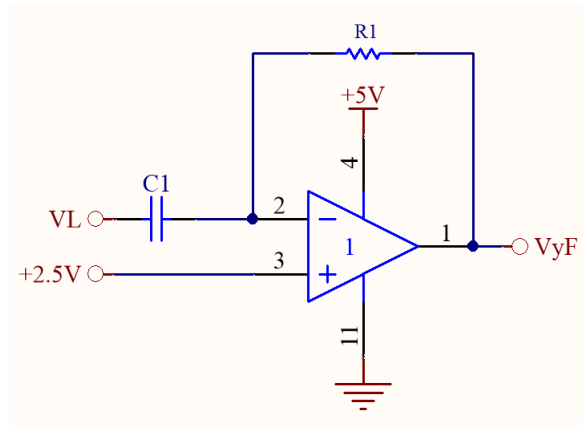


Figura 5.3: Circuito derivador.

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

$$V_{yf}(t) = 2,5V - \frac{dV_L}{dt} * C_1 * R_1 \quad (5.6)$$

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

$$V_{yf}(t) = 2,5V - \frac{di_L}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \quad (5.7)$$

$V_{yf}(t)$ tiene variaciones alrededor del setpoint de 2.5 V. Por lo tanto, para evitar

la saturación del derivador se debe cumplir que:

$$\left| -\frac{diL}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \right| \leq 2,5V \quad (5.8)$$

Por lo tanto, con la ecuación 5.4 y 5.5:

$$C_1 * R_1 \leq \frac{2,5 V * L_{min}}{V_{BUS} * K_h} \quad (5.9)$$

Con $L_{min} = L_T(5 \text{ mm}) = 14,9 \text{ mH}$ (teniendo en cuenta la inductancia de dispersión) se obtiene:

$$C_1 * R_1 \leq 29,1 \text{ ms} \quad (5.10)$$

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 5.5 y 5.8, y considerando una variación en torno a 2.5V se obtiene:

$$Vyf(y) = |Kh * C_1 * R_1 * di/dt| + 2,5V = 0,2595 * y(mm) + 3,4V \quad (5.11)$$

Se puede observar en la tabla 5.1 que para el rango de valores posibles en los que el electroimán trabajará, el estimador posee un rango de salida $\Delta Vyf_{Lineal}(5 - 2 \text{ mm}) = 0,78 \text{ V}$.

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

Tabla 5.1: V_{yf} en función de la posición.

5.1.3. 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 5.13), como se observa en la figura 5.4.

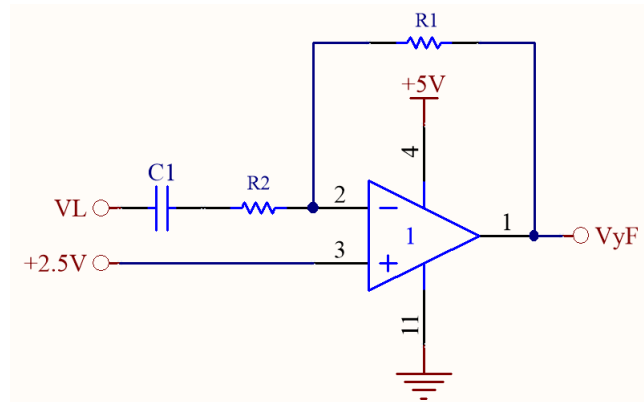


Figura 5.4: Circuito derivador compensado

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.

$$A(w) = \frac{1778279}{\left(\frac{s}{2\pi \cdot 20} + 1\right)} \quad (5.12)$$

$$\frac{1}{H(w)} = \frac{1 + s * C_1 * (R_1 + R_2)}{1 + s * C_1 * R_2} \simeq \frac{1 + s * C_1 * R_1}{1 + s * C_1 * R_2} \quad (5.13)$$

Para compensar el circuito se coloca un polo en 16 kHz, dando como resultado $R_2 = 10 \text{ ohm}$, $C_1 = 1 \text{ uF}$ y $R_1 = 25 \text{ kOhm}$ y un margen de fase de $\phi = 49,6^\circ$, como se puede observar en la figura 5.5.

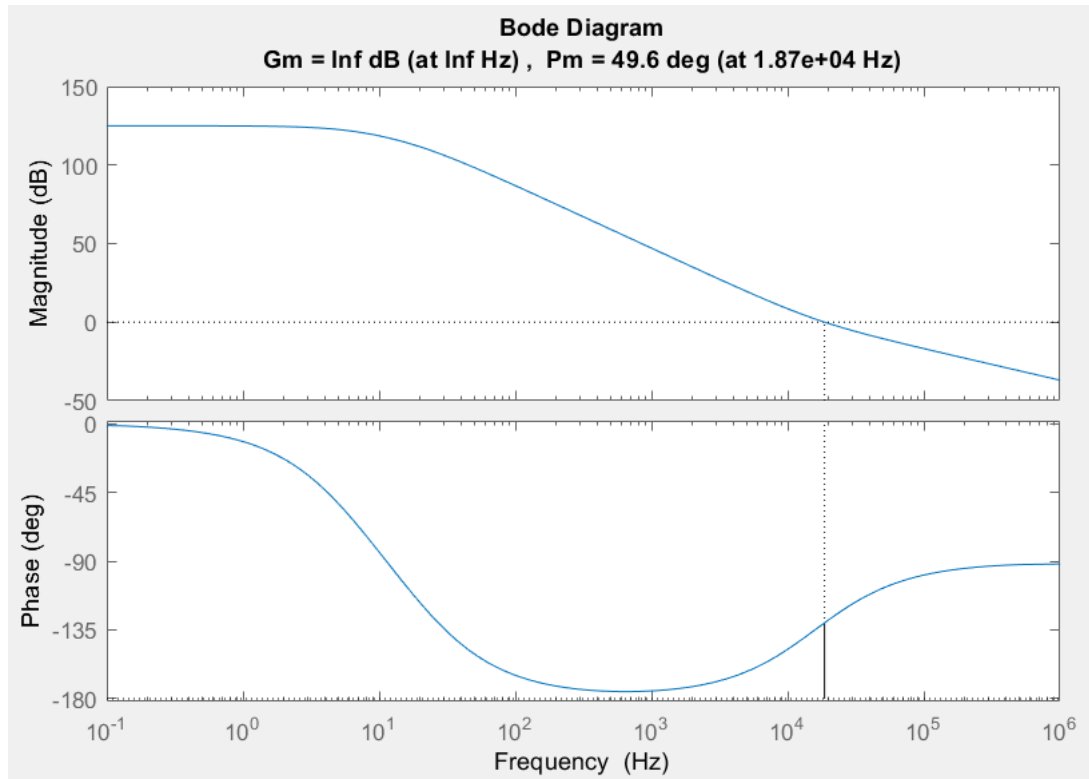


Figura 5.5: GH del derivador compensado.png

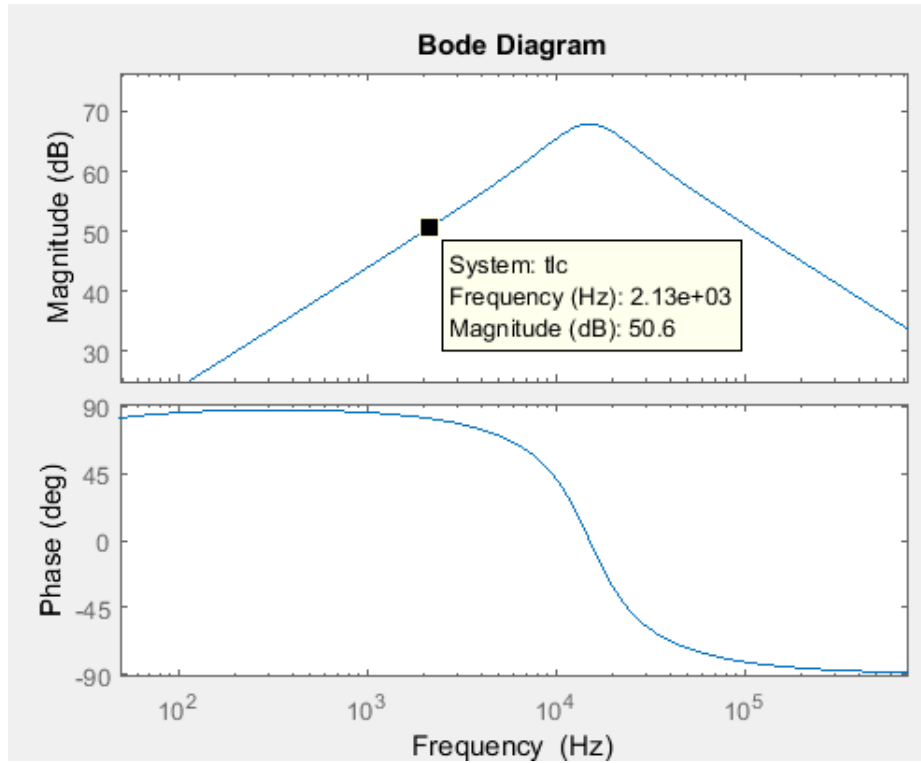


Figura 5.6: Transferencia de lazo cerrado

Como se observa en la figura 5.6 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:

$$Tlc_{derivador} = \frac{V_{yf}}{V_{il}} = \frac{-0,025 * s}{1 + \left(\frac{2*0,473}{94,5 \text{ krad/s}}\right) * s + \left(\frac{s}{94,5 \text{ krad/s}}\right)^2} \quad (5.14)$$

5.1.4. 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 5.7 se puede ver el filtro utilizado y en la figura 5.8, su respuesta en frecuencia.

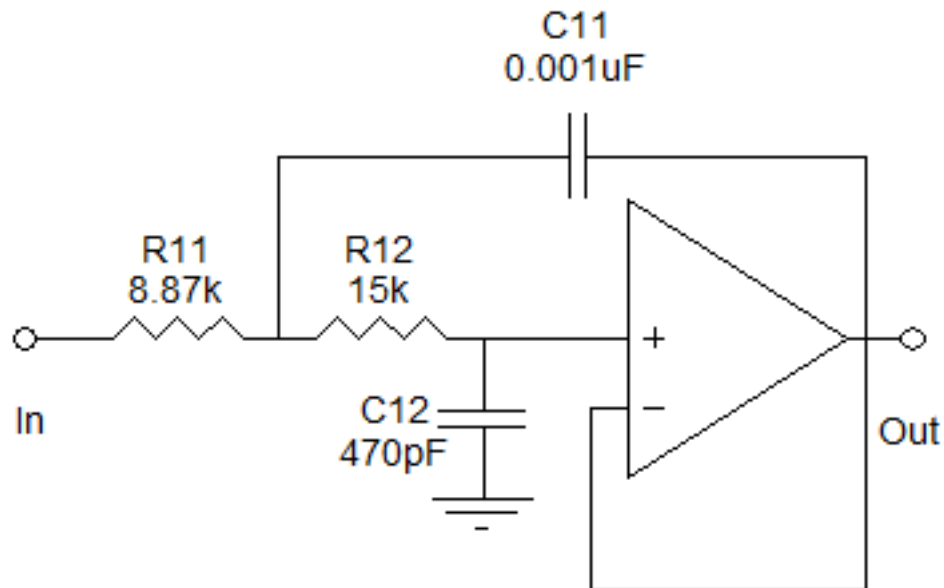


Figura 5.7: Filtro para la entrada del derivador

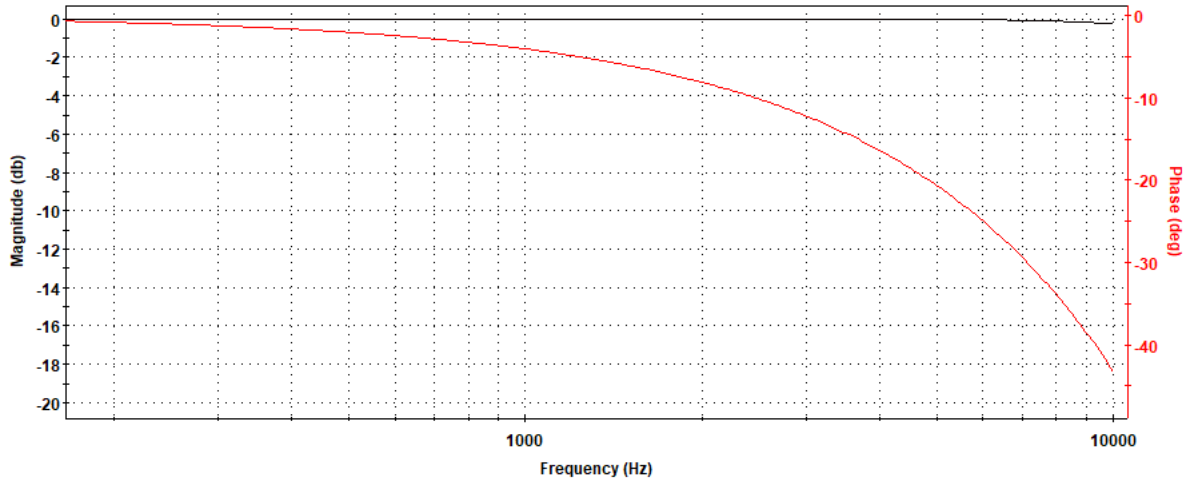


Figura 5.8: Respuesta en frecuencia del filtro activo

5.1.5. Compensación $I \cdot R$

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 $24V - I \cdot R$ y durante el T_{OFF} se aplican $-24V - I \cdot R$, haciendo que las pendientes sean distintas.

$$\pm V_{BUS} - L(y) * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - L_{\infty} * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - R_L * I_L = 0 \quad (5.15)$$

Cómo $R_L = 0,2 \, \Omega$ y suponiendo una corriente de $21 \, A$

$$\pm V_{BUS} - R_L * I_L = \pm 24 - 4,2 \quad (5.16)$$

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

$$V_{BUS} - R_L * I_L = +24 - 4,2 = 19,8V \quad (5.17)$$

Para $V_{BUS} = -24 \text{ V}$

$$V_{BUS} - R_L * I_L = -24 - 4,2 = -28,2V \quad (5.18)$$

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

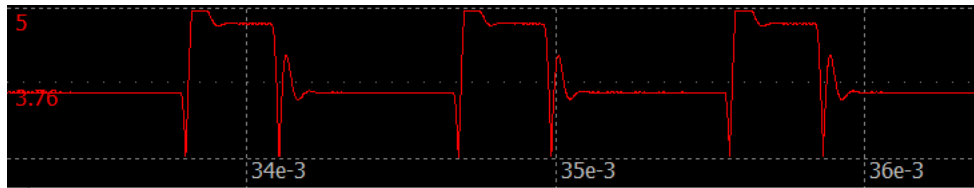


Figura 5.9: Forma de onda luego de rectificar sin compensación IR.

