

Universidad  
Politécnica  
de Cartagena



Escuela Técnica Superior  
de Ingeniería Industrial

# CONTROLADOR DE VELOCIDAD DE UNA MÁQUINA DE CONTINUA

**Titulación:** I.T.I. Electrónica Industrial

**Intensificación:** Electrónica Industrial

**Alumno/a:** Joaquin Eduardo Ros Fernández

**Director/a/s:** José Antonio Villarejo Mañas

Cartagena, 10 de Marzo de 2015



*El Proyecto Fin de Carrera tiene por objeto que el estudiante elabore un proyecto industrial o un estudio técnico-científico de aplicación en Ingeniería, para culminar su formación académica como Ingeniero Industrial, o como Ingeniero de las Titulaciones de Segundo Ciclo.*

Este proyecto fin de carrera culmina un camino que en ocasiones pensé que nunca acabaría y en el que han pasado muchas cosas buenas y otras que sin serlo tanto posiblemente me hayan enseñado mucho de lo que sé actualmente.

Siendo así se han tomado en consideración todos los pasos a seguir al igual que se haría en un proyecto desarrollado una vez obtenido el Título en Ingeniería Industrial.

Agradecer la colaboración prestada y desinteresada de compañeros ya titulados y de mi tutor de prácticas que me han enseñado a ver las cosas de un modo distinto, a empatizar con los clientes y elaborar diseños a partir de las ideas que ellos te aportan y que muchas veces no están nada definidas.

A todos mis profesores que sin entrar en detalles me han aportado mucho a lo largo de estos años, me han aguantado en clases, tutorías y prácticas y que han compartido conmigo dudas, proyectos, inquietudes e incluso algún que otro cabreo.

Por supuesto agradecer a mi familia en especial a mis padres, punto de apoyo básico y constante en todo lo que soy y lo que seré, base de mi educación y de mi afán de superación, que supieron entender en cada momento el porqué de lo que hacía y que saben darme el espacio necesario para reflexionar y tomar o a veces retomar, el camino adecuado

Gracias a todos y por todo.



# ÍNDICE GENERAL

0. Introducción
  - 0.1. Objetivos.
  - 0.2. Antecedentes.
  - 0.3. Fases de desarrollo.
  - 0.4. Descripción breve del Proyecto.
1. Memoria Descriptiva.
  - 1.1. Peticionario.
  - 1.2. Reglamentos de aplicación al proyecto.
  - 1.3. Descripción del sistema.
    - 1.3.1. BLOQUE I: Fuente de alimentación.
      - 1.3.1.1. Flyback
      - 1.3.1.2. Circuito de conmutación
      - 1.3.1.3. Transformador
      - 1.3.1.4. Salida de tensión 12V
      - 1.3.1.5. Salida de tensión 5 V
    - 1.3.2. BLOQUE II: Circuito de control.
      - 1.3.2.1. Señal de entrada (acondicionamiento).
        - Tacómetro (entrada de tensión).
        - Controlador de velocidad.
      - 1.3.2.2. Parametrización del regulador
        - Regulador PI
      - 1.3.2.3. Desarrollo de reguladores necesarios.
      - 1.3.2.4. Generador de PWM.
      - 1.3.2.5. Cálculos justificativos.
    - 1.3.3. BLOQUE III: Etapa de potencia.
      - 1.3.3.1. Driver de Potencia.
      - 1.3.3.2. Puente en H.
      - 1.3.3.3. Servomotor.
      - 1.3.3.4. Sensado de corriente.
      - 1.3.3.5. Cálculos de la etapa de potencia.
    - 1.3.4. BLOQUE IV: Circuito de frenado.
      - 1.3.4.1. Frenado dinámico.
      - 1.3.4.2. Diseño del sistema de frenado y cálculos justificativos.
      - 1.3.4.3. Circuito de frenado.
2. PLIEGO DE CONDICIONES.
3. PRESUPUESTO.
4. PLANOS Y ESQUEMAS DE DISEÑO.
5. BIBLIOGRAFÍA



# INTRODUCCIÓN

---





## 0.1 OBJETIVOS

El objetivo principal de este proyecto concierne al desarrollo de un controlador de velocidad para una máquina de continua, tanto la potencia como la regulación del mismo.

El motor que utilizaremos es una máquina de continua con la siguiente información:

- **Modelo MT-4525-BTYCN**
- **Fabricante: Baldor**



Figura 1: Motor MT-4525-BTYCN



Las especificaciones técnicas del diseño son muy concretas para nuestro diseño. Tenemos que tener en consideración tanto estas especificaciones previas para los cálculos del proyecto como la normativa vigente que se aplicará al proyecto.

#### **Especificaciones técnicas del diseño:**

- Todo el sistema estará alimentado desde una fuente de alimentación de 200V de continua que no admite disipación de energía. La energía necesaria para el control también se tomará de los 200V.
- La máquina deberá poder trabajar en 4 cuadrantes, es decir como motor y generador en los dos sentidos de giro.
- Dado que la fuente no admite disipación de energía y la máquina debe trabajar en 4 cuadrantes deberá estar provisto de resistencias de frenado apropiadas.
- La máquina podrá conectarse a cargas con un momento de inercia 5 veces superior al de la propia máquina.
- El controlador permitirá que el par de la máquina pase de 0 al par nominal en un tiempo inferior a 10ms.
- El control de velocidad deberá ajustarse para que la máquina sea estable para los diferentes momentos de inercia indicados.
- Deberá disponer de un mecanismo que limite la velocidad de variación de la velocidad de referencia.
- El rango de variación de velocidad será de 0 a 100%
- Requiere control de par y protección de sobrecorriente.
- Dispondrá de una entrada analógica que variará entre  $\pm 10V$  para controlar la velocidad.



## 0.2 ANTECEDENTES

### - Control de Velocidad de motores C.C.

Para el caso del control de estos motores se busca la construcción de fuentes de tensión variable, debido a la dependencia entre la velocidad del motor de corriente continua y el voltaje en sus terminales.

La primera solución que se puede plantear es el uso de reóstatos para el control del voltaje, pero este limita de forma importante la corriente y disipa la potencia de forma innecesaria, y por lo tanto tenemos una alteración de características de torque de la máquina.

También podemos utilizar convertidores para obtener un control más versátil y eficiente. La solución más habitual es el uso de reductores de voltaje (step-down) para regular la velocidad de estos motores, como vemos en la Figura 2, en el cual se realiza mediante la modulación de ancho de pulso (PWM) de la señal de encendido en el transistor T1, donde funciona como interruptor, donde el paso de corriente se corta a altas frecuencias.

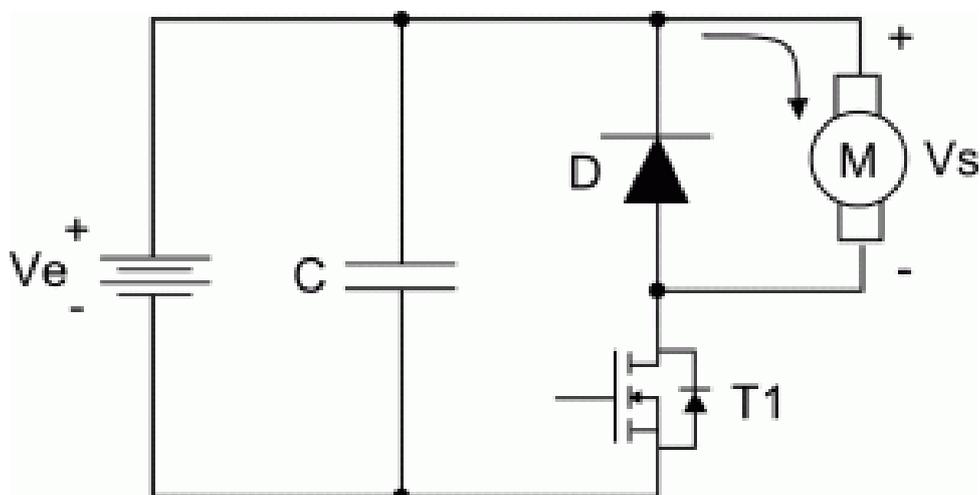


Figura 2: Circuito reductor de voltaje aplicado al control de velocidad de un motor C.C.



Debido a la naturaleza inductiva de los enrollados del motor, necesitaremos añadir un diodo en paralelo, con esto conseguimos la circulación de corriente mientras el transistor no conduce, y evitamos sobretensiones de potencia.

Para terminar, el condensador proporciona altas corrientes en periodos cortos de tiempo en el comienzo e incluso para estabilizar el voltaje  $V_e$ .

La modulación de ancho de pulso se utiliza para controlar la cantidad de energía que envía a una carga, esto se consigue manejando el tiempo en el que el transistor T1 conduce o el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso).

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Expresado matemáticamente:

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$$

Donde:

$t_{on}$  es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)

$t_{off}$  es el tiempo en que no conduce

$T$  es el período de la función

Por lo tanto, el voltaje medio del motor ( $V_s$ ) será:

$$V_s = \delta \cdot V_e$$

Podemos realizar el control del ciclo de trabajo mediante circuitos digitales o analógicos, para conseguirlo tenemos la posibilidad de implementar lazos de control, por ejemplo, regulamos la corriente para tener un torque deseado sin que la variable de la velocidad pueda influir.



- Motor de Corriente Continua

El motor de corriente continua (C.C.) es el motor eléctrico más antiguo empleado en aplicaciones de tracción y potencia. Su principio de funcionamiento es sencillo y posee una gran versatilidad, que ha permitido que siga utilizándose, a pesar de ser más complejo que las modernas máquinas de corriente alterna. La posibilidad de girar en ambos sentidos, fácil control de la velocidad y la capacidad de utilizar torques de partida altos, lo convierten el ideal para aplicaciones de tracción.

El motor de C.C. se basa en la fuerza que se genera por la interacción de un campo magnético generado por una bobina móvil y otro campo magnético inmóvil, montada sobre un eje de rotación. La bobina móvil se alimenta mediante un sistema de delgas y escobillas para invertir la dirección de la corriente y por lo tanto el sentido del campo magnético que generamos, así pues logramos que el torque sea siempre favorable al sentido de giro (Figura 3).

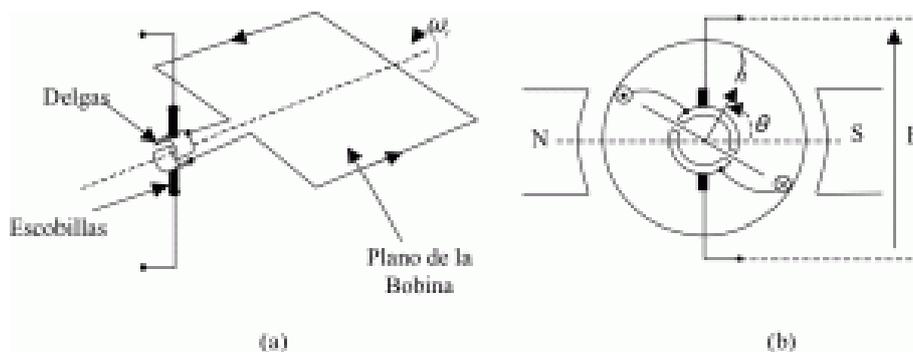


Figura 3: (a) Bobina elemental del motor de C.C. dispuesta sobre un eje de giro y alimentada a través de las escobillas. (b) Bobina montada en un rotor dentro de un campo magnético fijo cuya dirección es perpendicular al eje de giro.



El estator, o bien otro enrollado, generan un campo magnético de dirección fija.

El circuito equivalente del motor C.C. de la Figura 4, se divide en dos partes, a la derecha tenemos el circuito motriz en el que representamos el rotor o armadura como una fuente de tensión  $E_a$ , y a la izquierda el circuito de excitación el cual genera un campo magnético inmóvil al que se expone el rotor.

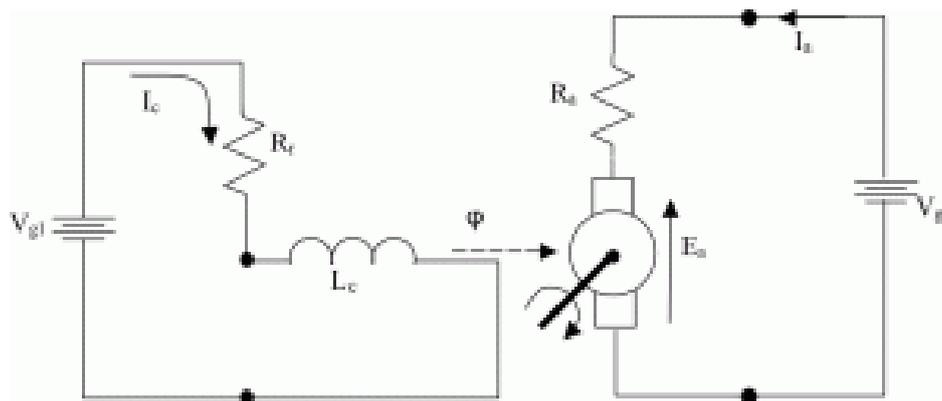


Figura 4: Circuito equivalente de un motor C.C.

Las ecuaciones de la interacción entre ambos circuitos quedarían de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} E_a &= G \cdot \omega_r \cdot I_c \\ T &= G \cdot I_c \cdot I_a \end{aligned}$$

Donde:

G parámetro de la máquina llamado inductancia rotacional

$E_a$  voltaje de armadura

T torque generado

$\omega_r$  velocidad de giro del rotor

$I_c$  e  $I_a$  corrientes de excitación y de armadura



Al ser  $R_a$  pequeña, vemos que la velocidad de giro depende mucho del voltaje de armadura  $E_a$  y de la corriente de excitación  $I_c$ . Sin embargo, nosotros utilizamos motores de imanes permanentes, por lo que la corriente de excitación se considera constante.

El torque generado es directamente proporcional a la corriente de armadura y la presencia de  $R_a$  imposibilita un control preciso y directo de velocidad a través del voltaje aplicado a la armadura a pesar de su fuerte dependencia.

### 0.3 FASES DEL DESARROLLO

Desde el momento en el que se presenta el proyecto e incluso a día de hoy, la mayor duda era si enfocar la realización desde un modo analógico a través de operacionales o con un diseño digital y hacerlo con PIC.

Claramente el hacerlo a través de programación de PIC o cualquier otro sistema digital implicaba varias etapas del desarrollo a tener en cuenta. Una de estas etapas hubiese sido la programación, que aun no siendo complicada en exceso, si representaba un esfuerzo considerable para lo que verdaderamente se requería en el proyecto. Y otra hubiese sido implementar sistemas como LCD para una digitalización de las Rpm del motor, sistemas de comunicación de datos para poder tele-comandar y medir el sentido de giro y la velocidad,...

Al optar definitivamente por el sistema analógico comenzó el desarrollo que nos debía llevar desde los 200v de continua de una batería hasta alimentar el motor y lograr la velocidad deseada y el sentido de giro.

La primera fase del proyecto fue la etapa de potencia que en principio parecía ser la más simple del proyecto y que viene redactada en el Bloque III. En esta etapa se consideró el Puente en H como la opción más robusta a la hora de afrontar el trabajo en cuatro cuadrantes. Y el uso de un driver para el control del motor comandado por las señales de PWM y de sentido de giro (DIR).



En la segunda fase del proyecto se afrontó el desarrollo de la fuente de alimentación, llegando a considerar si merecía la pena el diseño de una fuente o si resultaría más cómodo adquirir una ya comercializada que nos diera las salidas que necesitábamos de tensión. El diseño ha intentado basarse en buscar la sencillez máxima, se ha usado el diseño sugerido por Texas Instruments aportado en el Datasheet del LM5023 y se ha adaptado a nuestro sistema como se explica en el Bloque I.

La tercera fase del proyecto fue el diseño del sistema de control y frenado. Esta fase ha dado muchos calentamientos de cabeza y es en la que más esfuerzos se han gastado para los cálculos de los operacionales necesarios para el regulador PI, desarrollado en el Bloque II. El sistema de frenado viene definido en el Bloque IV y su función principal es lograr reducir el tiempo que tarda el motor en perder la inercia conseguida durante el funcionamiento de un modo suave.

## 0.4 DESCRIPCIÓN BREVE DEL PROYECTO

En este proyecto tiene como objetivo contralar la velocidad de una máquina de continua en el que un servomotor de corriente continua.

### **BLOQUE I**

En este bloque se expone la fuente de alimentación del proyecto, la cual estará diseñada independientemente al resto del sistema, para ello tenemos una placa para todos los componentes de esta bloque.

En esta parte nos encontraremos lo siguiente:

#### ***-El 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, consiguiendo así unas menores perdidas por conmutación y una menor generación de IEM (impulsos electromagnéticos).



El convertidor de la fuente de alimentación trabajará 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 LM5023 es un circuito integrado diseñado para montajes del tipo flyback casi resonante con el que vamos a implementar un circuito de conmutación para nuestro sistema.

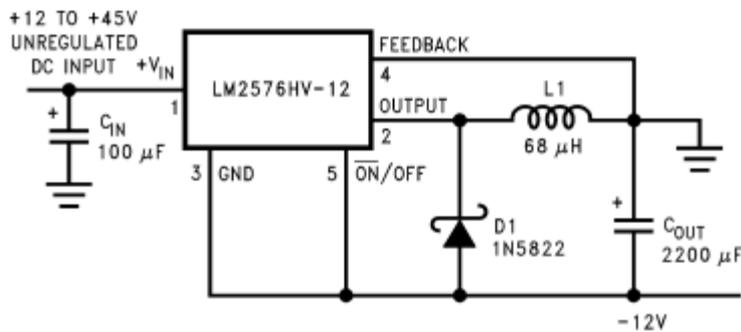
Este integrado cuenta con entradas de *feedback* que detecta cuando se ha producido la desmagnetización total del transformador mediante un devanado auxiliar. También cuenta con protecciones de sobre tensión y sobre corriente proporcionándonos sistemas de seguridad en caso de un mal funcionamiento de la fuente o del resto del circuito asociado.

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.

#### **- Salida -12 voltios**

El LM2576HV es un regulador de voltaje que será usado en nuestro sistema para conseguir la tensión simétrica ( $\pm 12V$ ) necesaria para alimentar los amplificadores operacionales aprovechando la salida original de nuestra fuente de 12 v.

Para ello el fabricante nos sugiere un diseño de montaje que nos proporciona la tensión necesaria.



El fabricante garantiza una tolerancia de salida de  $\pm 4\%$  y un  $\pm 10\%$  de frecuencia del oscilador.

Figura 2: Montaje típico de LM2576HV.

También incluye un limitador de corriente y una desconexión automática por exceso de temperatura.

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.

### - Salida 5 voltios.

El LM341 es un regulador de tensión positiva de tres terminales que usaremos para la obtención de los 5 voltios. Este circuito integrado incluye un limitador de corriente y un circuito de apagado por exceso de temperatura.

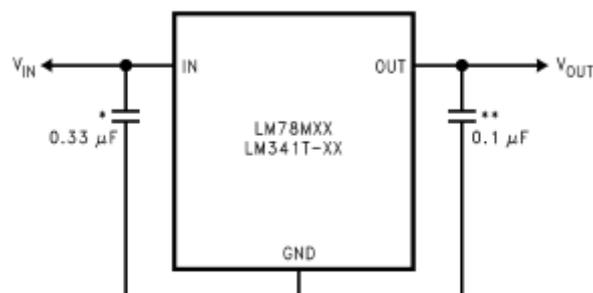


Figura 3: Montaje típico de LM341.



## BLOQUE II

En este bloque se describe el lazo de control de velocidad, dirección de giro y par del motor y consta de cuatro partes

### **- Acondicionamiento de señales**

La **adquisición de datos** o adquisición de señales, consiste en la toma de muestras del mundo real (sistema analógico) para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador u otras electrónicas (sistema digital). Consiste, en tomar un conjunto de señales físicas, convertirlas en tensiones eléctricas y digitalizarlas de manera que se puedan procesar.

Se requiere una etapa de acondicionamiento, que adecue la señal a niveles compatibles con el elemento que hace la transformación a señal digital.

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 poder operar con ellas.

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

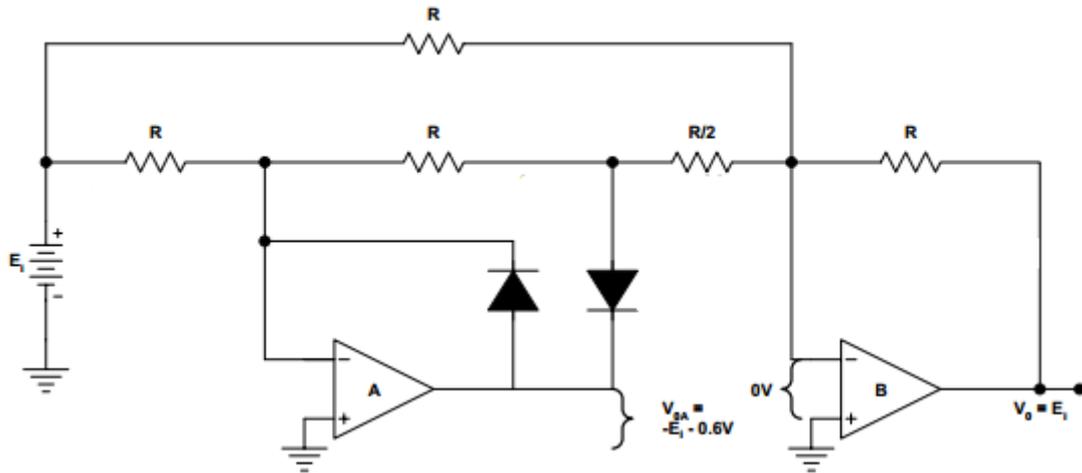


Figura 4: Rectificador de precisión de media onda.

#### **- 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 Regulación por Ancho de Pulso de un motor de CC está basada en el hecho de que si se recorta la CC de alimentación en forma de una onda cuadrada, la energía que recibe el motor disminuirá de manera proporcional a la relación entre la parte alta (habilita corriente) y baja (cero corriente) del ciclo de la onda cuadrada. Controlando esta relación se logra variar la velocidad del motor de una manera bastante aceptable.

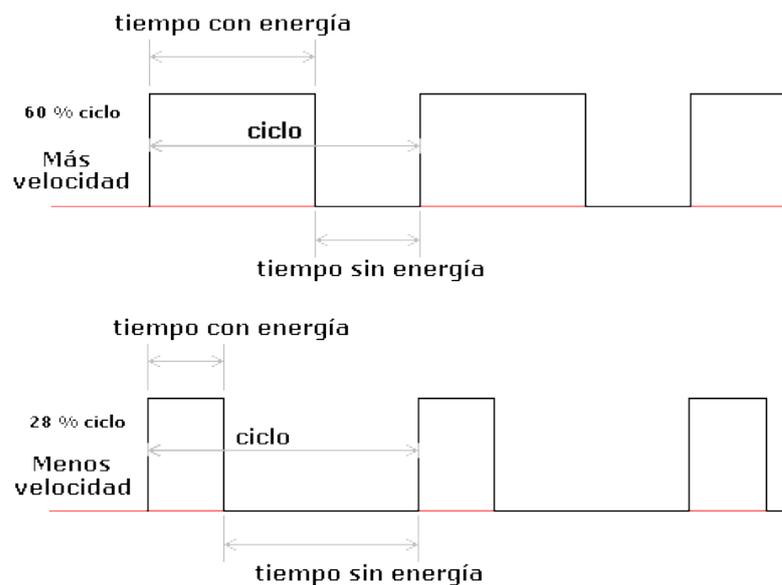


Figura 5: Explicación del PWM

El MAX4477 se ha usado para la construcción de este circuito. 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.

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.

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.



### BLOQUE III

En este bloque se define la etapa de potencia que está dividida en 3 partes.

Por recomendaciones del fabricante, esta parte del diseño irá separada del resto, en una placa con un grosor de cobre especial de 70/105  $\mu\text{m}$  debido a las altas corrientes transitorias que se van a manejar.

#### - *Driver de potencia*

El TC4469 es un driver de potencia que recibe 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.

#### - *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.

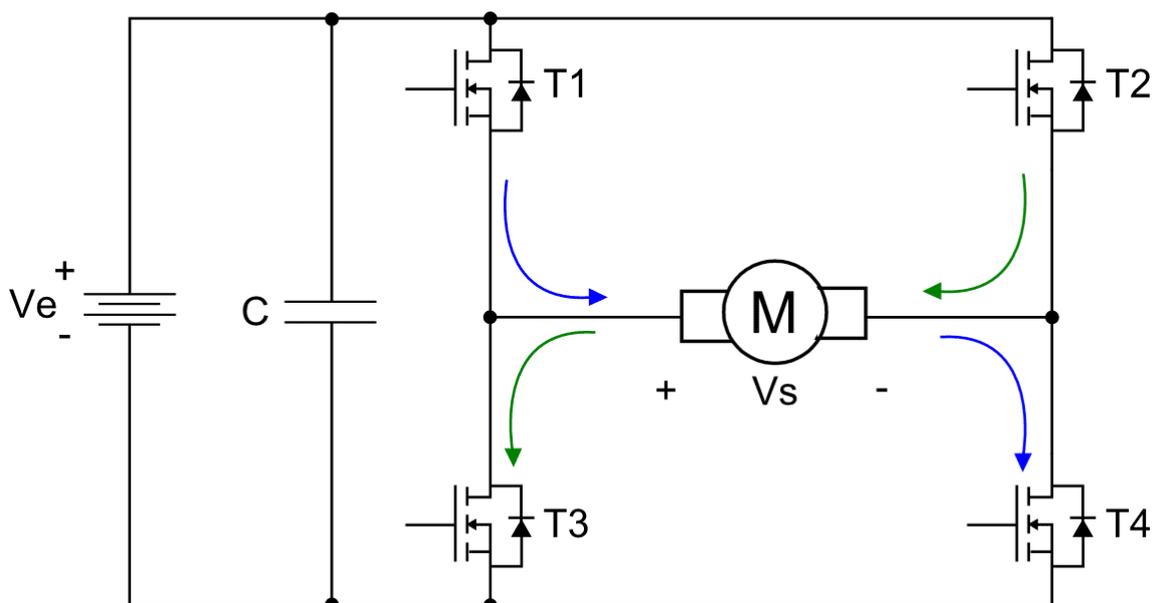


Figura 6: ejemplo de circuito Puente en H



Nuestro puente en H será 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.

