



Universidad
Politécnica
de Cartagena

Proyecto general de fin de carrera:

**Circuito de control de par
y velocidad de un servomotor**

Titulación: Ingeniería Técnica

Especialidad: Electrónica Industrial

Alumno: Juan Antonio López Victoria

Director: José Antonio Villarejo Mañas

Año: 2013-2014

Cartagena, 7 de Noviembre de 2014



Agradecimientos

*Quisiera agradecer el apoyo a mi familia,
que siempre ha estado ahí cuando la he necesitado.*

*Así mismo mi agradecimiento a los profesores
José Luis Muñoz Lozano y Pedro Díaz Hernández
por su dedicación, ayuda y disponibilidad.*

*Por último, mi mas especial agradecimiento a
mi compañero Alberto Domingo Gómez Llopis
por su colaboración.*



Índice

I. Pliego de condiciones	4
-Características para el usuario	4
II. Memoria	6
-Descripción de comportamiento del sistema	
Bloque 1: Fuente de alimentación	13
-Flyback casi resonante	13
-El circuito de conmutación	20
-Diseño del transformador.	22
-Salida de tensión -12 voltios.	26
-Salida de tensión 5 voltios.	28
Bloque 2: Circuito de control	29
-Acondicionamiento de señales de entrada	29
-Entrada de tensión del tacómetro	29
-Mando de control de velocidad	30
-Rectificador de precisión de media onda	32
-Obtención de parámetros de regulador	36
-Regulador PI para lazo de control de par	
-Construcción de reguladores con amplificadores operacionales	42
-Modulo generador de PWM	46
-Cálculos justificativos	48



Bloque 3: Etapa de potencia	49
-Driver de potencia	49
- Puente H	51
-Servomotor	53
-Sensado de corriente	55
-Cálculos de la etapa de potencia	58
Bloque 4: Circuito de frenado.	59
-Descripción del frenado dinámico	59
-Cálculos justificativos y diseño del sistema de frenado	52
-Circuito de frenado	64
III. Presupuesto	65
IV. Bibliografía	68
V. Planos	72



Pliego de condiciones

Características para el usuario

El Sistema

Este Proyecto de Final de Carrera es un circuito de regulación de velocidad y sentido de giro de un servomotor de corriente continua, que tiene como voltaje de entrada 200 voltios de corriente continua proporcionada por una batería.

Esta batería proporciona la energía necesaria para la alimentación del sistema de control electrónico y del servomotor.

El servomotor es un MT-4525-BTYCN fabricado por Baldor, el cual trabaja a una tensión de 150 voltios, una corriente nominal de 6.16 amperios y una corriente de pico de hasta 20 amperios.

La batería

El sistema está alimentado por una batería de 200V, con la base de fabricación en plomo y ácido.

Protección de la batería

El circuito está fabricado para ser robusto y seguro respecto a la electrónica manejada. El sistema está diseñado acorde con la normativa, de modo que las partes externas que van a ser manipuladas para la configuración del correcto funcionamiento del circuito y el correcto estado de la batería estén aisladas de toda la electrónica de potencia y señales de alta tensión e intensidad peligrosas para el personal manipulador.

- Sobre tensión

- Sobre corriente.

- Protección de temperatura: La temperatura interna del circuito es medida constantemente, y de forma automática se ocupará de apagarse cuando detecte que la temperatura de trabajo es demasiado alta. Después de una suspensión por temperatura alta, el sistema iniciará se iniciará automáticamente cuando detecte una temperatura agradable para la vuelta al trabajo del mismo.

**Protección al usuario.**

- Protección contra el contacto directo: El circuito se ajusta a la normativa de protección contra el contacto directo del usuario con las partes de tensión peligrosa, usando una baja tensión para las placas de control de la electrónica de potencia; estas placas de control de la electrónica de potencia van a estar siempre separadas del usuario mediante barreras y obstáculos aislantes (esto es el cuadro de mandos y visualización del estado de carga va a estar separado de la electrónica de potencia). Así mismo la electrónica de potencia, que es la más peligrosa ante contactos, estará aislada completamente del usuario.

Mantenimiento

El sistema no requiere de ningún tipo de mantenimiento especial. Es aconsejable llevar un chequeo de los conectores de la batería así como de los conectores entre placas, estos deben estar siempre limpios para prevenir posibles chispas o impertinencias y asegurar el rendimiento.

Precauciones de manipulación

No se debe conectar ni desconectar ningún elemento del circuito hasta que no se haya desconectado la alimentación o la batería. Para la manipulación el técnico debe quitarse de las manos y muñecas todos objetos personales metálicos.

Se ha aplicado la normativa:

UNE-EN 61800: Accionamientos eléctricos de potencia de velocidad variable.

UNE-EN 61204: Fuentes de alimentación de baja tensión con salida en corriente continua.

UNE-EN 60204: Seguridad de máquinas.

ITC-BT-24: Protección contra contactos directo e indirectos.



MEMORIA

Descripción del proyecto

El proyecto final de carrera es el sistema de control de velocidad y par de un servomotor de corriente continua alimentado a 200 voltios.

Este proyecto consta de cuatro bloques. En los cuatro bloques se describen las características funcionales del sistema, circuitos y cálculos que llevan al correcto funcionamiento del sistema como proyecto que aúna todos estos bloques.

BLOQUE 1

Este bloque está formado por cinco partes que corresponden a la fuente de alimentación del sistema, que son la explicación de funcionamiento de *flyback* casi resonante, el circuito de conmutación de la fuente de alimentación, el diseño del transformador y la simulación de la fuente y las salidas de -12 y 5 voltios.

La fuente de alimentación ha sido construida en una placa en la que están incluidas todas las partes de esta.

Flyback casi resonante

La fuente de alimentación del sistema está basada en el funcionamiento de un circuito tipo *flyback* casi resonante.

Un *flyback* casi resonante, es un tipo de *flyback* cuya conmutación esta modulada para producirse siempre en el momento en el que se ha producido la total desmagnetización del transformador, resultando así en unas menores perdidas por conmutación y una menor generación de IEM (impulsos electromagnéticos).

El convertidor de la fuente de alimentación trabaja en modo de conducción discontinua (MCD), ya que este modo de trabajo ofrece una mejor respuesta transitoria, así como también son más fáciles de compensar.



El circuito de conmutación

El circuito de conmutación ha sido implementado mediante un circuito integrado LM5023 especialmente diseñado para montajes tipo *flyback* casi resonantes.

Este circuito cuenta con entradas de *feedback* que detecta cuando se ha producido la ya mencionada desmagnetización total del transformador mediante un devanado auxiliar.

El LM5023 va modulando su ciclo de trabajo con el fin de realizar la conmutación a estado *on* en el momento exacto que se produce la desmagnetización. En este momento se produce un valle en la resonancia de la inductancia del transformador y la capacitancia total del circuito dando lugar a una menor tensión drenador-fuente en el transistor y reduciendo así las pérdidas por conmutación.

Este componente también cuenta con protecciones de sobre tensión y sobre corriente proporcionándonos también sistemas de seguridad en caso de un mal funcionamiento de la fuente o del resto del circuito asociado.

Salida -12 voltios

Partiendo de la salida original de nuestra fuente de alimentación de 12 voltios se ha implementado un montaje con el componente LM2576HV para obtener la tensión inversa para alimentar los amplificadores operacionales que necesitan tensión simétrica para trabajar ($\pm 12V$).

Este componente ofrece un sustituto perfecto de los reguladores de voltaje de tres terminales clásicos, reduciendo el tamaño del disipador o haciéndolo innecesario en muchos casos. El fabricante garantiza una tolerancia de salida de $\pm 4\%$ y un $\pm 10\%$ de frecuencia del oscilador. También incluye un limitador de corriente y una desconexión automática por exceso de temperatura.

Se ha implementado un montaje típico proporcionado por el fabricante .

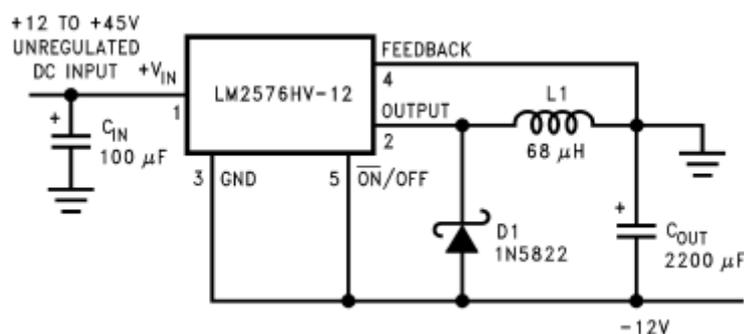


Figura 1: Montaje típico de LM2576HV.



Salida 5 voltios.

Para la obtención de 5 voltios hemos utilizado un regulador de tensión positiva de tres terminales LM341. Este circuito integrado incluye un limitador de corriente y un circuito de apagado por exceso de temperatura.

Se ha implementado el montaje típico para este tipo de componente .

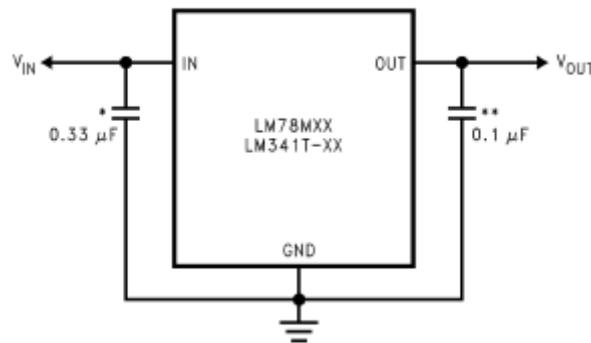


Figura 2: Montaje típico de LM341.

No se ha montado el condensador de $0.33\mu\text{F}$ puesto que solo es necesario cuando el componente está muy alejado del filtro de la fuente.

BLOQUE 2

En este bloque se describe el lazo de control de velocidad, dirección de giro y par del motor, consta de cuatro partes, la primera es el acondicionamiento de las señales del potenciómetro y del tacómetro, la segunda es la obtención del regulador y los parámetros que definen el lazo de control de velocidad y par , la tercera es la implementación con amplificadores operacionales de los reguladores a usar, y la última parte define el generador de PWM(*pulse width modulation*).

Acondicionamiento de señales

Las señales que nos llegaran tanto del tacómetro como del potenciómetro de mando deberán de ser acondicionadas para entrar en nuestro sistema de control y así podes operar con ellas.

Según las especificaciones del proyecto nuestro potenciómetro variara en una tensión de ± 10 voltios y según la tabla de características del tacómetro su tensión de salida será de ± 20.9 , de manera que la entrada del tacómetro será acondicionada también a ± 10 voltios mediante un



divisor de tensión. Por cuestiones de diseño se ha decidido que todas las entradas al sistema de reguladores sean positivas, por tanto para ambas entradas se ha implementado un rectificador de precisión, o amplificadores de valor absoluto, con amplificadores operacionales TLC074 de Texas Instruments para hacer que todas las entradas varíen entre 0 y 10 voltios.

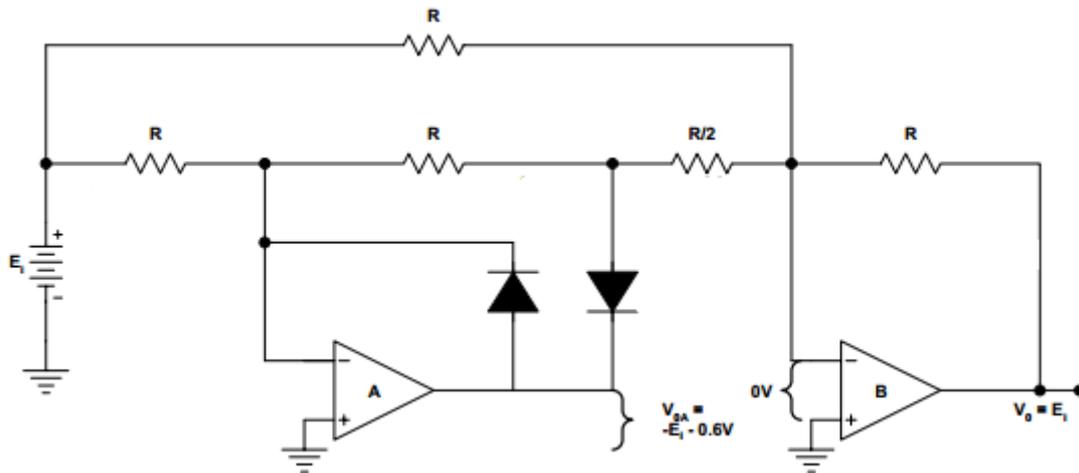


Figura 3: Rectificador de precisión de media onda.

Análisis del sistema y obtención de la función de transferencia

La función de transferencia relaciona una señal de entrada, que es la señal de error obtenida de comparar la tensión que da el tacómetro con la tensión seleccionada en el potenciómetro, con la señal de salida, que es el voltaje que se obtiene del sensor de corriente, es decir, esta tensión medida forma el lazo de realimentación del sistema de control de velocidad. En esta parte se analiza el sistema y se define con un diagrama de bloques y las ecuaciones que definen cada bloque.

Obtención de los parámetros del regulador

Con un análisis de la función de transferencia, se llega a la conclusión de que el regulador idóneo es un PI, ya que es un sistema de primer orden, se trazan las ecuaciones del regulador, así como los parámetros que lo definen (situación de ceros, polos y ganancia).

Implementación de reguladores mediante amplificadores operacionales

En este bloque se traza el PI con amplificadores operacionales y se definen los valores de resistencias y condensadores que hacen que la función de transferencia del PI coincida con la función de transferencia obtenida en el apartado anterior.



Generador de PWM

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda de dientes de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra y el ciclo de trabajo está en función de la portadora.

La principal desventaja que presentan los circuitos PWM es la posibilidad de que haya interferencias generadas por radiofrecuencia. Éstas pueden minimizarse ubicando el controlador cerca de la carga y realizando un filtrado de la fuente de alimentación. El problema con las interferencias generadas llevó a pensar en la solución anterior de un *flyback* casi resonante para la reducción de ruido del sistema.

Para la construcción de este circuito se ha utilizado el componente MAX4477 que se alimenta a 5 voltios y mediante una señal de control dentro del mismo rango da una salida de PWM para controlar el disparo de los transistores del puente H de la etapa de potencia.

BLOQUE 3

En este bloque se define la etapa de potencia que está dividida en 3 partes, que son, el *driver* de potencia, el puente H y el sensado de corriente. Todo el sistema será montado en un placa que deberá tener un grosor de cobre especial de 70/105 μm debido a las altas corrientes transitorias que va a manejar en circuito.

Driver de potencia

Para poder satisfacer las necesidades de control del puente, se ha utilizado un driver del modelo TC4469.

El driver de potencia recibirá del sistema de control la señal de PWM y la dirección de giro, para el puente ambas deberán de ser amplificadas para poder excitar la puerta de los transistores MOSFET del puente.

La primera salida del circuito dirigirá los transistores superiores del puente para la dirección de giro y por las patillas de *enable* entrará la señal PWM activando y desactivando la segunda salida para dar el ciclo de trabajo amplificado a los transistores inferiores del puente.



Puente H

El término “**Puente-H**” se deriva de la representación gráfica típica del circuito. Un Puente-H, se construye con interruptores (mecánicos o de estado sólido), uno en cada “rama lateral” o brazo ascendente y descendente y en la barra central, se encuentran las salidas para el motor, es la forma que se representa dentro de un circuito esquemático simplificado, como el de la siguiente figura.

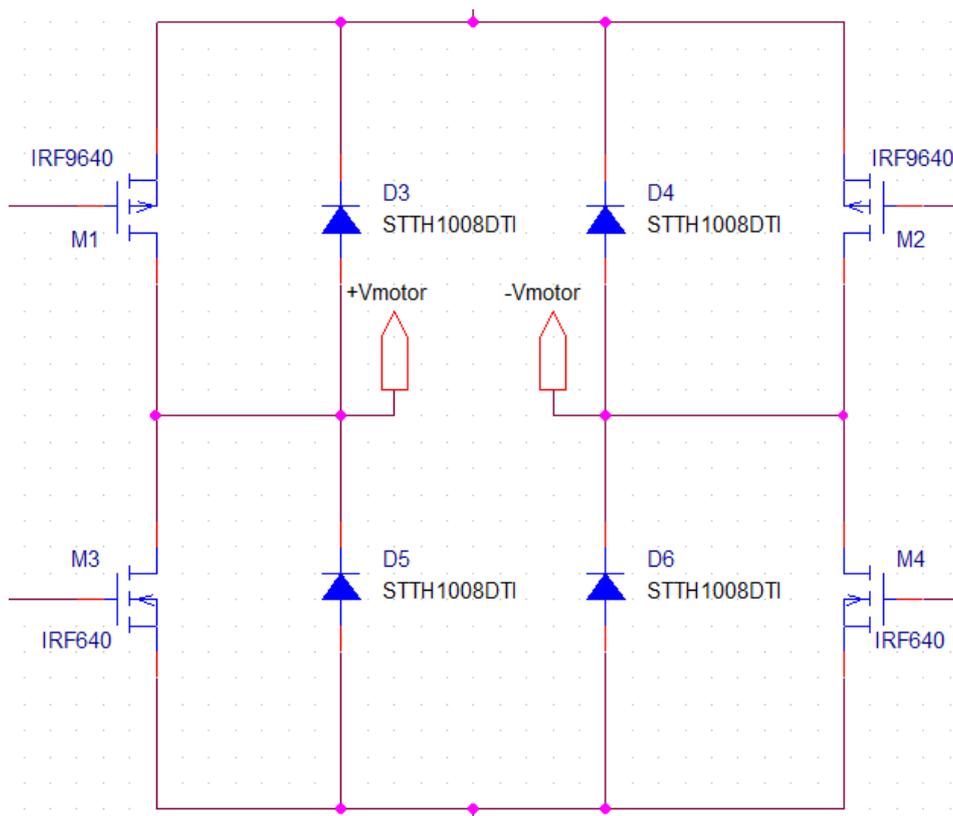


Figura 4: Circuito puente H.

El puente ha sido construido con transistores IRF9640 en la parte superior del puente para la conmutación de dirección y transistores IRF640 en la parte inferior para la conmutación de PWM.

Para el funcionamiento de frenado se han añadido diodos STTH1008DTI con capacidad para soportar tensiones de hasta 800 voltios y manejar corrientes de hasta 25 amperios ya que son los que conducirán la corriente del motor una vez se inicie el sistema de frenado.



Sensado de corriente

El sensor de corriente consta de un sensor de efecto Hall, integrado, de manera que este es atravesado por el cable donde fluye la corriente que circula a través del puente. Este sensor se ha puesto en una disposición tal que a la salida de este da una tensión proporcional a la que pasa por el cable que lo atraviesa, con una ganancia de 0.1, es decir, que los amperios que pasan por el primario, se reflejan en el secundario en milivoltios. Esta corriente atraviesa una etapa de acondicionamiento, de modo que se aplica una ganancia y un *offset* de tensión, que amplifica y desplaza la tensión para que varíe entre 0 y 10 voltios dado el diseño de nuestro sistema de control. Este voltaje es captado por el restador del sistema de control de par, que mide la tensión y realiza las operaciones necesarias para regular el par del motor.

BLOQUE 4

En este bloque describiremos el sistema de frenado que se ha implementado en el sistema. El circuito de frenado también será montado en una placa con grosor especial de cobre de 70/105 μ m a excepción de la resistencia de frenado que habla de ser montada fuera debido a la gran cantidad de calor disipado.

Este bloque está formado por tres etapas, que son, descripción del sistema de frenado dinámico, diseño y cálculos del circuito de frenado y su sistema de conmutación.

-Sistema de frenado dinámico

Cuando se deseé que el motor pare la tensión suministrada al motor será de 0 voltios, pero debido al momento de inercia del motor más el momento de inercia que aporta la carga que tenga el motor, seguirá girando durante un tiempo determinado que será función de este momento de inercia así como de la velocidad previa.

Para reducir el tiempo de parada del motor se ha diseñado un sistema de frenado dinámico basado en una resistencia de frenado, un conmutador cuyo papel hará un transistor y un circuito lógico de conmutación para la activación del sistema de frenado.

-Sistema de conmutación

Como sistema de conmutación se han empleado puertas NAND con el componente 74AC00 de Fairchild Semiconductor. Con este componente se ha implementado la lógica de funcionamiento del sistema de frenado que se basa en una doble condicionalidad, que la velocidad seleccionada con el potenciómetro sea 0 y que se pulse un interruptor de frenado, cuando se cumplan ambas condiciones el transistor pasara a modo de conducción y la corriente generada por el motor comenzara a circular por la resistencia de frenado produciendo así un frenado exponencial de la velocidad de motor.



Bloque 1: Fuente de alimentación

En este primer bloque se describe el funcionamiento así como los componentes de la fuente de alimentación.

Para la alimentación del sistema se ha elegido como opción más adecuada una fuente conmutada tipo *Flyback* casi-resonante; partiendo de una tensión dada por una batería de 200V se obtienen las tensiones necesarias para la alimentación del sistema las cuales son -12V, +12V y +5V.

Este bloque consta de cinco etapas que describen los siguientes aspectos, el circuito *flyback* casi resonante, el circuito de conmutación, el diseño del transformador y la circuitería de las salidas de -12 y 5 voltios.

Flyback casi resonante.

Un circuito Flyback casi resonante, es un tipo de *flyback* que trabaja en modo de conducción discontinua (MCD) en el que la conmutación tiene lugar en el valle de la resonancia generada por la inductancia primaria del transformador y la capacitancia parasita del circuito.

Este tipo de conmutación tiene numerosas ventajas, de las cuales la más notable es la sustancial reducción de las pérdidas por conmutación. El encendido del MOSFET en el valle de resonancia, donde la tensión drenador fuente es más pequeña, da como resultado menos pérdidas asociadas con la capacitancia de salida del MOSFET. Otra ventaja de esta forma de conmutación es que se generaran menos impulsos electromagnéticos.

En la **Tabla 1** podemos ver las diferencias entre un Flyback tradicional y un Flyback casi resonante.

Comparación de características Flyback		
Tipo	Ventajas	Desventajas
Flyback casi resonante	<ul style="list-style-type: none">• Bajas pérdidas por conmutación• Filtro más pequeño• Aislado• Múltiples salidas• Mejor respuesta transitoria MCD• Mas fácil de compensar MCD• Pocos componentes	<ul style="list-style-type: none">• Limitado a MCD o MCC/MCD• Diseño de filtro más complejo• Limitado a potencias medias
Flyback tradicional	<ul style="list-style-type: none">• Pocos componentes• Aislado• Múltiples salidas• MCD, MCC o MCC/MCD	<ul style="list-style-type: none">• MCC difícil de compensar• Filtro más grande• Limitado a potencias medias o bajas

Tabla 1: Comparación entre Flyback tradicional y QR Flyback.

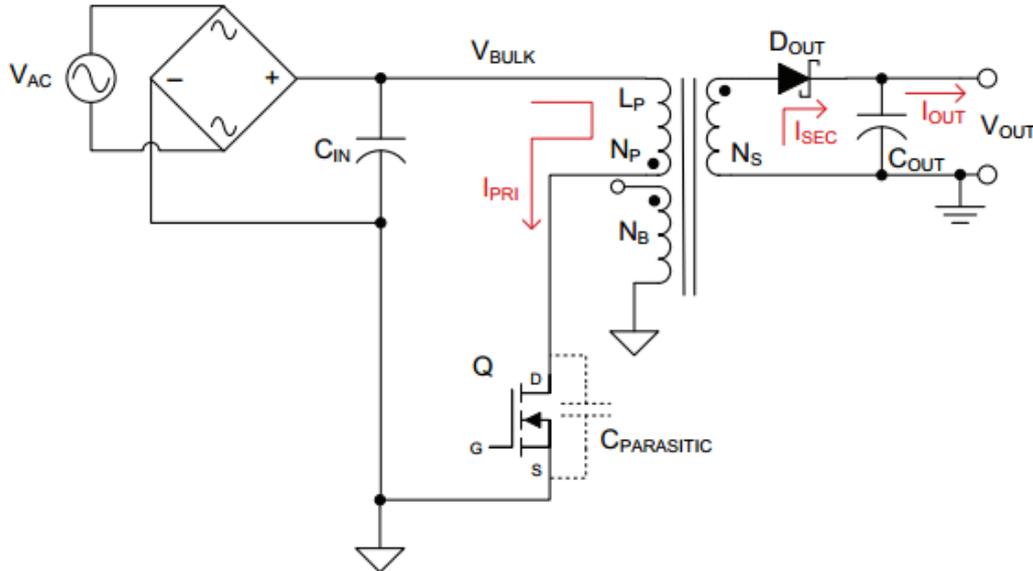


Figura 5: Configuración de Flyback casi resonante.

Como se puede ver en la **Figura 5**, la topología del Flyback casi resonante no difiere de la del Flyback tradicional. El transformador cumple la función de almacenamiento de energía así como de transferencia de esta, y provee aislamiento entrada-salida. El conmutador MOSFET permite a la corriente del primario fluir. El número de vueltas del devanado primario, N_P , con respecto al devanado secundario, N_S , establece el voltaje de salida, V_{OUT} . El diodo rectificador, D_{OUT} , alimenta con la corriente del secundario, I_{SEC} , al condensador de salida C_{OUT} , y a la carga.

La proporción de vueltas del devanado secundario, N_S , con el devanado auxiliar, N_B , establece el voltaje del que será provisto el controlador del lado del primario. Este devanado auxiliar también nos ofrece una visión precisa de la forma de onda de conmutación del primario.

Los Flyback casi resonantes deben de trabajar en MCD o en el límite MCC/MCD, pero la única forma de llevarlo a cabo es tener alguna manera de detectar cuando el transformador se ha desmagnetizado completamente, mediante el devanado auxiliar, el cual crea una señal ideal para indicarlo. Se necesita un controlador especializado que nos detecte este estado del transformador. En el caso de este proyecto se ha elegido el controlador LM5023 el cual ha sido diseñado para detectar el final del tiempo de desmagnetización del transformador .

La capacitancia parasita representada en la ecuación siguiente representa la suma de las capacitancias de salida C_{OSS} , del transistor , la capacitancia del diodo de salida, la capacitancia del transformador del Flyback, la capacitancia del encapsulado del transistor, y la capacitancia del disipador en el caso de que este se encuentre en el circuito.

$$C_{PARASITIC} = C_{OSS} + C_{DIODEreflected} + C_{WINDING} + C_{Qpackage} + C_{HEATSINK}$$



Nótese que la mayoría de las componentes de esta capacitancia parasita son desconocidas y difíciles de caracterizar. Esta capacitancia parasita junto con la inductancia del primario es la causa de la zona de resonancia, la cual es representada en el devanado auxiliar y utilizada por el controlador para marcar el punto al de desmagnetización del núcleo.

