

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. Descripci3nDispositivo	3
2.2. Descripci3nDispositivo parte 2	5
3. Caracterizaci3nElectroim3n	7
3.1. Caracterizaci3n del Electroim3n	7
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. Protección 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
5.1.0.0.0.1. 4.2.1. Análisis de la estimación	34
5.1.0.0.0.2. 4.2.2. Modelo circuital del estimador de posición	35
5.1.1. Análisis de la estimación	36
6. Compensador Analogico	37
6.1. Compensador Analogico	37
7. Implementacion Digital	39
7.1. Implementacion Digital	39
8. PCB	41
8.1. PCB	41

Índice de tablas

4.1. Valores calculados y medidos en función del Gap de aire.	31
---	----

Índice de figuras

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

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

DescripcionDispositivo

2.1. DescripcionDispositivo

El Levitador GMI es un dispositivo capaz de mantener un objeto en suspensión mediante una fuerza electromagnética generada por un electroimán a una distancia Y_0 variable entre 3 mm y 5 mm. La distancia de separación puede ser configurada por el usuario y el peso del objeto debe ser menor a 30 kg.

El producto consta de 2 partes principales: un electroimán y una placa de control. El electroimán consiste en dos piezas formadas por láminas de acero: una con forma de “E” que tiene un cable bobinado en su núcleo, y otra con forma de “I” que es atraída por la pieza en forma de “E” por medio de una fuerza electromagnética. Esto deja un espacio o “gap” de aire entre ambas de longitud Y_0 . Por otro lado, de la pieza en forma de “I” se puede colgar el objeto que se desea levantar.

El control de la fuerza electromagnética es realizado por una placa de control con el objetivo de mantener fija la distancia Y_0 , a pesar de las perturbaciones externas que el sistema pueda recibir.

Es importante aclarar que este sistema sólo puede ejercer fuerza verticalmente,

por lo tanto no puede controlar la posición horizontal.

El sistema está conformado por los bloques que se muestran en la Figura 2.1. Se utilizan dos controladores distintos: uno analógico y otro digital. Cada uno de ellos se compone de un compensador y un estimador de posición. El usuario decidirá cual de estas implementaciones ejercerá el control mediante la utilización de un switch, por lo que solo una estará activa al mismo tiempo. El sistema analógico está formado por un conjunto de componentes pasivos y amplificadores operacionales, mientras que el digital está basado en un microcontrolador re-programable. Además, el estimador de posición se encarga de entregar una tensión proporcional al gap de aire real en función de la corriente que circula por el electroimán.

ACA VA IMAGEN

El usuario puede modificar el gap de aire que desea mediante un potenciómetro presente en la placa de control, que entrega una tensión proporcional a la misma. Tanto la implementación analógica como la digital reciben como entrada esta tensión. Luego, es comparada con la estimación y se utiliza como entrada para el compensador.

La función del compensador es garantizar la estabilidad del sistema. Esto lo logra al modificar la referencia del controlador de corriente mediante una acción de control. El controlador de corriente se encarga de proveer corriente al electroimán de forma tal que le permita generar la fuerza electromagnética necesaria para mantener el gap de aire.

Por otra parte, se utiliza un software de PC para modificar los coeficientes de la implementación digital.

2.2. DescripcionDispositivo parte 2

skere!

- Los sistemas de automatización investigados, tanto los implementados en los establecimientos de nuestra ciudad como los ofrecidos por empresas radicadas en la ciudad de Buenos Aires, no poseen un sistema de reconocimiento de patentes ni un sistema de detección de tamaño estandarizado.
- No se encontraron fabricantes de este tipo de sistemas en Mar del Plata. El desarrollo de un sistema en la ciudad permite abastecer a los establecimientos locales y proporcionarles un servicio de mantenimiento (actualmente dependen de empresas radicadas en Bs.As.).
- El prototipo se encuentra desarrollado completamente mediante software libre. Esto evita el pago de licencias y, en el caso del software de reconocimiento de patentes, el pago de un servicio mensual.

Capítulo 3

Caracterización Electroimán

3.1. Caracterización del Electroimán

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.