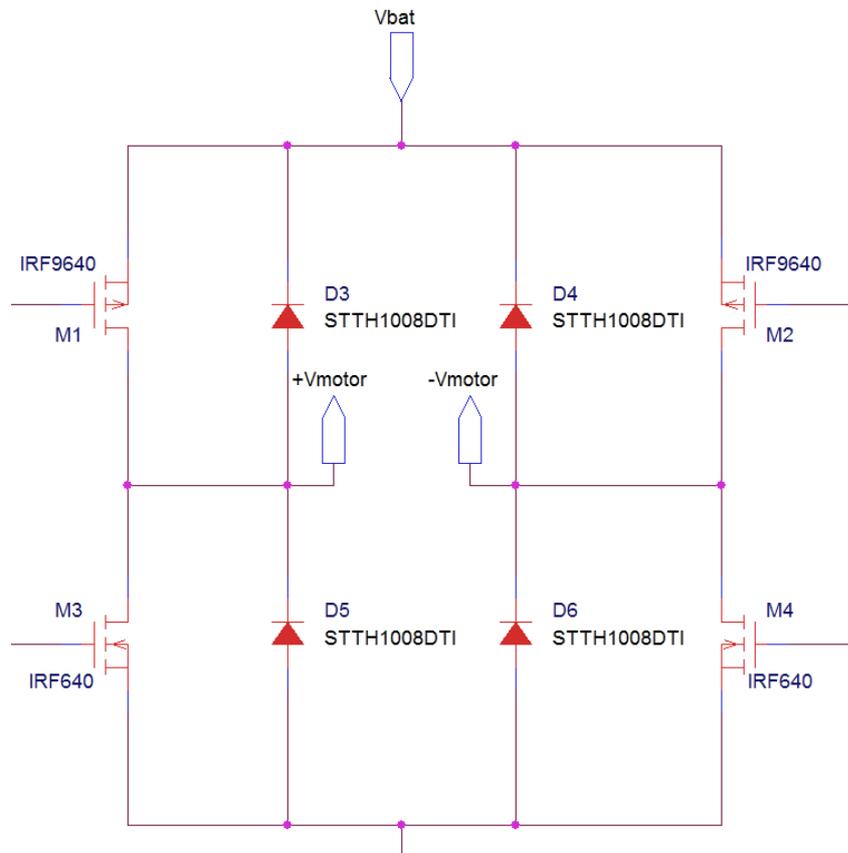


Figura 7: Circuito puente H usado en nuestro caso

Para el accionamiento de frenado se han considerado 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.



### **- Sensor 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 IV

Este bloque está formado por tres etapas que explicarán el diseño de nuestro circuito de frenado.

El circuito diseñado para el frenado de nuestro sistema será montado de manera independiente en una placa con grosor especial de cobre de 70/105 $\mu$ m. La resistencia de frenado deberá ser montada en un lugar exterior debido a la gran cantidad de calor disipado.

### **- Sistema de frenado dinámico**

Cuando se deseé que el motor pare, la tensión suministrada al motor será de 0 voltios. Debido al momento de inercia del motor y al 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.

# MEMORIA DESCRIPTIVA

---



## 1.1. PETICIONARIO

- El presente proyecto se hace a petición de:

Profesor responsable de los Proyectos Fin de Carrera,  
D. José Antonio Villarejo Mañas

- perteneciente a:

Departamento de Tecnología Electrónica

- situado en:

Universidad Politécnica de Cartagena  
Campus Muralla del Mar – Edf. Antiguo Hospital de Marina  
Cl. Doctor Fleming, S/N – 30202 – Cartagena



## 1.2. REGLAMENTOS DE APLICACIÓN AL PROYECTO

- **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 directos e indirectos.**



## 1.3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

### 1.3.1. Bloque I: Fuente de alimentación

Para la alimentación del sistema se han barajado diferentes posibilidades, habiendo numerosos diseños en el mercado que podríamos haber adoptado y adaptado a nuestras condiciones de uso. Al final se ha optado por elegir como opción más adecuada una fuente conmutada tipo *Flyback* casi-resonante.

Las condiciones de partida son:

- Tensión de entrada aportada por una batería de 200V
- Tensiones necesarias para la alimentación del sistema -12V, +12V y +5V.

#### 1.3.1.1. *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, siendo la más notable 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.



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

Tabla 1: Comparación entre Flyback tradicional v QR Flyback.

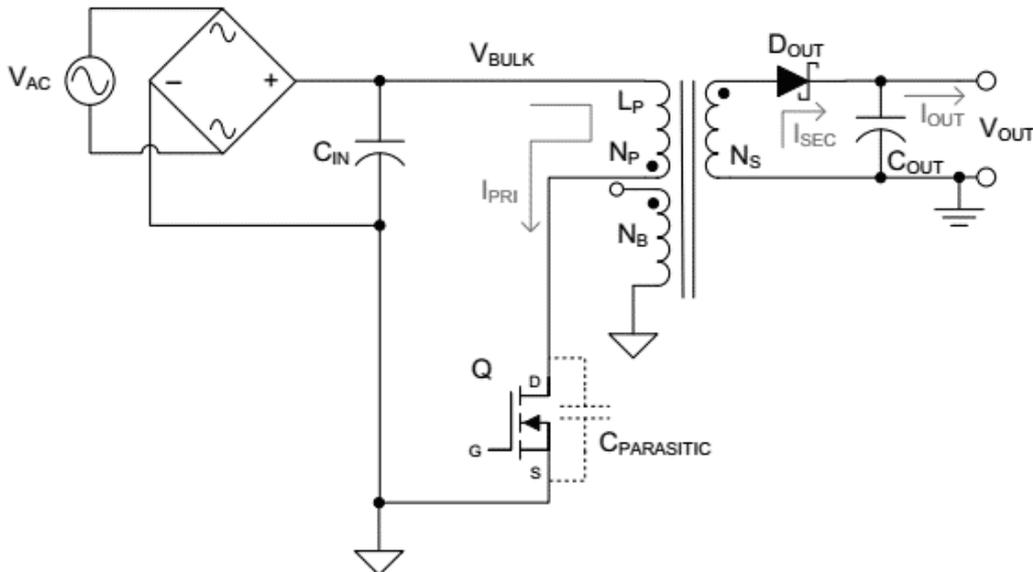


Figura 8: Configuración de Flyback casi resonante.

Como se puede ver en la **Figura 8**, 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.

El voltaje del que será provisto el controlador del lado del primario viene dado por la proporción de vueltas del devanado secundario,  $N_S$ , con el devanado auxiliar,  $N_B$ . 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 ecuación siguiente representa la capacitancia parasita como 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.

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

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. Nótese que la mayoría de las componentes de esta capacitancia parasita son desconocidas y difíciles de caracterizar.

A continuación vamos a describir el ciclo de conmutación para un Flyback casi resonante en MCD de un modo básico. 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.

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



El transformador se comporta como un inductor acoplado tal como se indicó antes; 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 secundarios. 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.

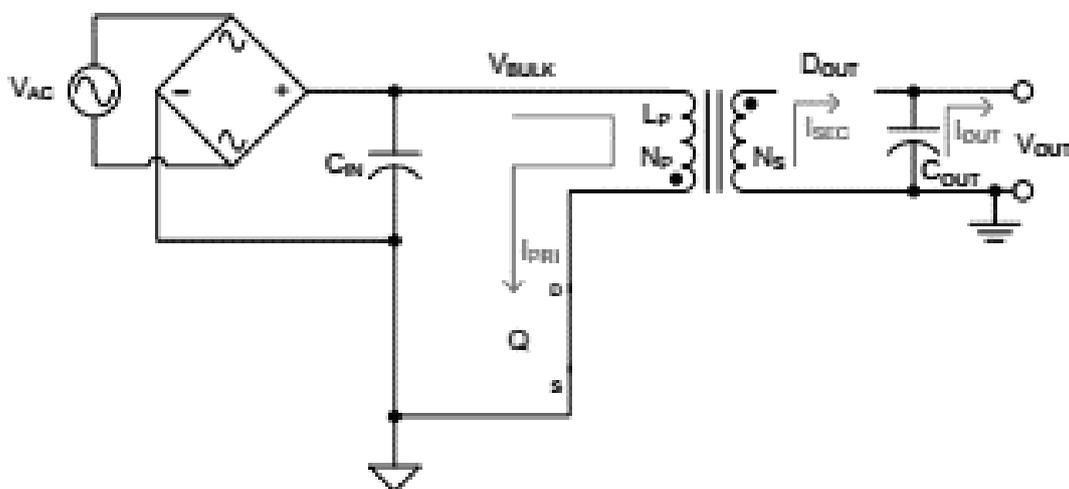


Figura 9: Flyback casi resonante con el transistor en modo ON. No se muestra el devanado auxiliar.

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.



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

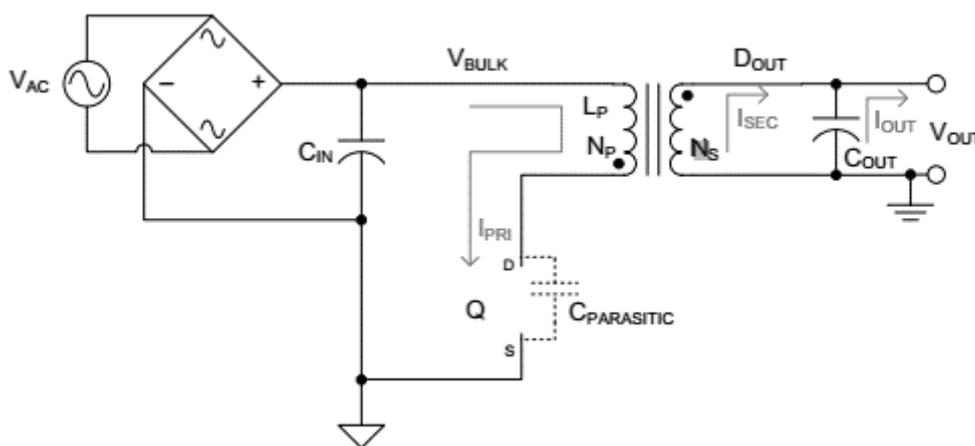


Figura 10: Flyback casi resonante con el transistor en modo off. No se muestra el devanado auxiliar.

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. El diodo de salida está polarizado en directa y empieza a conducir y el transformador podrá 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).



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

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 parasita formara un tanque resonante con la inductancia del primario.

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 haya 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 11** se puede apreciar la diferencia entre hacer una conmutación dirigida por un oscilador en un Flyback tradicional y uno casi resonante.

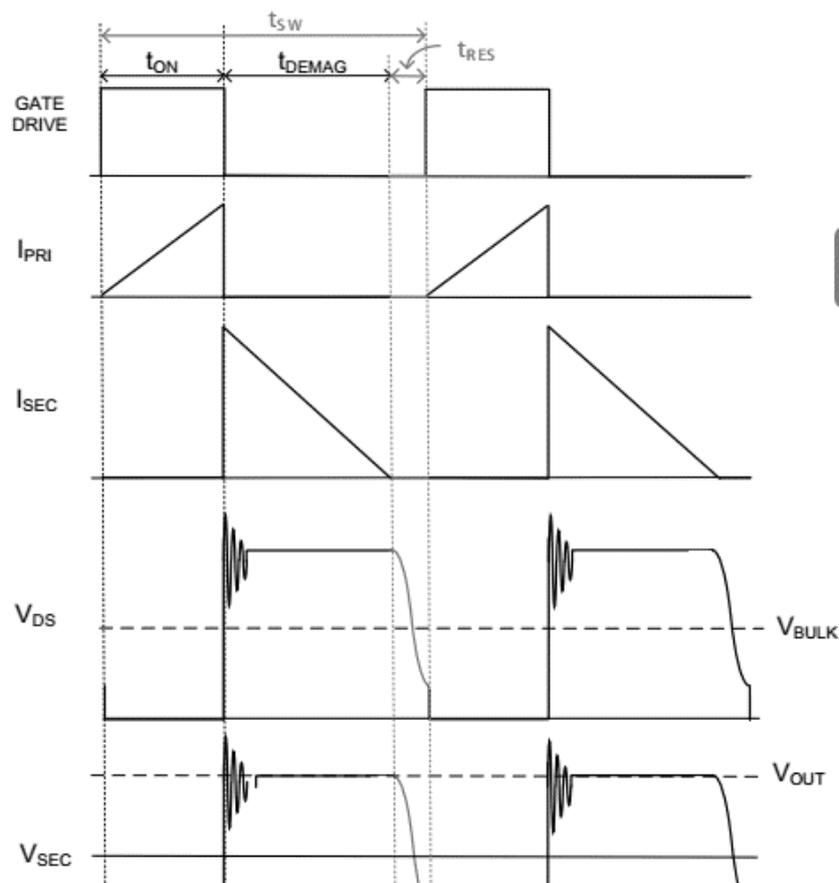


Figura 11: Formas de onda de voltaje y corriente de un Flyback casi resonante en conducción crítica.



### 1.3.1.2. Circuito de conmutación

El LM5023 será el encargado de controlar la conmutación de la fuente. Este integrado usa el devanado auxiliar del transformador para la detección de desmagnetización, para asegurar la operación en modo de conducción crítica. 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.

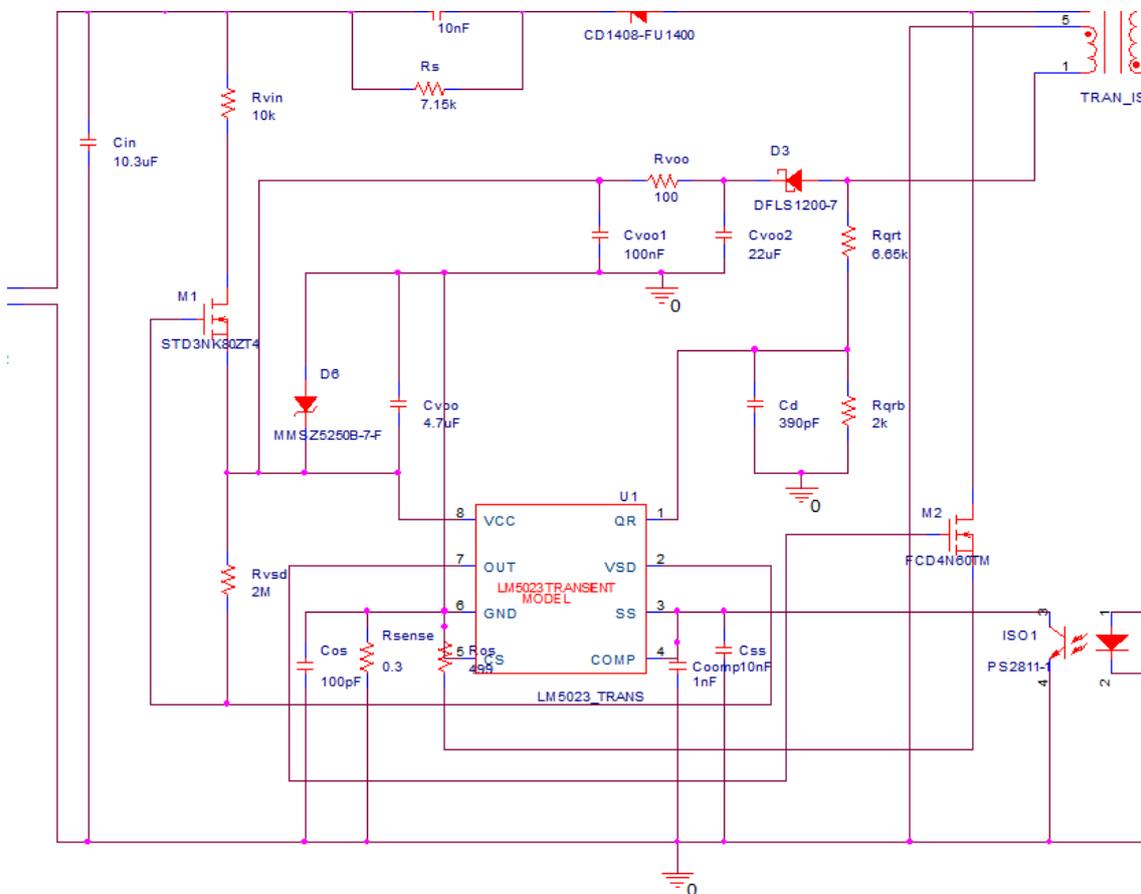


Figura 12: Detalle de montaje de LM5023 en la fuente de alimentación.



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

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

$$V_{IN}=200V$$

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

$$V_{OUT}=12v$$

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

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

$$P_{OUT}=60W$$

$$\eta=83.4\%$$

$$I_{OUT}=5A$$

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

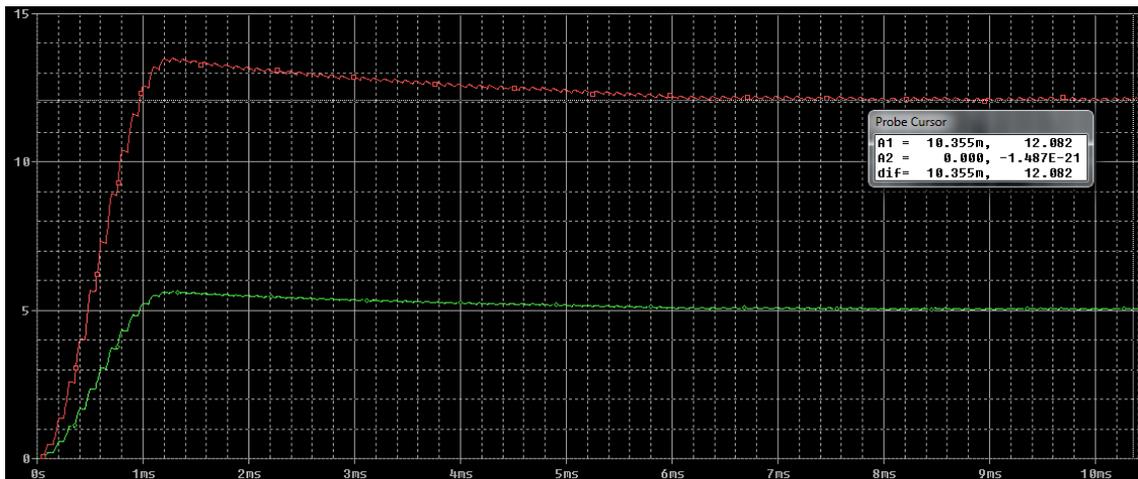


Figura 13: Simulación de la salida de la fuente de alimentación.



### 1.3.1.3. Diseño del transformador

El criterio para designar el transformador es uno de los puntos importantes en el diseño de las fuentes conmutadas. 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 no debe saturarlo, y a la vez, la ventana del núcleo debe tener espacio suficiente para alojar el bobinado.

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

Dependiendo de la potencia necesaria debemos elegir el núcleo de nuestro transformador. En la **Tabla 2**, vemos una serie de núcleos con los que podremos aproximar nuestro diseño a los diseños comerciales existentes.

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.

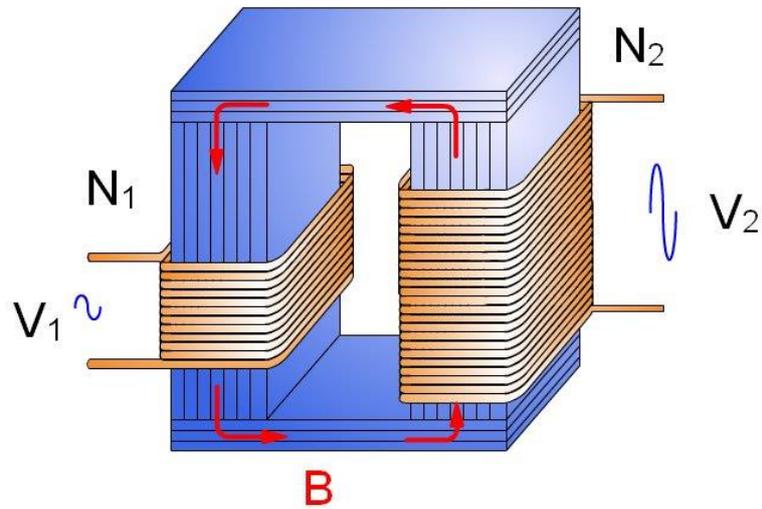


Figura 14: Funcionamiento de un transformador.

El inductor se comportará como tal, siempre y cuando no se sature.

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.

$$I = \frac{W}{V}$$

$$I_1 = \frac{60}{200} = 0.3A$$

$$I_2 = \frac{60}{12} = 5A$$



Para el cálculo del entrehierro se puede usar la siguiente fórmula.

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

Según:

$L_{efe}$  [mm]= tamaño del entrehierro,

L [mH] =inductancia del primario,

$I_{max}$  [A]= corriente pico,

$A_E$  [cm<sup>2</sup>]= Area del núcleo,

$B_{max}$  [T]= Densidad de flujo máxima

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

El número de vueltas del primario será calculado usando la expresión:

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

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

A continuación se calcula el número de vueltas del secundario.

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

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

El cable usado será AWG 26 para el bobinado del primario ya que la corriente que atraviesa el primario es de 0.3A y en el secundario se utilizará AWG 14 (hasta 5A).



Solo resta 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:

$\mu_e$ =Permeabilidad magnética del núcleo

N=Numero de espiras

S=Área del bobinado

l=Longitud del bobinado

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

La inductancia del secundario se puede calcular con la siguiente expresión.

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

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

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



### 1.3.1.4. Circuito de salida -12V

Nuestra fuente diseñada tendrá una salida de 12 voltios a 5 amperios y a partir de ahí podremos obtener el resto de tensiones necesarias para nuestro sistema.

Los -12 voltios se logran utilizando el circuito LM2576 (**Figura 15**).

El 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 más, 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  $f_{osc}=52\text{kHz}$ .

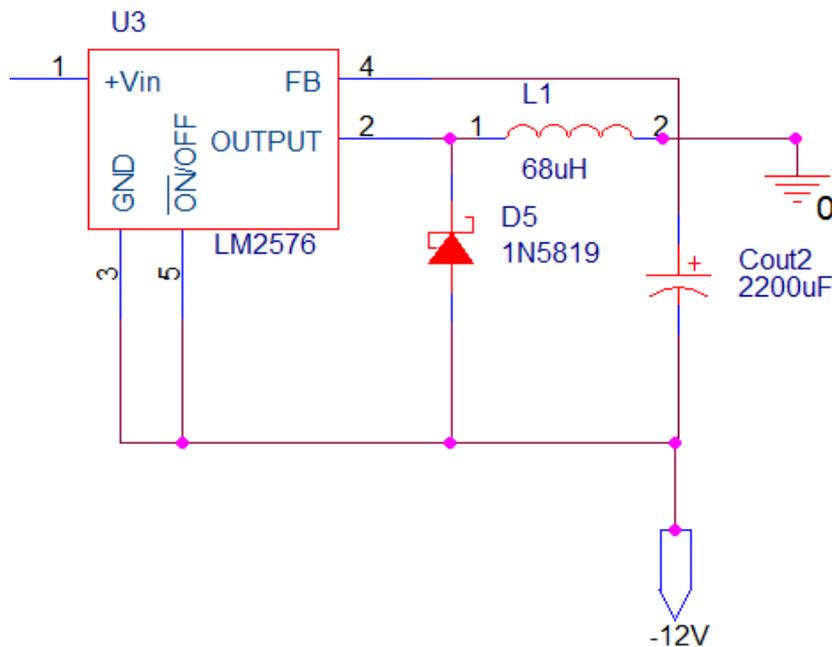


Figura 15: Fuente de alimentación con LM2576.



Según la gráfica que nos da el fabricante, podremos elegir el inductor necesario.

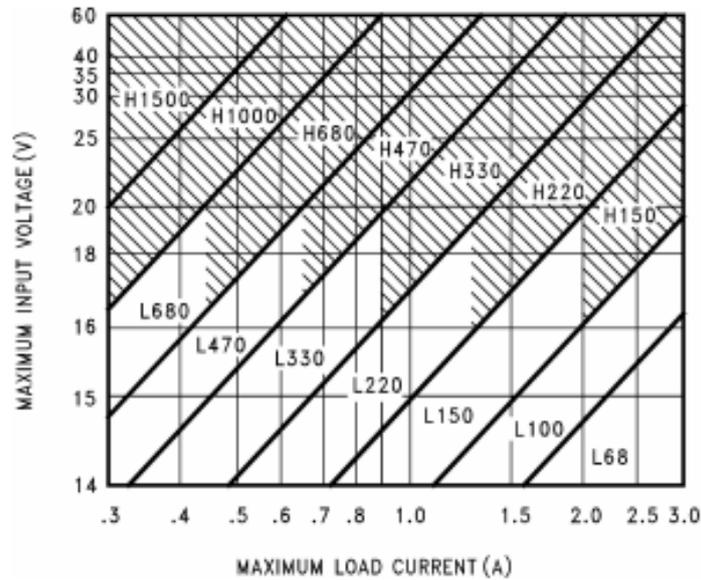


Figura 16: Valores de la bobina según corriente en la carga y tensión de entrada.

### 1.3.1.5. Circuito de salida 5V

El LM341 es un regulador de voltaje positivo con el que hemos conseguido una salida de 5v.

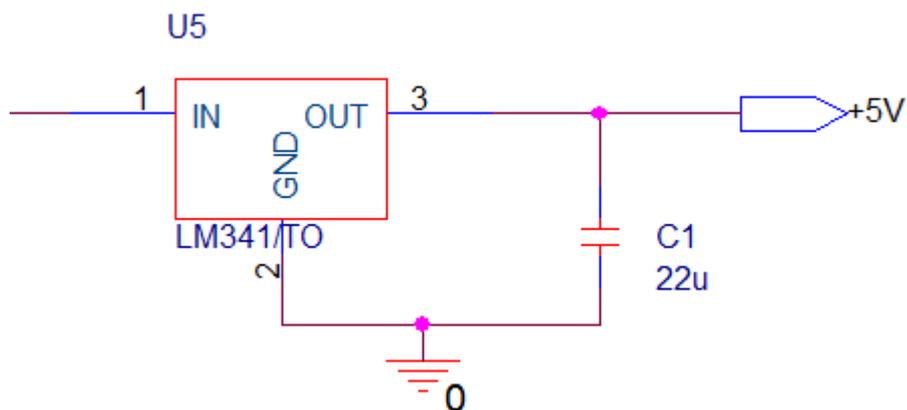


Figura 17: Montaje de LM341 en fuente de alimentación.

Con esta configuración Texas Instrument, fabricante del componente, nos garantiza una salida de 5 voltios a 1 amperio.



### 1.3.2. Bloque II: Circuito de control

El objetivo de la etapa de control del sistema es la regulación de la velocidad y dirección de giro del motor. En esta sección se describe su funcionamiento.

El sistema consta de:

- Dos rectificadores de precisión para acondicionar las entradas de tensión.
- Dos reguladores PI, para la regulación de velocidad y par.
- Un generador de PWM.

Además el bloque consta de cuatro etapas diferenciadas:

- La primera de acondicionamiento de las señales de entrada.
- La segunda, los cálculos de los parámetros que definen los reguladores
- La tercera es la implementación de reguladores mediante operacionales
- La cuarta el generador de PWM.

#### 1.3.2.1. Acondicionamiento de señales de entrada

- Entrada de tensión de tacómetro

El motor utilizado en nuestra maquina lleva incorporado un tacómetro que hemos utilizado para el control de la velocidad.

Este tacómetro nos ofrece una salida de tensión constante en función de la velocidad de giro según las especificaciones de la tabla siguiente.

Tachometer Specs			
Motor Family	Tach $K_E$	Inertia	
	V/K rpm	Oz-in-s <sup>2</sup>	Kg-cm <sup>2</sup>
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.



Nos encontramos dentro de la clase M4500, este 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.

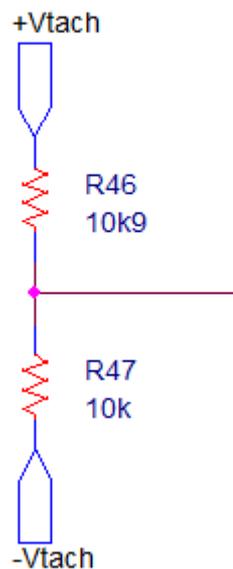


Figura 18: Divisor resistivo del tacómetro.