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 5.10.

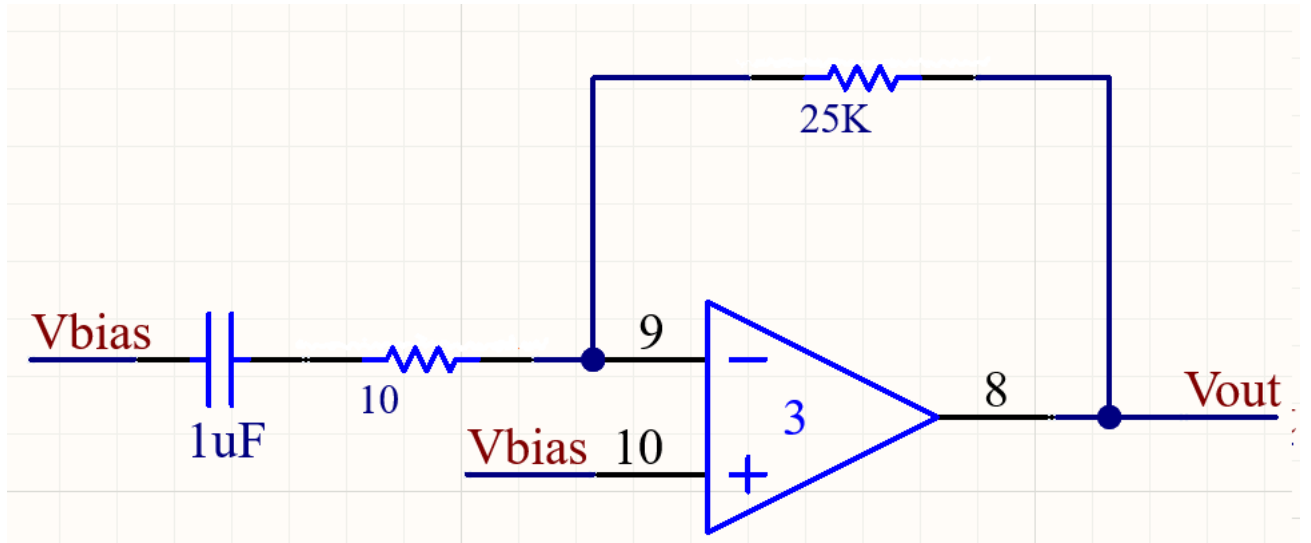


Figura 5.10: Esquema circuital del derivador.

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:

$$Vyf_{off} = V_{bias} + Kh * \tau * \frac{V_{bus} + Il * R}{L} \quad (5.19)$$

Para la pendiente de subida se tiene:

$$Vyf_{on} = V_{bias} - Kh * \tau * \frac{V_{bus} - Il * R}{L} \quad (5.20)$$

Queremos que se cumpla:

$$Vyf_{off} - 2,5 V = 2,5 V - Vyf_{on} \quad (5.21)$$

Se despeja V_{bias} y se llega a:

$$V_{bias} = 2,5 V - Kh * Il * \tau * \frac{R}{L} \quad (5.22)$$

Se tiene $Kh = 53,3 \frac{mV}{A}$, $R = 0,2 \Omega$, $\tau = 25 ms$. En cuanto a la inductancia, se utiliza: $L_T(y) = 16,44 mHy$ (para $Y_o = 4mm$).

ViL 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 5.21 se utiliza el circuito mostrado en la figura 5.11 Este circuito compensa la diferencia de pendientes, el error de 0.1V y genera V_{bias} para ingresar al derivador.

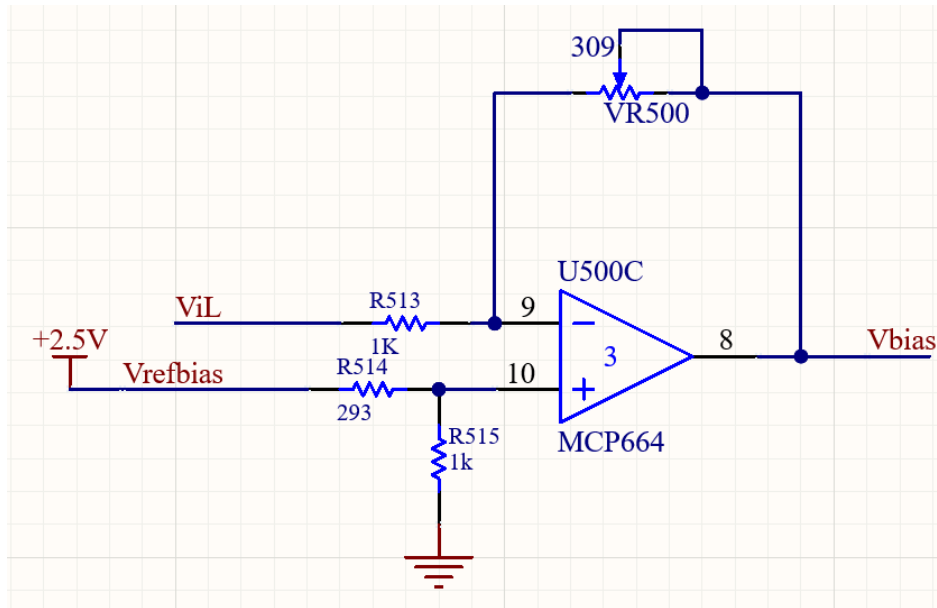


Figura 5.11: Generación de V_{bias} .

A partir del circuito de la figura 5.11 se obtiene:

$$V_{bias} = -\frac{R_4}{R_3}(K_h I_L + 0,1V) + V_{Ref_{bias}}(1 + \frac{R_4}{R_3}) * (\frac{R_1}{R_1 + R_2}) \quad (5.23)$$

Para poder llegar a la expresión de la ecuación 5.16 se debe cumplir que:

1. $-\frac{R_4}{R_3} = -\tau * \frac{R}{L} = -0,304$
2. $-\frac{R_4}{R_3}(0,1V) + V_{Ref_{bias}}(1 + \frac{R_4}{R_3}) * (\frac{R_1}{R_1 + R_2}) = 2,5V$

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 5.12 se muestra como cambia la forma de onda.

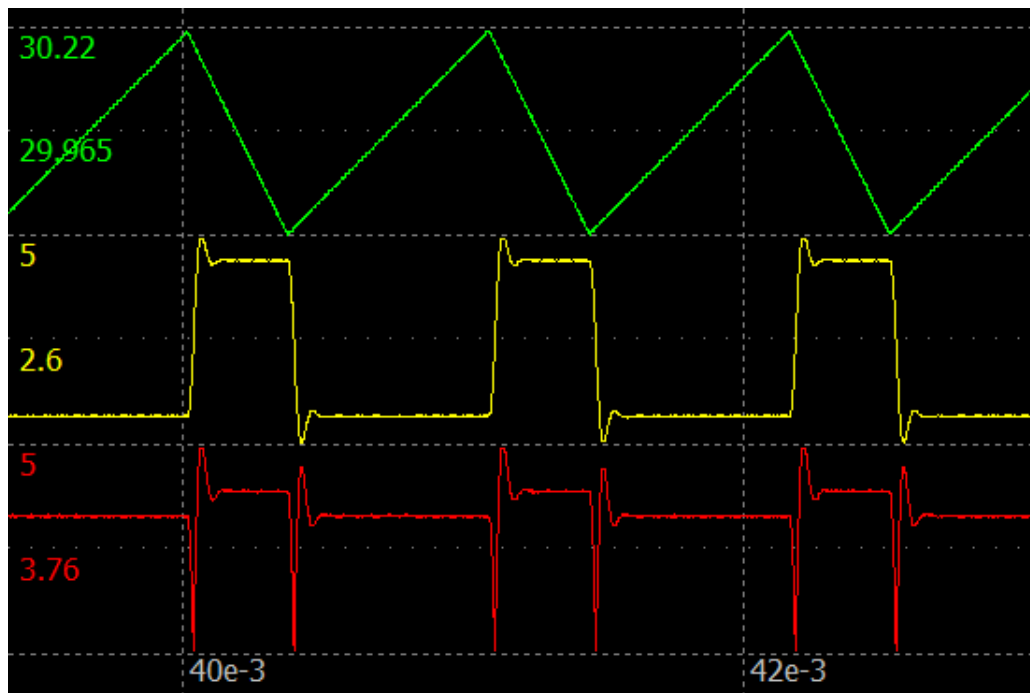


Figura 5.12: Formas de onda obtenidas en la simulación

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 $I \cdot R$.

5.1.6. Rectificador, Restador y Filtrado

5.1.6.1. Rectificador

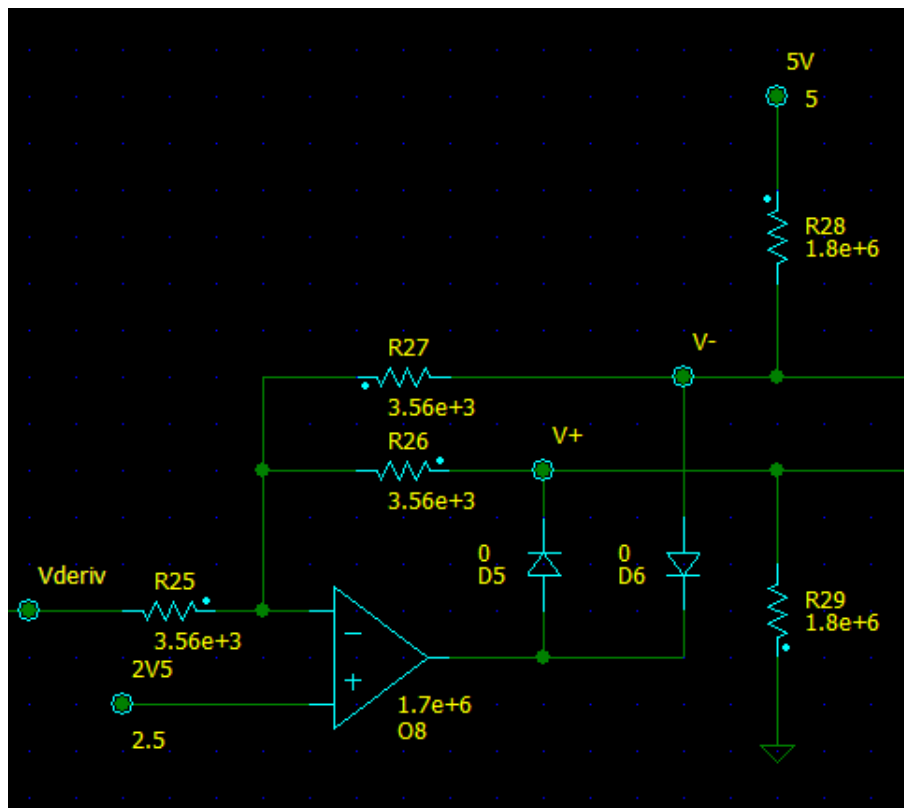


Figura 5.13: Rectificador y restador.

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:

$$I_{R25} = \frac{2,5V - V_{deriv}}{R_{25}} \quad (5.24)$$

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:

$$V^+ = I_{R25} * R_{26} + 2,5V = \frac{2,5V - V_{deriv}}{R_{25}} * R_{26} + 2,5V \quad (5.25)$$

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

$$V^+ = 2,5V - V_{deriv} + 2,5V = 5V - V_{deriv} \quad (5.26)$$

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

$$V^- = 5V - V_{deriv} \quad (5.27)$$

Cuando D5 está activo, $V^- = 2,5 V$ y cuando lo está D6, $V^+ = 2.5 V$

5.1.6.2. Restador

Se utiliza un amplificador operacional en modo diferencial como restador como se observa en la figura 5.14 y se obtiene lo siguiente.

