

TRABAJO FIN DE GRADO  
**Ingeniería Electrónica Industrial  
y Automática**

**CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO  
CUADRANTES PARA MOTOR DC MEDIANTE  
CHOPPER EN PUENTE COMPLETO**

Autor: Dídac Dufau Ortuño

Tutor: Salvador Orts Grau

CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO CUADRANTES  
PARA MOTOR DC MEDIANTE CHOPPER EN PUENTE  
COMPLETO

MEMORIA

**Julio de 2017**

- Dufau Ortuño, Dídac
- Orts Grau, Salvador

## ÍNDICE

<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
<b>1.1. Objeto del proyecto</b>	<b>5</b>
<b>1.2. Objetivos</b>	<b>6</b>
<b>1.3. Motivación</b>	<b>6</b>
<b>2. Justificación del proyecto / Antecedentes</b>	<b>6</b>
<b>3. Factores a considerar</b>	<b>7</b>
<b>3.1. Normativa</b>	<b>7</b>
<b>3.2. Condiciones del encargo</b>	<b>7</b>
<b>4. Soluciones alternativas</b>	<b>8</b>
<b>5. Descripción detallada</b>	<b>14</b>
<b>5.1. Subsistemas</b>	<b>14</b>
<b>5.2. Descripción</b>	<b>14</b>
<b>5.2.1. Etapa de potencia</b>	<b>14</b>
<b>5.2.1.1. Red eléctrica</b>	<b>14</b>
<b>5.2.1.2. Transformador</b>	<b>15</b>
<b>5.2.1.3. Rectificador monofásico de doble onda no controlado</b>	<b>17</b>
<b>5.2.1.4. Filtro C</b>	<b>18</b>
<b>5.2.1.5. Puente-H</b>	<b>22</b>
<b>5.2.1.5.1. Configuración cuatro cuadrantes</b>	<b>23</b>
<b>5.2.1.5.2. Modulación Bipolar</b>	<b>25</b>

5.2.1.5.3.	Semiconductores de potencia IGBT's	26
5.2.1.5.4.	Optoacopladores	33
5.2.1.5.5.	Control PWM	34
5.2.2.	Etapa de control	37
5.2.2.1.	Introducción	37
5.2.2.2.	Modelado	37
5.2.2.3.	Diseño PID	44
5.2.2.4.	Implementación digital	47
5.2.2.5.	Lazo de velocidad	55
6.	Bibliografía	64
<b>ANEXOS</b>		
- <b>Scripts</b>		

## 1. Introducción

Los troceadores de continua DC/DC para el control de motores de DC o choppers se encargan de trocear una tensión continua de entrada para obtener una tensión de salida de valor medio controlable, es decir, obtener DC variable a partir de una Fuente de DC fija.

Además son capaces de proporcionar reversibilidad o regeneración, es decir, al realizar los frenados tanto cuando se está en motor normal como en motor inverso este frenado se puede aprovechar para que el motor pase a ser generador y en vez de perder esa energía al frenar en forma de calor, mandarla a la fuente de tensión para no perderla o a baterías de condensadores para tener tensión almacenada. Esto es posible gracias a la configuración de cuatro cuadrantes que posteriormente se explicará.

Tradicionalmente se han utilizado los motores de continua para aplicaciones de velocidad variable. Con ellos se consigue un alto par motor en el arranque y se permite un control de velocidad en un amplio rango. Pero, debido a los conmutadores, los motores de DC no son aptos para aplicaciones de muy alta velocidad, y requieren más mantenimiento que los motores AC. La tendencia actual, gracias a las nuevas técnicas de control, es ir hacia los motores AC, aunque los primeros siguen siendo ampliamente utilizados en muchas industrias.

Los servomotores son un tipo especial de motores eléctricos que permiten mejorar el rendimiento de los mismos haciendo un uso más eficaz de la energía, al poder regular la potencia de los motores según las necesidades que se precisen.

Los servomotores han sido utilizados desde hace alguno años en equipos que precisan bajos consumos de energía, pares de fuerza pequeños, en los últimos años, se ha desarrollado servomotores capaces de general grandes pares de fuerza y por lo tanto ser utilizados en grandes aplicaciones industriales con el consiguiente abaratamiento de costes al disminuir el consumo energético. Algunos de los campos de esta aplicación pueden ser en la tracción como locomotoras de la red Ferroviaria, trenes laminadoras o elevadoras. En máquinas herramienta como tornos o fresadoras, en el campo de la robótica o en el del automóvil como elevadoras o ventiladores.

En este proyecto se presenta el diseño de un prototipo de circuito que permitirá el control total de la transmisión de potencia en un motor DC (corriente directa o continua) de imanes permanentes, de tal manera, que pueda ajustarse su velocidad angular en ambos sentidos, adaptándose a las necesidades del usuario.

Para el control de un servomotor de pequeña potencia se puede usar un sistema lineal, pero cuando se trata de controlar un motor de un cierto tamaño se presenta dificultades a pequeñas revoluciones debido a que si alimentas el motor con una tensión demasiado baja puede que no sea suficiente para que el eje del motor se mueva.

Por este motivo la transmisión de potencia al motor, se realizará mediante modulación por ancho de pulsos (PWM, siglas en inglés Pulse-Width Modulation) que controlará los interruptores de potencia en una configuración “chopper”, de tal manera que el motor siempre reciba la potencia máxima y la velocidad de giro se dará en función del tiempo que se le aplique.

El motor de DC consta de una parte fija llamada estator en la que van arrollados los devanados de excitación llamados polos, formando en conjunto el inductor o campo, y otra parte giratoria llamada rotor o armadura en la que se albergan los devanados que forman el inducido. en esta parte giratoria va fijo el eje del motor, elemento del que se obtiene la energía mecánica producida en forma de par. en la figura se muestra un esquema simple de

un motor de DC en que el inductor está formado por un imán permanente que reemplaza a los devanados del campo (Fig. 1).

Al haber una corriente circulando por el inducido procedente de la fuente de alimentación y estar éste inmerso en el campo magnético creado por el imán, el inducido experimenta una fuerza debido a la Ley de Ampere que tiende a alineararlo con el campo producido por los polos N y S del imán. Al girar el inducido lo hace junto con el colector y, por tanto, junto con los segmentos colectores. Cuando el inducido alcanza su posición de equilibrio (giro de 180°) es entonces cuando cambia la polaridad de la tensión sobre los devanados de la armadura y se invierte el sentido de la corriente iniciándose un nuevo giro de 180°. De esa forma obtenemos una rotación continua y puede realizarse un trabajo útil mediante el eje del motor.

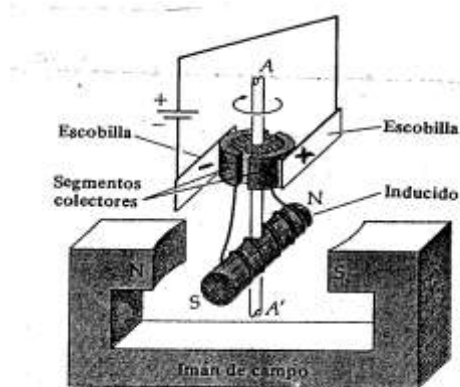


Fig. 1. Motor de DC de imán permanente

Existen diversos tipos de motores de CC dependiendo de la forma en que están conectados el inductor y la armadura respecto de la alimentación. Básicamente pueden estar en paralelo, en serie o ser excitados independientemente.

Una variante de motores lo constituye el motor de imán permanente, donde el inductor está formado por imanes permanentes que reemplazan a los devanados del campo, por lo que solo disponen del inducido como devanado. Su uso está restringido a aplicaciones de pequeña potencia (Fig. 2).

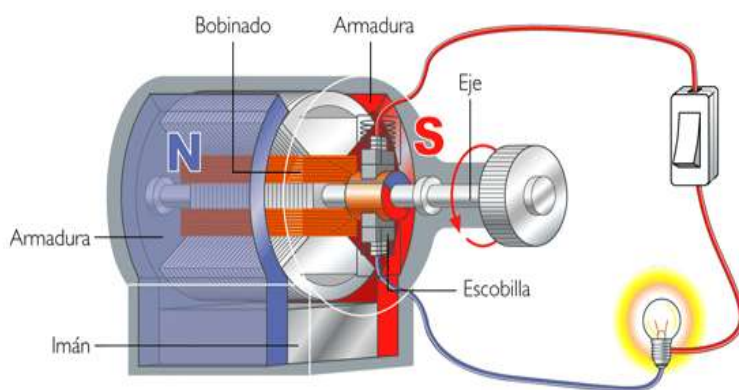


Fig. 2. Aplicación de motor de CC de imán permanente

### 1.1. Objeto del proyecto

El proyecto *CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO CUADRANTES PARA MOTOR DC MEDIANTE CHOPPER EN PUENTE COMPLETO* consiste en una primera parte de diseño y simulación de la etapa de potencia y la parte de control de los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) para posteriormente diseñar el circuito electrónico implementado en placa de circuito impreso (PCB), para poder realizar el control de la velocidad angular de un motor de corriente continua de imanes permanentes R3L (TEM) y además variar el sentido de giro del motor gracias al control de la tensión de armadura que alimenta el motor como método de variación de la velocidad angular ( $\omega$ ) de la máquina. Para obtener esta tensión variable se va a utilizar un “TROCEADOR” en clase E y se variará el ciclo de trabajo de los conmutadores (control PWM). La manera de regular del troceador consiste en proporcionar impulsos de tensión continua al motor procedentes de la alimentación en DC, conectando y desconectando la misma a intervalos predeterminados durante un periodo de funcionamiento. El ancho de estos intervalos se puede modificar para variar el valor medio de la tensión aplicada a la carga.

En la siguiente figura se puede observar la maqueta sobre la que está inspirado el proyecto y se encuentra en uno de los laboratorios de prácticas de la universidad (Fig. 3).

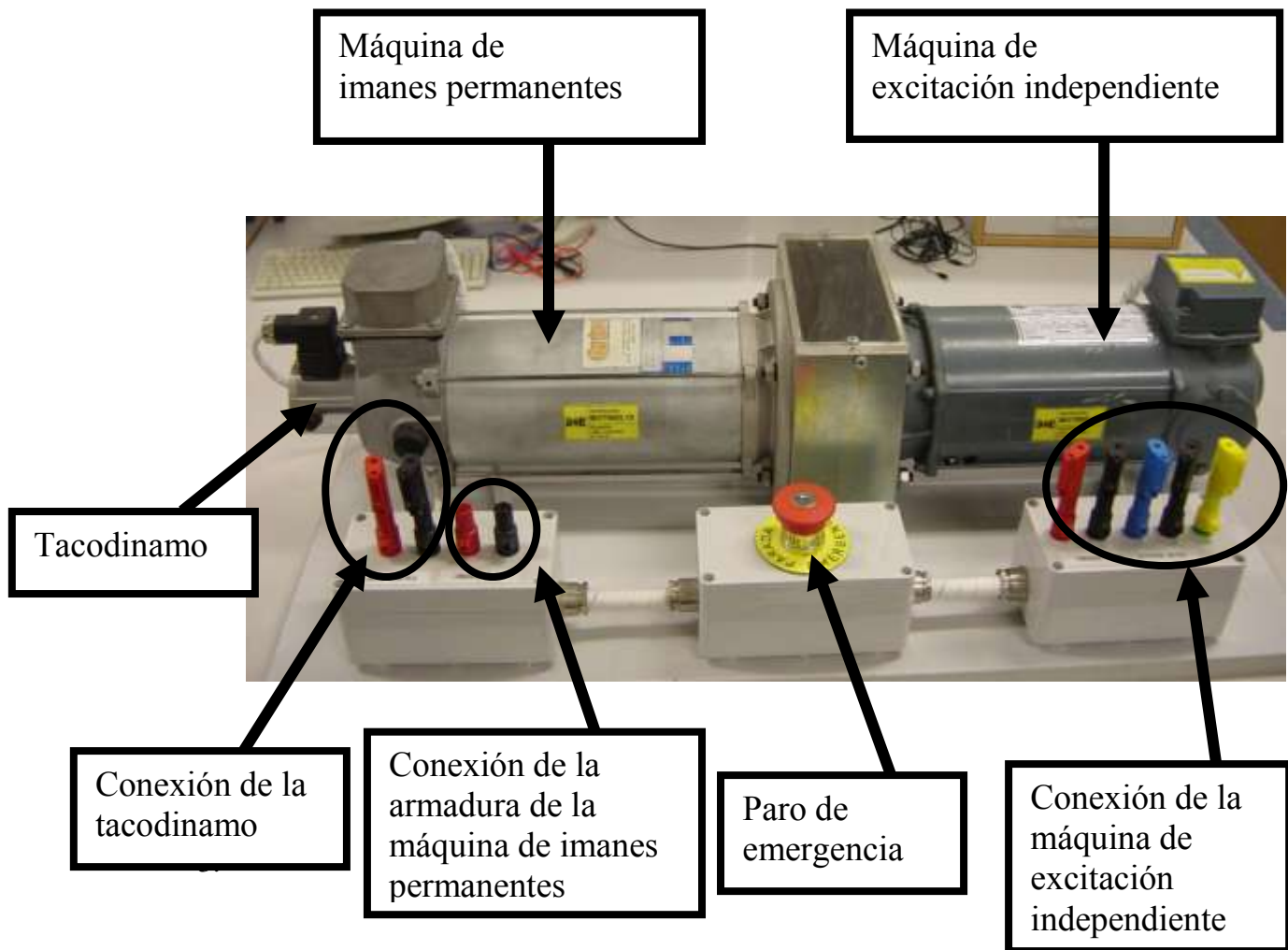


Fig. 3. Fotografía de la bancada de máquinas eléctricas de corriente continua

## 1.2. Objetivos del proyecto

- Estudio de las características básicas de los reguladores de continua.
- Tensión de entrada: Red eléctrica monofásica 230V eficaces, 50 Hz + Rectificador monofásico doble onda no controlado (puente de diodos) y filtro capacitivo, Transformador de 230 V / 115 V, 500 W.
- Diseño del condensador de la fuente no estabilizada.
- Diseño del control en modo tensión utilizando MatLab (para máxima tensión continua de entrada).
- Implementación y simulación en lazo cerrado con Simulink-SimPowerSystems
- Diseño y verificación de la estructura de puente completo en un regulador de continua con diferentes tipos de carga.
- Aplicación para la construcción de un controlador de motores DC. Revisión del funcionamiento de un motor DC de imán permanente.
- Trabajar en los cuatro cuadrantes operativos de un motor DC.

## 1.3. Motivación

Hoy en día se utiliza en multitud de aplicaciones y sobre todo para la industria el control de velocidad de motores eléctricos de corriente continua. La aplicación del variador de velocidad en motores DC tiene un carácter multidisciplinar ya que utiliza conceptos de Mecánica, Maquinas Eléctricas, Electrónica de Potencia, Analógica, Digital, Instrumentación y Control.

En el siguiente proyecto se busca profundizar en las materias de Electrónica de Potencia, Electrónica Analógica y Técnicas de Control. También afianzar los conocimientos en la asignatura Mención I Electrónica que es: Sistemas Electrónicos Industriales, asignatura en la que se ha profundizado en los conceptos de Electrónica de Potencia sobre rectificadores e inversores monofásicos adquiriendo nuevos conceptos sobre el control de éstos, diseño de lazos de control en modo corriente de pico y/o en modo tensión y conexión de inversores a la red.

En la asignatura se habían utilizado rectificadores controlados para mover motores DC pero hasta el momento no se había utilizado la configuración “chopper” para el control de estos motores DC, por eso se optó por la realización de este proyecto para poder mejorar los conocimientos acerca de estos equipos y de conocer todas sus características y prestaciones.

## 2. Justificación del proyecto

Los controladores DC/DC tienen como finalidad suministrar tensión y corriente continua variable a partir de una fuente de corriente continua. Este tipo de equipos se pueden aplicar a multitud de procesos como al control de velocidad y posición de motores de corriente continua, fuentes de poder DC, tracción de vehículos eléctricos, frenado eléctrico o regenerativo, carretillas eléctricas, trenes, etc.



Se ha elegido un propulsor por convertidor dc-dc (o chopper) para desarrollar y ampliar los conocimientos adquiridos en el control de motores DC ya que este método se utiliza en muchas aplicaciones de tracción en todo el mundo. Pero una de las partes atractivas de este proyecto es que además del control de voltaje de armadura, un convertidor dc-dc puede proporcionar frenado regenerativo de los motores, y puede regresar energía a la fuente. Esta propiedad de ahorro de energía es atractiva en especial para los sistemas de transporte con paradas frecuentes, como por ejemplo, transporte masivo rápido (MRT, de mass rapid transit). Los propulsores por convertidor dc-dc también se usan en los vehículos eléctricos de baterías (BEV, de battery electric vehicle). Un motor de dc puede operarse en uno de los cuatro cuadrantes controlando los voltajes (o las corrientes) en la armadura o en el campo. Con frecuencia se requiere invertir las terminales de armadura o de campo para que el motor opere en el cuadrante deseado.

### 3. Factores a considerar

#### 3.1. Normativa

La serie de motores de imanes permanentes ROTOMOT cubre una gama de potencias que parte dell'R3S desde 160W hasta 1100W a dell'R6L, se divide en dos líneas constituidas por el motor en un tubo liso con ventilación natural llamado R3, y uno de cada en el que el motor está equipado con disipador de calor con una alta eficiencia y auto-ventilación externa llama.R6

La peculiar característica de la serie ROTOMOT consiste en el hecho de que los imanes permanentes que constituyen el estator se proporcionan con "borde concentradores de flujo" particulares que protegen la misma por desmagnetización al azar, la corriente de desmagnetización es tan alta que puede soportar lo hacen particularmente adecuado para tal uso en el que se proporcionan reguladores de velocidad electrónico SCR o el consumo incluso directa del motor de las baterías.

Toda la serie tiene ROTOMOT de la serie de protección IP54, el cableado en la caja de terminales con entrada de cable y flagiature unificado MEC71 y MEC80 que se unió al cumplimiento de las estrictas normativas europeas de campo eléctrico y electromagnético le permite tener una marca CE.

#### 3.2. Condiciones del encargo

- Motores de corriente continua de imanes permanentes
- 2 polos
- Robusto. alta fiabilidad
- Desmagnetización de alta corriente (hasta 6 A I.nom)
- Concentradores de flujo
- Especialmente adecuado para la alimentación directa de la batería
- Disipador de calor de aluminio (de serie R6)
- Protección IP54
- Estator tratamiento de cataforesis
- Las conexiones en la caja de bornes
- Bridas MEC 71/80
- marcado CE

## 4. Soluciones alternativas

### Tipo de sensor para medir la velocidad: **Dínamo Tacométrica**

Los sensores de velocidad de rotación y de velocidad lineal (Fig. 4) miden el ángulo descrito o el espacio recorrido por unidad de tiempo. En ambos casos de aplicación en el automóvil se trata generalmente de magnitudes de medición relativas que aparecen entre dos piezas o también en relación con la calzada u otro vehículo. En algunos casos, sin embargo, hay que medir también la velocidad de rotación absoluta en el espacio o alrededor de los ejes del vehículo (giro sobre si mismo y vuelco), parámetro designado a menudo "velocidad de convolución". Así, p. ejemplo., para la regulación de la dinámica de marcha (ESP) hay que detectar la velocidad de giro del vehículo alrededor de su eje vertical.



Fig. 4. Sensor de rotación también conocido como sensor de revoluciones o r.p.m.

Para la detección de la velocidad de rotación relativa se hace una distinción, según el número y el tamaño de las marcas periféricas exploradas de un rotor.

- Sensor incremental de paso estrecho, que permite detectar también hasta cierto grado la velocidad instantánea periférica y/o una subdivisión angular muy fina,
- Sensor segmentado, que distingue un pequeño número de segmentos periféricos (p.ej. el número de cilindros del motor) y
- Sensor de velocidad de rotación sencillo, que con la ayuda de una sola marca detecta únicamente la velocidad de rotación media por vuelta.

Son ejemplos de velocidad de rotación relativa:

- Velocidad de rotación del cigüeñal y del árbol de levas,
- Velocidad de giro de las ruedas (para ABS/ASR/ESP)
- Velocidad de rotación de la bomba de inyección diesel.

La medición se efectúa generalmente con la ayuda de un sistema detector incremental, compuesto de rueda dentada y sensor tacométrico.

Son además nuevas aplicaciones:

Medición de velocidades de rotación por medio de sensores tacométricos integrados en los cojinetes (cojinetes de rueda, módulo de retén de aceite en el cigüeñal), velocidad en relación con el suelo, velocidad de giro del vehículo alrededor de su eje longitudinal (alzable) y del eje de cabeceo (protección contra el vuelco).

Los sensores tacométricos convencionales se basan en efectos de medición grandes (p. ej. inducción). Por eso son en la mayoría de los casos eléctricamente "pasivos", es decir, no poseen generalmente ninguna electrónica integrada. Los sensores más recientes se basan en efectos de medición muy pequeños (p. ej. los basados en el efecto Hall) y requieren por tanto una electrónica integrada. Estos sensores se denominan "inteligentes" (llamados a menudo también sensores "activos"). Los detectores de velocidades de rotación absolutas (velocidad de convolución o de girar sobre si mismo, también el vuelco) requieren incluso una electrónica muy compleja directamente en el sensor, pues los efectos de medición aquí utilizados no sólo son muy pequeños, sino que necesitan también una compleja regeneración de las señales.

Dentro de los sensores de rotación podemos encontrar los sensores "inductivos" y los "magnetostáticos (efecto Hall).

Los sensores inductivos han sido descartados en este proyecto principalmente porque el motor del laboratorio de prácticas ya lleva incorporado un sensor de velocidad angular, en este caso es una dinamo tacométrica (taco generador) y porque además no son apropiados para detectar velocidades extremadamente lentas.

El sensor en cuestión que ya va incorporado en la máquina de imanes permanentes del proyecto es un sensor tacogenerador que mide velocidad angular. Su funcionamiento (Fig. 5) se basa en convertir la energía rotacional del eje en cuestión en energía eléctrica, proporcional a la rotacional y que puede ser fácilmente medida. Para generar la corriente a partir del giro se acopla al motor o eje que se va a medir, una espira situada dentro de un campo magnético fijo (creado por los dos imanes). Al girar el motor, la espira girará en el interior del campo magnético, lo que provocará una corriente eléctrica.