El divisor resistivo o de tensión responde a la siguiente ecuación:

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

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

- Mando de control de velocidad



El potenciómetro elegido para el control de la velocidad y el sentido de giro, proporcionara una tensión que variará en un rango de  $\pm 12$  voltios, pero para nuestro diseño es preferible acondicionarlo a un rango de  $\pm 10$  voltios.

Se ha realizado un montaje similar al que se ha utilizado para acondicionar la entrada del tacómetro.

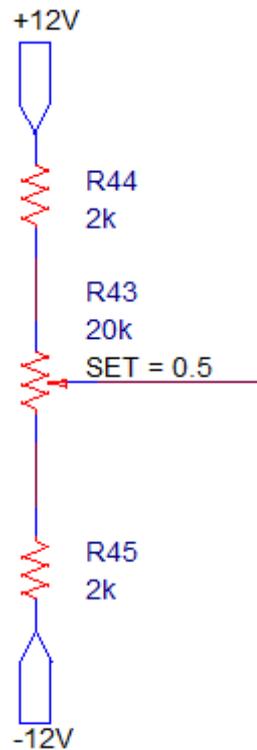


Figura 19: Divisor de tensión del potenciómetro.

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 en valores de tensión negativos (sentido de giro anti horario).

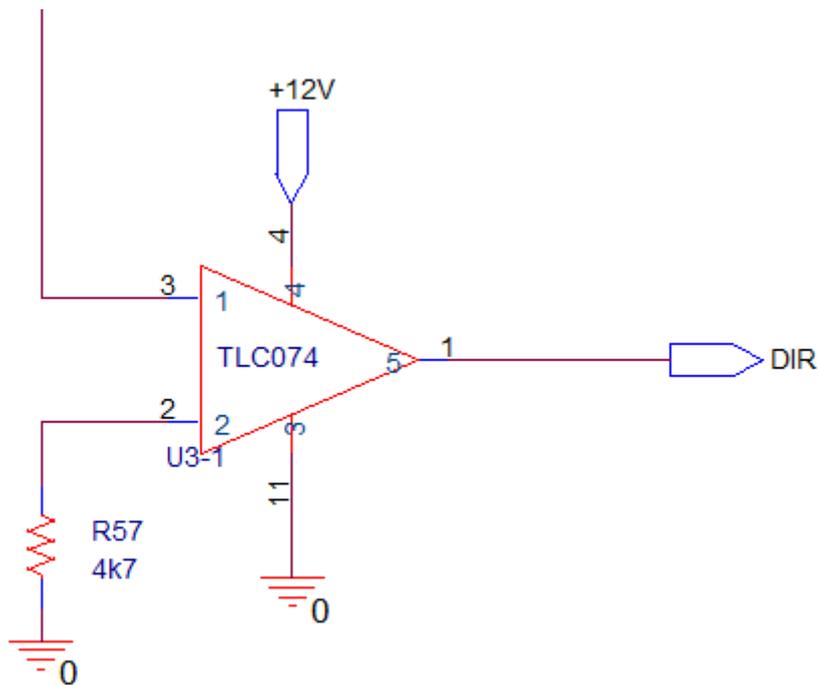


Figura 20: Circuito de comparación de dirección de giro.

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

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

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



- RECTIFICADOR DE PRECISIÓN DE MEDIA ONDA

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

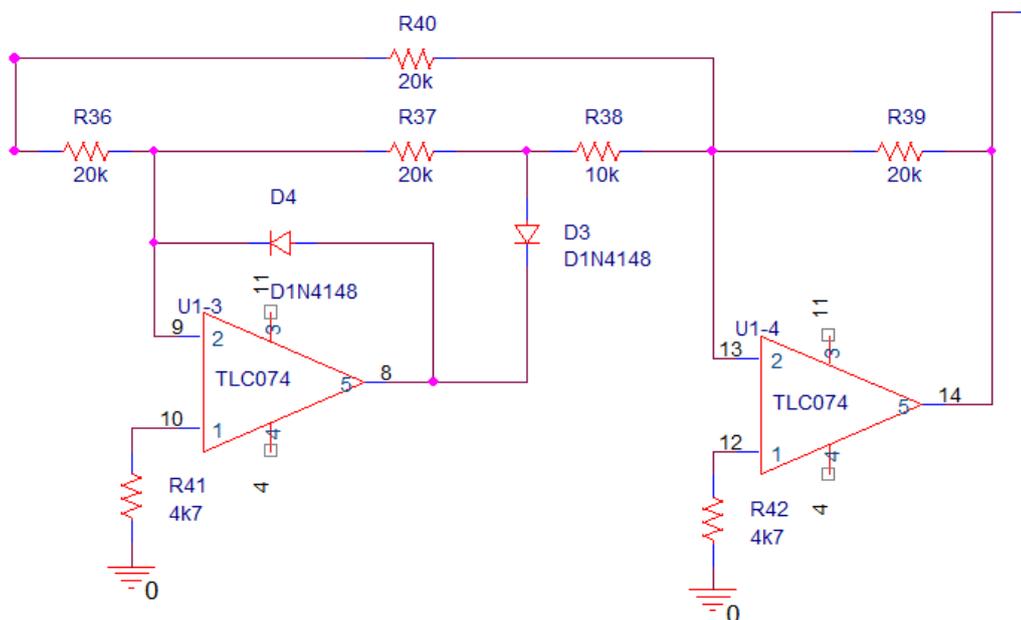


Figura 21: Circuito rectificador de precisión de media onda.



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  $V_o = E_i$ .

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 el igual al valor rectificado o absoluto de la entrada.

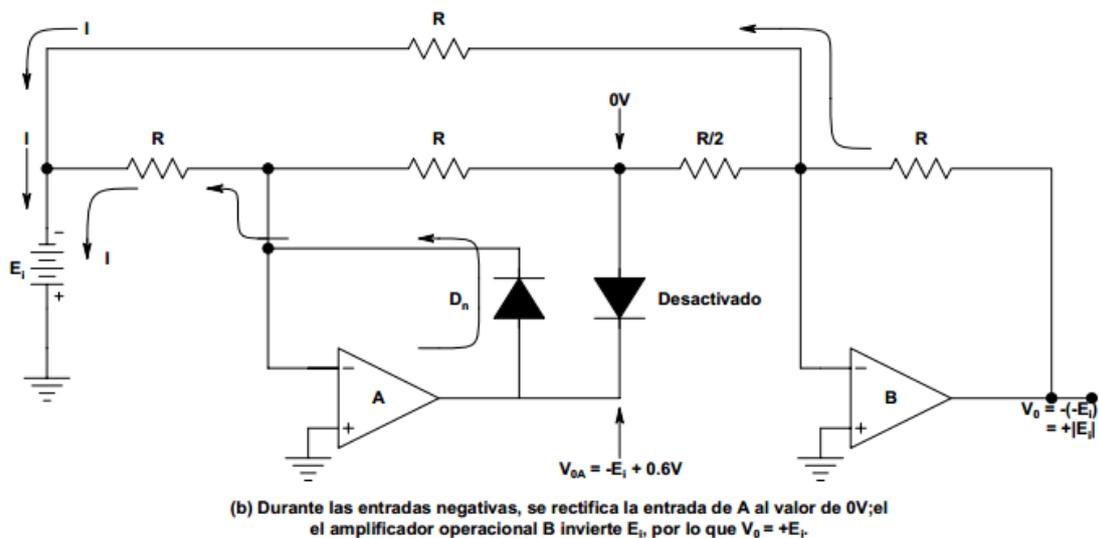


Figura 22: Rectificador de precisión de media onda para entradas positivas.

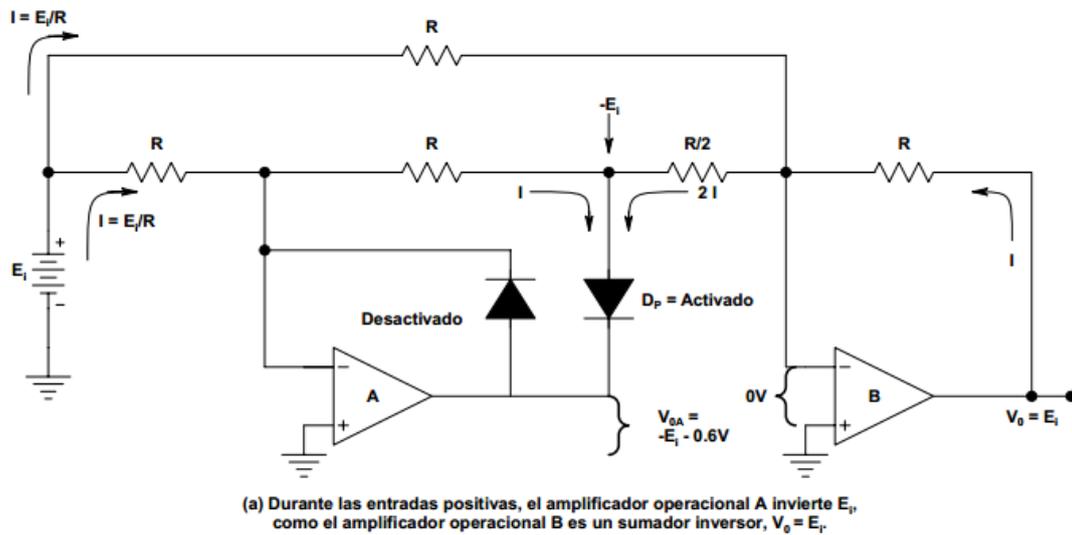


Figura 23: Rectificador de precisión de media onda para tensiones negativas.

- AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

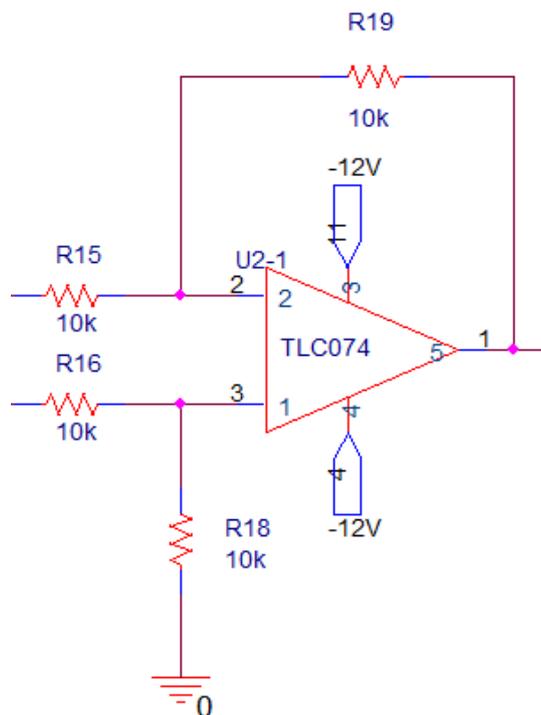


Figura 24: Circuito amplificador diferencial.



La función de esta etapa es la de realizar una diferencia entre la señal que proviene del tacómetro y la del potenciómetro, para ello se utiliza un operacional en configuración de amplificador diferencial, el cual proporciona una tensión de salida proporcional a la diferencia de las tensiones de entrada.

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.



### 1.3.2.2. Parametrización de los reguladores.

- Regulador PI para lazo de control del par.

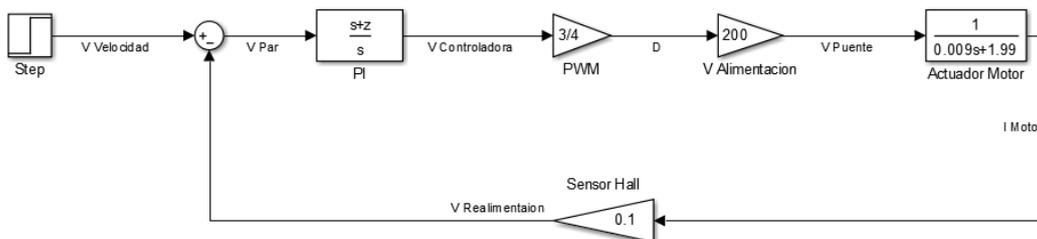
Entre los objetivos fijados para este proyecto, una de las especificaciones técnicas es el par nominal que debe establecerse en un tiempo de 10 milisegundos.

Lo que se pretende regular con el lazo de control es la intensidad que circula por el motor, la cual está relacionada directamente mediante una función de transferencia con el par del motor.

La realimentación se realiza mediante un sensor de efecto Hall que genera una tensión proporcional a la corriente medida.

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

El diagrama de bloques es la siguiente:



La función de transferencia correspondiente al lazo de control sin tener en cuenta el PI es:

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



Donde:

Vcc= Tensión de la batería.

VTrabajo= Tensión de trabajo del sistema de control.

PWM=d con limitación a 3/4.

L=Inductancia del motor.

R= Resistencia del motor.

Ksensor= Sensibilidad del sensor por ganancia.

Sustituyendo los valores de las variables:

$$GH_{par} = \frac{200}{10} * \frac{3}{4} * \frac{1}{0.009s + 1.99} * 0.1$$

$$GH_{par} = \frac{1.5}{0.009s + 1.99}$$

$$GH_{par} = \frac{166.67}{s + 221.11}$$

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 para ello 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 el correspondiente a la **figura 26**.

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  $166.67$ .

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 más a la izquierda del polo en  $-243$ .

Como nuestro  $t_s$  requerido por el diseño es de  $10$  ms podemos determinar que:

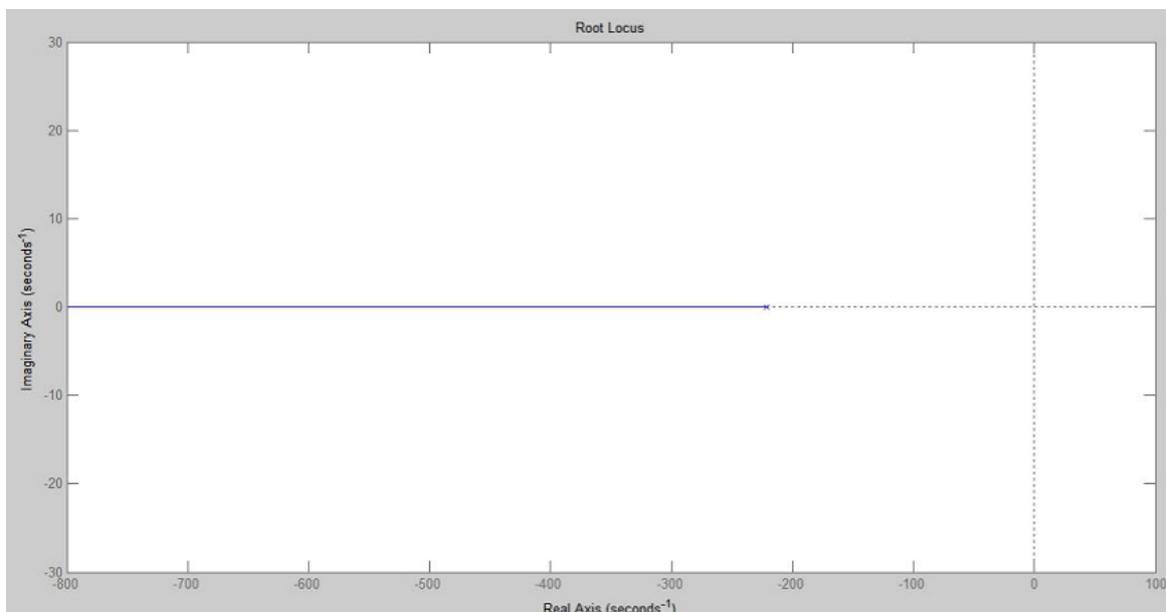
$$\frac{\pi}{t_s} = -314$$

Por lo que podremos considerar que nuestro punto deseado para el sistema será:

$$-314 + jy \in \text{Lugar de las raíces}$$

Para calcular la coordenada “ $y$ ”, obligamos a que el punto pertenezca al lugar de las raíces verificando el criterio del argumento. Llevado al simulink obtenemos  $15.7$ . Podemos observar que ese pequeño valor proporciona una baja sobreoscilación.

Además se ha buscado que la parte imaginaria tenga la menor amplitud posible para reducir al máximo la sobreoscilación.



**Figura 26:** Lugar de las raíces del sistema.



Estos son los puntos que interesan:

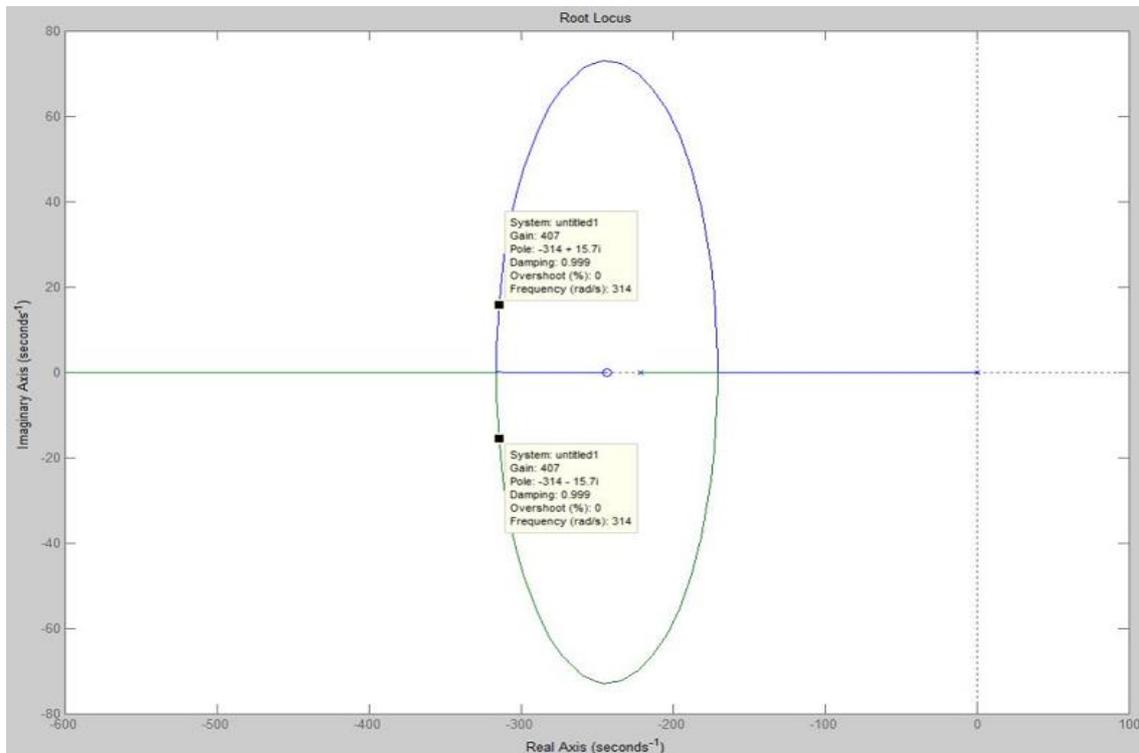


Figura 27: Lugar de las raíces con los polos elegidos.

Al necesitar una ganancia de 407 el total del sistema, siendo la ganancia en lazo abierto 166.67 significa que la ganancia propia del regulador es de:

$$Ganancia = \frac{407}{166.67} = 2.442$$

Por tanto, la función de transferencia del regulador es:

$$PI = 2.442 * \frac{s + 243}{s}$$

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



El sistema simulado ha sido el siguiente:

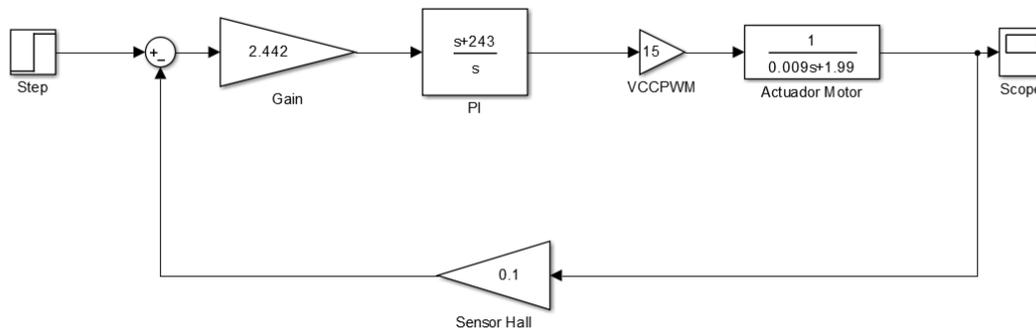


Figura 18: Diagrama de bloques en lazo cerrado.

La señal de salida ante una entrada escalón es la correspondiente a la **figura 29**:

La función de transferencia en lazo cerrado queda entonces como:

$$P_s = \frac{2.442 * \frac{s+243}{s} * 15 * \frac{1}{0.009s+1.99}}{1 + \left(2.442 * \frac{s+243}{s} * 15 * \frac{1}{0.009s+1.99}\right) * 0.1}$$

$$P_s = \frac{0.33s^3 + 158s^2 + 17713.17s}{8.1 * 10^{-5}s^4 + 0.069s^3 + 14.761s^2 + 776.317s}$$

Como se puede observar en la **Figura 29** 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.

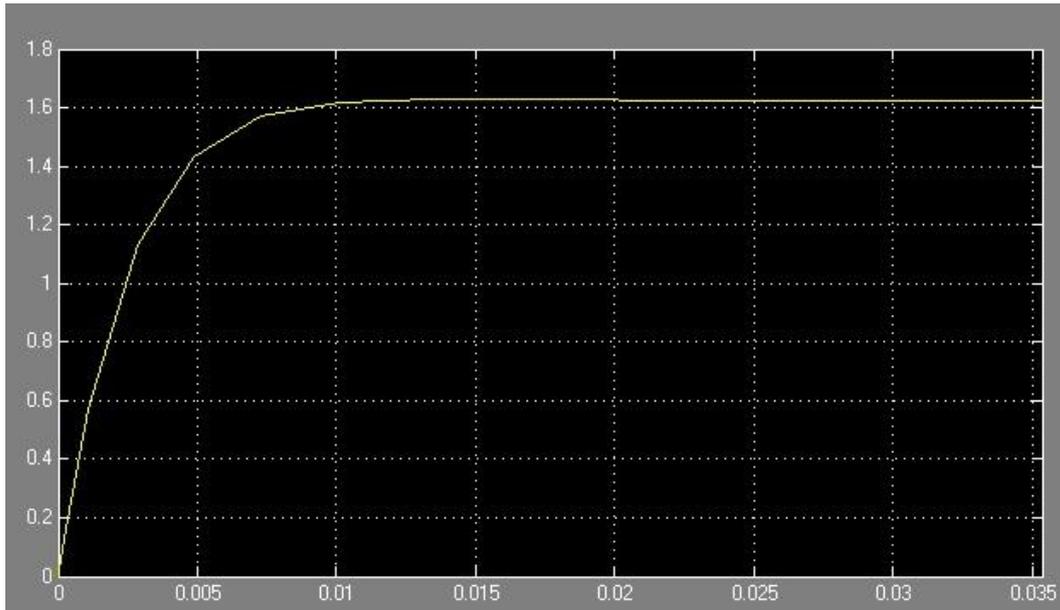


Figura 29: Respuesta del lazo de par ante una entrada escalón.

En las Figuras 30 y 31 se muestra el diagrama de bloques del sistema al completo y la salida total.

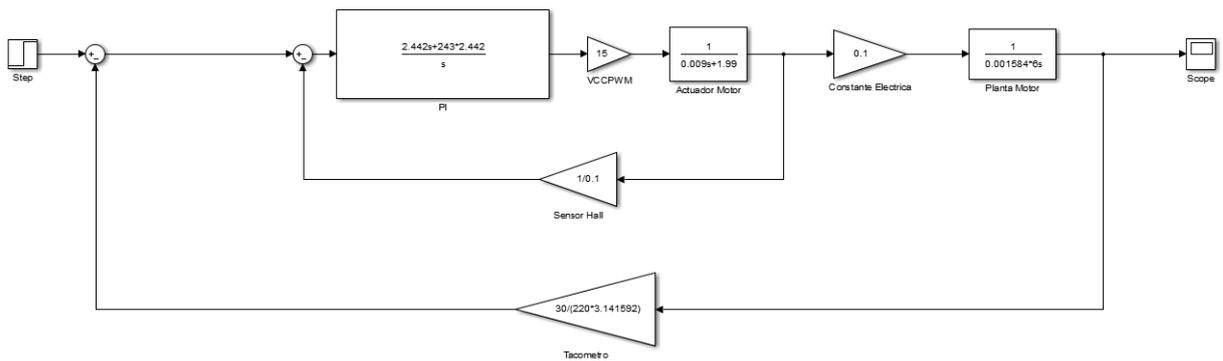


Figura 30: Diagrama de bloques completo.

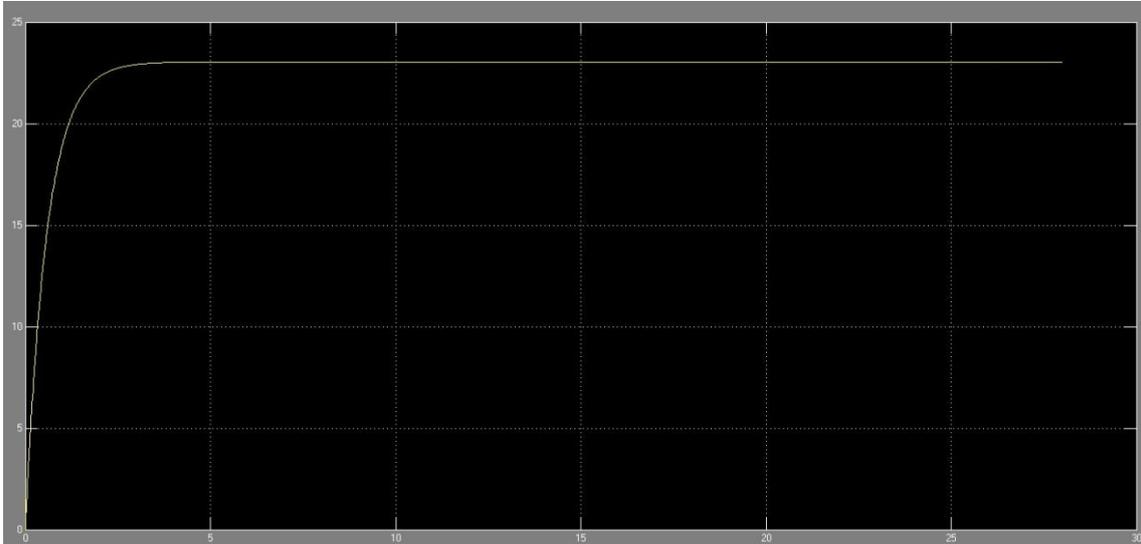


Figura 31: Salida del sistema al completo.

En la **Figura 32** se puede observar el detalla de la salida que muestra la pequeña oscilación que tiene la salida.