Cuando $V_{deriv} < 2.5V$:

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2,5V = (5V - V_{deriv}) - (2,5V) + 2,5V = 5V - V_{deriv} \quad (5.28)$$

Cuando $V_{deriv} > 2.5V$:

$$V_{estim} = V^+ - V^- + 2,5V = 2,5V - (5V - V_{deriv}) + 2,5V = V_{deriv} \quad (5.29)$$

Si tomamos a V_{deriv} como $V_{deriv} = \Delta V_{deriv} + 2,5V$, reemplazando en los dos casos

obtenemos que:

$$V_{estim} = 2,5V + |\Delta V_{deriv}| \quad (5.30)$$

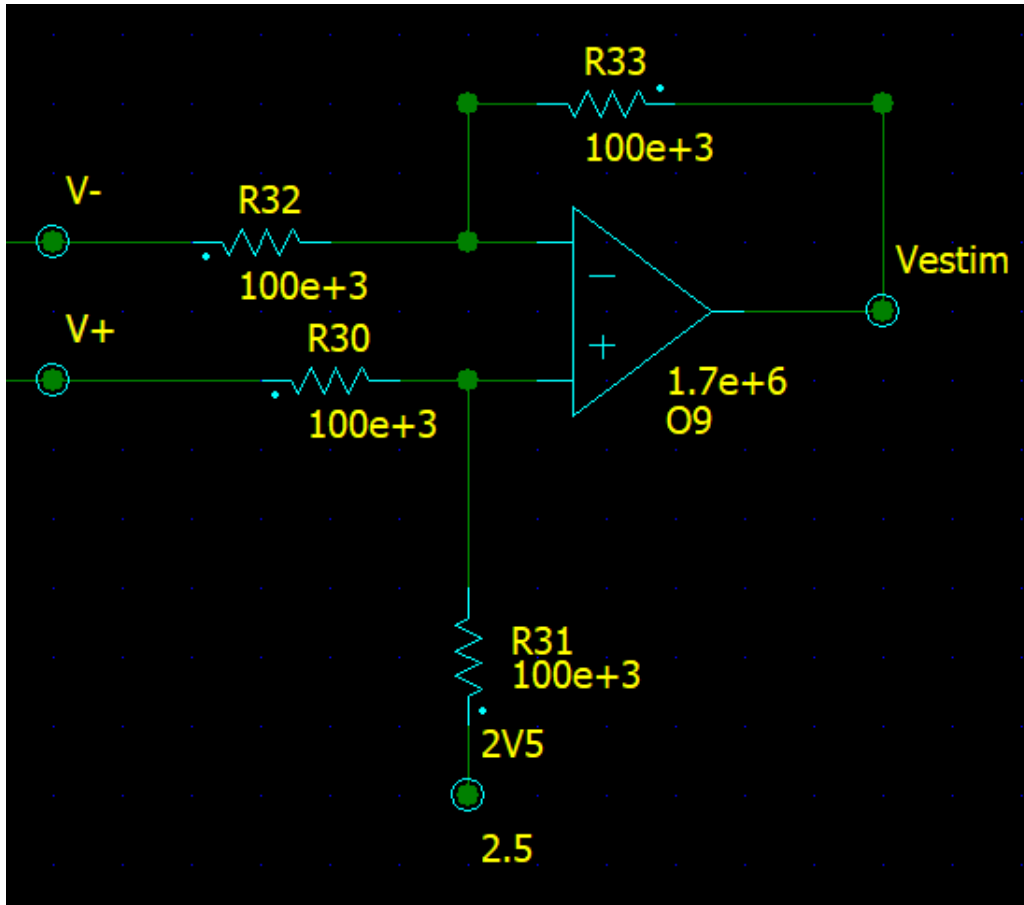


Figura 5.14: Restador.

5.1.6.3. Etapa de filtrado

En el restador se implementa un filtrado adicional a la señal de salida como se observa en la figura 5.15. De esta última etapa, considerando que $C_5 = C_6 = C$ y $R_{33} = R_{31} = R$, se obtiene:

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + S * C * R} * (V^+ - V^- + 2,5V) = \frac{1}{1 + S * C * R} * (2,5V + |\Delta V_{deriv}|) \quad (5.31)$$

$$V_{estim} = \frac{1}{1 + S * C * R} * |\Delta V_{deriv}| + 2,5V \quad (5.32)$$

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

1. $C = 10 \text{ nF}$
2. $R = 100 \text{ Kohm}$
3. $\frac{1}{2 * \pi * C * R} = 159,2 \text{ Hz}$

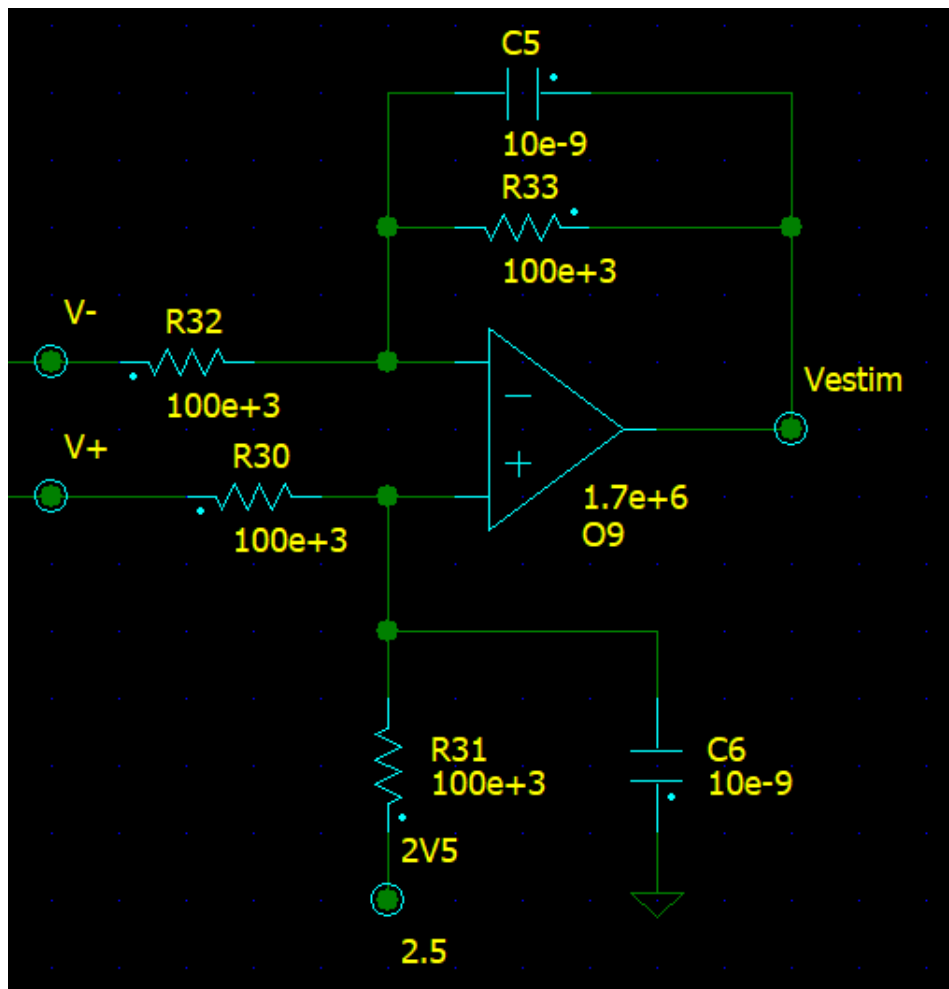


Figura 5.15: Esquema circuital del restador con una etapa de filtrado en $159,2 \text{ Hz}$.

5.1.7. Circuito completo

En la figura 5.16 se puede observar el circuito completo utilizado para la implementación del rectificador, restador y filtrado.

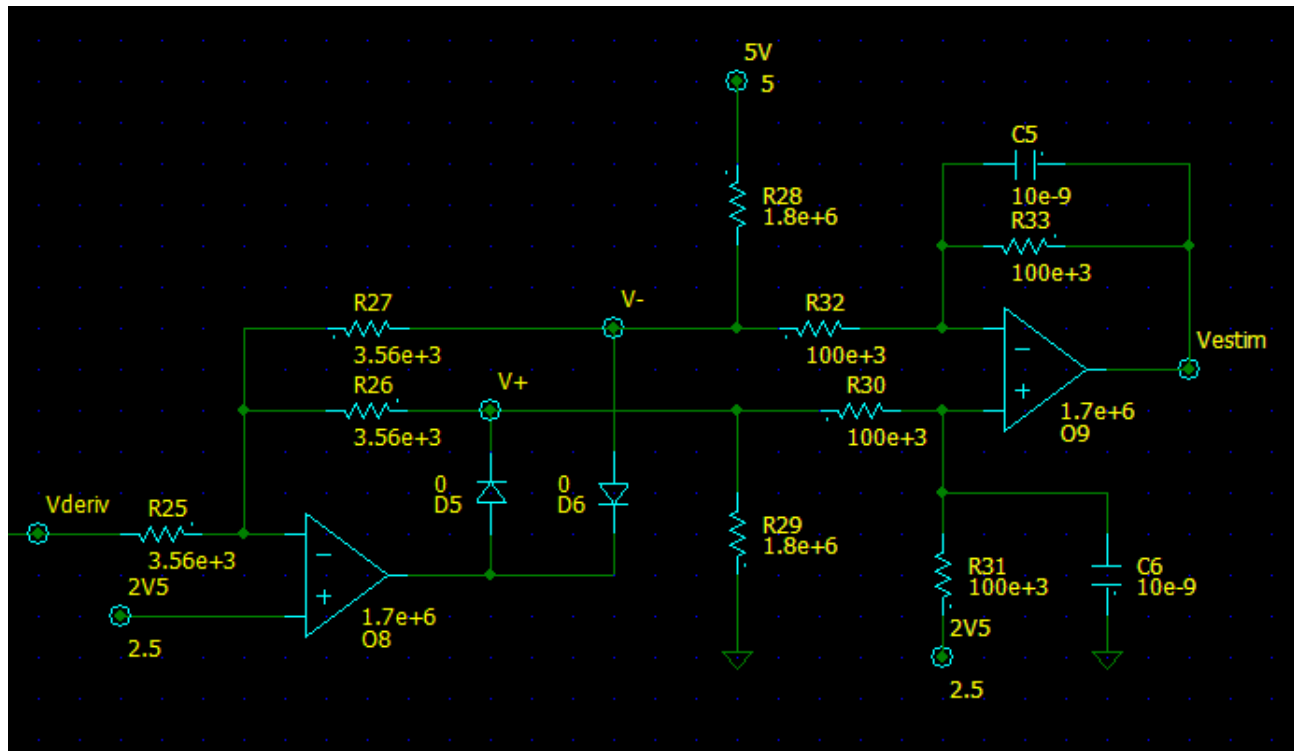


Figura 5.16: Circuito estimador de posición completo

5.1.8. Simulación de estimador completo

En la figura 5.17 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.

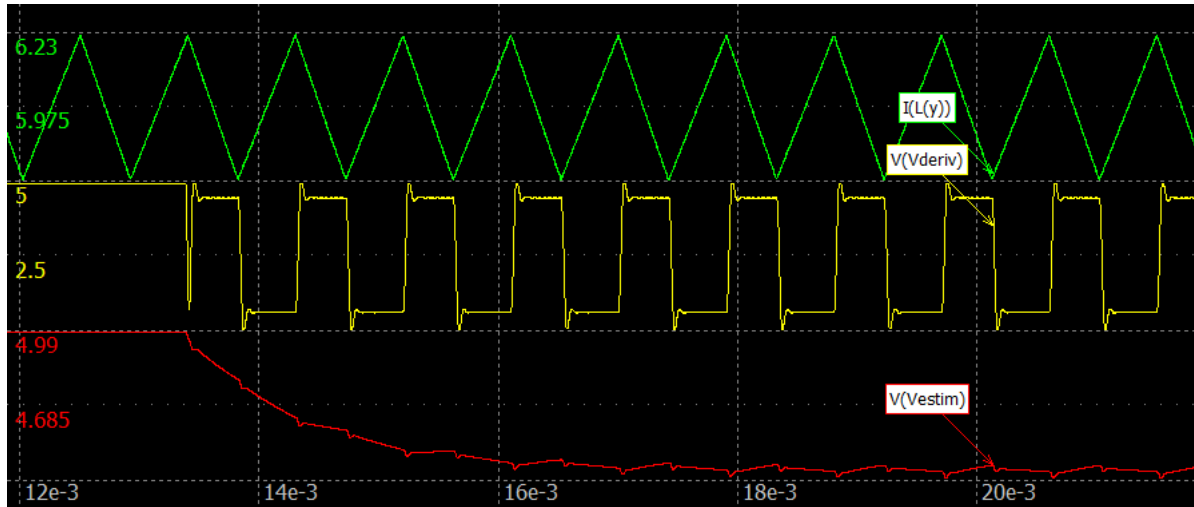


Figura 5.17: Simulación final del estimador.

En la figura 5.2 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 5.2: Resultados de simulación del estimador.