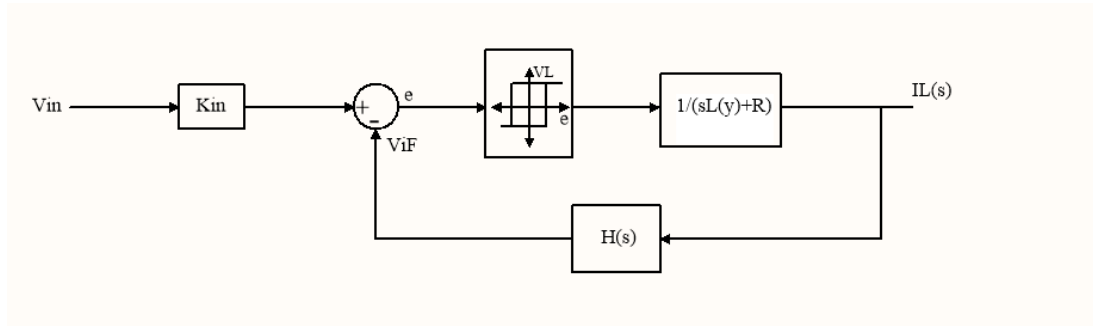


Figura 4.1: Diagrama en bloques simplificado del controlador de corriente.

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.

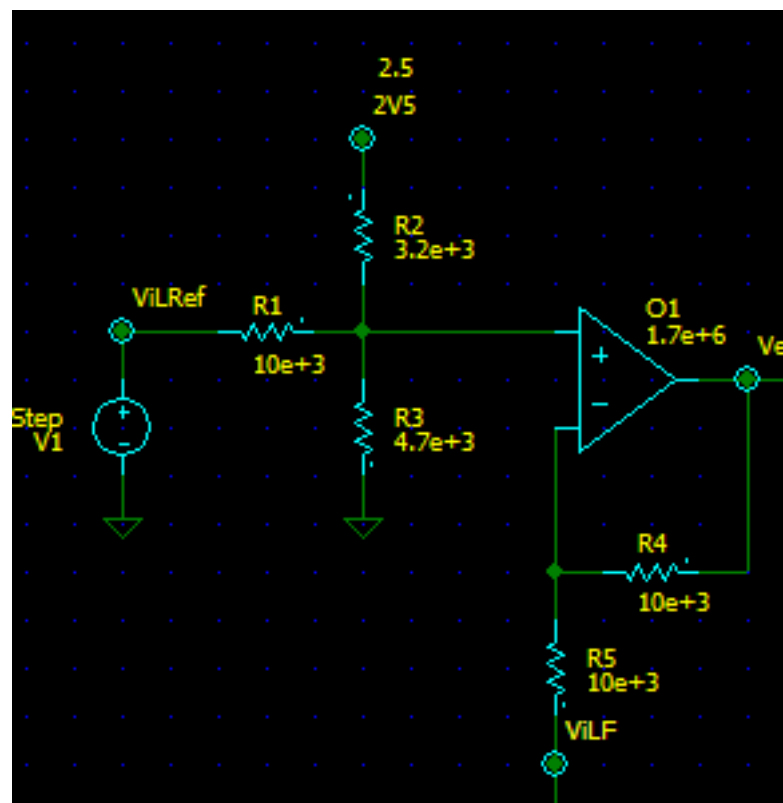


Figura 4.2: Etapa de entrada.

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.

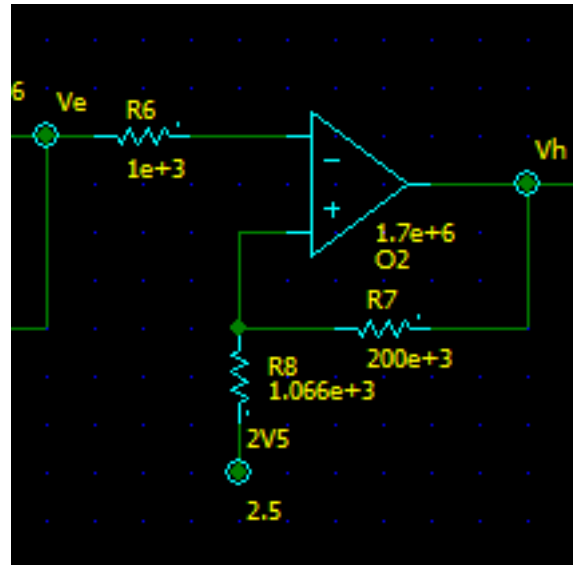


Figura 4.3: Comparador con histéresis.