A continuación, se hace una descripción básica del ciclo de conmutación para un Flyback casi resonante en MCD.

Empezando el ciclo cuando el transistor pasa a modo de conducción, la corriente en el lado del primario sube en forma de rampa a una pendiente que es función de la tensión de entrada y la inductancia del primario según la siguiente ecuación.

$$\frac{dI_{PRIramp}}{dt} = \frac{V_{BULK}}{L_p}$$

Como se indicó antes, el transformador se comporta como un inductor acoplado; la corriente no pasa por el primario y por ninguno de los devanados secundarios al mismo tiempo. Durante el tiempo de conducción del transistor, la corriente está fluyendo en el devanado primario pero no en los devanados secundario. Como resultado la energía será almacenada en la inductancia del primario ya que no puede ir a ningún otro lugar. Refiriéndonos a la siguiente figura, los terminales con los puntos del transformador, son más negativos. El diodo de salida está en inversa y en modo bloqueo.

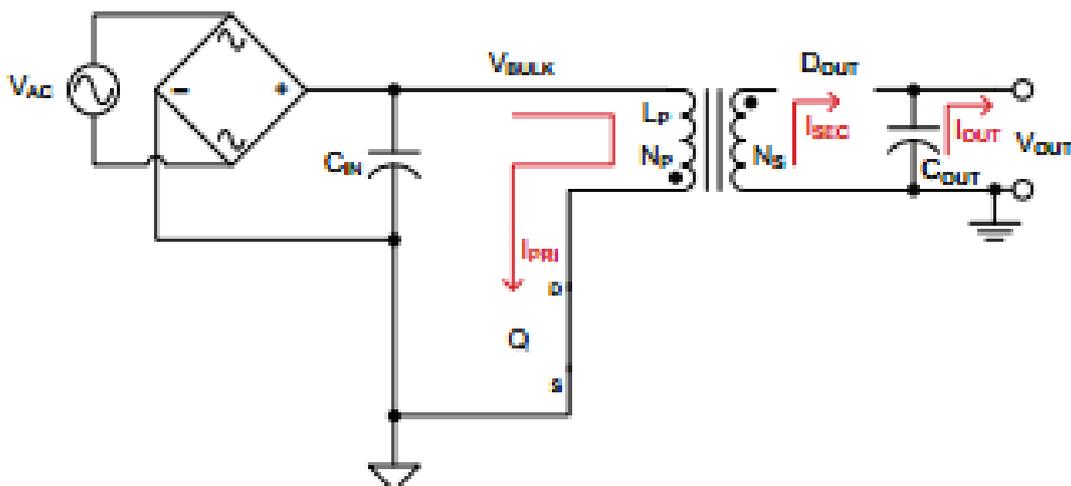


Figura 6: Flyback casi resonante con el transistor en modo on. No se muestra el devanado auxiliar.



Dado que no hay ninguna corriente fluyendo por el secundario del transformador, toda la corriente de salida en la carga debe ser suministrada por el condensador de salida.

El tiempo de conducción está completo cuando la corriente del primario ha llegado a su punto umbral de pico. La **Figura 7** nos muestra las formas de corriente y voltaje significativas durante el periodo de conducción del transistor.

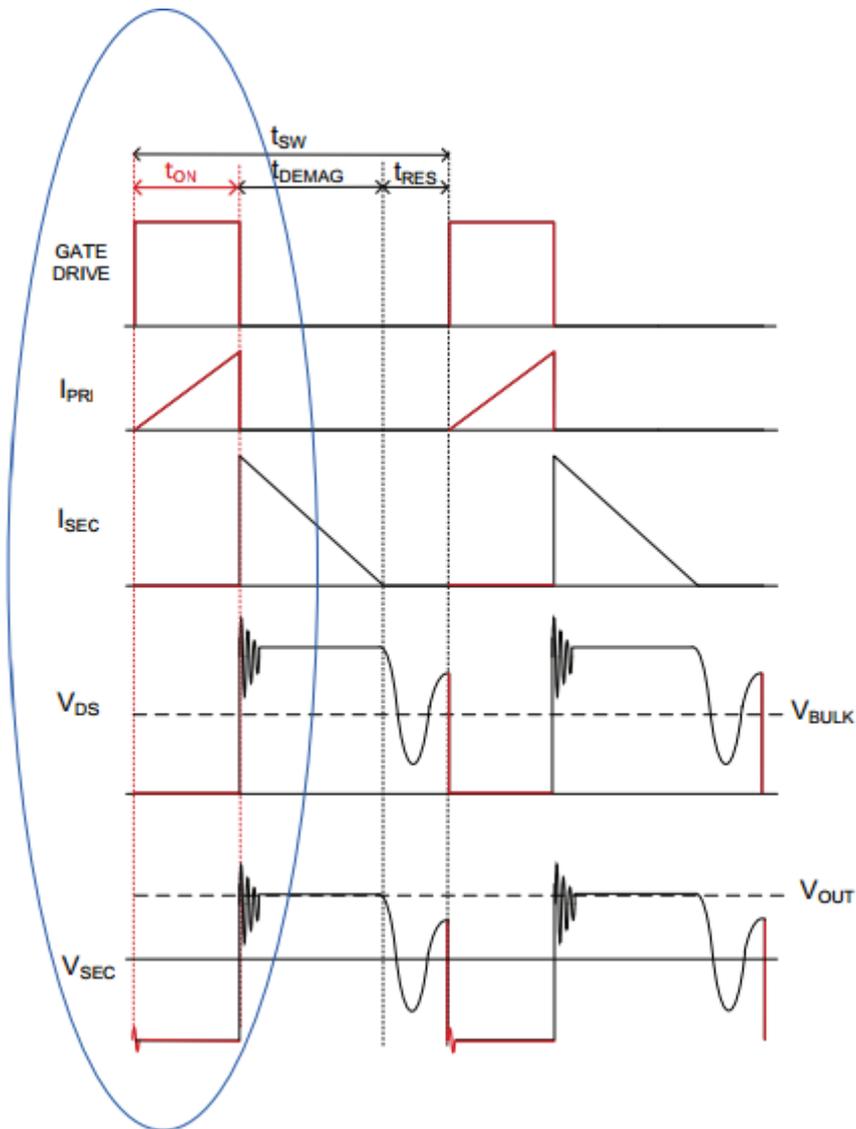


Figura 7: Formas de onda de corriente y voltaje resaltando el tiempo on de transistor.



Una vez que la corriente del primario ha llegado a su valor máximo el transistor pasa a estado de corte.

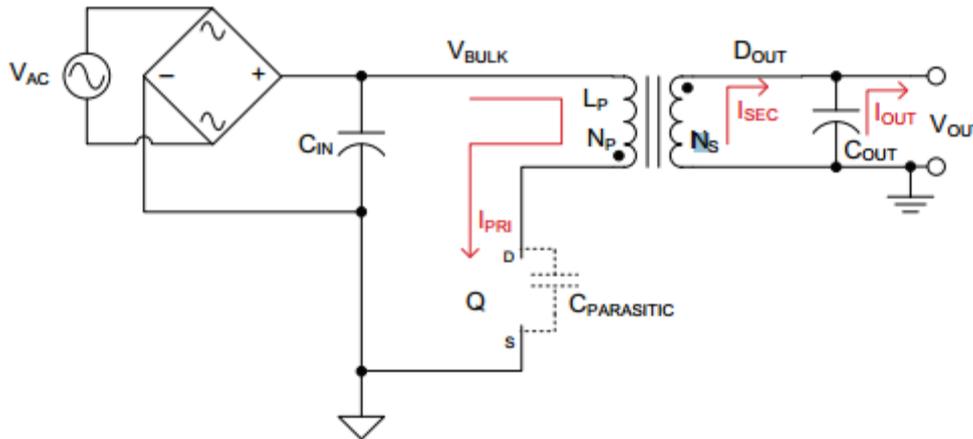


Figura 8: Flyback casi resonante con el transistor en modo off. No se muestra el devanado auxiliar.

Con el transistor en corte, no puede fluir corriente por el primario. El voltaje drenador-fuente, V_{DS} , sube a un valor igual a la tensión de entrada más la tensión reflejada de salida, junto con la tensión de pico debida a la inductancia de fuga del transformador.

$$V_{DS} = V_{BULK} + V_{FLYBACK} + V_{LEAKAGE}$$

El voltaje a través del devanado secundario sube; ahora los terminales con punto del transformador son más positivos que los otros. El diodo de salida está polarizado en directa y empieza a conducir, permitiendo al transformador desmagnetizarse. La corriente del secundario alimenta la carga y recarga el condensador de salida durante este tiempo de desmagnetización. La corriente en el secundario va bajando, decreciendo como una función de la relación de vueltas entre el primario y el secundario, y el voltaje de salida y la inductancia del primario (ver ecuación).

$$\frac{dI_{SECramp}}{dt} = -\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 * \frac{V_{OUT}}{L_p}$$



La desmagnetización está completa cuando la corriente en el secundario ha llegado a cero. Cuando el núcleo se ha desmagnetizado completamente, la energía almacenada en la capacitancia parásita formara un tanque resonante con la inductancia del primario.

En la **Figura 9** podemos ver las formas de onda mas características durante el periodo de corte del transistor.

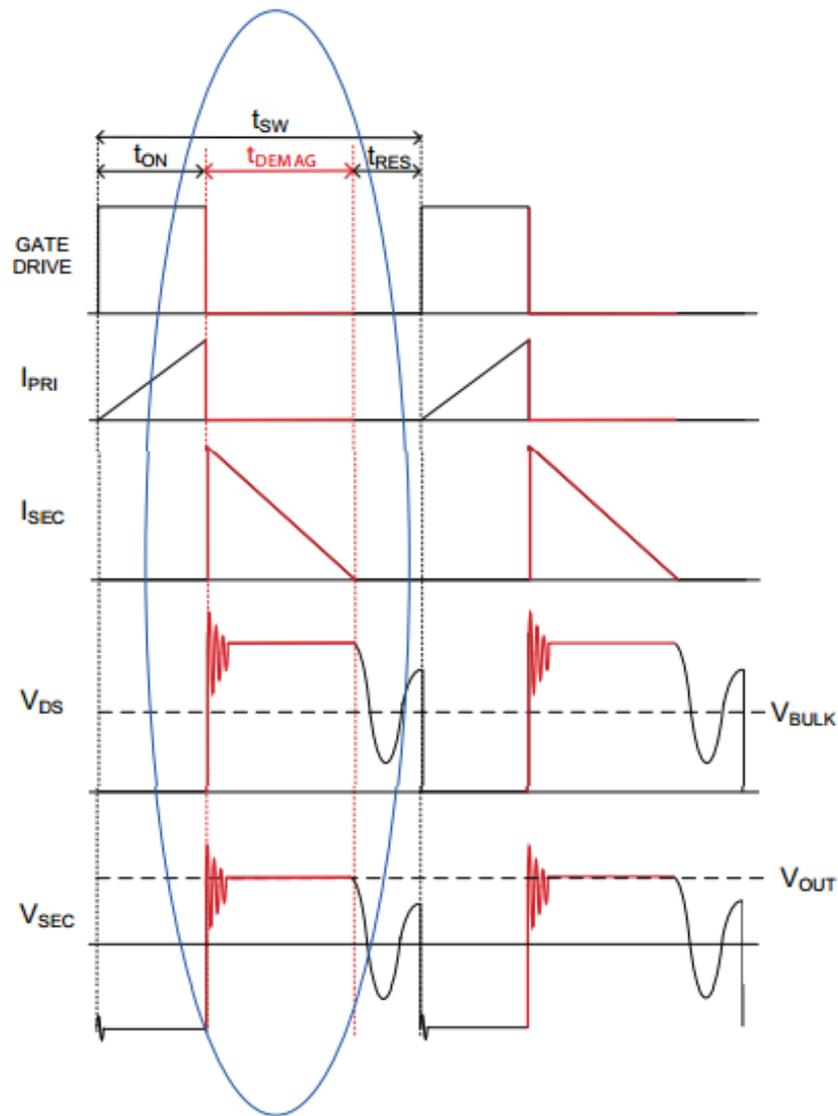


Figura 9: Formas de onda de voltaje y corriente resaltando en tiempo de desmagnetización cuando el transistor esta en off.



Como podemos ver la operación tanto de un Flyback tradicional como de un Flyback casi resonante es similar con la salvedad de la conmutación "suave". El segundo iniciará el paso a conducción del transistor solo después de que se halla detectado un valle de resonancia, de esta manera la frecuencia de conmutación es modulada; teóricamente un convertidor casi resonante no necesita un oscilador.

En la **Figura 10** se puede apreciar la diferencia entre hacer una conmutación dirigida por un oscilador en un Flyback tradicional y uno casi resonante.

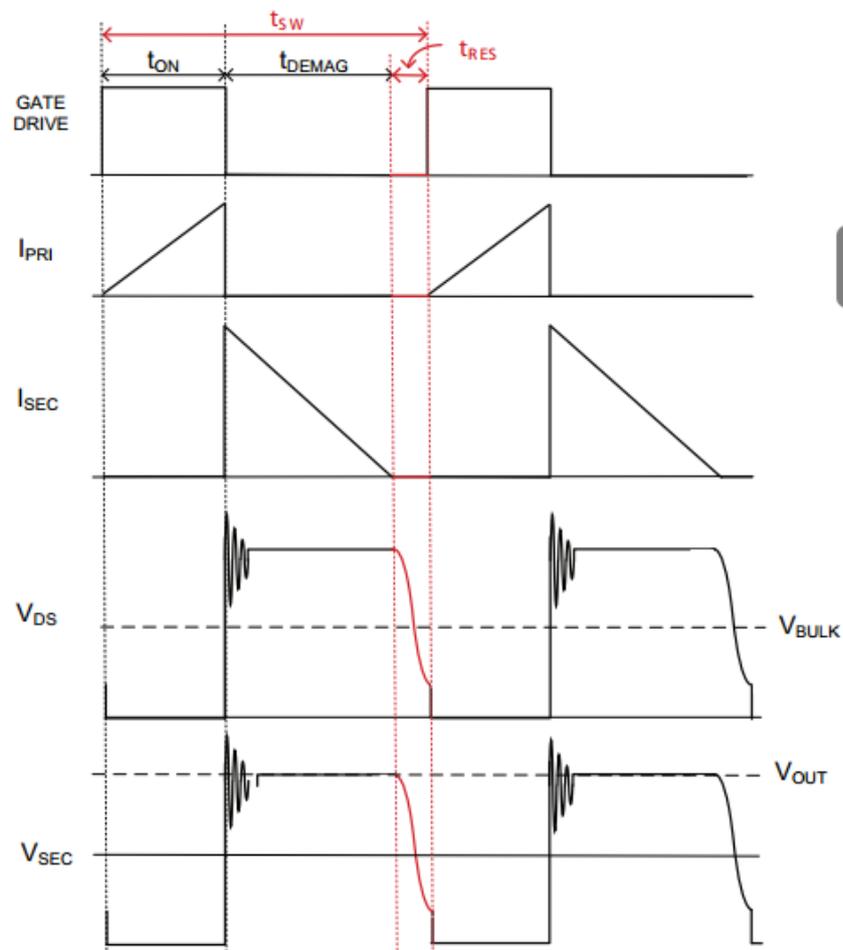


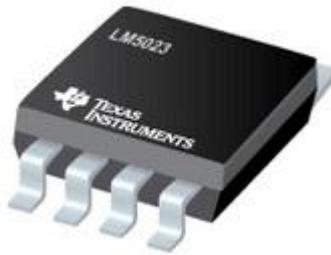
Figura 10: Formas de onda de voltaje y corriente de un Flyback casi resonante en conducción crítica.



Circuito de conmutación

Como se ha explicado en el apartado anterior nuestra fuente es un *flyback* casi resonante, con la cual obtenemos de una batería de 200V tres tensiones +12V, -12V y +5V.

Como también se menciona en el apartado anterior el componente que controlara la conmutación de la fuente sera el circuito LM5023 de Texas Instruments, el cual esta específicamente diseñado para cumplir los requisitos de un *flyback* casi resonante.



El LM5023 usa el devanado auxiliar del transformador para la detección de desmagnetización, para asegurar la operación en modo de conducción critica. Este componente cuenta también con un modo de protección que desconecta la fuente para reducir el estrés en los componentes de potencia durante una sobrecarga. También cuenta con un modo de reducción de consumo para condiciones de operación de baja carga así como una protección para evitar sobretensiones de salida.

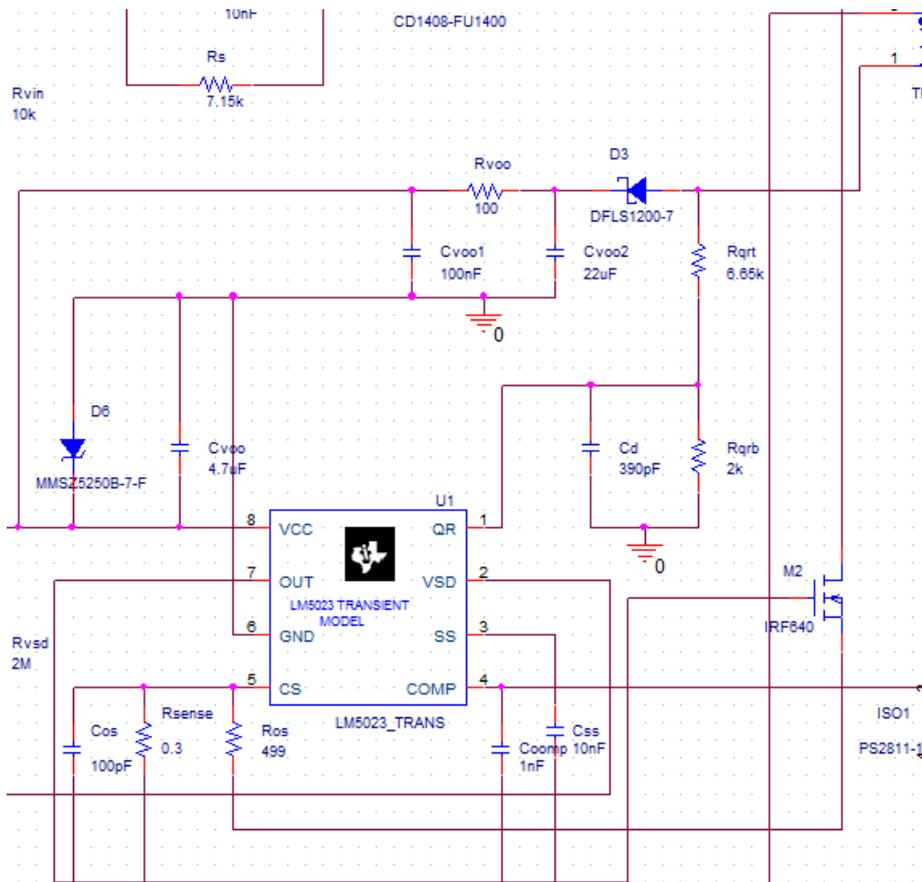


Figura 11: Detalle de montaje de LM5023 en la fuente de alimentación.



La fuente de tensión está basada en el montaje típico de un *flyback* casi resonante mediante este componente.

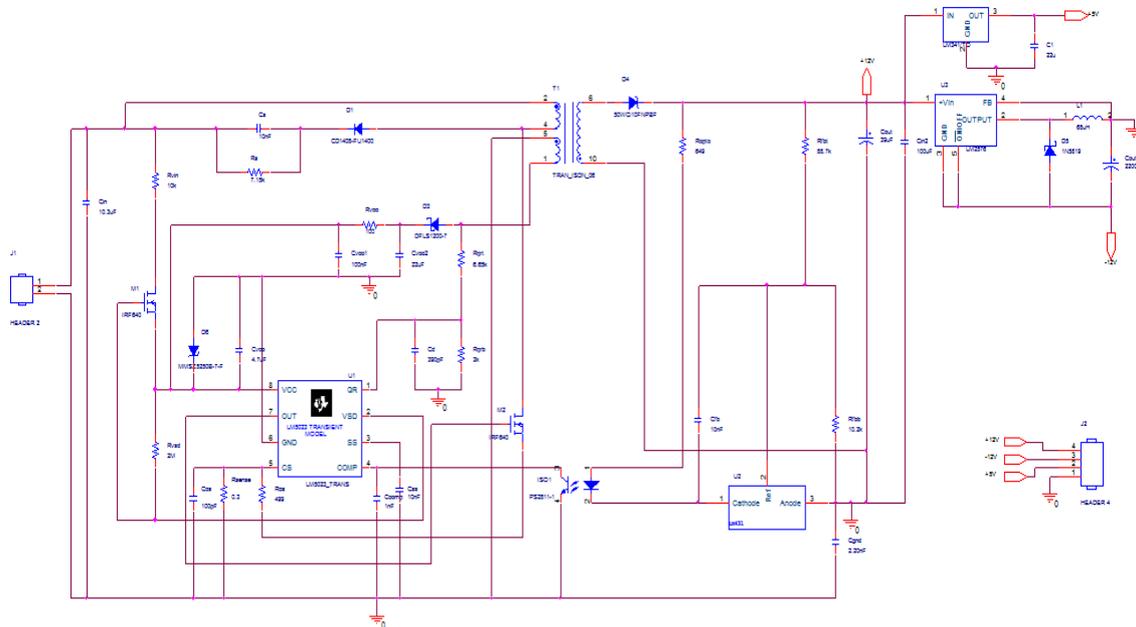


Figura 12: Esquemático de la fuente de alimentación.

Los valores de operación que caracterizan la fuente son los siguientes.

$$V_{IN}=200V$$

$$\text{Ciclo de trabajo (d)} = 0.574$$

$$V_{OUT}=12v$$

$$\text{Frecuencia (f)} = 60kHz$$

$$\text{Modo de trabajo=MCD}$$

$$P_{OUT}=60W$$

$$\eta=83.4\%$$

$$I_{OUT}=5A$$



En la siguiente simulación se muestra la tensión e intensidad a la salida de la fuente.

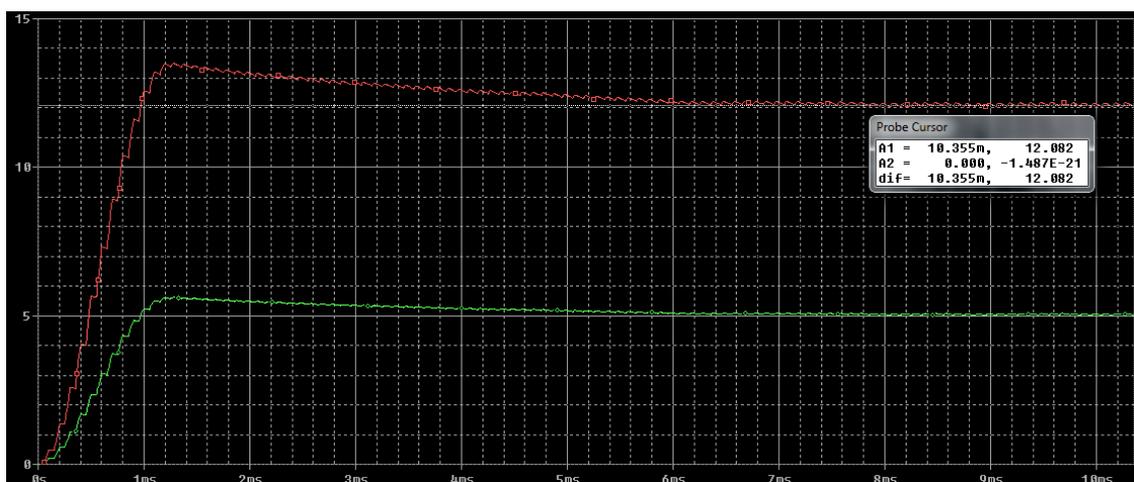


Figura 13: Simulación de la salida de la fuente de alimentación.

Diseño del transformador

El diseño del transformador es uno de los puntos clave en el diseño de una fuente conmutada. En un transformador para una fuente tipo *flyback* necesitaremos un núcleo de baja permeabilidad o un núcleo estándar que, podemos elegir en base a la frecuencia de aplicación usando un entrehierro para impedir la saturación del núcleo y evitar pérdidas.

La corriente que circulará por el inductor va a generar un flujo magnético cuya densidad (el flujo dividido por la sección del núcleo elegido) no debe saturarlo, y a la vez, la ventana del núcleo debe tener espacio suficiente para alojar el bobinado.

En la **Tabla 2** es posible encontrar una selección aproximada del tamaño del núcleo, para distintas potencias.

Potencia (W)	Tipo E		Tipo P (Cazoleta)		RM	
	N27 25Khz	N67 100Khz	N41 25Khz	N67 100Khz	N41 25Khz	N67 100Khz
5	E13/7/4	E8,8			RM5	RM5LP
12	E16/8/5		P14x8	P9x5	RM6	RM4LP
20	E20/10/6	E13/7/4		P11x7	RM6	RM4
35					RM8	RM5
50	E25/13/7	E16/8/5		P14x8		RM6
63		E19/8/5			RM10	RM7LP
80	E30/15/7	E20/10/6	P26x16			RM7
95	E30/15/7			P18x11		
120	E34/14/9	E25/13/7		P22x13	RM12	RM8

Tabla 2: Tipos de selección núcleo según potencias



Se ha elegido un núcleo de ferrita E19/8/5 de Ferroxcube para el circuito, ya que tiene una potencia de 60 vatios y de tipo N67 que es adecuado para transformadores de fuentes de alimentación.



Figura 14: Desmontaje del transformador.

El inductor se comportará como tal siempre y cuando no se sature, y para aumentar la reluctancia del circuito magnético en general se usa un entrehierro en el núcleo, con valores típicos entre 0,1mm a 1mm.