5.1.9. Transferencia final del estimador de posición:

Para la transferencia de lazo cerrado del derivador se obtiene:

$$Tl_{derivador} = \frac{V_{deriv}}{Vil} = \frac{-0,025 * s}{1 + \left(\frac{2*0,473}{94,5 \text{ krad/s}}\right) * s + \left(\frac{s}{94,5 \text{ krad/s}}\right)^2} \quad (5.33)$$

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:

$$Tlc_{estimador} = \frac{V_{estim}}{Vil} = \frac{0,025 * s}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0,473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (5.34)$$

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

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{s * Vil} = \frac{V_{estim}}{kh * s * I_L} = \frac{0,025}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0,473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (5.35)$$

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

$$\left| \frac{di_L}{dt} \right|_{Lineal} = 194690 * Y[m] + 676 \text{ A/s} \quad (5.36)$$

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

Reemplazando se obtiene:

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259,6}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [1 + (\frac{2*0,473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (5.37)$$

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:

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259,6}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * [(1 + \frac{s}{60 \text{ Krad/s}})]^2 * [1 + (\frac{2*0,473}{94,5 \text{ Krad/s}}) * s + (\frac{s}{94,5 \text{ Krad/s}})^2]} \quad (5.38)$$

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

$$Tlc' = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = \frac{259,6}{(1 + \frac{s}{1 \text{ Krad/s}}) * (1 + \frac{s}{60 \text{ Krad/s}})^2} \quad (5.39)$$

Capítulo 6

Compensador Analogico

6.1. Compensador Analogico

Se plantea una compensación como la que se muestra en la figura 6.1. 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.

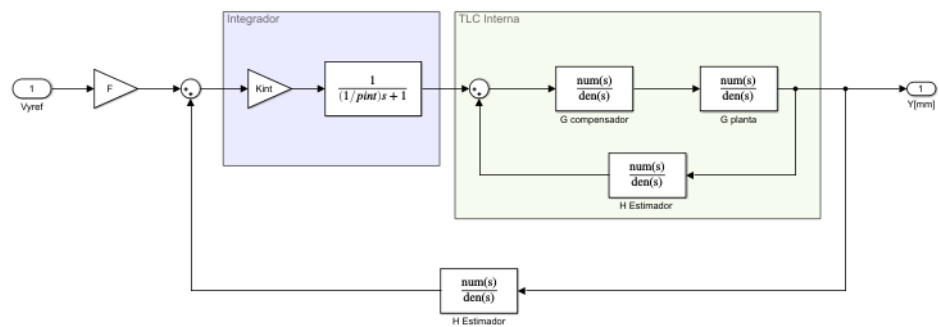


Figura 6.1: Diagrama del sistema completo.

6.1.1. Diseño de compensador por adelanto de fase

A partir de las transferencias de la planta, el controlador de corriente y el estimador de posición, se realizó el diseño de un compensador analógico por el método de adelanto de fase. Se llegó a la siguiente transferencia:

$$G_c(s) = 10 * [20,346 * \frac{(s + 44,3)}{(s + 902,1)}]^2 \quad (6.1)$$

A continuación se diseña un circuito analógico correspondiente a este compensador.

6.1.2. Diseño circuital

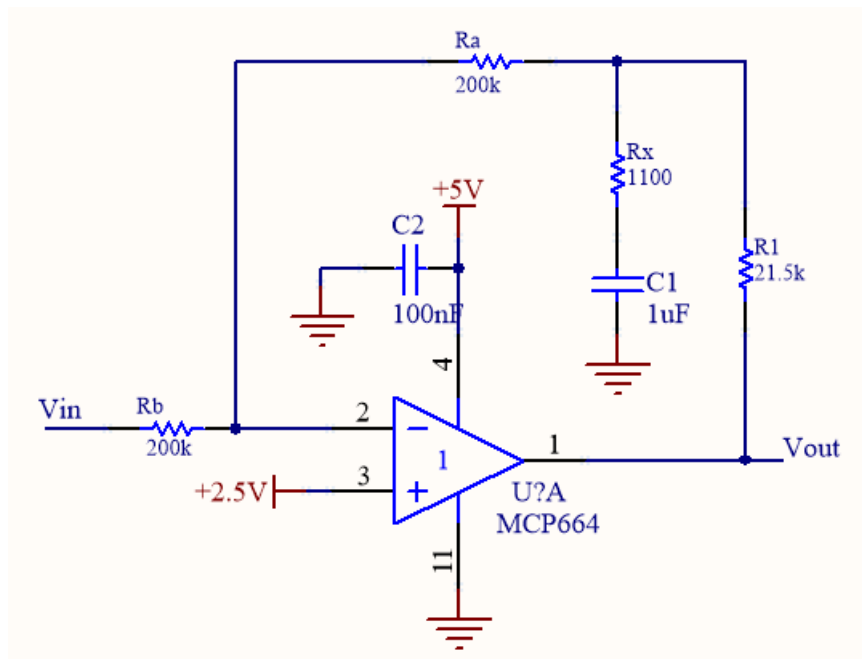


Figura 6.2: Diseño circuital de una red de adelanto de fase.

Para cada etapa del compensador por adelante, se utilizará la topología mostrada en la figura 6.2. 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:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_a}{R_b} * \frac{1 + sC(R_x + R1)}{1 + sCR_x} \quad (6.2)$$

Por lo tanto, para tener polo = 902.1 Hz y zero = 44.3, y eligiendo el capacitor $C = 1\mu F$, 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 6.3. Para lograr una ganancia de $K=10$ se utiliza $R_{322} = 1K$ y $R_{323} = 10K$.

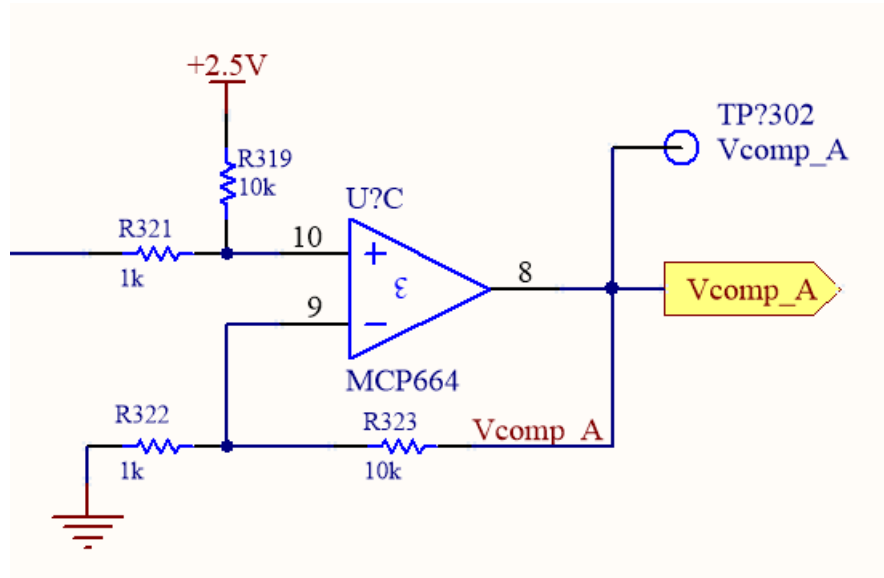


Figura 6.3: Etapa de ganancia del compensador.

6.1.3. Compensador con integrador

Para el análisis se tiene que la realimentación es:

$$H_{estim} = \frac{V_{estim}}{Y[m]} = -\frac{259,6}{(1 + \frac{s}{1Kr/s}) * (1 + \frac{s}{60Kr/s})^2} \quad (6.3)$$

Y la cadena de avance, con $m=30$ Kg e $Y_o=5$ mm, es

$$G[m = 30Kg] = TLC[m = 30Kg] * G_{integrador} \quad (6.4)$$

Podemos plantear un compensador del tipo:

$$G_{int} = K_{int} * \frac{1}{\frac{s}{P_{int}} + 1} \quad (6.5)$$

Por medio de la técnica de lugar de raíces y considerando $P_{int}=0.1$ r/s se concluye que la ganancia del integrador que garantiza la estabilidad del sistema es $K_{int} = 50$.

6.1.3.1. Implementación circuital del integrador

En la figura 6.4 se puede observar la topología y los valores utilizados en cada componente para el diseño del circuito integrador.

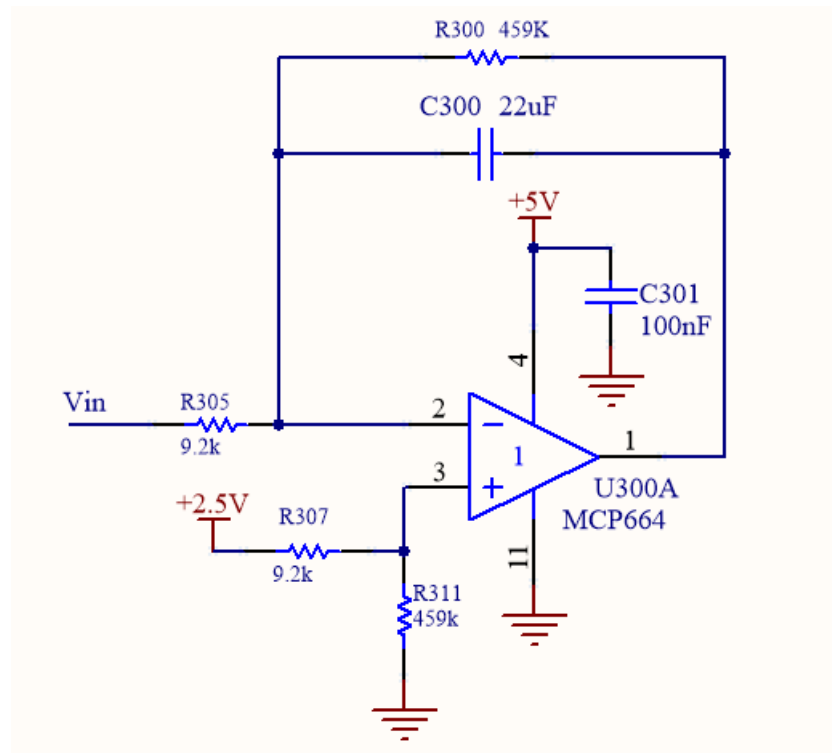


Figura 6.4: Implementación circuital del integrador.

6.1.3.2. 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:

$$Ganancia_{TLC'} \simeq \frac{1}{H_{estim}} = -\frac{1}{260} \quad (6.6)$$

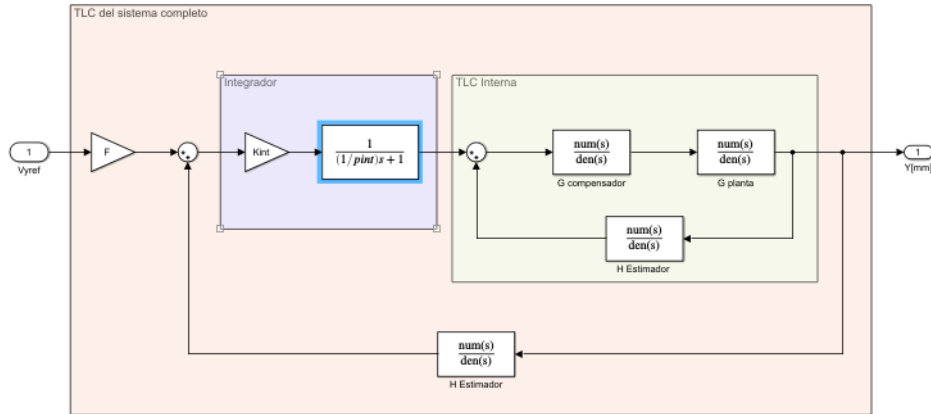


Figura 6.5: Diagrama en bloques final.

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:

$$Y[m] = F * \left(-\frac{1}{260}\right) * V_{in} = \frac{1}{260} * V_{in} \quad (6.7)$$

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

Tabla 6.1: Tensión de referencia $[V_{in}]$ Vs separación deseada $[Y]$.

6.1.3.3. Implementación circuital del bloque de ganancia de entrada “F”

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 6.6.

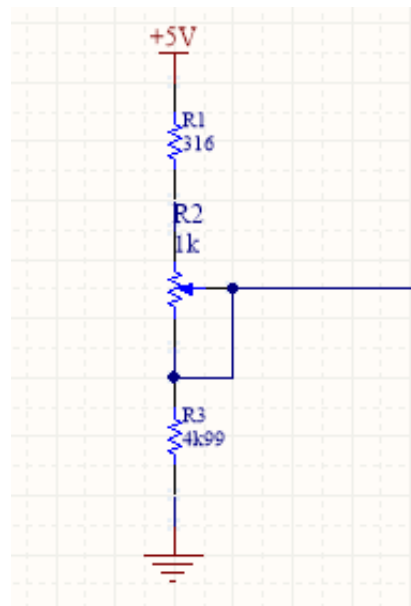


Figura 6.6: Etapa de entrada.

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 7

Implementacion Digital

7.1. 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 7.1 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. Esa 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

$H(Z)$.