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.

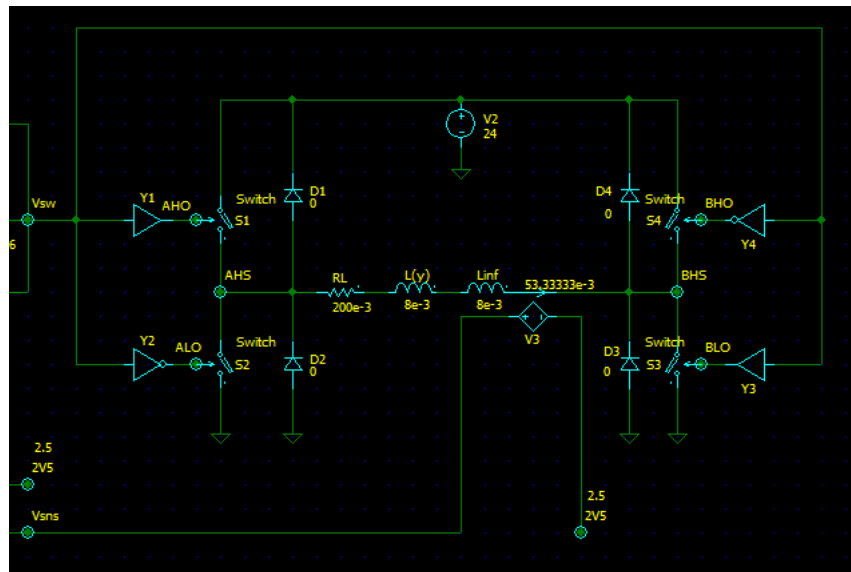


Figura 4.4: Puente H y sensor de efecto Hall.

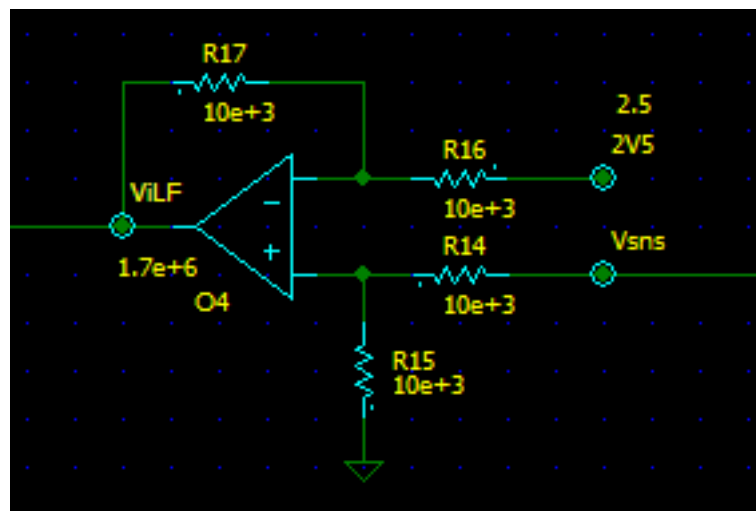


Figura 4.5: Resta del V_{bias} al sensor de efecto Hall.