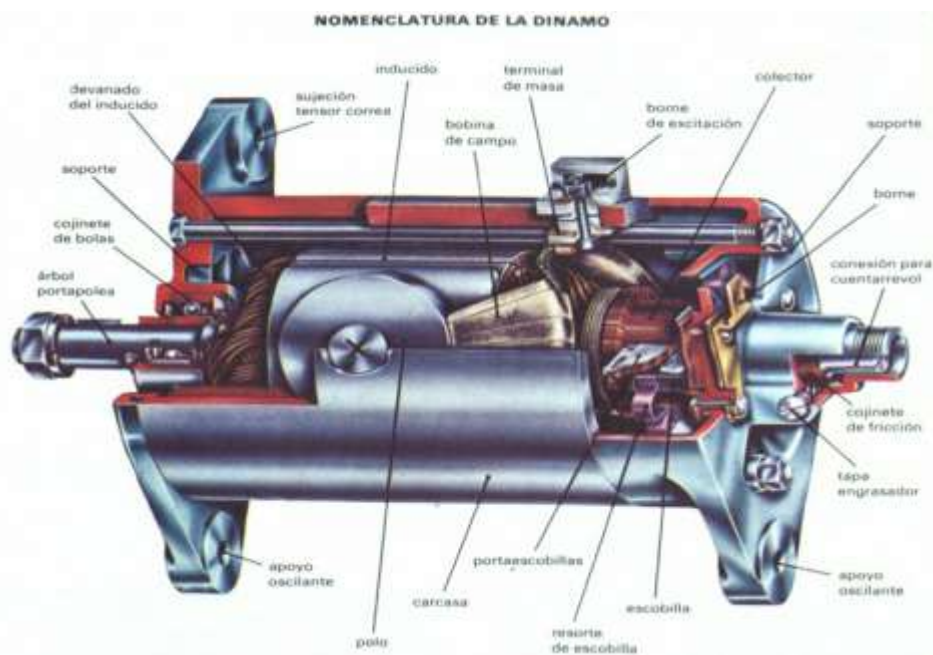


Fig. 5. Figura que ilustra los componentes que forman el sensor

Los generadores modernos de corriente continua utilizan armaduras de tambor, que suelen estar formadas por un gran número de bobinas agrupadas en hendiduras longitudinales dentro del núcleo de la armadura y conectadas a los segmentos adecuados de un conmutador múltiple. Si una armadura tiene un solo circuito de cable, la corriente que se produce aumentará y disminuirá dependiendo de la parte del campo magnético a través del cual se esté moviendo el circuito. Un conmutador de varios segmentos usado con una armadura de tambor conecta siempre el circuito externo a uno de cable que se mueve a través de un área de alta intensidad del campo, y como resultado la corriente que suministran las bobinas de la armadura es prácticamente constante. Los campos de los generadores modernos se equipan con cuatro o más polos electromagnéticos que aumentan el tamaño y la resistencia del campo magnético. En algunos casos, se añaden interpolos más pequeños para compensar las distorsiones que causa el efecto magnético de la armadura en el flujo eléctrico del campo.

El campo inductor de un generador se puede obtener mediante un imán permanente (magneto) o por medio de un electroimán (dinamo). En este último caso, el electroimán se excita por una corriente independiente o por autoexcitación, es decir, la propia corriente producida en la dinamo sirve para crear el campo magnético en las bobinas del inductor. Existen tres tipos de dinamo según sea la forma en que estén acoplados el inductor y el inducido: en serie, en derivación y en combinación.

Los generadores de corriente continua se clasifican según el método que usan para proporcionar corriente de campo que excite los imanes del mismo. Un generador de excitado en serie tiene su campo en serie respecto a la armadura. Un generador de excitado en derivación, tiene su campo conectado en paralelo a la armadura. Un generador de excitado combinado tiene parte de sus campos conectados en serie y parte en paralelo. Los dos últimos tipos de generadores tienen la ventaja de suministrar un voltaje relativamente constante, bajo cargas eléctricas variables. El de excitado en serie se usa sobre todo para suministrar una corriente constante a voltaje variable. Un magneto es un generador pequeño de corriente continua con un campo magnético permanente.

Una dinamo es una máquina eléctrica que produce energía eléctrica en forma de corriente continua aprovechando el fenómeno de inducción electromagnética. Para ello está dotada de un armazón fijo (**estator**) encargado de crear el campo magnético en cuyo interior gira un cilindro (**rotor**) donde se crearán las fuerzas electromotrices inducidas.

Los Tacogeneradores de Continua o dínamos tacométricas son similares a los de alterna, pero “rectificando” la salida, tal como se hace en los generadores de corriente continua. Es decir, hay un imán permanente, basado en una aleación especial y obtenida por sinterización, que crea un flujo magnético constante, y un circuito con varias espiras que gira en su seno y en el que se induce una tensión. La conexión de salida se va conmutando periódicamente de forma que se obtiene una tensión continua cuya polaridad depende de la velocidad de giro y cuya amplitud es proporcional a ésta. La sensibilidad normal de los dínamos tacométricos es el orden de 5 a 10 V/1000r/min, y el alcance de su medida llega fácilmente a las 8000r/min.

Por algunas de estas ventajas también se optó por la dinamo tacométrica del propio motor ya que proporciona una constante de tensión de salida de 10 V/1000 rpm, que ya es un valor que posteriormente se podrá convertir para compararlo con la referencia y poder generar una tensión de control para los transistores.

Tipo de interruptor: **IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Definimos el IGBT como un híbrido entre los transistores MOSFET y los BJT, o bipolares, que aprovecha las ventajas de ambas tecnologías, por lo que será sobre estos dos con los que realizaremos las comparaciones más específicas, observando sus ventajas y desventajas.

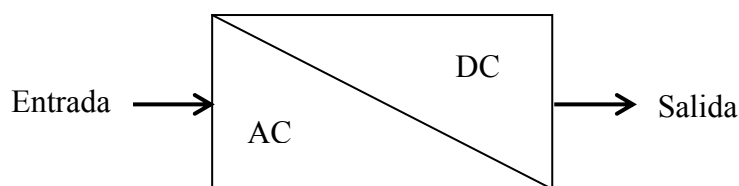
El IGBT tiene la salida de conmutación y de conducción con las características de los transistores bipolares, pero es controlado por tensión como un MOSFET, tiene una impedancia de entrada elevada como los MOSFET, alta capacidad de corriente, caída de tensión directa (voltaje colector-emisor de saturación) muy baja así como la facilidad de comando gracias a la compuerta aislada que ofrece la tecnología MOSFET, además de las bajas pérdidas en conmutación como los BJT, puesto que la energía aplicada en la puerta que activa el dispositivo es pequeña, con corrientes de orden de nanoamperios y tensiones de control de unos 15V, haciendo posible su control mediante circuitos integrados, además de no necesitar la corriente de base para mantenerse en conducción como los bipolares. **En general, esto significa que tiene las ventajas de la alta capacidad de manejo de corriente propias de un transistor bipolar, con la facilidad del control de conducción por tensión que ofrece un MOSFET.**

La facilidad de control, similar a la de un MOSFET, unida a sus pérdidas relativamente bajas, les convierten en la elección idónea para aplicaciones de control de motores conectados directamente a la red (hasta 480 V). Para tensiones de 400 a 1200 V, los IGBT ofrecen ventajas sustanciales frente a los transistores bipolares de potencia, por lo que están sustituyendo a éstos en un amplio campo de aplicaciones.

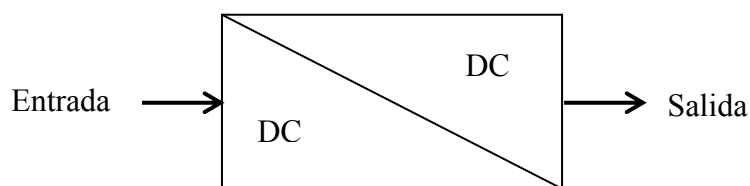
Así pues, las principales ventajas por las que se escogió el transistor IGBT para este proyecto fue por las de trabajar con tensión, tener bajos tiempos de conmutación y una mayor disipación, también la de soportar voltajes elevados.

Tipo de elemento para realizar el control del motor: **Convertidor DC-DC en Puente completo (Chopper):**

Convertidores alterna continua AC/DC: son convertidores con posibilidad de controlar la tensión de salida.



Convertidores Continua/Continua (DC/DC) existen dos grupos: los troceadores de continua o choppers y los convertidores lineales.



### Principio de funcionamiento:

Este se basa en la apertura o cierre de los elementos semiconductores, funcionando como interruptores controladores; estos semiconductores idealmente deben presentar las siguientes características.

1. Alta impedancia como interruptor abierto, correspondiente al estado de no conducción o bloqueo
2. Impedancia muy baja como interruptor cerrado, correspondiente al estado de conducción
3. Alta velocidad de conmutación; es decir alta velocidad de paso de un estado a otro
4. En cualquier caso la potencia tiende a cero, en los casos anteriores se consumirá una potencia muy baja.

Los convertidores CC/CC son los encargados de adecuar una señal continua proveniente de una fuente de energía a las especificaciones exigidas por la carga. Normalmente la entrada de estos convertidores es una fuente de tensión continua no regulada, que bien puede ser baterías, pilas de combustible, paneles solares, generadores eólicos o una tensión alterna rectificadora (Fig. 6) Las aplicaciones son muy diversas, desde alimentación de tarjetas para microprocesadores, hasta buses de alimentación para sistemas de telecomunicaciones.

En la industria del automóvil, tienen también un papel importante, ya que sirven de alimentación para los actuales modelos, híbridos y eléctricos.

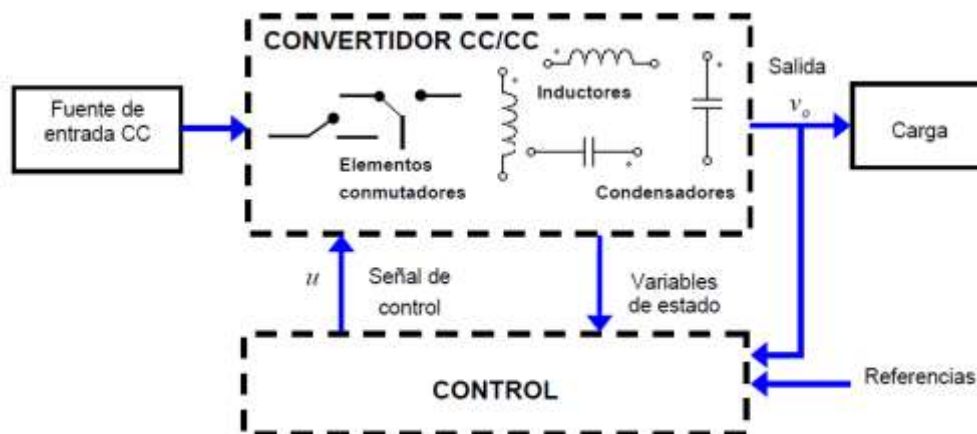


Fig. 6. Diagrama de bloques general

En este proyecto, se utilizará una topología con aislamiento, para aislar la salida de la entrada, con lo que se consigue suprimir el transformador de potencia a la salida del puente inversor.

Las topologías básicas en convertidores no aislados son: a) Reductor o Buck; b) Elevador o Boost; y c) Reductor-Elevador o Buck-Boost.

El aislamiento galvánico se aade para aislar la red de alimentaci3n y la tensi3n en la carga, por lo que algunas topologías se basan en las anteriores (el aislamiento elèctrico es una modificaci3n adicional).

Las topologías con aislamiento galvánico son: a) Flyback; b) Forward; c) Push-pull; d) Medio Punte; y e) Punte Completo.

### e) Convertidor Punte Completo

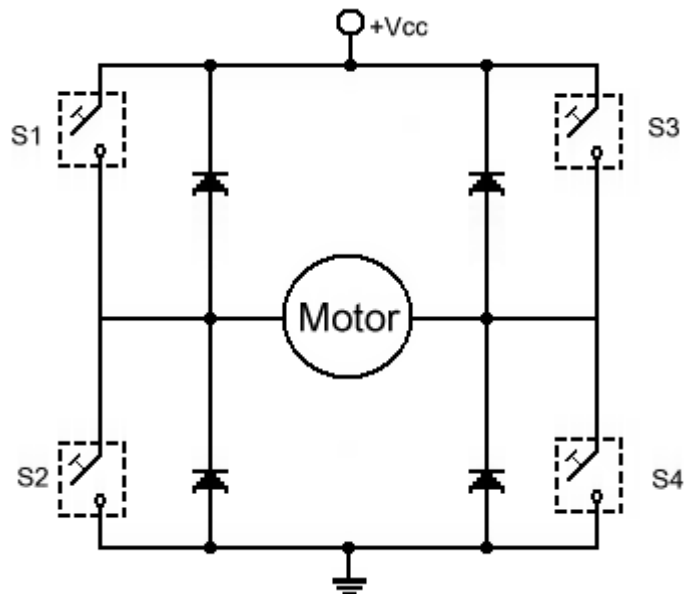


Fig. 7. Convertidor topología puente H

Este tipo de convertidor es id3neo para potencias superiores a 1000 W, donde las corrientes en los transistores de conmutaci3n son excesivas.

El interruptor se encarga de “trocear” a alta frecuencia la tensi3n continua de entrada utilizando modulaci3n PWM, de esta forma se consigue controlar el valor medio de la tensi3n de salida  $V_a$  (AV) mediante la variaci3n del ciclo de trabajo ( $\delta$ ).

Consta de 4 interruptores y 4 diodos, de forma que tanto la tensi3n como la corriente aplicadas al motor pueden ser positivas o negativas. Al permitir todas las combinaciones tensi3n-corriente puede trabajar en los 4 cuadrantes.

Tambi3n existe la posibilidad de realizar el control del motor mediante sistemas embebidos o por **micro-controladores** ya que con éstos se reduce el tamao y los costes de las partes electr3nicas con conexi3n permanente, mejorando la fiabilidad y el rendimiento del control. Este esquema de control se implementa en el software de desarrollo del micro-controlador, y es flexible para cambios de estrategia de control que cumplan con distintas característic3s de funcionamiento, o para agregar otras funciones de control. Tambien puede efectuar varias funciones deseables: conectar y desconectar la alimentaci3n principal, arranque y paro del convertidor dc-dc o “troceador”, control de velocidad, control de corriente, vigilancia de las variables de control, inicio de protecci3n e interrupci3n automática, diagnostico para localizar fallas incorporadas y comunicaci3n con un ordenador central supervisor (servidor).

Finalmente se optó por la opción de un control más analógico del proyecto mediante convertidor cd-cd con IGBT ya que puede soportar tensiones y potencias elevadas que son necesarias para el control de este tipo de motor DC, también la idea de solo realizar esta aplicación en concreto y no extenderlo a mas aplicaciones hizo declinar la opción de un modelo más analógico. Otra razón fue que este modelo con control analógico sirve para repasar y afianzar conceptos de varias asignaturas de la carrera.

## 5. Descripción detallada

### 5.1. Subsistemas

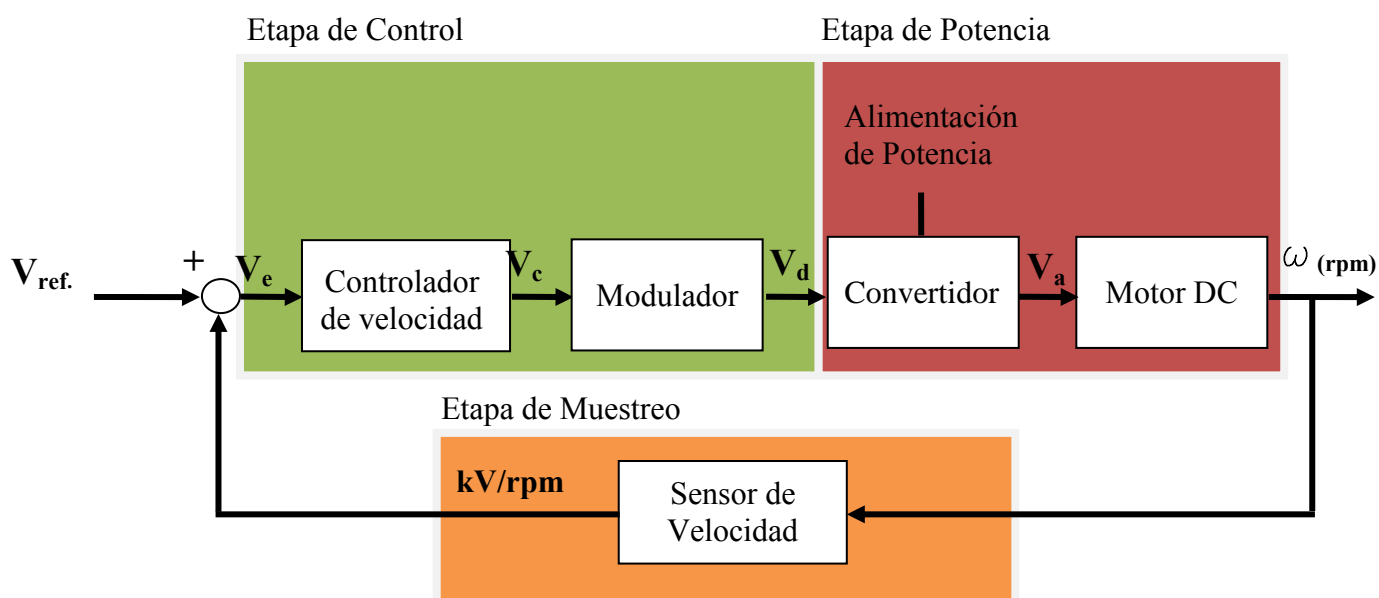


Fig. 8. Diagrama de bloques del proceso

### 5.2. Descripción

#### 5.2.1. Etapa de potencia

##### 5.2.1.1. Red eléctrica

Para la alimentación de los distintos componentes y dispositivos electrónicos de potencia se utilizará la energía eléctrica de la Red Doméstica.

La mayor parte de Europa, África, Asia, Australia, Nueva Zelanda y la mayor parte de América del Sur utilizan una fuente que se encuentra dentro de un 6% de 230 V. La norma de 230 V se ha generalizado de modo que los equipos de 230 V se puede utilizar en la mayor parte del mundo con la ayuda de un adaptador o un cambio a la clavija de conexión de los equipos para el país específico.

La elección de la tensión de utilización se debe más a razones históricas que la optimización del sistema de distribución de una vez una tensión está en uso y los equipos que utilizan esta tensión se ha generalizado, cambiando el voltaje es una medida drástica y costosa. Un sistema de 230 V de distribución se utiliza menos material conductor de que un



sistema de 120 V para entregar una cantidad dada de potencia debido a la corriente, y en consecuencia la pérdida resistiva, es inferior.

Después de la armonización de voltaje, suministro de electricidad en la Unión Europea son ahora nominalmente 230 V  $\pm$  10 % a 50 Hz.

### 5.2.1.2. Transformador

Transformador electrónico *TF Series* (TENSIÓN PRIMARIA:230/400Vac; TENSIÓN SECUNDARIO:115/230Vac).

#### Sus misiones principales son:

–Adaptar la tensión de red al valor requerido por la carga  $\rightarrow N1 : N2$

–Proporcionar aislamiento galvánico  $\rightarrow$  Protección del usuario

Existen varias configuraciones posibles que dependen del tipo de rectificador elegido:

–Primario-secundario

–Toma media en secundario

#### Parámetros utilizados generalmente para su elección:

–Relación de tensiones entre primario y secundario, ambas expresadas en valores eficaces

–Potencia del transformador en VA

Tensión del primario (vendrá impuesta por la tensión de red disponible, en España 230V)

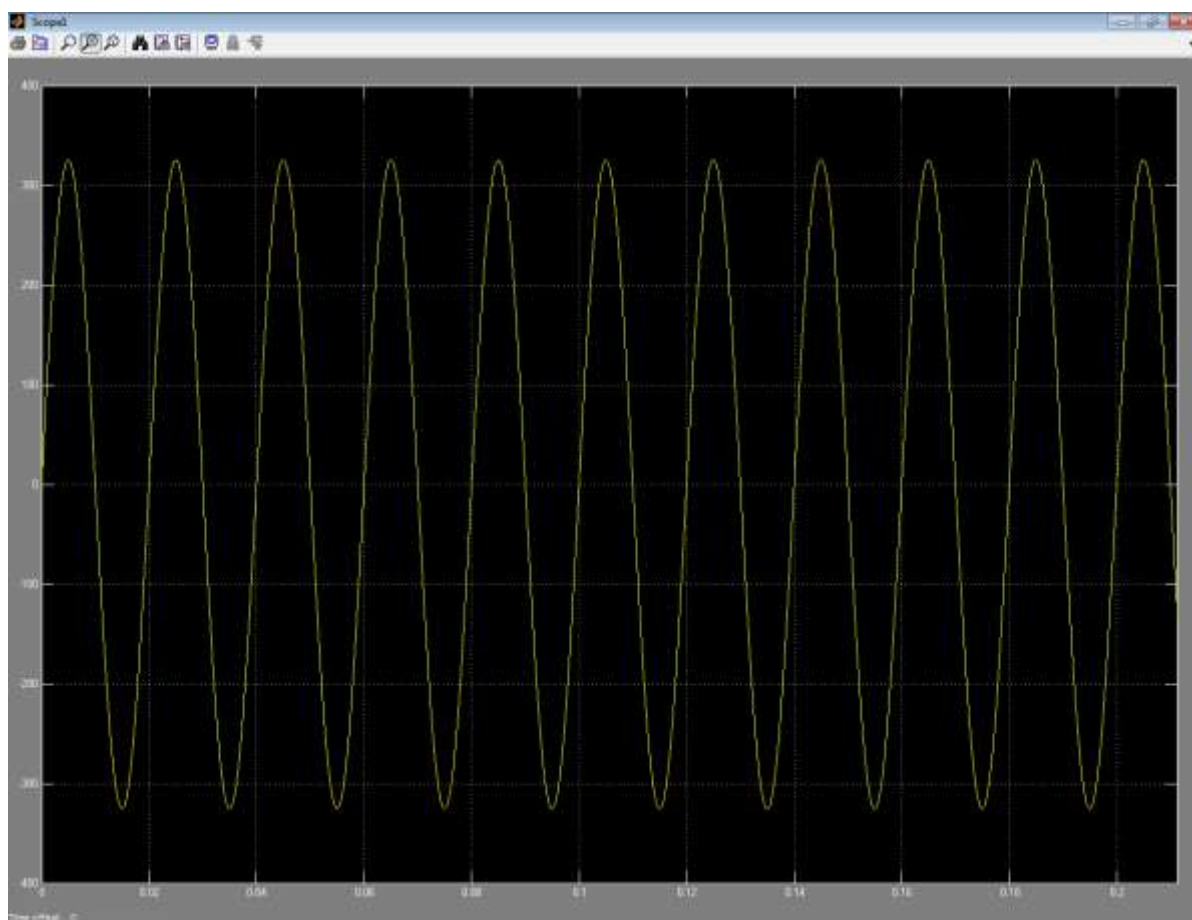
Tensión del secundario (se obtiene al diseñar la fuente), pero es importante tener en cuenta que:

–Toma distintos valores según la corriente que esté suministrando el trafo (factor de regulación de carga)

–También se verá influenciada por las posibles variaciones de la tensión de red (hasta un  $\pm 10\%$ )

Potencia del transformador:

–Suma de las potencias consumidas por el resto de la fuente, incrementada en un cierto porcentaje (entre un 10 y un 20%) con objeto de compensar otras pérdidas de difícil evaluación