Se calcula el valor de las corrientes que circulan por el primario y el secundario del transformador según la siguiente expresión.

$$I = \frac{W}{V}$$
$$I_1 = \frac{60}{200} = 0.3A$$
$$I_2 = \frac{60}{12} = 5A$$

El valor adecuado del entrehierro puede ser calculado con la siguiente fórmula.

$$L_{efe} = \frac{0.4 * L * I_{max}^2}{A_E * B_{max}^2}$$



Donde:

L_{efe} [mm]= tamaño del entrehierro,

L [mH] =inductancia del primario,

I_{max} [A]= corriente pico,

A_e [cm²]= Area del núcleo,

B_{max} [T]= Densidad de flujo máxima

$$L_{efe} = \frac{0.4 * 1.64 * 1.17^2}{0.226 * 2^2} = 0.98 \text{ mm}$$

Para calcular el número de vueltas del primario se ha utilizado la expresión.

$$N = 1000 \sqrt{\frac{L}{AL}}$$

$$N_1 = 1000 * \sqrt{\frac{0.00164}{0.0015}} = 1045$$

Después se calcula el numero de vueltas del secundario.

$$N_2 = N_1 * \frac{(V_{out} + V_d) * (1 - d)}{V_{in} * d}$$

$$N_2 = 1045 * \frac{(12 + 0.7) * (1 - 0.574)}{200 * 0.574} = 50$$

Dada la corriente que atraviesa el primario (0.3A) y el secundario (hasta 5A) para el bobinado primario del transformador se usara cable AWG 26 y para el bobinado secundario se utilizará AWG 14.



El último paso en el cálculo de transformador es calcular la inductancia del primario y del secundario mediante la siguiente ecuación.

$$L = \mu_e * 1.257 * \frac{N^2 * S}{10^8 * l}$$

Donde:

μ_e =Permeabilidad magnética del núcleo

N=Numero de espiras

S=Área del bobinado

l=Longitud del bobinado

$$L_1 = 88 * 1.257 * \frac{1045^2 * 1.73 * 10^{-5}}{10^8 * 4.7 * 10^{-3}} = 1.63mH$$

Se puede calcular la inductancia del secundario mediante la siguiente expresión.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{L_1}}{\sqrt{L_2}}$$

$$L_2 = \left(\sqrt{L_1} * \frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

$$L_2 = \left(\sqrt{1.63 * 10^{-3}} * \frac{50}{1045} \right)^2 = 3.73\mu H$$



Circuito de salida -12V

La fuente entregará una tensión de 12 voltios a 5 amperios, a partir de la cual se obtiene el resto de tensiones necesarias para alimentar el sistema.

La tensión de -12 voltios se ha obtenido utilizando el circuito LM2576 (Figura 15).

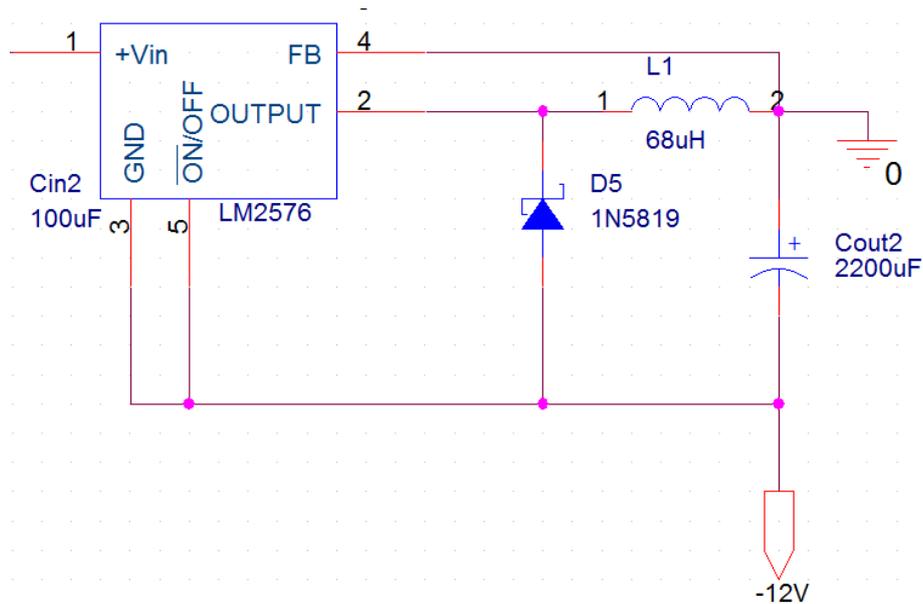


Figura 15: Montaje de LM2576 en fuente de alimentación.

En este caso el circuito integrado LM2576 se ha utilizado en la configuración de reductor elevador, para generar una tensión negativa de -12V; para una tensión +Vin de 12V o mas, la corriente de salida de esta configuración es de 1.2A, suficiente para las necesidades del sistema.

El rango recomendado para la bobina de salida está entre 68uH y 220uH y el condensador de salida para condiciones de alta corriente, debe de ser del orden de miles de microfaradios.

La corriente de pico en la bobina se puede calcular por medio de la siguiente ecuación.



$$I_p \approx \frac{I_{LOAD} (V_{IN} + |V_O|)}{V_{IN}} + \frac{V_{IN} |V_O|}{V_{IN} + |V_O|} \times \frac{1}{2L_1 f_{osc}}$$

Donde $f_{osc}=52\text{kHz}$.

El inductor se seleccionará mediante la grafica que nos da el fabricante para dicho modelo.

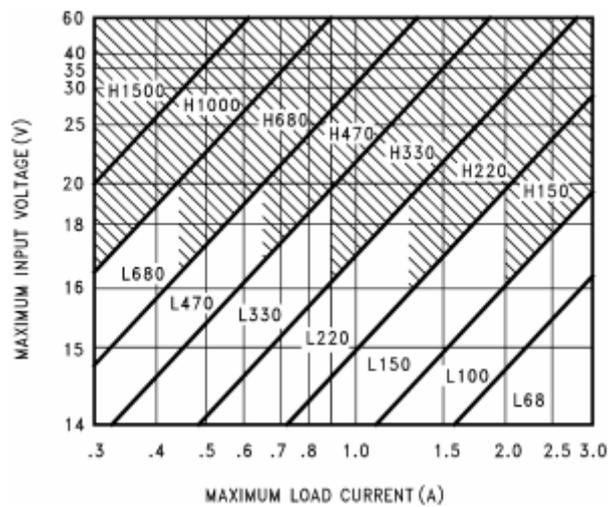


Figura 16: Valores de la bobina según corriente en la carga y tensión de entrada.



Circuito de salida 5V

Para la obtención de la salida de 5V se ha utilizado un regulador de voltaje positivo, el circuito integrado que se ha seleccionado es el LM341 fabricado por Texas Instruments.

En la **Figura 17** se muestra la configuración que se ha seleccionado, la cual es la aplicación típica de este componente.

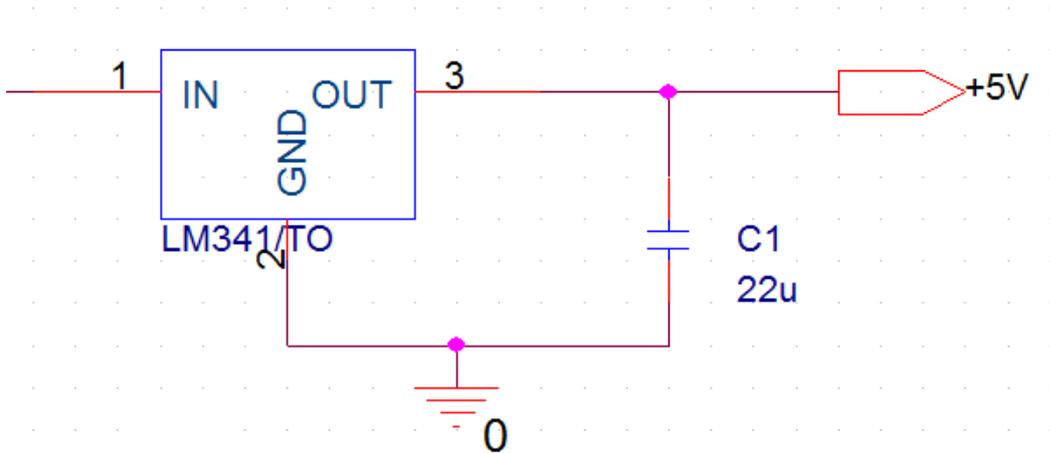


Figura 17: Montaje de LM341 en fuente de alimentación.

El condensador a la entrada que suele haber en este tipo de montajes no ha sido necesario, puesto que solo es imprescindible si el circuito está a más de 4 pulgadas del filtro de la fuente, y ya que no es nuestro caso se ha decidido no montarlo.

Para esta configuración el fabricante nos garantiza una salida de 5 voltios a 1 amperio.



Bloque 2: Circuito de control

En este apartado se describe el funcionamiento de la etapa de control del sistema cuyo objetivo es la regulación de la velocidad y dirección de giro del motor.

El sistema consta de dos rectificadores de precisión para acondicionar las entradas de tensión, dos reguladores PI, para la regulación de velocidad y par, y un generador de PWM.

Este bloque consta de cuatro etapas, una de acondicionamiento de las señales de entrada, la segunda con los cálculos referidos a la obtención de los parámetros que definen los reguladores, la tercera es la implementación de reguladores mediante amplificadores operacionales y por último el generador de PWM.

Acondicionamiento de señales de entrada

Entrada de tensión de tacómetro

El control de velocidad se ha realizado a través del tacómetro que lleva incorporado el motor. Este tacómetro nos ofrece una salida de tensión constante en función de la velocidad de giro según las especificaciones de la **Tabla 3**.

Tachometer Specs			
Motor Family	Tach K_E	Inertia	
	V/K rpm	Oz-in-s ²	Kg-cm ²
M2200	7	0.01	0.71
M3300	7	0.01	0.71
M4000	7	0.01	0.71
M4500	9.5	0.01	0.71

Tabla 3: Especificaciones del tacómetro.

Para la familia M4500 a la cual pertenece el motor, el tacómetro nos da una tensión de 9.5 V/Krpm, como el motor girara en un régimen de revoluciones máximo de 2200 rpm el tacómetro nos proporcionara una tensión de -20.9 a +20.9 voltios la cual será positiva o negativa según la dirección de giro del motor.



La entrada de dicha tensión al circuito de control habrá de ser acondicionada, previamente se reducirá a un rango de -10 a 10 voltios, para lo cual se ha utilizado un divisor resistivo.

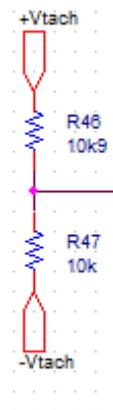


Figura 18: Divisor resistivo del tacómetro.

El divisor resistivo o de tensión está regido por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = \frac{R_{46}}{R_{47} + R_{46}} * V_{tach} = \frac{10900}{10900 + 1000} * 20.9 = 10V$$

Por lo tanto el valor de salida de este divisor de tensión será un valor entre -10 y 10 V.



Mando de control de velocidad

Para la entrada de la tensión del potenciómetro con el cual se selecciona velocidad y sentido de giro del motor, se ha realizado un montaje similar al que se ha utilizado para acondicionar la entrada del tacómetro, ya que el potenciómetro proporcionara una tensión que variará en un rango de ± 12 voltios y se ha elegido elegido acondicionarlo a un rango de ± 10 voltios.

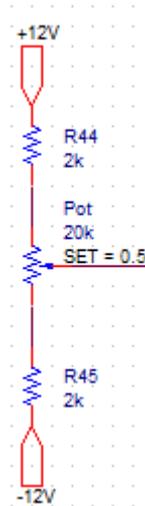


Figura 2: Divisor de tensión del potenciómetro.

Como el potenciómetro también indicará la dirección de giro para el motor, se ha utilizado un amplificador operacional como comparador con alimentación asimétrica, que dará saturación positiva cuando el potenciómetro se encuentre en valores de tensión positivos (sentido de giro horario) y 0 voltios cuando se encuentre el valores de tensión negativos (sentido de giro anti horario).

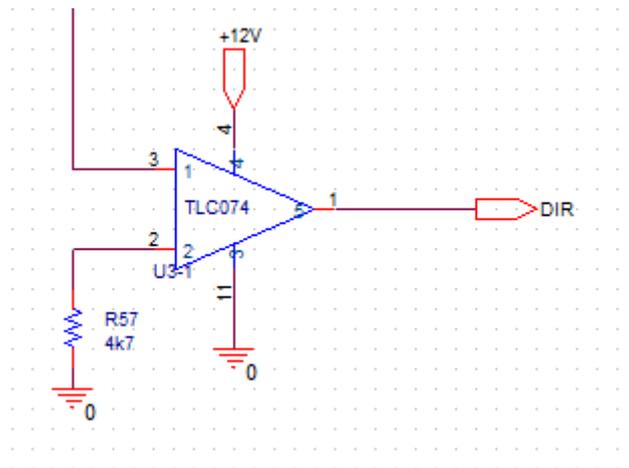


Figura 20: Circuito de comparación de dirección de giro.

Como vemos en la figura anterior este circuito comparará la tensión del potenciómetro con 0 obteniendo los siguientes posibles resultados:

si $V_{\text{potenciómetro}} > V_2 \Rightarrow (V_1 - V_2) > 0 \Rightarrow V_{\text{out}} = +12V$.

si $V_{\text{potenciómetro}} < V_2 \Rightarrow (V_1 - V_2) < 0 \Rightarrow V_{\text{out}} = 0$.

RECTIFICADOR DE PRECISI3N DE MEDIA ONDA

Las entradas principales del sistema de control ser3n la tensi3n del tac3metro y la tensi3n seleccionada por medio del potenci3metro. Ambas tensiones ser3n bipolares con un rango de -10V a +10V. En este caso se ha decidido que todas las tensiones entrar3n al sistema de control como positivas, con lo cual se ha seleccionado el siguiente montaje para convertir todas las tensiones de entrada en positivas.

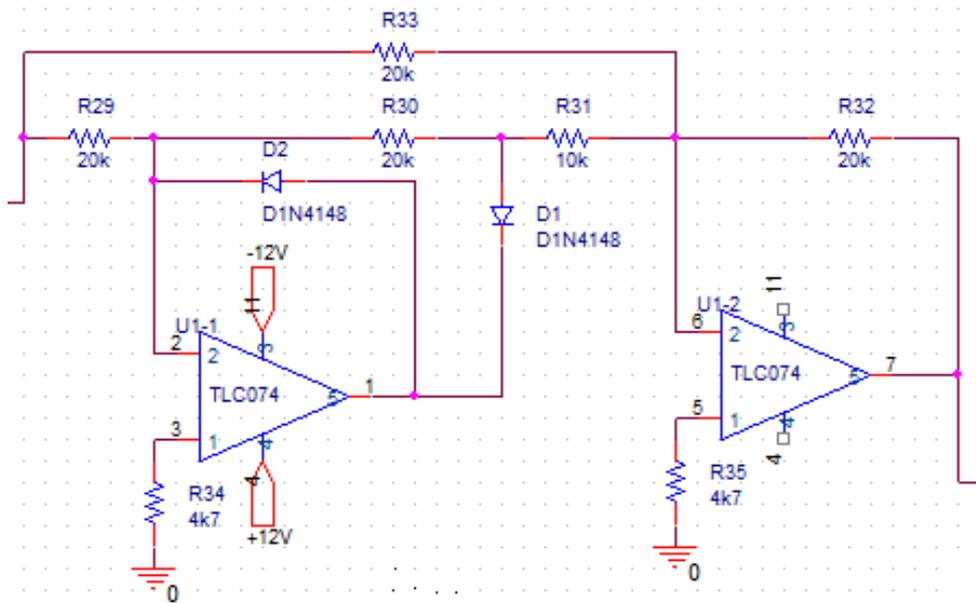
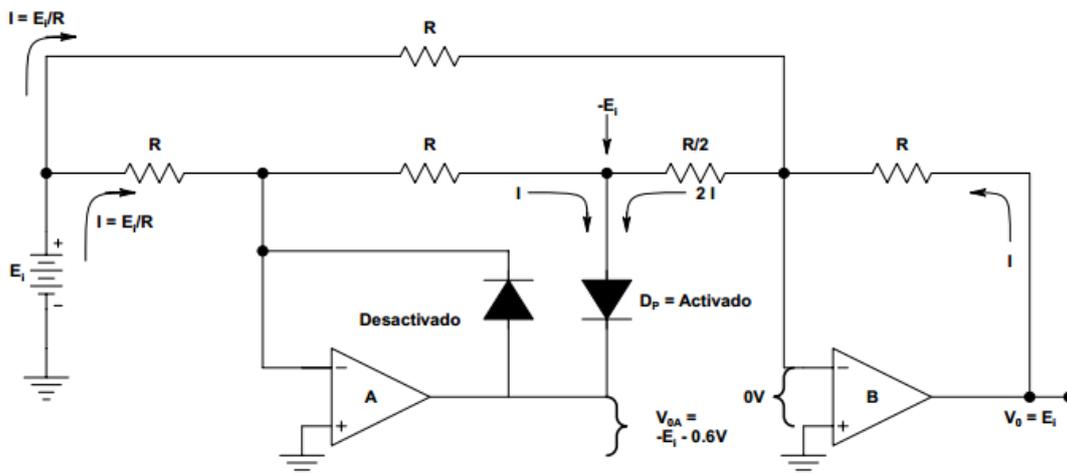


Figura 21: Circuito rectificador de precisi3n de media onda.

Para las entradas positivas el amplificador operacional A invierte E_i . El amplificador operacional B suma la salida de A y E_i para dar una salida de circuito $V_o = E_i$.

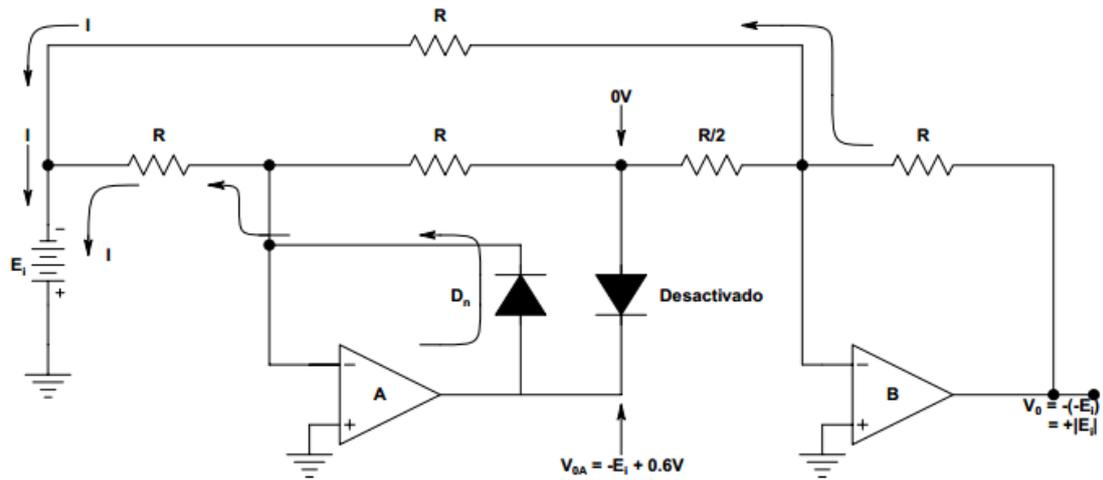


(a) Durante las entradas positivas, el amplificador operacional A invierte E_i , como el amplificador operacional B es un sumador inversor, $V_o = E_i$.

Figura 3: Rectificador de precisi3n de media onda para entradas positivas.



En el caso de las entradas negativas, como se aprecia en la siguiente figura, el amplificador operacional B invierte $-E_i$ y la salida V_o del circuito es $+E_i$. Por lo tanto, la salida del circuito V_o es positiva e igual al valor rectificado o absoluto de la entrada.



(b) Durante las entradas negativas, se rectifica la entrada de A al valor de 0V; el amplificador operacional B invierte E_i , por lo que $V_o = +E_i$.

Figura 23: Rectificador de precisión de media onda para tensiones negativas.



Amplificador Diferencial

En esta etapa se realizará una resta o diferencia entre la señal que proviene del tacómetro con la del potenciómetro, para ello se utiliza un amplificador operacional en configuración de amplificador diferencial, el cual proporcionará una tensión de salida proporcional a la diferencia de las tensiones de entrada.

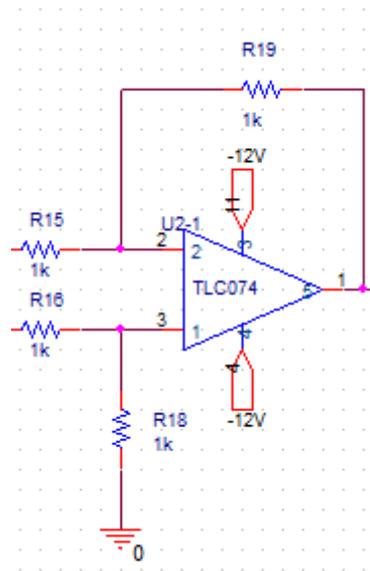


Figura 24: Circuito amplificador diferencial.

La relación entre la tensión de salida y entrada de esta configuración viene dada por la ecuación siguiente:

$$V_{\text{out}} = V_2 \left(\frac{(R_3 + R_1) R_4}{(R_4 + R_2) R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right)$$

El circuito realizará la resta entre la velocidad teórica proporcionada por el potenciómetro y la velocidad real que nos proporcionara el tacómetro para enviar el resultado de esta diferencia al regulador PI.



Obtención de parámetros de los reguladores

Regulador PI para lazo de control de par

Según las especificaciones técnicas del proyecto el par nominal debe establecerse en un tiempo de 10 milisegundos, por tanto, lo que se pretende regular con el lazo de control es la intensidad que circula por motor, la cual está relacionada directamente mediante una función de transferencia con el par del motor.

La realimentación se realiza mediante un sensor de corriente de efecto Hall el cual ofrece una tensión proporcional a la corriente medida.

El sensor proporciona una tensión de 100 milivoltios por amperio, con un offset 2.5 voltios, es decir que tiene una ganancia de 0.1.

La salida del sensor ha sido acondicionada acorde con los 6.16 amperios máximos de forma continuada que soporta el motor y con el rango de 0 a 10 voltios con los que se está trabajando en el sistema.

El diagrama de bloques en lazo abierto es la siguiente.

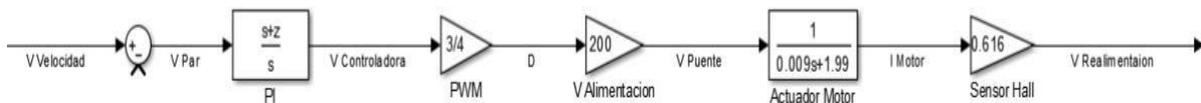


Figura 25: Diagrama de bloques en lazo abierto.

La función de transferencia en lazo abierto sin tener en cuenta el PI es:

$$GH_{par} = \frac{V_{cc}}{V_{Trabajo}} * PWM * \frac{1}{LS + R} * K_{sensor}$$

Donde:

V_{cc} = Tensión de la batería.

$V_{Trabajo}$ = Tensión de trabajo del sistema de control.

PWM=d con limitación a 3/4.

L=Inductancia del motor.

R= Resistencia del motor.

K_{sensor} = Sensibilidad del sensor por ganancia.



Sustituyendo los valores de las variables:

$$GH_{par} = \frac{200}{10} * \frac{3}{4} * \frac{1}{0.009s + 1.99} * \frac{1}{0.616}$$

$$GH_{par} = \frac{24.35}{0.009s + 1.99}$$

$$GH_{par} = \frac{2705.555}{s + 221.11}$$

Como se ha visto anteriormente, el sistema obtenido es un sistema de primer orden simple, el regulador que se va a incluir debe modificar el lugar de las raíces para crear un sistema estable acorde con las características requeridas y anular el error en régimen permanente del sistema a la hora de estabilizar la señal.

El regulador indicado es un PI, ya que la influencia de la parte integral sobre un sistema de primer orden es la eliminación del error en régimen permanente y la posibilidad de ajustar los parámetros temporales que se exigen.

Para saber cuál es el PI indicado para este sistema se va a analizar su lugar de las raíces.

El lugar de las raíces del sistema descrito anteriormente es:

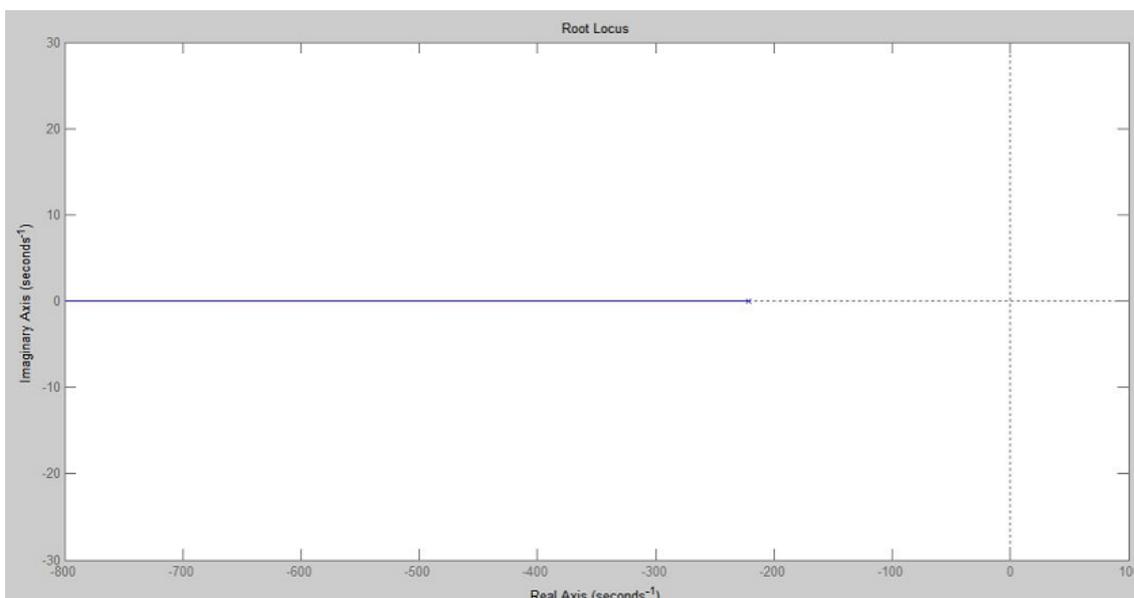


Figura 26: Lugar de las raíces del sistema.



Como podemos observar se tiene un sistema con el polo característico del motor en -221.1 que corresponde a R/L y una ganancia de 2705.55.

Para crear un sistema que se ajuste al tiempo requerido, permaneciendo estable con un amplio rango de ganancias que dependen de la tensión de alimentación y el sensor de corriente, de forma ideal se ha decidido colocar el cero del regulador mas a la izquierda del polo en -243. En combinación con la ganancia ideal ajustada se obtienen dos polos complejos conjugados con una parte real en -314, puesto que al necesitar un tiempo de establecimiento de 10 milisegundos en un sistema subamortiguado ese valor corresponde a $\frac{\pi}{t_s}$. Además se ha buscado que la parte imaginaria tenga la menor amplitud posible para reducir al máximo la sobreoscilación.