4.1.2.1. Simulaciones de formas de onda

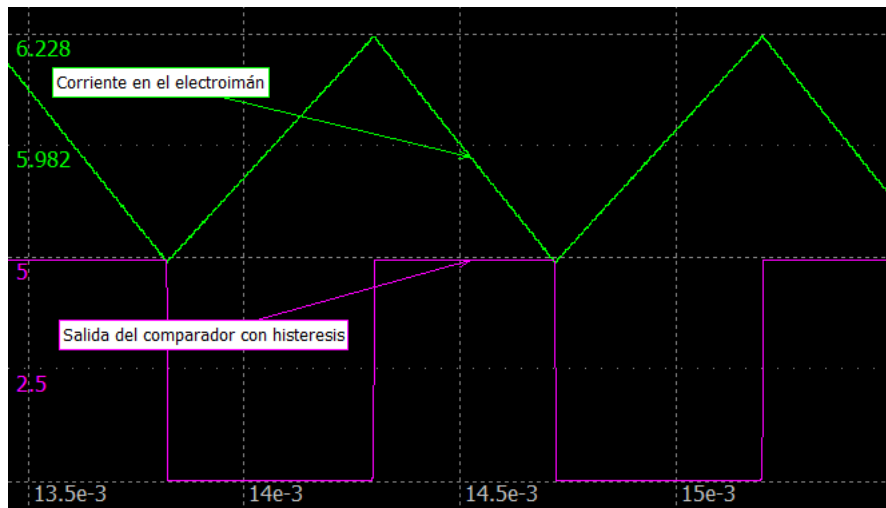


Figura 4.6: Formas de onda de corriente en el electroimán y salida del comparador.

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.

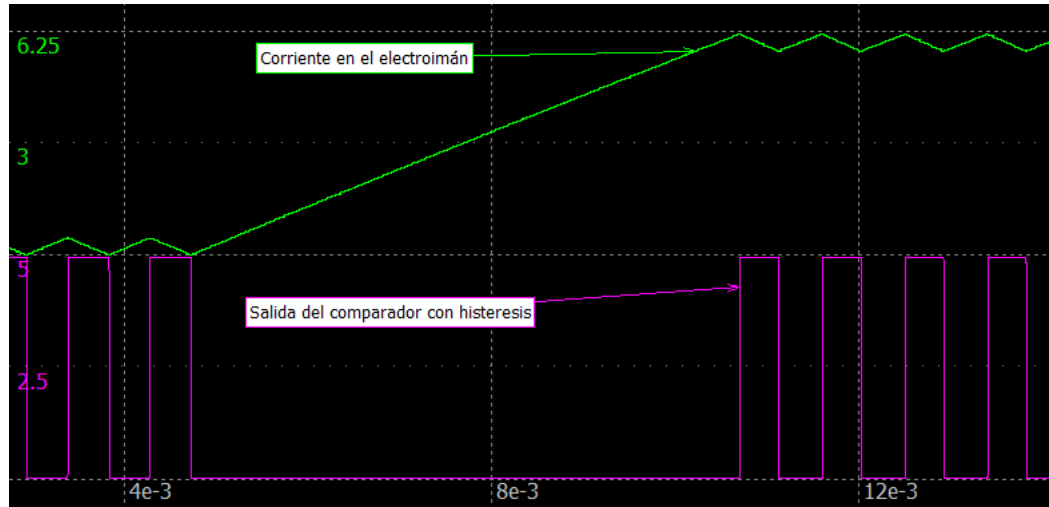


Figura 4.7: Respuesta al escalón del circuito.

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.

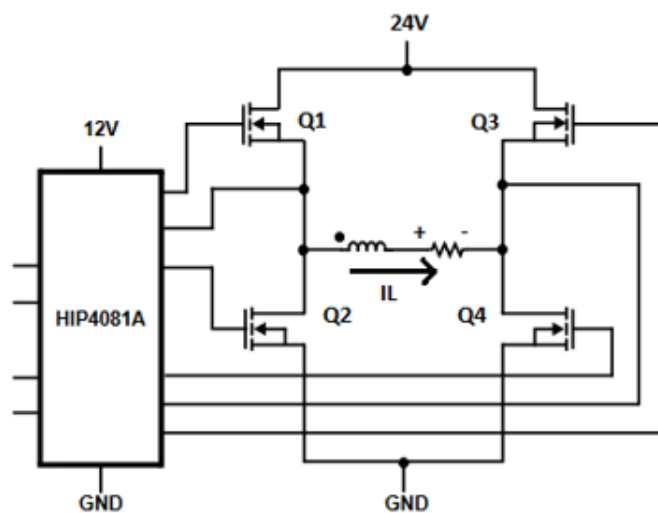


Figura 4.8: Topología elemental del puente H.

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.

