

Universidad  
Politécnica  
de Cartagena



**industriales**

etsii UPCT

## Proyecto Fin de Carrera

# Controlador de velocidad de una máquina de continua: Etapa de potencia y regulador.

**Titulación:** Ingeniería Técnica Industrial  
**Especialidad:** Electrónica Industrial  
**Alumno/a:** Víctor Manuel Noguera Molina  
**Director/a/s:** José Antonio Villarejo Mañas

Cartagena, 19 de Marzo de 2015





<b>Índice</b>		<b>Página</b>
<b>1. Memoria</b>		<b>04</b>
➤ <b>1.1 Introducción</b>		<b>04</b>
➤ <b>1.2 Motivación</b>		<b>05</b>
➤ <b>1.3 Características</b>		<b>06</b>
➤ <b>1.4 Estructura</b>		<b>07</b>
➤ <b>1.5 Diseño</b>		<b>08</b>
• <b>1.5.1 Etapa de potencia</b>		<b>08</b>
-1.5.1.1 Entrada		08
-1.5.1.2 PWM		10
▪ 1.5.1.2.1 Oscilador triangular		10
▪ 1.5.1.2.2 Comparador		14
-1.5.1.3 Optoacoplador		16
-1.5.1.4 Bootstrap (circuito acondicionado)		18
-1.5.1.5 Puente H		20
▪ 1.5.1.5.1 Configuración cuatro cuadrantes		21
▪ 1.5.1.5.2 Conmutación Bipolar		22
-1.5.1.6 Protección sobretensiones		25
-1.5.1.7 Interruptor de potencia		28
• <b>1.5.2 Etapa de regulación</b>		<b>32</b>
- 1.5.2.1 Introducción		32
-1.5.2.2 Modelado del Sistema		32
-1.5.2.3 Lazo par		36
-1.5.2.4 Lazo velocidad		40
<b>2. Planos</b>		<b>45</b>
<b>3. Pliego de Condiciones</b>		<b>48</b>
<b>4. Presupuesto</b>		<b>49</b>
<b>5. Bibliografía</b>		<b>50</b>



# 1. Memoria

## 1.1. Introducción

Desde antaño se han utilizado diferentes soluciones tecnológicas para conseguir una regulación de la velocidad. Pasando de los complejos sistemas propulsados por fluidos y juego de engranajes mecánicos a los motores eléctricos.

Dentro de los motores eléctricos se encuentra el servomotor, capaz de ser controlado tanto en posición como en potencia, lo que lo hace ser mucho más eficiente.

Ese control de la energía los ha hecho útiles en sistemas donde se requería un reducido consumo energético y bajos pares de fuerza.

Sin embargo, el avance en esta tecnología está permitiendo su uso en el ámbito industrial, con demanda de pares de fuerza más altos y consumos energéticos menores.

En este proyecto se diseñará un circuito capaz de controlar totalmente la transmisión de potencia de un servomotor de corriente continua, pudiendo ajustar la velocidad angular en ambos sentidos, cumpliendo con las necesidades requeridas en cada momento.

El control de un servomotor de baja potencia puede llevarse a cabo con un sistema lineal, pero para controlar un motor de mayor tamaño trabajando a bajas revoluciones se requiere de una tensión muy baja, llegando incluso a ser insuficiente para mover el motor.

La solución al problema pasa por realizar la transmisión de potencia al motor mediante modulación por ancho de pulsos o PWM (pulse-width modulation) la cual controlará los interruptores de potencia conectados según la configuración "Chopper". De esta manera, el motor estará recibiendo la máxima potencia y la velocidad de giro dependerá del tiempo que se le aplique.



## 1.2. Motivación

La mayor conciencia por el cuidado del medio ambiente, los costes de la energía cada vez más elevados y un gran interés por el aumento de la productividad se han visto respaldados por la disponibilidad de una tecnología capaz de crear servomotores más potentes y con un par motor mejor.

Destaca su aplicación en campos como la industria metalúrgica, la alimenticia, la farmacéutica, el automovilismo, la aeronáutica, la robótica o la electromedicina, donde se requieren una precisión muy alta y una rápida respuesta.

Dichos motivos y aplicaciones han originado un considerable crecimiento en el mercado de los servomotores en los últimos años, lo que ha posibilitado un mayor desarrollo de estas máquinas, pues se han visto incrementados los recursos invertidos en su investigación.

Una tecnología con una clara trayectoria de futuro motiva la creación de este proyecto, cuya finalidad consiste en aumentar los conocimientos en este campo.

Con este proyecto se pretende mejorar en un campo en el que los motores de corriente continua llevan muchos años utilizándose.

El control del par y el control de velocidad del motor de corriente continua se llevará a cabo con el controlador proporcional integral (PI).

Se abordará con detenimiento el principio de diseño de los controladores PI tanto para el control del par como para el control de velocidad del motor de corriente continua.

Nos ayudaremos de Bode para el análisis de pequeña señal con el fin de poder calcular el valor del controlador, y para la precisión haremos uso del análisis de gran señal.

Se estudiará el comportamiento con el cambio en la carga referencia en velocidad y la respuesta ante una entrada escalón.

Todo ello siempre apoyándonos con el uso de software, en este caso Matlab.



## **1.3. Características**

El objetivo de este proyecto consiste en el diseño de un control de velocidad para una máquina de continua (un servomotor, MT-4525-BTYCN de Baldor). Dicho diseño estará compuesto por la etapa de potencia y el regulador. Cumplirá los siguientes requisitos:

- Todo el sistema estará alimentado desde una fuente de alimentación de 200V de continua que no admite disipación de energía.
- La máquina trabajará en 4 cuadrantes, como motor y generador en ambos 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 10ms.
- El control de velocidad deberá ajustarse para que la máquina sea estable para los diferentes momentos de inercia indicados.
- Dispondrá 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.



## 1.4. Estructura

El diseño se divide principalmente en dos partes, la etapa de potencia y la etapa de regulación.

En la primera parte del proyecto encontramos la etapa de potencia, encargada del control del servomotor. Esta etapa está formada por los distintos circuitos siguientes: filtro paso-bajo, oscilador triangular, comparador, optoacoplador, bootstrap, convertidor CC-CC y circuito de protección sobretensiones.

El primer circuito que nos encontramos es un filtro paso-bajo y un divisor de tensión, ambos se encargarán de tratar la señal recibida y convertirla en la que se especifica en las características.

Acto seguido un oscilador triangular nos dará una señal a comparar para poder realizar la modulación por ancho de pulso con la que se trabajará más adelante.

El comparador será el encargado de tratar la señal triangular y compararla con la de referencia. Estará formado por un amplificador operacional.

En el siguiente circuito nos encontraremos un optoacoplador, cuya función principal es la de proteger los circuitos de control de las corrientes y tensiones que puedan circular por el motor.

Para solucionar el problema del disparo flotante que encontraremos en los transistores superiores del puente se ha aplicado un circuito acondicionador, conocido como bootstrap.

Casi en el último lugar tenemos el convertidor cc-cc que montará los transistores, conocido como puente H, y gracias a él podremos trabajar en los cuatro cuadrantes que se piden.

Y para evitar cualquier tipo de sobretensión se trabajará con un circuito de protección denominado crowbar.

Para comprobar el correcto funcionamiento de los mismos se ha utilizado el software *Multisim 13* de *National Instrument* que nos permite simularlos.

En la segunda parte se expone la etapa de regulación, donde nos valemos del software *Matlab R2014b* para, mediante modelos matemáticos, dar explicación al funcionamiento físico y la carga del motor. Con los resultados obtenidos se crea el circuito de realimentación que ha de mejorar el comportamiento estático y dinámico del servomotor.

Tras una breve introducción sobre cómo funciona la etapa de regulación, se pasa al modelado del sistema, donde sacaremos las ecuaciones diferenciales necesarias para poder llevar a cabo el modelado y el control del par y de la velocidad del motor.

Tanto en el lazo par como en el lazo de velocidad se usará un controlador PI y se demostrarán sus cálculos.



## 1.5. Diseño

### 1.5.1. Etapa de potencia

#### 1.5.1.1. Entrada

Una de las características del diseño es que dispone de una entrada analógica que varía entre  $\pm 10$  voltios para controlar la velocidad y por otro lado se pide que dicha señal debe de estar limitada por un mecanismo.

Con el objetivo de dar solución a estas condiciones se recurre al uso de un filtro paso bajo, lo que nos permite atrasar 0,5 segundos la tensión de entrada.

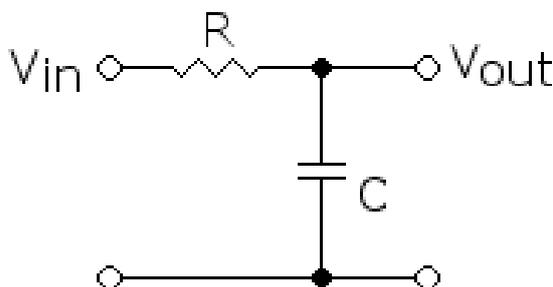


Figura 1. Filtro Paso Bajo.

Posteriormente nos encontramos con un circuito comparador, para el cual se adecua la señal de entrada al mismo con un divisor de tensión que nos cambia el rango de tensión a  $\pm 5$  voltios.

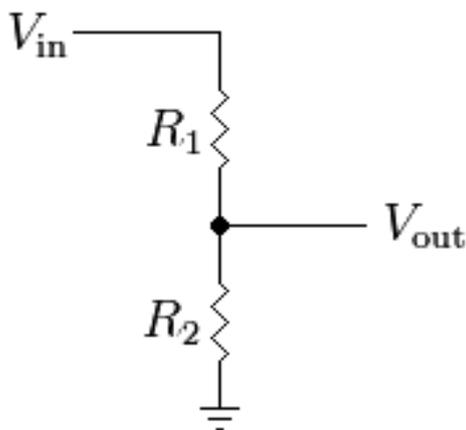


Figura 2. Divisor de tensión.



El circuito final nos quedaría de la siguiente forma:

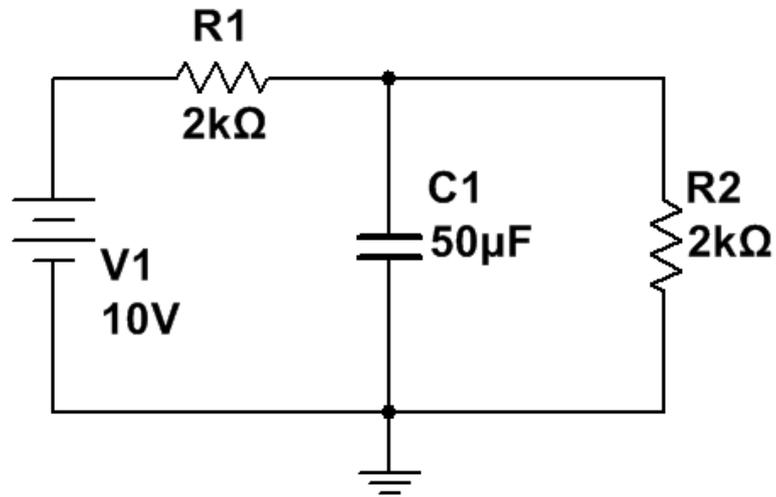


Figura 3. Filtro paso-bajo y divisor de tensión.

Donde

- El tiempo de carga del condensador :

$$\tau \approx 5RC$$

$$\tau \approx 50 \cdot 10^{-6} \times 2000 \approx 0,5s$$

$$\tau \approx 0,5 s$$

- Y la tensión de salida:

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

$$V_{out} = 10 \times \frac{2000}{2000 + 2000} = 5V$$

$$V_{out} = 5V$$



## 1.5.1.2. PWM

Los interruptores de potencia encargados de controlar el servomotor funcionan con una señal digital que varía entre 0 y 5 voltios. Sin embargo, se recibe una señal de entrada que puede tomar valores de  $\pm 5$  voltios.

Para solucionar este problema se recurre a la modulación por ancho de pulso (PWM), en inglés pulse-width modulation.

La modulación por ancho de pulsos de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se lleva a cabo la modificación del ciclo de trabajo de una señal periódica, como por ejemplo, una senoidal o una cuadrada. Se utiliza tanto para transmitir información a través de un canal de comunicaciones como para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

Para una señal periódica, el ciclo de trabajo es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Se expresa así:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

Donde D es el ciclo de trabajo.

$\tau$  es el tiempo en que es positiva la función (ancho de pulso).

T es el período de la función.

La construcción más usual de un circuito PWM se realiza mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas irá conectada a un oscilador de onda de dientes de sierra, y la otra queda disponible para la señal moduladora. En la salida, la frecuencia suele ser igual a la de la señal de dientes de sierra y el ciclo de trabajo depende de la portadora.

### 1.5.1.2.1. Oscilador triangular

Como el control del servomotor se va a realizar por modulación por ancho de pulsos, necesitamos comparar la tensión que se va a modular con una señal triangular específica. Esa señal triangular tendrá una tensión de 5Vpp y oscilará con una frecuencia de 33kHz.

Para ello el circuito que utilizamos es un schmitt trigger o disparador de Schmitt, con el que se obtendrá una onda cuadrada que posteriormente se transforma en una onda de forma triangular gracias a la actuación de un integrador.

En la siguiente imagen podemos ver su esquema:

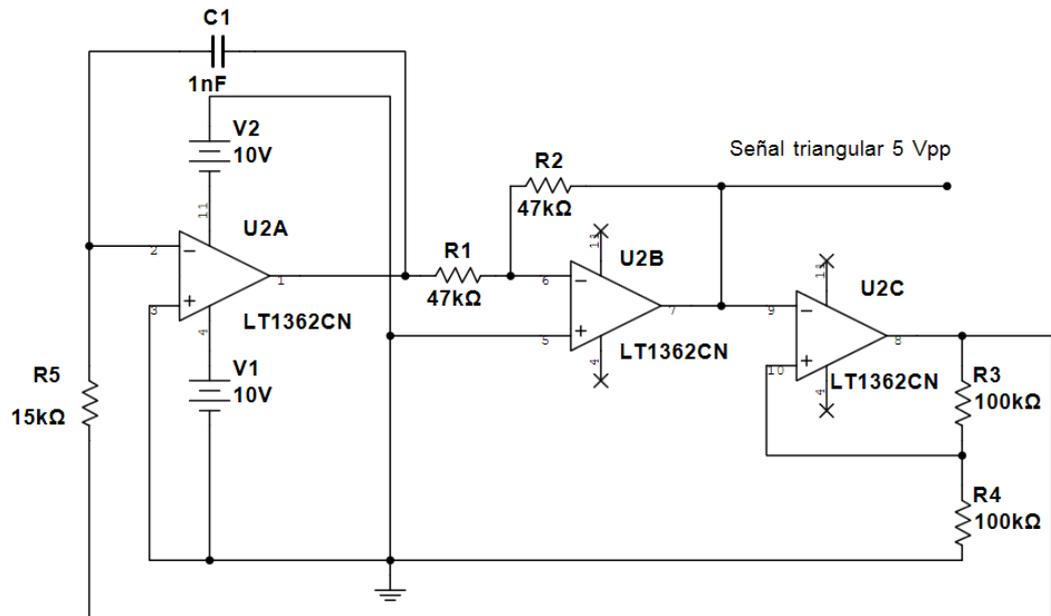


Ilustración 4. Oscilador triangular.

Para la creación de la onda triangular que necesitamos y que oscila con una frecuencia de 33 kHz se ha decidido utilizar el amplificador operacional “LT1362CN” por su capacidad para trabajar con frecuencias altas. El integrado está formado por 4 amplificadores, de los cuales se utilizarán el U2A que desempeñará la función de integrador inversor, el U2B que funcionará como integrador inversor unitario y el U2C que trabajará como disparador de Schmitt. Dejaremos sin uso el U2D.