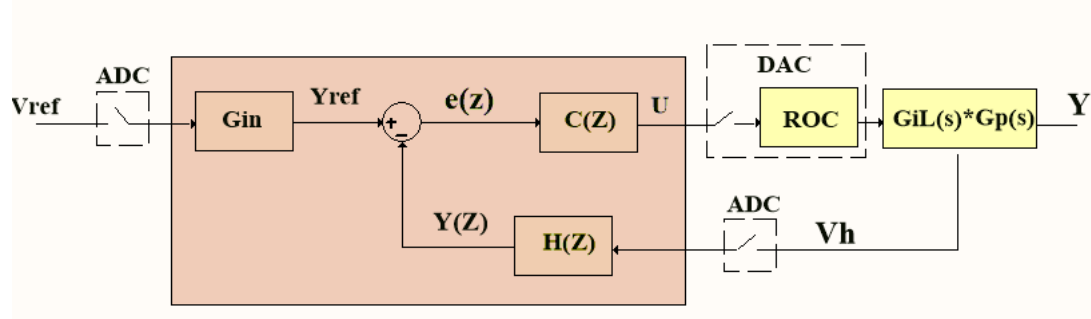


Figura 7.1: Diagrama en bloques de la implementación digital.

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 7.2, en la que:

$$G_T(s) = G_P(s) * G_{iL}(s). \quad (7.1)$$

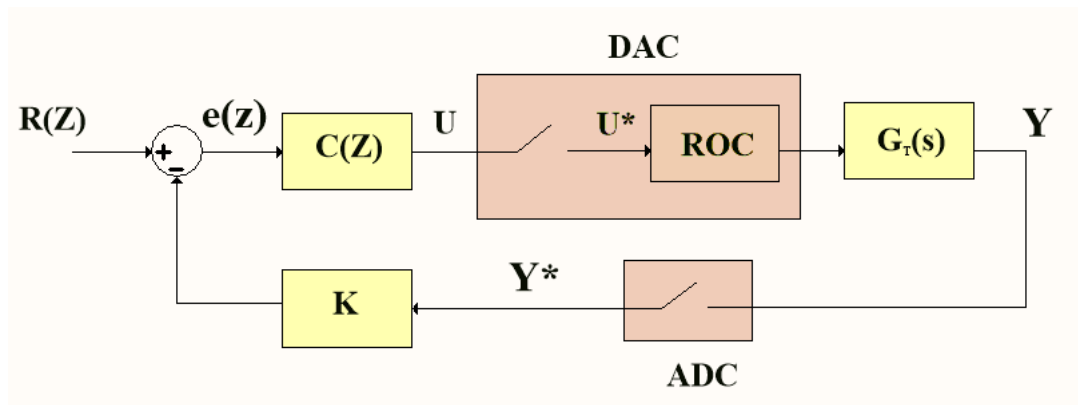


Figura 7.2: Diagrama en bloques de la etapa digital simplificado.

7.2. 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:

$$F_{SW} = \frac{V_{BUS}}{2 * L(y) * \Delta I_H} \quad (7.2)$$

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 conmutación ($F_{SW}[\text{Hz}]$). Los resultados se muestran en la tabla 7.1.

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

Tabla 7.1: Valores de frecuencia calculados a partir de las mediciones de inductancia realizadas.

Para la estimación de la posición es necesario medir la pendiente de la onda triangular. Por lo 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 5^o armónica para el caso de la mayor frecuencia. Por lo tanto, se adopta 2.5 veces. Es decir:

$$F_S \geq 2,5 * 5 * f_{max} \Rightarrow F_S \geq 2,5 * 5 * 1666Hz \Rightarrow F_S \geq 20825Hz \quad (7.3)$$

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.

7.3. 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.

inicial, sobrescribiendo los valores de mayor vejez. Por lo tanto, pueden ocurrir dos situaciones. La primera es que se detecte un cambio de pendiente antes de completar nuevamente el buffer, con lo cual se calcula la derivada con los valores extremos almacenados 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 periodos 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 $25/7 \text{ KHz} = 3.5 \text{ KHz}$.

7.4. 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:

$$\left| \frac{di_L}{dt} [A/s] \right| = 194690 * Y[m] + 676 [A/s] \quad (7.4)$$

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

$$Y = 5,136 * 10^{-6} * \left| \frac{di_L}{dt} \right| - 3,472 * 10^{-3} [m] \quad (7.5)$$

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:

$$\left(\frac{di_L}{dt} \right)_{Real} = \left(\frac{di_L}{dt} \right)_{Teorica} - \frac{R * I_L}{L(y)} \quad (7.6)$$

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:

$$Y = 5,136 * 10^{-6} * \left| \frac{I_L[n] - I_L[n-1]}{T_S} + \frac{R * i_L}{L(y)} \right| - 3,472 * 10^{-3} [m] \quad (7.7)$$

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:

$$V_h[n] = \bar{V}_h[n] + \hat{V}_h[n] = K_h * (\bar{I}_L[n] + \hat{I}_L[n]) \quad (7.8)$$

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:

$$Y = 5,136 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{K_h * T_S} + \frac{R * \bar{V}_h[n]}{K_h * L(y)[n-1]} \right| - 3,472 * 10^{-3} [m] \quad (7.9)$$

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

$$L(y)[n-1] = -2,56 * Y[n-1] + 0,0271 Hy \quad (7.10)$$

Por lo tanto la ecuación correspondiente en el tiempo discreto:

-acomodar tamaño de ecuaciones-

$$Y = 5,136 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{K_h * T_S} + \frac{R * \bar{V}_h[n]}{K_h * (2,56 * Y[n-1] + 0,0271)} \right| - 3,472 * 10^{-3} [m] \quad (7.11)$$

$$Y = 96,3 * 10^{-6} * \left| \frac{\hat{V}_h[n] - \hat{V}_h[n-1]}{T_S} + \frac{R * \bar{V}_h[n]}{(2,56 * Y[n-1] + 0,0271)} \right| - 3,472 * 10^{-3} [m] \quad (7.12)$$

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 7.2 resulta en una transferencia unitaria.

7.5. 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 7.13.

$$L[Hy] = -2,56 * Y[m] + 0,0271Hy \quad (7.13)$$

Aplicando la expresión linealizada de la inductancia y la ecuación 7.2 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:

$$\Delta F_{sw}(\text{Teorico}) = f_{sw}[2,1\text{mm}] - f_{sw}[2\text{mm}] = 44,8\text{Hz} \quad (7.14)$$

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

$$P(f_{SW}) = \frac{\Delta V}{T_{SW}/2} = 2 * K_H * \Delta i_L * f_{SW} = 2 * 0,0533 * 0,5 * f_{SW} \quad (7.15)$$

A partir de la ecuación 7.15 es posible obtener el valor de la pendiente para la frecuencia mínima de conmutación y la de su incremento correspondiente a una variación en la posición de 0.1mm. Esta situación se representa en la figura 7.4.

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 56,49[V/s] \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 58,89[V/s] \end{aligned} \quad (7.16)$$

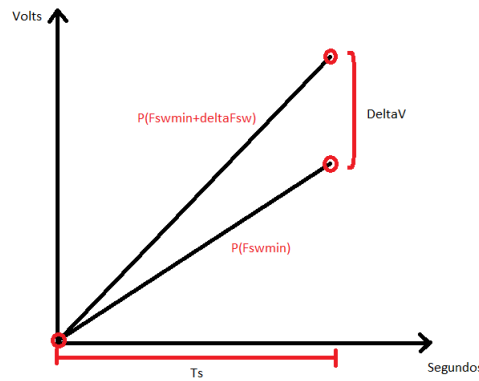


Figura 7.4: Variación de pendiente ante mínimo cambio de posición.

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

$$\begin{aligned} V1 &= P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) * T_S \\ V2 &= P(f_{SW_{min}}) * T_S \end{aligned} \quad (7.17)$$

Al considerar $T_s = 125kHz$:

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 96\mu V \quad (7.18)$$

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:

$$P(F_{SW}) = 50 * [0,0533 * 0,5 * (F_{SW} * 2)] \left[\frac{V}{s} \right] \quad (7.19)$$

Reemplazando para el incremento de frecuencia se obtiene los valores

$$\begin{aligned} P(f_{SW_{min}}) &= 2824,9 \left[\frac{V}{s} \right] \\ P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) &= 2944,29 \left[\frac{V}{s} \right] \end{aligned} \quad (7.20)$$

Entonces,

Ver largo de ecuación

$$\Delta V_{ADC} = T_S * [P(f_{SW_{min}} + \Delta f_{SW}) - P(f_{SW_{min}})] = 0,1177V - 0,1129V = 4,7mV \quad (7.21)$$

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

7.6. Acondicionamiento de señales para el ADC

7.6.1. 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 7.5. 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:

$$Y_{ref} = \frac{V_{pos_{ref_ADC}} + 2,5V}{259,6} [m] \quad (7.22)$$

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

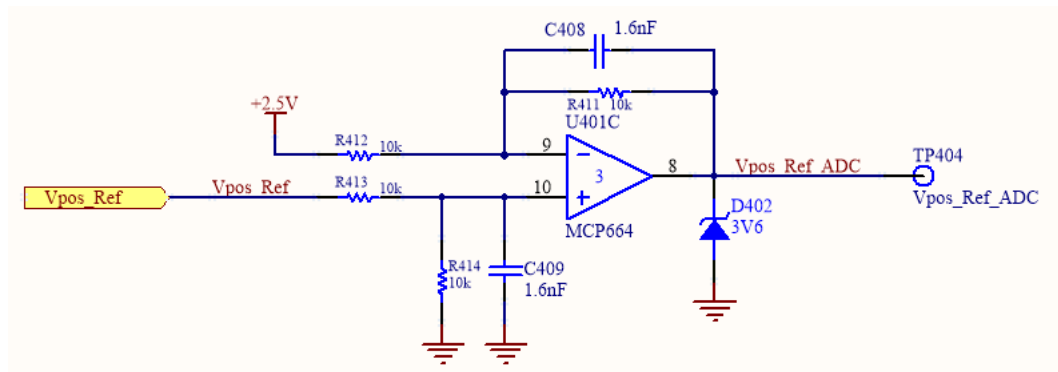


Figura 7.5: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

7.6.2. 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 7.6. 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.

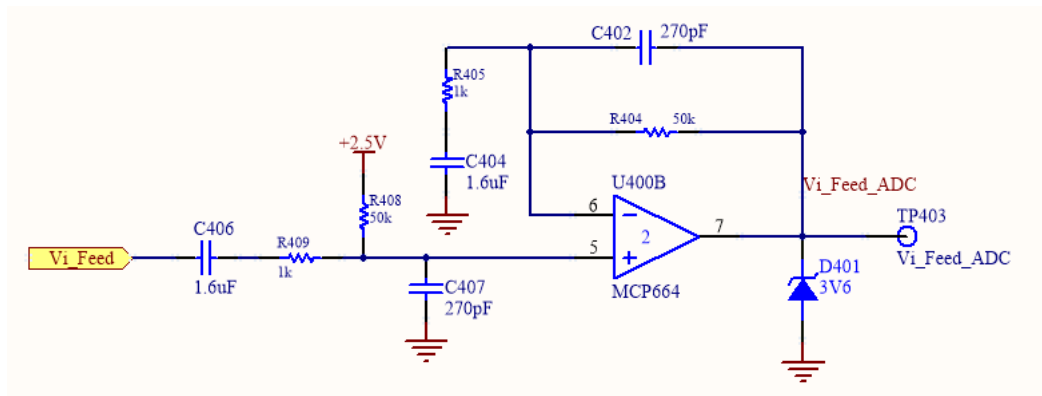


Figura 7.6: Circuito acondicionador para componente alterna de corriente del electroimán.

7.6.3. 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 circuital puede observarse en la figura 7.7

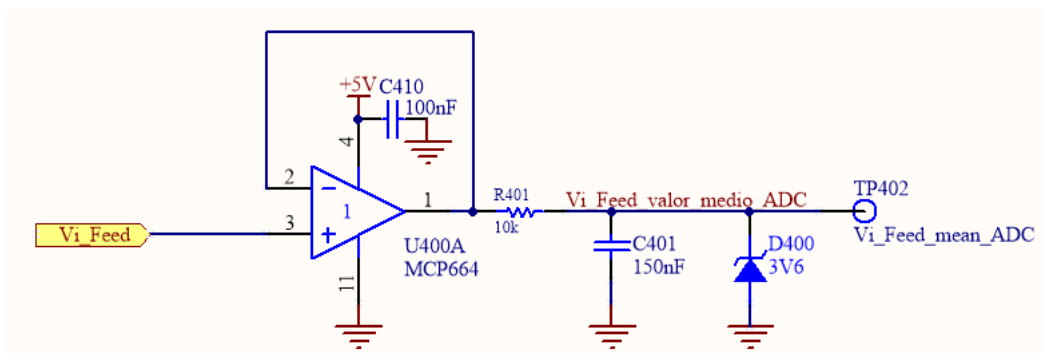


Figura 7.7: Circuito acondicionador para componente continua de corriente del electroimán.

7.7. 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 7.8 y 7.9. 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.

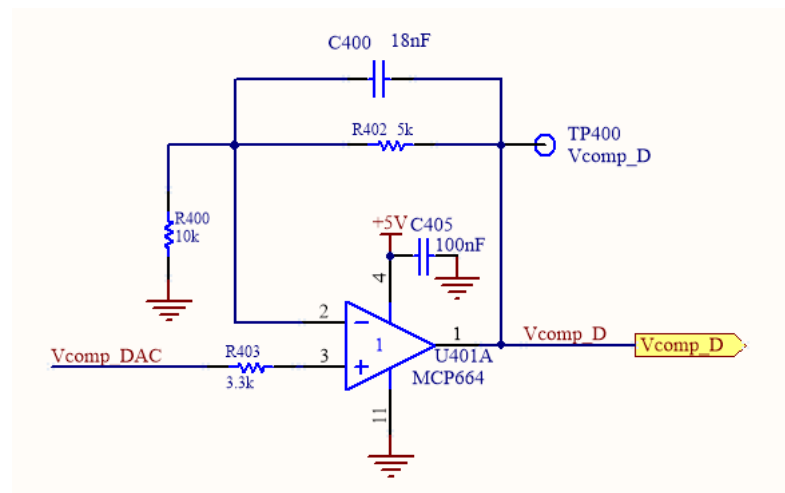


Figura 7.8: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al compensador.