**Fig. 9.** Simulación en MatLab de la tensión de la Red en el primario

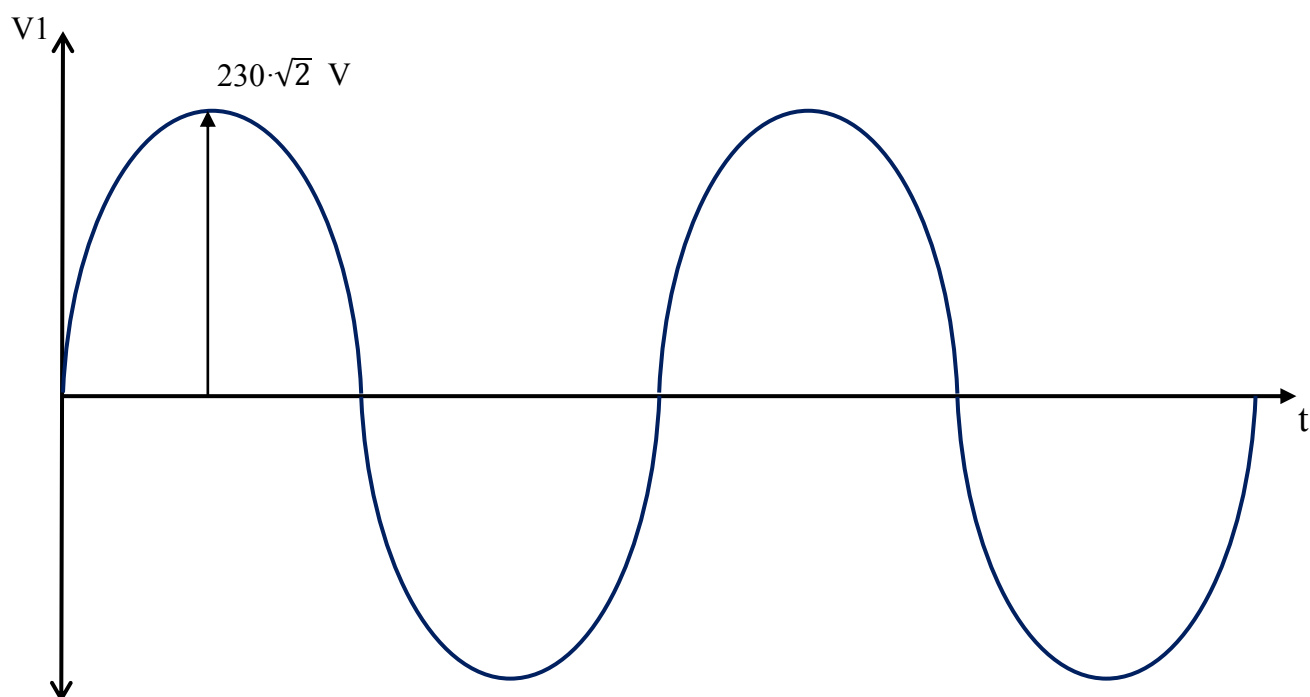


Fig. 10. Tensión de la Red en el primario

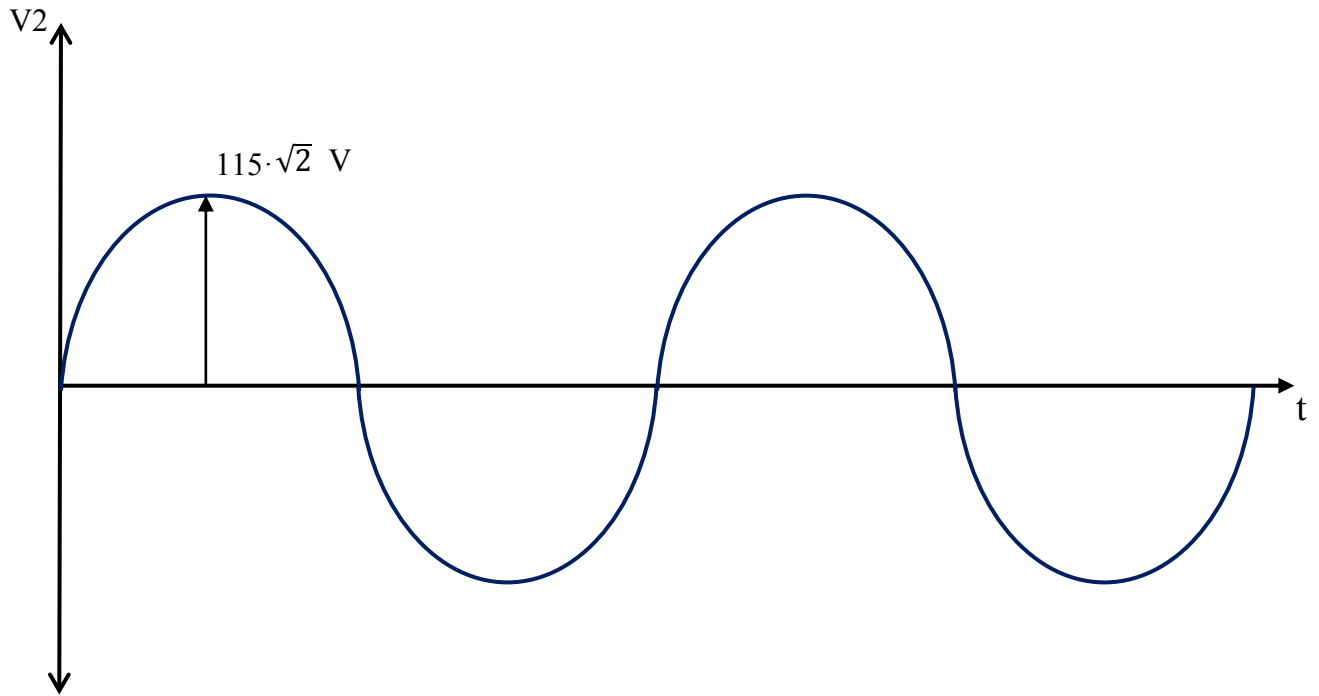


Fig. 11. Tensión de la Red en el secundario

### 5.2.1.3. Rectificador monofásico de doble onda no controlado

Puente rectificador monofásico de doble onda (*MDB10SV FAIRCHILD 1,2 A; 1000V*). Será el encargado de rectificar por un lado el semiperiodo positivo y por otro el semiperiodo negativo, de forma que la carga siempre esté alimentada.

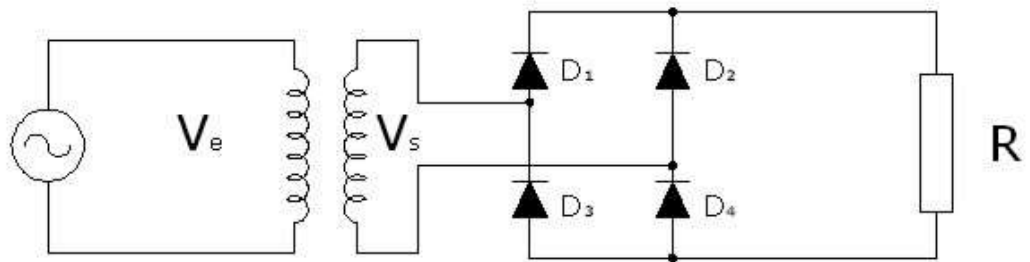


Fig. 12. Etapa de rectificación de una señal alterna

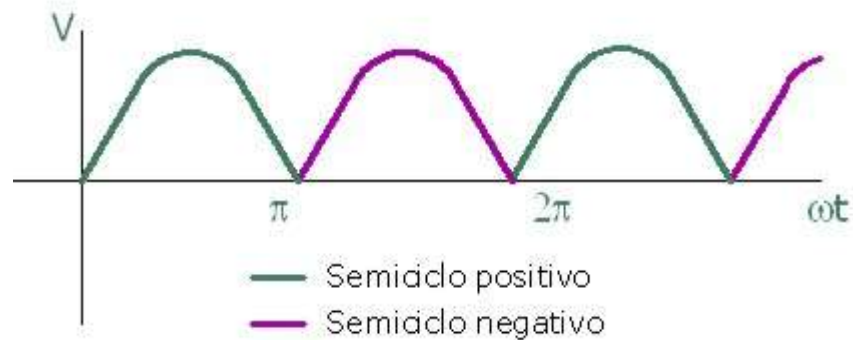


Fig. 13. Tensión de la Red en el secundario

Convierte la tensión alterna suministrada por el “trafo” en una tensión pulsatoria unidireccional, con valor medio no nulo.

Pueden ser de media onda o de onda completa.

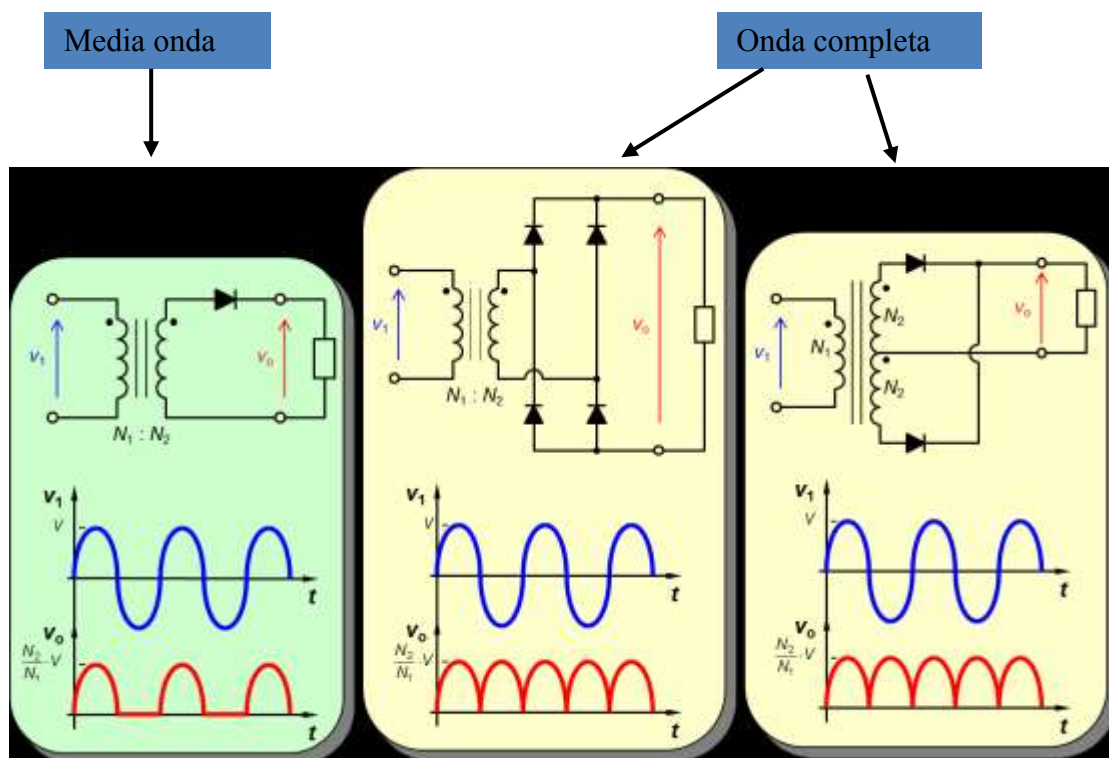


Fig. 14. Tipos de rectificadores

#### 5.2.1.4. Filtro C

La onda rectificada se pasa por un filtro, el cual está constituido por uno o más condensadores electrolíticos, para obtener un nivel de tensión continua mucho mejor que el que se obtiene con solo la rectificación con el puente de diodos, en la imagen siguiente se representa como estaría el circuito para la fuente de alimentación hasta el momento con el condensador de filtro incluido.

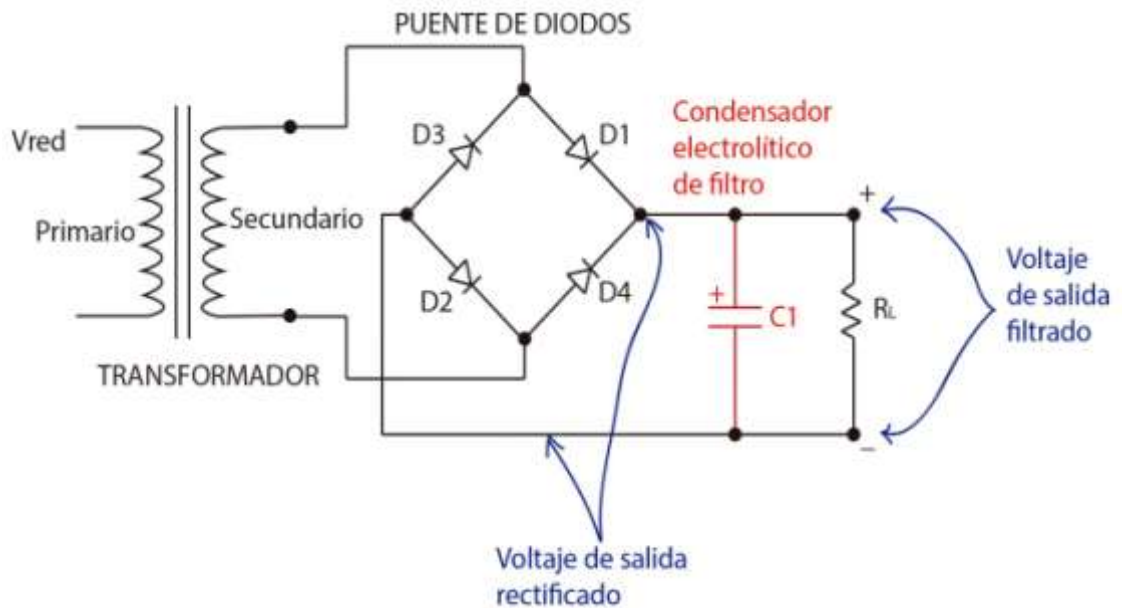


Fig. 14. Etapa de filtrado de una señal de alterna de la Red

La mayor parte de los equipos electrónicos necesitan una verdadera tensión continua, siendo la misma aquella donde la magnitud de  $V_{max}$  sea constante en todo momento (similar a la que es producida por una batería). Para lograr esto se usa la etapa de filtrado.

Para obtener el condensador del filtro de salida se diseña a partir de la tensión de rizado que se quiere obtener como máximo a la salida del puente rectificador.

$$V_{o\ rizo} = \frac{I_o (AV)}{2 \cdot f \cdot C}$$

Donde  $C$  es la capacidad del condensador (expresada en faradios),  $I$  es la intensidad de la corriente suministrada por la fuente y es un parámetro que proporciona la hoja de características del motor de continua  $R3L$  de *ROTOMOT* (expresada en Amperios),  $f$  es la frecuencia de la red (50 ó 60 Hz según las normas del país) y  $V_{o\ rizo}$  sería la tensión de pico de salida del puente rectificador.

$$C = \frac{I_o (AV)}{2 \cdot f \cdot V_{o\ rizo}} = \frac{6 A}{2 \cdot 50\ Hz \cdot 10\ V} = 0,006\ F = 6\ mF ;$$

Se ha diseñado el condensador para obtener una tensión de rizado máxima de 10 V y se elige un valor de capacidad normalizado y que cumpla el diseño.

También se ha tenido en cuenta la ESR del condensador que en este caso para el valor del condensador se ajustó a 20 mΩ como valor adecuado.

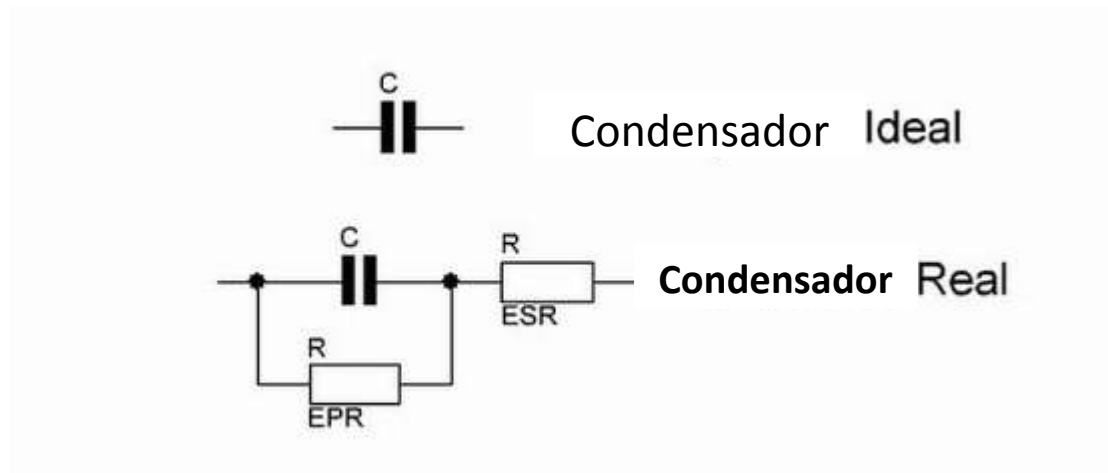
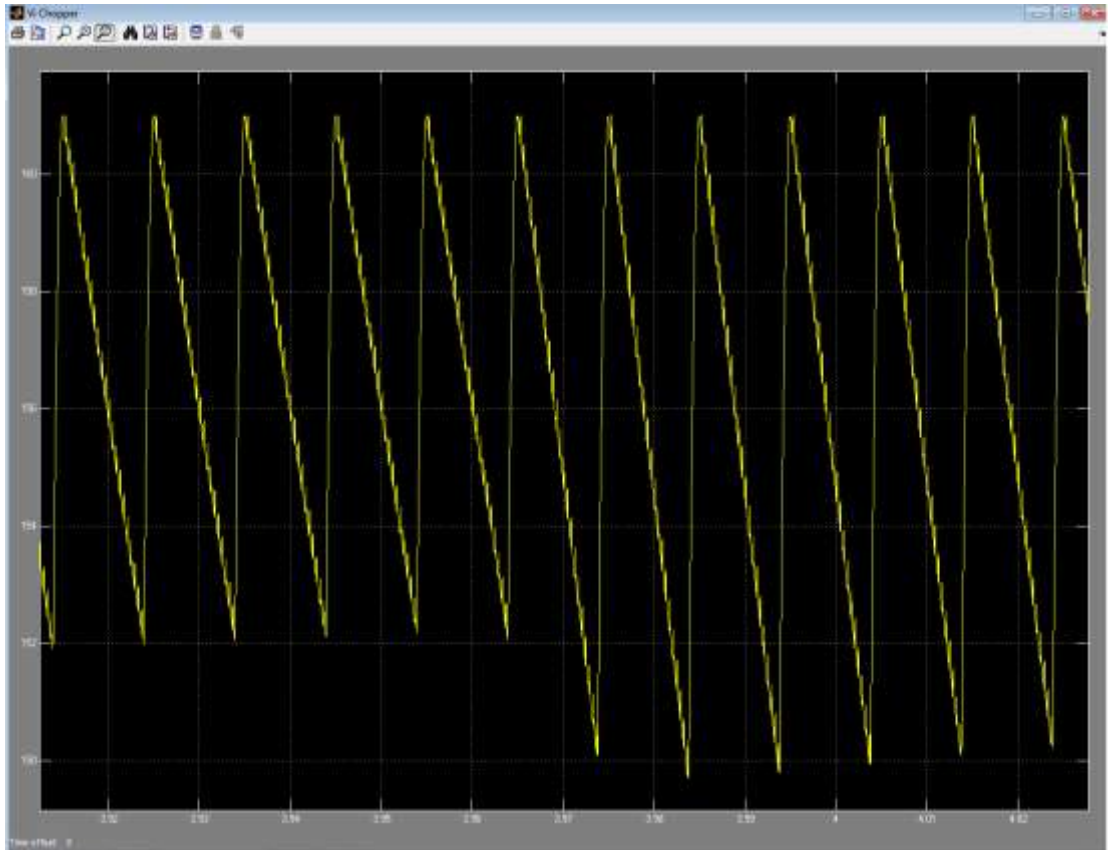


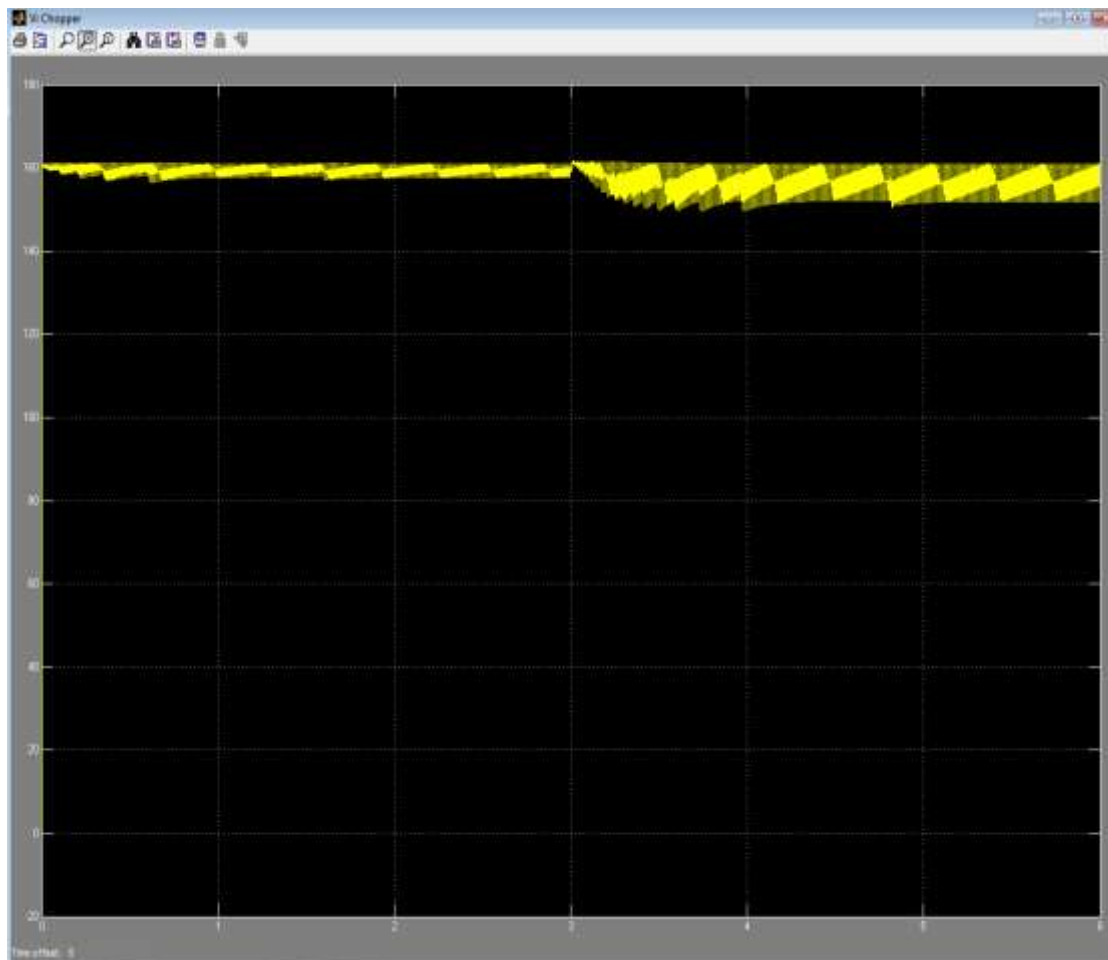
Fig. 14. Esquema electrónico de un condensador real

La teoría nos indica que un condensador real difiere bastante de un modelo ideal donde sólo existe un valor de capacidad. Como te mostramos en la imagen anterior, un condensador real está compuesto por inductancias y resistencias propias de los materiales y el tipo de construcción que poseen estos dispositivos. En un aspecto elemental, la práctica nunca se contradice con la teoría y es en la existencia de un dieléctrico que separa las “*placas*” que forman el condensador. El calor es uno de los factores fundamentales que deterioran el dieléctrico de un condensador. Además, por pequeños que sean los valores de EPR y ESR son valores que nunca son iguales a cero. Por este motivo siempre, al circular corriente por un condensador, existirá una disipación de potencia en forma de calor. Cuanto mayor sea el rizado al que esté expuesto un condensador y mayores sean las resistencias serie y paralelo, mayor será la temperatura que alcance. Este fenómeno provocará una degradación paulatina del dieléctrico que llevará a una elevación gradual de las componentes resistivas. Esta espiral destructiva provoca con el tiempo fallas, a veces insólitas, que no siempre son fáciles de resolver. El medidor de ESR (*ESR Meter*) es el instrumento que ayuda a resolver estos problemas de manera muy sencilla y eficaz.



**Fig. 15.** Simulación en MatLab del rizado de la tensión después de la etapa de filtrado

Como se puede ver se ha hecho un zoom para apreciar mejor el rizado de la tensión de salida y que si se acerca más el zoom varía entre 152 V y 162 V que son los 10 V de  $V_{o\ rizo}$  que se habían diseñado previamente.