Cálculos de los componentes que acompañan a los operaciones:

- U2C (Disparador de Schmitt).

$$V_{cc}^+ = V_o^+ \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$5 = \frac{10 \times R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_3 = R_4$$

Si fijamos

$$R_3 = 100K\Omega$$

Entonces

$$R_4 = 100K\Omega$$



-U2B (Integrador inversor unitario)

Para conformar este tipo de integrador se necesita un mismo valor para  $R_1$  y  $R_2$ . El valor de ambas será de  $47K\Omega$ .

-U2A (Integrador inversor)

La frecuencia que necesitamos es

$$F = 33kHz$$

Considerando la rampa de subida y de bajada solamente hasta el paso por cero,

$$t_1 + t_2 = \frac{T}{2}$$

Y sabiendo que

$$F = \frac{1}{T}$$

Obtenemos:

$$F = \frac{1}{2(t_1 + t_2)} = \frac{1}{T}$$

$$t_1 = t_2 = \frac{T}{4} = \frac{3,03 \cdot 10^{-5}}{4} = 7,57 \cdot 10^{-6} s$$

$$t_1 = t_2 = 7,57 \cdot 10^{-6} s$$

Y por último calculamos:

$$V_{integrador} = 5 = \frac{10 \times 7,57 \cdot 10^{-6}}{R_5 \times C_1}$$

De donde habiendo fijado:

$$C_1 = 1nF$$



Sustituyendo y despejando:

$$R_5 = \frac{10 \times 7,57 \cdot 10^{-6}}{5 \times 1 \cdot 10^{-9}} = 15151,151\Omega$$

Teniendo en cuenta la resistencia más cercana al valor obtenido, nos queda:

$$R_5 = 15151,151\Omega \approx 15K\Omega$$

Simulando el circuito la señal obtenida será:

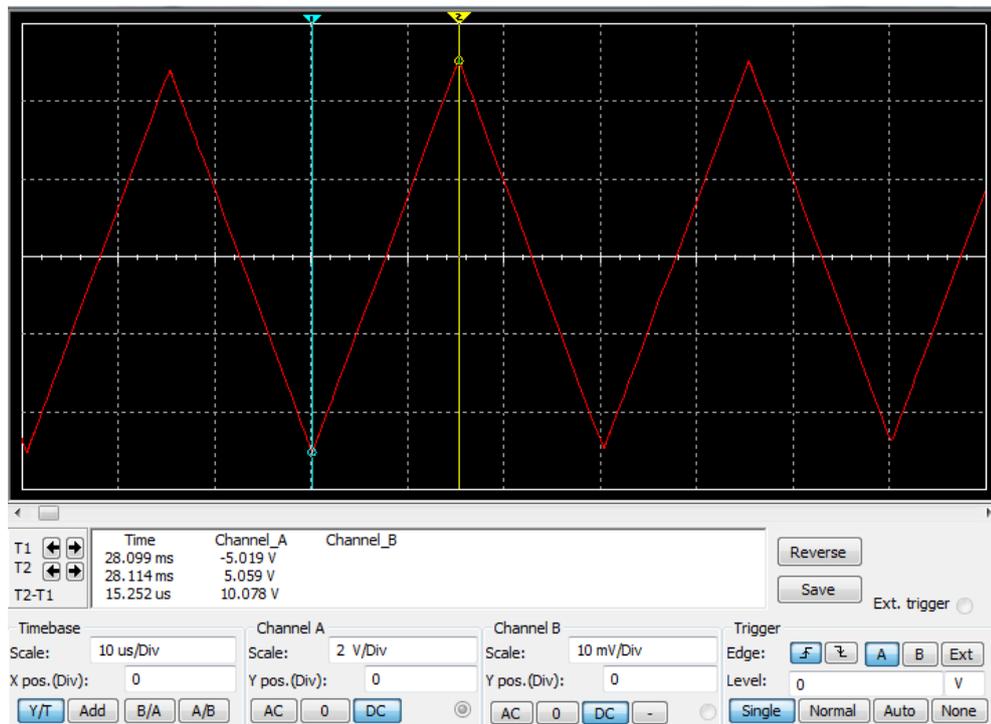


Figura 5. Señal triangular.



### 1.5.1.2.2. Comparador

La comparación de la onda triangular con la señal de referencia se conseguirá con un amplificador operacional, que en este caso vuelve a ser el mismo que el utilizado para el circuito generador de señal triangular, el modelo “LT1362CN”, por su capacidad para trabajar con frecuencias altas.

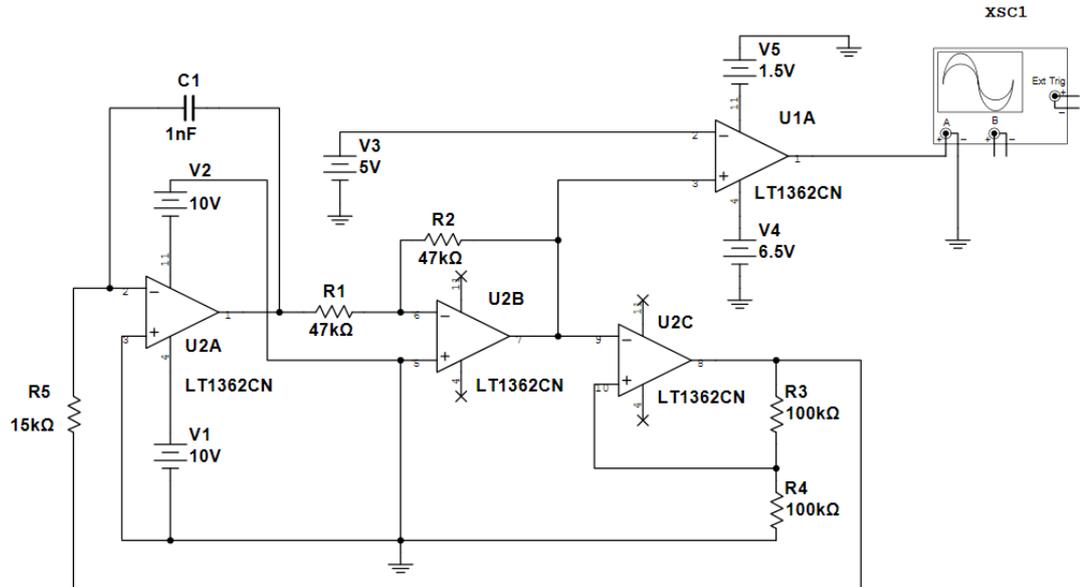


Figura 6. Comparador.

La idea fundamental de este circuito es que ante una entrada con un valor muy cercano al máximo positivo, en este caso 5V, nos facilite a la salida una señal muy próxima a 0V, de manera prácticamente constante.

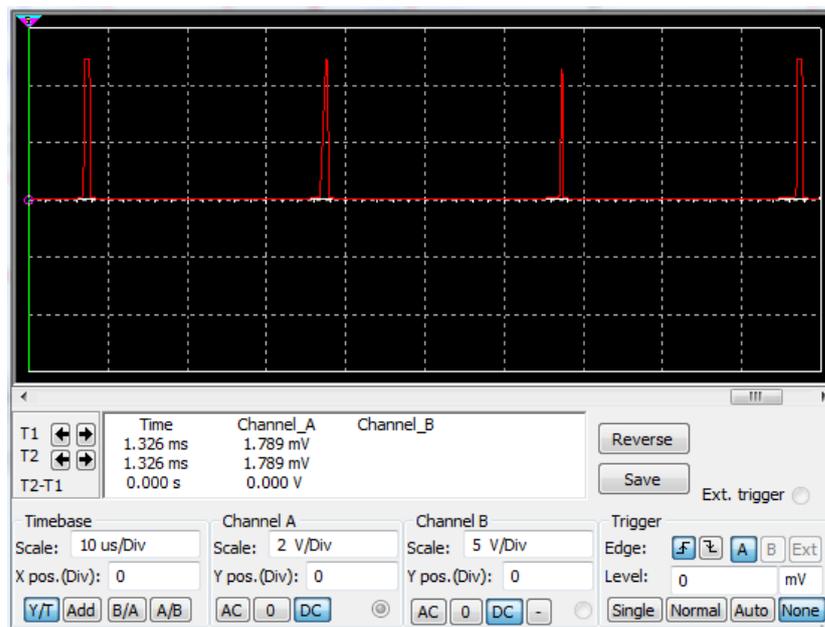


Figura 7. Salida señal 0V.



En el momento en que la señal de referencia valga 0V, el ciclo de trabajo ha de estar en el 50%, que es lo mismo que decir que la señal valdrá 0V la mitad del tiempo y 5V la otra mitad del tiempo.

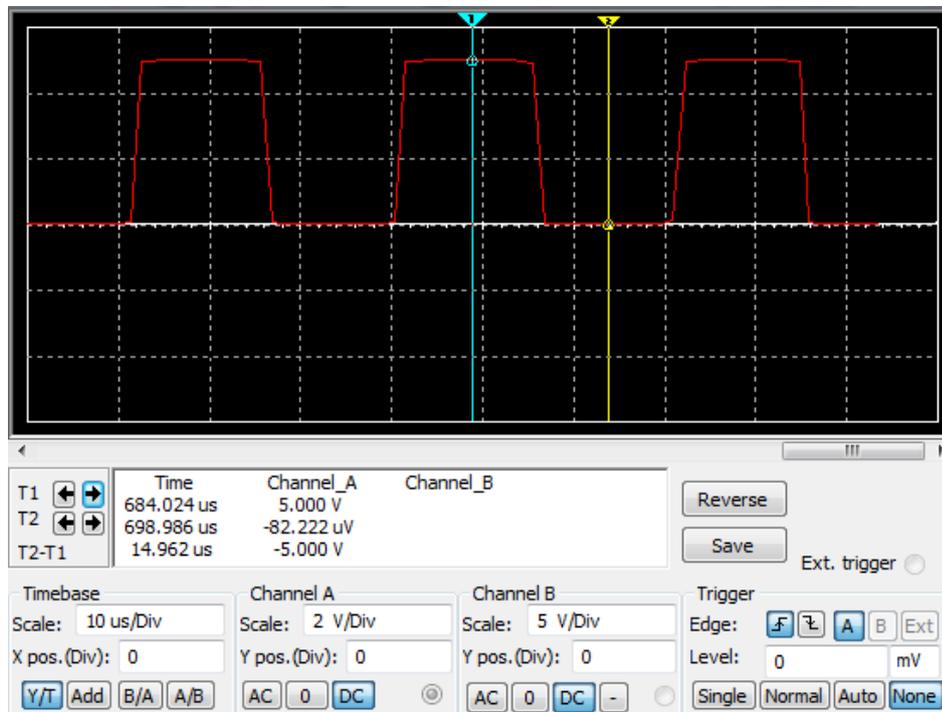


Figura 8. Señal salida 0V y 5V.

En el caso de que la señal de entrada tenga un valor próximo a los -5V, a la salida debe de obtenerse una señal con un valor de 5V casi constantes.

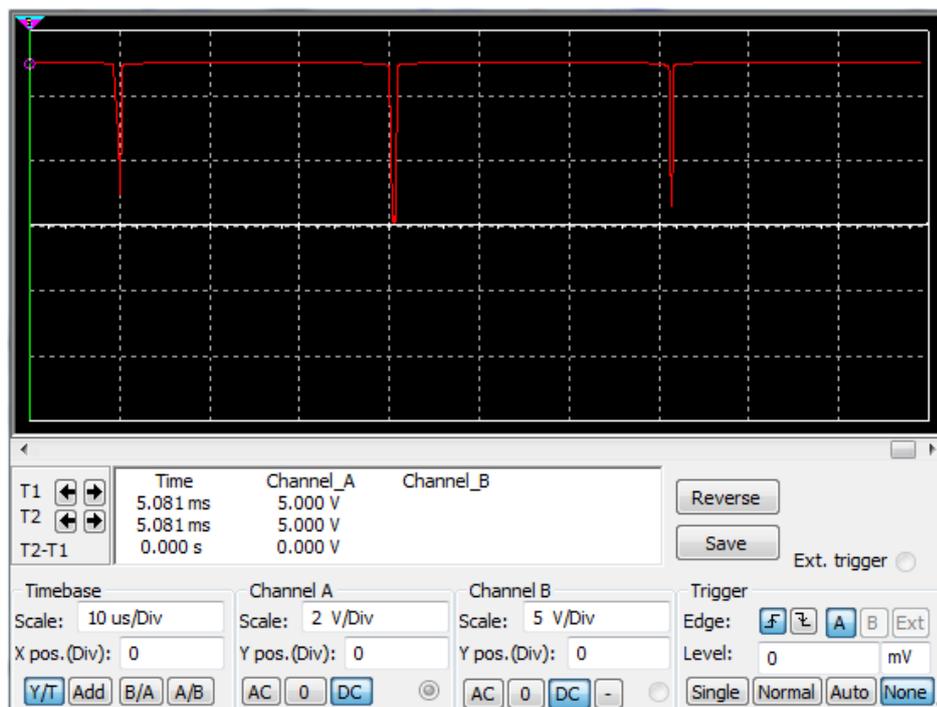


Figura 9. Señal salida 5V.



### 1.5.1.3. Optoacoplador

Debido a que las tensiones y corrientes que circulan por el motor son demasiado elevadas para los circuitos de control, y pueden ser causa de problemas en los mismos o incluso llegar a dañarlos, se ha de poner una protección.

Para protegerlos y evitar así el problema se ha recurrido al uso de un optoacoplador, en concreto el modelo “HCPL0631” basándose en su capacidad para trabajar perfectamente a la frecuencia requerida, 33kHz, y porque genera un voltaje a la salida que oscila entre 0 y 5 voltios, ambos valores aptos para trabajar con el circuito que conforma la siguiente parte de la etapa. Este integrado en concreto lo forman dos optoacopladores, ambos necesarios para las dos señales con las que vamos a trabajar en la siguiente parte del diseño.

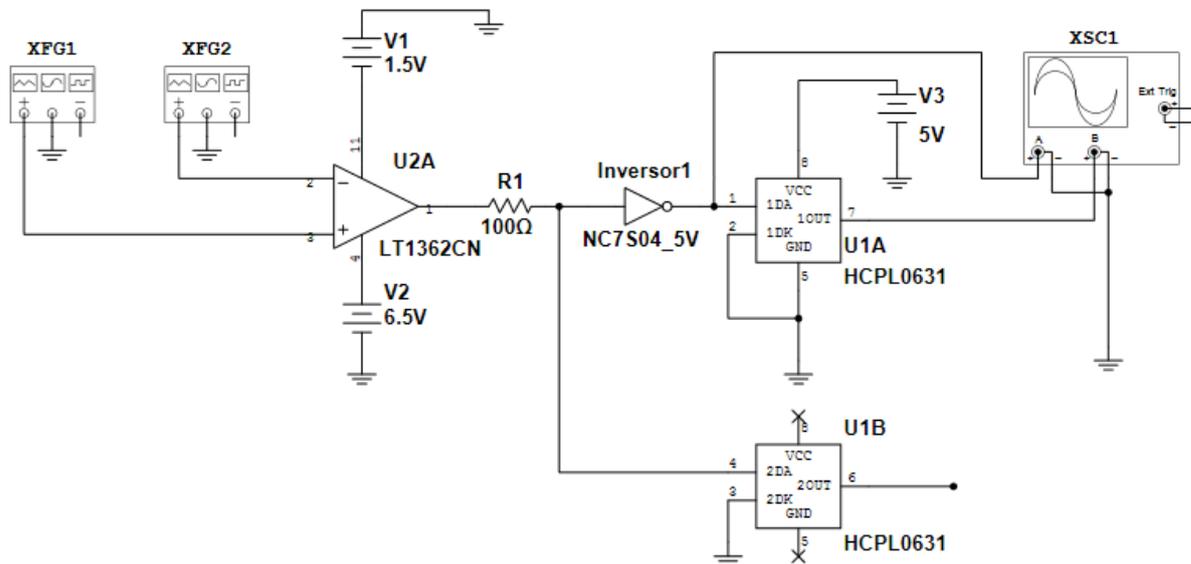


Figura 10. Optoacoplador.