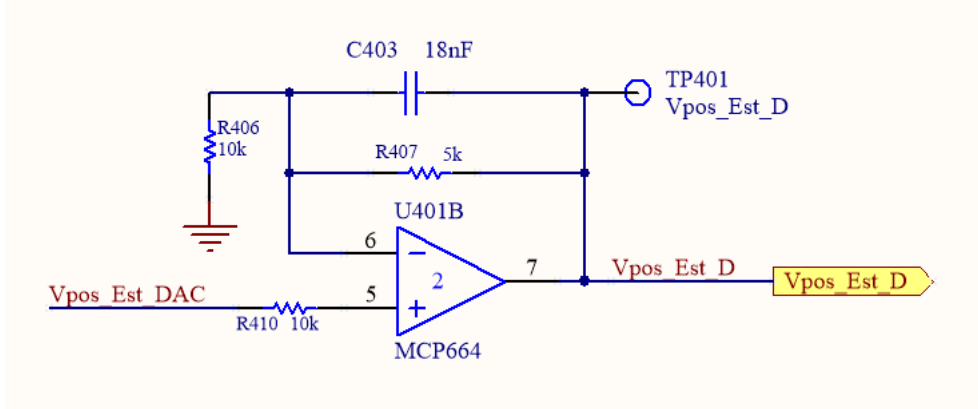


Figura 7.9: Circuito acondicionador para la salida del DAC correspondiente al estimador digital.

7.8. 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.

$$\begin{aligned}
 G_T(s)[30Kg] &= G_P(s) * G_{iL}(s) \\
 G_T(s)[30Kg] &= \frac{245 * 10^{-6}}{1 - \left(\frac{s}{70}\right)^2} * \frac{6}{\frac{s}{12,17} + 1} \\
 G_T(s)[30Kg] &= \frac{-87,7}{(s - 70) (s + 70) (s + 12,17)}
 \end{aligned} \tag{7.23}$$

Al aplicar la transformada z por invarianza al impulso, considerando una $f_s = 3,5 \text{ KHz}$, se obtiene:

$$G_T(Z)[m = 30 \text{ Kg}] = \frac{-3,4 * 10^{-10}(z + 3,7)(z + 0,3)}{(z - 0,9965) (z + 0,9802) (z + 0,2677)} \tag{7.24}$$

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

—————-ver largo de ecuacion—————

$$G_T(w)[m = 30 \text{ Kg}] = \frac{-8,5 * 10^{-11}(w - 1,21 * 10^4)(w - 7000)(w + 1,21 * 10^4)}{(w - 70) (w + 70) (w + 12,17)} \quad (7.25)$$

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

7.9. Diseño de Compensador

7.9.1. Análisis de estabilidad con masa de 30 Kg

Considerando que la ganancia de avance está formada por la planta y el controlador de corriente y que el lazo de realimentación es unitario, se procede a analizar la respuesta en frecuencia de GH_T para una masa de 30 Kg y a diseñar un compensador adecuado. Luego, se verifica la estabilidad para una masa de 1 Kg, que corresponde a la mínima con la que trabaja el sistema.

$$G_T(w) * H(w) = \frac{-8,5 * 10^{-11}(w - 1,21 * 10^4)(w - 7000)(w + 1,21 * 10^4)}{(w - 70) (w + 70) (w + 12,17)} \quad (7.26)$$

Con la transferencia de la ecuación 7.26 se grafica el diagrama de Bode y el diagrama de Nyquist que se muestran en las figuras 7.10 y 7.11 respectivamente.

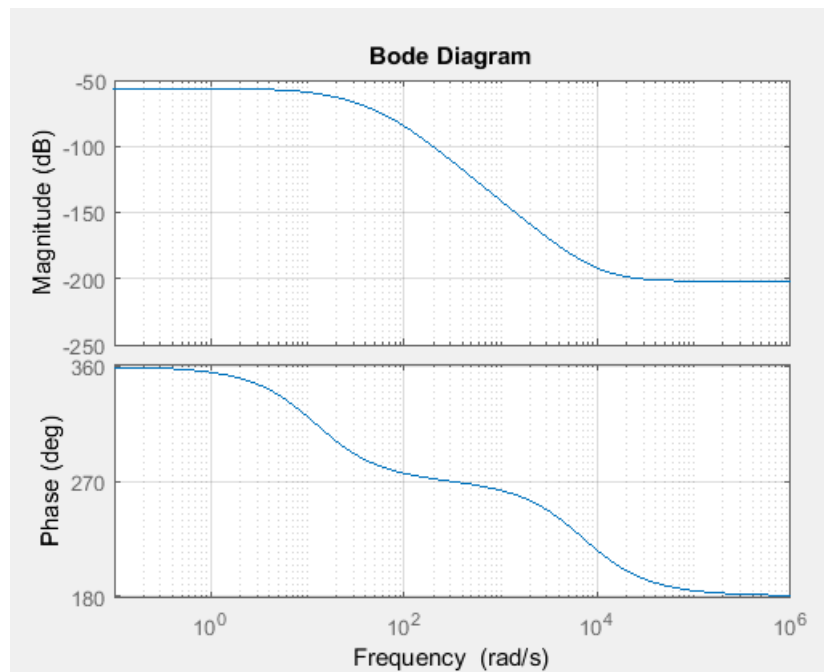


Figura 7.10: Diagrama de Bode de lazo abierto GHT con $M=30$ Kg.

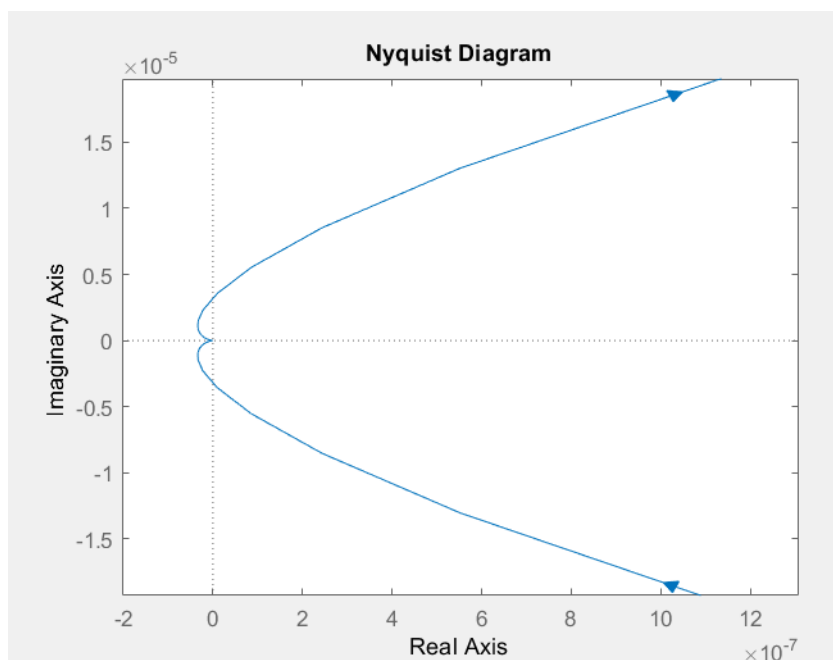


Figura 7.11: Diagrama de Nyquist de GHT con $M=30$ Kg.

Considerando que GH_T tiene un polo en el semiplano derecho, a partir del Nyquist se puede determinar:

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

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

De esta forma, no es posible que el sistema sea estable. Para lograrlo se realimentará positivamente y se generará una zona en el diagrama de Nyquist donde $N=-1$. Para ello es necesario aumentar la fase para que pueda superar el valor de 0° . Para que esto se cumpla, el diagrama de Nyquist debería tener una forma como la mostrada en la figura 7.12.

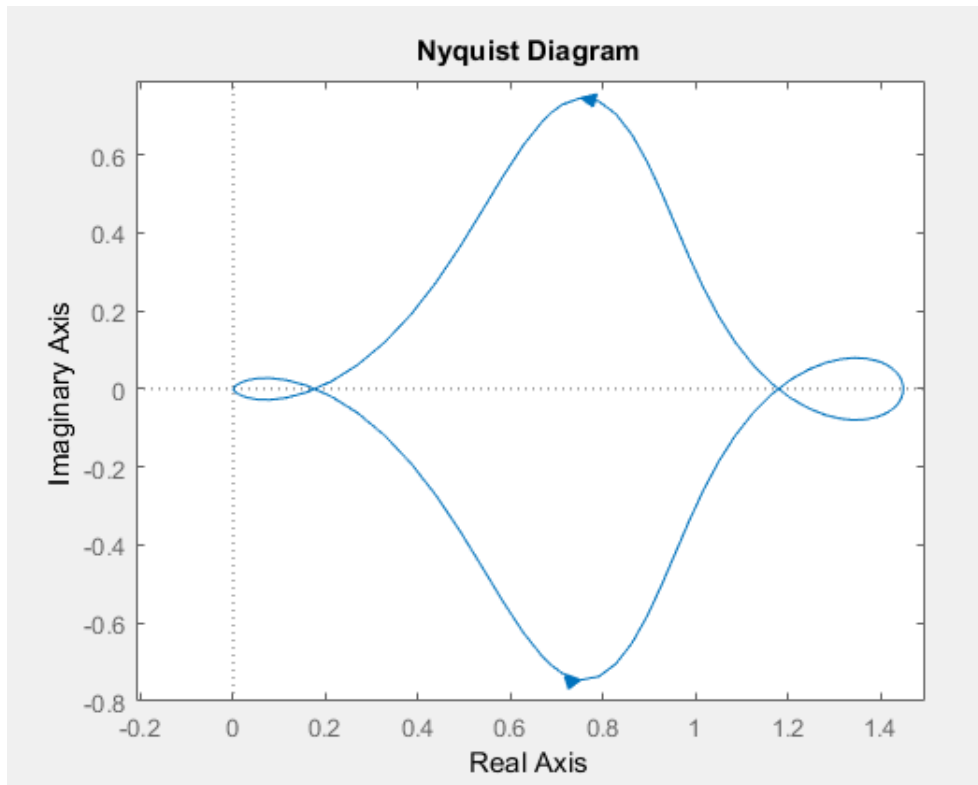


Figura 7.12: Forma del diagrama de Nyquist deseado.

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 7.10 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:

$$\begin{aligned}
 W_0 &= 200 \text{ r/s} \\
 \varphi_{max} &= 65^\circ \\
 \alpha &= \frac{1 + \text{sen}\varphi_{max}}{1 - \text{sen}\varphi_{max}} = 20,346491 \\
 W_c &= \frac{W_0}{\sqrt{\alpha}} = 44,3 \text{ r/s} \\
 W_p &= \sqrt{\alpha} * W_0 = 902,1 \text{ r/s}
 \end{aligned} \tag{7.27}$$

Finalmente se llega a la transferencia del controlador:

$$G_c(s) = K * [20,346 * \frac{(s + 44,3)}{(s + 902,1)}]^2 \tag{7.28}$$

En la figura 7.13 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 $89.5 \text{ dB} - 14 \text{ dB} = 75.5 \text{ dB}$. Por lo tanto, se elige que el cruce por cero de la ganancia se encuentre ahora en 88 rad/s, lo que significa que $K = 68,4 \text{ dB} \equiv 2630 \text{ veces}$.

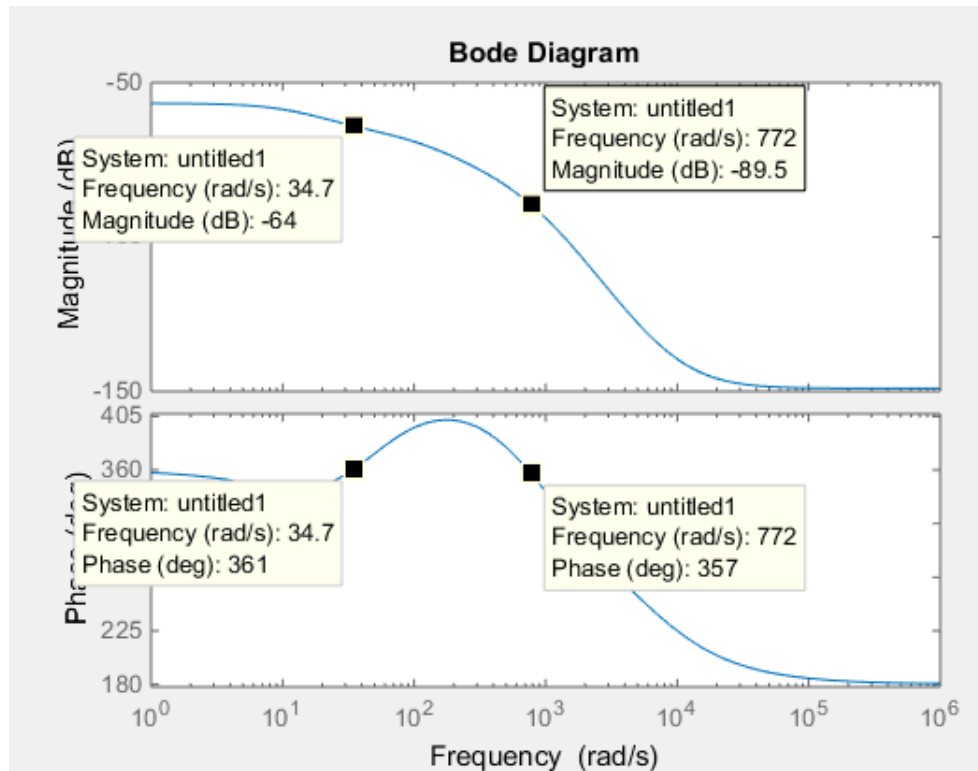


Figura 7.13: Diagrama de Bode de GHT*GC para $K=1$ y $M=30$ Kg.