**Fig. 16.** Simulación en MatLab de la tensión de entrada al chopper ya rectificada, filtrada y casi continua con el rizado calculado

Esta es la tensión máxima que se le pasará directamente al motor tanto para que gire en un sentido como en el otro según los semiconductores que conduzcan en cada momento y esta tensión es igual en amplitud que la que se observa a la salida del transformador pero ahora ya rectificada y filtrada ya que el motor funciona con tensión continua.

$$V_{DC \text{ máx.}} = 115 V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 162,634 \text{ V}$$

#### 5.2.1.5. Puente H

Para controlar el motor CC se utiliza un convertidor CC-CC que funciona en cuatro cuadrantes. Este convertidor está conectado a la carga del motor. La función de convertidor CC-CC en puente completo también se llama puente-H, que es la que establece la relación entre la señal de control,  $V_c$ , y la tensión que le llega al motor.

A continuación se estudiara cómo funciona la configuración de cuatro cuadrantes, y el convertidor CC-CC utilizado para controlar el servomotor del presente proyecto.



### 5.2.1.5.1. Configuración cuatro cuadrantes

Una de las maneras de clasificar los circuitos trocadores de la tensión continua o Choppers (convertidores DC/DC) es por el número de cuadrantes en los que trabaja.

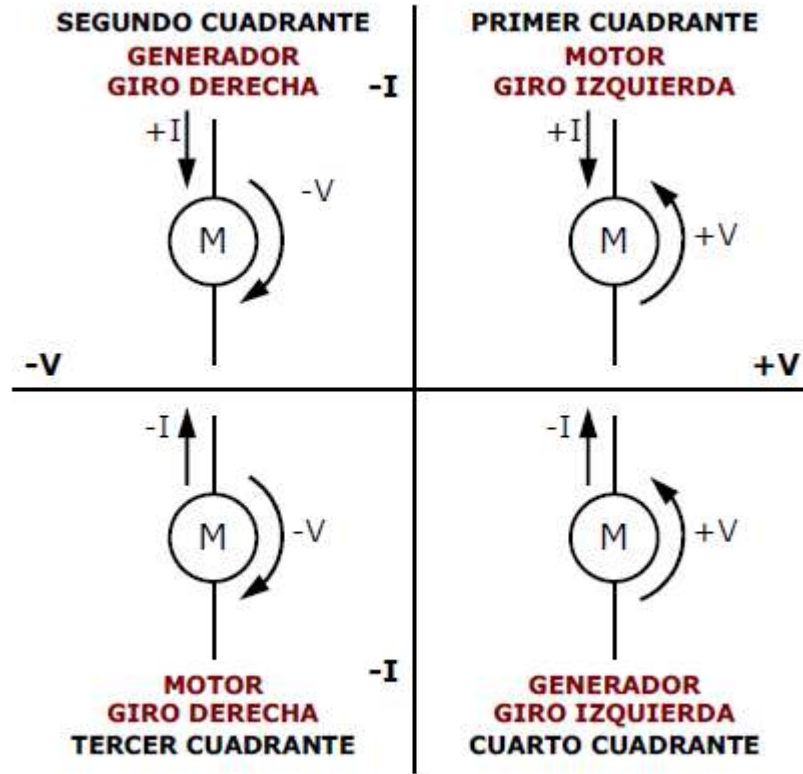


Fig. 17. Cuadrantes de funcionamiento de un motor CC

#### Primer cuadrante:

Este es el cuadrante de funcionamiento más conocido. En este cuadrante se alimenta al motor con tensión positiva. El motor absorbe corriente y gira en sentido contrario de las agujas del reloj. El motor absorbe potencia.

#### Tercer cuadrante:

Este cuadrante es semejante al primer cuadrante. En este cuadrante se alimenta al motor con tensión negativa. El motor absorbe corriente y gira en sentido de las agujas del reloj.

La corriente tiene sentido contrario al de la corriente del primer cuadrante. Como la corriente y la tensión cambian de signo, el motor también absorbe potencia.

### **Cuarto cuadrante:**

En este caso el motor se alimenta con tensión positiva y gira en el sentido contrario de las agujas del reloj, igual que en el primer cuadrante. Pero en este cuadrante la corriente sale del motor que por lo tanto funciona como un generador de corriente continua. La máquina cede potencia. Este funcionamiento se puede utilizar para frenar el motor. Al ceder potencia al exterior, el motor se ve frenado en vez de acelerado. Este tipo de frenado se denomina frenado regenerativo. Para poder realizarle es necesario alimentar al motor con una tensión inferior a la fuerza contraelectromotriz (tensión) interna.

### **Segundo cuadrante:**

En este caso el motor también se comporta como un generador de corriente. Este cuadrante es semejante al cuarto cuadrante con la salvedad de que el sentido de giro es igual al de las agujas del reloj.

### **Giro del eje motor contrario al habitual:**

Existen ciertos modos de funcionamiento del motor que se deberían evitar por la gran corriente que consumen y el esfuerzo que supone para el motor. Estos modos de funcionamiento consisten en un giro del motor contrario al descrito para cada cuadrante. Sólo se estudiará el caso del primer cuadrante. Si el motor se encuentra girando en el sentido de las agujas del reloj (tercer cuadrante) y en ese momento se conecta la tensión en sentido positivo, la  $f_{cem}$  interior del motor será negativa y la tensión de alimentación positiva, de manera que en la resistencia interna del motor debe absorber toda la tensión, por lo que la corriente aumenta hasta el doble que la corriente de arranque. Este modo de funcionamiento produce sobrecorrientes que se deben evitar.

El funcionamiento del primer y el tercer cuadrantes son muy sencillos de entender, es decir aplicamos tensión y el motor gira, pero el funcionamiento de segundo y cuarto cuadrante puede ser un poco más complicado. Lo que está sucediendo es lo siguiente. Imaginemos que tenemos un motor dc girando. si nosotros dejamos de aplicarle tensión, el motor por su inercia seguirá girando hasta que el rozamiento lo detenga, pero el tiempo que ha estado girando sin fuente de tensión conectada el motor ha pasado a convertirse en un generador que proporciona una tensión inversa a la que estábamos aplicando. Si dejamos el circuito abierto, esta tensión se genera pero se pierde. Ahora tenemos un motor dc girando y desconectamos la fuente de tensión, e instantáneamente cortocircuitamos los terminales del motor, la tensión inversa que genera el motor se le aplica a el mismo, es como si le aplicáramos una tensión inversa que intenta hacer que el motor gire en sentido inverso, con la peculiaridad de que esta tensión tiene la forma  $V = k_m \cdot \omega$ , es decir que es proporcional a la velocidad, por tanto conforme el motor se vaya parando, esta fuerza de frenado será cada vez menor.

Esta corriente que utilizamos para frenar el motor, la podemos utilizar también para, por ejemplo cargar una batería como sucede con el "kers" que utilizaban en la Fórmula uno, que no era más que cuando presionaban el freno, un motor dc se engranaba con la tracción y esta lo hacía girar generando energía a la vez que ayuda a frenar el monoplaça. Este freno también se utiliza cuando una maquina eléctrica de las que transportan pales está bajando una cuesta. Lo que sucede es que el motor empieza a girar más rápido hasta que el mismo genera más tensión de la que le está aplicando la batería, con lo que la corriente cambia de sentido y empieza a frenar el motor hasta que la velocidad se reduce y la tensión de la batería vuelve a ser mayor que empieza a avanzar de nuevo.

Otro ejemplo de este tipo de frenado es el freno eléctrico que utilizan los autobuses y camiones, en este caso la corriente se disipa en forma de calor en unas resistencias de potencia.

### 5.2.1.5.2. Modulación Bipolar

La modulación PWM puede ser realizada de dos formas:

**Bipolar:** Cuando el convertidor utiliza dos estados +VDC y -VDC, es decir, los pulsos de  $v_o$  varían entre + VDC y - VDC en cada semiciclo.

**Unipolar:** Cuando el convertidor utiliza tres estados +VDC, -VDC y 0, es decir, los pulsos de  $v_o$  varían entre + VDC y 0 en los semiciclos positivos y entre - VDC y 0 en los semiciclos negativos.

El interruptor se encarga de “trocear” a alta frecuencia la tensión continua de entrada utilizando modulación PWM, de esta forma se consigue controlar el valor medio de la tensión de salida  $V_a(AV)$  mediante la variación del ciclo de trabajo ( $\delta$ ).

Comparación entre una señal de referencia senoidal ( $v_s$ ) y una señal portadora triangular ( $v_t$ ) de mayor frecuencia.

La señal de referencia puede ser senoidal o simplemente una señal continua de referencia que se podrá variar si se incluye un divisor resistivo con potenciómetro a la entrada positiva del AO comparador.

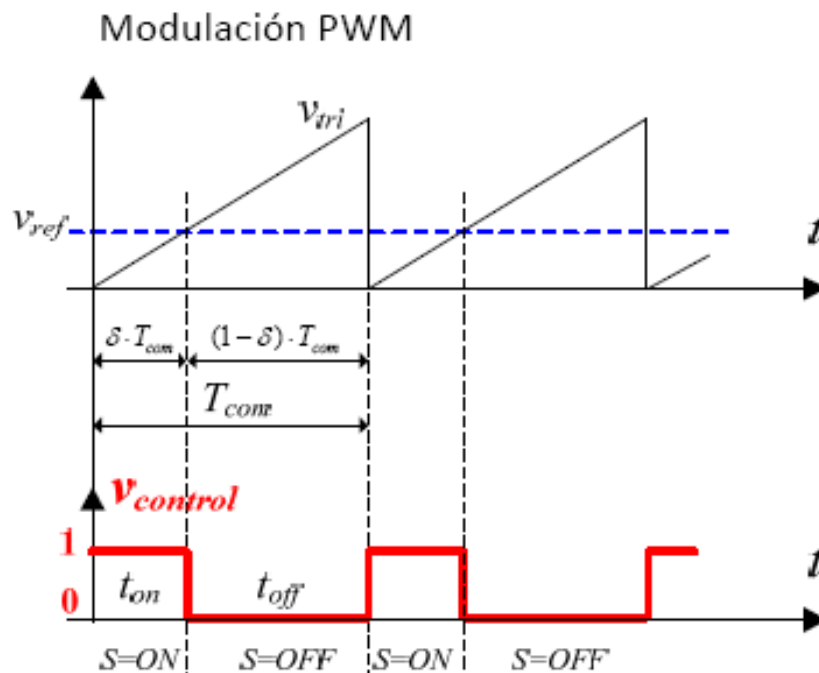


Fig. 18. Principio de funcionamiento del control PWM (Pulse-Width Modulation)

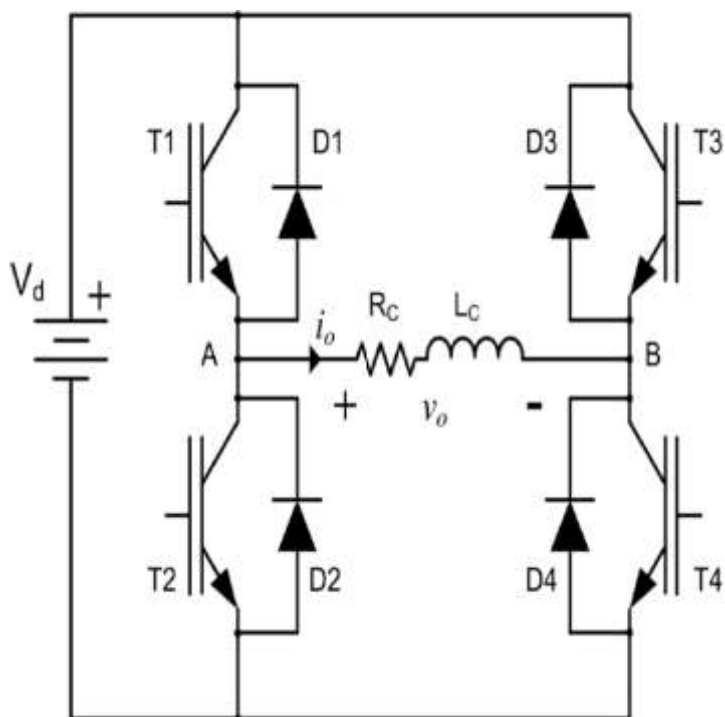


Fig. 19. Circuito inversor de continua mediante un puente de transistores

En el presente proyecto de se va a realizar el control a partir de la comparación entre una señal de referencia de valor fijo (moduladora) con una señal triangular (portadora).

### 5.2.1.5.3. Semiconductores de potencia IGBT's

Los interruptores de potencia por los que se ha optado en este proyecto son los IGBT, aunque se podría haber elegido también los MOSFET.

Un transistor bipolar tiene 3 terminales: base, emisor y colector. En el caso normal funciona como un interruptor en la configuración de emisor común. Mientras la base de un transistor *NPN* esté a mayor potencial que el emisor, y la corriente de la base tenga el valor suficiente para activar el transistor en la región de saturación, el transistor permanece cerrado, siempre que la unión de colector a emisor tenga la polarización correcta. Los transistores bipolares de potencia se suelen usar en convertidores de potencia con frecuencias menores que 10 kHz y se aplican bien en capacidades hasta de 1200 V y 400 A. La caída directa de un transistor conductor está en el intervalo de 0,5 a 1,5 V. Si se retira el voltaje de activación de la base, el transistor permanece en modo de no conducción (o abierto).

Los MOSFET de potencia se usan en convertidores de potencia y se consiguen con capacidades relativamente bajas de potencia de 1000 V y 100 A, en un intervalo de frecuencia de varias decenas de kilohertzio. Los diversos MOSFET de potencia, de distintos tamaños, se muestran en la figura 4.24. Los IGBT son transistores de potencia de voltaje controlado. En forma inherente, son más rápidos que los BJT, pero no tan rápidos como los MOSFET. Sin embargo, ofrecen características muy superiores de activación y de salida que las de los BJT. Los IGBT son adecuados para alto voltaje, gran corriente y frecuencias hasta de 20 kHz, y se consiguen hasta para 1700 V y 2400 A.

### Construcción básica del IGBT:

El transistor IGBT (del inglés, *Insulated Gate Bipolar Transistor*, *Transistor Bipolar de Puerta Aislada*) procede esencialmente de la tecnología MOSFET de potencia; por lo que su estructura y funcionamiento son similares. Es un transistor híbrido que combina un MOSFET y un BJT, por eso tiene terminales puerta (del MOSFET), colector y emisor (de BJT). El material de partida es una oblea tipo P. Su estructura consiste en 4 capas (PNPN), la unión adicional PN creada reduce la resistividad y la caída de tensión  $V_{ce(on)}$  en conducción, esto se conoce como "Modulación de la resistividad" y permite aumentar la intensidad. Sin embargo la unión adicional P introduce un transistor parasito, que en caso de ser activado puede destruir el dispositivo.

Hay dos versiones de IGBT conocidas como IGBT PT (*Punch Through*, "estructura de perforación") e IGBT NPT (*Non Punch Through*, "estructura de no perforación"), la diferencia radica en que el IGBT NPT no tiene capa de separación n+ y presenta una caída de tensión en estado on, menor. Un IGBT con estructura de PT presenta velocidades de conmutación más bajas.

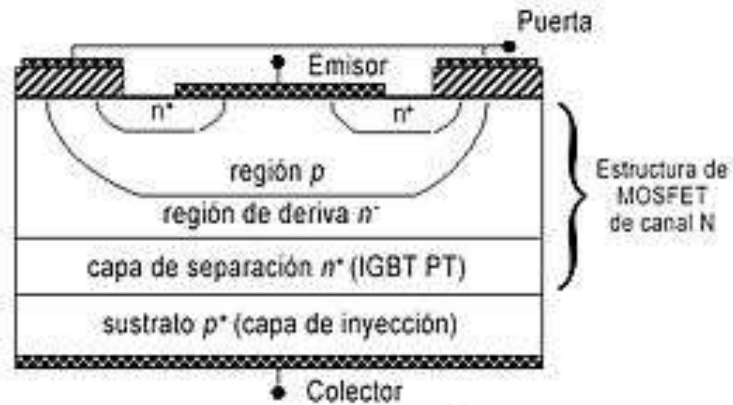


Fig. 20. Estructura interna de un transistor IGBT

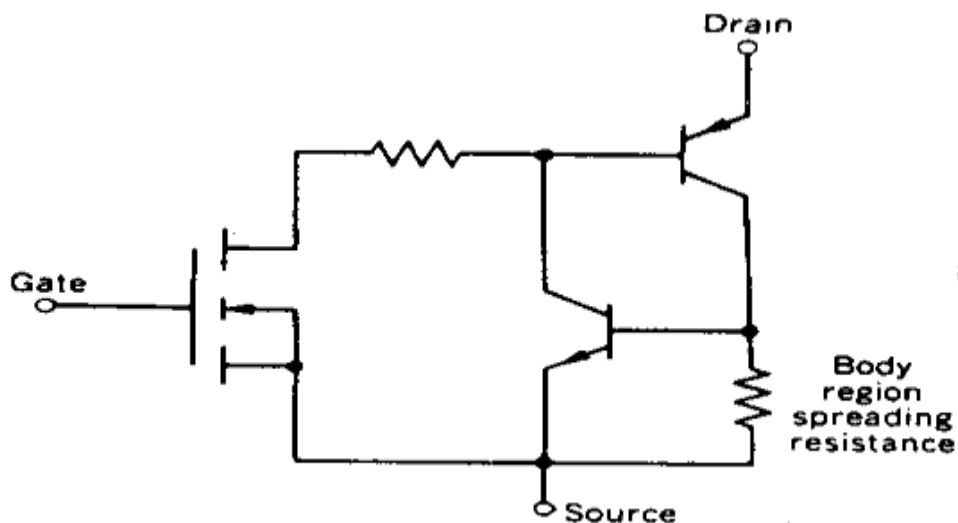


Fig. 21. Circuito equivalente de un IGBT

### Funcionamiento:

Al igual que un MOSFET el IGBT se controla con tensión. Para el encendido se da una tensión positiva en puerta respecto al emisor, los portadores n son atraídos a la región p de la puerta; así se polariza en directa la base del transistor NPN permitiendo la circulación de corriente colector-emisor. Para el apagado basta con quitar la tensión de la puerta. Esto requiere de un circuito de control simple para el transistor IGBT.

### Características:

Es adecuado para altas frecuencias de conmutación, por lo que ha sustituido al BJT en muchas aplicaciones.

Se pueden combinar IGBTs en paralelo para manejar corrientes muy grandes y altas tensiones con señales de entrada pequeñas (15V), por ello se usan en aplicaciones de grandes potencias y energía (la operación en paralelo provoca mayores pérdidas de calor). Es muy importante a la hora de conectar los IGBTs en serie que se activen y desactiven al mismo tiempo y que posean las mismas características de ganancia, transconductancia, voltaje de umbral, voltaje en estado activo, tiempo de encendido y tiempo de apagado. Para conectarlos en paralelo los IGBTs deben tener idénticos parámetros de ganancia, transconductancia, voltaje de saturación, tiempo de encendido y apagado.

Una gran  $I_c$  (Corriente de colector) puede producir enclavamiento (Latch up), Tiene pequeñas pérdidas de conmutación debido a la corriente de cola en el apagado,  $V_{GE}$  (tensión puerta-emisor) está limitada por el espesor del óxido de silicio, Soporta temperaturas de  $150^{\circ}\text{C}$ , La  $V_{CE}$  (tensión colector-emisor), tensión de ruptura es muy baja y apenas varía con la temperatura. Está diseñado para que soporte corrientes de cortocircuito  $V_{GEmax}$  (tensión máxima puerta-emisor) 4-10 veces la nominal durante 5-10us y se pueda actuar cortando desde la puerta, Al contrario que los MOSFET, los tiempos de conmutación no dan información sobre las pérdidas de conmutación.

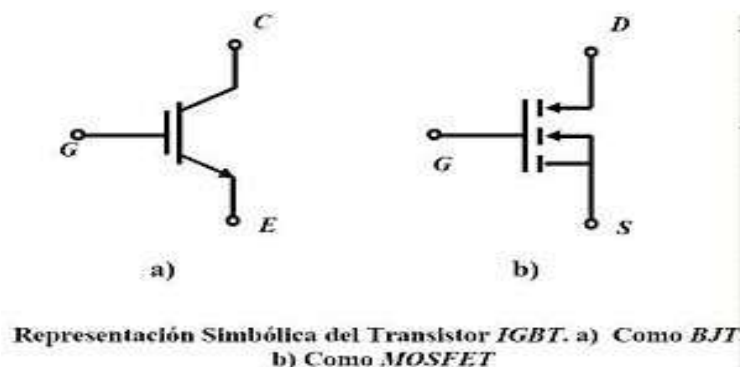


Fig. 22. IGBT simbología; Gate o puerta (G), colector (C) y emisor (E)

En este caso se ha elegido el modelo “STGWA120M65DF2” ya que se ajustaba a las especificaciones requeridas para el proyecto tanto eléctricas como de conmutación (hasta 100 kHz), además de ser un transistor con pocas pérdidas.

Algunas de estas características son:

Parámetro	Valor	Unidades
$V_{ces}$	650	V
$V_{CE(sat)}$	1,55	V
$V_{GE}$	15	V
$I_C$	30	A
$R_{thJA}$	50	°C/W
$R_{thJC}$	1,47	°C/W
$R_{thJC}$	0,58	°C/W
$T_{J(max)}$	175	°C

Un cuerpo que conduce una corriente eléctrica pierde parte de energía en forma de calor por efecto Joule. En el caso de los semiconductores, se manifiesta principalmente en la unión PN, y si la temperatura aumenta lo suficiente, se produce la fusión térmica de la unión, inutilizando el dispositivo.

Para determinar si el transistor necesita un disipador de calor se ha de calcular la temperatura de la unión con un equivalente térmico.

Cálculo de radiadores:

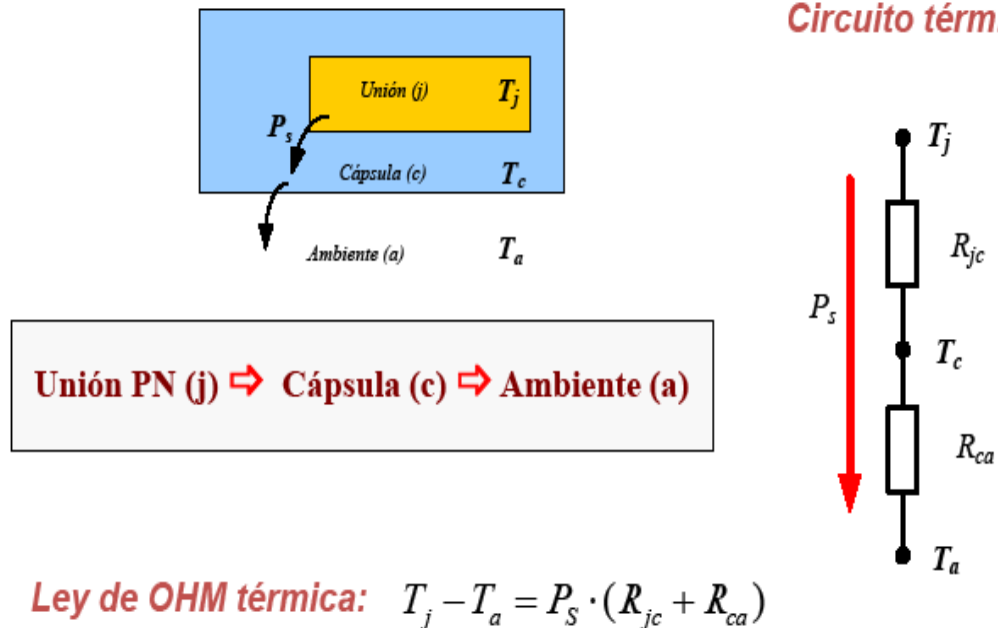


Fig. 23. Transmisión de potencia en semiconductores

Se puede calcular la potencia máxima que disiparía el semiconductor sin radiador y calcular la potencia real que se disipa en el semiconductor con los valores proporcionados por la hoja de datos del fabricante.