El optoacoplador recibe la señal de control que hace pasar por un diodo LED, el cual posteriormente emite una luz con un nivel de intensidad en función de la corriente que circule a través de él. Esta luz emitida causará una saturación en el componente optoelectrónico, que dependiendo del caso será un fototriac o un fototransistor.

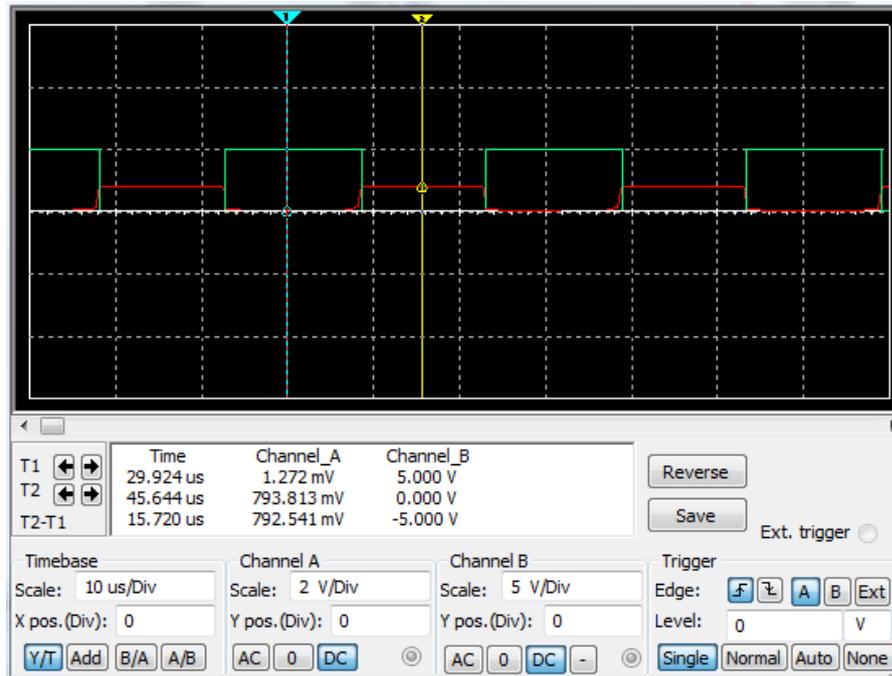


Figura 11. Entrada y salida del optoacoplador.

En la simulación se observa como se ha modificado la señal de entrada (rojo) al pasar por el optoacoplador, de forma que a la salida (verde) tenemos una señal amplificada. También podemos observar que la señal ha sido invertida, que a pesar de no ser necesario para nuestro diseño, tampoco nos impide el correcto funcionamiento del mismo.



### 1.5.1.4. Bootstrap (Circuito acondicionador)

Cuando la carga no está en el emisor del IGBT, como sucede con los transistores superiores del puente, el disparo es flotante, es decir, no está referido a masa. En ese caso, para poder accionar los transistores se recurre a una técnica conocida como bootstrap, que permite la excitación cuando se trabaja con señales referidas a la masa general del equipo.

Por otro lado para conseguir que los transistores de potencia entren en saturación necesitamos un voltaje mínimo, el cual no es capaz de suministrarlos el comparador ya que nos proporciona a la salida una señal de control (PWM) que oscila entre los 0 y los 5 voltios.

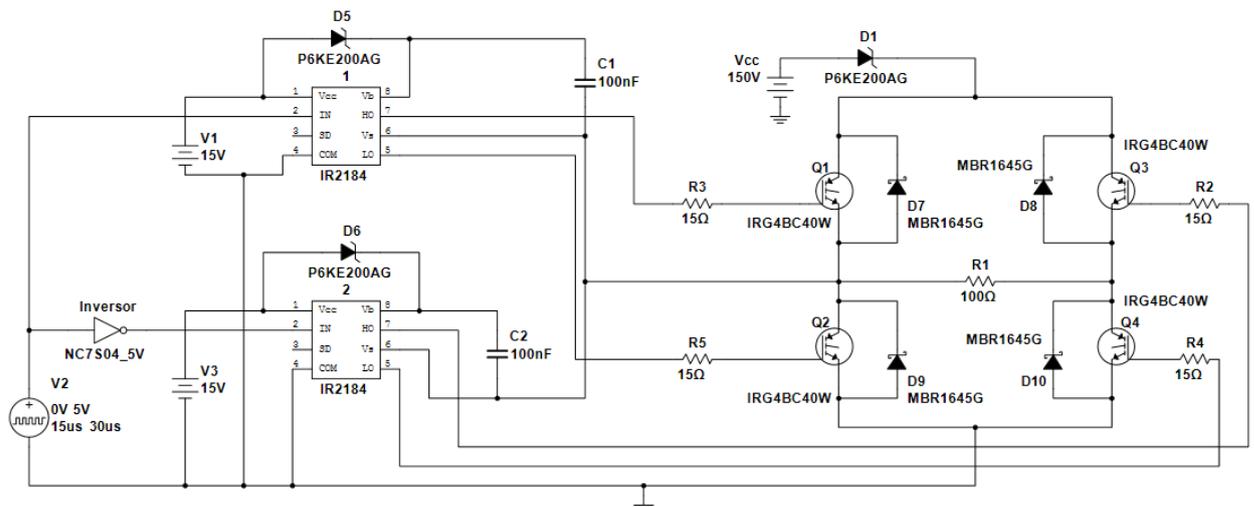


Figura 12. Bootstrap.

Para solucionar esta problemática se ha elegido el integrado “IR2184”. Este modelo puede trabajar a la frecuencia utilizada en la etapa de PWM (33kHz), el terminal de tensión de salida soporta tensiones cercanas a los 600V superando sobradamente los 150V de tensión máxima que podría alcanzar en este proyecto dicho terminal y nos ofrece a la salida un voltaje que varía entre 10 y 20 voltios.

Si observamos la siguiente imagen, la distribución de las patillas en el integrado queda así:

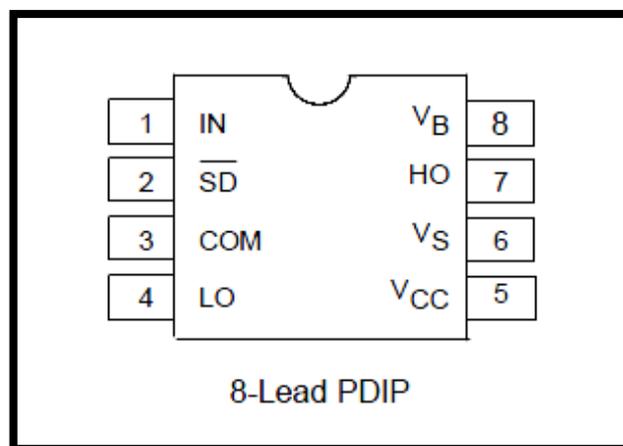


Figura 13. IR2184.



Donde:

<b>IN</b>	ENTRADA DE LA SEÑAL QUE SE AISLARÁ
<b>SD</b>	SIN USO EN ESTE DISEÑO
<b>COM</b>	CONECTADO A MASA
<b>LO</b>	CONECTADO A UN TRANSISTOR DE POTENCIA
<b>VB</b>	TERMINAL DE REFERENCIA
<b>HO</b>	CONECTADO A OTRO TRANSISTOR DE POTENCIA
<b>VS</b>	TERMINAL DE REFERENCIA
<b>VCC</b>	CONECTADO A ALIMENTACIÓN

En este caso  $V_{cc}$  tendrá el valor de 15V puesto que se corresponde con la tensión que necesitan los IGBT del puente para que, una vez activado, puedan entrar en la zona óhmica o de saturación.

Como podemos observar en el circuito, se ha colocado un condensador de arranque conectado a  $V_b$  y a  $V_s$ , el cual debe ser capaz de almacenar su tensión sin muchas pérdidas cuando la puerta del transistor de potencia se carga. Para ello ha de tener un valor mucho mayor que la capacidad de la puerta que es igual a 1,9nF. Con la intención de que el condensador de arranque supere con creces ese valor, se ha decidido asignarle un valor de 100nF.

El modelo elegido para el diodo en este caso ha sido el “P6KE200” por su tensión inversa máxima de 200V, lo cual permite al diodo soportar los 150V de tensión inversa del diseño.

Aunque en el modelo ideal no es necesaria ninguna resistencia para la puerta de los transistores, si es cierto que podemos encontrar inductancias y capacitancias parasitarias procedentes del IGBT. Por ello se decide el uso de la resistencia. Para el cálculo de su valor hacemos uso de la hoja de características del IGBT:

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad L = 7,5nH \quad C = 35pF$$

$$R = \sqrt{\frac{7,5 \cdot 10^{-9}}{35 \cdot 10^{-12}}} \approx 15\Omega$$

$$R \approx 15\Omega$$



### 1.5.1.5. Puente H

Teniendo en cuenta que una de las condiciones de este proyecto es que el motor de corriente continua pueda trabajar en los cuatro cuadrantes, vamos a utilizar un convertidor CC-CC conectado a la carga del motor para el control del mismo.

Este tipo de circuito conocido como puente completo o puente H relaciona la señal de control con la tensión que recibe el motor.

Además permite el flujo de potencia en ambos sentidos. La intensidad y la tensión de salida pueden modificar su polaridad de forma independiente, lo que permite su funcionamiento en los cuatro cuadrantes.

Para este circuito hemos elegido el funcionamiento bipolar.

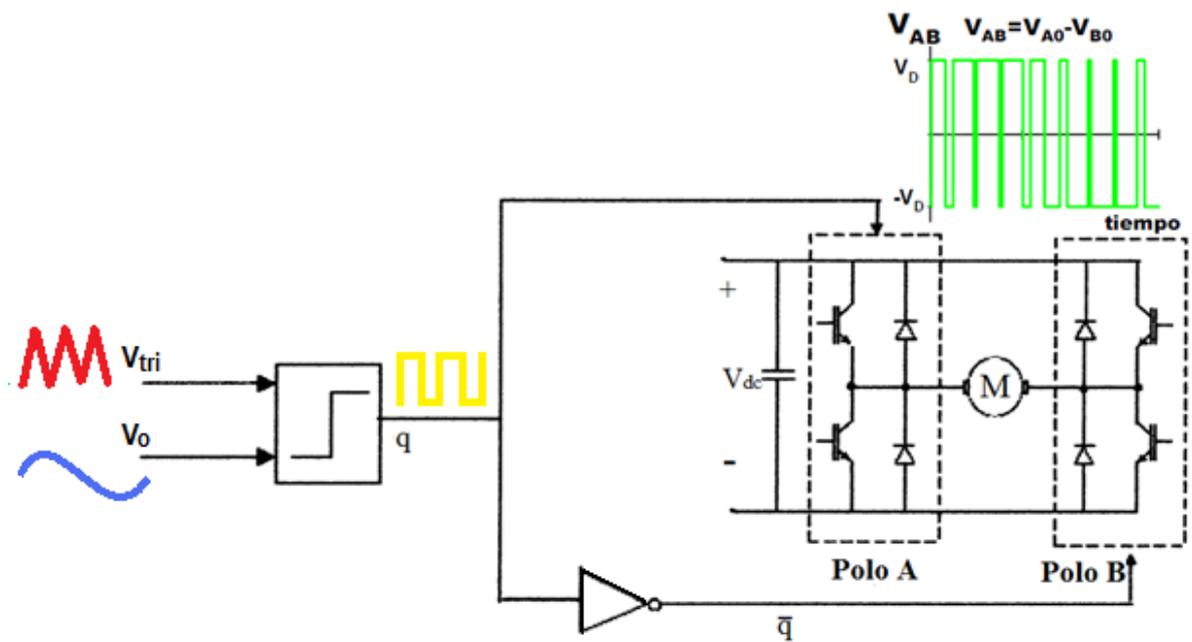


Figura 14. Puente completo con modulación bipolar.



### 1.5.1.5.1. Configuración cuatro cuadrantes

Como hemos dicho anteriormente este tipo de configuración permite controlar el par del motor en dos sentidos, tanto hacia delante como en la dirección opuesta, independientemente de la dirección que lleve el motor.

Esta forma de control es la más adecuada para un servomotor, pues un sistema de un solo cuadrante únicamente tiene capacidad de controlar la velocidad del motor en cuestión en una dirección.

Por otro lado el modelo de dos cuadrantes aunque puede controlar el motor en los dos sentidos, no es capaz de hacer uso de la energía residual inducida en el motor por la corriente aplicada.

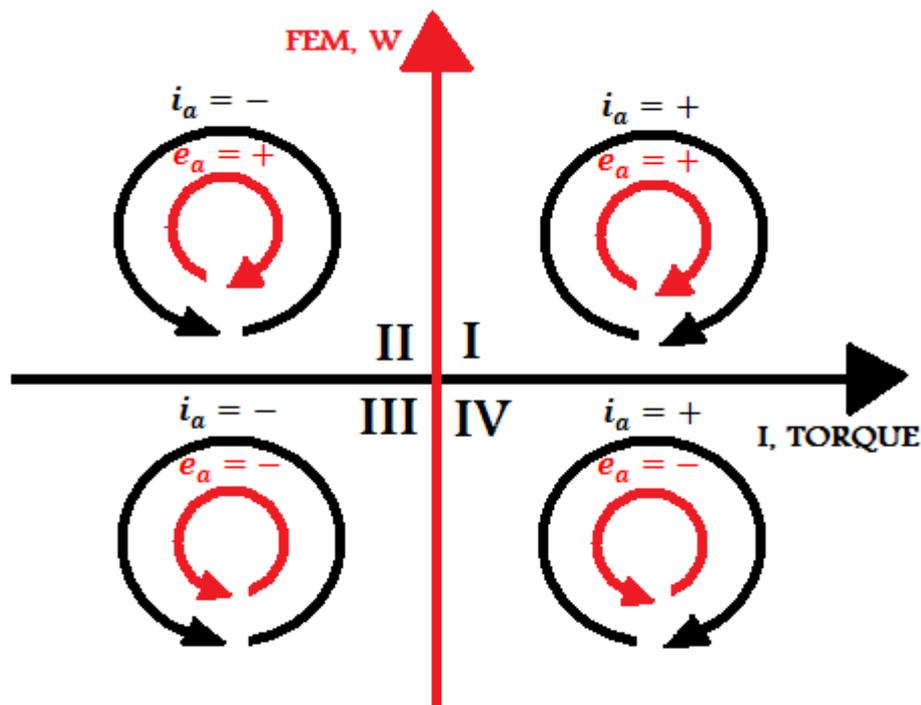


Figura 15. Cuadrantes.

En el ejemplo de arriba podemos observar en los cuatro cuadrantes, los diferentes estados de operación.

Si atendemos a los signos podemos explicar los diferentes estados:

Cuando la  $e_a$  y la  $i_a$  son positivas, nos encontramos en el primer cuadrante donde tenemos que la velocidad del motor y el par van en sentido positivo o hacia delante. El par impulsa al motor hacia ese sentido.