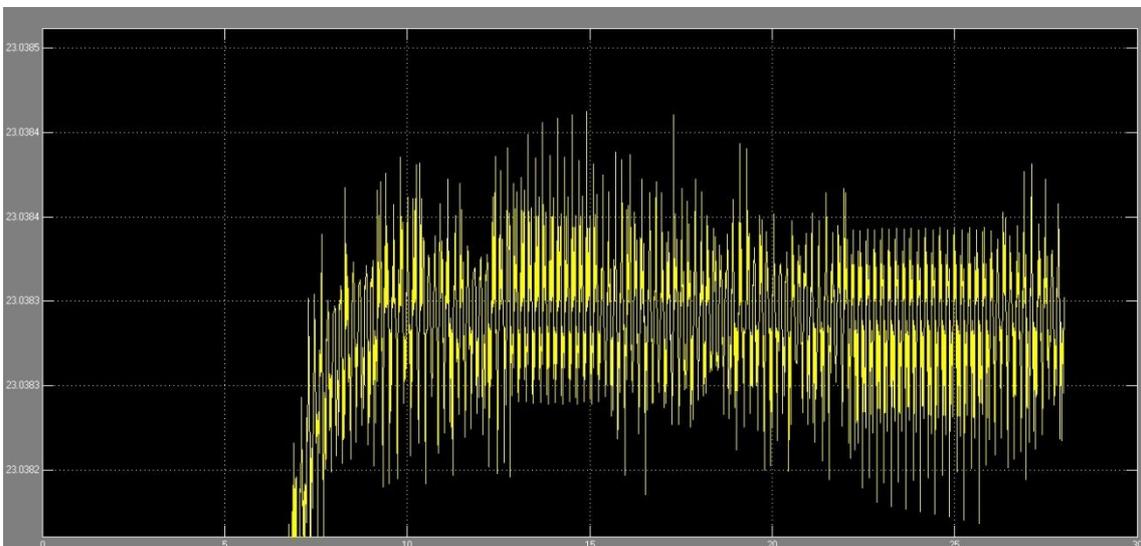


Figura 32: Detalle de salida sistema completo.



- Diseño del regulador PI con operacionales

La **Figura 33** muestra un controlador electrónico proporcional-integral (controlador PI) que usa amplificadores operacionales.

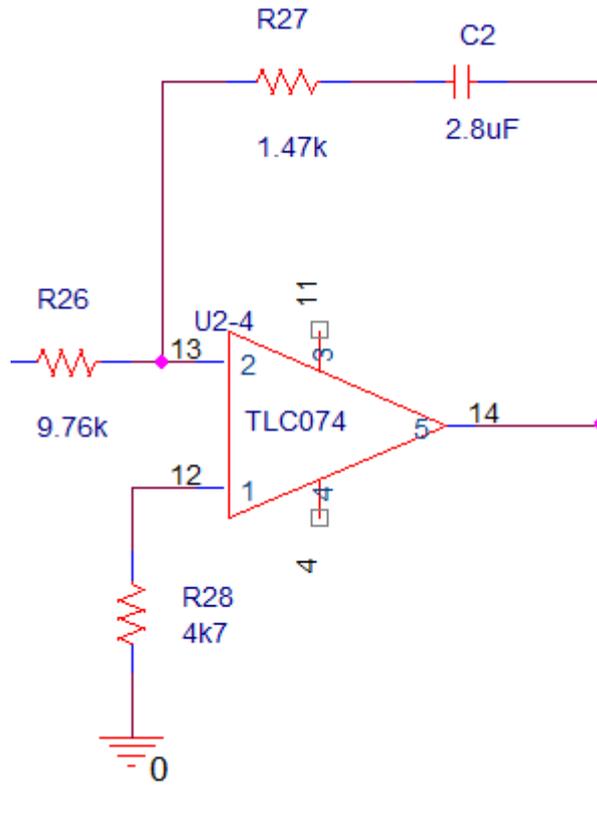


Figura 33: Regulador PI basado en amplificadores operacionales.



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  $j\omega = s$ :

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

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

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

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

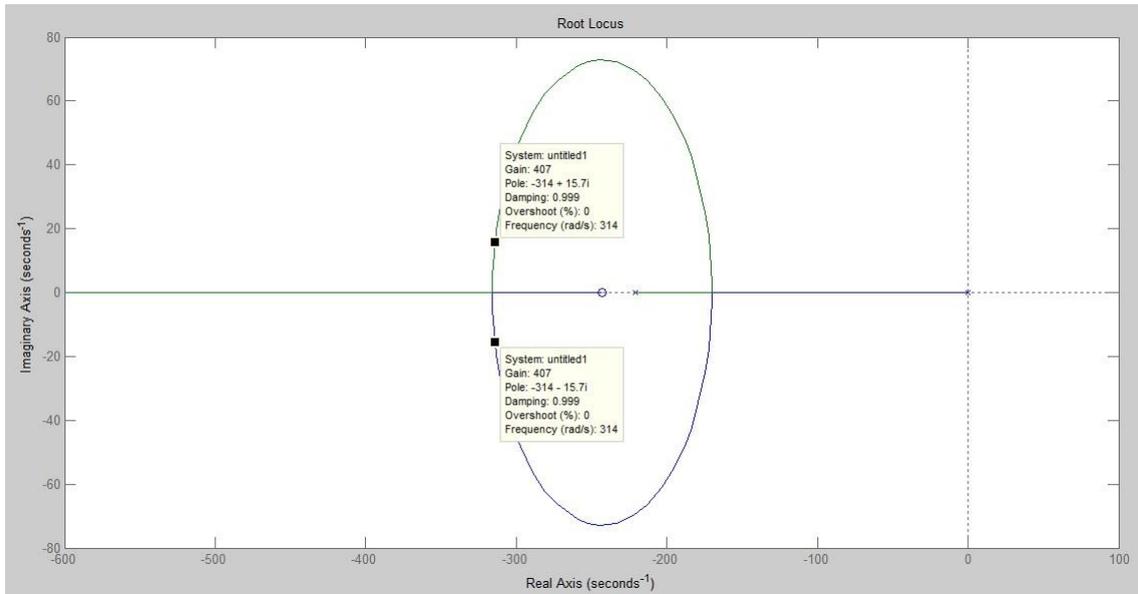
A partir de esta ecuación obtendremos los valores de resistencias y condensadores que satisfacen los valores del regulador.

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.

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

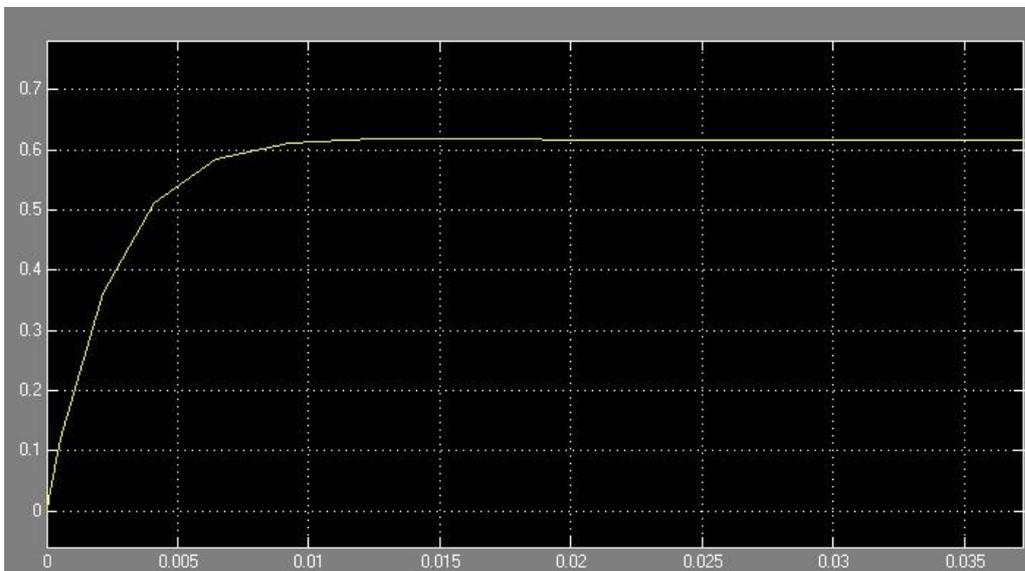


En la **Figura 34** se muestran los valores reales en el lugar de las raíces.



**Figura 34:** Lugar de las raíces con valores reales.

Y como podemos ver en la **Figura 35** la salida para el lazo de corriente es muy aproximada a la salida para valores ideales.



**Figura 35:** Salida lazo de control con valores estándar.

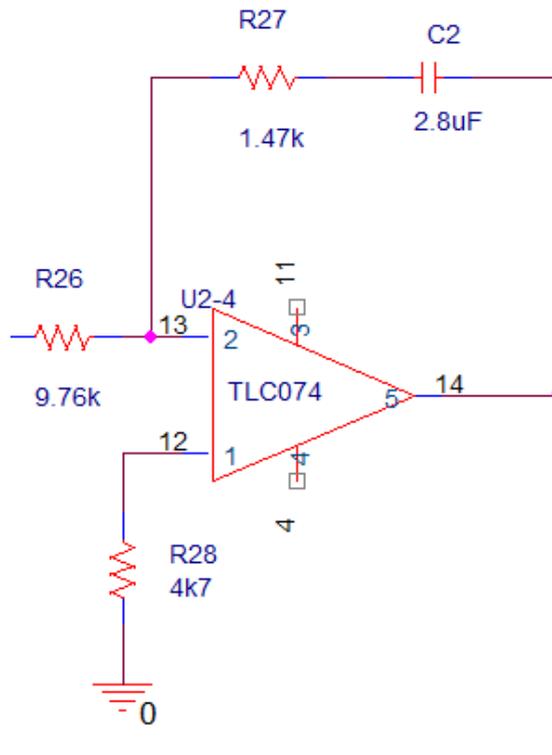


Figura 36: Regulador PI calculado.

Finalmente el circuito con los valores calculados sería el siguiente.



- Divisor de tensión de la señal de control

La señal de control del generador de PWM (es la que viene de la salida del segundo regulador) variará entre 0 y 5 voltios.

La salida del integrador estará en el rango de 0 a 10 voltios, por lo que deberemos de acondicionarla mediante un divisor de tensión tal y como vemos en la **Figura 37**.

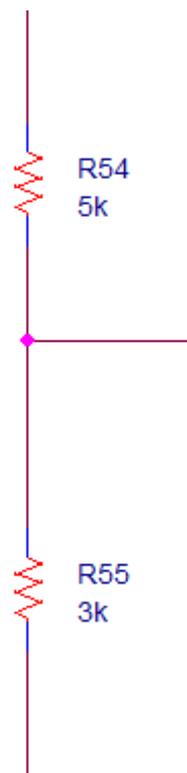


Figura 37: Divisor de tensión para tensión de control del generador PWM.

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



### 1.3.2.3. Generador de PWM

Para nuestro módulo PWM hemos desarrollado un diseño 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%.

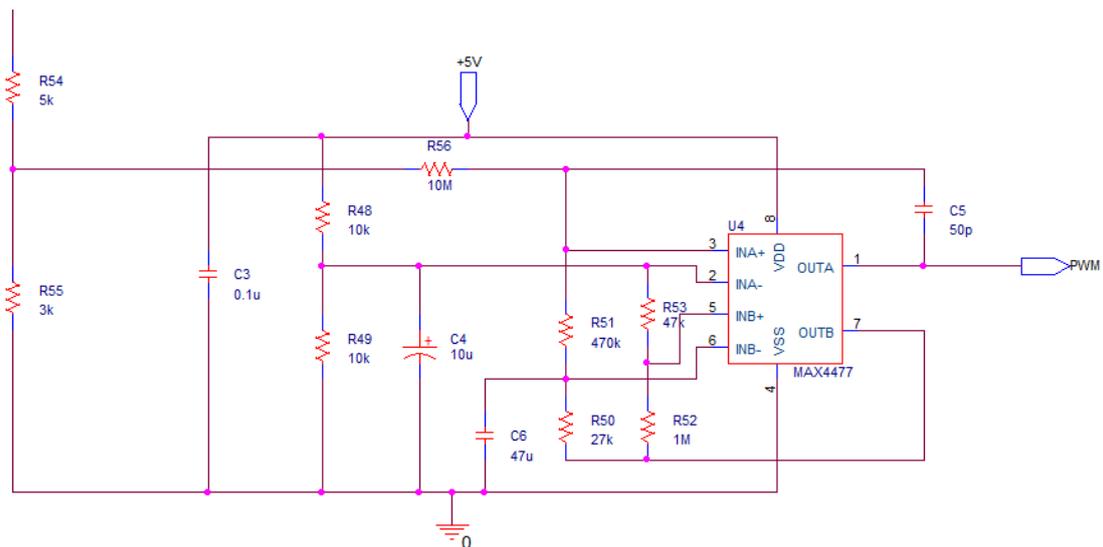
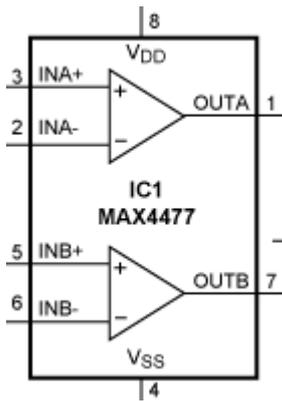


Figura 38: Montaje de generador de PWM.

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.

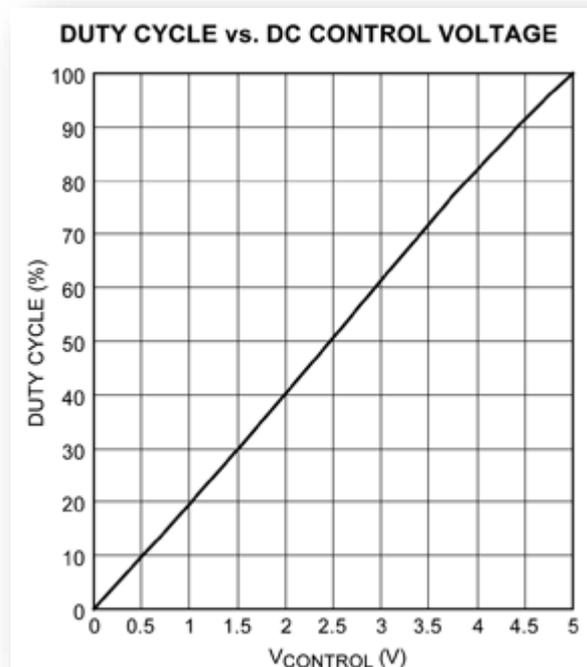


Se puede ajustar la frecuencia de oscilación variando el valor del condensador en esta ecuación:

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

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

La **Figura 39** muestra la respuesta del circuito como PWM *duty cycle* vs. Señal de control continúa.



**Figura 29:** 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.

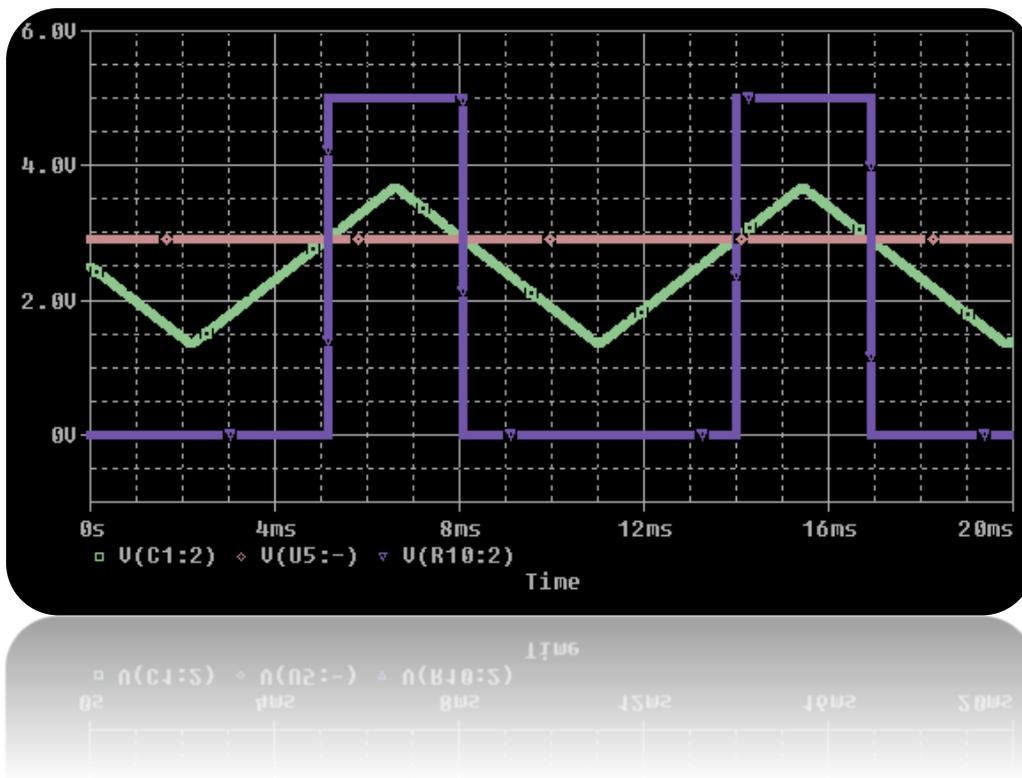


Figura 40: Simulación de PWM.

#### 1.3.2.4. Cálculos justificativos

Es necesario el cálculo de la intensidad y la potencia disipada en el circuito de control. Para ello, 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.

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

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

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

Esta resistencia es por la que más corriente va a circular y al ser el caso más desfavorable, todo el circuito de control será implementado mediante resistencias de 1/4 de vatio.



### 1.3.3. Bloque III: Etapa de potencia

En esta sección vamos a tratar la parte del proyecto que controlará la dirección y velocidad de giro del motor ajustándonos a las especificaciones definidas en los objetivos.

Especificaciones para nuestro sistema:

- El motor tiene que trabajar en cuatro cuadrantes.
- El giro debe ser tanto en sentido horario como anti horario.

El sistema consta de un puente en H formado por transistores que serán excitados a través de un driver de potencia y de un sensor de corriente con su acondicionamiento para controlar la corriente del motor.

#### 1.3.3.1. Driver de potencia.

Para poder obtener la información de dirección y velocidad necesarias para controlar el motor, necesitaremos tener como entradas las señales de control DIR y PWM.

Nuestro Driver será de la familia TC446X y será el encargado de gestionar las señales. Su configuración (AND + INV) es ideal para motores de alta corriente.

En la siguiente figura podemos ver una representación interna de los drivers:

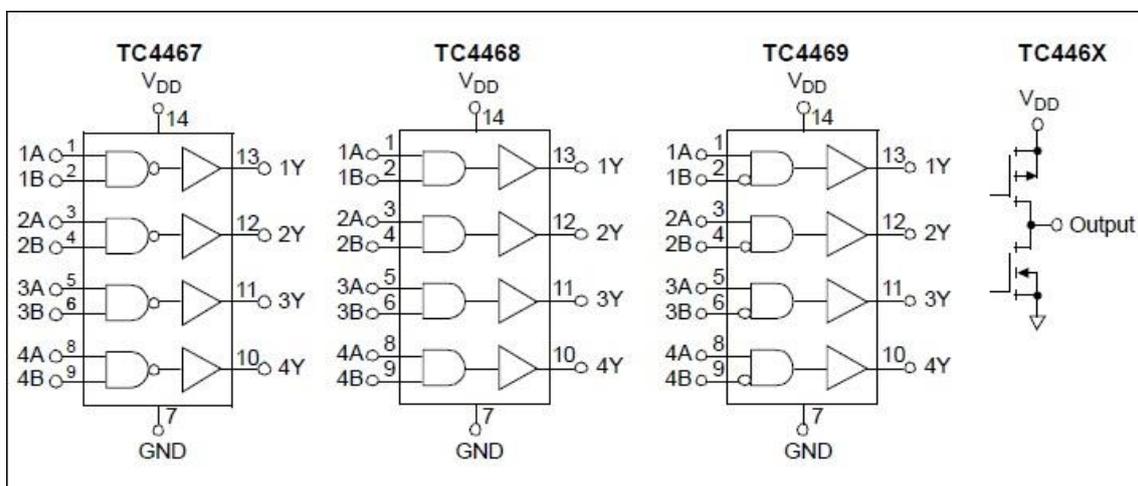


Figura 31: Gama de circuitos TC446X.



Para activar un MOSFET de potencia, será necesario una tensión de 10 voltios en su terminal de puerta (VGATE). Como la señal de PWM no llega a ese nivel necesitamos utilizar un driver que nos permita alcanzar la tensión VGATE mínima.

Nuestro driver utilizado de la familia TC446X de Microchip Technology Inc. Es un dispositivo ideal para los transistores MOSFET que 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 42: 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.

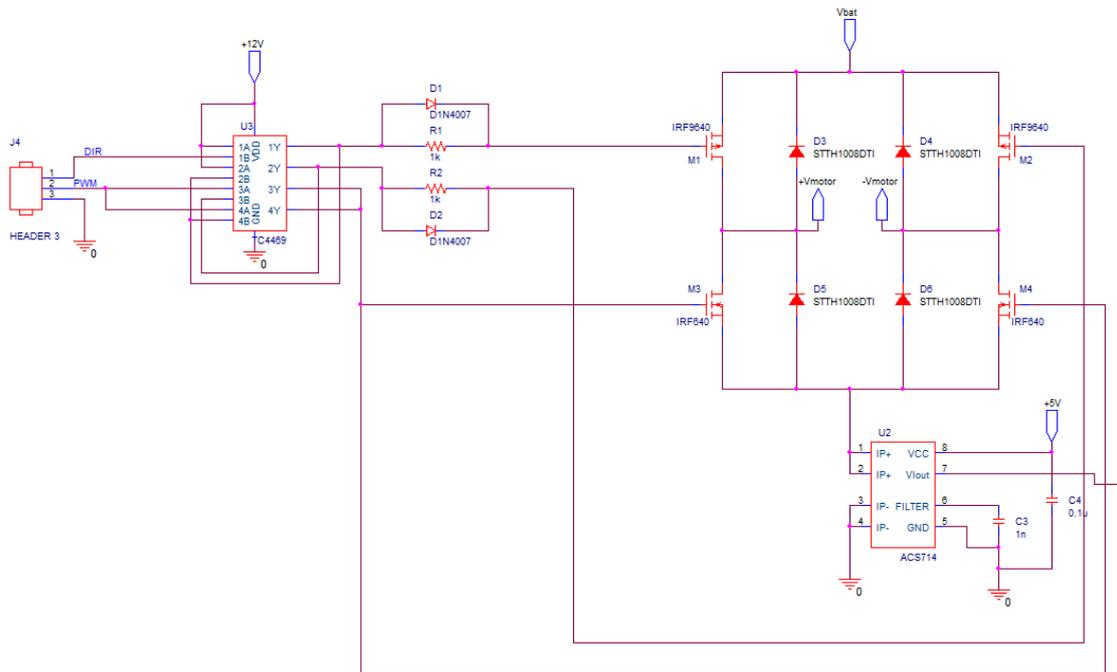


Figura 43: Circuito de control del puente H.

Motivación de la decisión para la elección del Driver:

- Corriente pico de salida alta (1,2 A).
- Rango operativo de entre los 4.5 V y los 18 V.
- Tiempos de retraso simétricos y muy reducidos (nano segundos)
- Protección de descarga electrostática en todas las patillas de 2kV.
- Puede manejar hasta 0,5 A de señal de corriente inversa en los drivers de salida.



### 1.3.3.2. Puente en H.

El estado de funcionamiento de un motor de corriente continua se puede representar gráficamente como se muestra en la **Figura 44**.

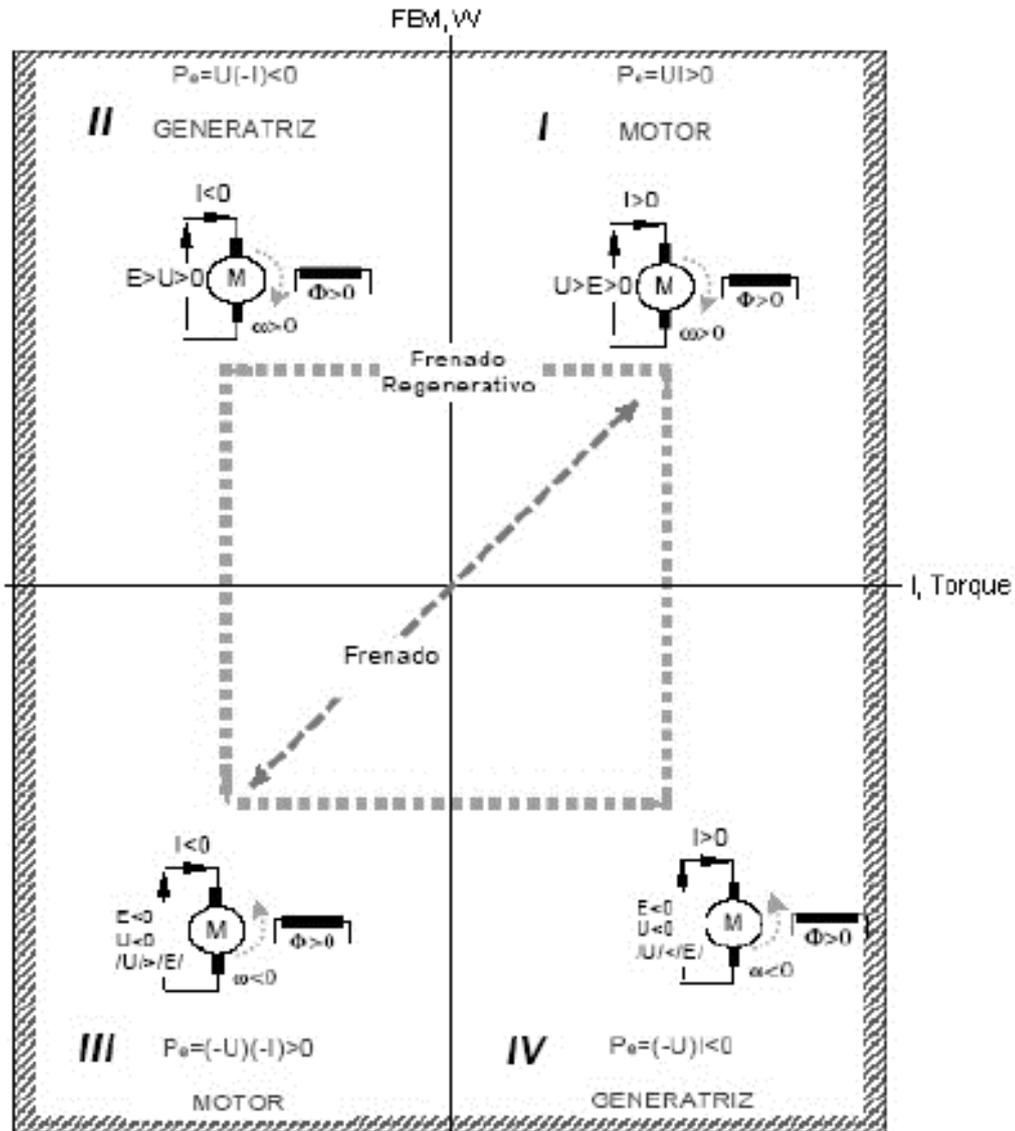


Figura 44: Gráfico cuatro cuadrantes.

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 44** 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 éstos 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.