Si  $P_s < P_{max}$  no sería necesario radiador pero si  $P_s > P_{max}$  si que habría que poner radiador.

DATOS:

De las hojas de datos se obtiene:

Tiempos de conmutación del STGWA120M65DF2 a 175 °C:

$$t_{d_{on}} = 30\text{ns} \quad t_{d_{off}} = 116\text{ns} \quad t_r = 17\text{ns} \quad t_f = 194\text{ns}$$

Máxima caída de tensión en conducción a 175 °C (Para  $I_c = 30\text{ A}$ ):

$$V_{Ces} = 2,1\text{ V}$$

Características térmicas del STGWA120M65DF2:

$$T_{jmax} = 175\text{ °C}$$

$$T_a = 40\text{ °C} \text{ (Se ha estimado esta temperatura ambiente.)}$$

$$R_{ja} = 50\text{ °C/W}$$

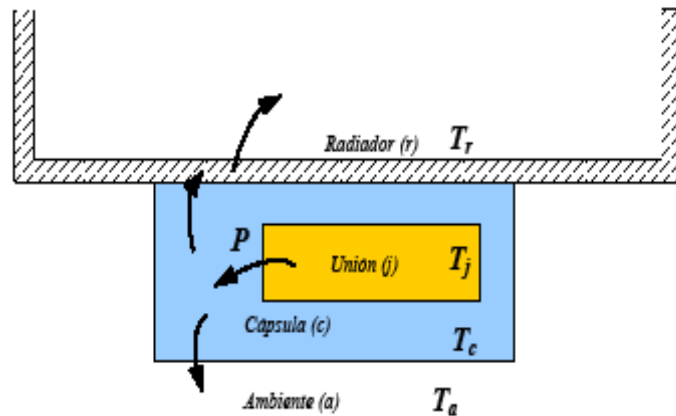
$$R_{jc} = 1,47\text{ °C/W}$$

Datos del proceso:

$$V_{dc} = 170\text{ V} \quad I_o = 30\text{ A} \quad f = 2,5\text{ kHz}$$

$$\delta = 0,6 \quad R_{cr} = 0,5\text{ °C/W} \text{ (Se ha escogido este valor para el diseño)}$$





**Unión PN (j) ⇨ Cápsula (c) ⇨ Radiador (r) ⇨ Ambiente (a)**

Fig. 24. Transmisión de calor en un semiconductor con radiador

$$P_S = P_{\text{conm.}} + P_{\text{cond.}}$$

$$P_{\text{conm.}} = f \cdot \left( \frac{2}{2} \text{tri} \cdot \frac{I_o}{2} \cdot V_{dc} + \frac{2}{2} \text{tfi} \cdot \frac{I_o}{2} \cdot V_{dc} \right) = 2,5 \cdot 10^3 \cdot \left( \frac{2}{2} \cdot 17 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{30}{2} \cdot 170 + \frac{2}{2} \cdot 194 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{30}{2} \cdot 170 \right) = 1,345 \text{ W}$$

$$P_{\text{cond.}} = f \cdot (V_{ces}) \cdot \frac{I_o}{2} \cdot \left( \delta \cdot \frac{1}{f} - 2 \cdot \text{tri} - t_{don} + t_{doff} \right) = 2,5 \cdot 10^3 \cdot (2,1) \cdot \frac{30}{2} \left( 0,6 \cdot \frac{1}{2500} - 2 \cdot 17 \cdot 10^{-9} - 30 \cdot 10^{-9} + 116 \cdot 10^{-9} \right) = 18,90 \text{ W}$$

$$P_S = P_{\text{conm.}} + P_{\text{cond.}} = 20,245 \text{ W}$$

Necesidad de radiador:

$$P_{\text{max}} = \frac{T_{j\text{max}} - T_a}{R_{ja}} = \frac{175 - 40}{50} = 2,7 \text{ W}$$

$$P_{\text{max}} \lllllll P_S$$

Al ser la potencia máxima que podría disipar el semiconductor mucho más pequeña que la que se disipa realmente en la aplicación, habría necesidad de incluir un radiador.

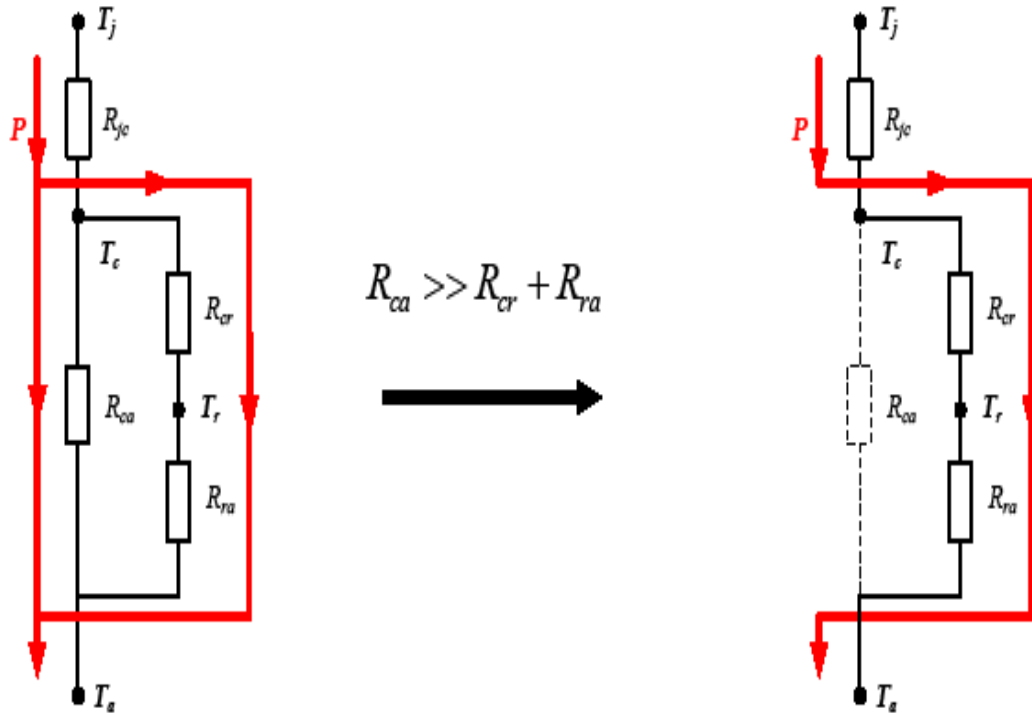


Fig. 25. Circuito térmico para el cálculo de radiadores

Resistencia térmica del radiador necesario:

$$T_j = T_a + P_S (R_{jc} + R_{cr} + R_{ra}) < T_{j(\max)} \Rightarrow R_{ra} \leq \frac{T_{j(\max)} - T_{a(\max)}}{P_S} - R_{jc} - R_{cr}$$

$$R_{ra} \leq \frac{175 - 40}{20,245} - 0,58 - 0,5 = 5,58 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Por tanto se deberá buscar un disipador con la resistencia térmica menor o igual a 5,58 °C/W.

Se ha elegido el disipador del fabricante WAKEFIELD SOLUTIONS con referencia del fabricante MTN-264-55 ya que ofrece convección natural, su resistencia térmica es de 3,7 °C/W menor a la diseñada y posee enfriado de encapsulado TO-247 el mismo tipo de encapsulado que ofrece el semiconductor.



Fig. 26. Radiador elegido para la aplicación

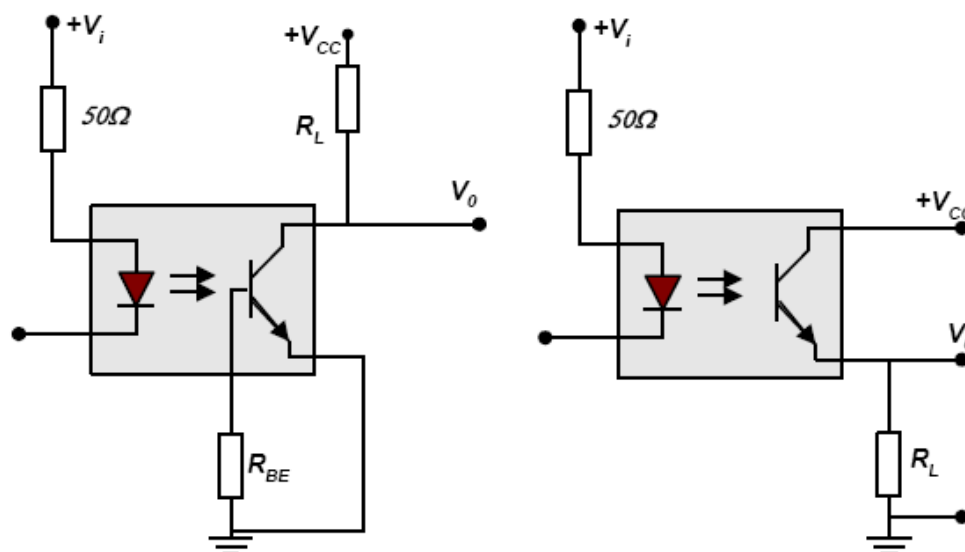
Con esta resistencia térmica el circuito térmico queda:

$$\begin{aligned}
 T_r &= T_a + R_{ra} \cdot P_S & \Longrightarrow & \quad T_r = 40 \text{ °C} + 3,7 \text{ °C/W} \cdot 20,245 \text{ W} = 114,9065 \text{ °C} \\
 T_c &= T_r + R_{cr} \cdot P_S & \Longrightarrow & \quad T_c = 114,90 \text{ °C} + 0,5 \text{ °C/W} \cdot 20,245 \text{ W} = 125,022 \text{ °C} \\
 T_j &= T_c + R_{jc} \cdot P_S & \Longrightarrow & \quad T_j = 125,02 \text{ °C} + 0,58 \text{ °C/W} \cdot 20,245 \text{ W} = 136,762 \text{ °C}
 \end{aligned}$$

#### 5.2.1.5.4. Optoacopladores

Las tensiones y corrientes que circulan a través del motor son muy elevadas y pueden afectar o dañar la circuitería de control, para evitar esto se recurre al uso de un optoacoplador, la señal de control pasa a través de un diodo LED que emite una luz con una intensidad en función de la corriente que circule por él, esta luz satura un componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor o fototriac.

Para este proyecto se ha elegido el optoacoplador TLP250 de Thosiba ya que se utiliza como circuito de excitación para transistores IGBT, el cual va conectado entre terminales G y S y debe mantener una  $I_G$  superior a 0 A en la conmutación a ON y una  $I_G$  inferior a 0 A en la conmutación a OFF y ser capaz de absorber y entregar picos de corriente elevados. Por contrapartida como inconveniente sería la necesidad de utilizar una fuente de tensión auxiliar aislada para cada octoacoplador.



Circuitos básicos de diseño de un optoacoplador.

#### 5.2.1.5.5. Control PWM

Es necesario garantizar la estabilidad del convertidor en todo rango de funcionamiento del mismo. La variable a controlar puede ser tanto la tensión de salida como la corriente de la bobina o del diodo. Para realizar el control se implementa un circuito capaz de ajustar de forma automática el tiempo que permanece encendido el interruptor controlado del convertidor. Donde la magnitud a controlar medida por el sensor es comparada con la tensión de referencia y a partir de la comparación de ambas, el regulador y el modulador generan el ciclo de trabajo adecuado para mantener la tensión de salida igual a la tensión de referencia, ante las perturbaciones que pueda sufrir el convertidor.

Un esquema PWM consiste básicamente en apagar y encender rápidamente el interruptor que permite el paso de energía. Por ejemplo: varias veces por minuto en una estufa eléctrica, 120 Hz en un regulador de luz, y así en las decenas o cientos de kHz en una fuente de alimentación (que tiene una salida regulada). Exceptuando el primero de los ejemplos anteriores (el de la estufa eléctrica cuya tasa de cambio es muy baja), la tasa de cambio de los restantes es tan elevada que la carga es incapaz de seguir dichas oscilaciones, y “ve” en cambio el valor medio de la misma.

La aplicación de la potencia máxima durante cortos periodos de tiempo (el intervalo del pulso en el que es aplicada) no causa ningún problema en la práctica. De hecho el PWM permite que se puedan aplicar potencias máximas superiores a las que se emplean cuando no se hace uso de un PWM, porque la carga a la que se le aplica esa potencia sufre dicho stress durante pequeños períodos, siempre que el valor medio que vea la carga sea inferior al permitido por el fabricante.

Para conseguir este ajuste automático, se realiza la modulación por ancho de pulso, o en inglés Pulse-Width Modulation (PWM), que se define como la relación entre el tiempo

que el interruptor está cerrado ( $T_{on}$ ) y el período completo de conmutación ( $T$ ), tal como se muestra en las expresiones (1) y (2) y en la Fig. 27.

PWM:  $T_{com}$  constante,  $t_{on}$  variable

$$t_{on} = \delta \cdot T_{com} ; \delta = t_{on} / T_{com} \tag{1}$$

$$f = 1 / T_{com} \tag{2}$$

Ciclo de trabajo:  $0 < \delta < 1$

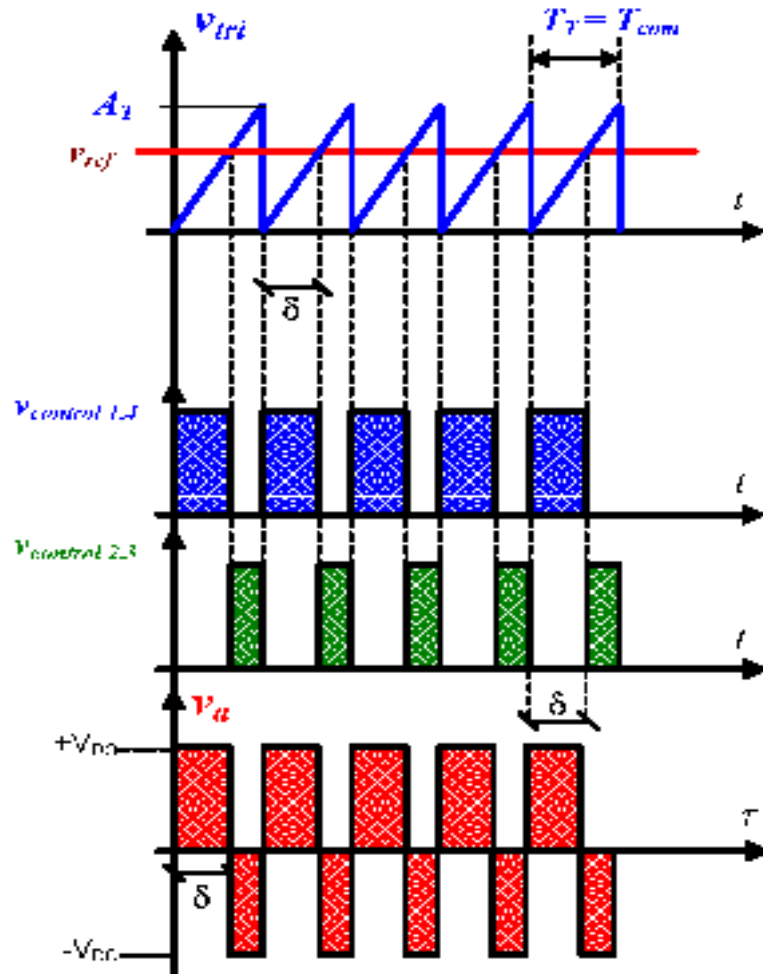


Fig. 27. Control de los impulsos de los cuatro transistores con una única señal

Básicamente existen dos técnicas de control en lazo cerrado: control en modo tensión y control en modo corriente.

En este proyecto se ha utilizado el control en modo tensión. Trabajando con este método (pwm), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control con una forma de onda repetitiva triangular. La señal de la tensión de control generalmente se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión de salida (medida) con el valor de tensión deseado, como se muestra en la Figura 28.

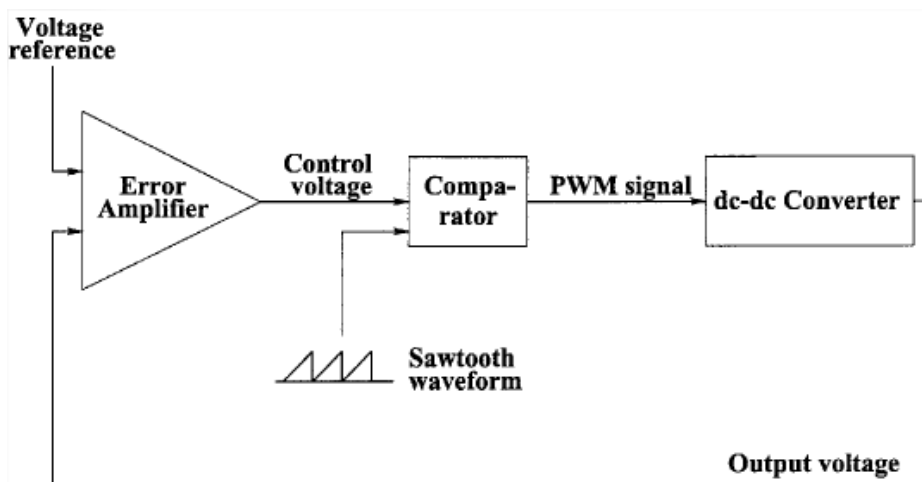
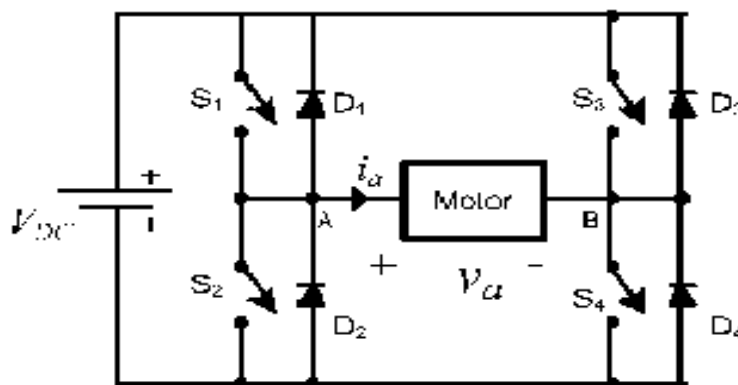


Fig. 28. Control en lazo cerrado modo tensión



$$v_{ref} > \frac{A_T}{2} \quad \rightarrow \quad \delta > 0.5$$

$$V_{\alpha(AV)} = (2\delta - 1)V_{DC} > 0$$

$$v_{ref} < \frac{A_T}{2} \quad \rightarrow \quad \delta < 0.5$$

$$V_{\alpha(AV)} = (2\delta - 1)V_{DC} < 0$$

Fig. 29. Tensión media en el troceador de cuatro cuadrantes 4Q

## 5.2.2. Etapa de Control

### 5.2.2.1. Introducción

La velocidad de los motores de CC cambia con el par motor de la carga. A fin de mantener una velocidad constante, debe variarse continuamente el voltaje de la armadura (y/o del campo) modificándose el ciclo de trabajo de los interruptores del convertidor de CC. En los sistemas propulsores reales es necesario operar el propulsor a un par motor constante con una potencia constante; además, se requiere de aceleración y desaceleración controlada. La mayor parte de los propulsores industriales operan con sistemas de retroalimentación de lazo cerrado. Un sistema de control de lazo cerrado tiene las ventajas de una precisión mejorada, una respuesta dinámica rápida, así como una atenuación de los efectos producidos por perturbaciones en la carga y no linealidad en el sistema.

El diagrama de bloques de un propulsor de CC de imanes permanentes alimentado por un convertidor en lazo cerrado aparece en la Fig.30. Si la velocidad del motor disminuye debido a la aplicación de un par motor adicional en la carga, aumenta el error de velocidad  $V_e$ . El controlador de velocidad contesta con una señal incrementada del control  $V_c$ , modifica el ciclo de trabajo del convertidor e incrementa el voltaje de la armadura del motor. Un aumento en la armadura del motor desarrolla más par de torsión o par motor a fin de restaurar la velocidad al valor original. La propulsión por lo general pasa a través de un periodo transitorio hasta que el par motor desarrollado iguala al par motor de la carga.

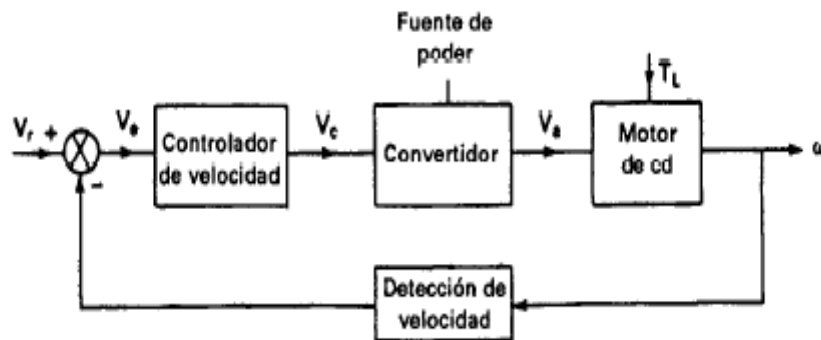


Fig. 30. Diagrama de bloques de un propulsor de motor de CC alimentado por un convertidor en lazo cerrado

### 5.2.2.2. Modelado

Las ecuaciones que describen las características de un motor CC de imanes permanentes pueden determinarse a partir de la Fig.31. La corriente instantánea de la armadura se puede determinar a partir de:

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a$$

La fuerza contraelectromotriz del motor, que también se conoce como voltaje de velocidad, se expresa como:

$$e_a = k_v \cdot \omega \cdot i_f$$

El par desarrollado por el motor es:

$$T_m = k_t \cdot i_f \cdot i_a$$

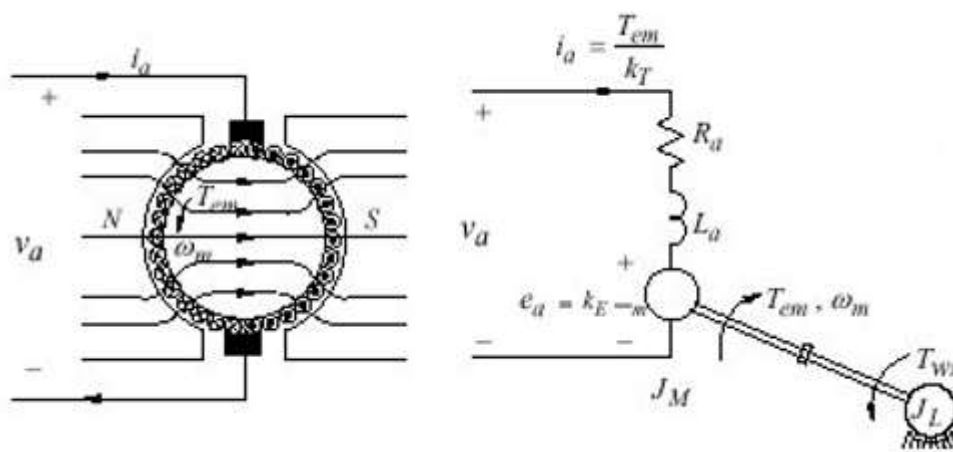


Fig. 31. Circuito equivalente para motores de CC de imanes permanentes

El par motor desarrollado deberá ser igual al par motor de la carga:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + T_L$$

donde,

$\omega$  = velocidad del motor, rad/s

$B$  = constante de la fricción viscosa, N·m/rad/s

$K_v$  = constante de voltaje, V/A·rad/s

$K_t = K_v$  = constante del par motor

$L_a$  = inductancia del circuito de armadura, H

$L_f$  = inductancia del circuito del campo, H

$R_a$  = resistencia del circuito de la armadura,  $\Omega$

$R_f$  = resistencia del circuito del campo,  $\Omega$

$T_L$  = par motor de la carga, N·m



Bajo condiciones de régimen permanente, las derivadas de tiempo de estas ecuaciones son cero y las cantidades promedio son:

$$E_a = K_v \cdot \omega \cdot I_f \quad (5.1)$$

$$V_a = R_a \cdot I_a + E_a = R_a \cdot I_a + K_v \cdot \omega \cdot I_f \quad (5.2)$$

$$T_m = K_t \cdot I_a \cdot I_f = B \cdot \omega + T_L \quad (5.3)$$

La potencia desarrollada es:

$$P_m = T_m \cdot \omega \quad (5.4)$$

Al ser un motor CC de imanes permanentes no habrá ni resistencia del circuito del campo  $R_f$  ni inductancia del circuito de campo  $L_f$  y por lo tanto, no habrá ni intensidad ni tensión del circuito del campo y desaparecerá de aquellas ecuaciones en las que se haga referencia a estos valores.