En el segundo cuadrante la  $e_a$  sigue siendo positiva y el motor gira hacia delante, pero el par es negativo por lo que intentará hacer girar el eje del motor en la dirección contraria. De este modo la corriente en la armadura,  $i_a$ , adquiere valor negativo. En este caso el motor está generando energía que ha de utilizarse para frenar el motor y conseguir así un rendimiento óptimo.

En el siguiente cuadrante, el tercero,  $i_a$  y  $e_a$  son negativos. Así el par y la velocidad son negativos, o lo que es lo mismo, giran al revés que en el primer cuadrante.



Si se satisface la condición de que  $U_a$  es mayor que  $e_a$ , se mantendrá el par negativo y el flujo de energía del motor. Para invertir la polaridad de  $e_a$  se han de invertir los terminales de la armadura.

Y en el último cuadrante, tenemos que el giro del motor es inverso a los dos primeros cuadrantes. Por lo que  $U_a$  y  $e_a$  siguen teniendo valor negativo. Sin embargo, el par pasa a ser positivo mientras que la corriente fluye del motor a la fuente. El signo de  $i_a$  será positivo.

La  $e_a$  ha de ser mayor que  $U_a$ . El motor gira en sentido contrario aunque el par esté actuando hacia delante. La energía que en este caso estaría generando el motor puede ir a la fuente o usada para poder frenar el motor mediante un sistema de frenado.

### 1.5.1.5.2. Conmutación bipolar

Para este tipo de configuración una única señal es la encargada de controlar ambos polos, el polo A y el polo B. Por lo cual ambos son complementarios entre sí.

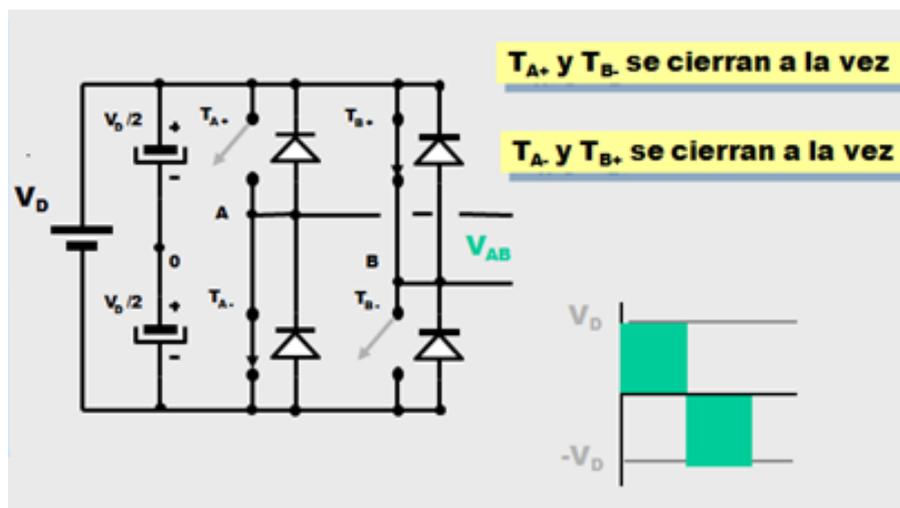


Figura 16. Conmutación bipolar.

Esto lo conseguimos con la técnica de la variación de anchura de pulsos (PWM). Donde su ciclo de trabajo va del 0% al 100% para cualquier polaridad, de manera que un ciclo de trabajo del 50% nos generará una tensión de 0V en el motor, quedando este parado.

Si tenemos una entrada positiva, el comparador hará que el ciclo de trabajo aumente de manera que se obtenga una señal con valores positivos más duraderos en el tiempo que valores nulos. Será la señal correspondiente al polo A, que mandará una señal a  $T_{A+}$  y a  $T_{A-}$  quedando  $T_{A+}$  cerrado más tiempo que  $T_{A-}$ . De igual forma el complementario de la señal del comparador se corresponderá con el polo B, el cual mandará una señal a  $T_{B-}$  para que este se cierre durante más tiempo que  $T_{B+}$ . Como resultan ser la misma señal pero invertida, lo que ocurre es que  $T_{A+}$  y  $T_{B-}$  se cerrarán y se abrirán a la vez, y de igual forma pasará con  $T_{A-}$  y  $T_{B+}$ . Al estar  $T_{A+}$  y  $T_{B-}$  durante más semiperiodos abiertos y cerrados, la suma de los voltajes total hará que el motor gire en una dirección.



Si la señal de entrada al circuito vale 0V, tendremos a la salida del comparador un ciclo de trabajo del 50% que hará que los semiperíodos en los que  $T_{a+}$ ,  $T_{b-}$  y  $T_{a-}$ ,  $T_{b+}$  se abran y cierren el mismo tiempo y al sumar los valores del voltaje en los dos sentidos de circulación dará un resultado de 0, así el motor permanecerá quieto.

Para la señal de entrada al circuito negativa, los períodos en los que  $T_{a-}$  y  $T_{b+}$  permanecen cerrados superarán los tiempos en los que están abiertos, y para  $T_{a+}$  y  $T_{b-}$  como son complementarios ocurre de forma inversa, haciendo que el motor gire en sentido contrario.

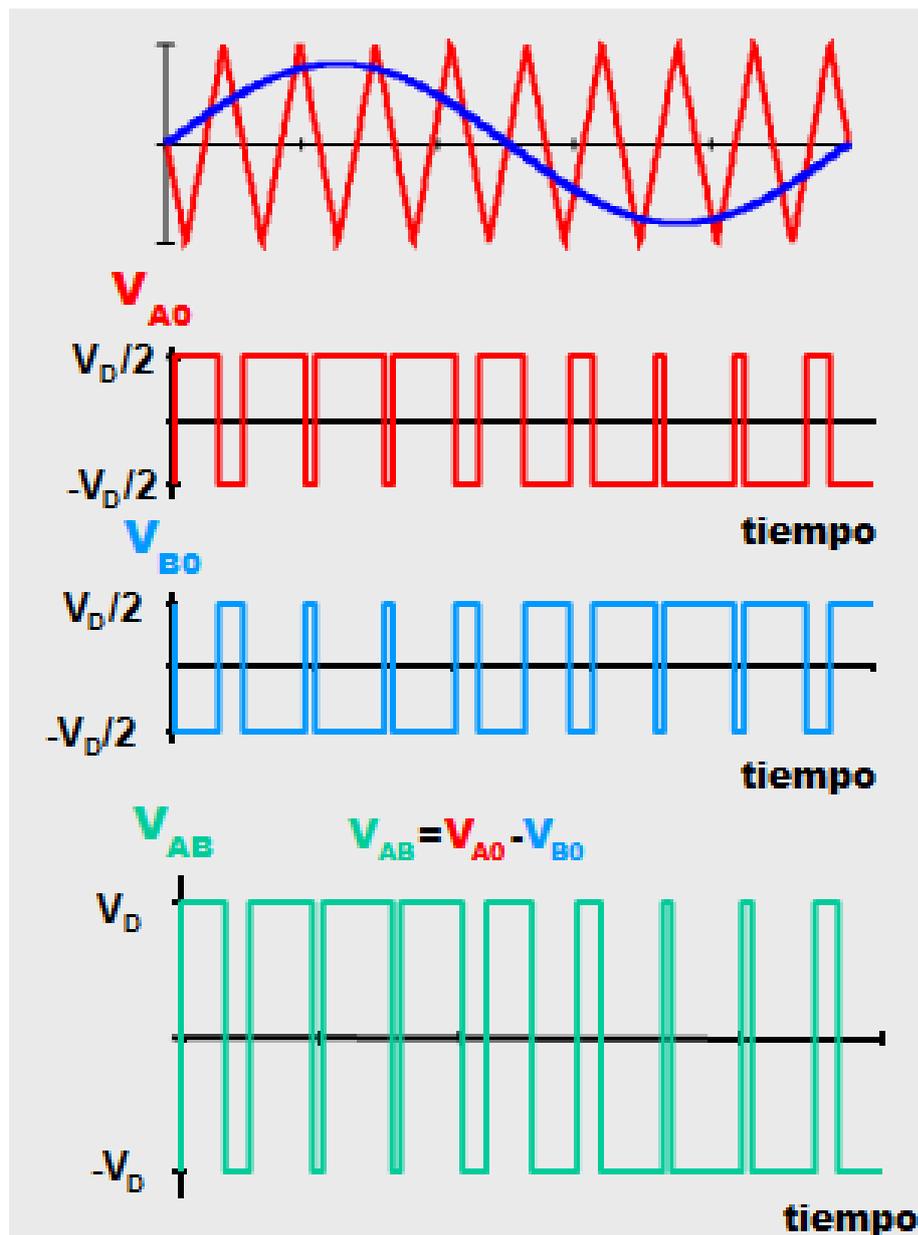


Figura 17. Señales conmutación bipolar.



De la comparación de la señal de control y la onda triangular obtenemos  $q$  y su complementario.

Donde:

$$d = \frac{t_{on}}{T}$$

Las tensiones medias para los polos A y B se calculan:

$$V_{AO} = d_A(V_{dc})$$

$$V_{BO} = d_B(V_{dc}) = (1 - d_A)(V_{dc})$$

Igualmente la relación entre  $V_c$  con  $d_A$  y  $d_B$  queda:

$$d_A = 0,5 + \frac{V_c}{2V_{tri,p}}$$

$$d_B = 0,5 - \frac{V_c}{2V_{tri,p}}$$

Y el voltaje en el motor:

$$V_{AB} = 0,5 - \frac{V_{dc}}{V_{tri,p}} \times V_c$$



### 1.5.1.6. Protección sobretensiones

Debido a posibles picos de tensión que puedan dañar al circuito y al motor, se utilizará un circuito de protección conocido como crowbar.

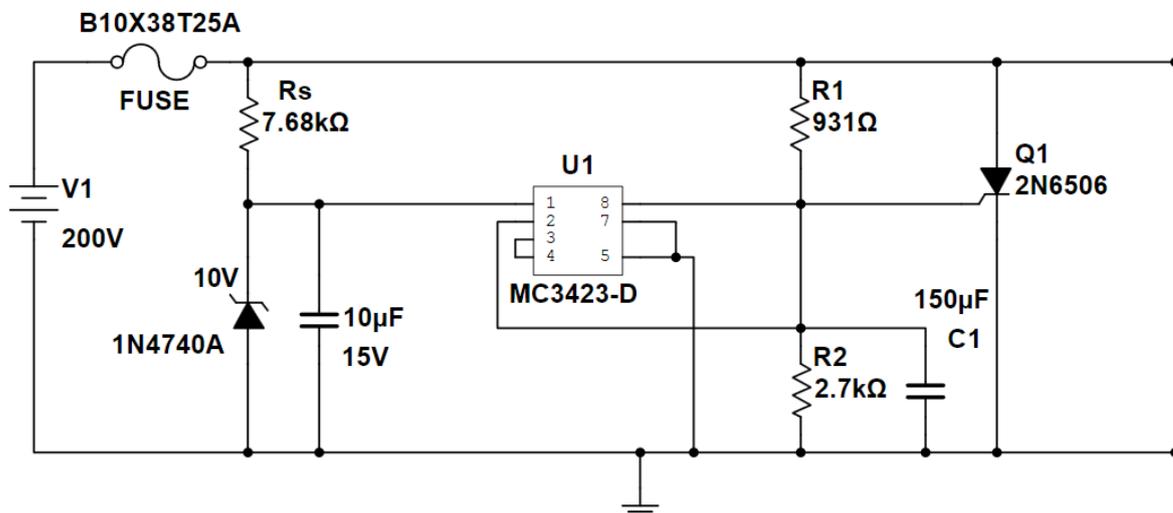


Figura 18. Crowbar.

Este circuito de protección está compuesto por el integrado “MC3423D” ya que se trabaja con una alta tensión de alimentación y no podemos utilizar un circuito de protección simple. Funciona detectando una sobretensión y adecuando una señal de disparo en el SCR.

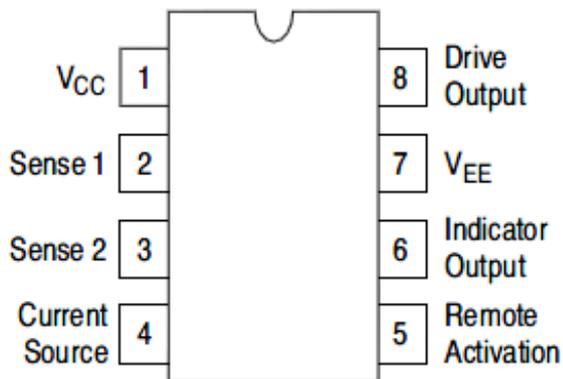


Figura 18. MC3423D.

Como podemos observar, en la patilla 2 se detecta la posible sobretensión, la patilla 8 mandará la señal de disparo al tiristor y en las patillas 7 y 1 se encuentran GND y la alimentación del integrado, respectivamente. El resto de patillas no son utilizadas en este diseño.

A la entrada del circuito se ha dispuesto un fusible, en concreto el modelo “B10X38T-25A” capaz de soportar una tensión superior a 220V y una corriente cercana a los 25 amperios ya que el motor podrá alcanzar hasta 24 amperios de picos durante el funcionamiento.



Calculamos el valor numérico de los componentes del circuito:

$$R_s = \left( \frac{V_s - 10}{25} \right) K\Omega$$

$$R_s = \left( \frac{200 - 10}{25} \right) K\Omega = 7,6 K\Omega \approx 7,68 K\Omega$$

Puesto que obtenemos de los cálculos una

$$R_s = 7,6 K\Omega$$

por su facilidad a la hora de encontrarla en el mercado usamos una

$$R_s = 7,68 K\Omega$$

Para calcular  $R_2$  nos fijamos en las especificaciones del fabricante, que nos dice que:

$$R_2 \leq 10 K\Omega$$

En este caso escogemos

$$R_2 = 2,7 K\Omega$$

La función de crowbar en este circuito la desempeña el tiristor

$$Q_1 = 2N6506$$

Escogido por su capacidad para soportar una alimentación superior a los 200V.

Siguiendo las indicaciones del fabricante tenemos que

$$V_{trip} = 3,5 V$$

$$V_{trip} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \approx 2,6(v) \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$3,5 = 2,6 \left( 1 + \frac{R_1}{2700} \right)$$



$$R_1 = 934,6 \approx 931\Omega$$

Al igual que anteriormente aunque hemos calculado una

$$R_1 = 934,6\Omega$$

Al final escogemos

$$R_1 = 931\Omega$$

Y por último calculamos el valor de  $C_1$ :

Donde

$$C_1 > \frac{R_s}{R_1 R_2} (R_1 + R_2) 10 \mu F$$

Entonces

$$C_1 = 110,93 \mu F$$

El valor que escogemos al final es

$$C_1 = 150 \mu F$$



### 1.5.1.7. Interruptor de potencia

Como interruptor de potencia para este diseño se pueden elegir entre dos opciones: el transistor de efecto campo o Mosfet (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) o el transistor bipolar de puerta aislada o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

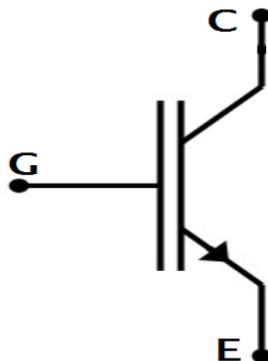


Figura 19. IGBT.