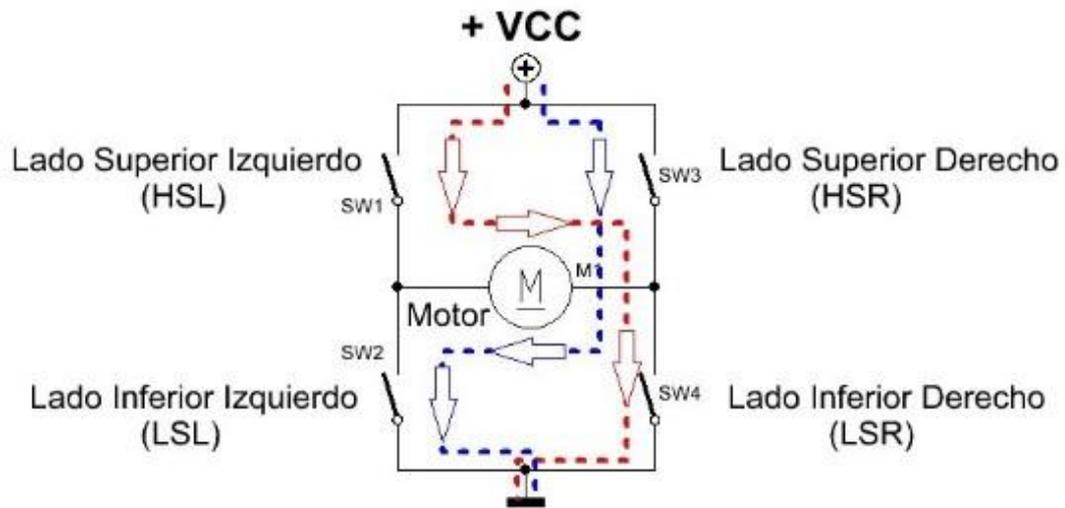


Figura 45: Interruptores de un circuito puente H.

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:

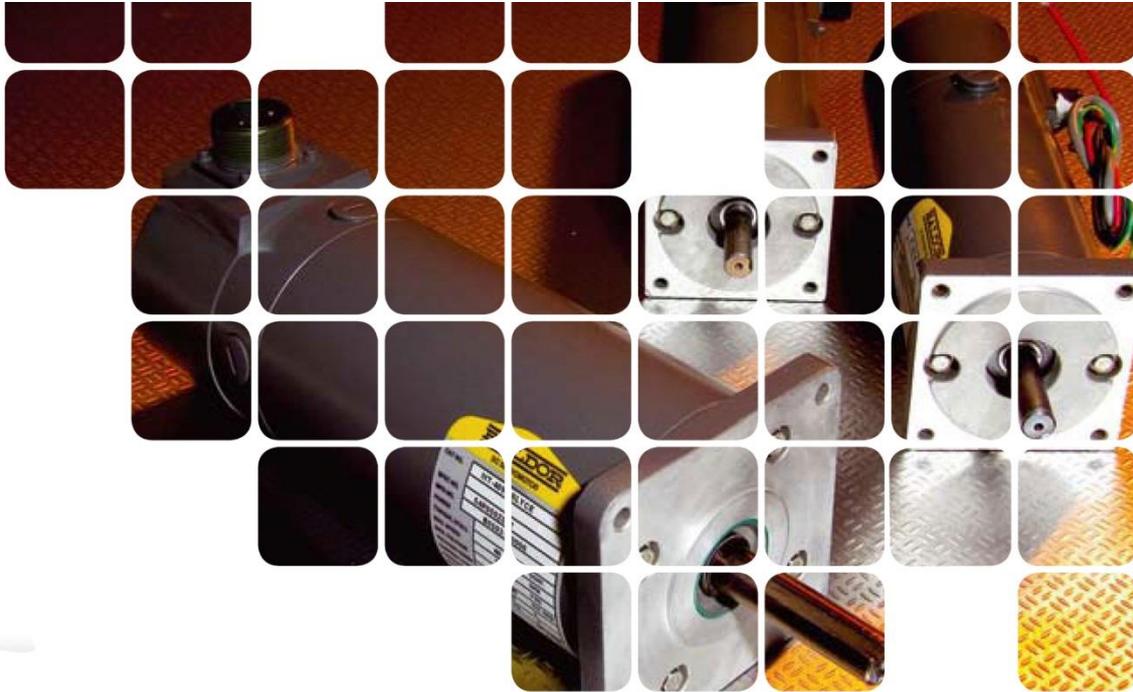
- Todos los transistores de Canal N.
- Rama superior con transistores de Canal P

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



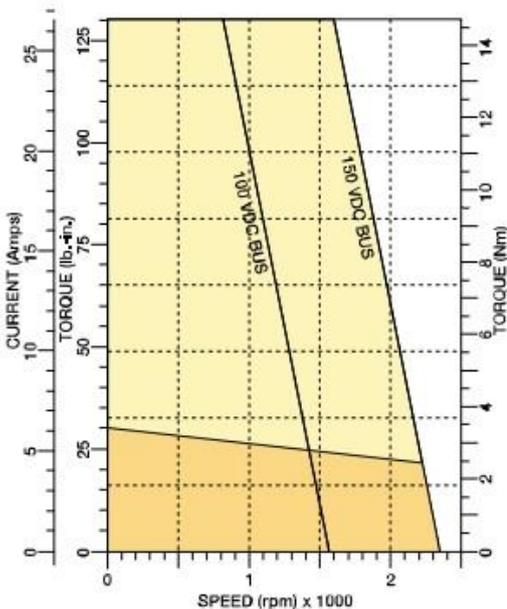
se complica, por ese motivo se utiliza el segundo aunque pueden tener tiempos de propagación no iguales.

Se han seleccionado los MOSFET de canal P IRF9640 para la rama superior, y los



200 V y 200 V respectivamente, y tiempos de recuperación en inversa de 120ns.

### 1.3.3.3. Servomotor



El motor usado en nuestra máquina, como ya venimos mencionando y se expuso en las especificaciones, es 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 46: Gráfica operación del motor.

El fabricante cuenta con tablas de funcionamiento y especificaciones técnicas que se han usado para fijar los parámetros de nuestro diseño.



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

Model Number		MT-4525-B
<b>General</b>		
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
<b>Electrical</b>		
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
<b>Mechanical</b>		
Inertia	lb-in-s <sup>2</sup>	0.014
	Kg-cm <sup>2</sup>	15.82
Maximum Speed	rpm	2500

Tabla 47: Características técnicas del motor.

#### 1.3.3.4. Sensado de corriente.

El sensor de corriente que hemos elegido para nuestro sistema es el ACS714 de Allegro MicroSystems LLC. En la hoja del fabricante nos sugiere un montaje para el sensado de corriente y es por el que se ha optado (**figura 48**).

El 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  $\pm 5$  Voltios como se muestra en la **Figura 49**, con una ganancia de 100mV/A.

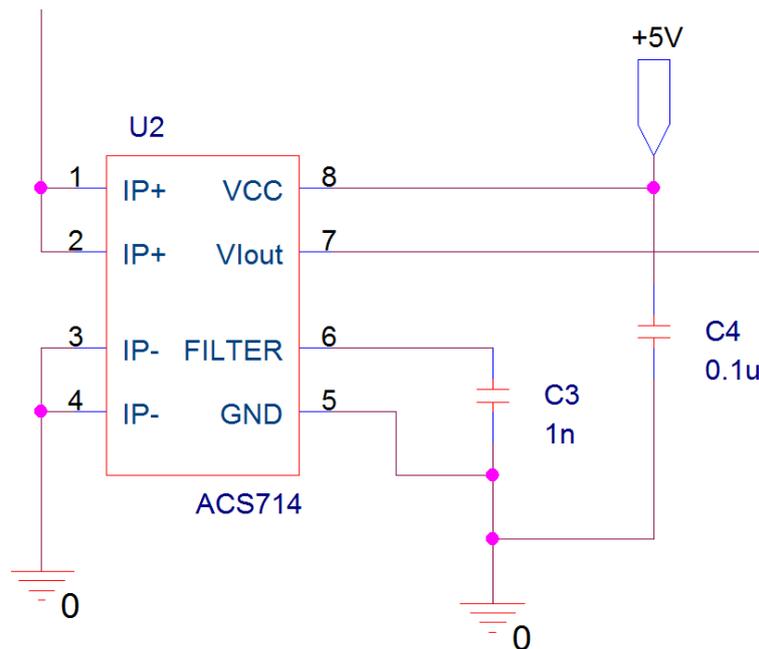


Figura 48: Montaje de sensor.

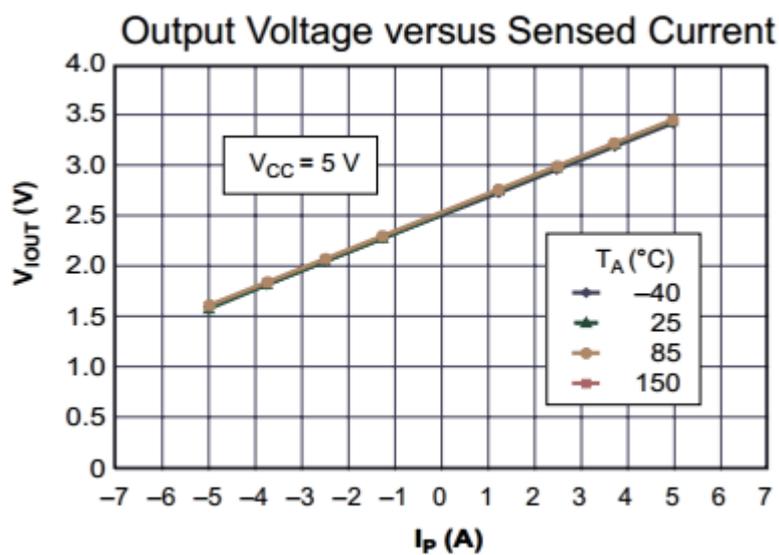


Figura 49: Gráfica salida del sensor.

El condensador C3 según el fabricante, está recomendado para filtrado de ruido.

El sensor cuenta con una protección contra sobre corriente en la que desconecta el circuito hasta que este se haya reiniciado.



Para más especificaciones se aporta en la documentación la hoja del fabricante.

- Acondicionamiento de señal del sensor hall.

La salida de nuestro sensor hall solo emite 100mV/A por lo que necesitaremos amplificar la señal.

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

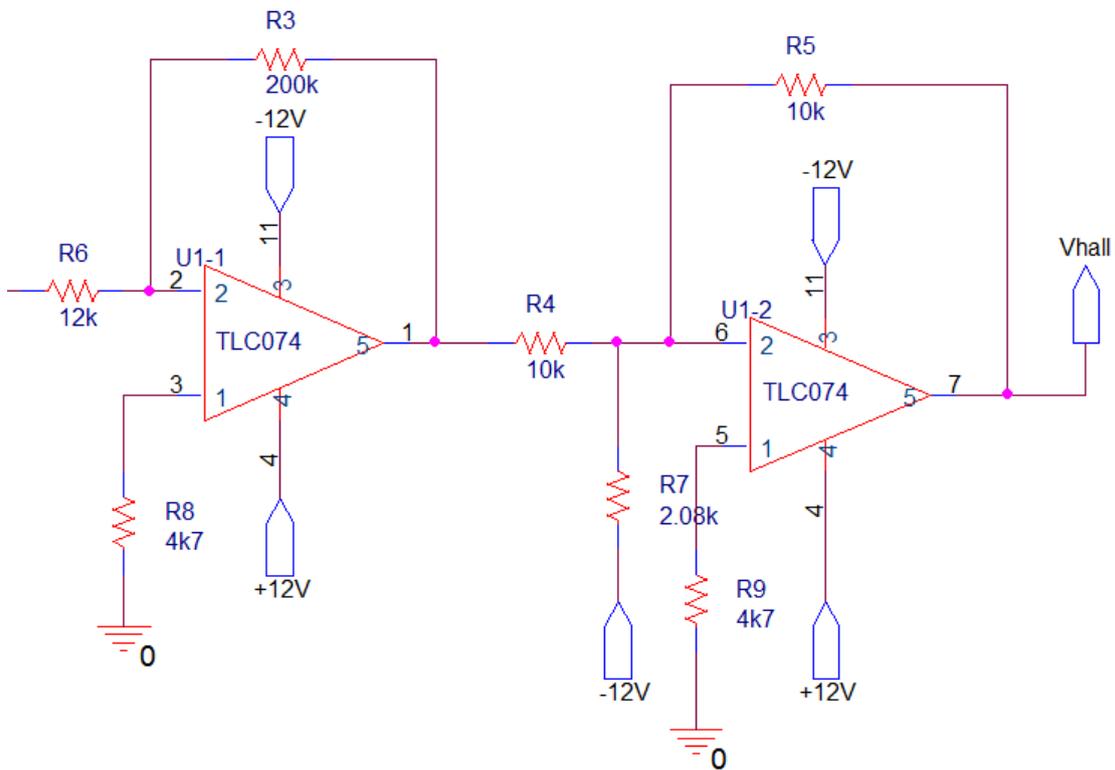


Figura 50: Acondicionamiento de sensor de corriente.



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 ( $\pm 10$  voltios).

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_6} * V_{in} \qquad V_0 = -\frac{200}{12} * 0.616 \qquad V_0 \simeq -10V$$

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.

$$V_{offset} = \frac{R_7}{R_5} * (-12V) \qquad V_{offset} = -\frac{2.08}{10} * 12 \qquad V_{offset} = -2.5V$$

La tensión será amplificada según la siguiente gráfica.

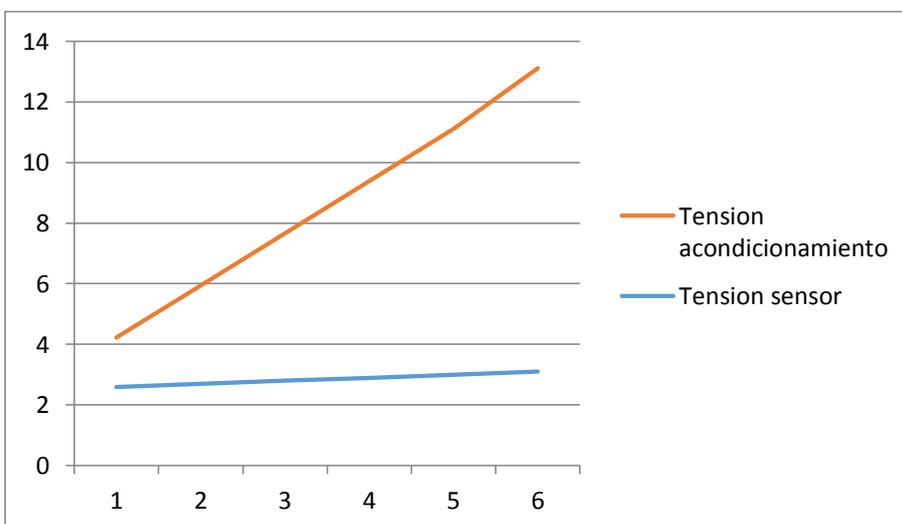


Figura 51: Ganancia del acondicionamiento.



### 1.3.3.5. 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

$\tau$ = 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 $\mu$ m debido a que con una placa estándar los valores de anchura de pista serían problemáticos.



### 1.3.4. Bloque IV: Circuito de frenado.

El circuito de frenado de nuestro sistema debe cumplir el requisito de no devolver corriente a la fuente. Dependiendo del cuadrante en el que se encuentre el motor trabajando, actuará o no como generador.

Para cuando 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.

#### 1.3.4.1. Frenado dinámico.

En el funcionamiento normal del motor, la dirección de la corriente  $I_1$  en la armadura y la polaridad de la fcm  $E_0$  son las mostradas en la **Figura 52**, sin tener en cuenta la caída  $IR$  en la armadura,  $E_0$  es igual a  $E_s$ .

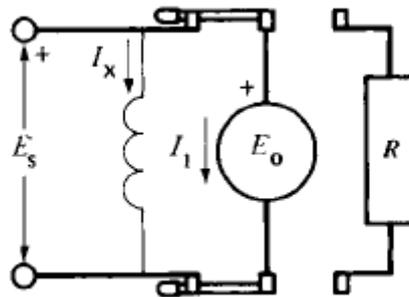


Figura 52: Motor en modo normal.

Una vez está girando el motor, si dejamos de alimentarlo, el motor continúa girando y su velocidad irá reduciéndose gradualmente debido a las diferentes fricciones. Se debe tener en consideración que como el rotor aún está excitado, el voltaje inducido  $E_0$  continúa existiendo, disminuyendo del mismo modo que lo hace la velocidad. En esencia el motor ahora es un generador cuya armadura es un circuito abierto.

Al conectar nuestro motor a un resistor externo del modo indicado en la **figura 53**, el voltaje  $E_0$  producirá de inmediato una corriente  $I_2$  en la armadura que fluye en la dirección opuesta a la corriente original  $I_1$ . De aquí se deduce 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 aunque muy suave, frenado del motor.

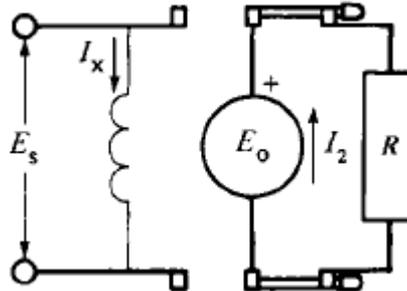
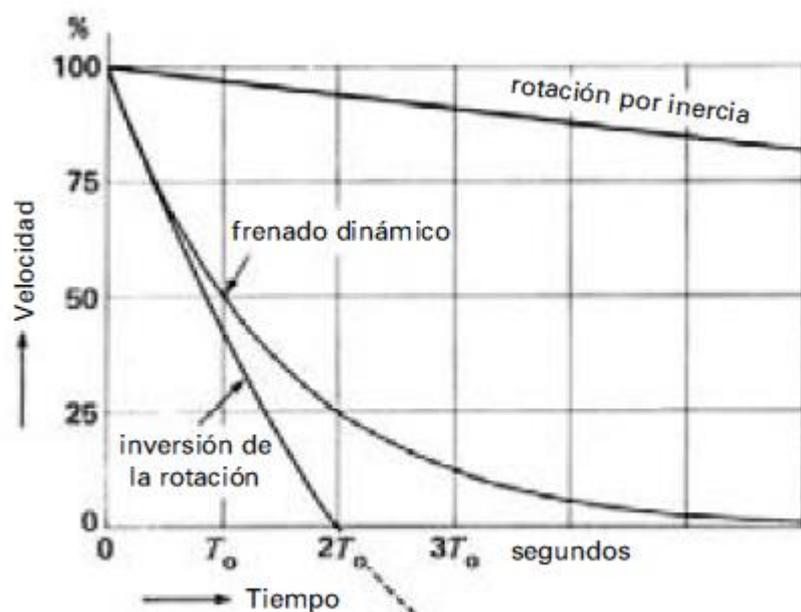


Figura 53: Motor en modo frenado.

Nuestra elección para el resistor de frenado se basa en 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, ya que nuestro motor posee un bajo momento de inercia. De esta manera el par de frenado será la mitad del par motor.

A medida que el motor se desacelera el par de frenado se vuelve cada vez menor y finalmente llega a cero cuando la armadura deja de girar. La disminución gradual de  $E_0$  produce una disminución correspondiente de  $I_2$ . La velocidad disminuye a la mitad en intervalos de tiempo  $T_0$  iguales. Para ilustrar la utilidad del frenado dinámico, la **figura 54** siguiente compara las curvas de velocidad-tiempo de un motor equipado con freno dinámico y uno que simplemente gira por inercia hasta detenerse.





Según la gráfica (**figura 54**), 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.

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 % 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

$$T_0 = 0.693T$$

**Figura 54: Pérdida de velocidad según tipo de frenado.**

Considerando que  $T_0$  viene 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= $\log_e 2$ ]



- **Diseño del sistema de frenado y Cálculos justificativos.**

Resistencia de frenado

Se ha considerado montar una resistencia de modo que el frenado no fuera demasiado brusco, teniendo en cuenta que el momento de inercia de nuestro motor no es demasiado grande.

Se ha fijado un 50% para la mitad de la corriente en el momento del frenado. Considerando que la intensidad de operación del motor es 6.16 amperios, se buscará un valor de resistencia que cumpla:

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

150 voltios es la tensión máxima de trabajo del motor

$$R_f = 48.7 \Omega$$

Considerando las opciones que hay en el mercado nos iremos al valor más cercano, tomando un valor de resistencia  $R_f=47\Omega$ .

Constante de tiempo  $T_0$

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

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

La potencia suministrada a la resistencia viene dada por la siguiente formula. El voltaje inducido será muy cercano a 150 voltios cuando se conecte la resistencia de frenado.

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



Sustituyendo, la constante de tiempo  $T_0$  resultaría:

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

Donde:

$J$ = cinco veces el momento de inercia del motor  $0.00158 \text{ Kg/m}^2$

$n_1$ = 2200 rpm

Así se obtiene que la velocidad del motor se reduce en un 50 % cada 0.6 segundos. En la **Figura 55** la velocidad va reduciéndose exponencialmente, tal y como es propio del sistema de frenado dinámico.

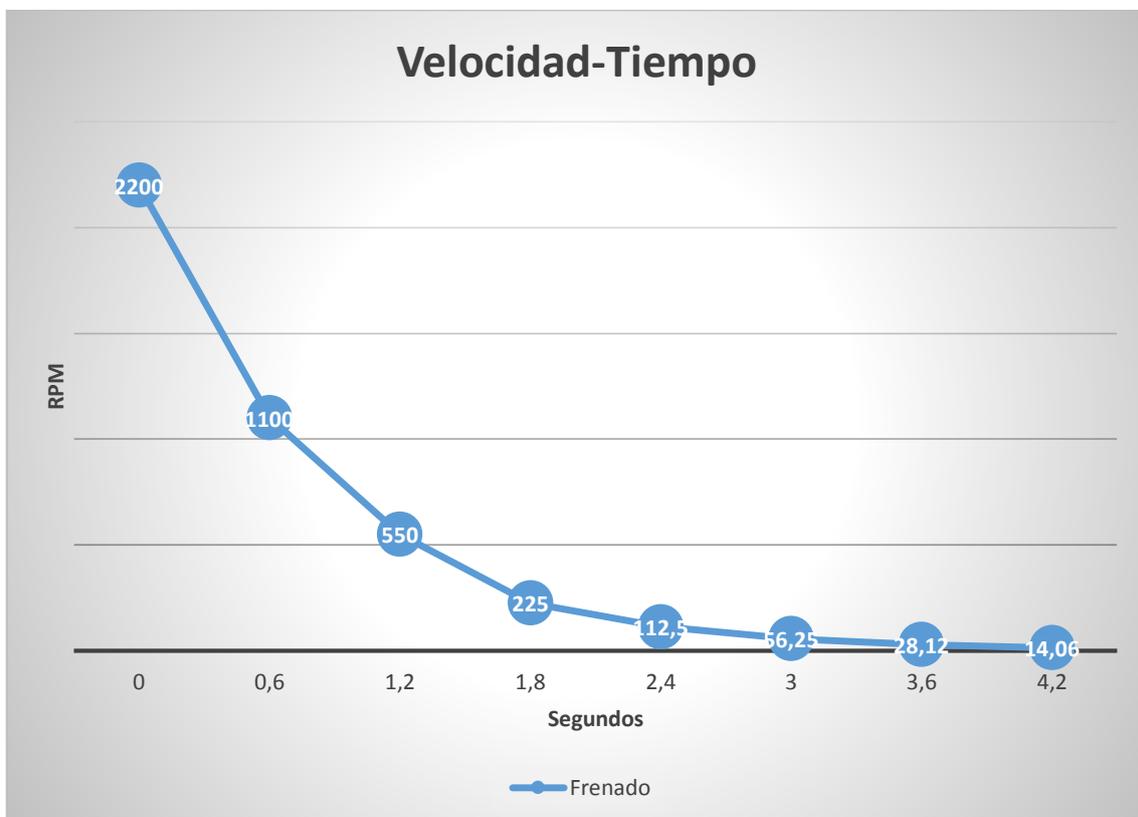


Figura 55: Curva de frenado implementada.



Circuito de frenado

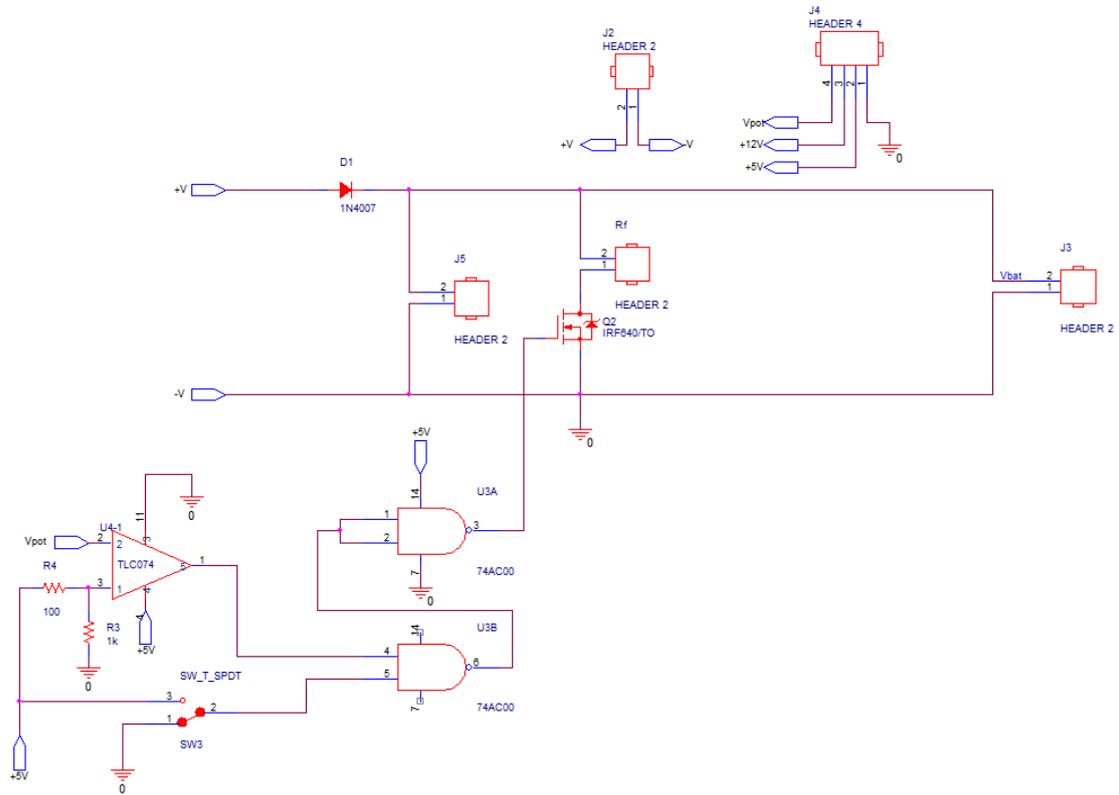


Figura 56: Esquema del Circuito de frenado.

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.

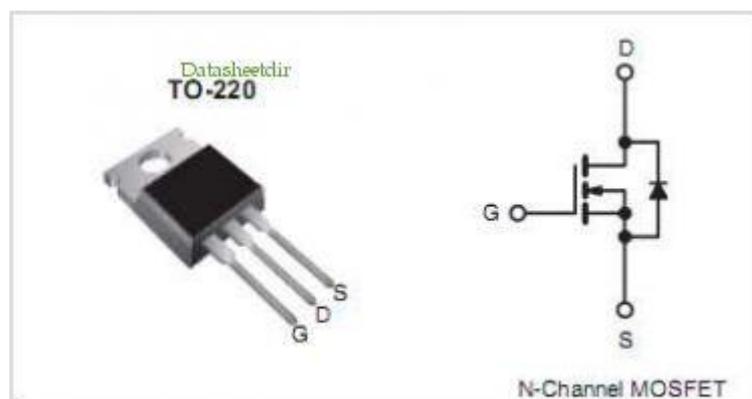


Figura 57: IRF640



La resistencia, que como ya hemos mencionado será de  $47\Omega$ , tendrá que disipar una potencia de unos 500W. Al tener que disipar tanta energía, la vida útil de esta se va a ver reducida debido al estrés que va a sufrir en las etapas de frenado. Por eso hemos elegido una resistencia de montaje en panel con el fin de que sea fácilmente sustituible y 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.