Estos son los puntos que interesan:

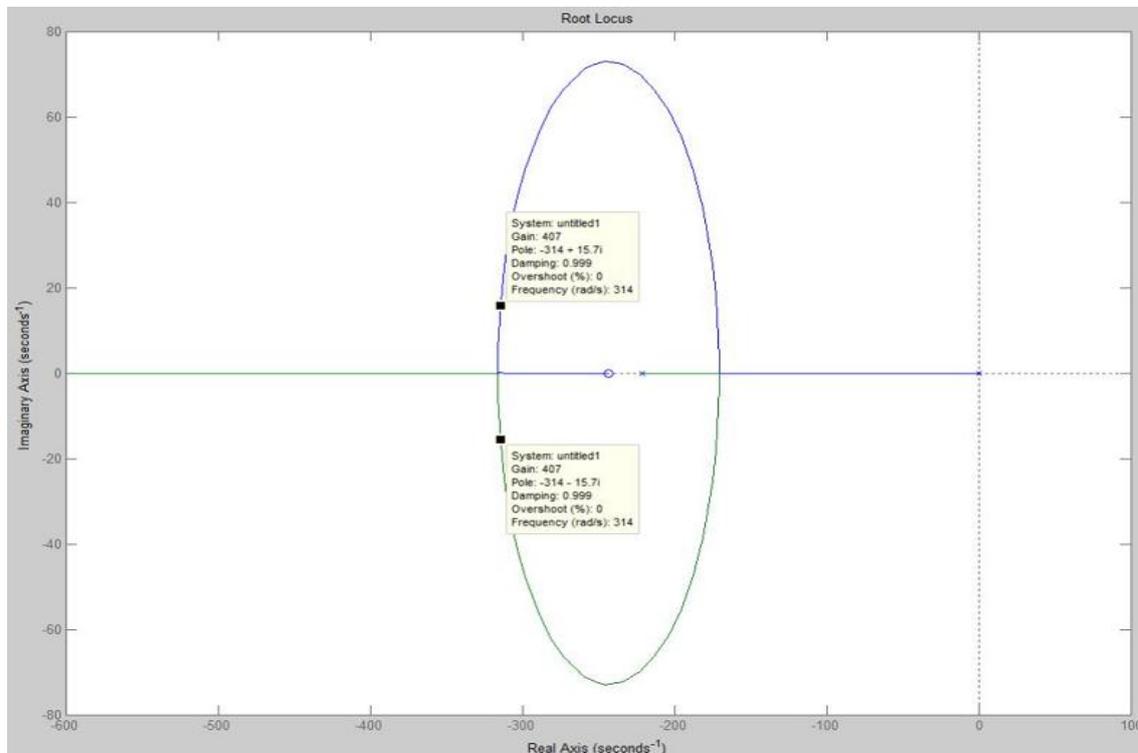


Figura 27: Lugar de las raíces con los polos elegidos.

Al necesitar una ganancia de 407 el total del sistema, siendo la ganancia en lazo abierto 2705.55 significa que la ganancia propia del regulador es de:

$$Ganancia = \frac{407}{2705.55} = 0.150431211$$



Por tanto, la función de transferencia del regulador es:

$$PI = 0.150431211 * \frac{s + 243}{s}$$

Observando las simulaciones en Simulink se aprecia como la salida alcanza su valor nominal en el tiempo establecido.

El sistema simulado es:

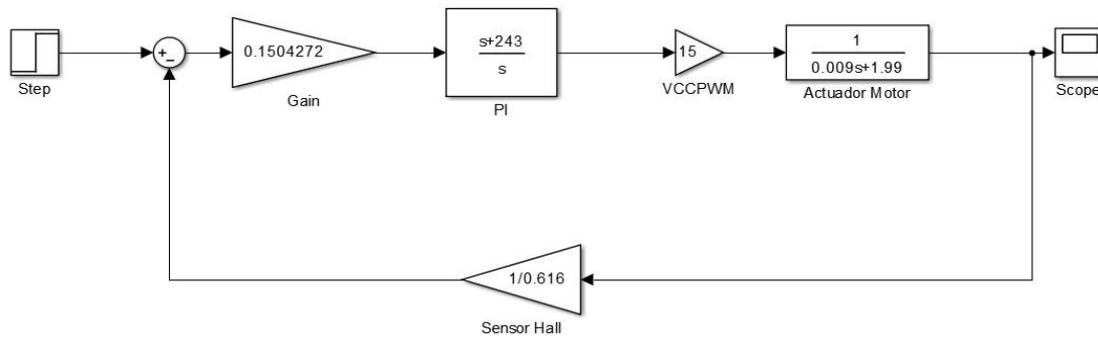


Figura 4: Diagrama de bloques en lazo cerrado.

La señal de salida ante una entrada escalón es la siguiente:

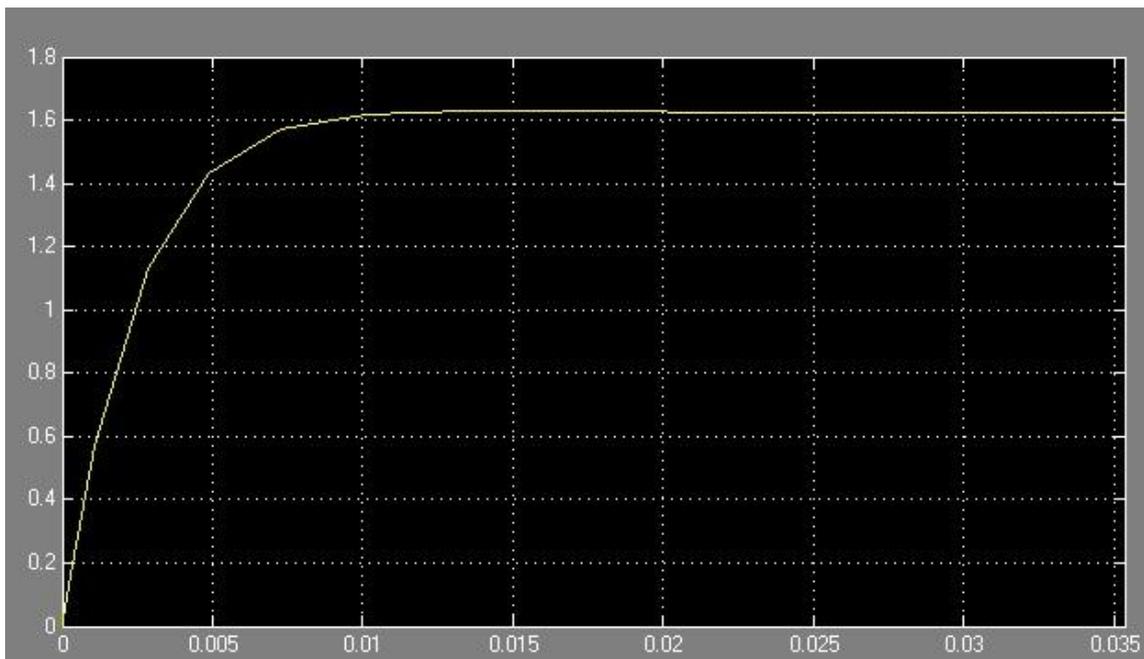


Figura 28: Respuesta del lazo de par ante una entrada escalón.



La función de transferencia en lazo cerrado queda entonces como:

$$P_s = \frac{0.150431211 * \frac{s + 243}{s} * 15 * \frac{1}{0.009s + 1.99}}{1 + \left(0.150431211 * \frac{s + 243}{s} * 15 * \frac{1}{0.009s + 1.99}\right) * \frac{1}{0.616}}$$

$$P_s = \frac{0.01251s^3 + 5.806s^2 + 672.2s}{4.99 * 10^{-5}s^4 + 0.04237s^3 + 11.86s^2 + 1091s}$$

Como se puede observar en la **Figura 28** la salida en régimen permanente del sistema completo ante una entrada escalón unitario es 23.0383 rad/s que expresado en revoluciones por minuto es:

$$\frac{23.0383 * 60}{2\pi} = 219.99955 \approx 220 \text{ rpm}$$

Es decir, que ante una tensión de consigna de 1 voltio efectivamente la velocidad del motor sería una décima parte de la velocidad máxima. Este resultado hace que no sea necesaria la utilización de un regulador adicional para la velocidad del motor.

En las **Figuras 29 y 30** se muestra el diagrama de bloques del sistema al completo y la salida total.

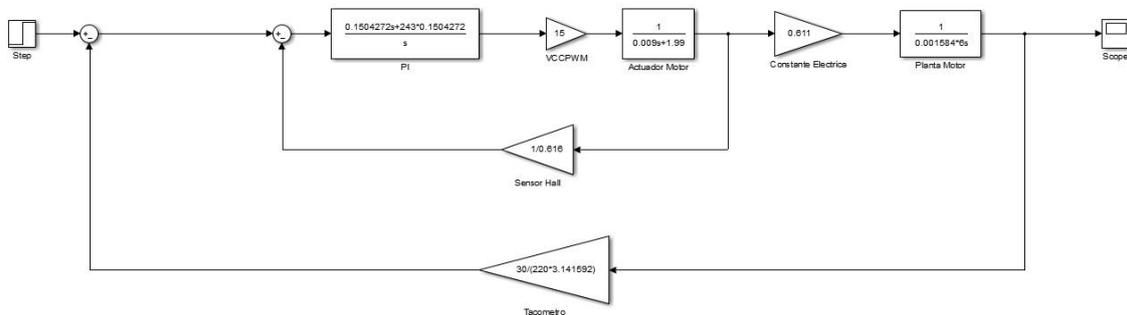


Figura 29: Diagrama de bloques completo.

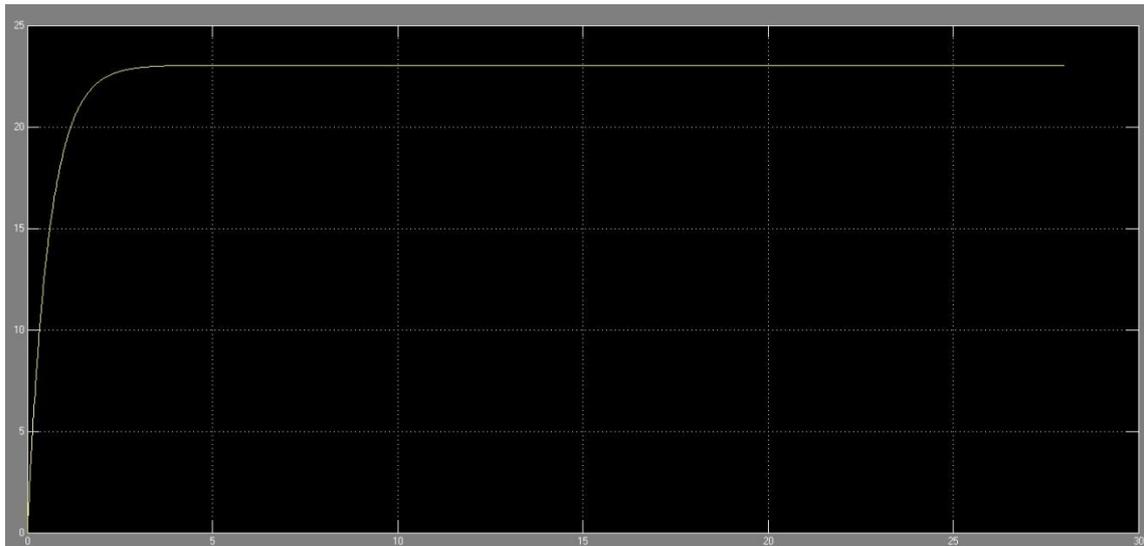


Figura 30: Salida del sistema al completo.

En la **Figura 31** se puede observar el detalle de la salida que muestra la pequeña oscilación que tiene la salida.

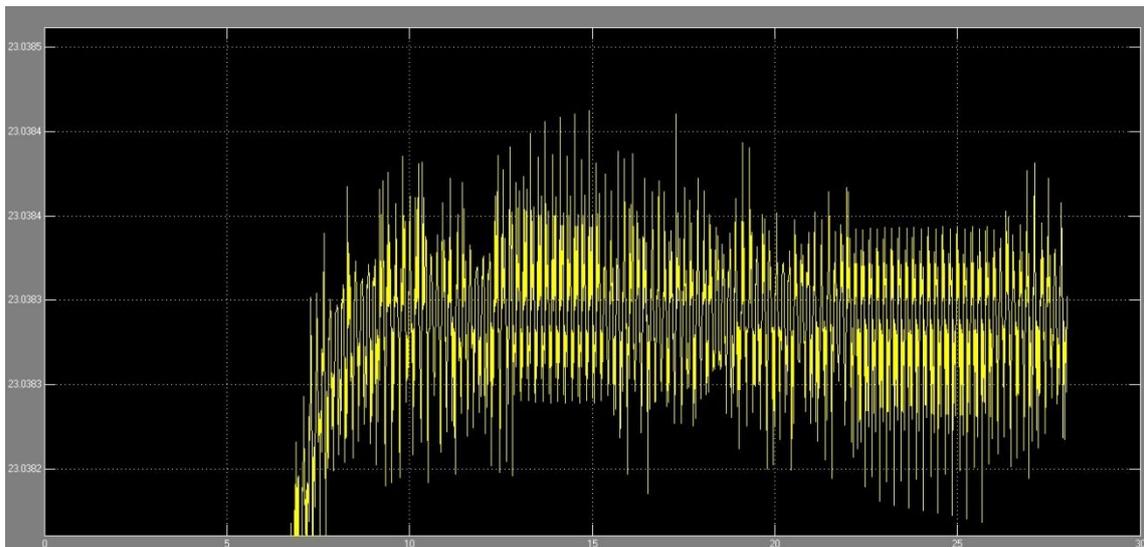


Figura 31: Detalle de salida sistema completo.



Diseño del regulador PI en operacionales

La **Figura 32** muestra un controlador electrónico proporcional-integral (controlador PI) que usa amplificadores operacionales.

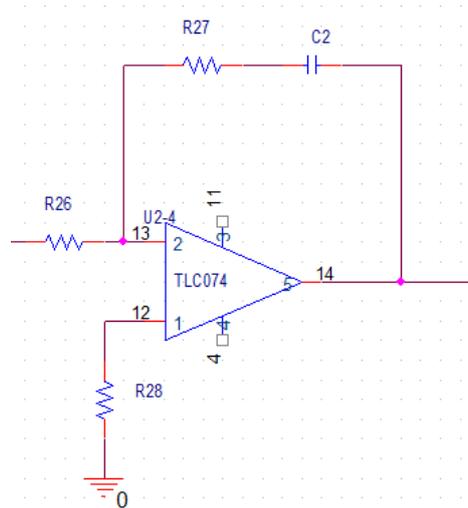


Figura 32: Regulador PI basado en amplificadores operacionales.

La función de transferencia $E_e(s)/E_s(s)$ se obtiene mediante la siguiente ecuación.

$$\frac{E_e(s)}{E_s(s)} = -\frac{Z_r}{Z_e}$$

Donde:

$$Z_r = R_{27} + X_{C2} = R_{27} + \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_e = R_{26}$$

Siendo $j\omega = s$:

$$\frac{Z_r}{Z_e} = \frac{R_{27} + \frac{1}{Cs}}{R_{26}}$$

$$\frac{Z_r}{Z_e} = \frac{sR_{27} + \frac{1}{C}}{sR_{26}}$$



$$\frac{Z_r}{Z_e} = \frac{sR_{27} + \frac{R_{27}}{R_{27}C}}{sR_{26}}$$

$$\frac{Z_r}{Z_e} = \frac{R_{27}}{R_{26}} * \frac{s + \frac{1}{R_{27}C}}{s}$$

A partir de esta ecuación obtendremos los valores de resistencias y condensadores que satisfacen los valores del regulador.

Debido a los valores reales normalizados de las resistencias y los condensadores, el cero se situará en -242.9543246 y la ganancia tendrá un valor de 0.1506147541.

$$\frac{Z_r}{Z_e} = \frac{1470}{9760} * \frac{s + \frac{1}{1470 * 2.8 * 10^{-6}}}{s}$$

En la **Figura 33** se muestran los valores reales en el lugar de las raíces.

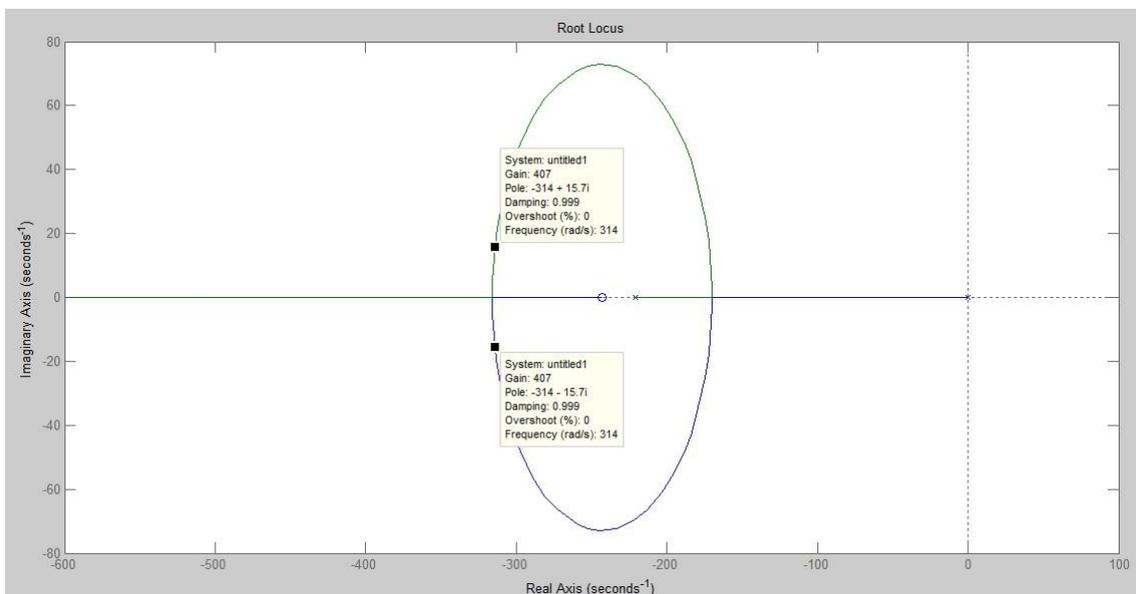


Figura 33: Lugar de las raíces con valores reales.



Y como podemos ver en la **Figura 34** la salida para el lazo de corriente es muy aproximada a la salida para valores ideales.

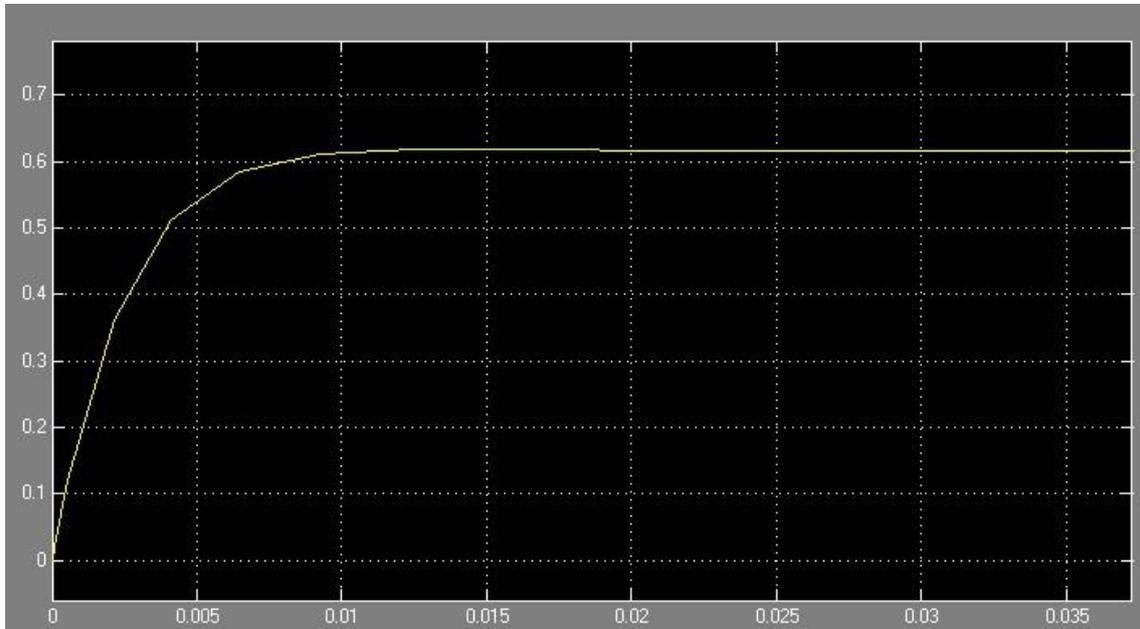


Figura 345: Salida lazo de control con valores estandar.

Finalmente el circuito con los valores calculados sería el siguiente.

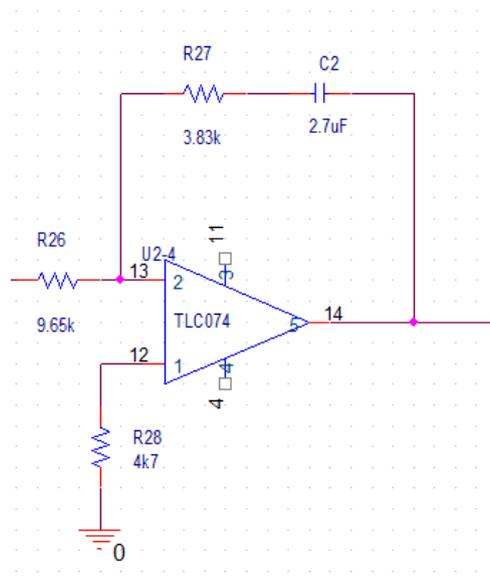


Figura 6: Regulador PI calculado.



Divisor de tensión señal de control

La salida del segundo regulador del circuito de control ira al generador de PWM.

La señal de control del generador de PWM variará entre 0 y 5 voltios, y dado que la salida del integrador estará en el rango de 0 a 10 voltios deberemos de acondicionarla mediante un divisor de tensión tal y como vemos en la **Figura 36**.

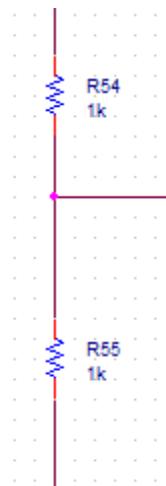


Figura 36: Divisor de tensión para tensión de control del generador PWM.

$$V_{out} = \frac{R_{55}}{R_{54} + R_{55}} * V_{in} = \frac{1000}{1000 + 1000} * 10 = 5V$$

Modulo generador de PWM

Como modulador PWM se ha utilizado un circuito basado en amplificadores operacionales. El montaje siguiente, mediante una señal de control en un rango 0-5 voltios, nos proporciona una señal de PWM de 1kHz con tan solo un 2% de no-linealidad y un *duty cycle* (ciclo de trabajo) ajustable de 0 a 100%.

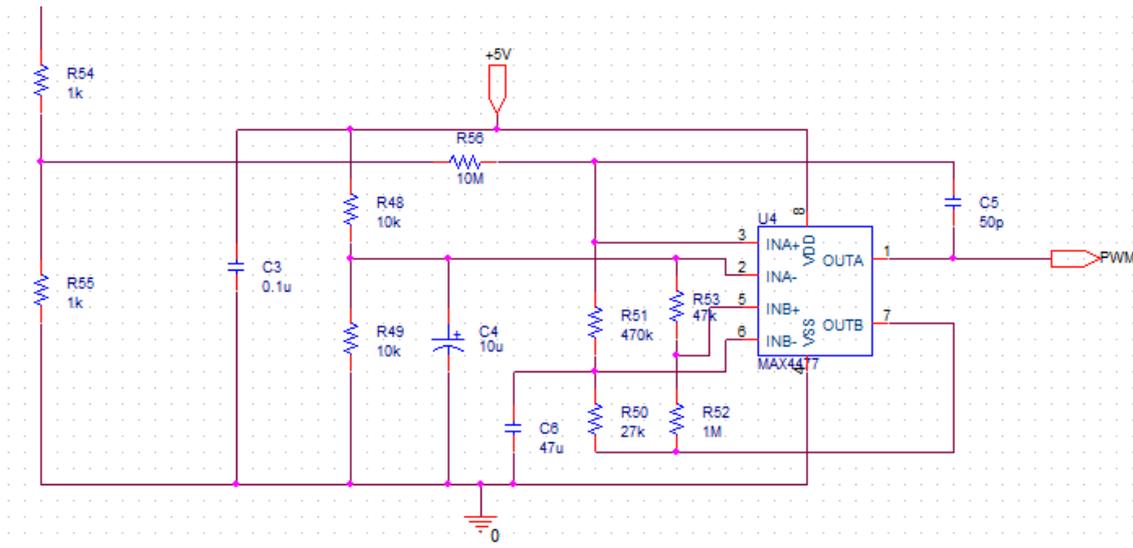
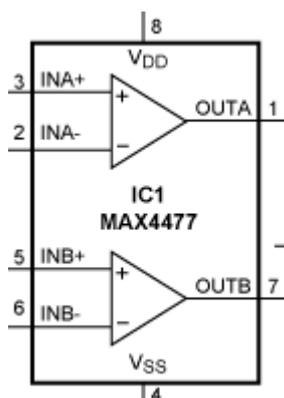


Figura 37: Montaje de generador de PWM.

El amplificador operacional "B" del comparador dual MAX4477 está configurado como un oscilador funcionando a 1kHz. Este produce una onda triangular en la entrada positiva, cuya amplitud es 1/10 de la tensión de alimentación.

El amplificador operacional "A" compara la onda triangular con la tensión continua de control, y genera una señal PWM en su salida. El generador de PWM y la señal de control continua debelen ser alimentadas por una tensión de +5 voltios.



Se puede ajustar la frecuencia de oscilación variando el valor del condensador en esta ecuación:

$$f = \frac{6345}{R * C}$$

Donde R esta en kilo ohmios, C en micro faradios y f en hercios.



La **Figura 38** muestra la respuesta del circuito como PWM *duty cycle* vs. Señal de control continua.