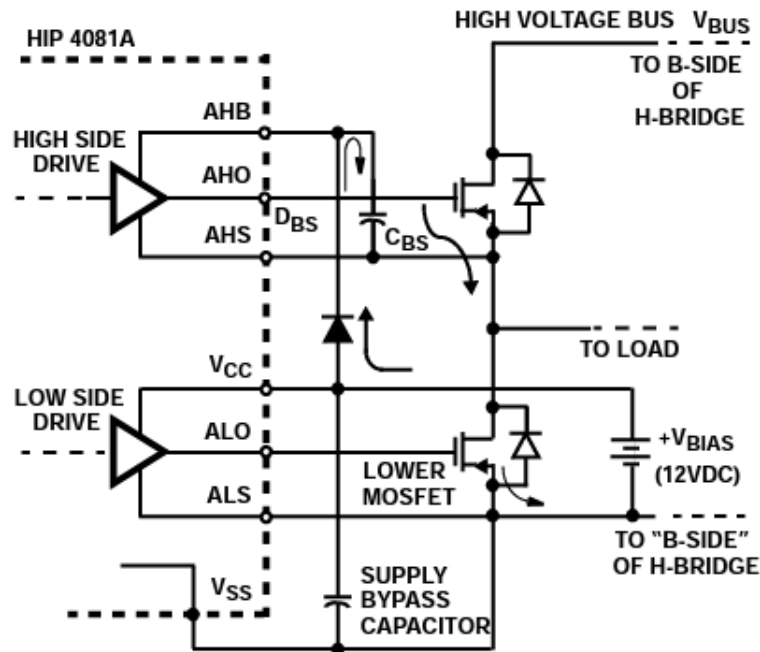


Figura 4.9: Configuración Bootstrap simplificada.

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 ($ALO = V_{CC}$, Q1 apagado ($AHO = AHS = 0$ 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 AHO se pone en nivel alto. Durante el tiempo que Q1 pasa de estar apagado a encendido, la tensión en el source cambia de $-V_d$ a V_{bus} de manera gradual mientras se carga el gate, y AHO pasa a ser igual a AHB, que es igual a la tensión entregada por el capacitor de bootstrap sumada a la tensión en el source de Q1. De esta manera se logra una tensión de 36 V con respecto a GND en el gate y genera una diferencia entre gate y source de 12 V.

Para lograr un funcionamiento adecuado del 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.

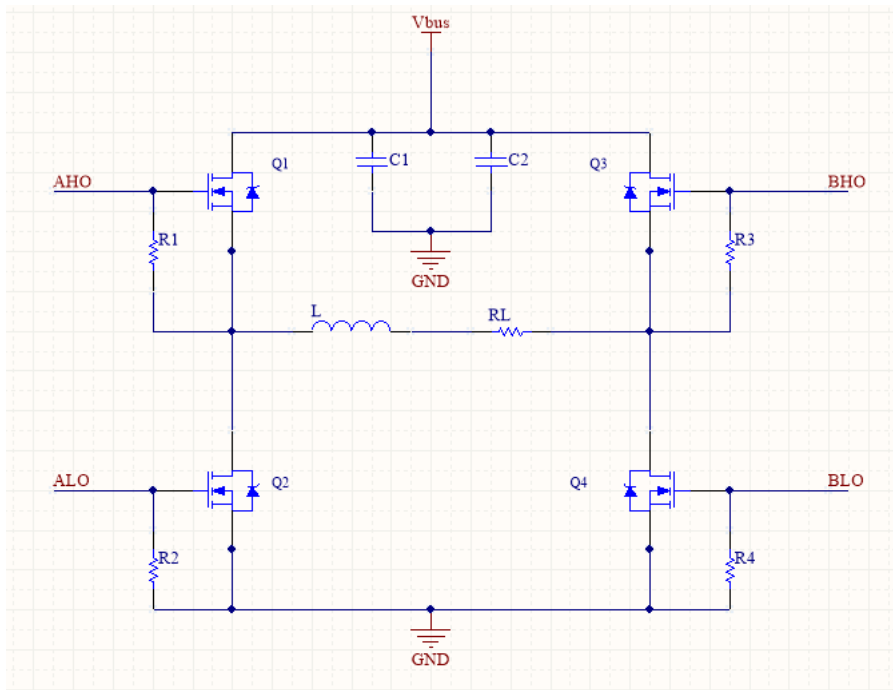


Figura 4.10: Puente H.