Figura 58: Resistencia de frenado

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	$47\Omega$
Tecnología	Bobinado
Tolerancia	$\pm 5$

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%.

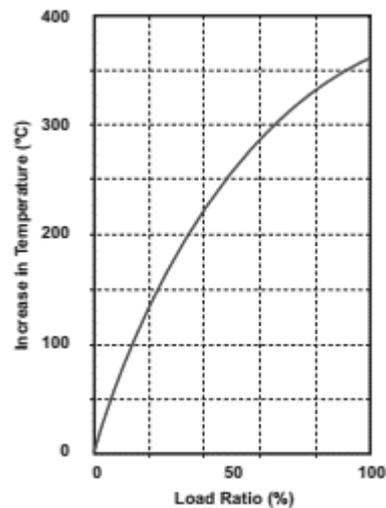


Figura 59: Curva de temperatura de la resistencia de frenado.

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

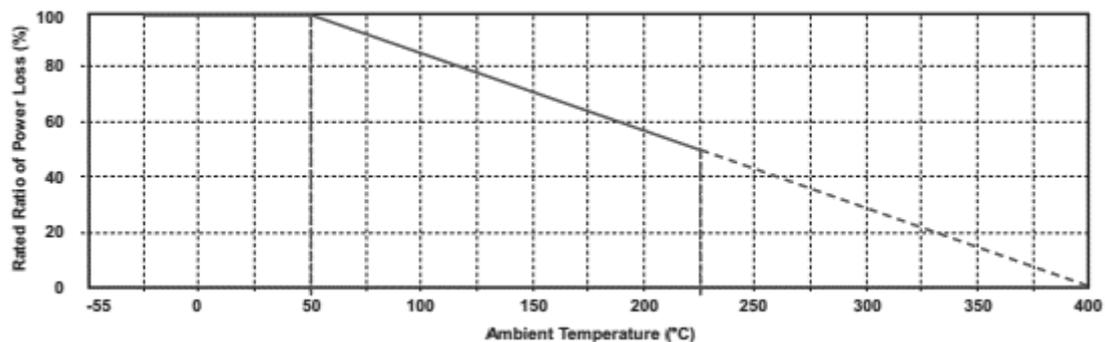


Figura 60: Curva de desvataje

Dentro del circuito de frenado también se incluye un condensador B43564 con una capacidad de 2200 $\mu$ F 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.

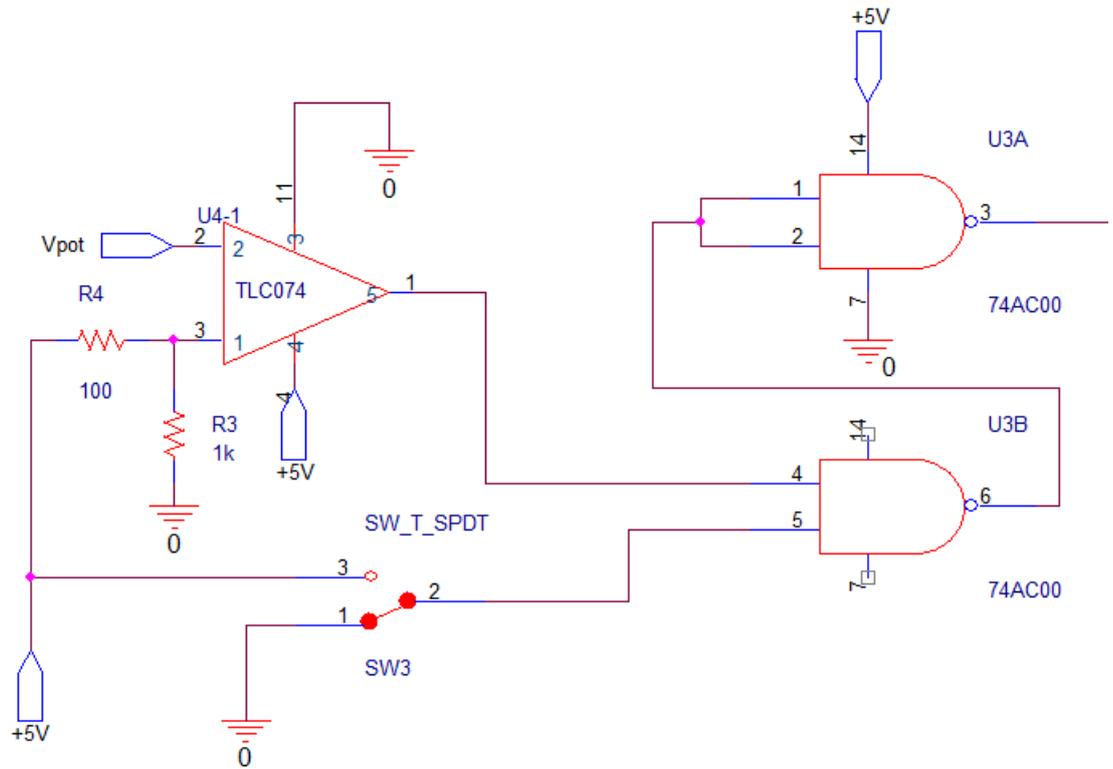


Figura 58: Circuito de control de conmutación del circuito de frenado.



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

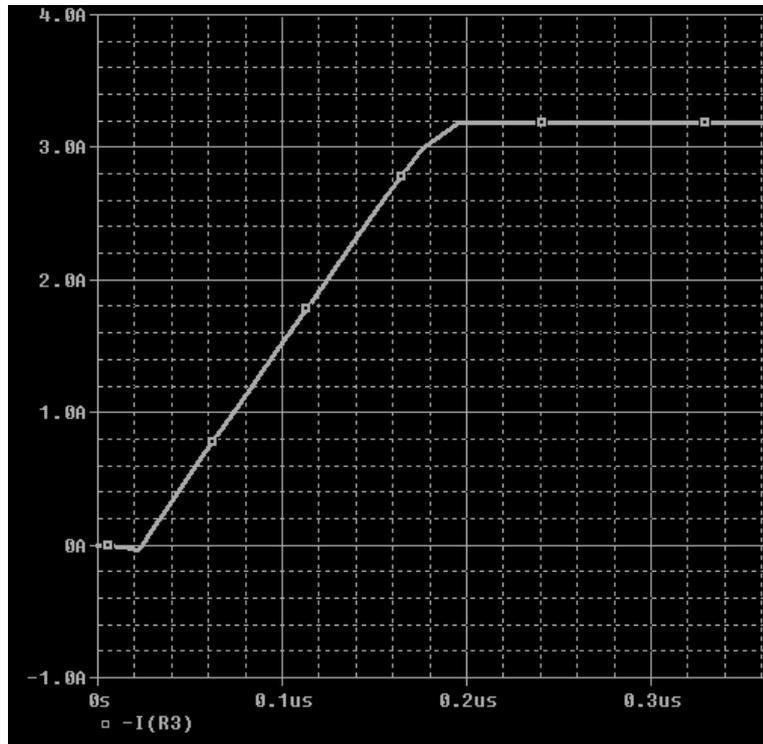


Figura 59: Simulación de sistema de frenado.



---

---

## 2. PLIEGO DE CONDICIONES.

### **OBJETO:**

El presente proyecto consiste en un circuito capaz de regular la velocidad y el sentido de giro de un servomotor específico de corriente continua.

Será necesaria una entrada de 200 voltios de corriente continua proporcionada por una batería que suministrará la energía necesaria para la alimentación tanto del servomotor como del sistema de control electrónico.

El servomotor requerido para este sistema está fabricado por Baldor, concretamente el modelo MT-4525-BTYCN. Entre sus características: 150 voltios de alimentación para poder trabajar, 6.16 amperios de corriente nominal y corriente de pico de hasta 20 amperios.

El sistema diseñado

### **BATERÍA:**

El sistema está alimentado por un sistema de baterías de gel que alimentan al sistema a una tensión de 200V.

### **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 esté aisladas de toda la electrónica de potencia y señales de 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 directos e indirectos.



### 3. PRESUPUESTO.

	REFERENCIA	CANTIDAD	PRECIO UD.	TOTAL
RESISTENCIAS	7k15	1	0,02 €	0,02 €
	12k	1	0,02 €	0,02 €
	200k	1	0,03 €	0,03 €
	100	1	0,03 €	0,03 €
	10k	7	0,02 €	0,14 €
	10M	1	0,03 €	0,03 €
	2k08	1	0,02 €	0,02 €
	47k	1	0,02 €	0,02 €
	470k	1	0,02 €	0,02 €
	27k	1	0,03 €	0,03 €
	1M	1	0,02 €	0,02 €
	10k9	1	0,03 €	0,03 €
	1k	10	0,02 €	0,20 €
	20k	8	0,03 €	0,24 €
	4k7	11	0,05 €	0,55 €
	2M	2	0,01 €	0,01 €
	2k	1	0,01 €	0,01 €
	649	1	0,02 €	0,02 €
	88k7	1	0,01 €	0,01 €
	10k2	1	0,01 €	0,01 €
0.3	1	0,05 €	0,05 €	
6k65	1	0,01 €	0,01 €	
Resistencia 600W(TE600B47J)	1	51,03 €	51,03 €	
<b>Subtotal</b>		<b>56</b>	<b>51,41 €</b>	<b>52,54 €</b>

DIODOS	MMSZ5250B7F	1	0,18 €	0,18 €	
	CD1408FU1400	1	0,11 €	0,11 €	
	DFLS1200-7	1	0,66 €	0,66 €	
	50WQ10FNPBF	1	1,54 €	1,54 €	
	1N5819	1	0,34 €	0,34 €	
	1N4148	4	0,05 €	0,20 €	
	1N4007	2	0,15 €	0,30 €	
	STTH1008DTI	4	1,78 €	7,12 €	
	<b>Subtotal</b>		<b>15</b>	<b>4,81 €</b>	<b>10,45 €</b>



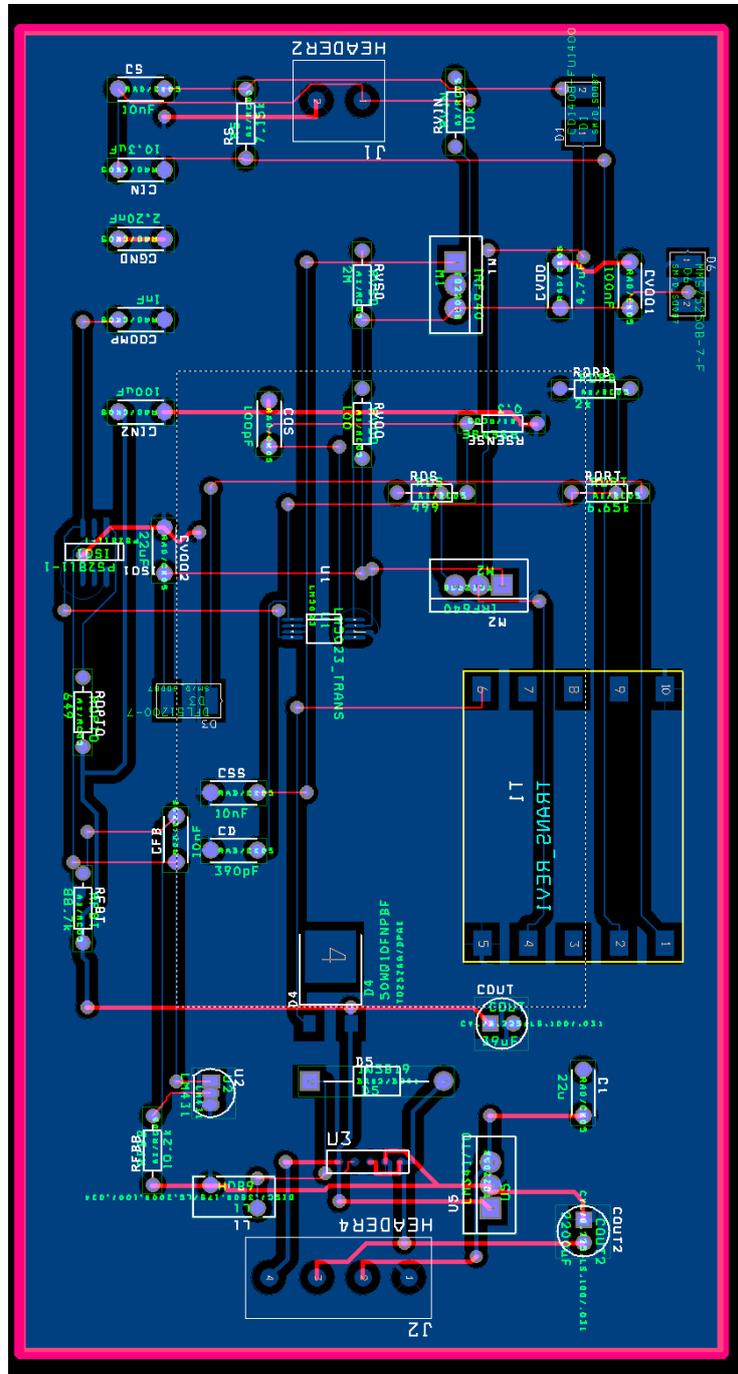
CONDENSADORES	10.3μ	1	0,05 €	0,05 €
	10n	1	0,05 €	0,05 €
	4.7μ	1	0,04 €	0,04 €
	100p	1	0,05 €	0,05 €
	100n	1	0,28 €	0,28 €
	2.7μ	1	0,42 €	0,42 €
	50p	1	0,20 €	0,20 €
	2200μ	1	0,25 €	0,25 €
	22μ	1	0,15 €	0,15 €
	1n	2	0,17 €	0,34 €
	10n	1	0,10 €	0,10 €
	0.1μ	2	0,35 €	0,70 €
	390p	1	0,15 €	0,15 €
	10μ	1	0,27 €	0,27 €
	39μ	1	0,35 €	0,35 €
	100μ	1	0,10 €	0,10 €
	22μ	1	0,10 €	0,10 €
	Cond. (B43564)	1	30,86 €	30,86 €
<b>Subtotal</b>	<b>20</b>	<b>33,94 €</b>	<b>34,46 €</b>	

OTROS	Bobina 67μ	1	1,30 €	1,30 €
	Sensor Hall ACS714	1	1,76 €	1,76 €
	LM5023	1	1,33 €	1,33 €
	LM2576	1	1,40 €	1,40 €
	LM341	1	1,08 €	1,08 €
	LM431	1	0,60 €	0,60 €
	PS2811-1	1	0,27 €	0,27 €
	Transistor FCD4N60TM	1	1,09 €	1,09 €
	Transistor IRF9640	2	0,90 €	1,80 €
	Transistor IRF640	3	0,90 €	2,70 €
	Transistor STD3NK80ZT4	1	1,40 €	1,40 €
	MAX4477(Comparador)	1	1,50 €	1,50 €
	TC4469 (Driver CMOS)	1	3,00 €	3,00 €
	74AC00 (NAND x4)	1	0,54 €	0,54 €
	TLC074 (A.O. x4)	5	2,50 €	12,50 €
	<b>Subtotal</b>	<b>22</b>	<b>19,57 €</b>	<b>32,27 €</b>

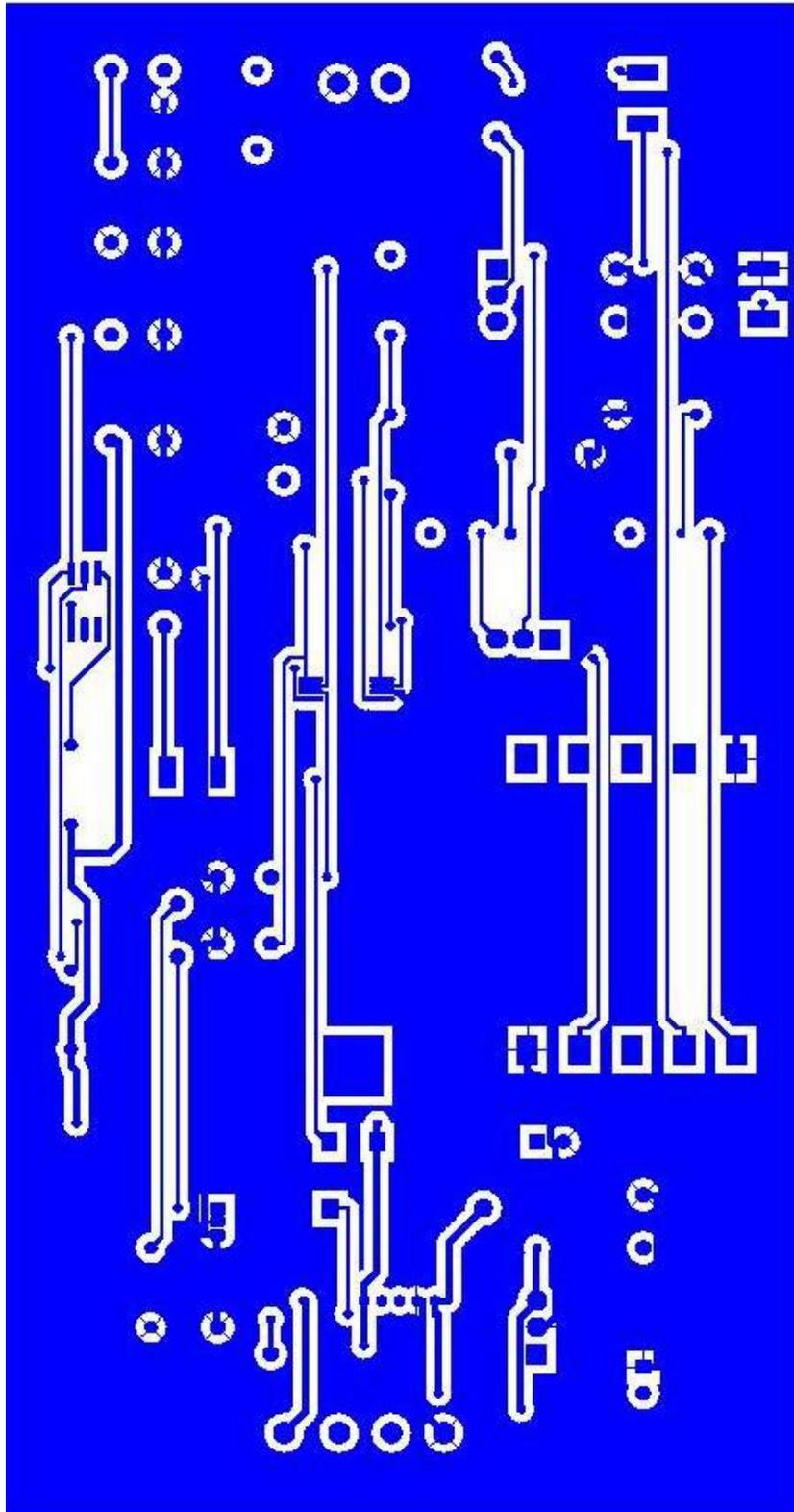
<b>Subtotales materiales</b>	<b>113</b>	<b>109,73 €</b>	<b>129,72 €</b>
Impresión de circuito	1	80,00 €	<b>80,00 €</b>
<b>Total (programado)</b>	<b>114</b>	<b>189,73 €</b>	<b>209,72 €</b>