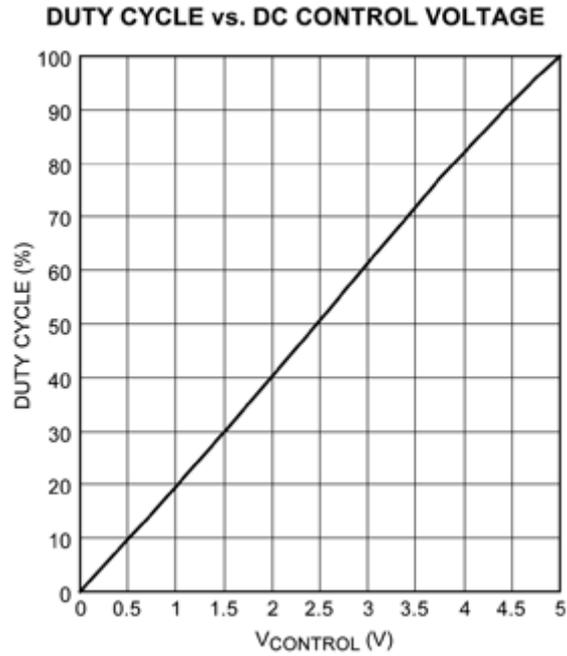


Figura 7: Ciclo de trabajo con respecto a intensidad del generador PWM.

En la siguiente figura podemos ver la simulación de cómo funciona el generador de PWM con MAX4477.

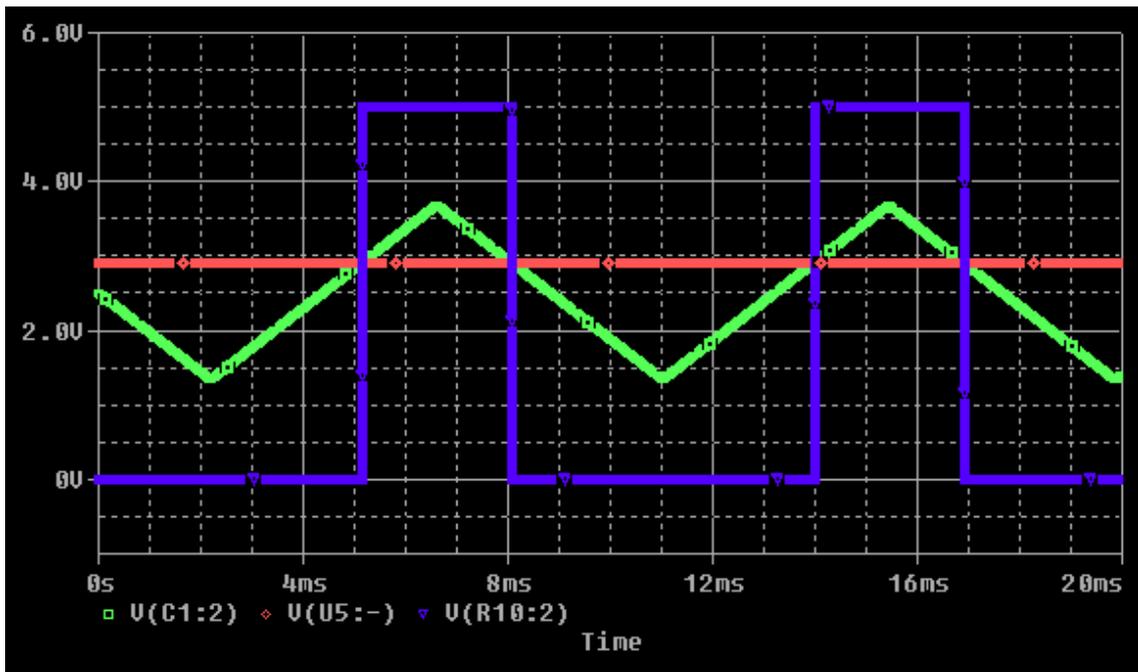


Figura 39: Simulación de generador de PWM.



Cálculos justificativos

En este apartado se realizará el cálculo de la intensidad y la potencia disipada en el circuito de control.

Tomando como referencia la resistencia de entrada del primer sumador del circuito de control se ha calculado la intensidad que circula por dicha resistencia así como la potencia disipada.

$$\frac{V_e}{R_{15}} = I_R$$

$$I_R = \frac{10}{10000} = 0.001 \text{ A}$$

La intensidad que circula por la resistencia es de 1 miliamperio. Con lo cual se calcula la potencia disipada por la resistencia.

$$P_R = 0.001^2 * 10000 = 0.01 \text{ W} = 10 \text{ mW}$$

Al ser esta resistencia por la que más corriente va a circular del circuito y habiéndose tenido en cuenta el caso más desfavorable, todo el circuito de control será implementado mediante resistencias de 1/4 de vatio.



Bloque 3: Etapa de potencia

El objetivo de este apartado es controlar la dirección y velocidad de giro del motor para garantizar las especificaciones del proyecto, las cuales son que el motor trabaje en cuatro cuadrantes y gire tanto en sentido horario como anti horario.

El sistema consta de un driver de potencia para excitar los transistores, de un puente H y de un sensor de corriente con su acondicionamiento para controlar la corriente del motor.

Este bloque consta de 3 etapas, una de amplificación de las señales de control del sistema referidas a dirección y velocidad, la segunda de descripción del puente H que hace posible el control de dirección y velocidad mediante la señal de dirección y PWM, y la etapa de sensado de corriente.

Driver de potencia.

En esta primera etapa se tienen como entrada las señales de control DIR y PWM, las cuales nos proporcionarán la información de dirección y velocidad que el motor necesita.

Para gestionar estas señales, se recurre un *driver*, cuya configuración (AND + INV) es ideal para motores de alta corriente. Por lo que estos drivers internamente se representan en la siguiente figura:

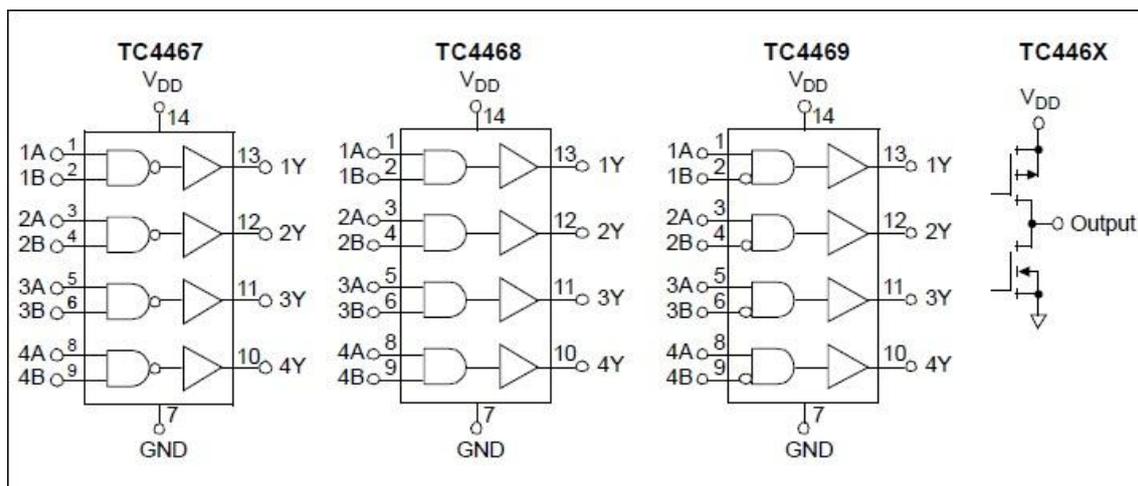


Figura 8: Gama de circuitos TC446X.

Para activar un MOSFET de potencia, es necesario que exista una tensión de unos 10 voltios en su terminal de puerta (VGATE). En el sistema, la señal de PWM está generado por un circuito integrado y no llega a esa tensión, por lo que se utiliza un driver que permite alcanzar la tensión VGATE mínima.



El driver utilizado pertenece a la familia TC446X de Microchip Technology Inc. Estos dispositivos son ideales para transistores MOSFET y presentan 4 drivers de salida CMOS. A diferencia de otros controladores, estos dispositivos tienen dos entradas para cada salida.

Como podemos observar en la **Figura 41**, la entrada lógica puede ser NAND (TC4467), AND (TC4468) o AND/INV (TC4469).

Part No.	TC4467 NAND				TC4468 AND				TC4469 AND/INV			
Inputs A	H	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
Inputs B	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L
Outputs TC446X	L	H	H	H	H	L	L	L	L	H	L	L

Figura 9: Tabla lógica familia TC446X

En el circuito se han utilizado dos salidas del *driver* para controlar los transistores superiores del puente controlando de esta manera la dirección y las dos salidas restantes son las que realizarán las conmutaciones de los transistores inferiores del puente para controlar la velocidad.

En la **Figura 42**, se puede ver el montaje elegido para este *driver*.

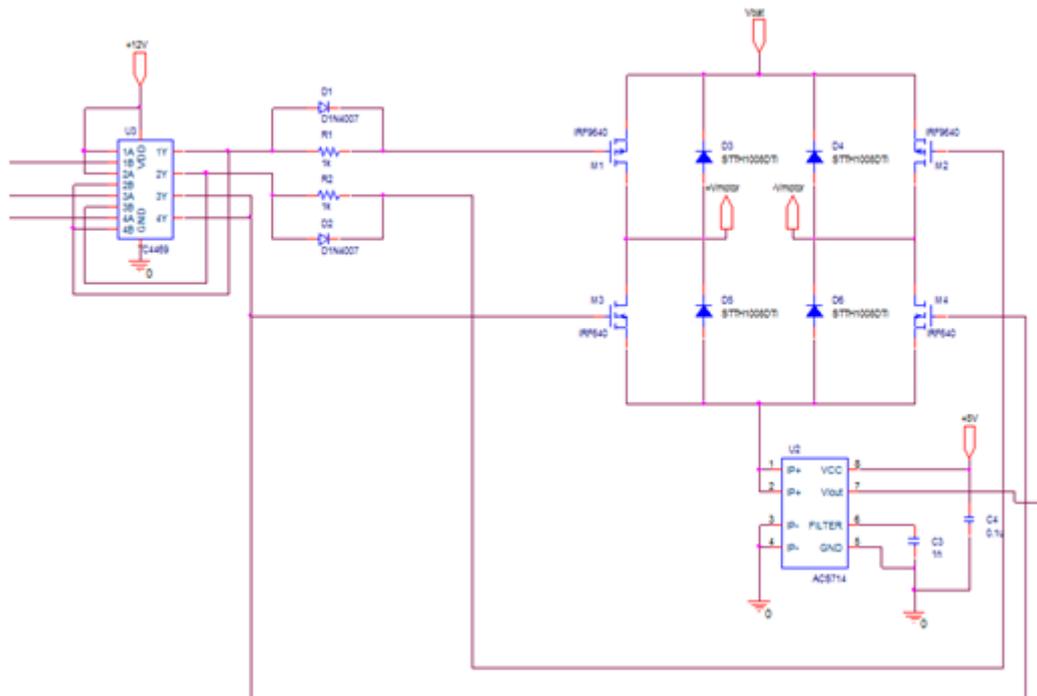


Figura 4210: Circuito de control del puente H.



El motivo para elegir este dispositivo, es que posee una corriente pico de salida alta (1,2 A), su rango operativo oscila entre los 4.5 V y los 18 V, los tiempos de retraso son simétricos y muy reducidos, del orden de los nano segundos y por ultimo posee una protección de descarga electrostática en todos las patillas de 2kV. También puede manejar hasta 0,5 A de señal de corriente inversa en los drivers de salida.

Puente H.

El estado de funcionamiento de un motor de corriente continua se puede representar gráficamente como se muestra en la **Figura 43**.

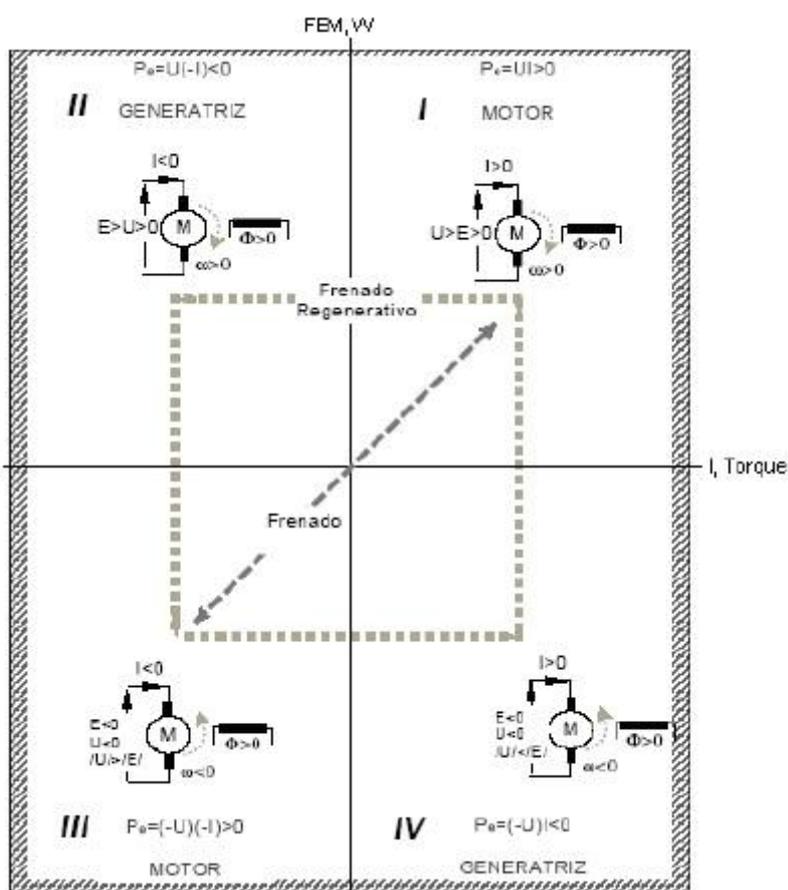


Figura 43: Gráfico cuatro cuadrantes.

Para ello se utiliza un sistema de coordenadas en el que el eje vertical representa la f.e.m. (E), y en el horizontal a corriente inducida (I). Como la f.e.m. es proporcional a la velocidad, el eje vertical también representará las velocidades; del mismo modo, el par se representa en el eje horizontal puesto que es proporcional a la corriente.



Estos dos parámetros definen el punto de funcionamiento del motor, su signo lo situará en uno de los cuatro cuadrantes. Estos signos dan una imagen del sentido de transferencia de la potencia del motor. Así, en los cuadrantes 1º y 3º el producto de f.e.m.-intensidad es positivo, esto equivale a decir que la potencia es positiva y que el motor está absorbiendo energía eléctrica para convertirla en energía mecánica; en otras palabras, se está comportando como un motor. En los cuadrantes 2º y 4º el producto es negativo; en estas condiciones la máquina cede energía eléctrica, es decir, se comporta como un generador.

Cuando se da la orden al motor para que disminuya su velocidad, este responde perdiendo la energía que tiene acumulada por inercia, por lo tanto este sistema puede llegar a ser demasiado lento cuando sean necesarias inversiones del sentido de giro rápidas o frenados rápidos sin valores excesivos de corrientes. Si se actúa sobre el motor, de manera que se le pida una inversión del sentido de giro para acelerar la inversión, la energía que en ese momento tiene el motor tendrá que tener un camino para ser disipada.

En la **Figura 43** se observa como en los circuitos de ejemplo se pasa directamente del 1º al 3º cuadrante y viceversa, sin entrar en el 2º y 4º cuadrante. Al darle un camino de salida a la corriente, a la pérdida por rozamiento hay que añadir la que se disipa en la resistencia de frenado. Por lo tanto se acelera el proceso de inversión. A este tipo de mando se le denomina frenado dinámico.

Para que el motor pueda adaptarse a las diferentes situaciones, pasando de motor a generador y de generador a motor, es necesario que los equipos de electrónica asociados al motor permitan y gestionen estos cambios. Uno de los dispositivos electrónicos que va a tener relevancia en este proceso es el inversor.

El puente H o inversor de puente completo, es un circuito electrónico que permite a un motor eléctrico DC girar en ambos sentidos, avance y retroceso. El término "puente H" proviene de representación gráfica del circuito. Un puente H se construye con 4 interruptores y un motor en la zona central.

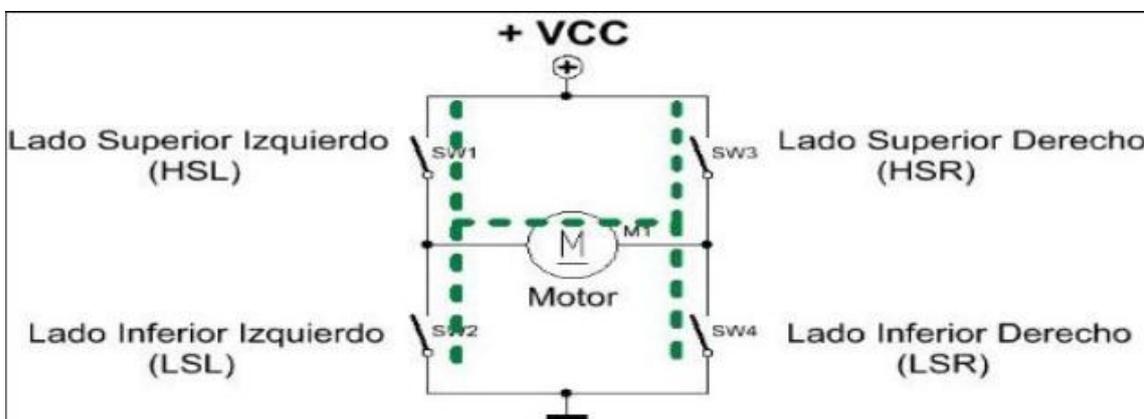


Figura 44: Interruptores de un circuito puente H.



Para conectar el motor y hacerlo girar debemos activar los interruptores de conmutación por pares opuestos en lo que respecta a lados y a posición (superior o inferior). Cuando los interruptores Sw1 y Sw4 están cerrados (y Sw2 y Sw3 abiertos) se aplica una tensión positiva al motor, haciéndolo girar en un sentido. Abriendo los interruptores S1 y S4 (y cerrando S2 y S3), el voltaje se invierte, permitiendo el giro en sentido inverso del motor. Un error en la activación que permita la conexión de elementos superiores e inferiores de un mismo lado provocará una descarga muy rápida y abrupta de la batería que se esté utilizando o, en el peor de los escenarios, destruirá los elementos de conmutación.

Como se ha explicado, este puente está formado por 4 transistores que permiten de forma secuencial la conmutación de los devanados del motor.

Aunque por las características del sistema se podrían utilizar transistores IGBT, finalmente se han utilizado transistores MOSFET por su rápida respuesta.

El puente trifásico con transistores MOSFET puede realizarse de dos maneras:

- Todos los transistores de Canal N
- Rama superior con transistores de Canal P

El primer tipo tiene la ventaja de conseguir un mejor control del motor al tener tiempos de propagación similares, sin embargo el encendido de los disparadores de base se complica, por ese motivo se utiliza el segundo aunque pueden tener tiempos de propagación no iguales.

Se han seleccionado los MOSFET de canal P IRF9640 para la rama superior, y los MOSFET de canal N IRF640 para la rama inferior. Estos MOSFET se caracterizan por tener una VDS de -200 V y 200 V respectivamente, y tiempos de recuperación en inversa de 120ns.

Servomotor

Para el desarrollo del proyecto, se ha empleado un motor modelo MT-4525-BTYCN de Baldor. Este motor posee 16 polos de imanes permanentes en el rotor. El estator está formado por 4 devanados conectados en estrella de 4 polos cada uno.



Figura 45: Despiece motor.



De las gráficas y tablas aportadas por el fabricante utilizarán los parámetros que resulten útiles para el diseño del sistema

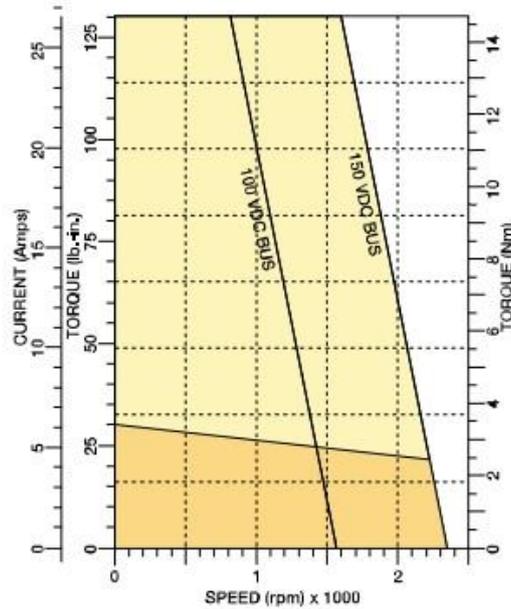


Figura 11: Gráfica operación del motor.

En la siguiente tabla podemos ver las características técnicas más importantes del motor.

Model Number		MT-4525-B
General		
Continuous Stall Torque	lb-in	30.0
	N-m	3.39
Continuous Current	amps	6.16
Peak Torque	lb-in	130
	N-m	14.7
Peak Current	amps	24
Viscous Damping	lb-in/krpm	1.76
	Nm/krpm	0.199
Thermal Resistance	°C/watt	1.3
Thermal Time Constant	Min	60
Mechanical Time Constant	msec	8.43
Electrical Time Constant	msec	4.52
Rated Speed	rpm	2200
Rated Voltage	volts	150
Electrical		
Torque Constant	lb-in/amp	5.41
	N-m/amp	0.611
Voltage Constant	Vpk/krpm	64
	v/r/s	0.611
Resistance	ohms	1.99
Inductance	mH	9.0
Mechanical		
Inertia	lb-in-s ²	0.014
	Kg-cm ²	15.82
Maximum Speed	rpm	2500
Weight	lbs/Kg	16/7.3

Tabla 47: Características técnicas del motor.



Sensado de corriente.

El circuito de la etapa de sensado de corriente viene facilitado por el fabricante en la hoja de características del ACS714 de Allegro MicroSystems LLC.

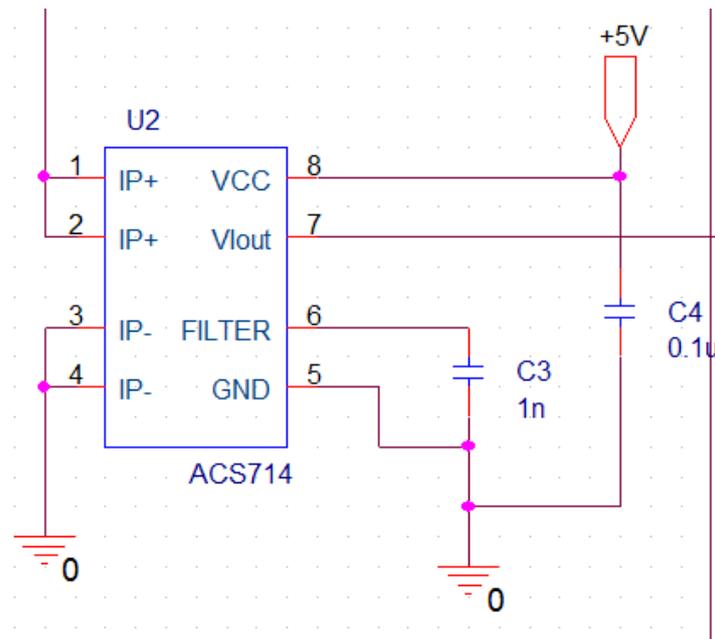


Figura 48: Montaje de sensor.

El circuito integrado ACS714 es un sensor integrador de efecto hall, que posee aislamiento galvánico y acondicionamiento de señal interno. Este sensor cuenta una entrada bidireccional de 0 a 50 Amperios y proporciona una señal de salida que oscila entre ± 5 Voltios como se muestra en la **Figura 49**, con una ganancia de 100mV/A.

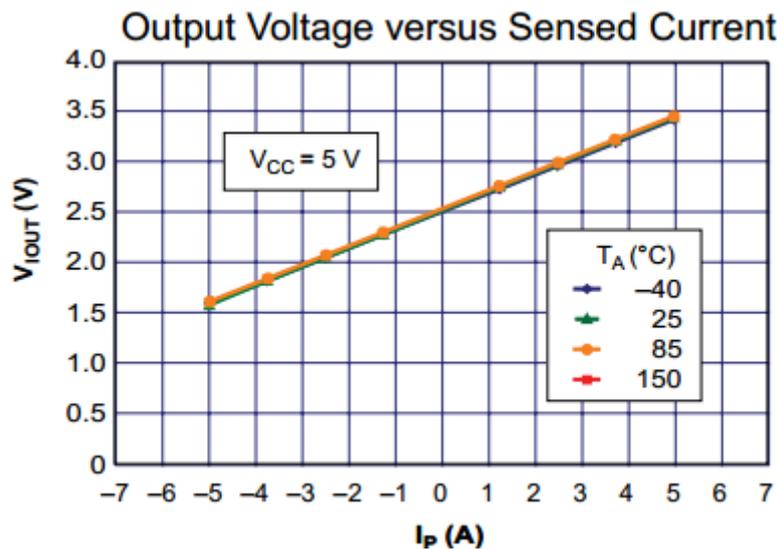


Figura 49: Gráfica salida del sensor.



El condensador C3 está recomendado para filtrado de ruido.

El sensor también cuenta con una protección para situaciones de sobre corriente en la cual desconecta el circuito hasta que este se haya reiniciado.

Para mas especificaciones ir a hoja de características adjunta.

Acondicionamiento de señal del sensor hall.

Ya que la salida del sensor hall nos proporciona 100mV/A necesitaremos amplificar la señal y adaptarla a las necesidades de nuestro sistema.

Para ello se han utilizado dos amplificadores operacionales TLC074 (Figura 50).