A partir de la ecuación 5.3, la velocidad del motor de imanes permanentes se puede determinar a partir de:

$$\omega = \frac{V_a - R_a \cdot I_a}{K_v} \quad (5.5)$$

Podemos observar de la ecuación (5.5) que la velocidad del motor puede variar mediante (1) el control del voltaje de la armadura,  $V_a$ , que se conoce como control de voltaje y consiste en mantener el flujo de excitación que crea el inductor y variar la tensión del inducido  $V_a$ , en este caso según (5.5) se modificará la velocidad ya que la corriente de armadura  $I_a$  permanece prácticamente constante. Según (5.3) el par permanecerá constante al no variar la corriente de armadura pero la potencia proporcionada variará como consecuencia del cambio en la velocidad.

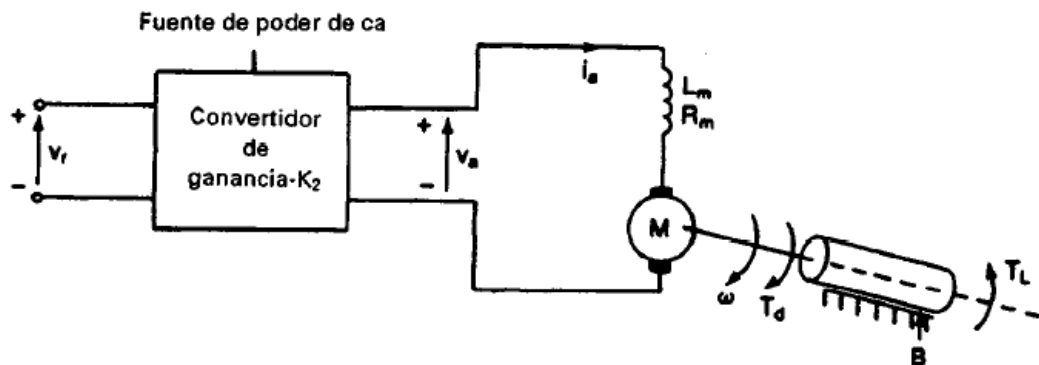


Fig. 32. Propulsor de un motor de CC de imanes permanentes alimentado por convertidor

Además de las características en régimen permanente del convertidor también resulta importante conocer el comportamiento dinámico del convertidor, que se expresa normalmente en forma de una función de transferencia.

La velocidad del motor se ajusta mediante el voltaje de referencia (o de control)  $v_r$ . Suponiendo un convertidor de potencia lineal de ganancia  $K_2$ , el voltaje de la armadura del motor es:

$$v_a = K_2 \cdot v_r \quad (5.6)$$

Si se supone que la corriente del campo del motor  $I_f$  no existe y la constante de la fuerza contraelectromotriz  $K_v$  se mantiene constante durante cualquier perturbación transitoria, las ecuaciones del sistema son:

$$e_a = K_v \cdot \omega \quad (5.7)$$

$$v_a = R_m \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_a = R_m \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + K_v \cdot \omega \quad (5.8)$$

$$T_m = K_t \cdot I_a \quad (5.9)$$

$$T_m = K_t \cdot I_a = J \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + T_L \quad (5.10)$$

El comportamiento transitorio puede analizarse si se cambian las ecuaciones del sistema mediante el uso de la transformada de Laplace con condiciones iniciales cero. Al transformar las ecuaciones (5.6), (5.8) y (5.10), se obtiene:

$$V_a(s) = K_2 \cdot V_r(s) \quad (5.11)$$

$$V_a(s) = R_m \cdot I_a(s) + s \cdot L_m \cdot I_a(s) + K_v \cdot \omega(s) \quad (5.12)$$

$$T_m(s) = K_t \cdot I_a(s) = s \cdot J \cdot \omega(s) + B \cdot \omega(s) + T_L(s) \quad (5.13)$$

De la ecuación (5.12), la corriente de la armadura es:

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_v \cdot \omega(s)}{s \cdot L_m + R_m} \quad (5.14)$$

$$= \frac{V_a(s) - K_v \cdot \omega(s)}{R_m(s \cdot \tau_a + 1)} \quad (5.15)$$

donde  $\tau_a = L_m/R_m$  se conoce como la constante de tiempo del circuito de la armadura del motor. De la ecuación (5.13), la velocidad del motor es:

$$\omega_m(s) = \frac{T_m(s) - T_L(s)}{s \cdot J + B} \quad (5.16)$$

$$= \frac{Tm(s) - TL(s)}{B(s \cdot \tau_m + 1)} \quad (5.17)$$

donde  $\tau_m = J/B$  se conoce como la constante de tiempo mecánica del motor. Se pueden utilizar las ecuaciones (5.7), (5.15) y (5.17) para trazar el diagrama de bloques en lazo abierto. Dos perturbaciones posibles son el voltaje de control,  $V_r$ , y el par motor de la carga,  $T_L$ . Se pueden determinar las respuestas en régimen permanente al combinar las respuestas individuales debidas a  $V_r$  y  $T_L$ .

La respuesta debida a un cambio en escalón en el voltaje de referencia se obtiene al establecer  $T_L = 0$ . De las ecuaciones anteriores se puede obtener la respuesta de la velocidad debida al voltaje de referencia como:

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 \cdot K_v / (R_m \cdot B)}{s^2(\tau_a \cdot \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + \frac{(K_v)^2}{R_m} \cdot B} \quad (5.18)$$

La respuesta debida a un cambio en el par motor de la carga,  $T_L$ , puede obtenerse al ajustar  $V_r$  a cero.

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{\left(\frac{1}{B}\right) \cdot (s \cdot \tau_a + 1)}{s^2(\tau_a \cdot \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + \frac{(K_v)^2}{R_m} \cdot B} \quad (5.19)$$

Utilizando el teorema del valor final, la relación en régimen permanente de una modificación en velocidad,  $\Delta\omega$  debida a un cambio en escalón en el voltaje de control,  $\Delta V_r$ , y de un cambio en escalón de un par motor de la carga,  $\Delta T_L$ , se puede determinar a partir de las ecuaciones (5.18) y (5.19), respectivamente, sustituyendo  $s = 0$ .

$$\Delta\omega = \frac{K_2 \cdot K_v}{R_m \cdot B + (K_v)^2} \cdot \Delta V_r \quad (5.20)$$

$$\Delta\omega = - \frac{R_m}{R_m \cdot B + (K_v)^2} \cdot \Delta T_L \quad (5.21)$$

Una vez se conocen las ecuaciones temporales del sistema y se les ha aplicado la Transformada de Laplace para pasarlas al dominio de la frecuencia, se pueden añadir trayectorias de retroalimentación a fin de obtener la respuesta de salida deseada. A fin de modificar la disposición de circuito abierto de la Fig. 32 a un sistema de lazo cerrado, un sensor o detector de velocidad se conecta a la flecha de salida. La salida de este detector, que resulta proporcional a la velocidad, es amplificada por un factor  $K_1$  y comparada con el voltaje de referencia  $V_r$  a fin de generar un voltaje de error  $V_e$ . El diagrama completo de bloques aparece en la Fig. 33.

La respuesta en escalón de lazo cerrado debida a una modificación en el voltaje de referencia se puede determinar, cuándo  $T_L = 0$ . La función de transferencia se convierte en:

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 \cdot K_v / (R_m \cdot B)}{s^2(\tau_a \cdot \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + \frac{[(K_v)^2 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_v]}{R_m} \cdot B} \quad (5.22)$$

La respuesta debida a un cambio en el par motor de la carga  $T_L$  también se puede obtener a partir de la figura 33 (Fig. 33) si  $V_r$  se iguala a cero. La función de transferencia se convierte en:

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{\left(\frac{1}{B}\right) \cdot (s \cdot \tau_a + 1)}{s^2(\tau_a \cdot \tau_m) + s(\tau_a + \tau_m) + 1 + \frac{[(K_v)^2 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_v]}{R_m} \cdot B} \quad (5.23)$$

Utilizando el teorema del valor final, la modificación en estado de régimen permanente de la velocidad,  $\Delta\omega$ , debida a un cambio en escalón en el voltaje de control,  $\Delta V_r$ , y de un cambio en escalón de un par motor de la carga,  $\Delta T_L$ , se puede determinar a partir de las ecuaciones (5.22) y (5.23), respectivamente, mediante la sustitución de  $s = 0$ .

$$\Delta\omega = \frac{K_2 \cdot K_v}{R_m \cdot B + (K_v)^2 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_v} \cdot \Delta V_r \quad (5.24)$$

$$\Delta\omega = - \frac{R_m}{R_m \cdot B + (K_v)^2 + K_1 \cdot K_2 \cdot K_v} \cdot \Delta T_L \quad (5.25)$$

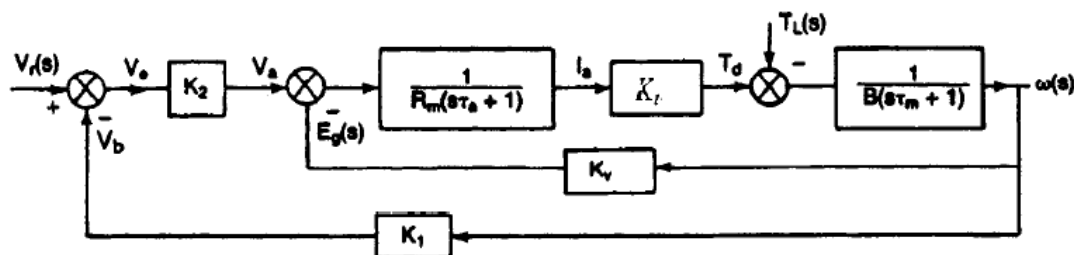


Fig. 33. Diagrama de bloques para un control en lazo cerrado de un motor de CC de imanes permanentes

Una vez obtenidas las ecuaciones del proceso en el espacio de Laplace y una vez se tiene el diagrama de bloques completo del control en lazo cerrado del sistema, se pasara a obtener la función de transferencia final en torno a un punto de funcionamiento elegido.

$K_2$  será la ganancia del controlador y  $K_1$  será la ganancia del sensor, por lo tanto de momento se obtiene la función de transferencia del proceso:

$$P(s) = \frac{\omega(s)}{Va(s)} = \frac{Kt}{Ra \cdot B \cdot \tau_a \cdot \tau_m \cdot s^2 + (\tau_a + \tau_m) \cdot Ra \cdot B \cdot s + (Ra \cdot B + Kt \cdot Kv)} \quad (5.26)$$

Las características del motor de imanes permanentes de la serie ROTOMOT que se estudia en el proyecto son las siguientes:

	UDS.	R3L3017
Par Nominal Máximo	Nm	1,9
Velocidad Nominal	RPM	3000
Potencia Nominal	W	600
Tensión Nominal	V	170
Corriente Nominal	A	4,5
Par Máximo	Nm	11,4
Corriente Máxima	A	27,6
Peso	KG	10,3
Tipo De Servicio	--	S1
Factor De Protección	IP	54
Tolerancia	%	+/- 5
Resistencia de Armadura, Ra	$\Omega$	3
Inductancia de Armadura, La	mH	18
Coef. de inercia, J	kg·m <sup>2</sup>	0,01
Coef. de fricción viscoso, B	N·m·s	0,008
C. electromotriz, Kv ó Ke	V/rad/s	0,50
C. de torque, Kt	N·m/A	0,44
C. de tiempo del cto. de armadura, $\tau_a$	La/Ra	0,006
C. de tiempo mecánica del motor, $\tau_m$	J/B	1,25
Torque de fricción de Coulomb, Tf	N·m	0,001

A partir de la tabla de características del motor y de la función de transferencia del proceso (5.26) se escoge el punto de funcionamiento, en este caso, para los valores máximos a los que puede trabajar el motor y se obtiene el valor de la función de transferencia.

$$\begin{aligned} V_a &= 170 \text{ V}; & T_m &= 1,9 \text{ N}\cdot\text{m} \\ I_a &= 4,3 \text{ A}; & K_v &= 0,50 \text{ V}\cdot\text{s}/\text{rad} \\ \omega &= 3000 \text{ rpm}; & K_t &= 0,44 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{A} \end{aligned}$$

$$P(s) = \frac{\omega(s)}{Va(s)} = \frac{0,44}{0,00018 \cdot s^2 + 0,030 \cdot s + 0,244} \quad (5.27)$$

### 5.2.2.3. Diseño PID

A partir de la función de transferencia anterior (5.27) a la que se llamará función de transferencia del proceso porque es la que se obtiene de las ecuaciones dinámicas del proceso y con la que se podrá ver el comportamiento más parecido a la realidad ante una entrada en escalón.

Mediante la función rltool de MatLab se podrá ver la forma que tiene dicha función de transferencia en el Lugar de las Raíces y el diseño del controlador PID según las especificaciones que se hayan marcado.

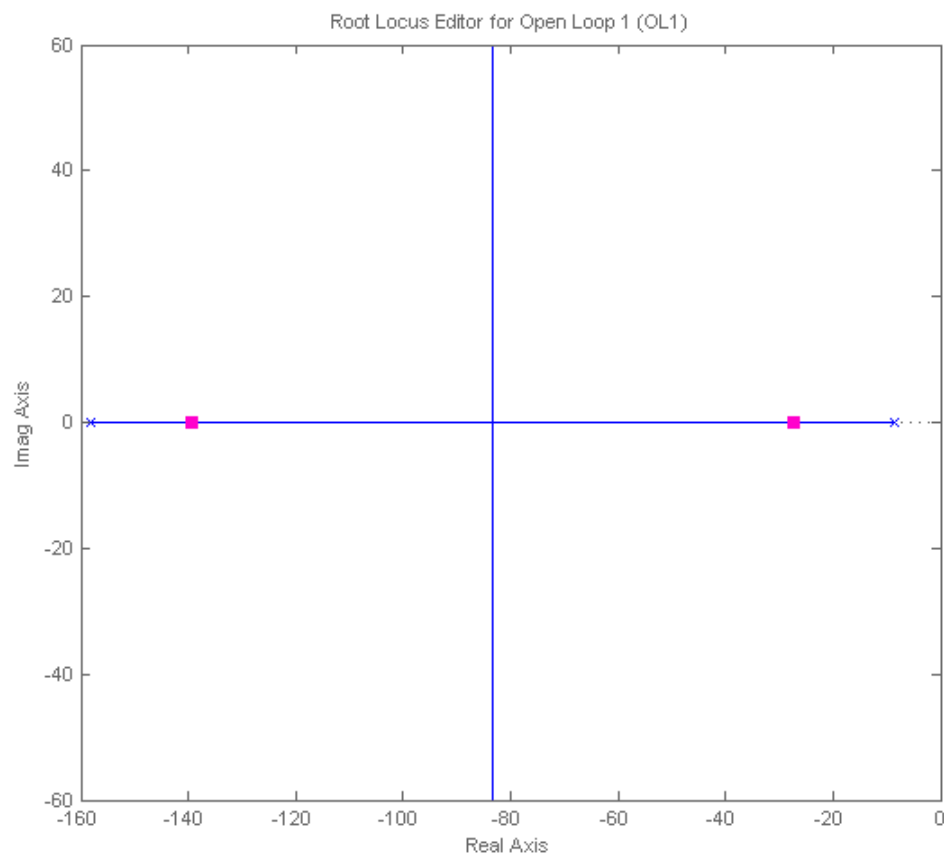


Fig. 34. Función de transferencia del proceso en el Lugar de las Raíces

En la gráfica se ve como la función de transferencia del proceso contiene sus dos únicos polos en el semiplano complejo negativo lo que indica que es un sistema estable.

La función de transferencia en formato de polos y ceros quedaría de la siguiente manera:

$$P(s) = \frac{\omega(s)}{Va(s)} = \frac{2444,4444}{(s + 158,1) \cdot (s + 8,574)} \quad (5.28)$$

Las especificaciones para el control del sistema en este caso van a ser:

$$e_p = 0$$

$$t_e < 4 \text{ s}$$

$$\delta = 0\%$$

Se ha elegido un regulador del tipo PI, ya que para el tipo de proceso que se pretende controlar es válido, puesto que, cumple con las especificaciones dinámicas de  $t_e < 4 \text{ s}$  y  $\delta = 0\%$  y con las especificaciones estáticas de  $e_p = 0$ .

$$\text{PI} \implies G_r = k \frac{(s + a)}{s}$$

Se diseña el regulador PI por cancelación, es decir, se coloca el cero del regulador ( $s + a$ ) para cancelar el polo más dominante de la función de transferencia del proceso en este caso es  $(s + 8,574)$  ya que es el que está más cerca del eje Imaginario y el que provoca que el sistema tarde mas en estabilizarse y el polo en el origen (integrador) para obtener el error de posición igual a cero, quedando de la siguiente manera:

Cero del regulador que cancela el polo del proceso

Polo del regulador en el origen

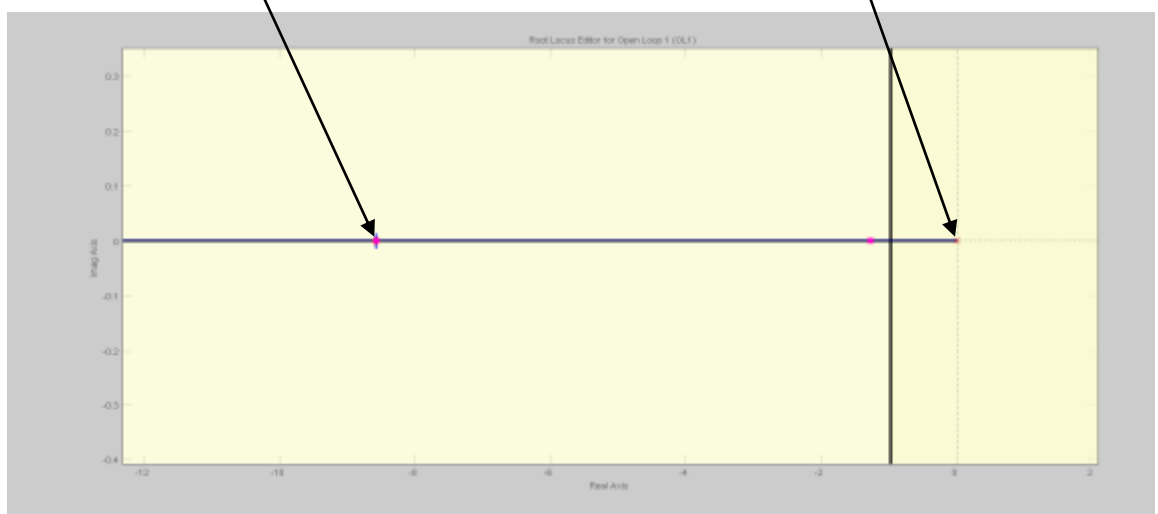
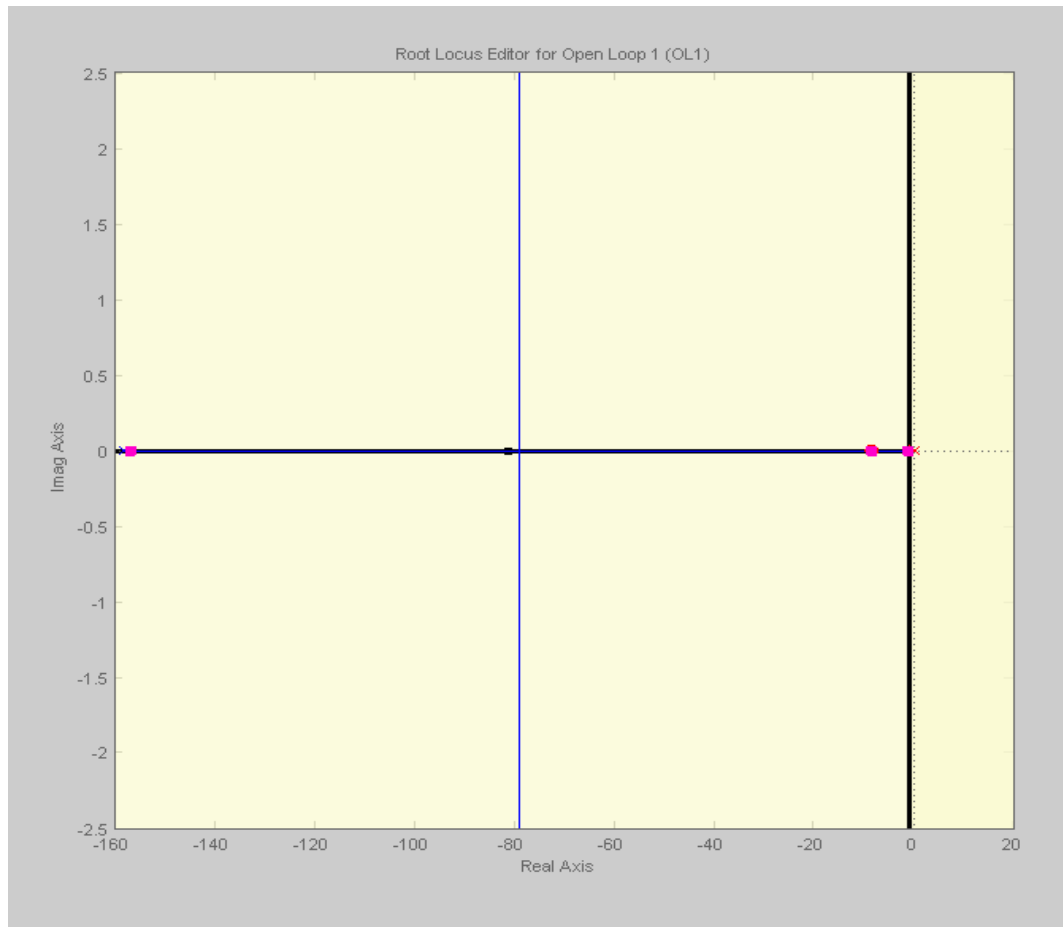


Fig. 35. Posición del regulador en el Lugar de las Raíces



**Fig. 36.** Lugar de las Raíces del proceso más el regulador PI con las especificaciones marcadas

El regulador obtenido con la herramienta rtool de MatLab y que cumple con las especificaciones marcadas es:

$$G(s) = 0,7 \frac{(0,12 \cdot s + 1)}{s} \quad (5.29)$$



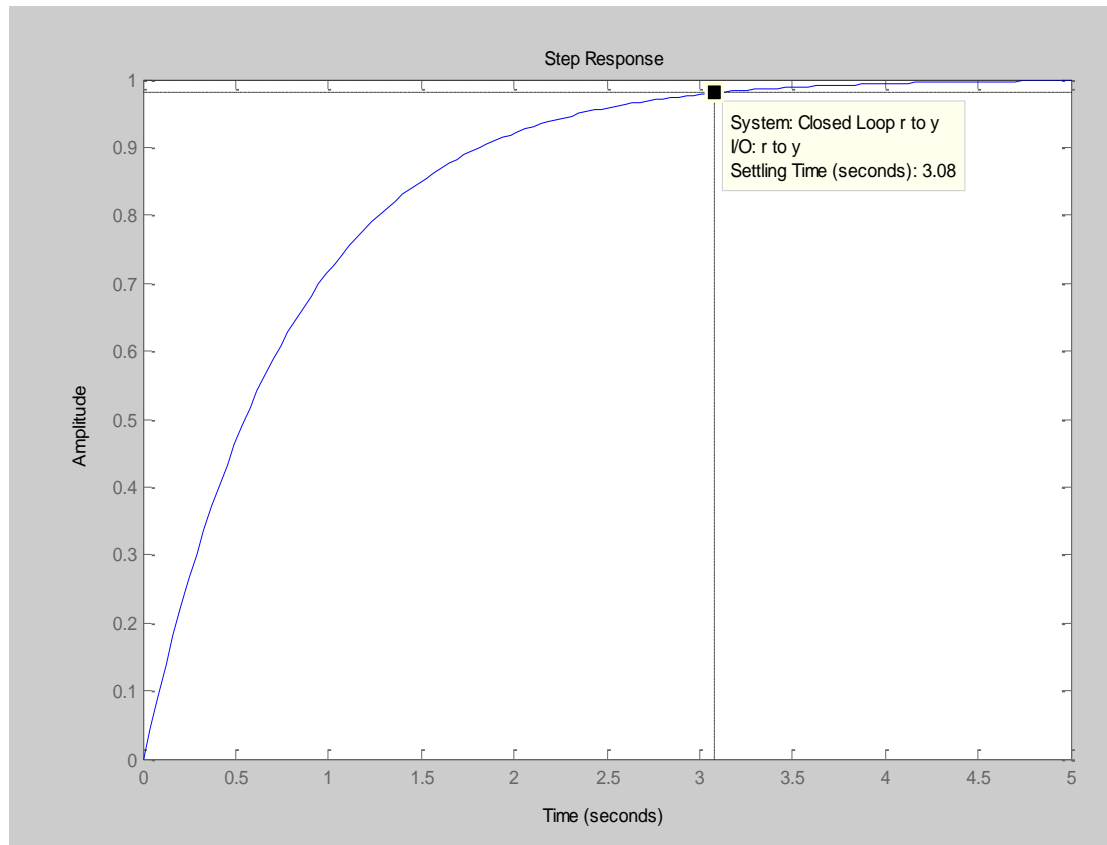


Fig. 37. Respuesta del controlador con el proceso ante una entrada en escalón unitario

Esta es la respuesta que da el controlador ante una entrada de escalón unitario y como se puede ver cumple con el tiempo de establecimiento menor a 4 segundos ya que tiene un  $t_e = 3,08$  s y así no llegar demasiado rápido al punto de equilibrio ya que al ser un motor el proceso a controlar no es necesario que tenga un tiempo de establecimiento demasiado bajo.