En la figura 7.14 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 7.15 se puede ver que la forma del diagrama de Nyquist es como la deseada.

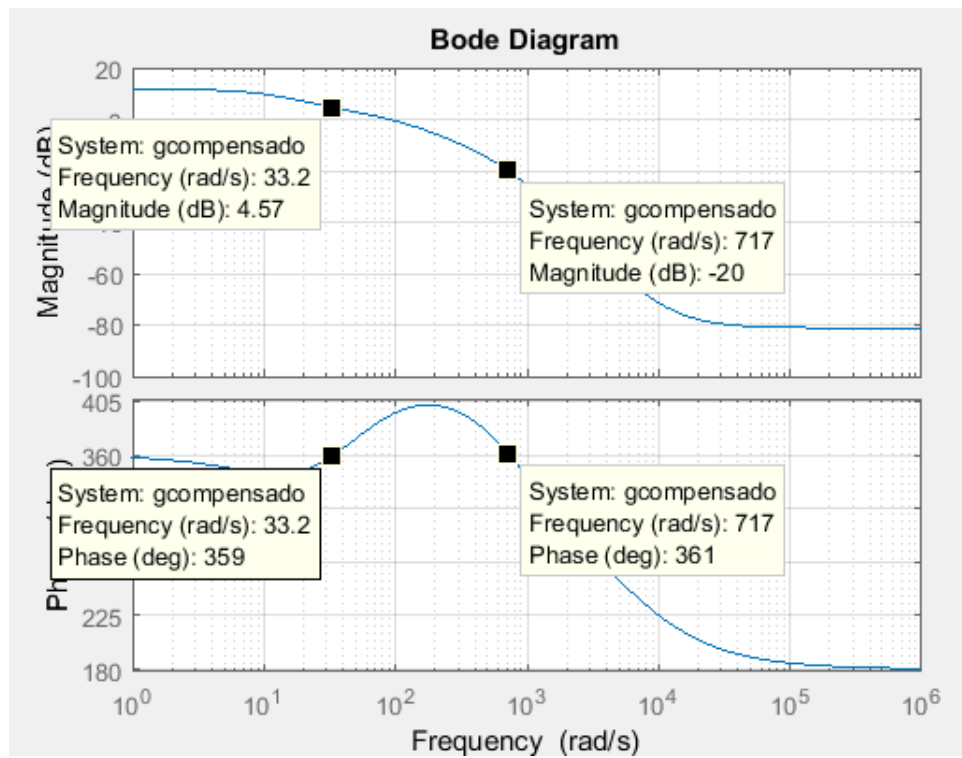


Figura 7.14: Diagrama de Bode de GHT*GC para $K=2630$ y $M=30$ Kg.

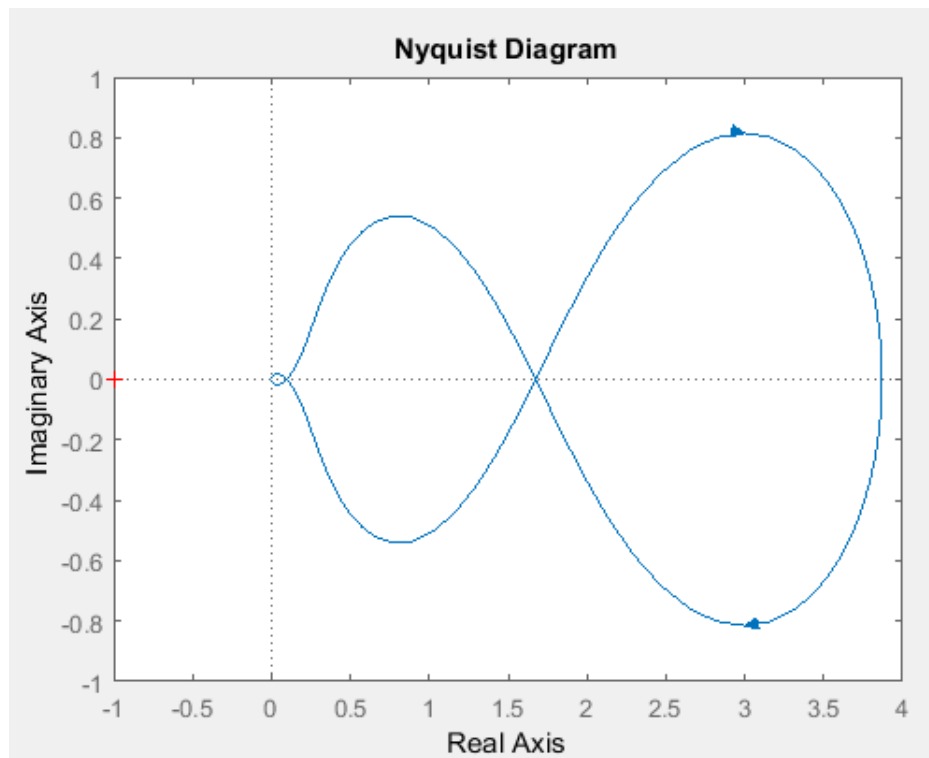


Figura 7.15: Diagrama de Nyquist de $GHT*GC$ para $K=2630$ y $M=30$ Kg.

En la figura 7.16 se puede observar la respuesta al escalón del sistema con masa de 30 Kg.

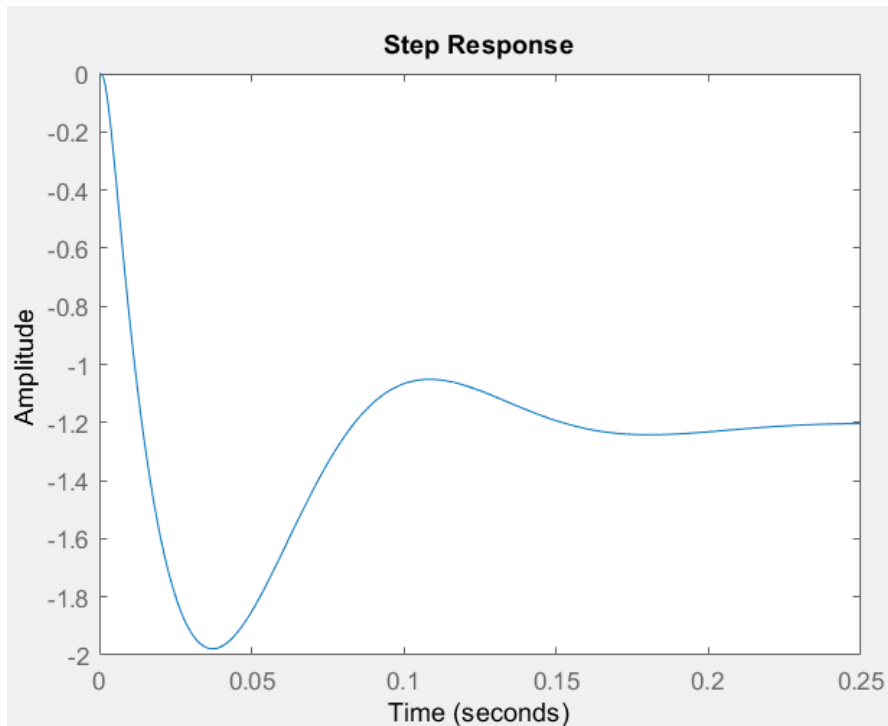


Figura 7.16: Respuesta al escalón para $M=30$ Kg.

7.9.2. 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 7.17 y 7.18. Además, en la figura 7.19 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.

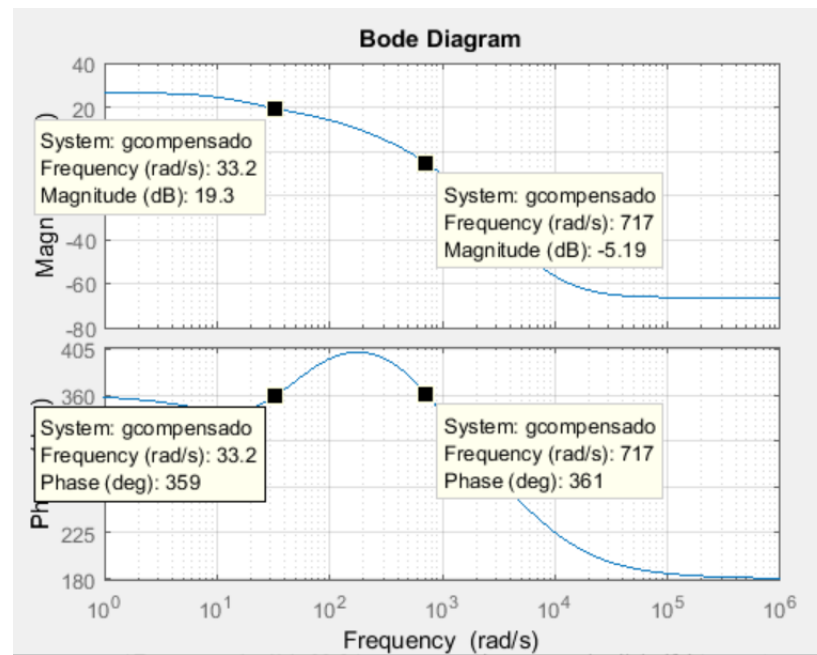


Figura 7.17: Diagrama de Bode de $GH_T * G_C$ para $M=1$ Kg.

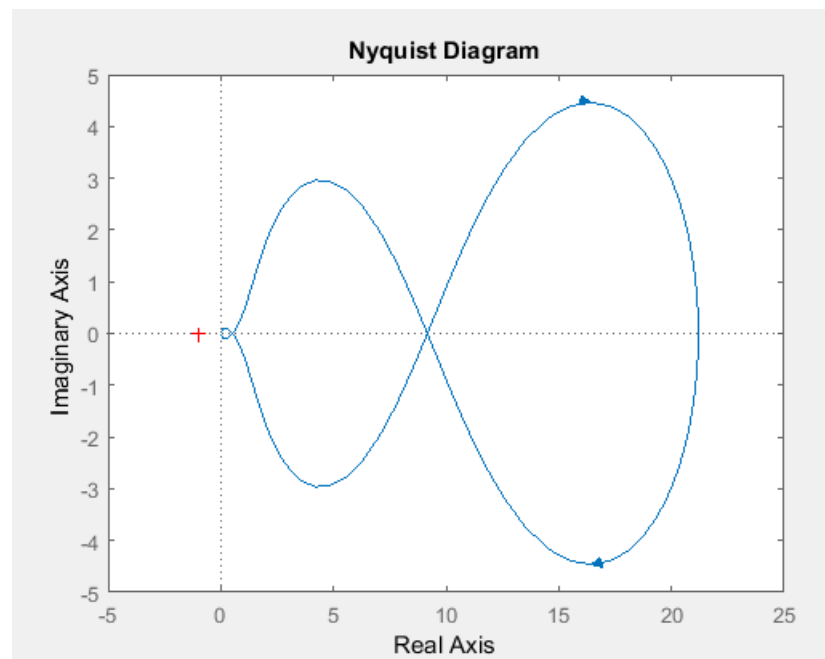


Figura 7.18: Diagrama de Nyquist de $GH_T * G_C$ para $M=1$ Kg.

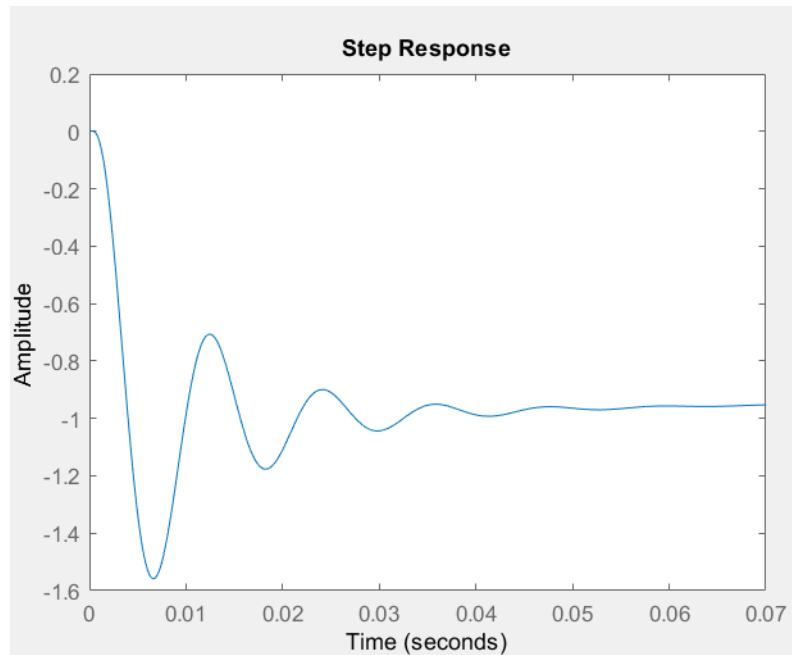


Figura 7.19: Respuesta al escalón para $M=1$ Kg.