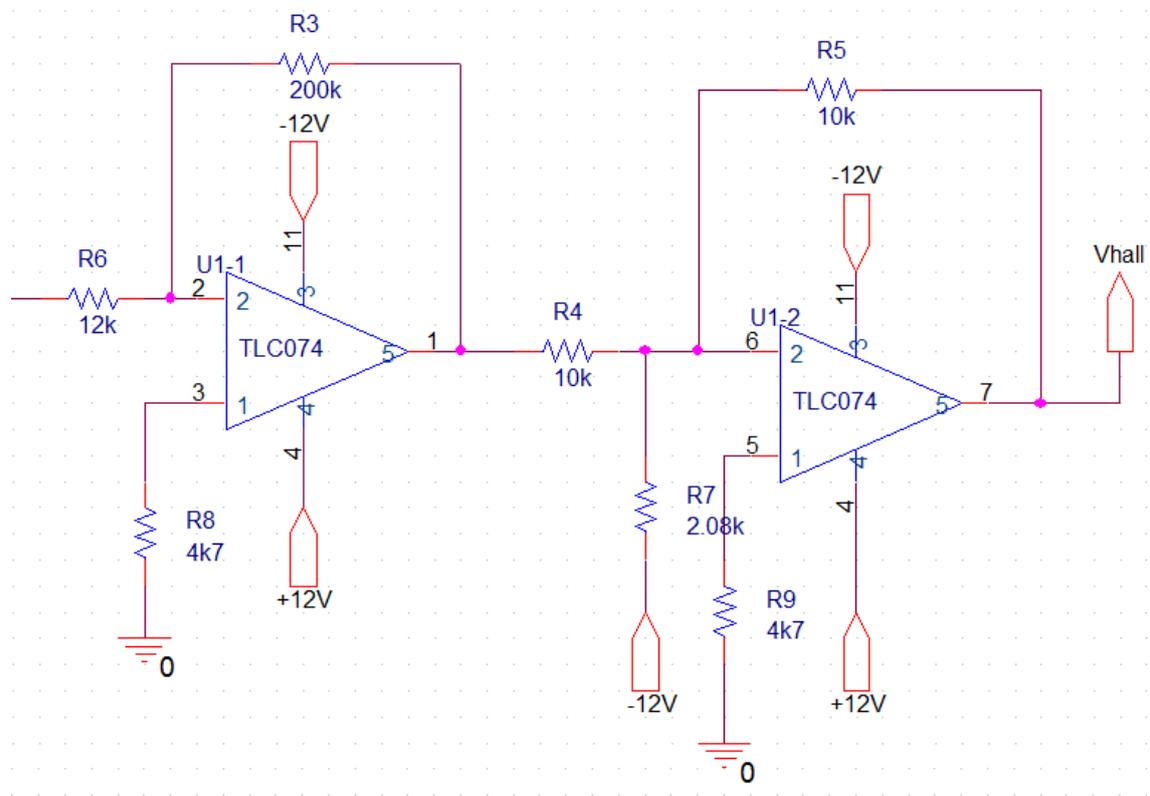


Figura 50: Acondicionamiento de sensor de corriente.

El primer circuito está trabajando como amplificador inversor con el que adaptamos la tensión de salida, que para el régimen máximo del motor tan solo sería de 0.616 voltios, al rango de voltaje que manejaremos en el circuito de control (± 10 voltios).

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_6} * V_{in}$$



$$V_0 = -\frac{200}{12} * 0.616$$

$$V_0 \simeq -10V$$

Si observamos la **Figura 49** se puede ver que la tensión esta desplazada 2.5 voltios con respecto al origen, por lo tanto tendremos que aplicar el circuito de *offset* con el segundo operacional que vemos en la figura anterior.

Utilizando el divisor resistivo que forman la resistencia de la entrada no inversora conectada a -12 voltios y la de realimentación conseguimos el offset de -2.5 voltios que se necesita.

$$V_{offset} = \frac{R_7}{R_5} * (-12V)$$

$$V_{offset} = -\frac{2.08}{10} * 12$$

$$V_{offset} = -2.5V$$

La tensión será amplificada según la siguiente gráfica.

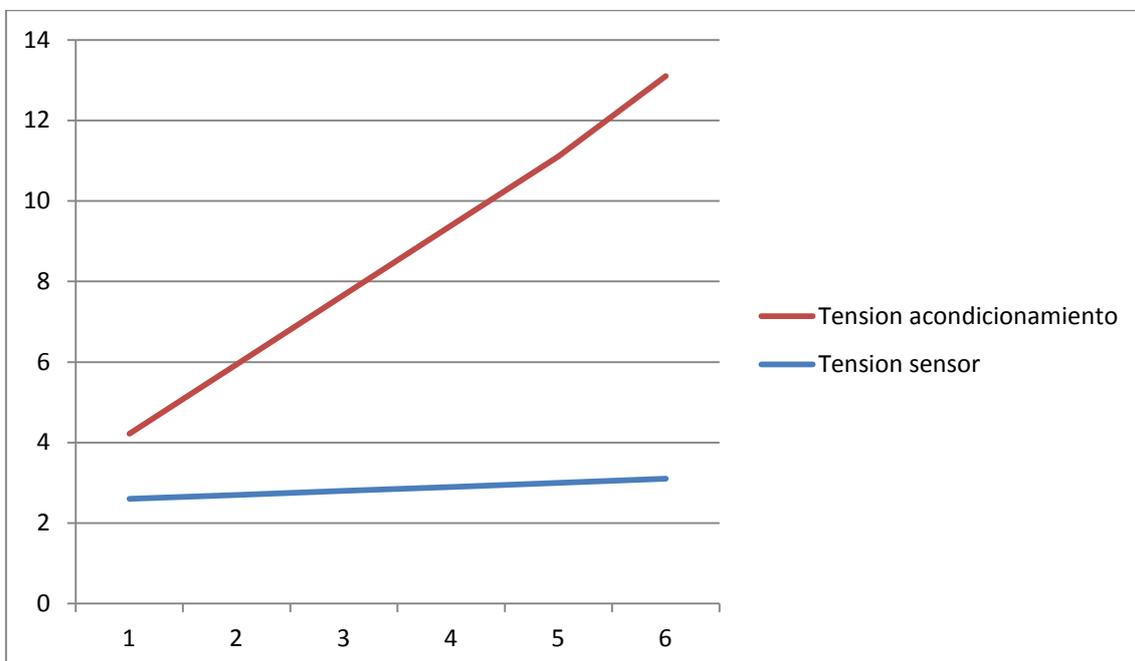


Figura 50: Ganancia del acondicionamiento.



Cálculos de la etapa de potencia

En este apartado se va a proceder a calcular las tensiones e intensidades que circulan por el puente H para así justificar la elección de los componentes que lo conforman así como el grosor de pistas.

El motor se puede modelar como una resistencia en serie con un inductor y una fuente de tensión que simularía la tensión contraelectromotriz. La ecuación para el cálculo de la corriente que circulará por el puente en el caso más desfavorable será la siguiente.

$$I = \frac{V_e - V_{cem}}{R} * (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Donde:

V_e = tensión de alimentación

V_{cem} = Tensión contraelectromotriz

R = Resistencia del motor

t = Tiempo de conmutación

τ = Constante de tiempo eléctrica del motor

Sabiendo que a 0 revoluciones la fuerza contraelectromotriz es 0.

$$I = \frac{200}{1.99} * (1 - e^{-\frac{-750*10^{-6}}{4.52*10^{-3}}})$$

$$I = 15.28 A$$

Teniendo en cuenta este valor de corriente máxima se han seleccionado los componentes que conforman el puente así como el grosor de pista a la hora de diseñar la placa. La placa se ha seleccionado de un grosor de cobre de 70/105 μ m debido a que con una placa estándar los valores de anchura de pista serian problemáticos.



Bloque 4: Circuito de frenado.

Puesto que uno de los requisitos de este proyecto es que no se puede devolver corriente a la fuente, para las situaciones en las que el motor trabaja como generador se ha implementado un sistema de frenado dinámico en el que toda la energía generada se disipa en un resistor externo.

Frenado dinámico.

Cuando el motor está funcionando normalmente, la dirección de la corriente I_1 en la armadura y la polaridad de la f.cem E_0 son las mostradas en la **Figura 51**. Sin tener en cuenta la caída IR en la armadura, E_0 es igual a E_s .

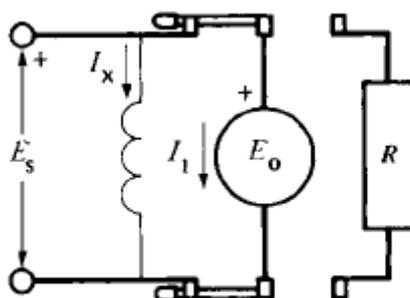


Figura 51: Motor en modo normal.

Si se abre de repente el interruptor el motor continúa girando, pero su velocidad se reducirá gradualmente por la fricción en los cojinetes y la fricción del aire. Por otra parte, como el rotor aún está excitado, el voltaje inducido E_0 continúa existiendo, disminuyendo igual que la velocidad. En esencia el motor ahora es un generador cuya armadura es un circuito abierto.

Si se conecta el motor ahora a un resistor externo tal y como se muestra en la figura siguiente. El voltaje E_0 producirá de inmediato una corriente I_2 en la armadura. Sin embargo esta corriente fluye en la dirección opuesta a la corriente original I_1 . Se desprende que se desarrolla un par o momento de torsión inverso cuya magnitud depende de I_2 . Este par o momento de torsión inverso provoca un rápido pero muy suave frenado del motor.

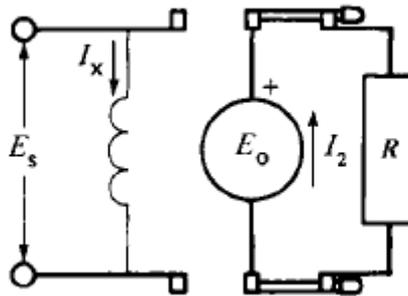


Figura 52: Motor en modo frenado.

En la práctica se ha elegido el resistor de frenado de modo que la corriente de frenado inicial sea aproximadamente la mitad de la corriente nominal del motor, con el objetivo de que el frenado no sea demasiado brusco, debido al bajo momento de inercia que tiene nuestro motor. De esta manera el par de frenado será la mitad del par motor.

A medida que el motor se desacelera, la disminución gradual de E_0 produce una disminución correspondiente de I_2 . Por consiguiente, el par de frenado se vuelve cada vez menor y finalmente llega a cero cuando la armadura deja de girar. La velocidad disminuye exponencialmente, un poco como el voltaje a través de un condensador de descarga. Por lo tanto, la velocidad disminuye a la mitad en intervalos de tiempo T_0 iguales. Para ilustrar la utilidad del frenado dinámico, la figura siguiente compara las curvas de velocidad-tiempo de un motor equipado con freno dinámico y uno que simplemente gira por inercia hasta detenerse.

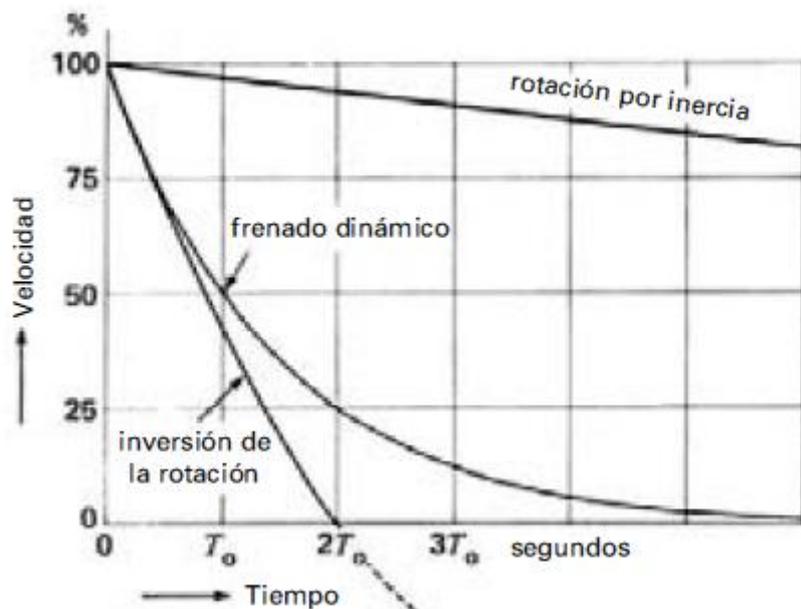


Figura 53: Pérdida de velocidad según tipo de frenado.



Como ya se ha mencionado la velocidad disminuye exponencialmente con el tiempo cuando un motor de corriente continua es detenido mediante frenado dinámico. Por consiguiente, podemos hablar de una constante de tiempo mecánica T del mismo modo que hablamos de la constante de tiempo eléctrica de un capacitor que se descarga hacia un resistor.

En esencia, T es el tiempo que se requiere para que la velocidad del motor se reduzca a 36.8 por ciento de su valor inicial. Sin embargo por simplicidad se han definido las curvas de velocidad-tiempo definiendo una nueva constante de tiempo T_0 , que es el tiempo requerido para que la velocidad disminuya un 50 por ciento de su valor original. Existe una relación matemática directa entre la constante de tiempo convencional T y la constante de tiempo medio T_0 . Es decir

$$T_0 = 0.693T$$

Podemos demostrar que la constante de tiempo mecánica está dada por

$$T_0 = \frac{Jn_1^2}{131.5 P_1}$$

donde

T_0 = tiempo para que la velocidad se reduzca a la mitad de su valor previo [s]

J = Momento de inercia de las partes rotatorias [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

n_1 =velocidad inicial del motor cuando se inicia el frenado [r/min]

P_1 =potencia inicial suministrada por el motor al resistor de frenado [W]

131.5=constante [valor exacto= $(30/\pi)^2/\log_e 2$]

0.693=constante [valor exacto= $\log_e 2$]

Esta ecuación está basada en la suposición de que el efecto de frenado se debe por completo a la energía disipada aunque la constante de tiempo real sea algo menor debido a la fricción del aire y los cojinetes.



Cálculos justificativos y diseño del sistema de frenado.

Atendiendo a lo explicado en el apartado anterior, se harán los cálculos que caracterizan el sistema de frenado.

La resistencia se ha seleccionado de un valor tal que el frenado no fuera demasiado brusco debido a que el motor en este caso es pequeño y no tiene un momento de inercia demasiado grande.

La intensidad de operación del motor es 6.16 amperios, por lo tanto se buscará un valor de resistencia que proporcione aproximadamente la mitad de la corriente.

$$\frac{150}{3.08} = R_f$$

Donde 150 voltios es la tensión máxima de trabajo del motor

$$R_f = 48.7 \Omega$$

Utilizaremos pues el valor estándar de resistencia más próximo posible, que será una resistencia $R_f=47\Omega$.

También calcularemos la constante de tiempo mecánica para saber cuánto tardará en detenerse nuestro motor.

$$T_0 = \frac{Jn_1^2}{131.5 P_1}$$

Cuando se conecte la resistencia de frenado el voltaje inducido será muy cercano a 150 voltios. La potencia suministrada a la resistencia es

$$P_1 = \frac{E^2}{R} = \frac{150^2}{47} = 478,72 W$$



La constante de tiempo T_0 es

$$T_0 = \frac{0.0075 * 2200^2}{131,5 * 478.72} = 0.6 \text{ s}$$

Donde

J= cinco veces el momento de inercia del motor 0.00158 Kg/m²

$n_1 = 2200$ rpm

Así se obtiene que la velocidad del motor se reduce en un 50 por ciento cada 0.6 segundos.

En la **Figura 54** la velocidad va reduciéndose exponencialmente, tal y como es propio del sistema de frenado dinámico.

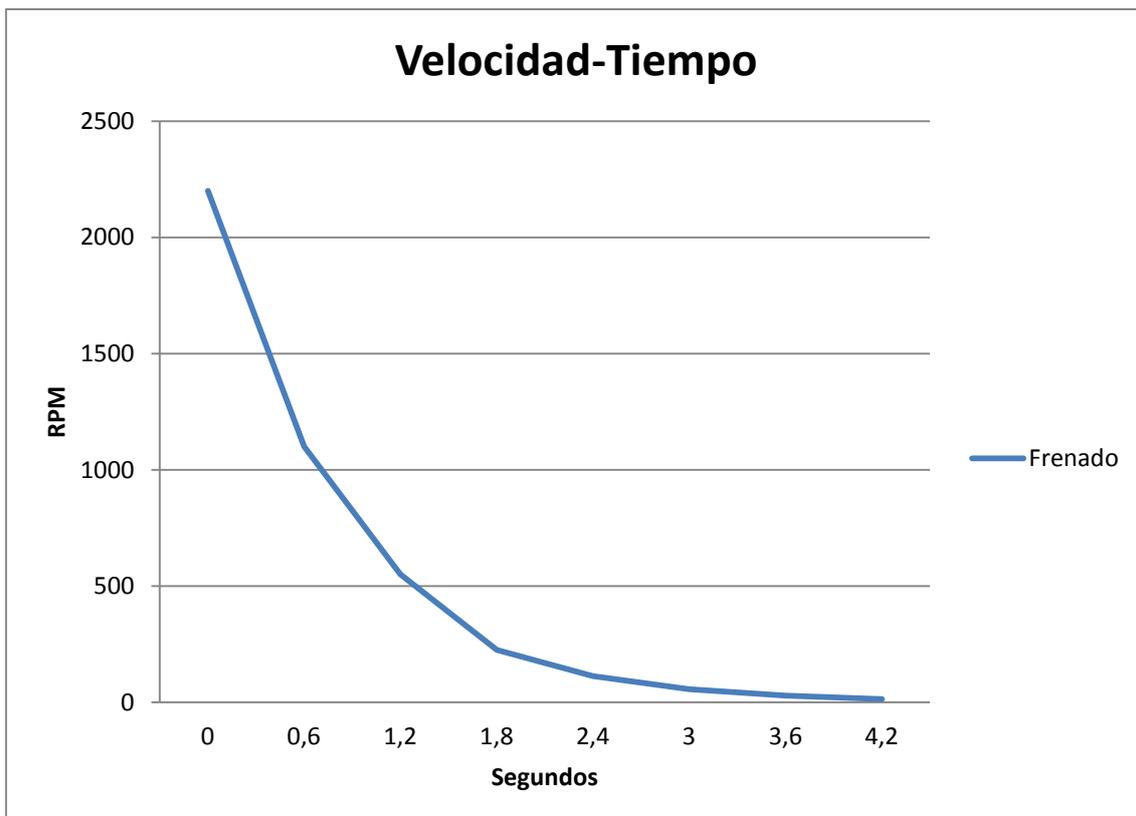


Figura 5412: Curva de frenado implementada.

Circuito de frenado

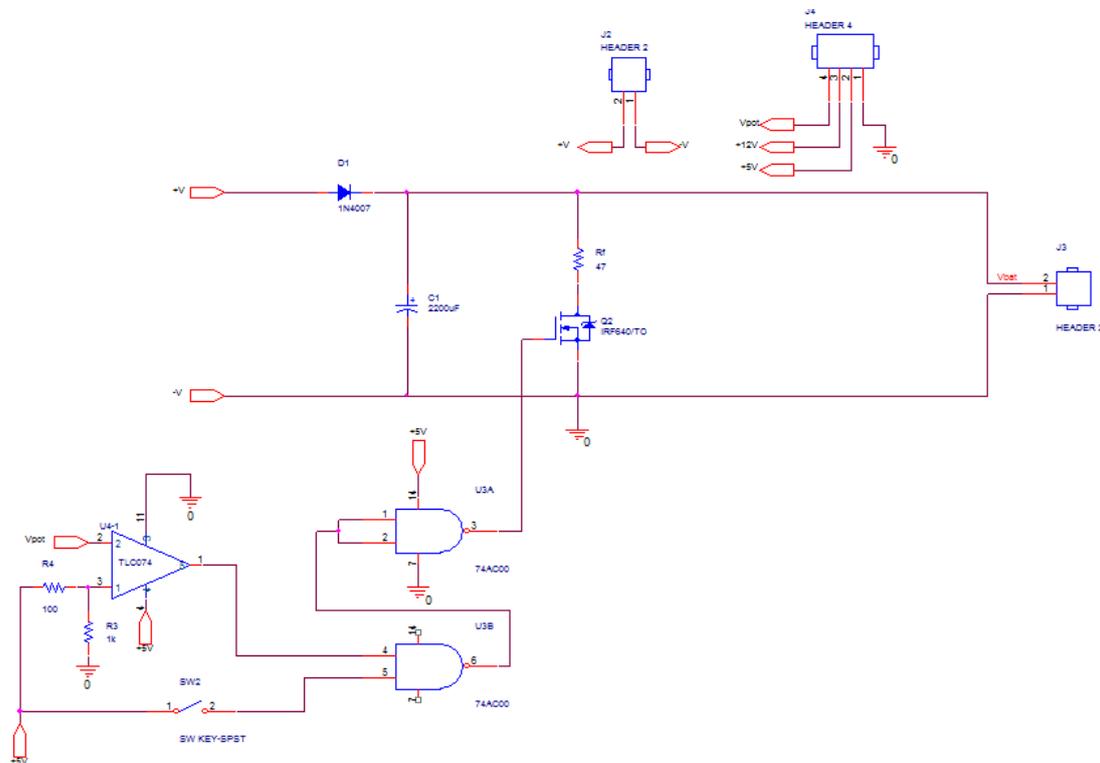


Figura 55: Circuito de frenado.

Como elementos del sistema de frenado cabe destacar, la resistencia, que como ya hemos mencionado será de 47Ω y habrá de disipar una potencia de unos 500W, y el elemento que hará el papel de conmutador de nuestro sistema será el transistor MOSFET de potencia IRF640 Power Mosfet de Vishay que puede soportar tensiones de hasta 200 voltios y intensidades de 11 amperios por lo que cumple los requerimientos para nuestro sistema de frenado.

Al tener que disipar tanta energía la resistencia se ha elegido es una resistencia de montaje en panel con el fin de que sea fácilmente sustituible, ya que la vida útil de esta se va a ver reducida debido al estrés que va a sufrir en las etapas de frenado, y de mantener el calor que va a generar alejado del resto de la electrónica del sistema.



La resistencia de frenado elegida es una resistencia TE600B47J de Tyco Electronics.



Las características de la resistencia de frenado están reflejadas en la siguiente tabla.

Especificaciones	
Coefficiente de temperatura	$\pm 440 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$
Rango de temperatura de funcionamiento	-25 a +255 $^{\circ}\text{C}$
Potencia nominal	600W
Resistencia	47 Ω
Tecnología	Bobinado
Tolerancia	± 5

Tabla 3: Características resistencia de frenado.

Según la siguiente gráfica de temperatura proporcionada por el fabricante, la resistencia de frenado trabajara a una temperatura aproximada de unos 300 $^{\circ}\text{C}$ para una carga de un 78%.

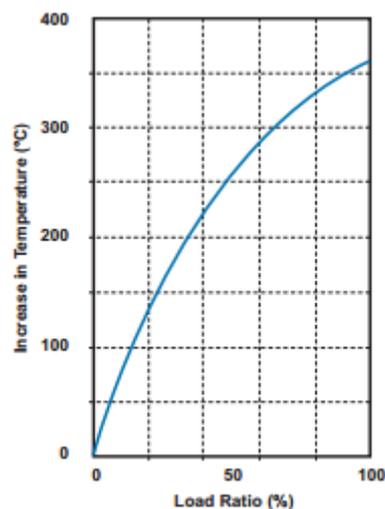


Figura 56: Curva de temperatura de la resistencia de frenado.



Debido a la gran cantidad de calor que va a generar la resistencia, esta debe de ser convenientemente refrigerada puesto que sufrirá un pérdida de capacidad de disipación conforme aumente la temperatura ambiente según la siguiente grafica aportada por el fabricante.

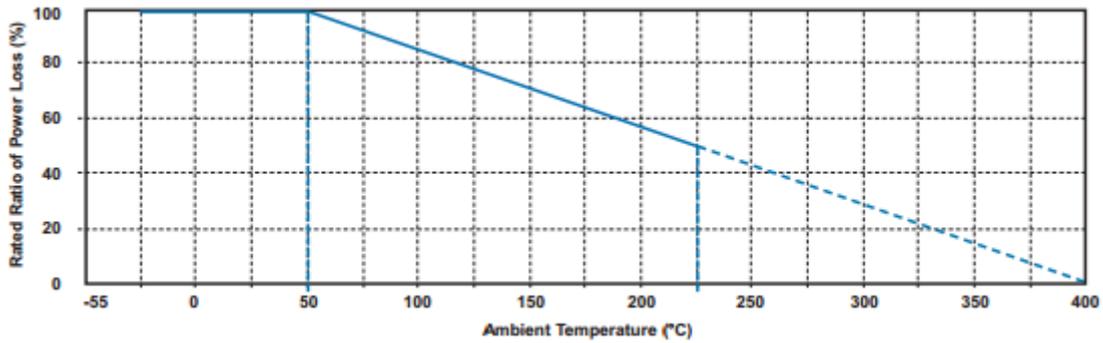


Figura 5713: Curva de desvataje

Dentro del circuito de frenado también se incluye un condensador B43564 con una capacidad de 2200µF y 500 voltios, se ha elegido un condensador tan grande para que absorba corriente en los tiempo *off* del PWM.

Como se ha mencionado anteriormente como elemento de conmutación para el circuito de frenado se ha utilizado un transistor MOSFET que conectara y desconectara el frenado, la conexión y desconexión se controlara mediante una doble condicionalidad, por un lado un interruptor y por otro lado que el potenciómetro este en una posición de 0 voltios.

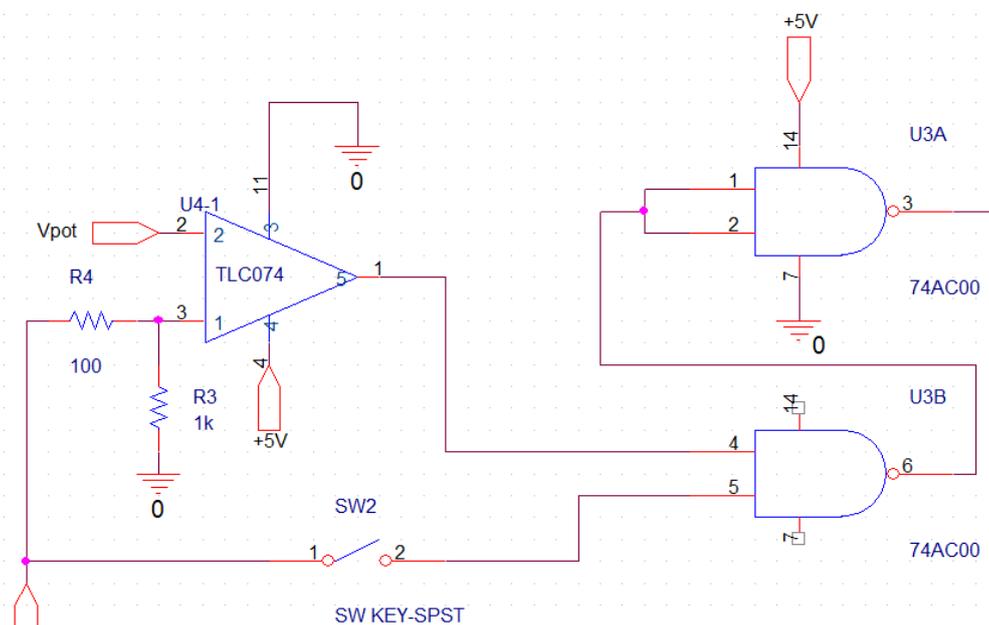


Figura 58: Circuito de control de conmutación del circuito de frenado.