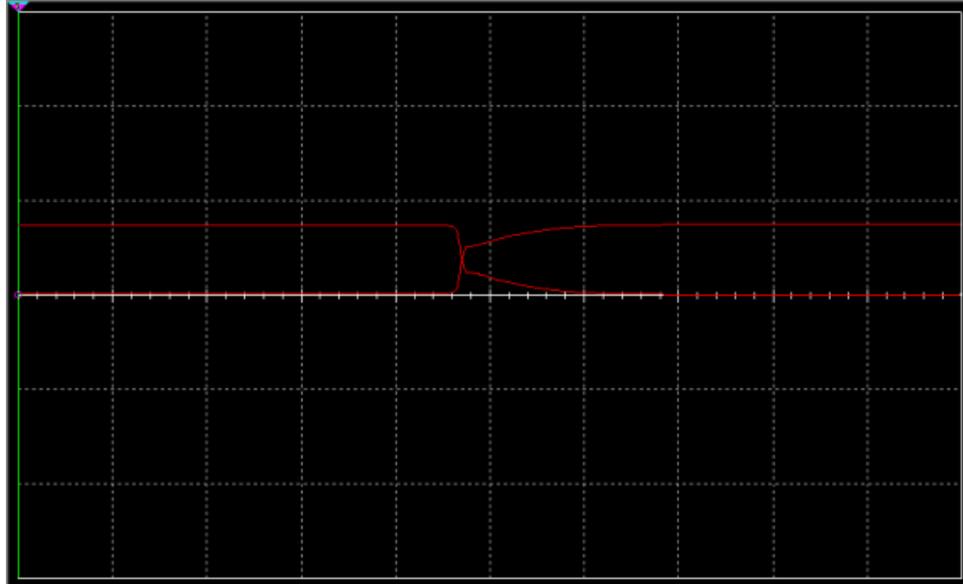
En este caso se ha escogido el IGBT, que ofrece mucha resistencia al trabajo con potencias elevadas. En concreto el modelo “IRG4BC40W”, capaz de funcionar con frecuencias de hasta 150kHz lo que supera sobradamente los 33kHz de frecuencia a la que trabajará en este proyecto.

De los datos del fabricante, para el modelo de transistor IGBT “IRG4BC40W” que vamos a usar, obtenemos las características que más nos interesan y que necesitamos para calcular si será necesaria o no la colocación de disipadores de calor.

#### *Datos del fabricante*

$V_{CE(ON)}$ -----	2,05 V	$\theta_{ja}$ -----	80 °C/W
$V_{GE}$ -----	15 V	$\theta_{jc}$ -----	0,77 °C/W
$V_{ces}$ -----	600 V	$\theta_{cs}$ -----	0,5 °C/W
$I_c$ -----	20 A	$T_{j(max)}$ -----	150 °C

Haremos uso de un equivalente térmico para calcular la temperatura en la unión del transistor. Lo primero que se ha de comprobar son las pérdidas de energía producidas durante las conmutaciones del interruptor:

Figura 20. 1 $\mu$ s/Div

En el momento de la conmutación nos encontramos con unas pérdidas de energía de:

$$E_{ON-OFF} = \frac{I_c \times V_d \times t_f}{6}$$

$$E_{ON-OFF} = \frac{3,06 \times 75 \times 1 \cdot 10^{-6}}{6} = 38,25 \mu J$$

La energía total disipada durante periodo completo de conmutación será

$$E_{dis} = 76,50 \mu J$$

Con este dato conseguiremos calcular la potencia media disipada:

$$P_{ON-OFF} = \frac{E_{dis}}{T} = \frac{76,5 \cdot 10^{-6}}{30,3 \cdot 10^{-6}} = 2,52 W$$

$$P_{ON-OFF} = 2,52 W$$

Para un ciclo de trabajo del 80%, las pérdidas por fugas ocasionan una potencia disipada:

$$P_{ON} = I_c \times V_{CE(ON)} \times 80\%$$

$$P_{ON} = 6,16 \times 2,05 \times 0,8 = 10,1 W$$



$$P_{ON} = 10,1 W$$

La potencia total será:

$$P_T = P_{ON} + P_{ON-OFF} + P_{OFF}$$

$$P_T = 10,1 + 2,52 + 0 = 12,62 W$$

$$P_T = 12,62 W$$

Al calcular la temperatura en la junta:

$$T_j = P_{perdidas} \times \theta_{ja} + T_{amb}$$

$$T_j = 12,62 \times 80 + 25 = 1034,6^\circ C$$

$$T_j = 1034,6^\circ C$$

El resultado obtenido es una temperatura  $T_j = 1034,6^\circ C$  superior a la temperatura máxima  $T_{j(max)} = 150^\circ C$  que soportan los transistores que vamos a utilizar, por lo que es necesario colocarles disipadores de calor.

Para saber que disipador hace falta, necesitamos calcular la resistencia térmica.

Para ello despreciamos la resistencia ambiente-unión, de manera que solamente tenemos en cuenta el disipador.

Calculamos para el peor de los casos posibles, es decir, cuando la temperatura en la unión es máxima.

$$T_{jMAX} = P_{perdidas}(\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}) + T_{amb}$$

$$\theta_{sa} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{perdidas}} - (\theta_{jc} + \theta_{cs})$$

$$\theta_{sa} = \frac{150 - 45}{12,62} - (0,77 + 0,5) = 7,05^\circ C/W$$

$$\theta_{sa} = 7,05^\circ C/W$$



Necesitamos un disipador que tenga una resistencia de más de  $7,05\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  y que sea válido para este tipo de transistor. El modelo elegido por cumplir con esas dos características ha sido el “FK 244 13 D2 PAK” un disipador prensado, de cobre y con una resistencia de  $22,8^{\circ}\text{C/W}$ .

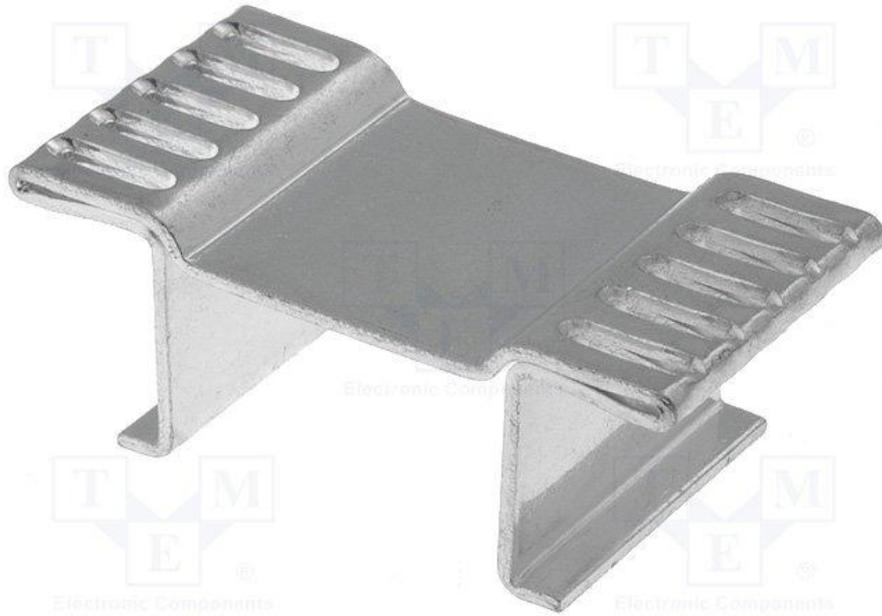


Figura 21. Disipador.



## 1.5.2. Etapa de regulación

### 1.5.2.1. Introducción

Con el fin de obtener una mayor precisión en el control de velocidad del servomotor, se utilizará el sistema de control realimentado, compuesto por la unidad de procesamiento de potencia (UPP), el servomotor a controlar y la carga mecánica que se le aplicará.

El funcionamiento se llevará a cabo de tal manera que las variables del par y velocidad obtenidas a la salida serán comparadas con el valor de señal de la entrada.

Una vez que se obtiene un error entre las medidas leídas y la referencia asignada, se amplifica con la intención de poder controlar la unidad de procesamiento de potencia, y así minimizar o eliminar dicho error.

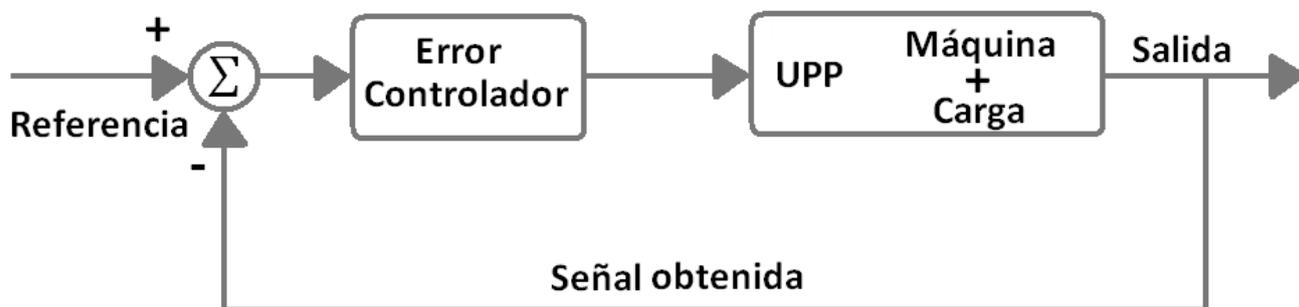


Figura 22. Sistema de control realimentado.

De manera gráfica podemos observar el esquema del funcionamiento anteriormente descrito del sistema de control retroalimentado.

### 1.5.2.2. Modelado del sistema

A partir del estudio del funcionamiento físico del motor sacaremos las ecuaciones diferenciales con las que realizaremos el modelado de su comportamiento y así poder llevar a cabo el control del motor que pretendemos.

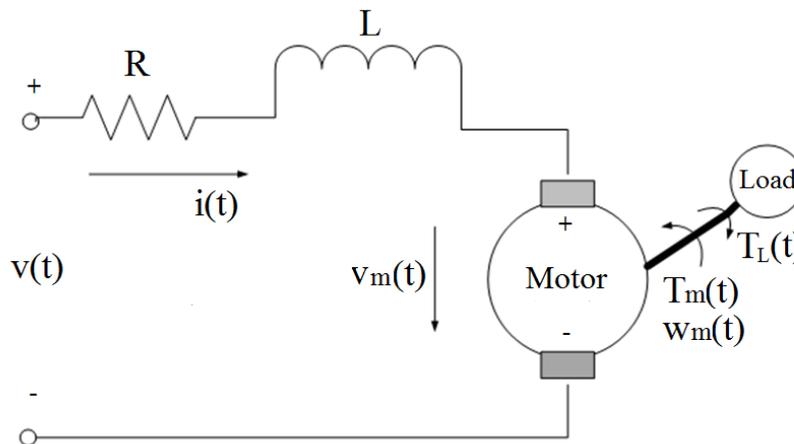


Figura 23. Modelado del sistema.



- El par electromagnético, en un motor de corriente continua, es producido por la interacción del flujo  $\phi$  con la corriente de armadura  $i_a$ .

$$T = K_t \phi i_a$$

Donde  $K_t$  es la constante par del motor.

- Cuando se aplica una tensión  $V_a$  al inducido, por este circulará una corriente  $i$  que inducirá una fuerza contra electromotriz al pasar por el rotor, y su valor se determinará con la siguiente fórmula:

$$V_a = K_e \phi \omega_m$$

Donde  $K_e$  es la constante eléctrica.

- Al aplicar una tensión  $V_a$  en los terminales de la armadura del motor en cuestión, se producirá una corriente  $i_a$ , cuya expresión será:

$$V_a - V_m = R i_a + L \frac{di_a}{dt}$$

- En el movimiento giratorio del motor, éste arrastra una carga, creándose así un par-motor resultante, y a su vez la fricción que se tiene en el sistema y que depende de la velocidad a la que gira dicho rotor provoca un par en sentido opuesto al movimiento. La ecuación se expresa así:

$$T_m - T_L = B \omega_m + J_{eq} \frac{d\omega_m}{dt}$$

Donde  $J_{eq}$  corresponde a la inercia de la carga y B a la constante de fricción.

Para poder llevar a cabo el análisis del sistema, las ecuaciones implicadas han de ser expresadas en el dominio del tiempo.

Posteriormente se expresan en el dominio de la frecuencia haciendo uso de la transformada de Laplace.

En la siguiente tabla podemos observar las expresiones y sus respectivos cambios:



	Dominio del tiempo	Dominio de la frecuencia
<b>Parte mecánica</b>	$V(t) = V_m(t) + Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt}$	$\frac{i(s)}{V(s) - V_m(s)} = \frac{1}{Ls + R}$
<b>Parte eléctrica</b>	$T_m(t) - T_L(t) = BV_m(t) + J_{eq} \frac{dW_m(t)}{dt}$ $V_m(t) = K_e W_m(t)$ $T_m(t) = K_t i(t)$	$\frac{W_m(s)}{T_m(s) - T_L(s)} = \frac{1}{J_{eq}s + B}$ $V_m(s) = K_e W_m(s)$ $T_m(s) = K_t i(s)$

Para realizar el diagrama de bloques necesitaremos las características del motor que vamos a utilizar.

El modelo de motor en cuestión es el MT-4525-BTYCN. Según los datos que aporta su fabricante tenemos que:

CARACTERÍSTICA	VALOR
Tensión Entrada ( <i>V</i> )	150 V
Inductancia ( <i>L</i> )	9mH
Inercia ( <i>J</i> )	0,001582 Kg·m2
Coefficiente Rozamiento Viscoso ( <i>B</i> )	0
Constante Eléctrica ( <i>Ke</i> )	0,611 V/Rad/s
Constante Par ( <i>Kt</i> )	0,61 Nm/A
Resistencia ( <i>R</i> )	1,99 Ω

Una vez que tenemos las ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia, procedemos a realizar el diagrama de bloques:

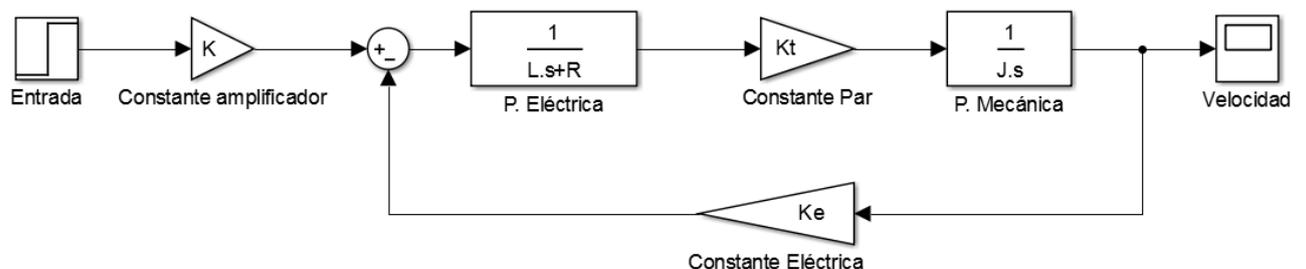


Figura 24. Diagrama de bloques.



Configuramos correctamente el diagrama de bloques con los parámetros del motor y realizamos la simulación con la aplicación SIMULINK de MATLAB aplicándole a la entrada un escalón unitario.