Más tarde se verá como al implementar el regulador en la herramienta de simulación Simulink/MatLab para poder acercarse más al proceso real habrá que ajustar la ganancia proporcional para cumplir con las especificaciones.

#### 5.2.2.4. Implementación digital

Mediante la herramienta de simulación Simulink de MatLab 7.12 (R2011a) se ha conseguido simular el proceso real y probarlo con el regulador obtenido con la herramienta *rltool* para comprobar si este regulador es válido o habría que ajustar algún valor más.

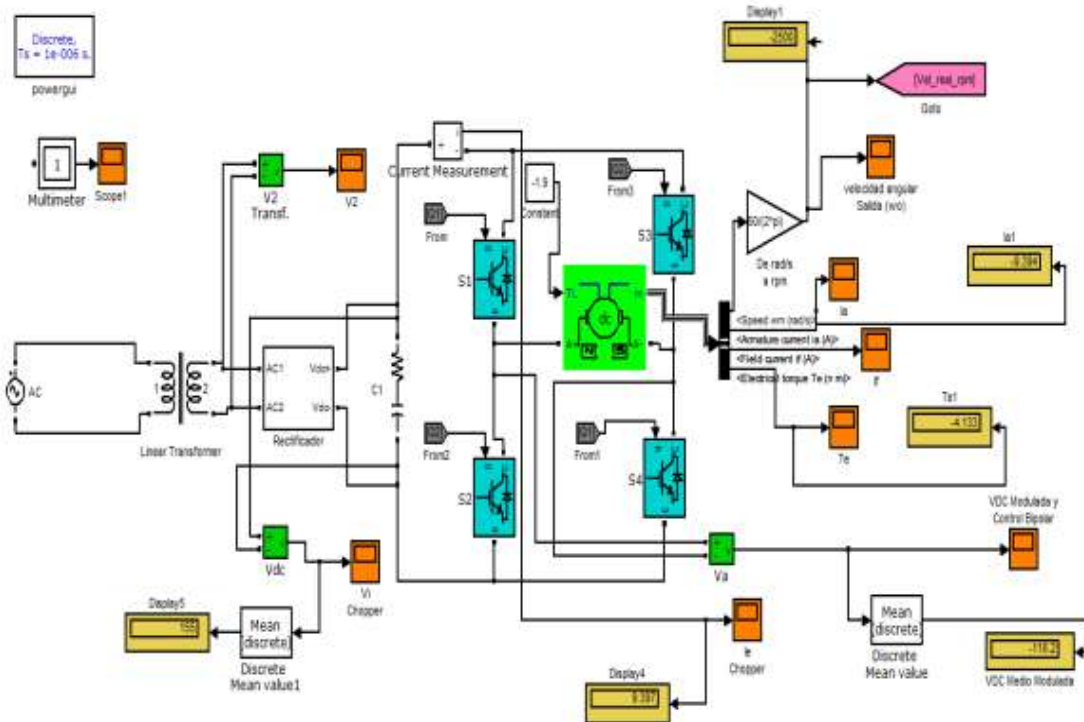


Fig. 38. Etapa de potencia del proceso real y valores instantáneos

Se puede ver en la imagen (Fig. 38.) como se obtiene a partir de la tensión alterna de la Red 230 V<sub>rms</sub> con las diferentes etapas como se obtiene la tensión continua para alimentar al motor. Y como mediante la función Goto de Simulink (flecha de color morado) se extrae la velocidad angular del motor para posteriormente llevarla a la etapa de control.

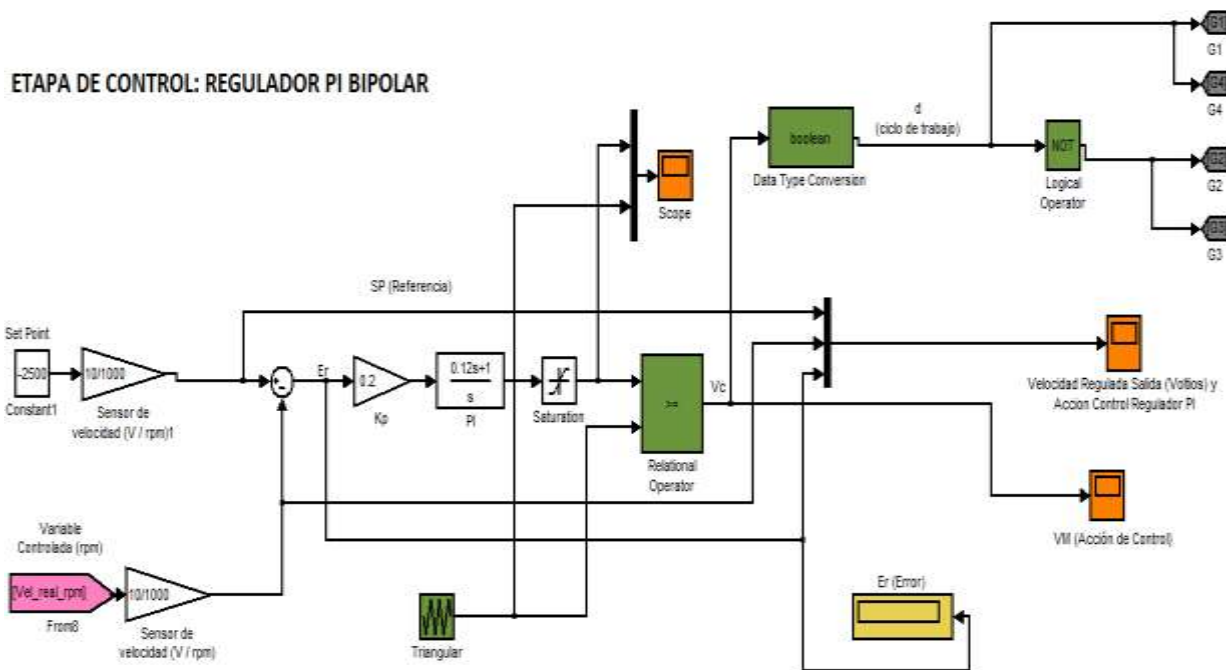


Fig. 39. Etapa de control con el controlador PI y el modulador PWM

En la etapa de control se ha implementado el regulador PI que se ha obtenido anteriormente (5.29) para que el motor funcione a 2500 rpm y el sistema alcanza esta referencia pero la respuesta que se obtiene no es la esperada ya que la seala de salida al acercarse a la referencia da una respuesta subamortiguada y la que se espera es una respuesta sobreamortiguada.

Respuesta para  $K_p = 0,7$

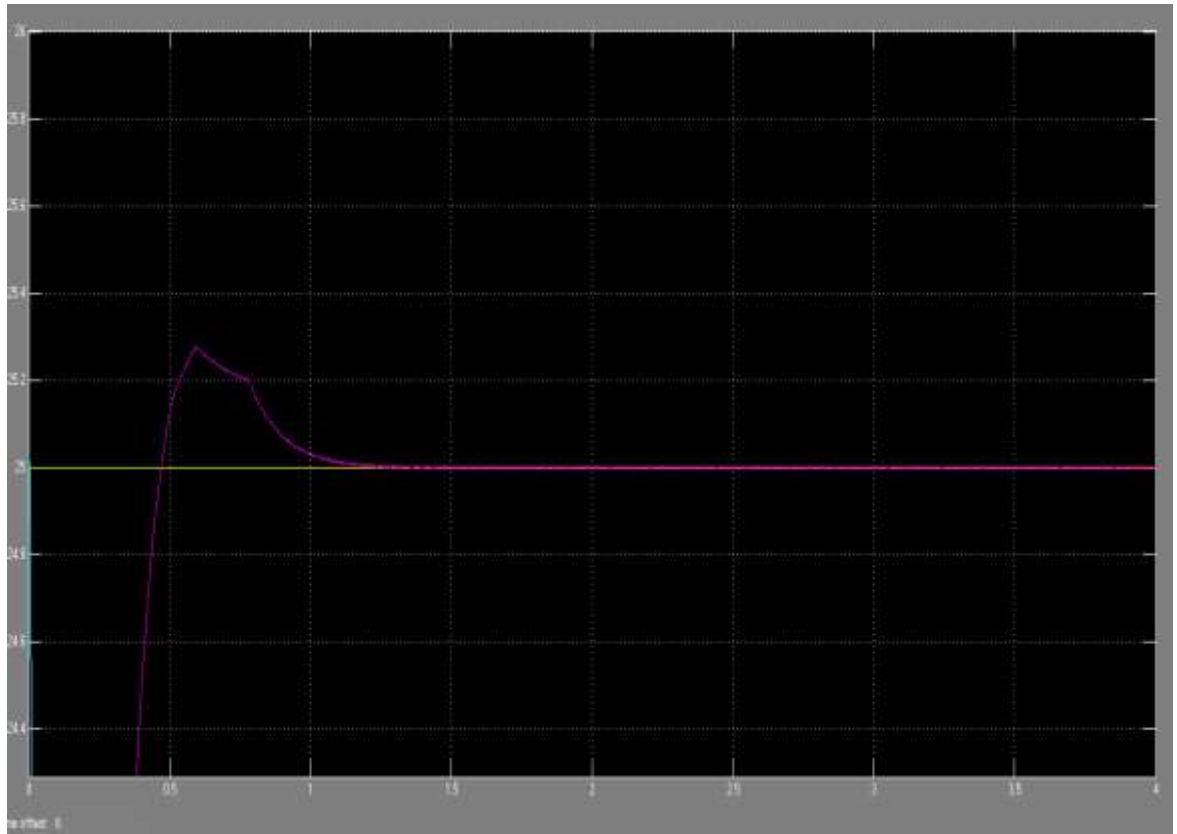


Fig. 40. Respuesta de la seala de salida al seguir la referencia

La referencia a seguir en este caso son 25 V después del sensor que convierte la velocidad angular en una tensi3n directamente proporcional a esta velocidad angular del motor.

La ganancia del sensor es:  $\frac{10 V}{1000 rpm}$

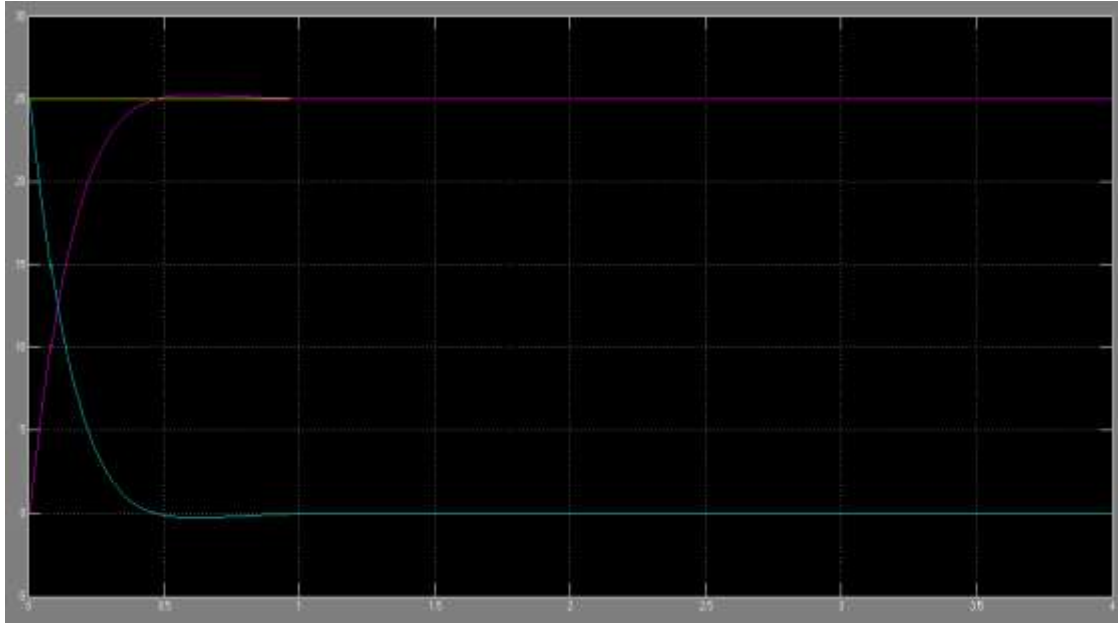


Fig. 41. Respuesta de la señal de salida al seguir la referencia y señal de error

Aquí se ve como se corrige el error (línea azul) pero de forma muy rápida en cuestión de 1 segundo aproximadamente, hecho que no interesa demasiado en el proceso que se está controlando. Por lo tanto, habrá que ajustar la ganancia proporcional para que cumpla con las especificaciones.

Respuesta para  $K_p = 0,20$

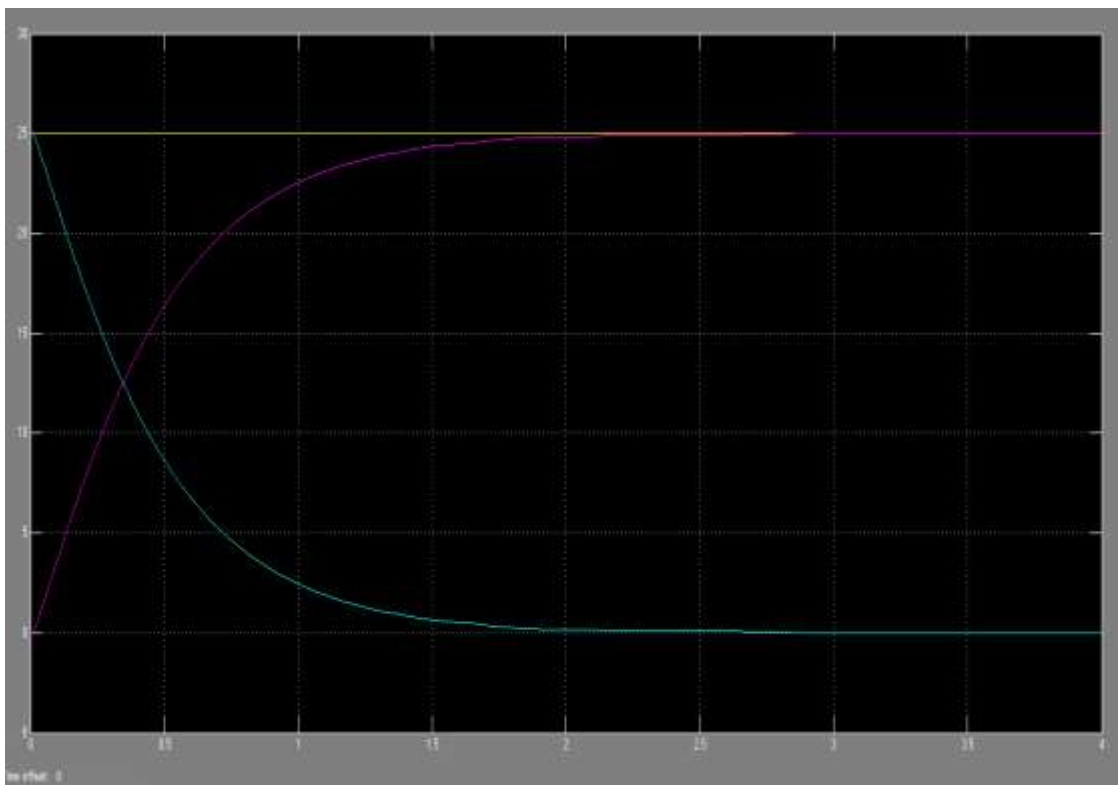


Fig. 42. Respuesta de la señal de salida al seguir la referencia y señal de error

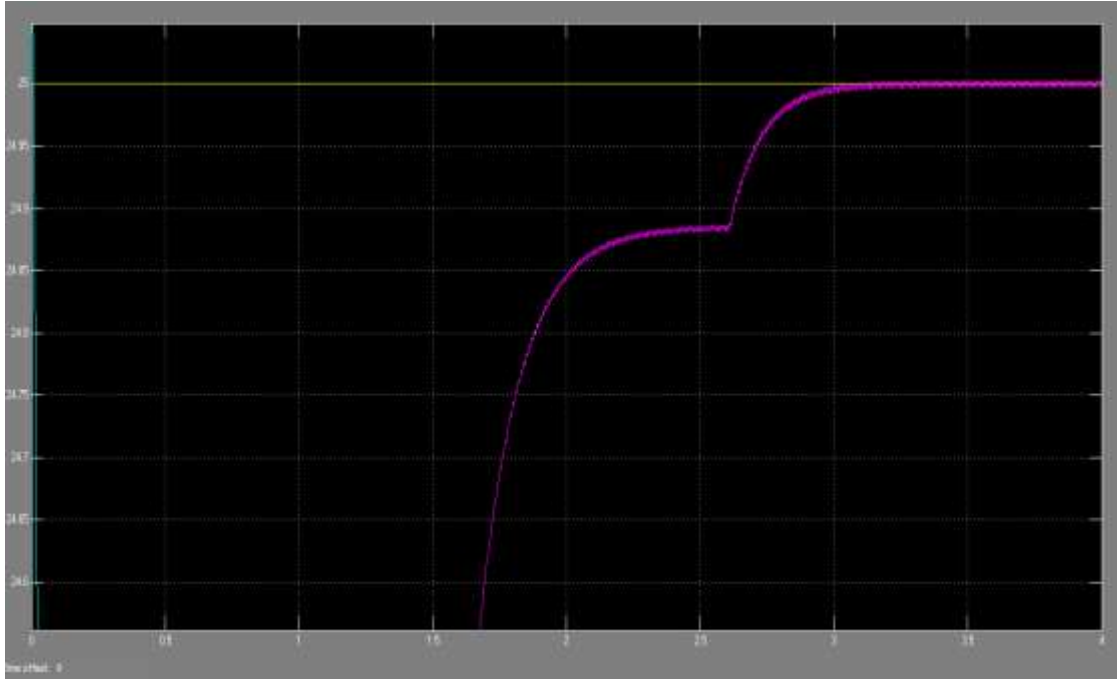


Fig. 43. Respuesta de la señal de salida al seguir la referencia y señal de error

Aquí se puede ver una respuesta totalmente sobreamortiguada, no hay sobreoscilación y más lenta que para el primer regulador. En este caso alcanza la referencia a los 3,2 segundos que es el tiempo de establecimiento que se había diseñado en *rltool* y por lo tanto este regulador con este valor de  $K_p$  se ajusta más a las especificaciones que se habían marcado.

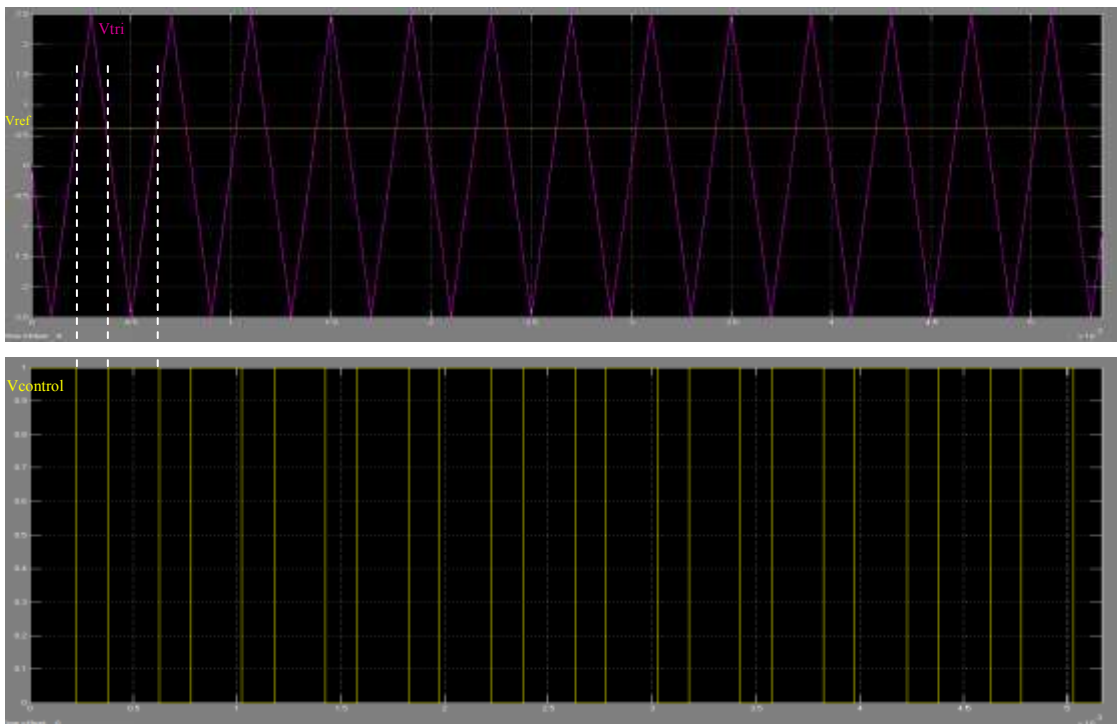


Fig. 44. Modulación PWM

Aquí se pueden ver los pulsos generados en la grafica que se encuentra abajo (Fig. 44) a partir de la comparación de la tensión triangular con la tensión de referencia en la gráfica de arriba.