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

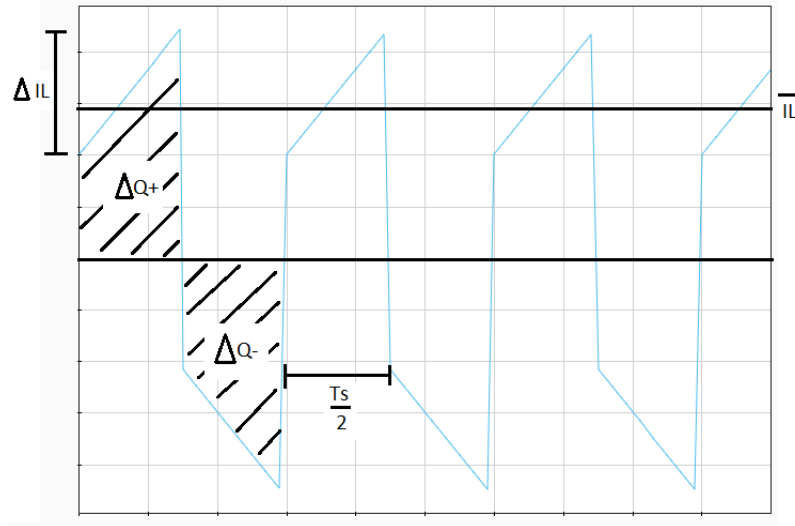


Figura 4.11: Forma de onda de la corriente en C1 y C2.

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:

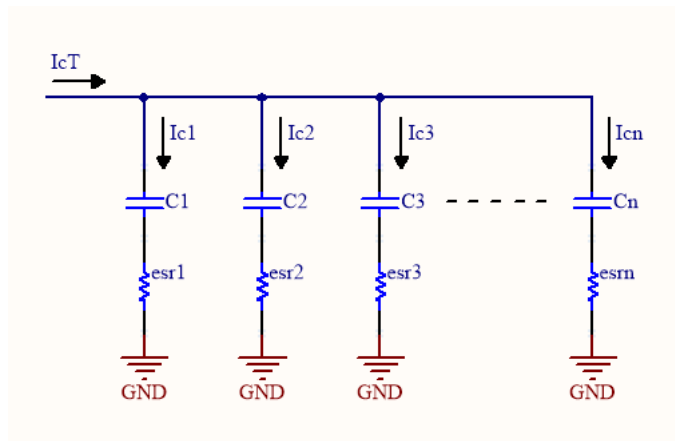


Figura 4.12: Capacitores de la fuente.

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

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 $C1 = 900 \text{ pF}$.

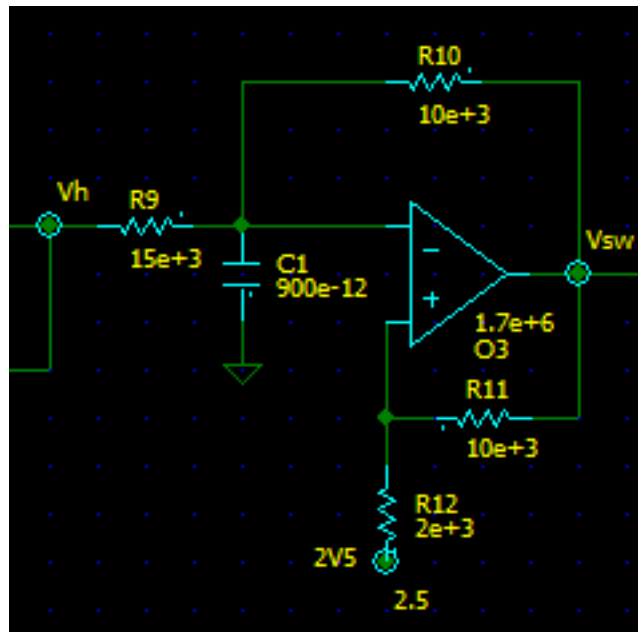


Figura 4.13: Circuito oscilador de frecuencia auxiliar.