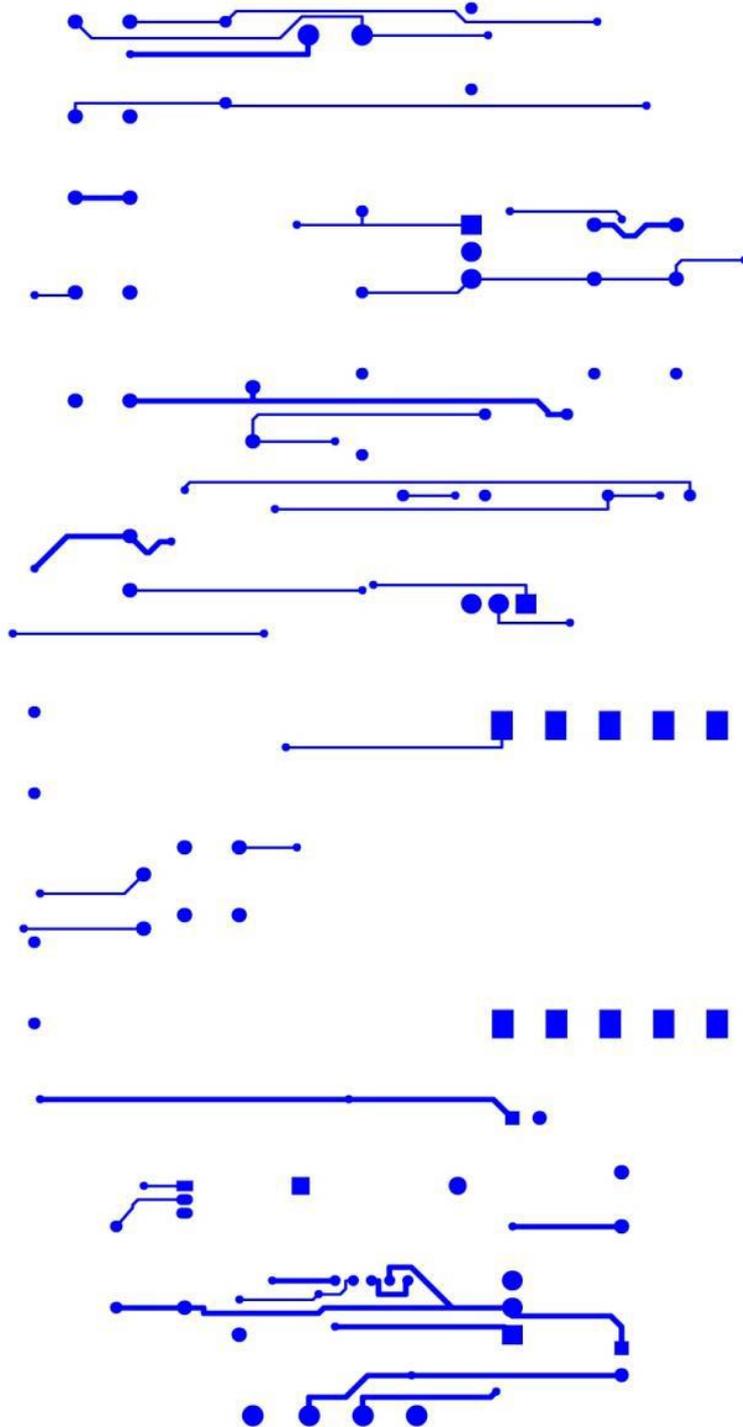
## 4. PLANOS Y ESQUEMAS DE DISEÑO



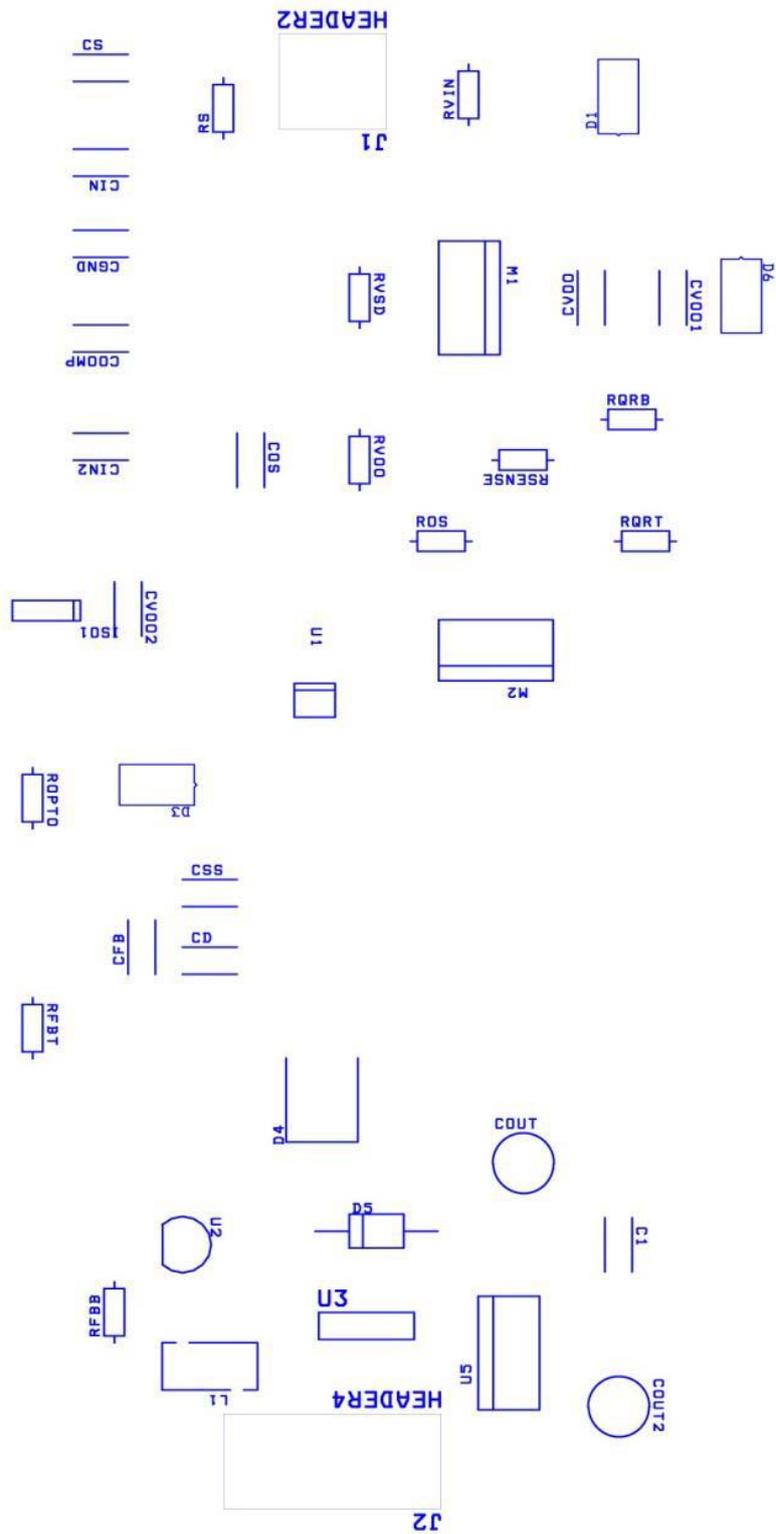
Placa de Fuente de Alimentación



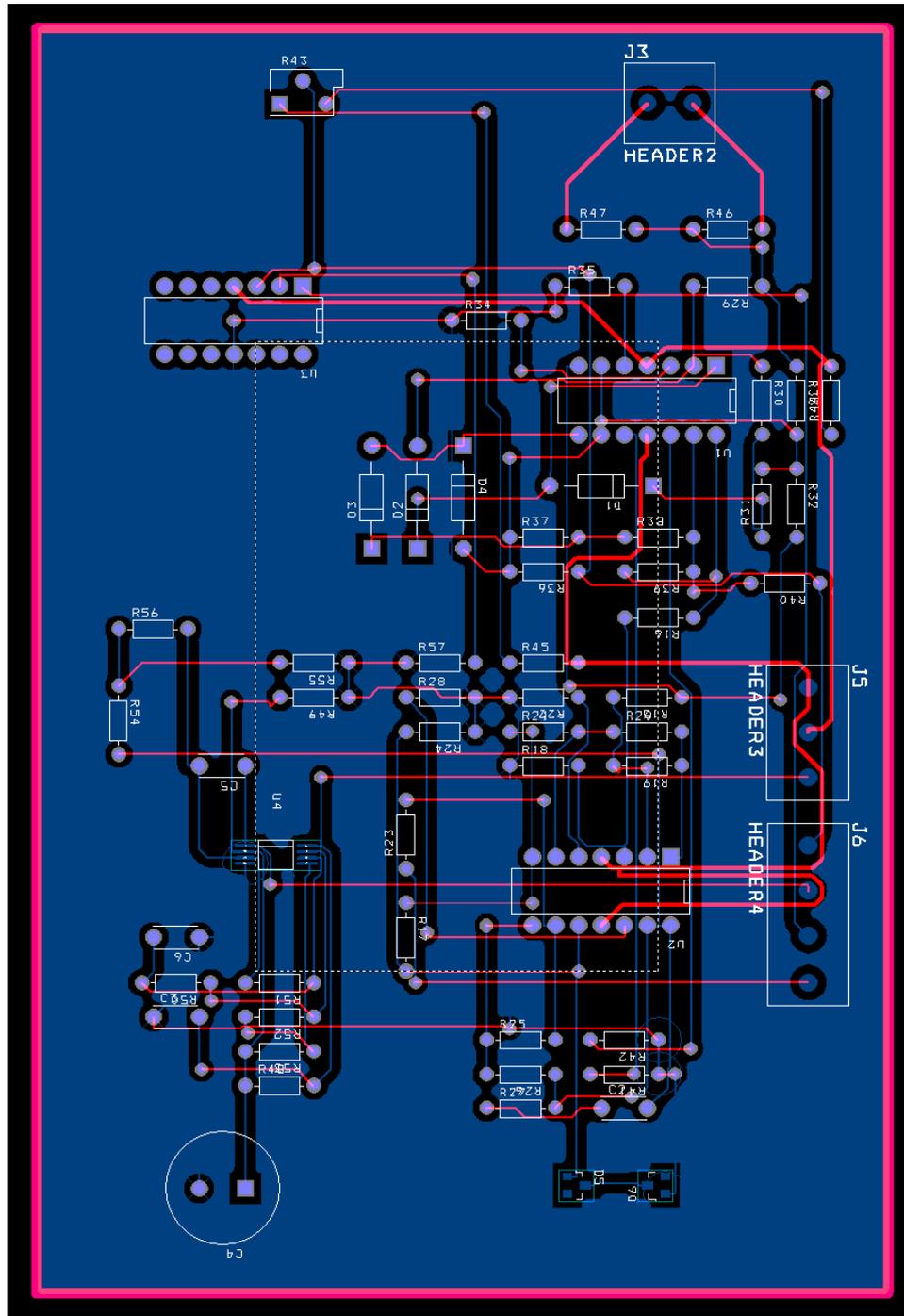
Capa TOP de la Fuente de Alimentación



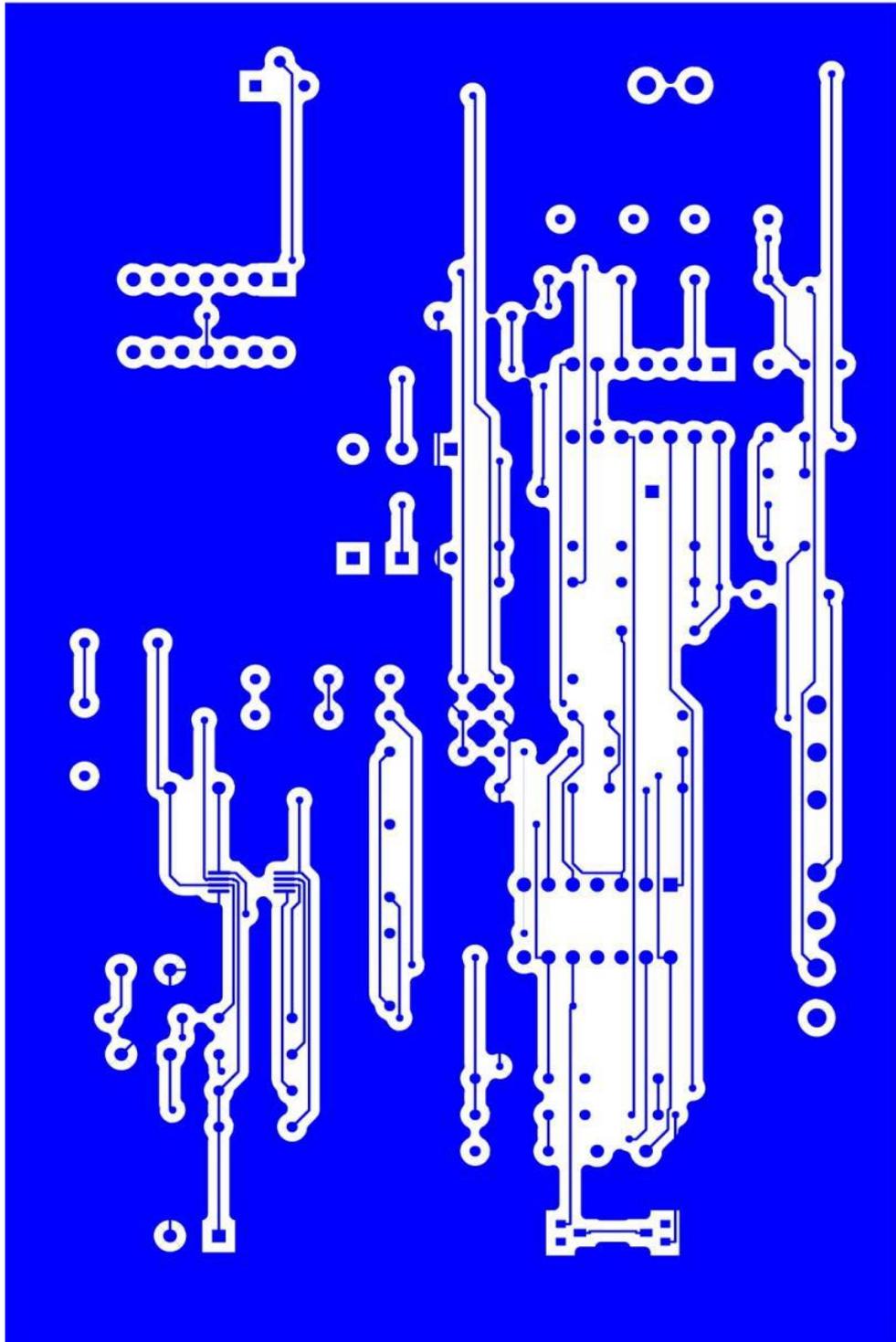
Capa BOT de la Fuente de Alimentación



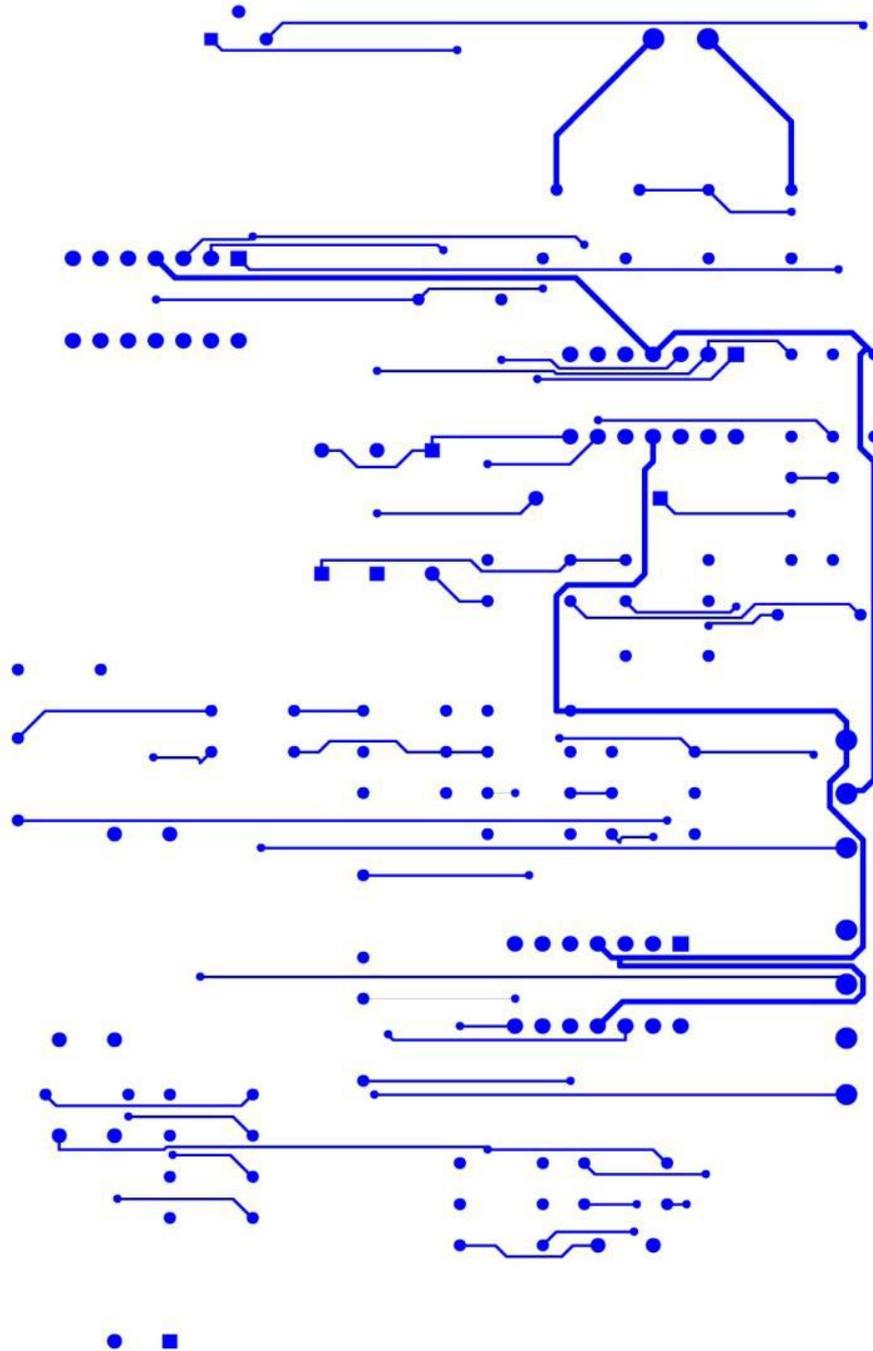
Componentes de la Fuente de Alimentación