En la **Figura 59** podemos ver una simulación de la actuación del sistema de frenado sobre la corriente en la resistencia.

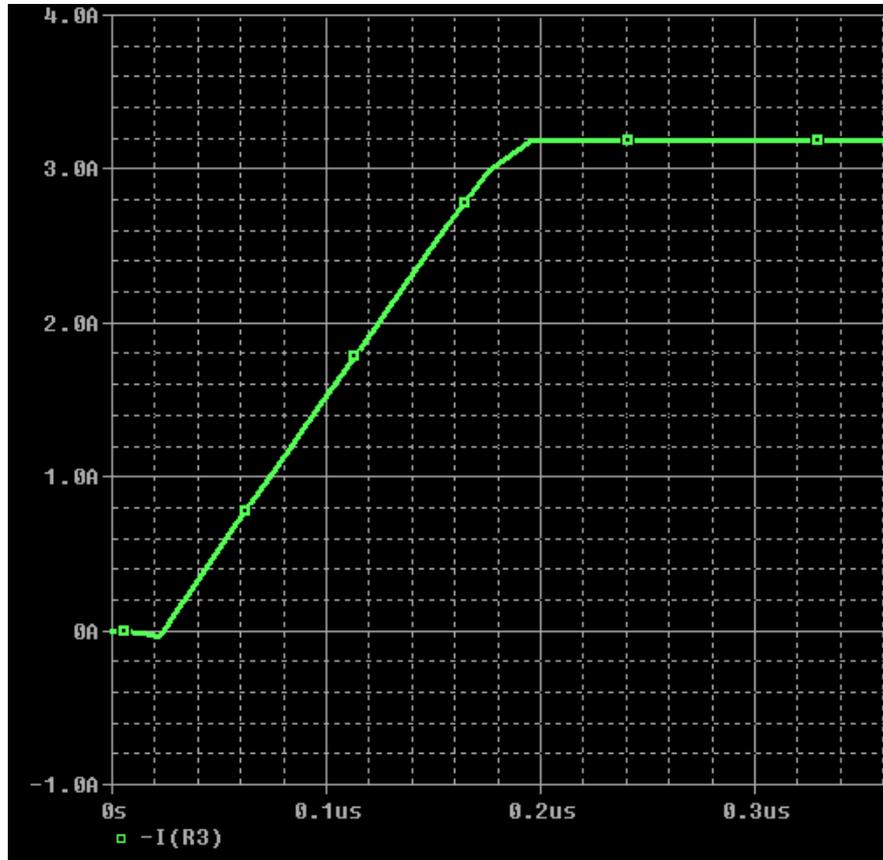


Figura 59: Simulación de sistema de frenado.



PRESUPUESTO

Bloque 1

Nombre	Modelo	Distribuidor	Descripción	Cantidad	Precio
LM5023	LM5023	Texas Instruments	Conmutador de fuente	1	1,33€
LM2576	LM2576	Texas Instruments	Regulador de tensión	1	1,40€
LM341	LM341	Texas Instruments	Regulador de tensión	1	1,08€
LM431	LM431	Texas Instruments	Regulador Zener ajustable	1	0,60€
PS2811-1	PS2811-1	Digikey	Optocoplador	1	0,27€
FCD4N60TM	FCD4N60TM	Fairchild Semiconductor	Transistor	1	1,09€
STD3NK80ZT4	STD3NK80ZT4	Fairchild Semiconductor	Transistor	1	1,40€
Diodos	MMSZ5250B7F			1	0,18€
	CD1408FU1400			1	0,11€
	DFLS1200-7			1	0,66€
	50WQ10FNPBF			1	1,54€
	1N5819			1	0,34€
Resistencias	7.15k			1	0,015€
	100			1	0,034€
	2M			2	0,01€
	2k			1	0,01€
	6.65k			1	0,01€
	649			1	0,015€
	88.7k			1	0,01€
	10.2k			1	0,01€
	0.3				0,05€
Condensadores	10.3μ			1	0,05€
	10n			1	0,05€
	4.7μ			1	0,04€
	100p			1	0,05€
	100n			1	0,28€
	22μ			1	0,15€
	1n			1	0,17€
	10n			1	0,1€
	390p			1	0,15€
	10n			1	0,3€
	39μ			1	0,35€
	100μ			1	0,10€
	22μ			1	0,1€
	2200μ			1	0,25€
Bobina	67μ			1	1,30€
TOTAL					13,60€

**BLOQUE 2**

Nombre	Modelo	Distribuidor	Descripción	Cantidad	Precio
A.O.	TLC074	Texas Instruments	Amplificador operacional x4	3	7,50€
Comparador	MAX4477	Maxim Integrated	Comparador	1	1,50€
Potenciómetro	20k		Potenciómetro lineal	1	0,50€
Resistencias	20k			8	0,24€
	4k7			9	0,45€
	1k			8	0,24€
	10k			5	0,10€
	10M			1	0,03€
	1M			1	0,015€
	10k9			1	0,03€
	27k			1	0,03€
	470k			1	0,02€
	47k			1	0,02€
Condensadores	2.7μ			1	0,42€
	0.1μ			1	0,35€
	10μ			1	0,27€
	50p			1	0,20€
Diodos	1N4148		Diodo rectificador	4	0,20€
	BZX84C9V1		Diodos Zener	2	0,40€
TOTAL					12,52€

BLOQUE 3

Nombre	Modelo	Distribuidor	Descripción	Cantidad	Precio
TC4469	TC4469	Microchip	Driver CMOS	1	3,00€
IRF9640	IRF9640	Vishay	Transistor	2	1,80€
IRF640	IRF640	Vishay	Transistor	2	1,80€
ACS714	ACS714	Allegro MicroSystems	Sensor Hall	1	1,76€
Resistencias	1k			2	0,04€
	4k7			2	0,10€
	2.08k			1	0,02€
	10k			2	0,05€
	200k			1	0,03€
	12k			1	0,02€
Condensadores	1n			1	0,05€
	0.1μ			1	0,35€
Diodos	STTH1008DTI	ST Microelectronics	Diodo 800V	4	7,12€
	1N4007			2	0,25€
O.A.	TLC074	Texas Instruments	A.O. x4	1	2,50€
TOTAL					18,89€

**BLOQUE 4**

Nombre	Modelo	Distribuidor	Descripción	Cantidad	Precio
IRF640	IRF640	Vishay	Transistor	1	1,80€
74AC00	74AC00	Fairchild Semiconductor	Puertas lógicas NAND x4	1	0,54€
Condensador	B43564	EPCOS	Condensador	1	37,25€
Resistencia	TE600B47J	Tyco Electronics	Resistencia 600W	1	48,07€
Diodo	1N4007			1	0,12€
O.A.	TLC074	Texas Intruments	Amplificador operacional x4	1	2,50€
TOTAL					90,28 €

Coste total

Nombre	Precio
Bloque 1	13,60€
Bloque 2	12,52€
Bloque 3	18,89€
Bloque 4	90,28€
TOTAL	135,29 €



Bibliografía

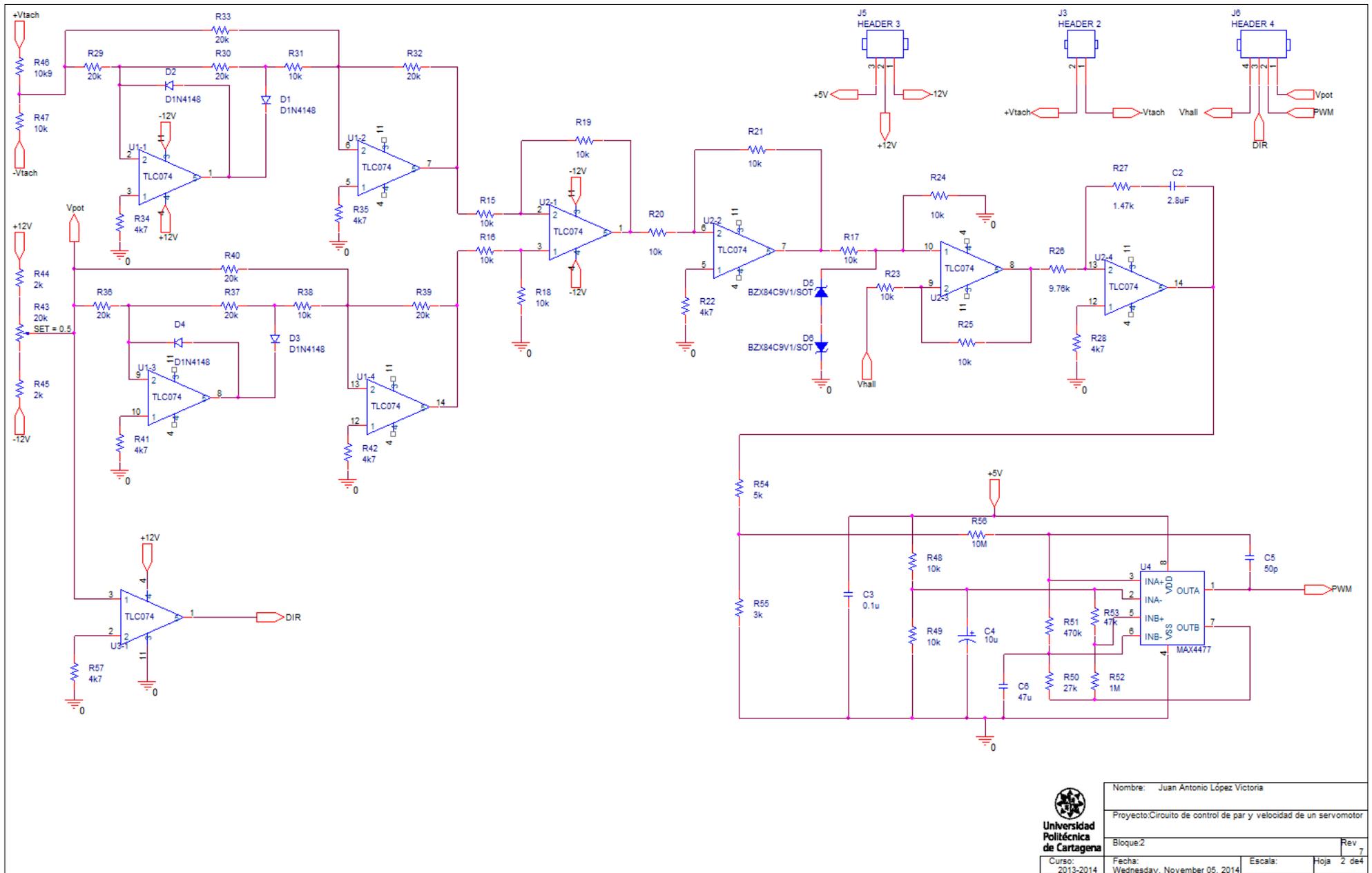
- Theodore Wildi. Maquinas eléctricas y sistemas de potencia. Prentice Hall, 2007.
- Karl J. Åström y otros. PID Avanzado. Prentice Hall, 2009.
- Katsuhiko Ogata. Ingeniería de control moderna. Prentice Hall, 2005.
- Benjamin C. Kuo. Sistemas de control automático. Prentice Hall, 1996.
- Electronic Design. Agosto 2008.

Páginas web:

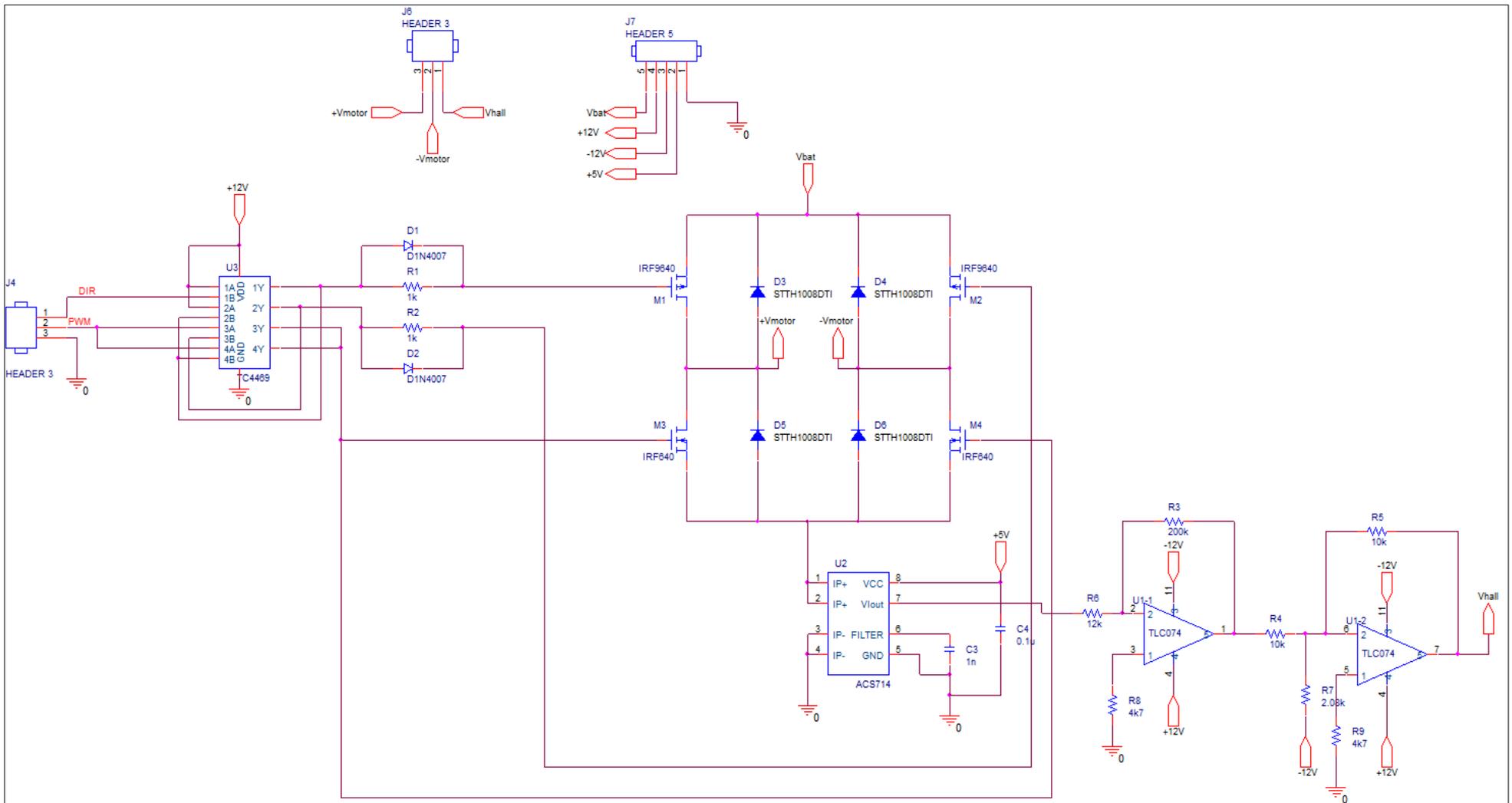
- http://prof.usb.ve/bueno/Controladores/Chopper_Laminas.pdf
- <http://www.ti.com/lit/ml/slup302/slup302.pdf>

Datasheets de los componentes:

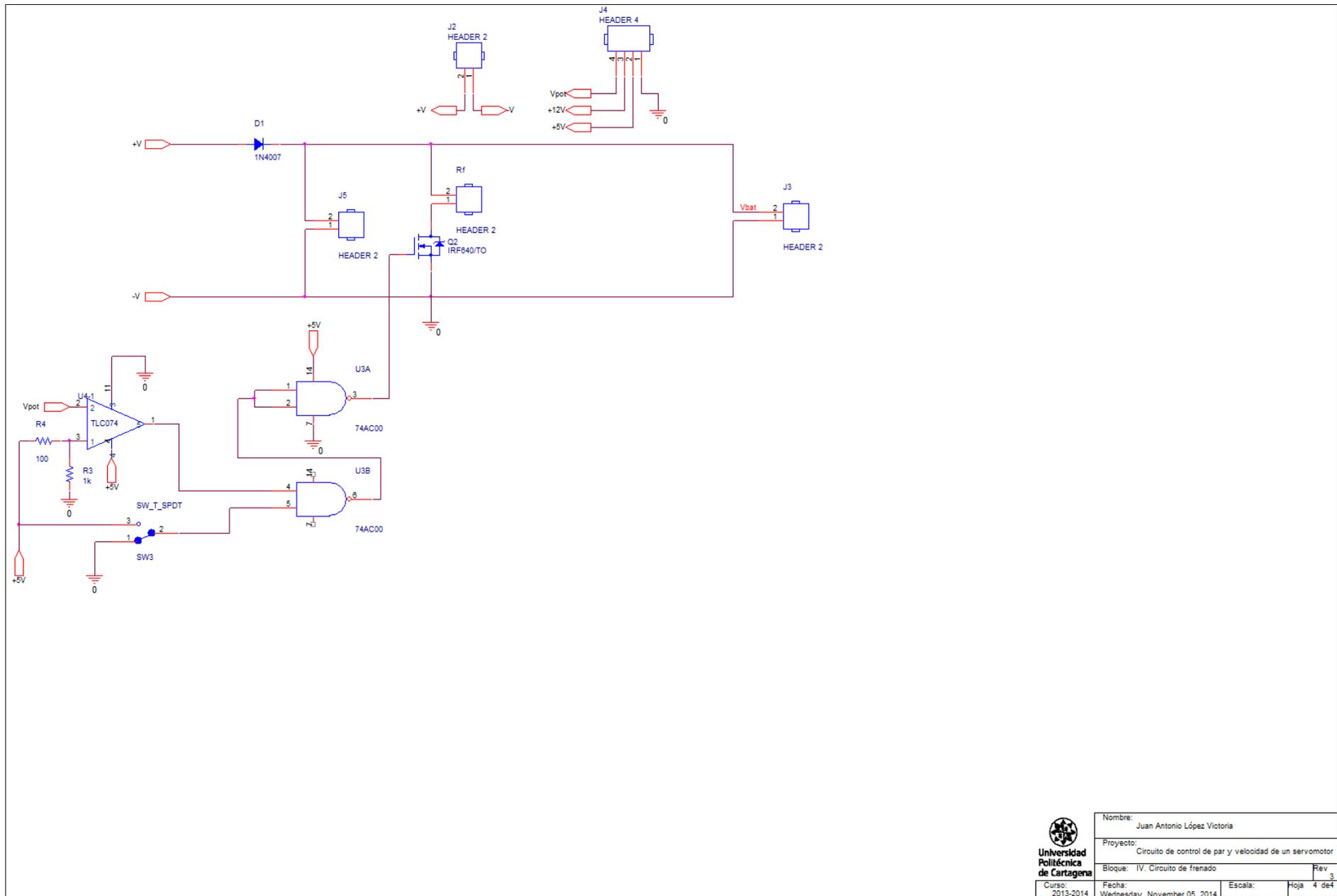
LM5023	TC4469	STTH1080DTI
LM431	IRF640	TE600B47J
LM341	IRF9640	B43564
LM2576	74AC04	ACS714
TLC074	MAX4477	PS2811-1



		Nombre: Juan Antonio López Victoria	
Proyecto: Circuito de control de par y velocidad de un servomotor			
Bloque: 2		Rev: 7	
Curso: 2013-2014	Fecha: Wednesday, November 05, 2014	Escala:	Hoja: 2 de 4



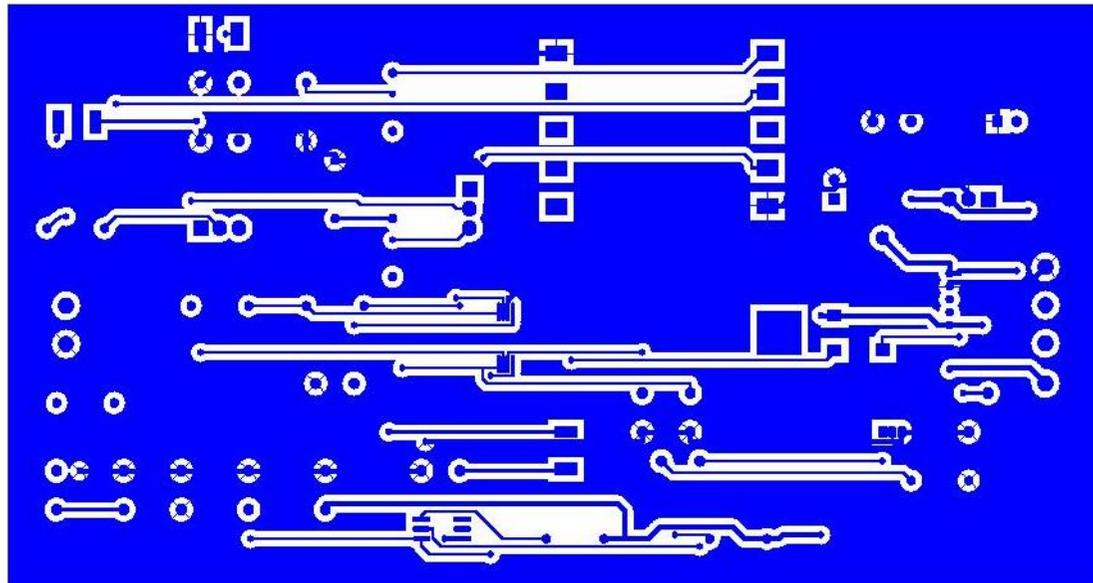
 Universidad Politécnica de Cartagena	Nombre: Juan Antonio López Victoria	
	Proyecto: Circuito de control de par y velocidad de un servomotor	
	Bloque: III. Etapa de potencia	Rev: 4
	Curso: 2013-2014	Fecha: Wednesday, November 05, 2014



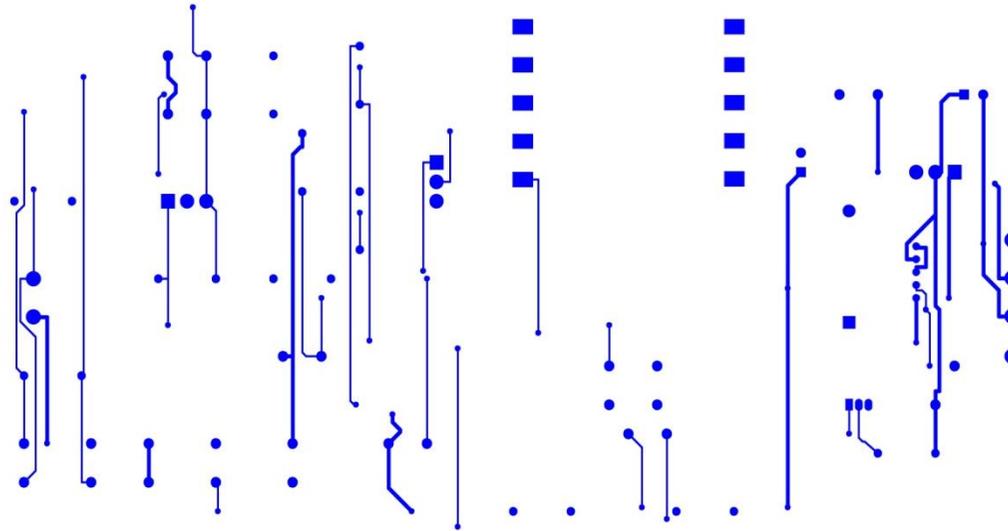
Vista general de placa de fuente de alimentación

 Universidad Politécnica de Cartagena	Nombre: Juan Antonio López Victoria	
	Proyecto: Circuito de control de par y velocidad de un servomotor	
	Bloque: IV. Circuito de frenado	Rev: 3
	Curso: 2013-2014	Fecha: Wednesday, November 05, 2014

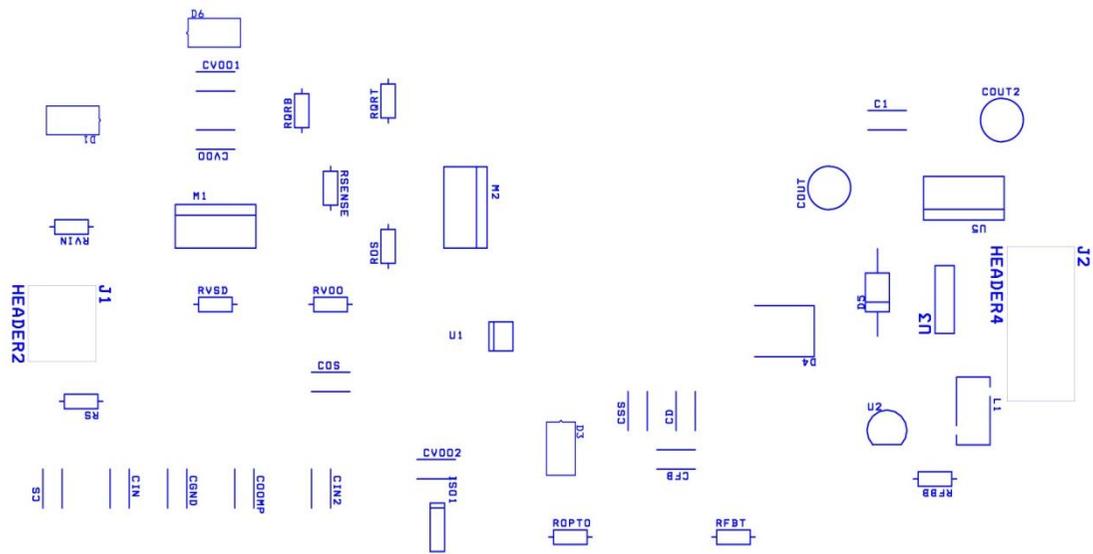
Vista de la capa TOP de la placa de fuente de alimentación.