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.

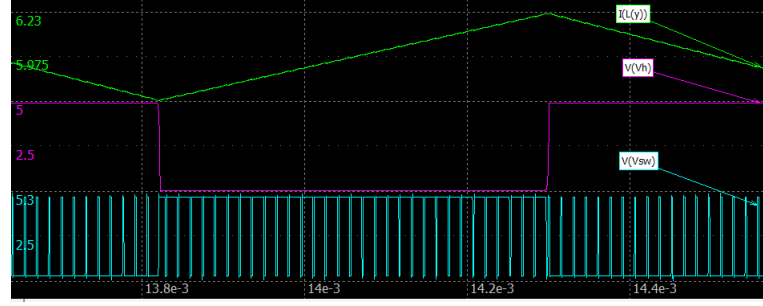


Figura 4.14: Simulación de corriente en el electroimán, salida del comparador, y conmutación auxiliar.

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 Analogico

5.1. Diseño y modelado del Estimador Analogico

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

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

Se implementa un estimador compuesto por los bloques mostrados en la **Figura 4.14**. A este le ingresa una tensión triangular (ViL) que es la salida del sensor de efecto Hall. Para eliminar las componentes de alta frecuencia se aplica un filtro pasa bajos dejando pasar hasta la quinta armónica. Esta señal filtrada conserva

la forma triangular de la corriente.

Al ingresar al derivador con ViL, la forma de onda resultante a su salida es aproximadamente cuadrada, y sus valores de alto y bajo se corresponden con las pendientes de bajada y subida multiplicadas por una constante de tiempo del derivador. Estas pendientes deberían ser simétricas alrededor del punto de operación de 2.5V, pero no lo son debido a la resistencia interna del electroimán, que provoca que la pendiente de bajada sea mayor (en módulo) que la de subida. Por ello, se implementa la compensación $I \cdot R$, 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).

5.1.0.0.0.1. 4.2.1. Análisis de la estimación La ecuación que gobierna la corriente en el electroimán se puede calcular aplicando las leyes de Kirchoff correspondientes al circuito que se ve en la **Figura 4.15**.

Sabiendo que $L(y)$ se puede aproximar como en la **ecuación 4.9**, y que L_∞ (inductancia de dispersión) es la inductancia del electroimán sin la pieza en forma de “I” :

$L(y) \approx \mu_0 \frac{N^2 \cdot A}{2Y}$	(??)
$\pm V_{BUS} - L(y) * \left \frac{di_L}{dt} \right - L_\infty * \left \frac{di_L}{dt} \right - R_L * I_L = 0$	

Asumiendo que:

$V_{BUS} \gg i_L * R_L$	
-------------------------	--

Se aproxima la derivada de la corriente como:

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

Según mediciones realizadas, se tienen los valores de $L_T(y)$ correspondientes a cada posición. En base a ellos se hace una aproximación lineal para obtener la expresión de la derivada de la **ecuación 4.10**.

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

5.1.0.0.0.2. 4.2.2. 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 4.16**.

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

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

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

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

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

$\left -\frac{di_L}{dt} * K_h * C_1 * R_1 \right \leq 2,5V$	(??)
---	------

Por lo tanto, con la ecuación (??) y (??):

$C_1 * R_1 \leq \frac{2,5 V * L_{min}}{V_{BUS} * K_h}$	
--	--

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

$C_1 * R_1 \leq 29,1 ms$	
--------------------------	--

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 $C_1 * R_1 = 25 mS$, para dar un margen y evitar la saturación del amplificador operacional.

Usando la **ecuación 4.11** y **4.12**, y considerando una variación en torno a 2.5V se obtiene:

$V_{yf}(y) = K_h * C_1 * R_1 * di/dt + 2,5V = 0,2595 * y(mm) + 3,4V$	
--	--

5.1.1. Análisis de la estimación

Capítulo 6

Compensador Analogico

6.1. Compensador Analogico

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 7

ImplementacionDigital

7.1. Implementacion Digital

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 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