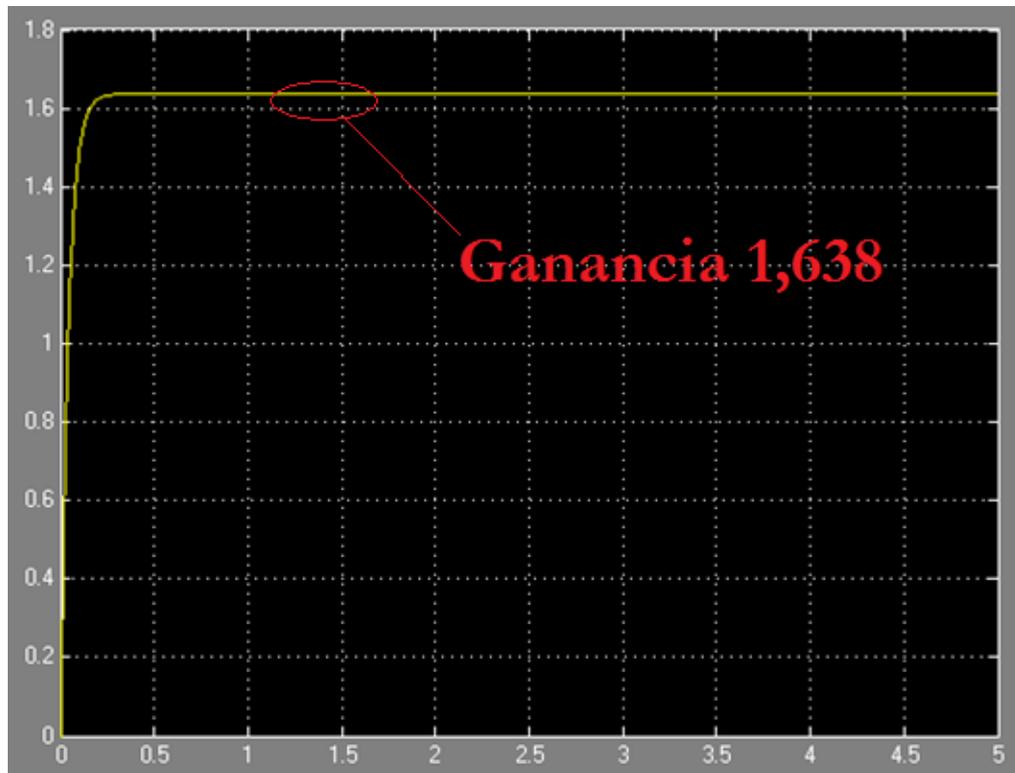


Figura 26. Ganancia.

Al aplicarle la tensión máxima a la que ha de funcionar el motor, 150 V en este caso, observamos a la salida un valor de 245,7 rad/s, que equivaldría a 2346. Teniendo en cuenta las especificaciones de su fabricante, su velocidad máxima son 2200 rpm, una cifra muy próxima a la que nos muestra la simulación.

La vulnerabilidad de este sistema ante perturbaciones provocadas por el funcionamiento, como puede ser el par asociado a la carga, queda visible en el siguiente esquema:

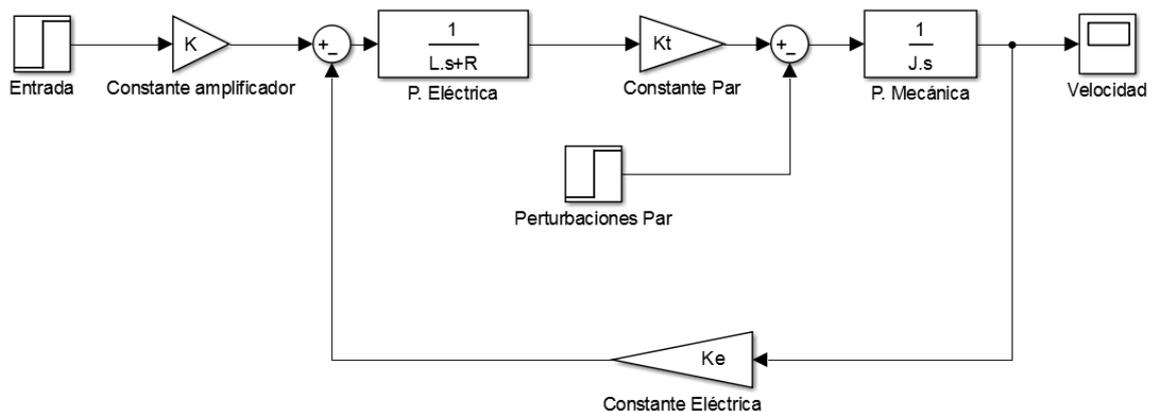


Figura 27. Diagrama con perturbación.



Con el fin de mejorar el sistema recurrimos a un tipo de estructura de control en cascada. Esta estructura comenzaría con un lazo interior, referente al lazo de control par que es el más rápido y encima de éste se encontraría el lazo velocidad, con una respuesta más lenta.

### 1.5.2.3. Lazo par

Recurriremos al uso de un controlador PI con la intención de conseguir flexibilidad en el ajuste del controlador con un error nulo para régimen permanente.

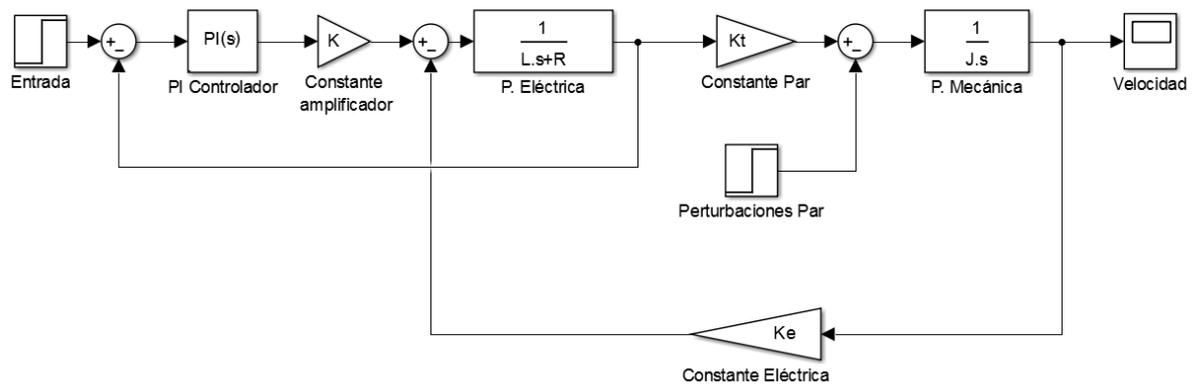


Figura 28. Lazo par.

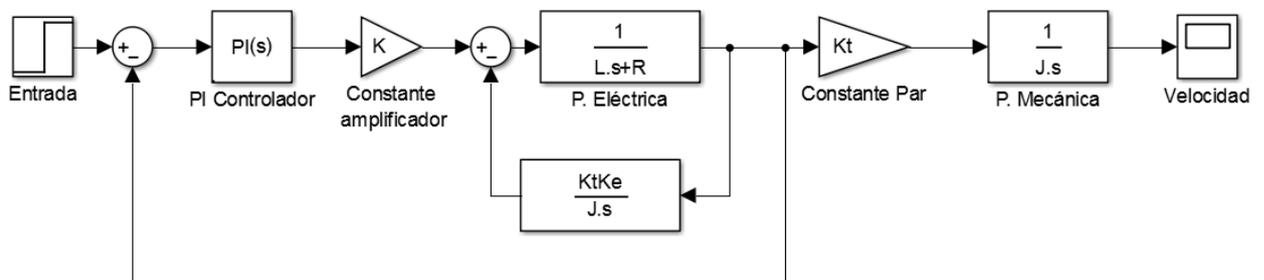


Figura 29. Lazo par.

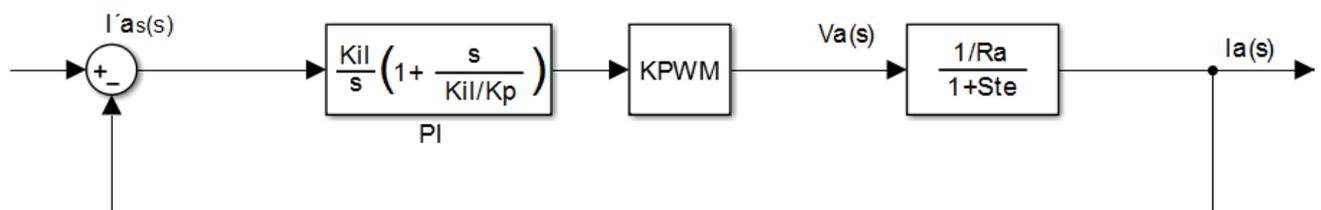


Figura 30. Lazo par.



Para los valores  $K_i = 0$   $K_p = 1$  obtenemos como resultado una respuesta demasiado lenta, el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 1,5 segundos, muy alejado de uno de los objetivos a cumplir en este proyecto, que marca como tiempo máximo de establecimiento en 0,01 segundos.



Figura 31. Error.

Colocamos el cero del control del PI de forma que se simplifique el polo del modelo del funcionamiento del motor:

$$\frac{K_{pl}}{K_{il}} = \tau_e = 0,0045226$$

Elegimos una frecuencia de corte arbitrariamente, por ejemplo: 1kHz.

Mediante la selección del valor de  $K_{il}$  se obtendrá la frecuencia de paso por 0dB deseada:  $W_{ol}$

$$W_{ol} = \frac{K_{il}K_{PWM}}{R_a}$$

$$W_{ol} = 2\pi 10^3$$

$$K_{il} = \frac{W_{ol}K_{PWM}}{R_a}$$



$$K_{il} = \frac{2\pi 10^3 \times 1,99}{30} = 416,7846$$

$$K_{il} = 416,7846$$

$$K_{pI} = K_{il}\tau_e = 1,885$$

Para los valores de  $K_{il} = 416,7846$  y  $K_{pI} = 1,885$  obtenemos la gráfica siguiente:

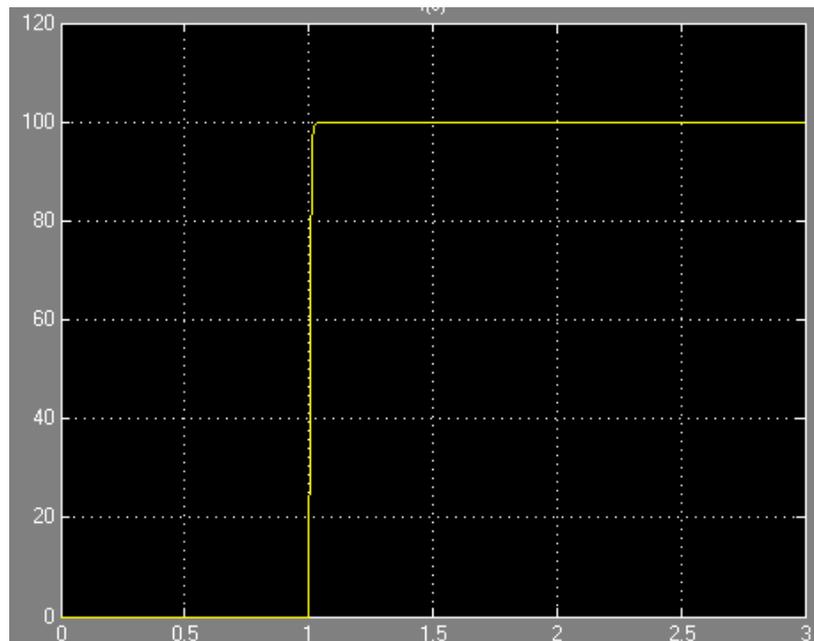


Figura 32. Escalón unitario.

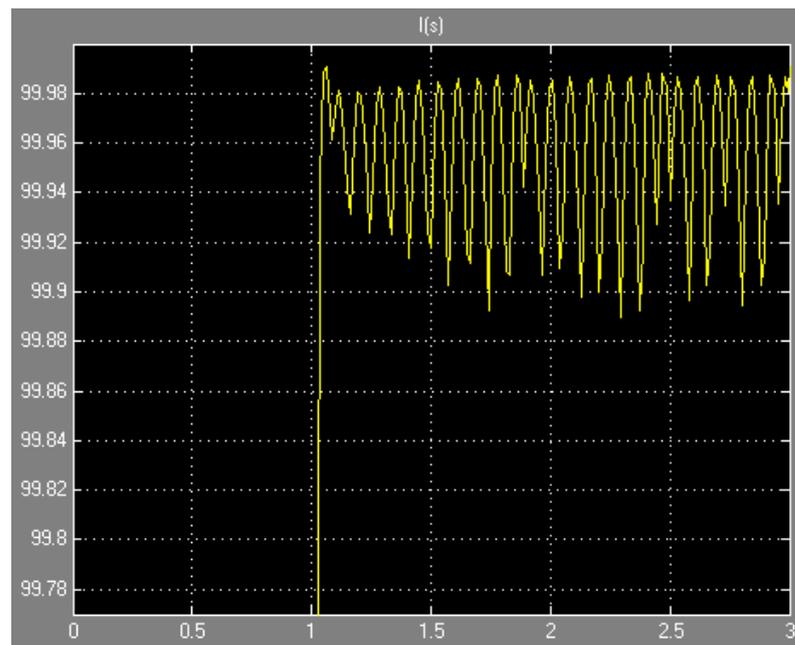


Figura 33. Gráfica establecimiento.



En este caso la entrada es un escalón unitario. Para poder verla más nítidamente se activa un segundo después de la simulación.

Se observa como el tiempo de establecimiento se ha reducido hasta quedar en los 0,001 segundos y además el error en régimen permanente se ha visto disminuido hasta un quedar por debajo del 0,01%.

Para poder ver con mayor precisión el error producido, se aplicará una entrada con un valor más elevado, concretamente 100.

Podemos observar en la segunda gráfica claramente que el error no es cero.

Las funciones de controlador PI, con los valores  $K_{il} = 416,7846$  y  $K_{pl} = 1,885$  las lleva a cabo el siguiente circuito:

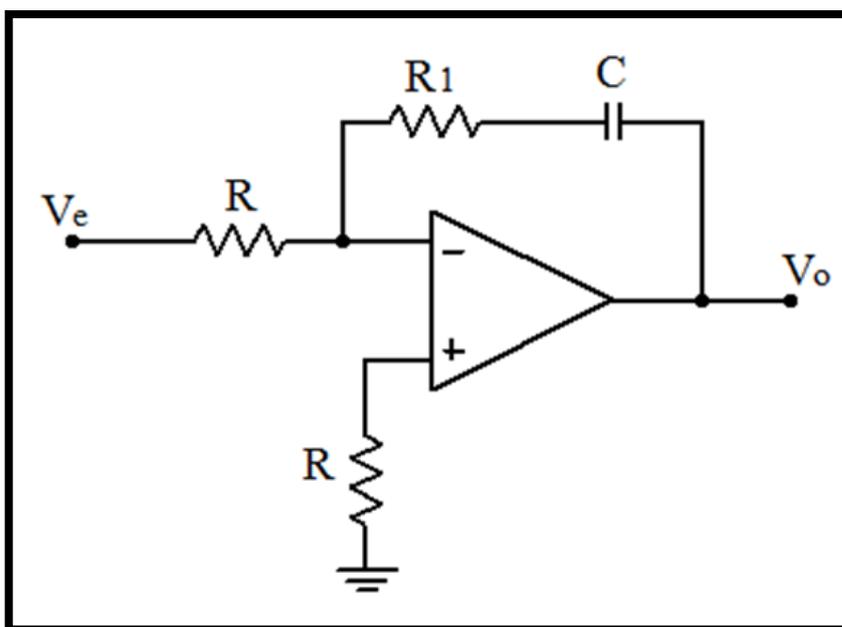


Figura 34. Controlador PI.

$$V_o(s) = - \left[ \frac{1}{RC} \frac{1}{s} + \frac{R_1}{R} \right] V_e(s)$$

$$K_{il} = - \frac{1}{RC}$$

$$K_{pl} = - \frac{R_1}{R}$$

De forma totalmente arbitraria tomamos un valor para el condensador, por ejemplo  $C=560\text{nF}$ , por su facilidad a la hora de encontrarlo.

$$K_{il} = - \frac{1}{RC}$$



$$416,7846 = -\frac{1}{R \times 560 \cdot 10^{-9}}$$

$$R = -\frac{1}{560 \cdot 10^{-9} \times 416,7846}$$

$$R = 4284,5 \Omega$$

Por otro lado:

$$K_{pI} = -\frac{R_1}{R}$$

$$1,885 = -\frac{R_1}{4284,5}$$

$$R_1 = 1,885 \times 4284,5$$

$$R_1 = 8076 \Omega$$

Los componentes elegidos finalmente serán los más parecidos según su disponibilidad en el mercado, en este caso hemos escogido los siguientes:

$$C = 460 \text{ nF}$$

$$R = 4300 \Omega$$

$$R_1 = 8000 \Omega$$

#### 1.5.2.4. Lazo velocidad

En este apartado discutiremos el análisis del lazo de velocidad que se expresa según el siguiente diagrama de bloques:

Al considerado el lazo de control de corriente como “ideal”, se representa con “1”.