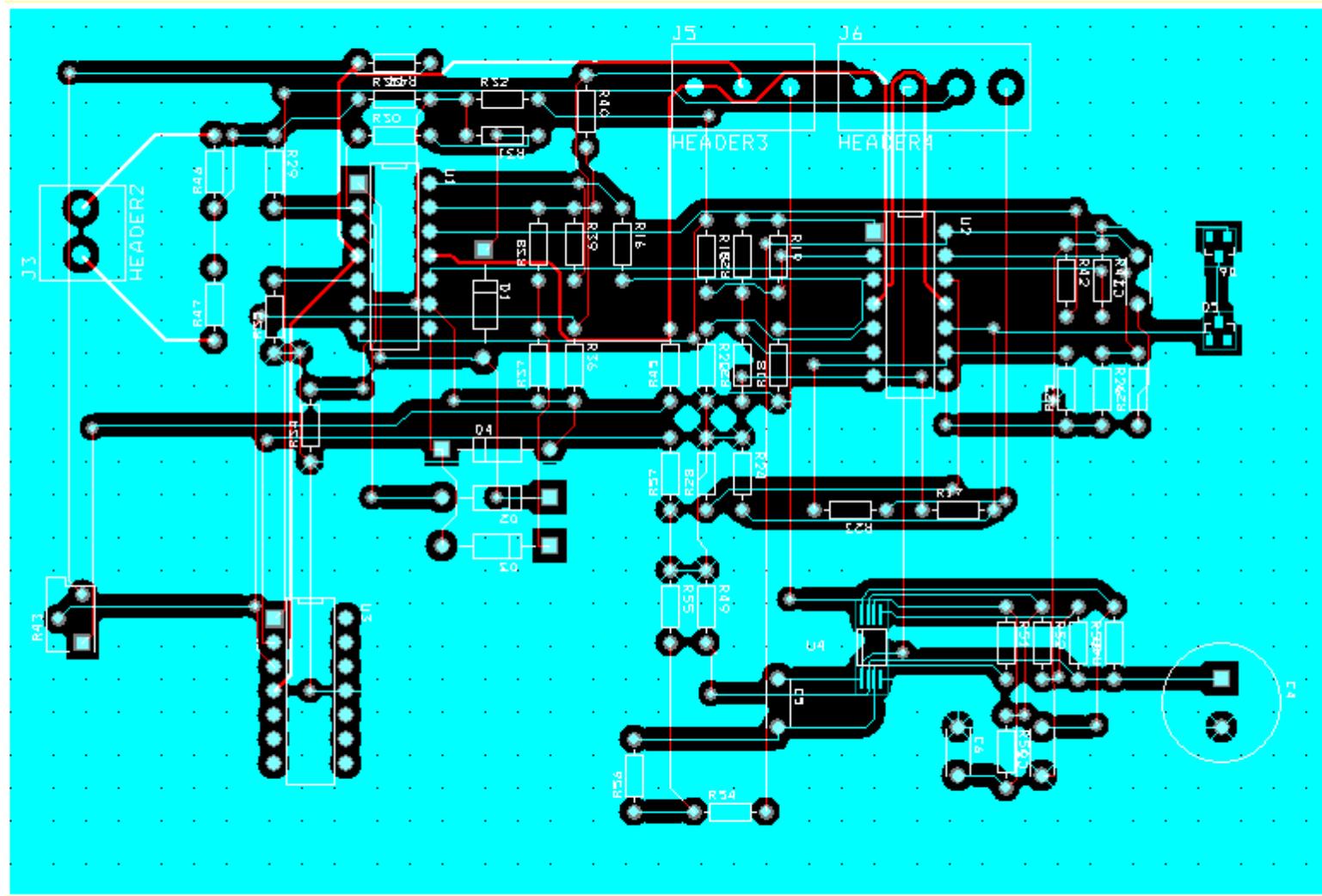
Vista de la capa BOT de la placa de fuente de alimentación.



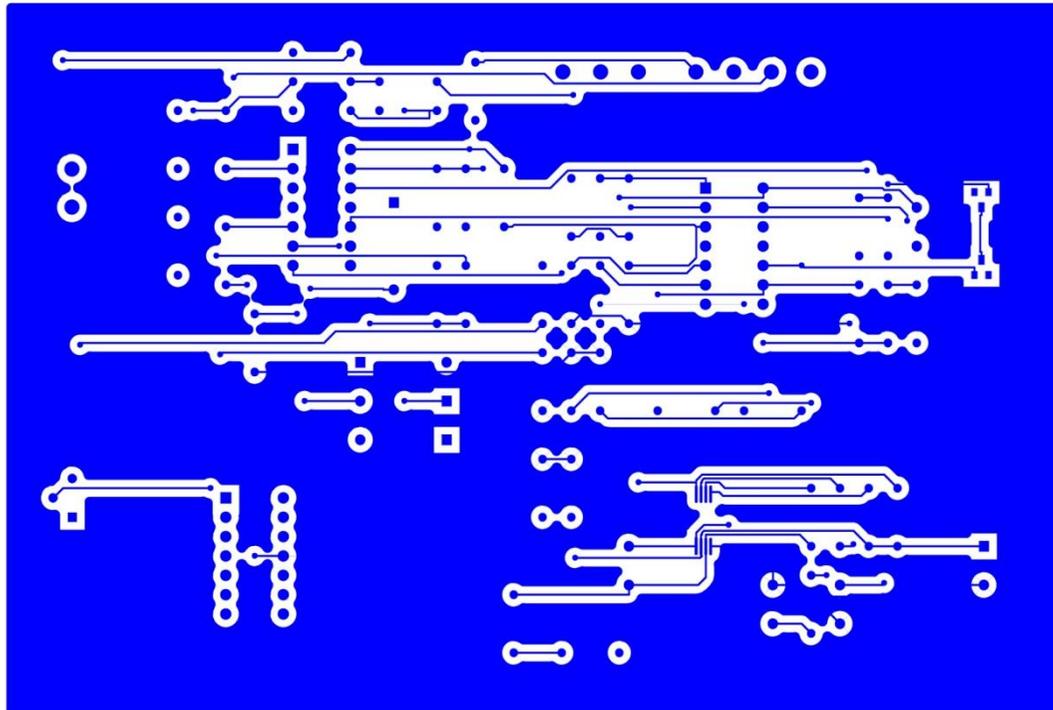
Distribución de los componentes en la placa de la fuente de alimentación.



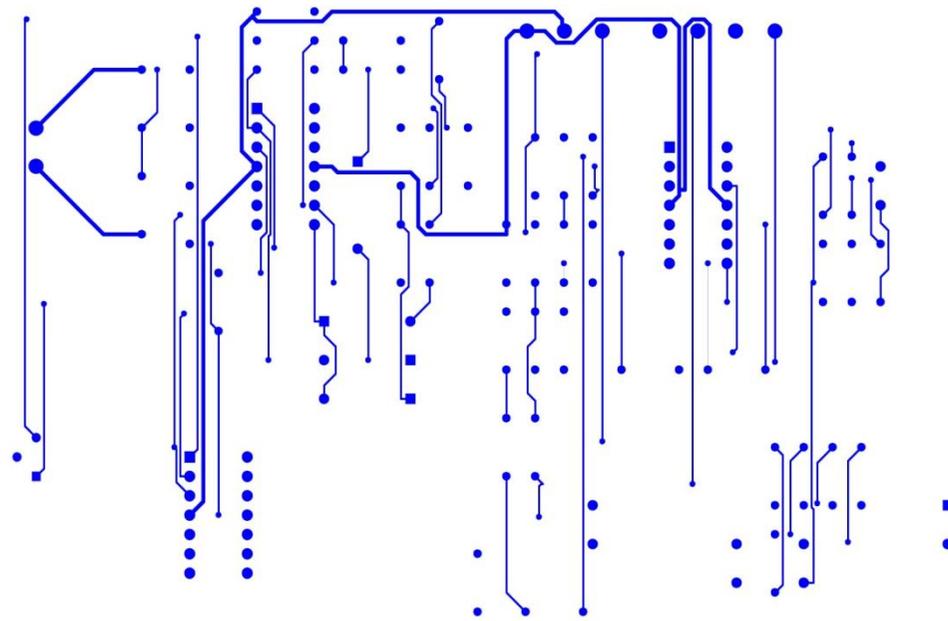
Vista general de la placa de circuito de control.



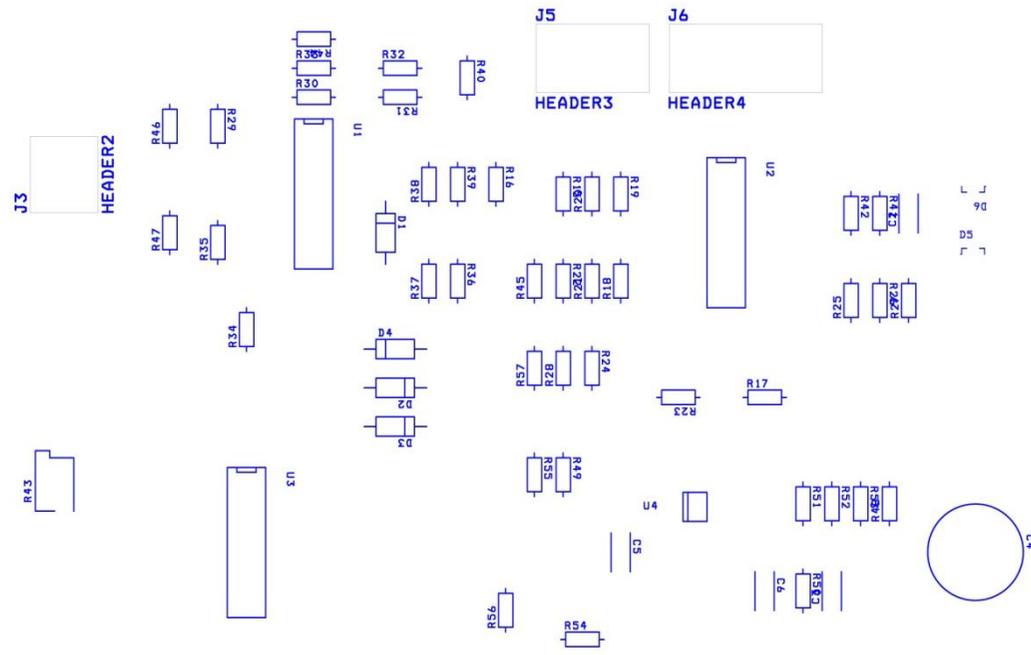
Vista de la capa TOP de la placa de circuito de control.



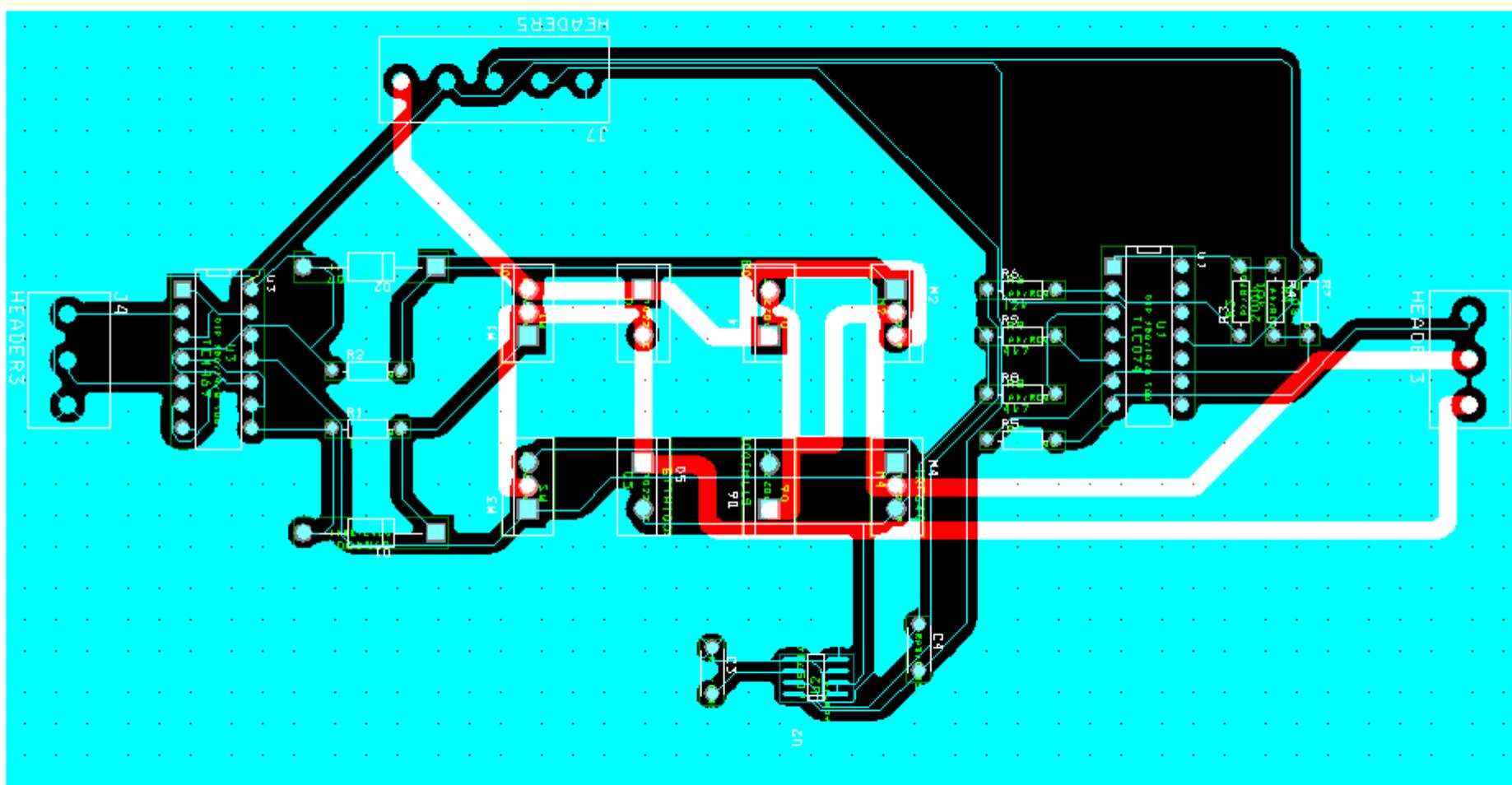
Vista de la capa BOT de la placa de circuito de control.



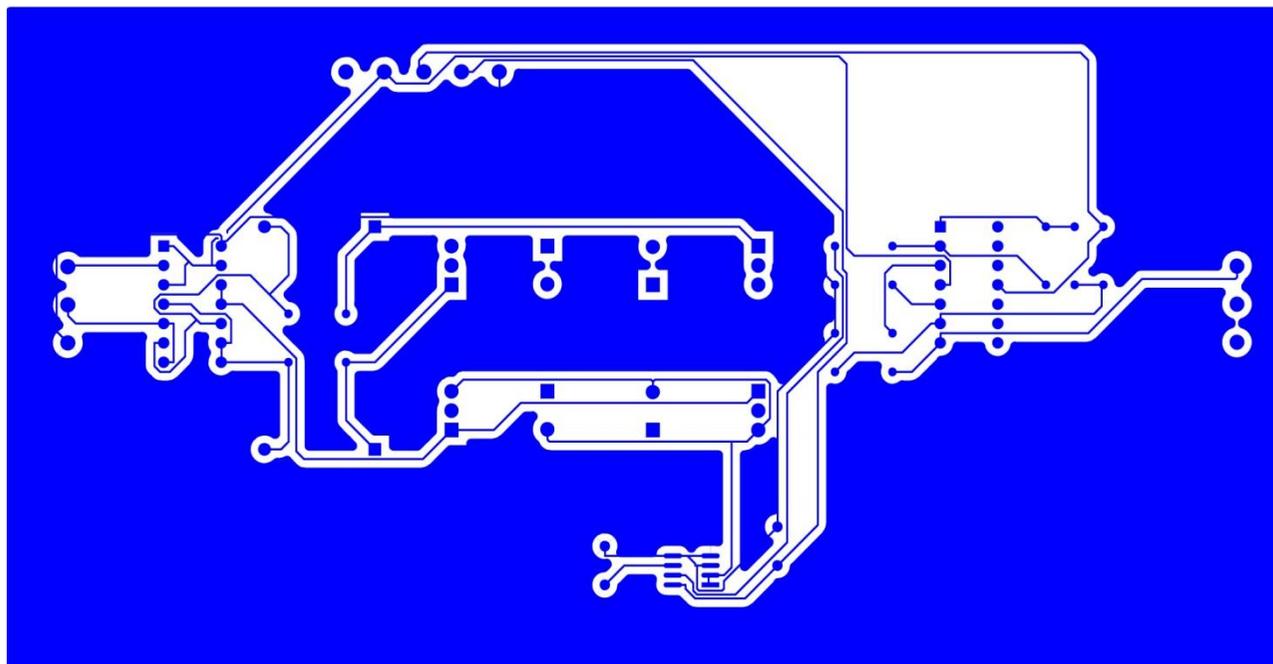
Distribución de componentes de la placa de circuito de control.



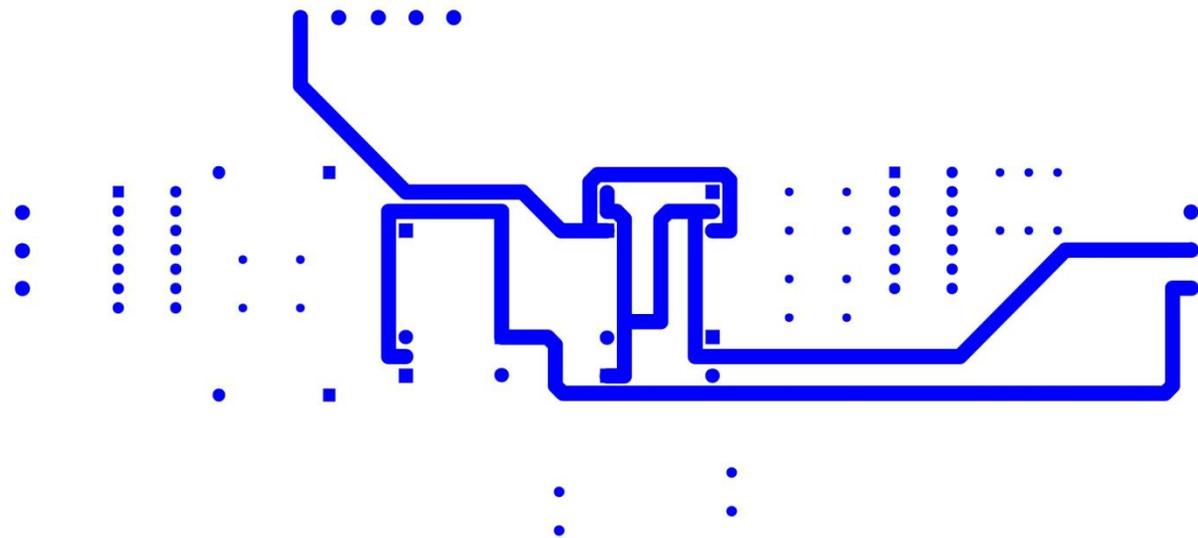
Vista general de la placa de la etapa de potencia.



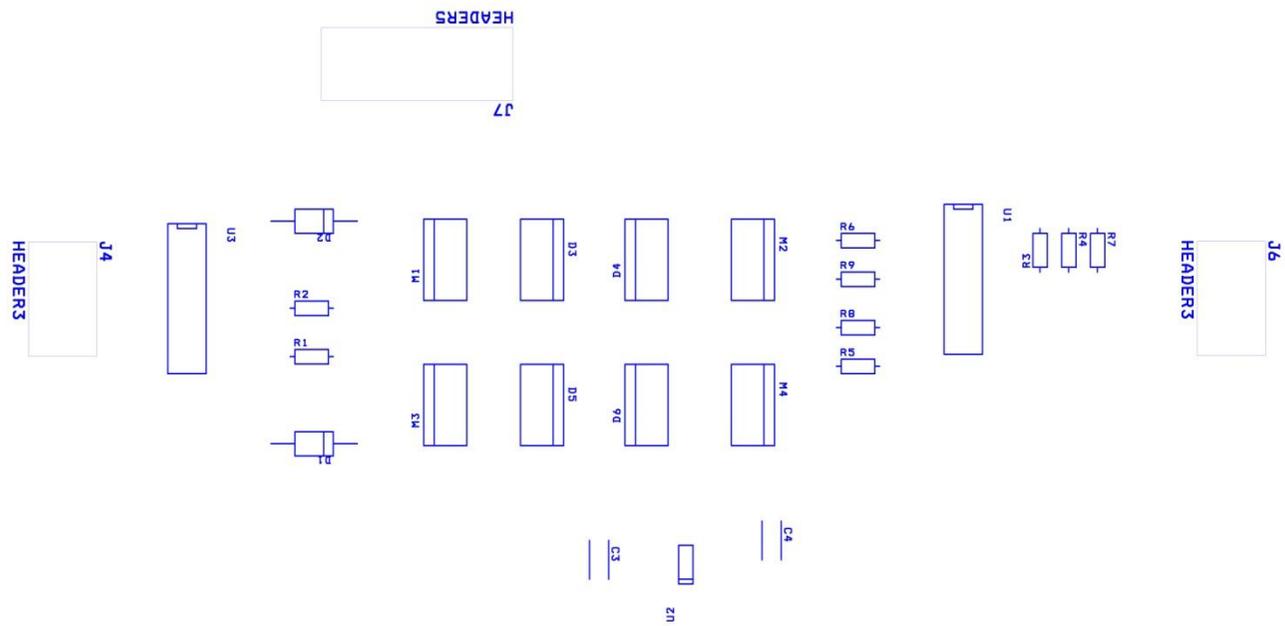
Vista de la capa TOP de la placa de etapa de potencia.



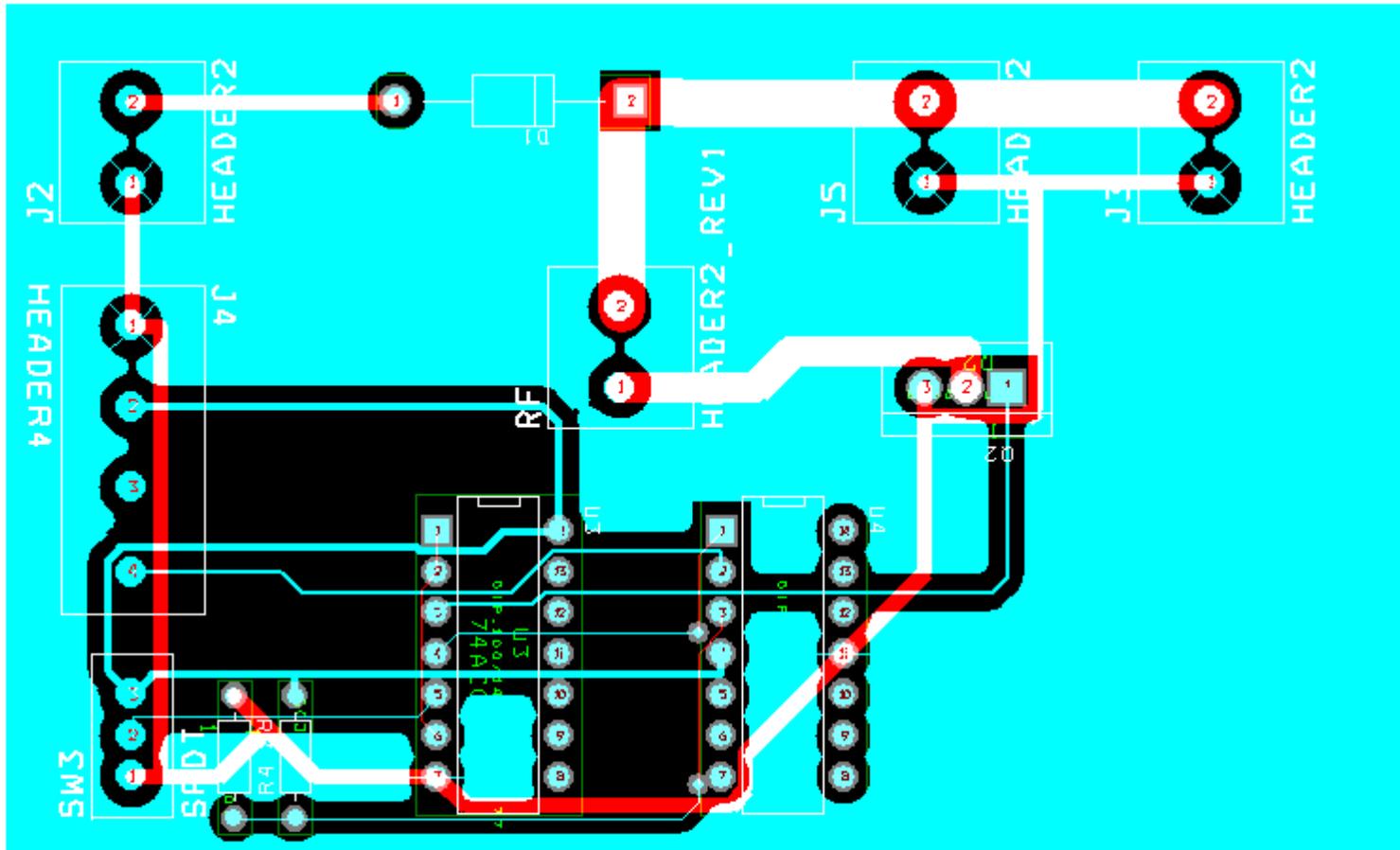
Vista de la capa BOT de la placa de circuito de control.



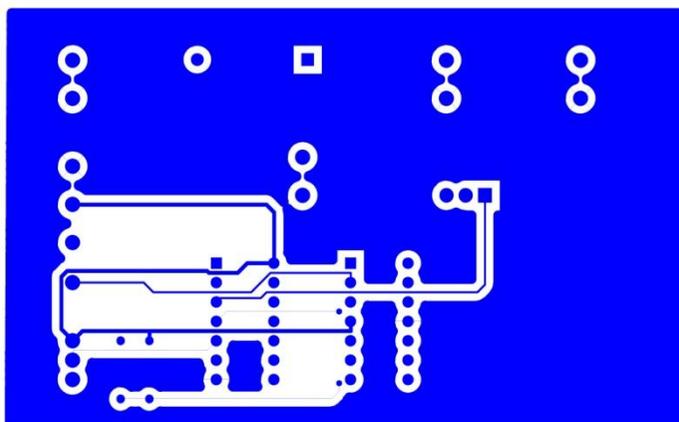
Distribución de componentes de la placa de etapa de potencia.



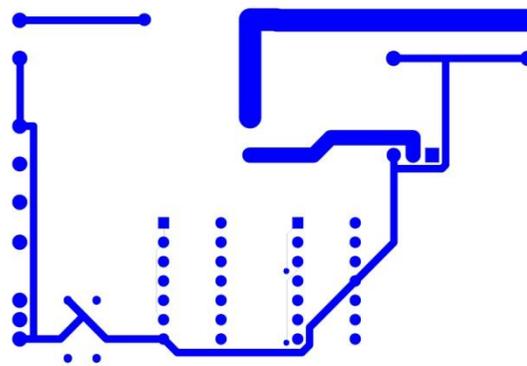
Vista general de la placa del circuito de frenado.



Vista de la capa TOP de la placa del circuito de frenado.



Vista de la capa BOT de la placa del circuito de frenado.



Distribución de componentes en la placa de circuito de frenado.