7.10. Diseño de lazo de realimentación externo

Se plantea un lazo de realimentación externo como se muestra en la figura 7.20.

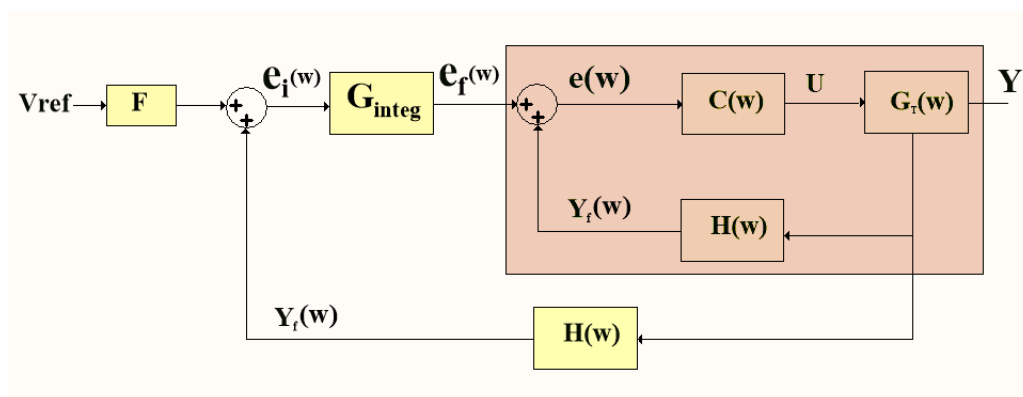


Figura 7.20: Diagrama del sistema completo.

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:

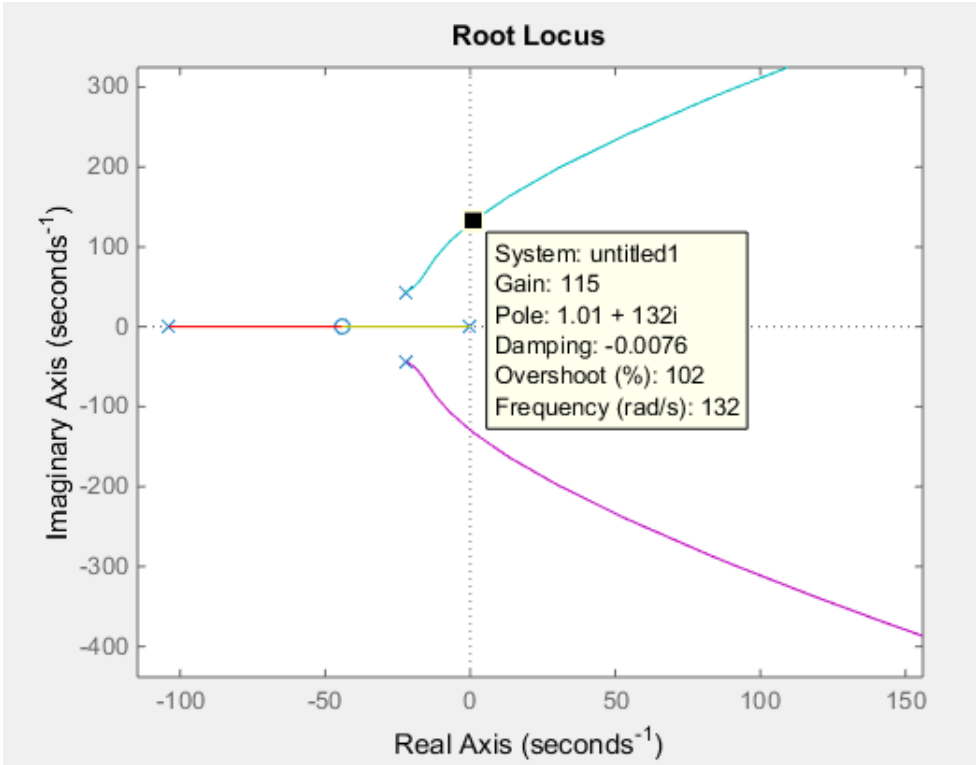
$$G[m = 30] = Tlc(W)[m = 30] * G_{Integrador}$$

Se plantea un compensador del tipo :

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

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

Inicialmente se adopta $k_{int} = 1$ para poder evaluar, por medio de lugar de raíces mostrado en la figura 7.21, 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.



En la figura 7.21 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 7.22 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.

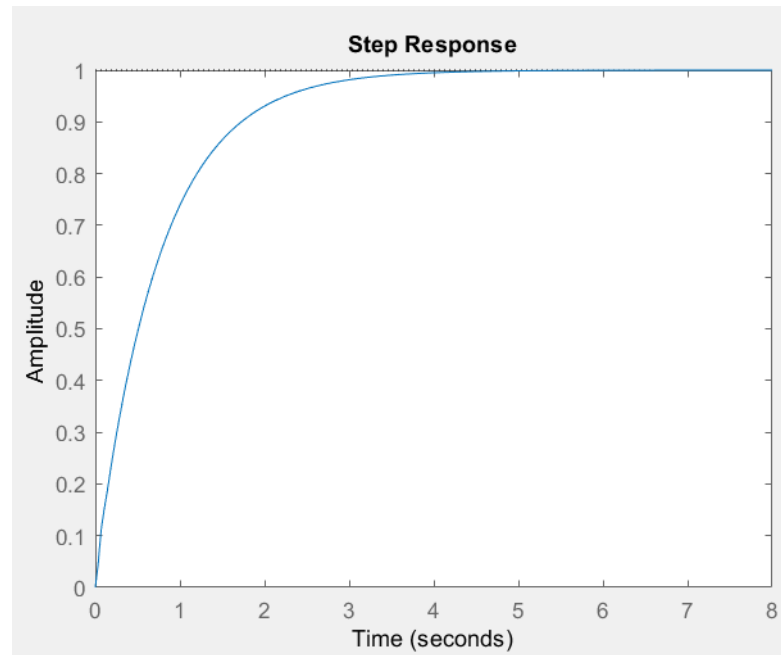


Figura 7.22: Respuesta al escalón con integrador con $K_{int} = 1$ y $M = 30$ Kg.

En la figura 7.23, 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.

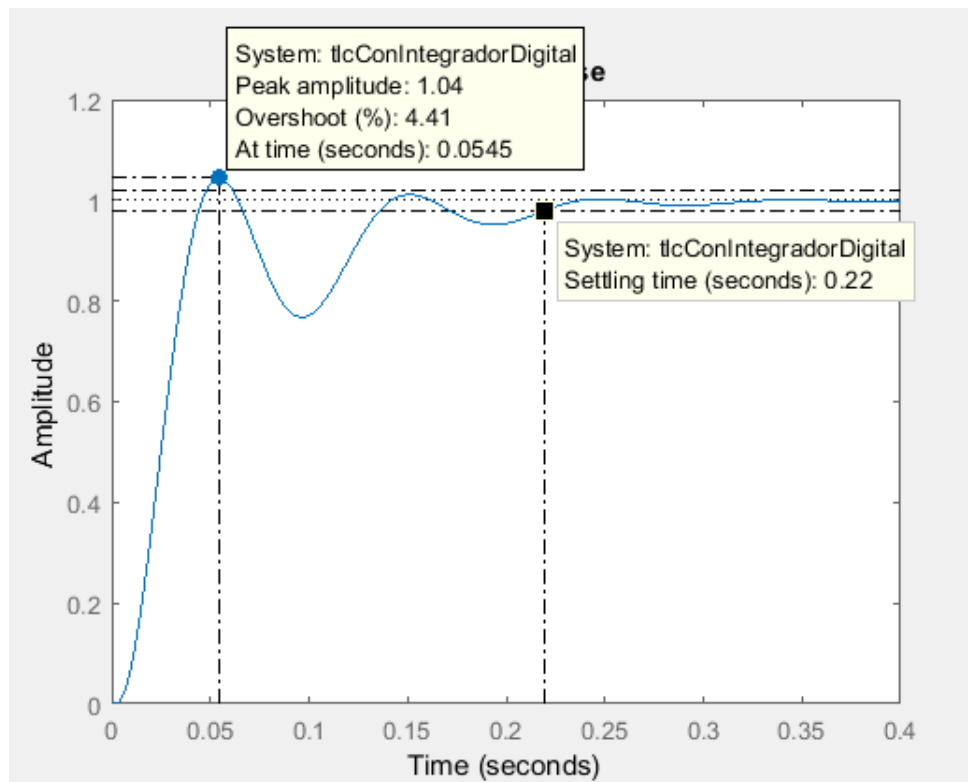


Figura 7.23: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 30$ Kg.

La respuesta al escalón cuando la masa es de 1 Kg se muestra en la figura 7.24. 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.

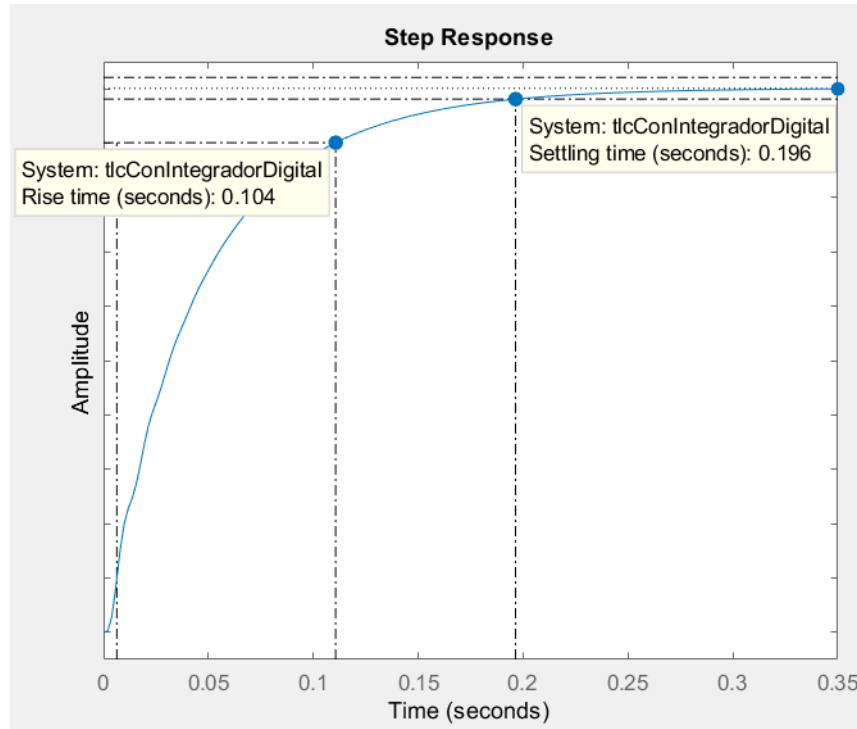


Figura 7.24: Respuesta al escalón con integrador para $K_{int} = 20$ y $M = 1$ Kg.

7.11. 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:

$$C(Z) = \frac{U(z)}{e(z)} = \frac{8,6896 * 10^5 (z - 0,9877)^2}{(z - 0,7757)^2} \quad (7.29)$$

$$G_{integrador}(Z) = \frac{e_f(z)}{e_i(z)} = \frac{0,0028 (z + 1)}{(z - 1)} \quad (7.30)$$

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

$$e(z) = e_f(Z) + Y(z) \quad (7.31)$$

$$e_i(Z) = F * Vref + Y(z) \quad (7.32)$$

Al aplicar la partir de las ecuaciones 7.29 y 7.30 se obtiene las expresiones a implementar en el microcontrolador:

$$\begin{aligned} U[n] = & 8,651 * 10^5 e[n] - 1,709 * 10^6 e[n - 1] + 0,843 * 10^6 e[n - 2] + \\ & + 1,5514 U[n - 1] - 0,60171 U[n - 2] \end{aligned} \quad (7.33)$$

$$e_f[n] = 0,0028 * e_i[n] + 0,0028 * e_i[n - 1] + e_f[n - 1] \quad (7.34)$$

Luego, para dejar el algoritmo de control en función de las entradas del sistema, se debe reemplazar en las ecuaciones 7.33 y 7.34 las expresiones mencionadas en las ecuaciones 7.35 y 7.36

$$e[n] = e_f[n] + Y[n] \quad (7.35)$$

$$e_i[n] = F * Vref + Y[n] \quad (7.36)$$

7.11.1. 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 8

PCB

8.1. PCB

En la Figura 3.1 se puede observar una representación física del problema.

A partir del modelado físico del electroimán se llega a la expresión de la inductancia (L) en función del gap de aire (Y) (ecuación 3.1) y de la fuerza magnética ejercida por el electroimán (F_m) (ecuación 3.2):

Bibliografía