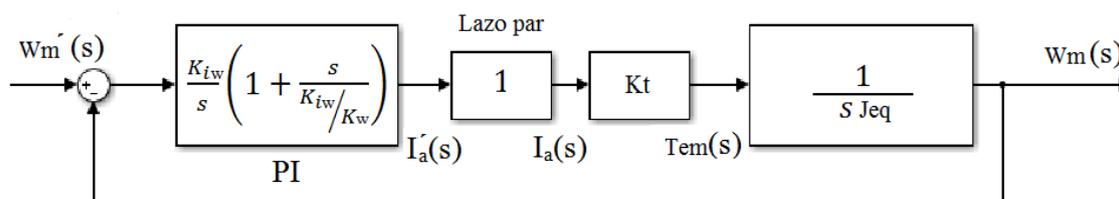


Figura 35. Lazo velocidad.



Si lo configuramos con los valores de  $K_{iw} = 0$  y  $K_{pw}=1$ , ante un escalón unitario tendremos la siguiente respuesta:

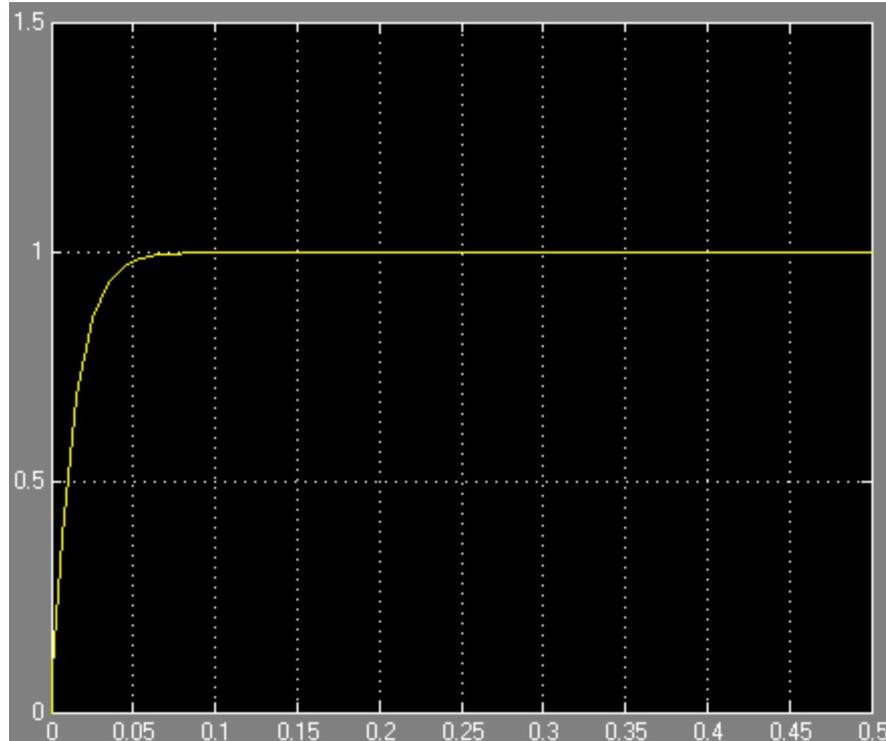


Figura 36. Entrada escalón unitario.

El controlador PI se calcula usando una frecuencia de corte una orden inferior a la usada en el lazo par. Como anteriormente hemos usado 1000hz, en este caso utilizaremos 100hz.

Con la intención de que la sobre oscilación no sea muy grande, se diseñará de forma que el margen de fase sea de  $60^{\circ}$ .

Como se ha de cumplir que la inercia ha de ser superior a 5 veces la de la propia máquina, entonces  $J_{eq} = 7,91 \cdot 10^{-3} Kg \cdot m^2$  y el valor de la constante par  $K_t = 0,61 Nm/A$ .

$$G_{w,ol}(s) = \frac{K_{iw}K_T}{J_{eq}} \times \frac{1 + \frac{s}{K_{pw}}}{s^2}$$

$$\left| \frac{K_{iw}K_T}{J_{eq}} \times \frac{1 + \frac{2\pi 100j}{K_{pw}}}{2\pi 100j^2} \right| = 1$$

$$\arg \left( \frac{K_{iw}K_T}{J_{eq}} \times \frac{1 + \frac{2\pi 100j}{K_{pw}}}{2\pi 100j^2} \right) = -180^{\circ} + 60^{\circ}$$

De aquí deducimos que:

$$\frac{K_{iw}}{K_{pw}} = \frac{2\pi 100}{\tan(-120)}$$



$$\frac{K_{iw}}{K_{pw}} = 362,58$$

$$K_{iw} = 2557,35$$

$$K_{pw} = 7,05227$$

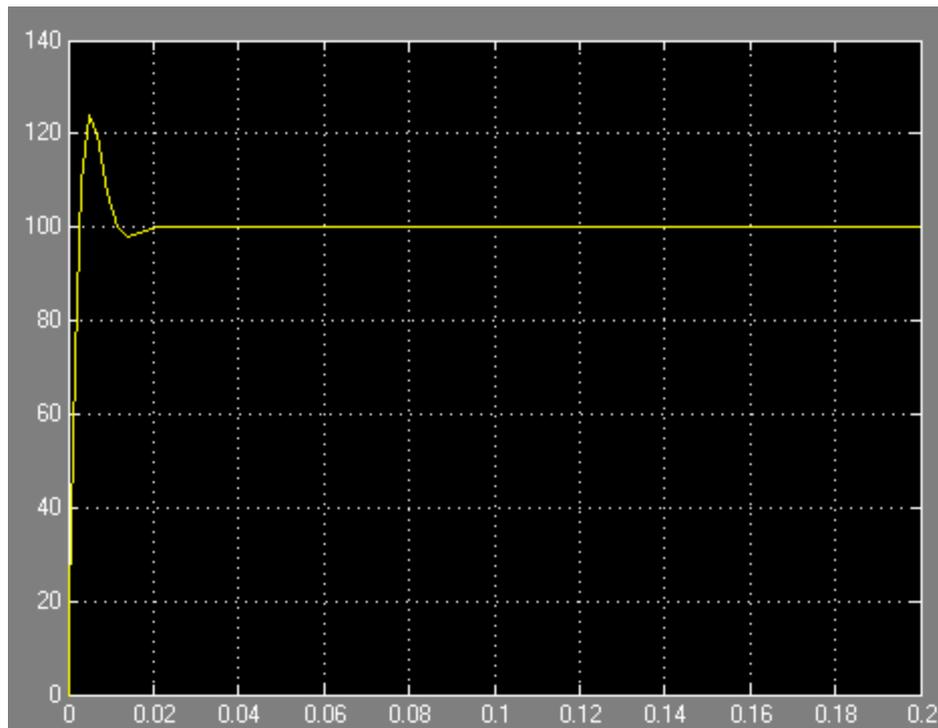


Figura 37. Entrada escalón=100.

Si observamos la gráfica, podemos comprobar el comportamiento del lazo velocidad con el controlador PI incluido en el sistema. Se aprecia que el tiempo de establecimiento es de 0,02 segundos y la sobre oscilación no es nada excesiva, tenemos un error nulo.

Al igual que anteriormente, el circuito encargado de realizar las labores de controlador PI con  $K_{iw} = 2557,35$  y  $K_{pw} = 7,05227$  es el siguiente:

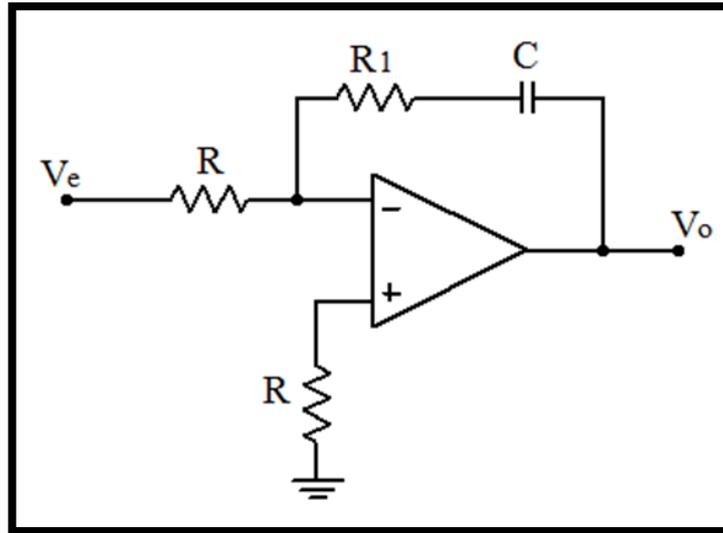


Figura 38. Controlador PI.

$$V_o(s) = - \left[ \frac{1}{RC} \frac{1}{s} + \frac{R_1}{R} \right] V_e(s)$$

$$K_{iw} = - \frac{1}{RC}$$

$$K_{pw} = - \frac{R_1}{R}$$

Escogemos de forma arbitraria un valor para el condensador, como por ejemplo  $C = 560\text{nF}$  ya que es sencillo de encontrar en el mercado.

$$K_{iw} = - \frac{1}{RC}$$

$$2557,35 = - \frac{1}{R \times 560 \cdot 10^{-9}}$$

$$R = \frac{1}{560 \cdot 10^{-9} \times 2557,35}$$

$$R = 698,26\Omega$$



Por otro lado:

$$K_{pw} = -\frac{R_1}{R}$$

$$7,05227 = -\frac{R_1}{700}$$

$$R_1 = 7,05227 \times 700$$

$$R_1 = 4924,37\Omega$$

Los componentes elegidos finalmente serán los más parecidos según su disponibilidad en el mercado, en este caso hemos escogido los siguientes:

$$C = 460 \text{ nF}$$

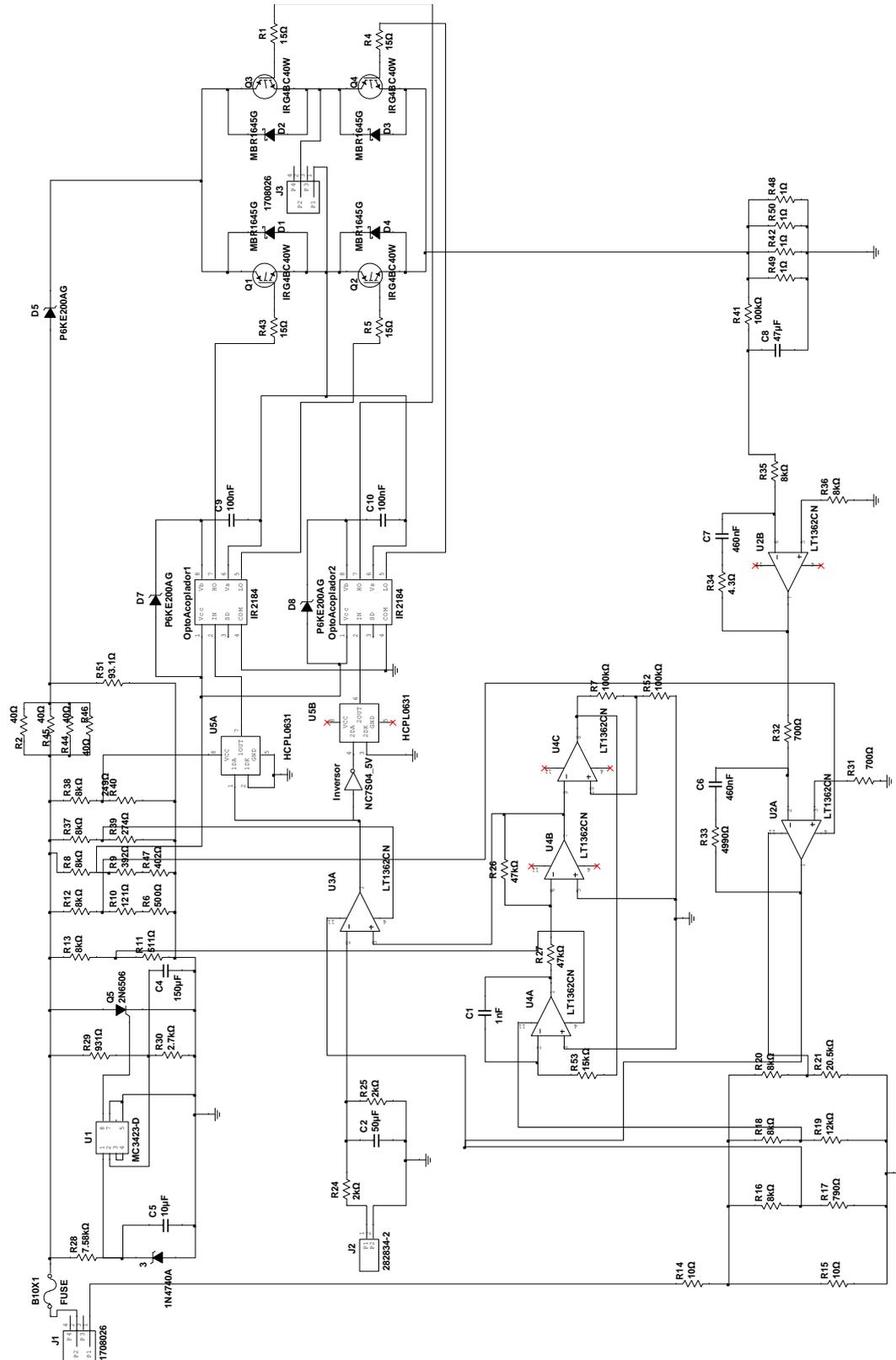
$$R = 700 \Omega$$

$$R_1 = 4990\Omega$$

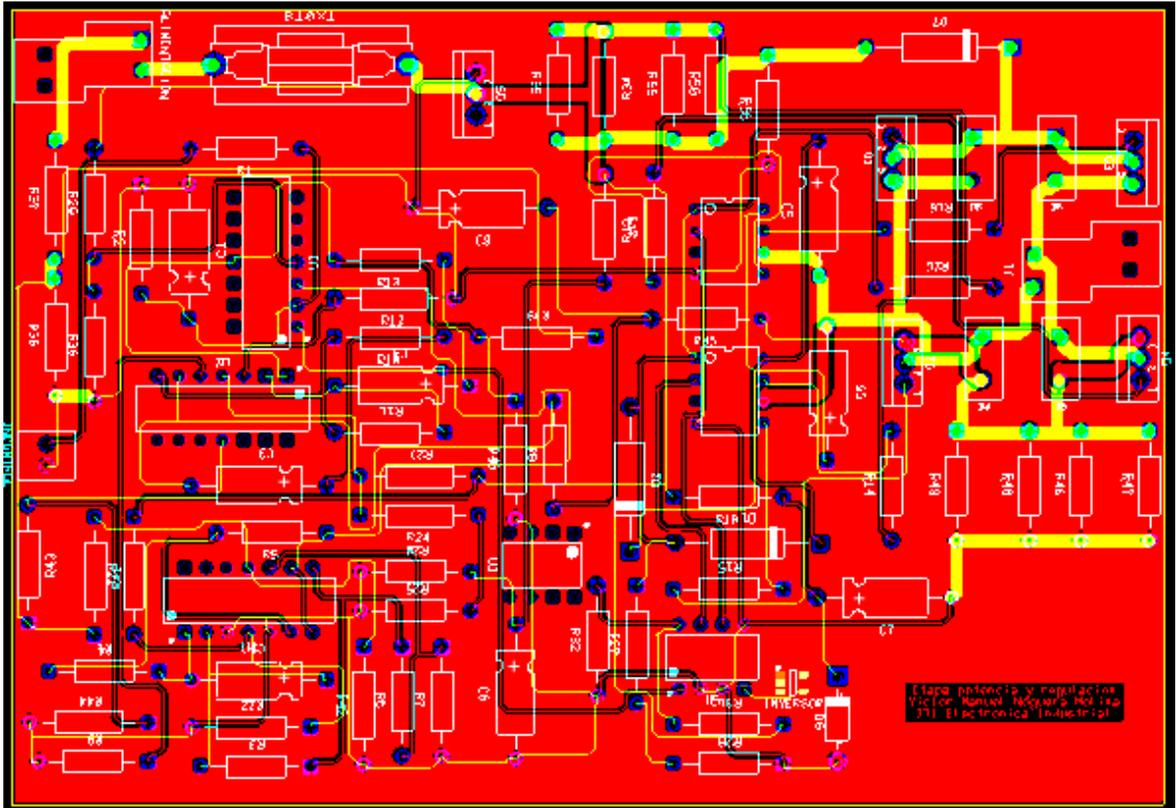
Finalmente el amplificador operacional que se ha elegido para el lazo par y para el lazo velocidad ha sido el modelo "LT1362CN" por su buena respuesta en el entorno de los 33kHz de frecuencia.