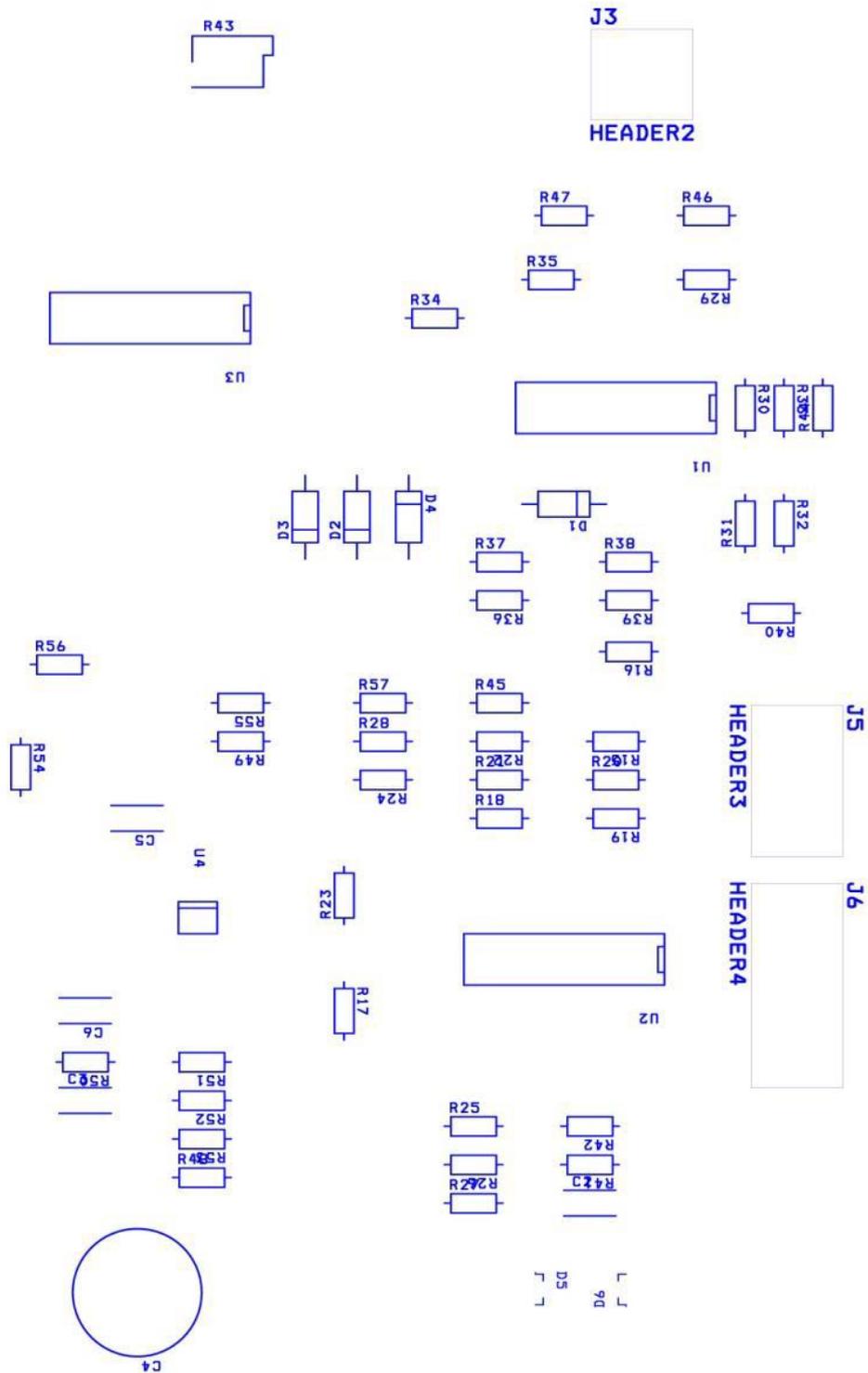
Placa de Circuito de control



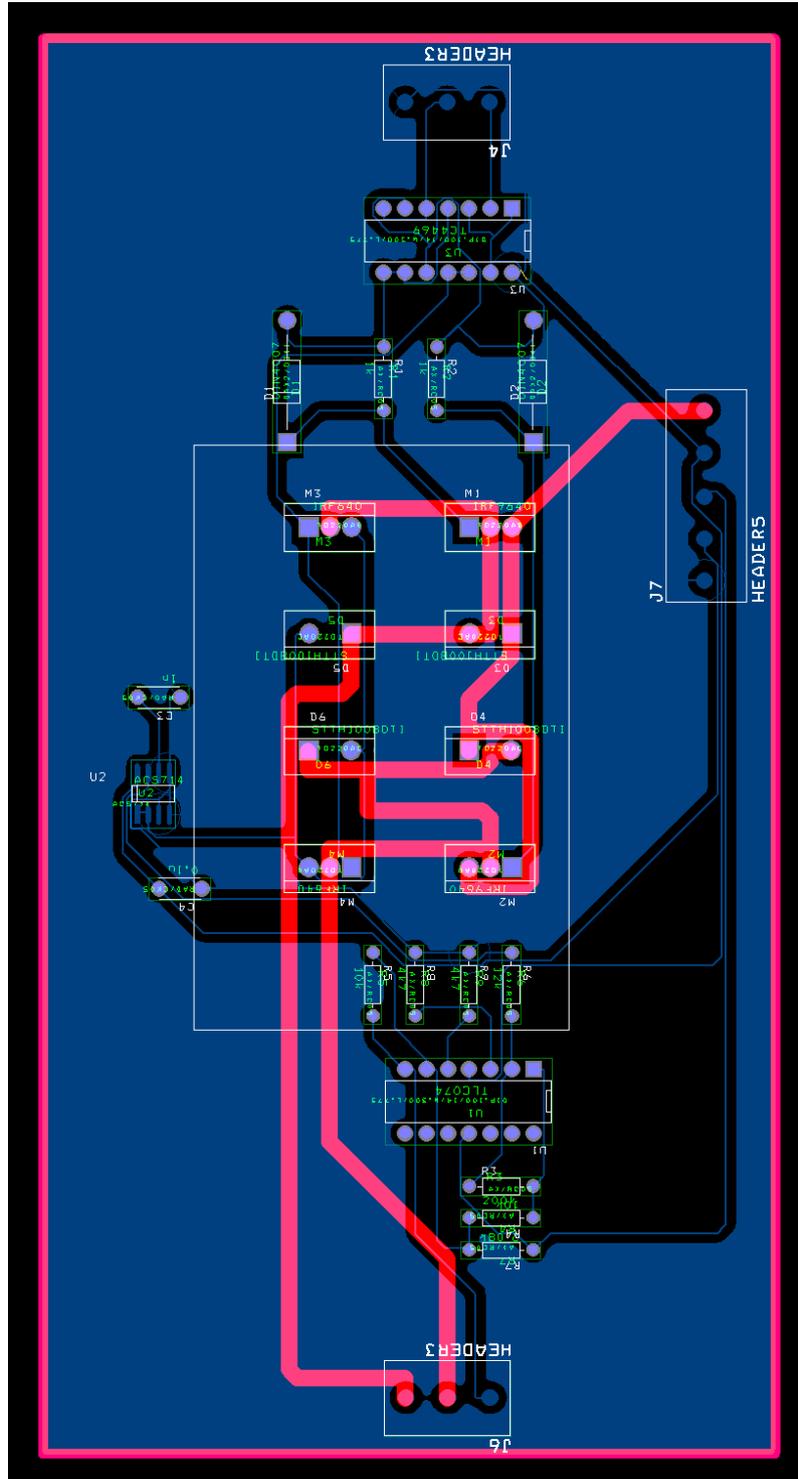
Capa TOP del Circuito de Control



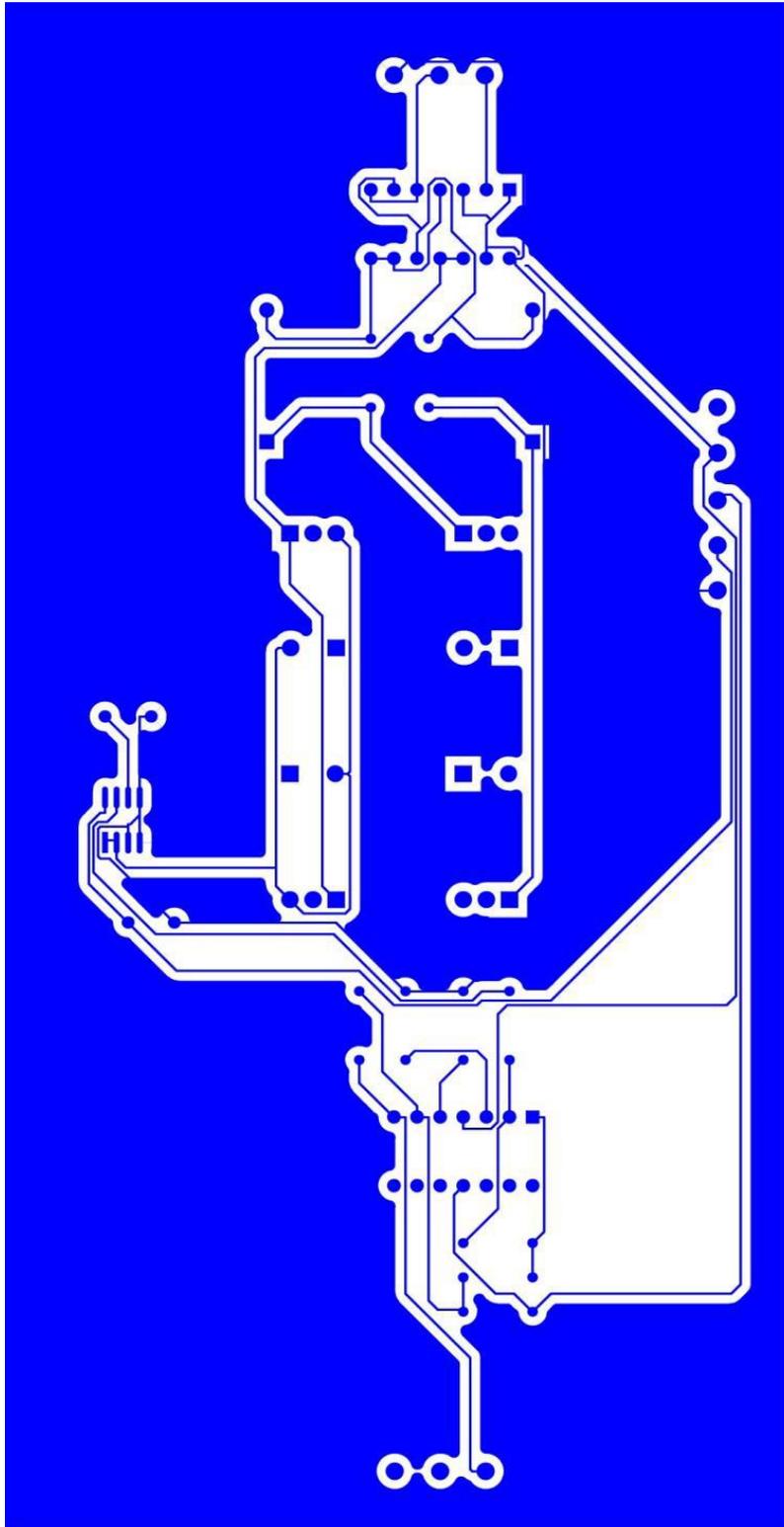
Capa BOT del Circuito de Control



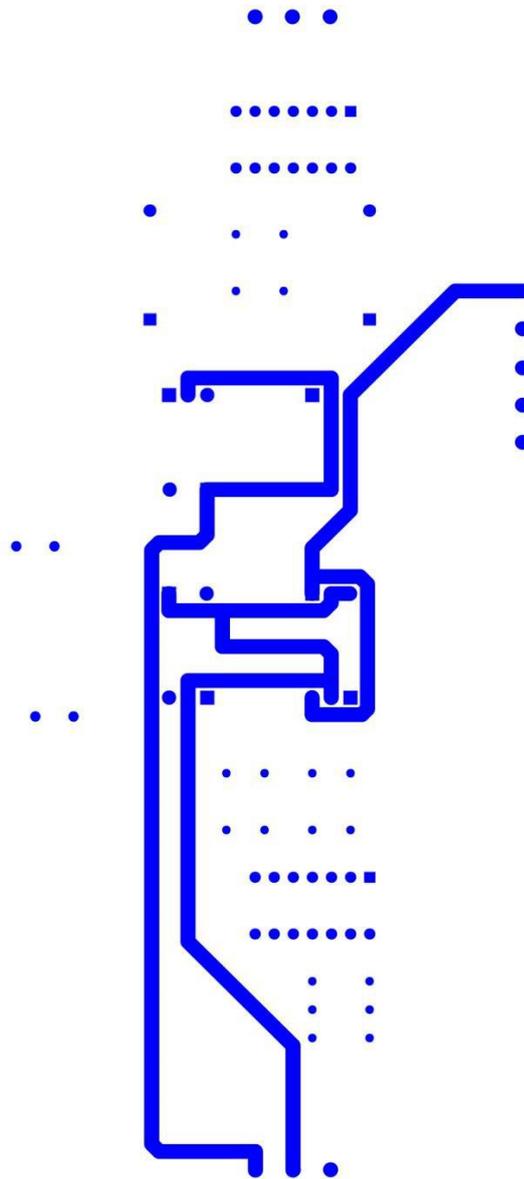
Componentes del Circuito de Control



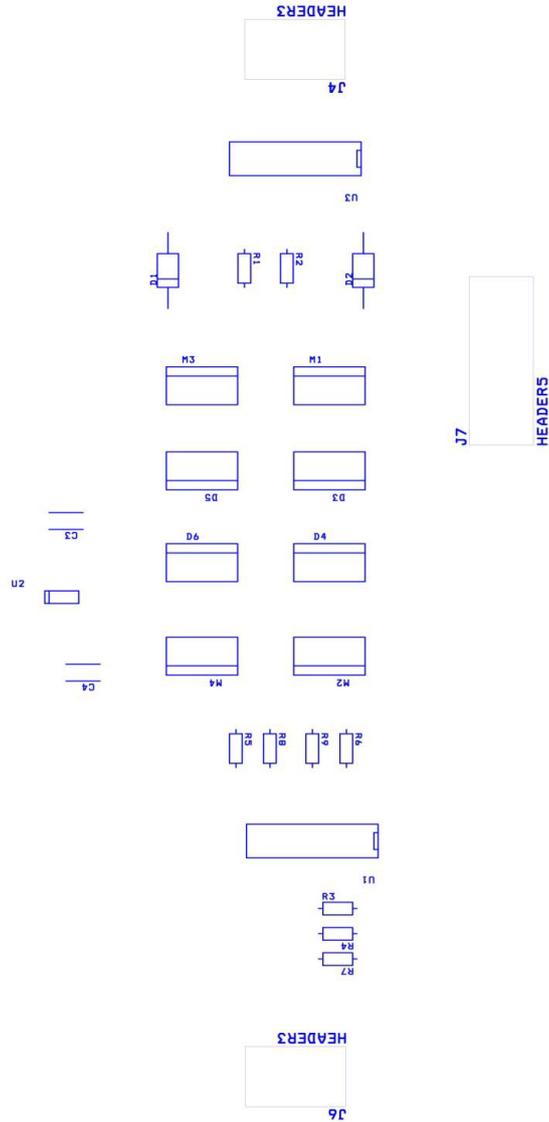
Placa de Circuito de Potencia



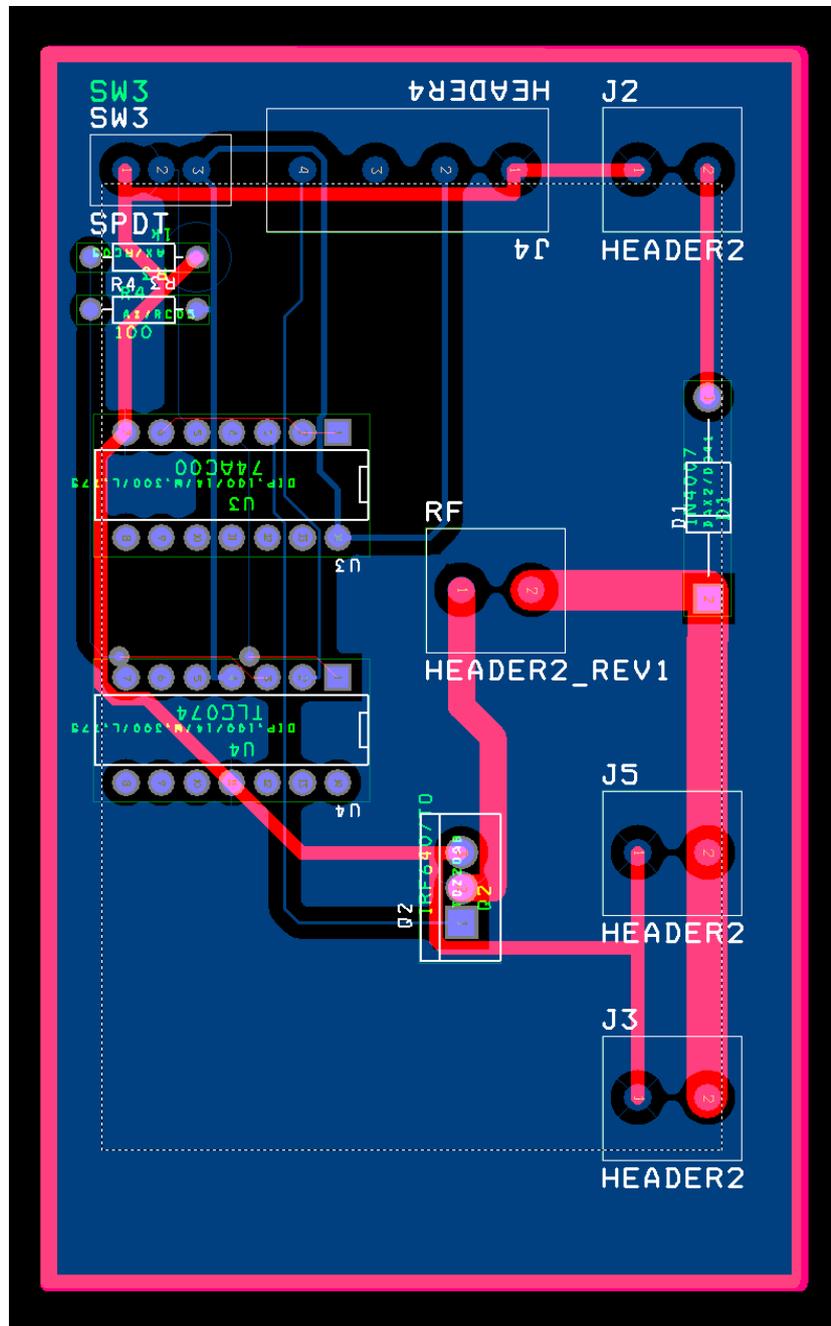
Capa TOP del Circuito de Potencia



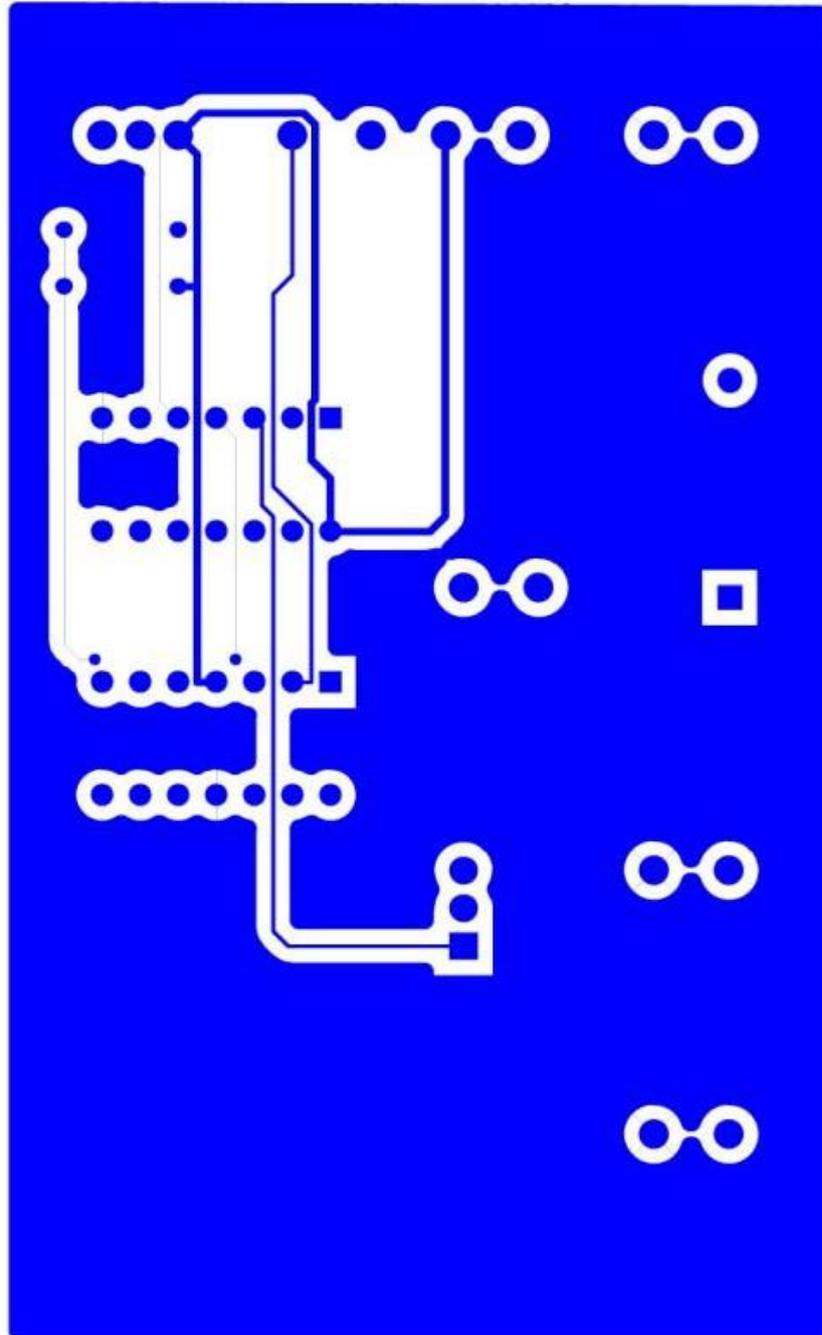
Capa BOT del Circuito de Potencia



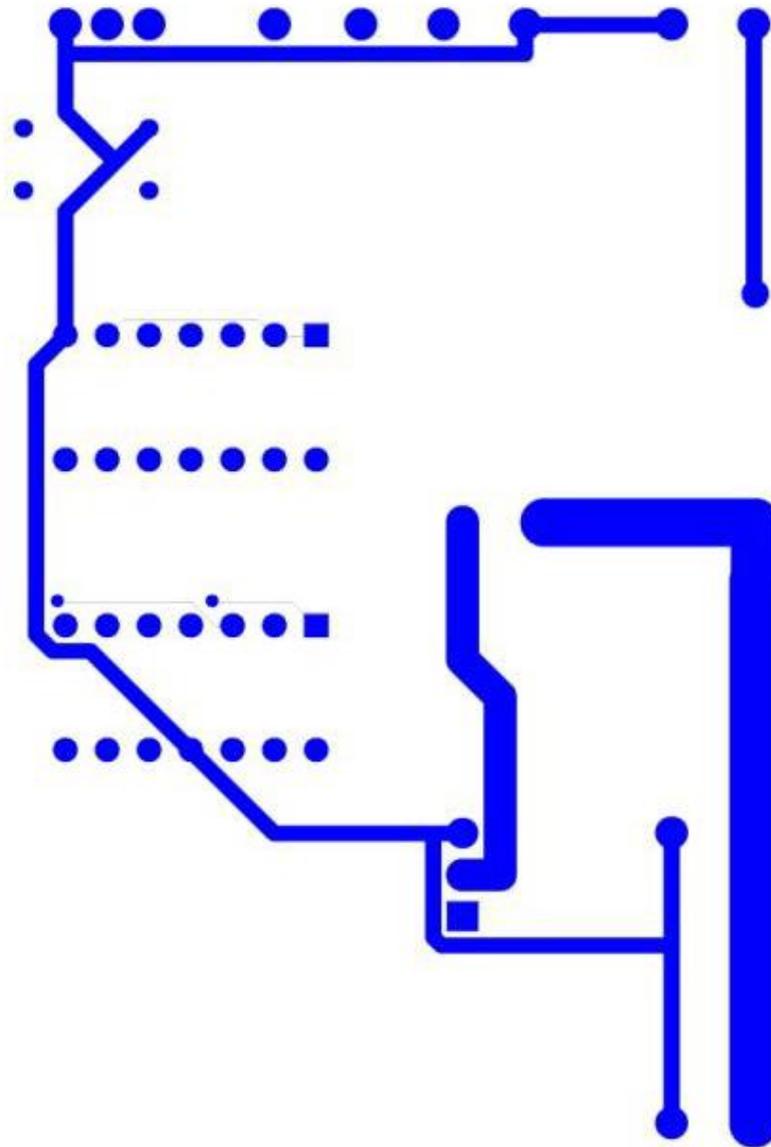
Componentes del Circuito de Potencia



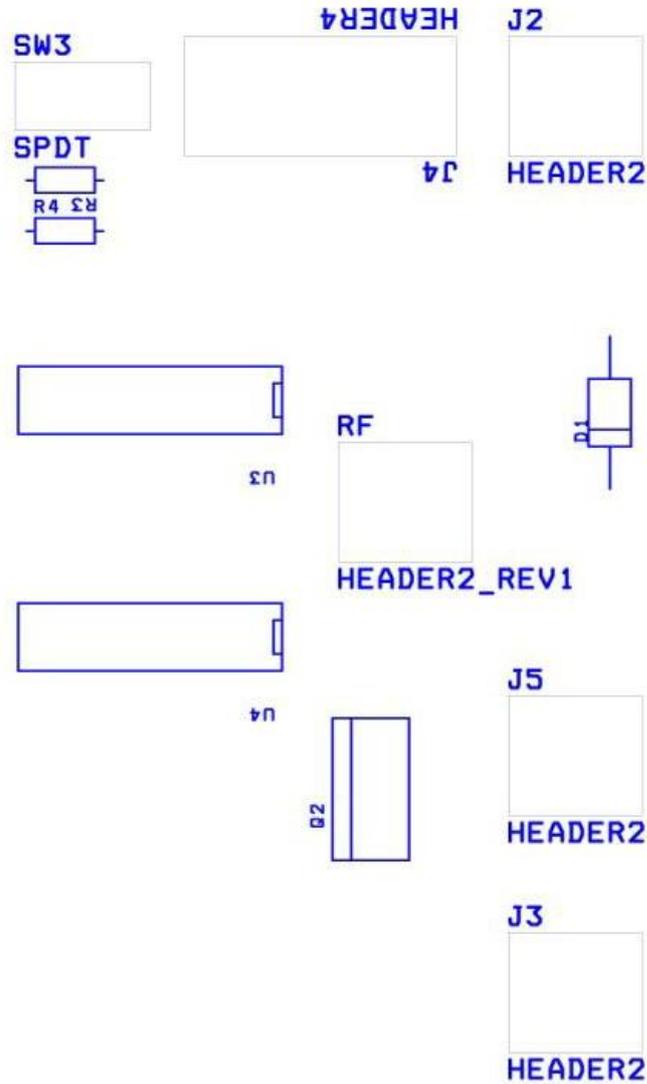
Placa de Circuito de Frenado



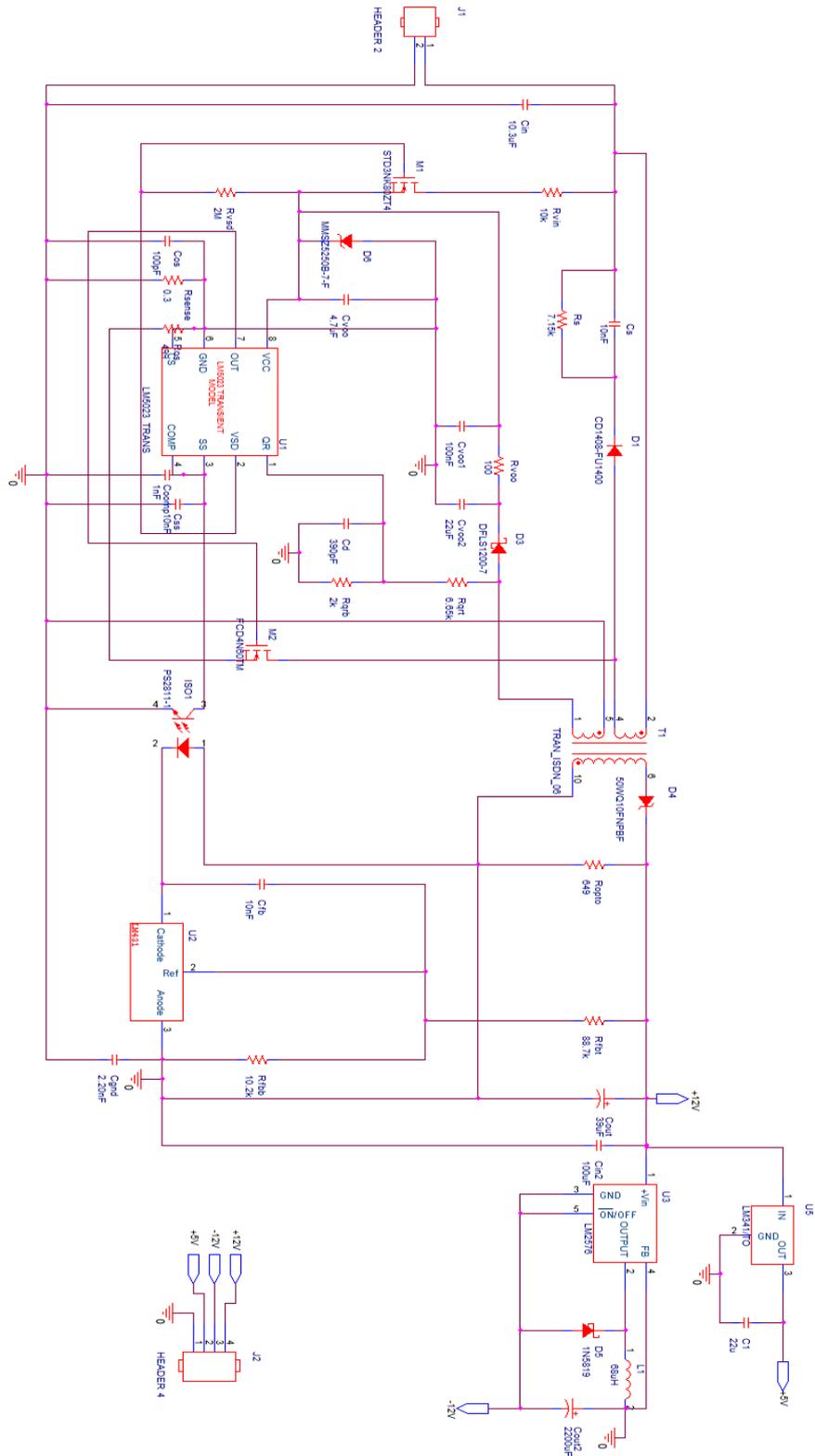
Capa TOP del Circuito de Frenado



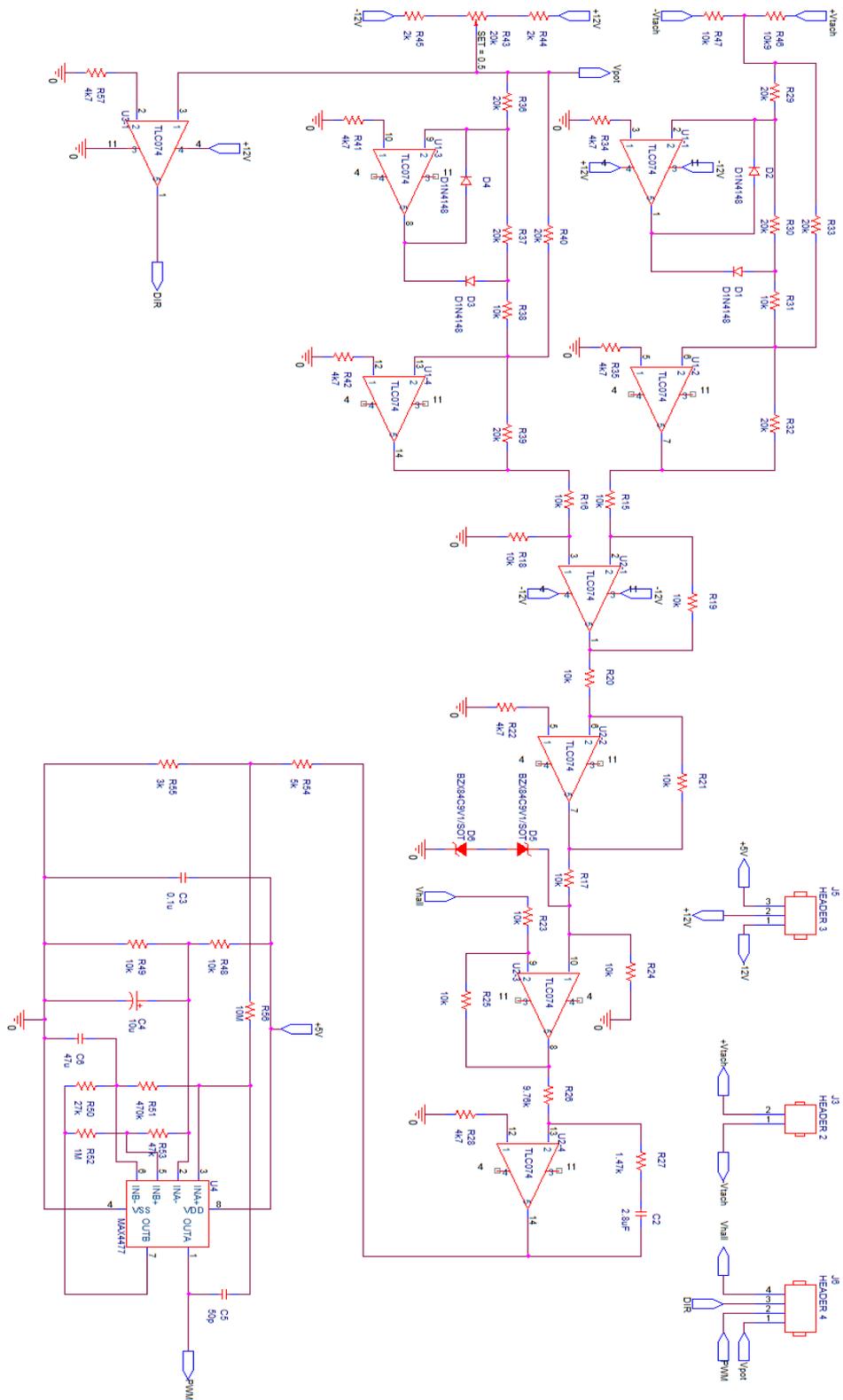
Capa BOT del Circuito de Frenado



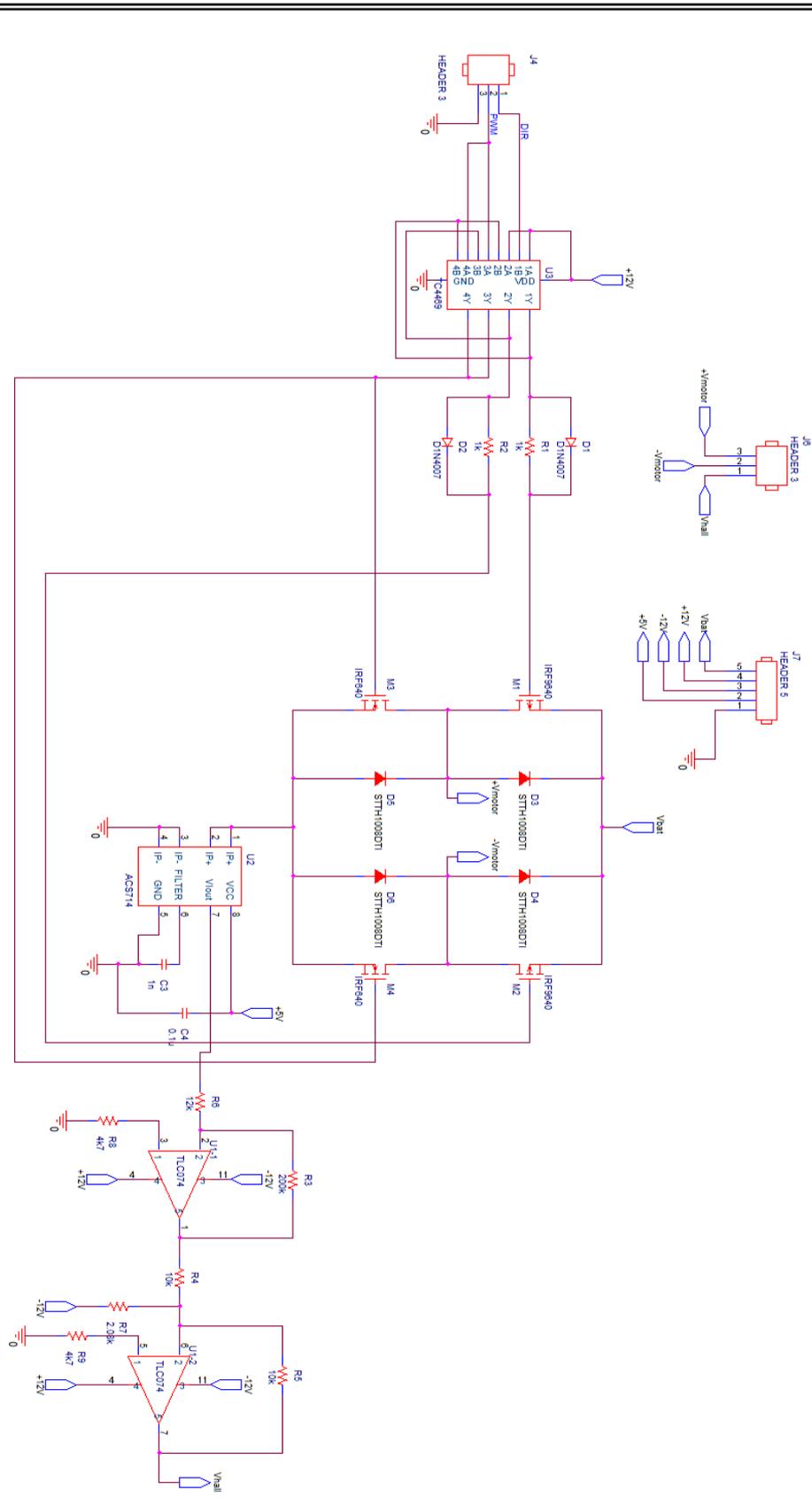
Capa BOT del Circuito de Frenado



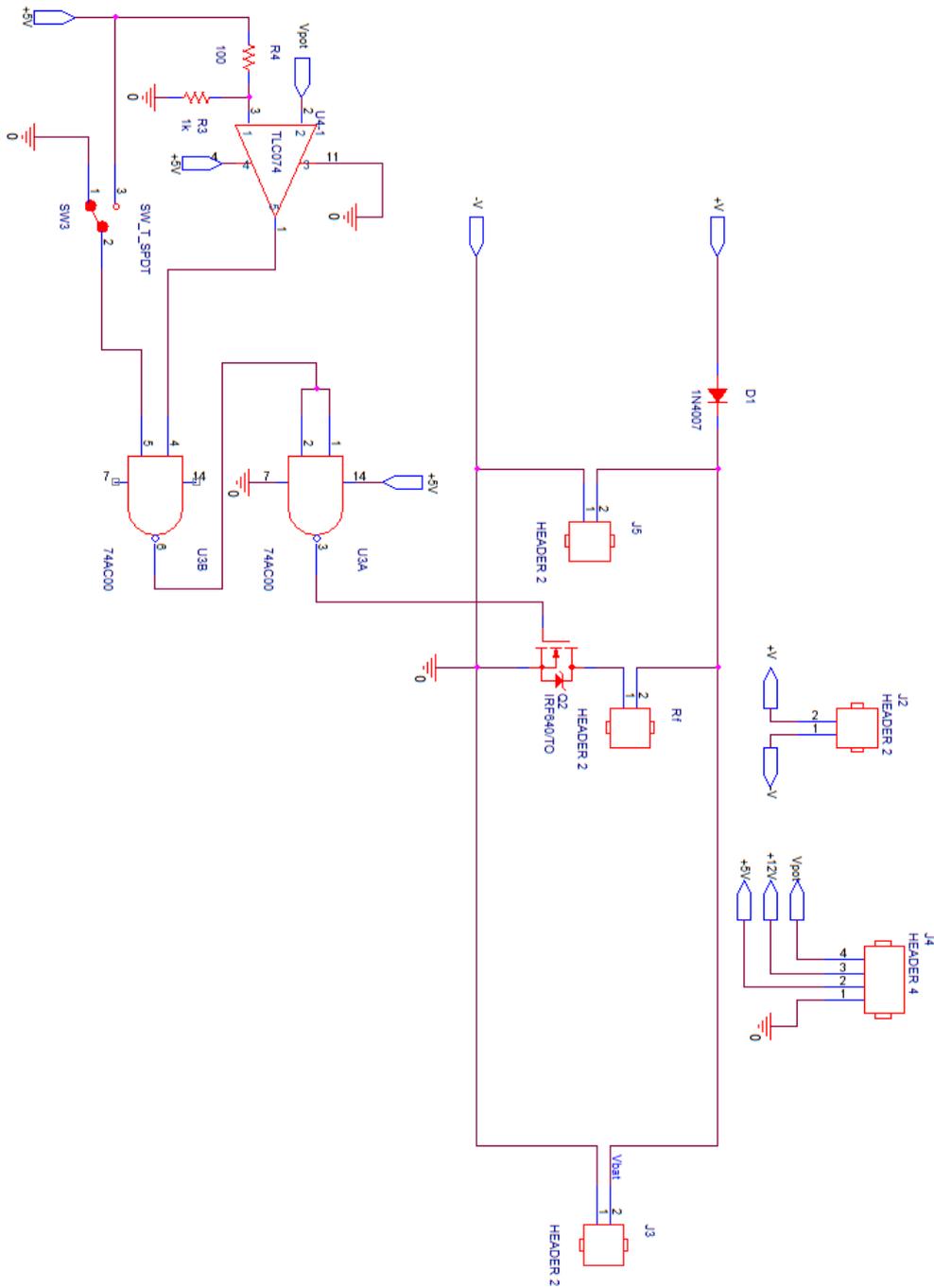
Esquemático de la Fuente de Alimentación



Esquemático del Circuito de Control



Esquemático del Circuito de Potencia



Esquemático del Circuito de Frenado



---

---

## 5. BIBLIOGRAFIA.

- Daniel W. Hart - Electronica De Potencia, 2001
- Andrés Puente, E. Regulación Automática I., 1.989.
- Franklin, G.; Powell, J.D. y Emami-Naeini, A. Control de sistemas dinámicos con retroalimentación. Addison-Wesley Iberoamericana. 1.991.
- 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://prof.usb.ve/bueno/Controladores/Chopper_Laminas.pdf)
- <http://www.ti.com/lit/ml/slup302/slup302.pdf>

### Datasheets de los componentes:

LM5023  
LM431  
LM341  
LM2576  
TLC074

TC4469  
IRF640  
IRF9640  
74AC04  
MAX4477

STTH1080DTI  
TE600B47J  
B43564  
ACS714  
PS2811-1