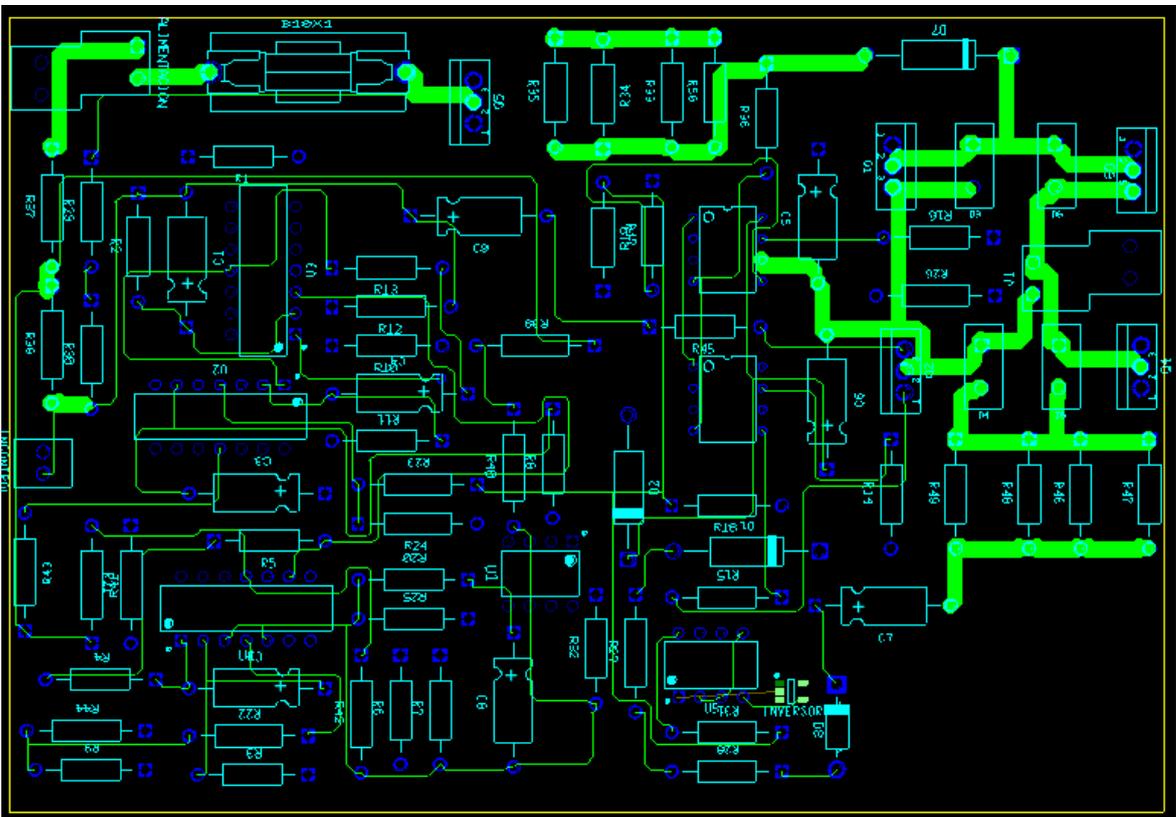
# 2. Planos



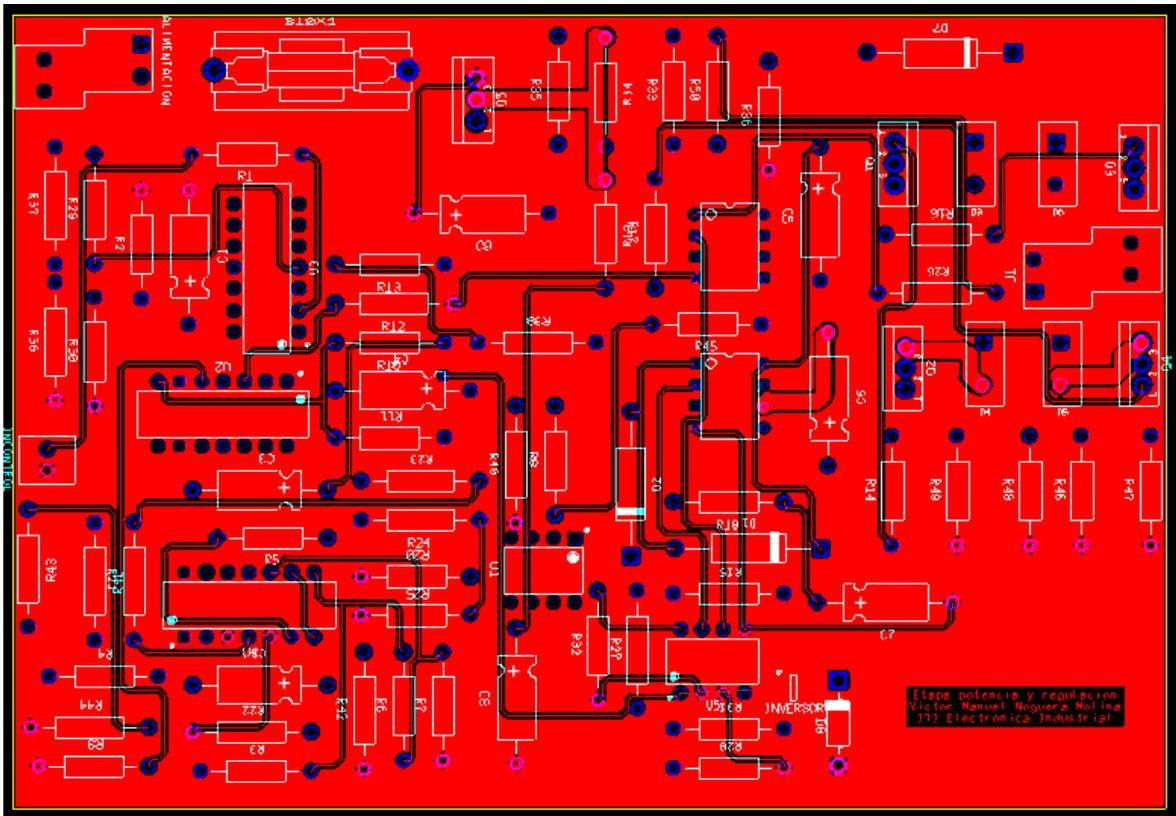
Esquemático de la placa completa.



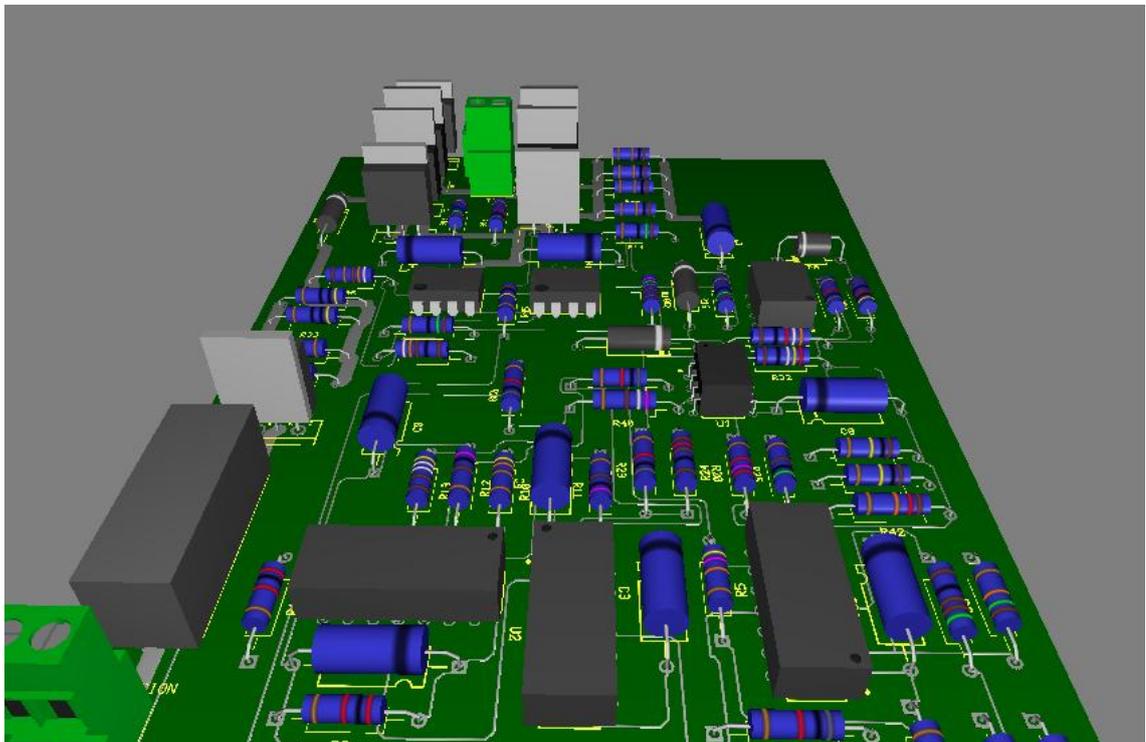
PCB con capas top y bottom.



PCB placa con capa top.



PCB con capa bottom.



PCB de la placa en 3D



# 3. Pliego de condiciones

## El Sistema

Este Proyecto Final de Carrera consiste en un circuito de regulación de velocidad y sentido de giro de una máquina de corriente continua. Su voltaje de entrada es de 200 voltios de corriente continua proporcionada por una batería.

El modelo de servomotor es un MT-4525-BTYCN fabricado por Baldor, su tensión de trabajo es de 150 voltios, y posee una corriente nominal de 6.16 amperios y una corriente de pico de hasta 20 amperios.

## Protección al usuario.

El circuito cumple con la normativa de protección contra el contacto directo del usuario en aquellas partes de tensión peligrosa. Para ello se utiliza baja tensión en las placas de control de la electrónica de potencia, las cuales quedarán siempre separadas del usuario por barreras y obstáculos aislantes. Así mismo, estará aislada completamente del usuario la electrónica de potencia, por ser la más peligrosa.

## Mantenimiento

Aunque el sistema no necesita de ningún tipo de mantenimiento especial si es recomendable realizar un chequeo a los conectores de la batería y a los conectores entre placas, asegurándose de que permanecen limpios. De esa manera se evitarán posibles chispas y se asegurará un rendimiento óptimo.

## Precauciones de manipulación

Nunca manipular ningún elemento del circuito hasta que no quede totalmente desconectado de la alimentación o de la batería. Siempre que se manipule se deben tener las manos despejadas de objetos personales metálicos.

Normativa aplicada:

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

**UNE-EN 60204: Seguridad de maquinas.**

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



# 4. Presupuesto

<i>Componente</i>	<i>Tipo</i>	<i>Nº Componentes</i>	<i>Precio Unidad</i>	<i>Precio Total</i>
<b>Resistencia</b>	2 k	2	0.02	0.04
	15 k	1	0.02	0.02
	47 k	2	0.02	0.04
	100 k	2	0.02	0.04
	8 k	10	0.02	0.20
	4.3 k	1	0.02	0.02
	700	2	0.02	0.04
	4990	1	0.02	0.02
	15	4	0.02	0.08
	7.68 k	1	0.02	0.02
	931	1	0.02	0.02
	2.7 k	1	0.02	0.02
	40	4	0.02	0.80
	511	1	0.016	0.016
	121	1	0.02	0.02
	500	1	0.02	0.02
	392	1	0.02	0.02
	402	1	0.02	0.02
	274	1	0.02	0.02
	249	1	0.02	0.02
	10	2	0.02	0.04
	790	1	0.02	0.02
	12k	1	0.02	0.02
	20.5k	1	0.02	0.02
	100k	1	0.02	0.02
	1	4	0.02	0.08
<b>Condensadores</b>	50 uF	1	0.32	0.32
	90 nF	1	0.26	0.26
	460 nF	2	0.32	0.64
	100 nF	2	0.31	0.62
	10 uF	1	0.27	0.27
	150 uF	1	0.62	0.62
	47 uF	1	0.30	0.30
<b>A.O.</b>	LT1362CN	3	4.53	13.59
<b>Fusil</b>	B10X38T-25	1	0.93	0.93
<b>Tiristor</b>	2N6506	1	0.89	0.89
<b>Crowbar</b>	MC3423-D	1	1.18	1.18
<b>IGBT</b>	IR64BC40W	4	1.50	6
<b>Chip</b>	IR2184	1	2.14	2.14
<b>Inversor</b>	NC7S04	1	0.33	0.33
<b>Dzener</b>	1N4740	1	0.16	0.16
<b>Diodo</b>	P6KE200	3	0.19	0.57
<b>Dschottky</b>	MBR1645G	4	0.60	2.40



# 5. Bibliografía

## 1. Libros

- Archivos PowerPoint Temas 1,2,4,8. Autor: José Antonio Villarejo Mañas.
- Amplificadores operacionales no lineales. Autor: Pedro Díaz Hernández.
- Ingeniería de control moderna. Katsuhiko Ogata. Prentice Hall, 2005.
- Sistemas de control automático. Benjamin C.Kuo. Prentice Hall, 1996.
- “Electrónica de Potencia”. Daniel W.Hart. Prentice Hall. 2001.

## 2. Paginas webs

- [www.microchip.com](http://www.microchip.com)
- [www.ni.com](http://www.ni.com)
- [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)
- [www.forosdeelectronica.com](http://www.forosdeelectronica.com)
- [www.tecnicosaurios.com](http://www.tecnicosaurios.com)
- [www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org)