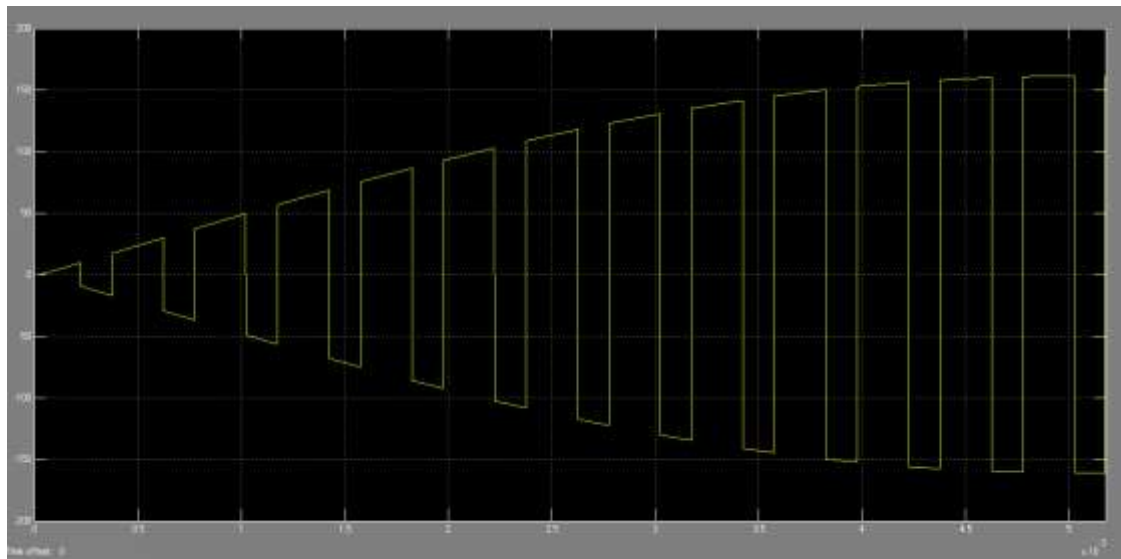


Fig. 45. Tensión de armadura del motor modulada

En esta gráfica (Fig. 45) se ve la tensión de armadura que está recibiendo el motor para moverlo y el valor medio de esta tensión es 116,2 V.

También se puede hacer girar al motor en el otro sentido para ello lo que se hará en la simulación será cambiar la velocidad angular de referencia de 2500 rpm (25 V) a -2500 rpm (-25 V).

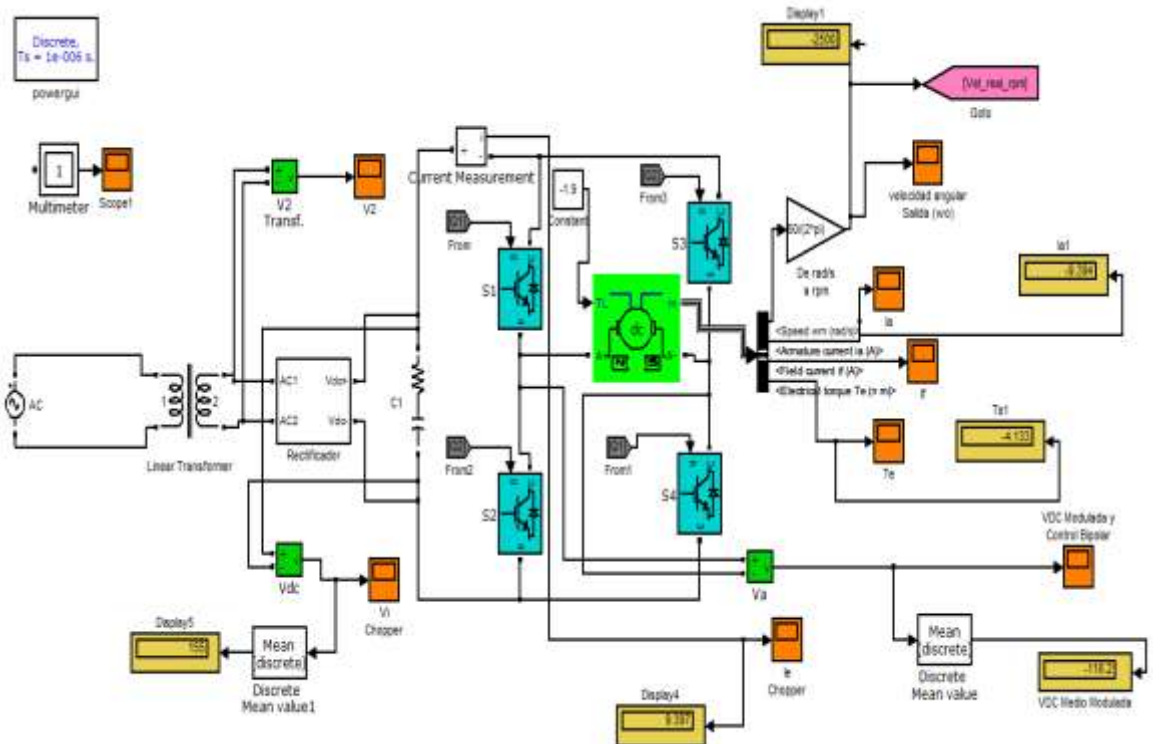
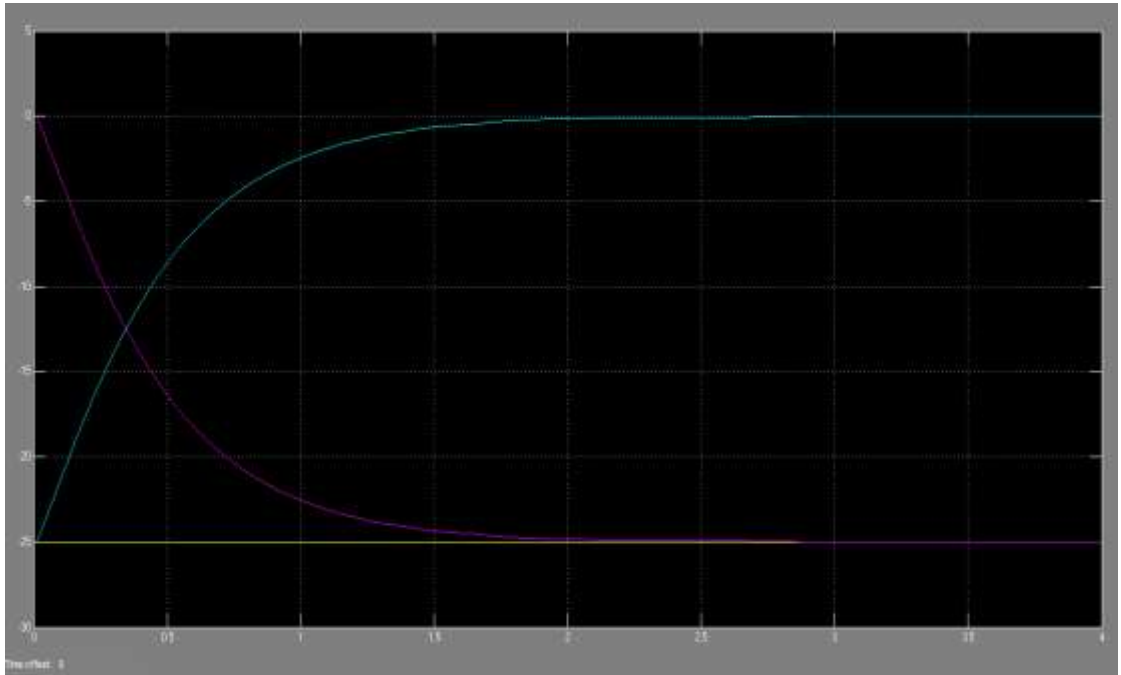
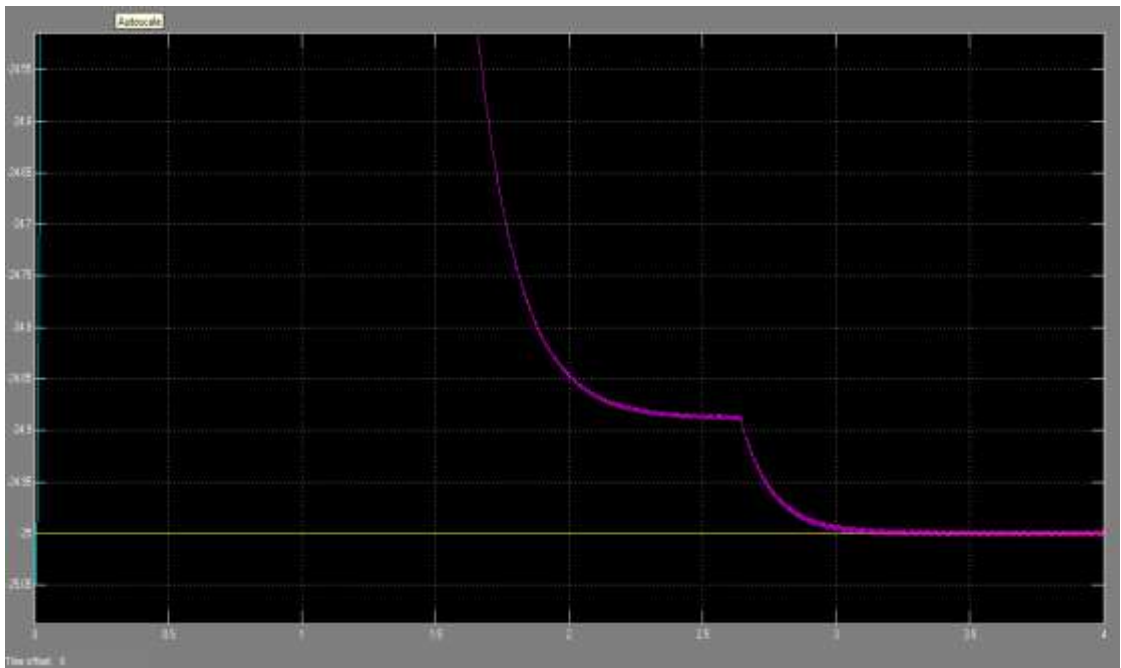


Fig. 46. Circuito de potencia con el motor girando en el sentido opuesto (-2500 rpm)



**Fig. 47.** Respuesta de la señal de salida al seguir la referencia y señal de error con el motor girando en el sentido negativo



**Fig. 48.** Tiempo de establecimiento con el motor girando en el sentido negativo

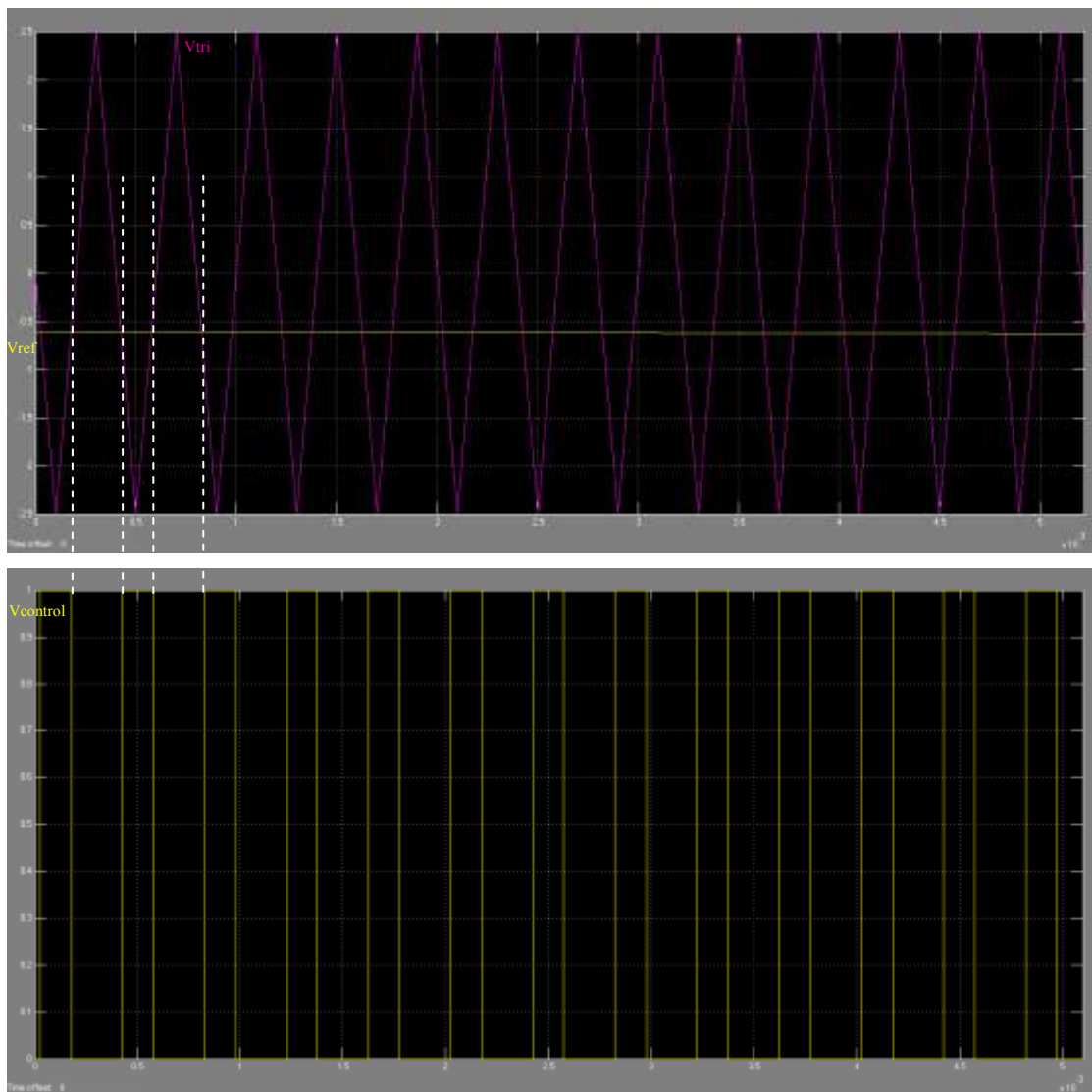


Fig. 49. Modulación PWM con el motor girando en sentido negativo

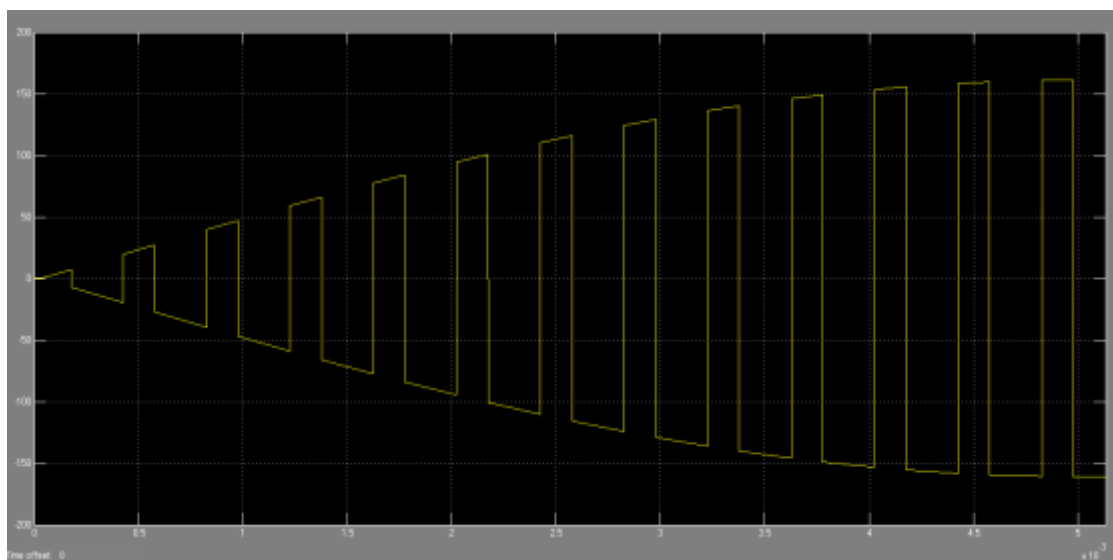


Fig. 50. Tensión de armadura del motor modulada en sentido negativo de giro



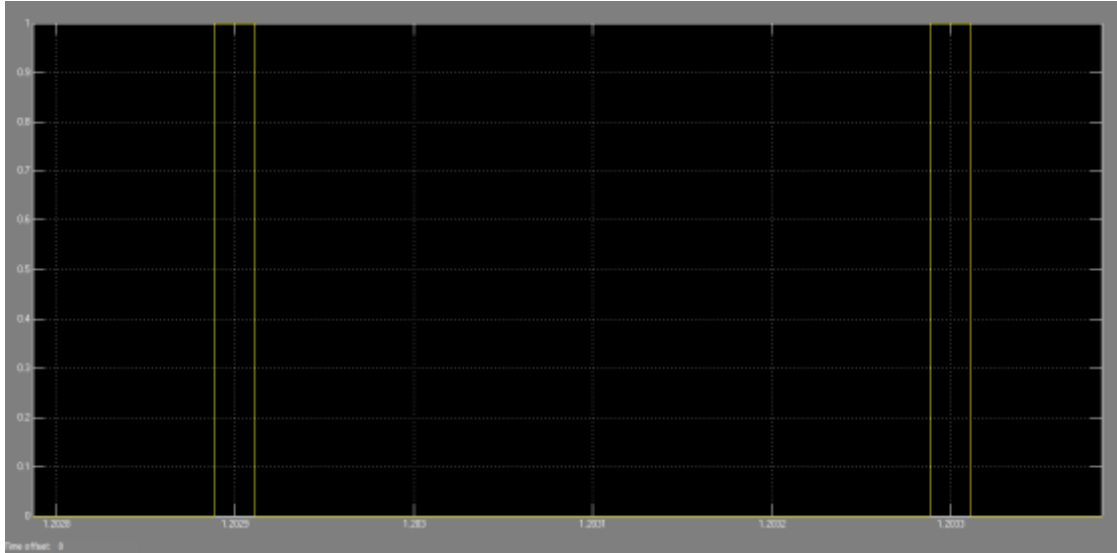


Fig. 51. Tiempo de conmutación de los transistores

El funcionamiento del motor girando en sentido negativo es exactamente igual que en sentido positivo lo único que cambia es el tiempo que conducen los transistores y por lo tanto el tiempo que le estamos aplicando tensión al motor. En este caso para que gire en sentido negativo conducirán los transistores S2 y S3 que es la diagonal que permite el paso de tensión e invierte la polaridad del motor. Además el valor de la constante de par de carga del motor ha de ser negativo  $T_m = -1,9$

$$T_{on} + T_{off} = 1,2033 \text{ s} - 1,2029 \text{ s} = \frac{1}{2500} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ s} = T_{comm.}$$

$$T_{off} = 1,20325 - 1,20295 = 3 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

$$T_{on} = T_{comm.} - T_{off} = 1 \cdot 10^{-4}$$

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_{comm.}} = \frac{1 \cdot 10^{-4}}{4 \cdot 10^{-4}} = 0,25$$

El ciclo de trabajo menor a 0,5 indica que el motor está trabajando con tensión negativa.

#### 5.2.2.5. Lazo de velocidad

A continuación se procede a discutir el análisis del lazo de velocidad que se expresa en el siguiente diagrama de bloques:

Se han realizado dos diagramas uno con perturbación en el par de carga (Fig. 52) y otro sin la perturbación (Fig. 53). En este caso se ha utilizado una versión superior y más potente del software de simulación MATLAB que es MATLAB R2016a.

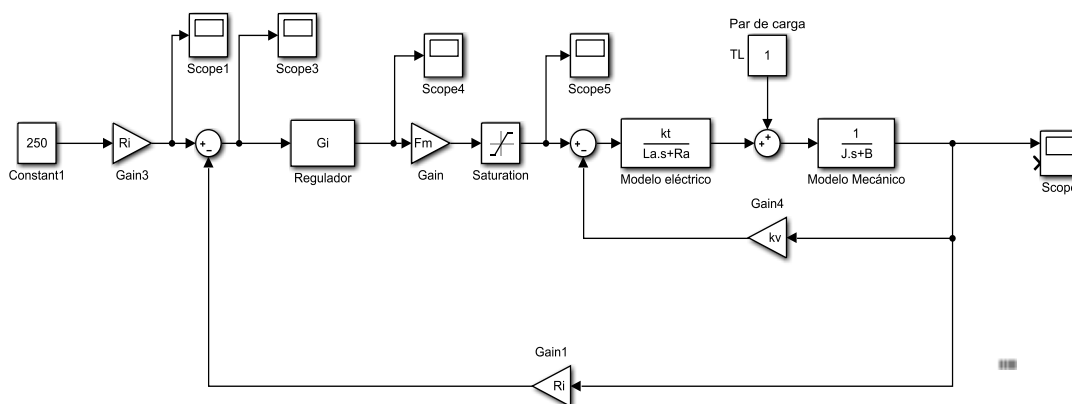


Fig. 52. Lazo de velocidad del motor con perturbación del par de carga

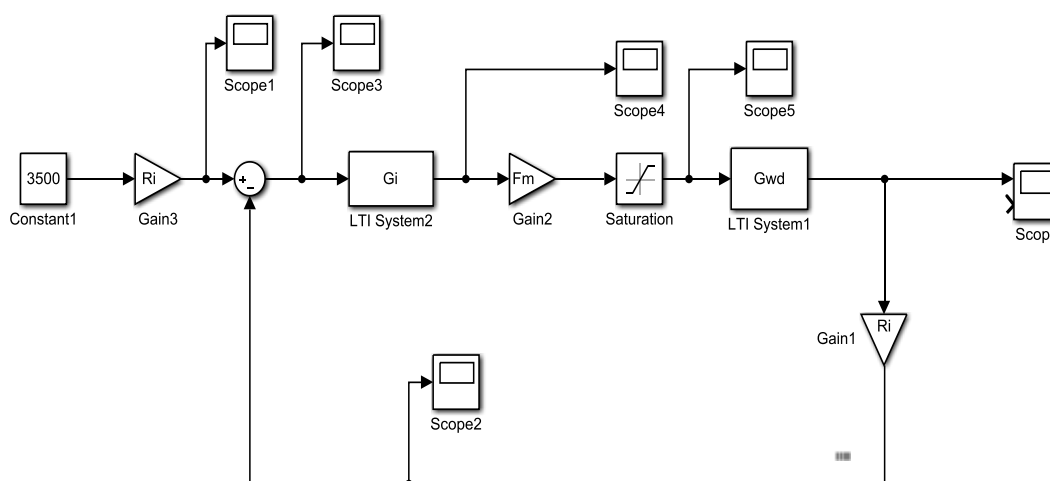


Fig. 53. Lazo de velocidad del motor sin perturbación del par de carga

Para el diseño del lazo se desea conseguir que la ganancia de lazo tenga una frecuencia de cruce de 100 Hz y un margen de fase de 75°. Se diseña el lazo de realimentación de tensión empleando el método del factor K que consta de diferentes pasos.

Con el comando *bode* (*Gwd*) se obtiene la respuesta en frecuencia del proceso y se puede ver en la figura (Fig. 54) como nuestra frecuencia de cruce es de valor 628,3185 rad/s.

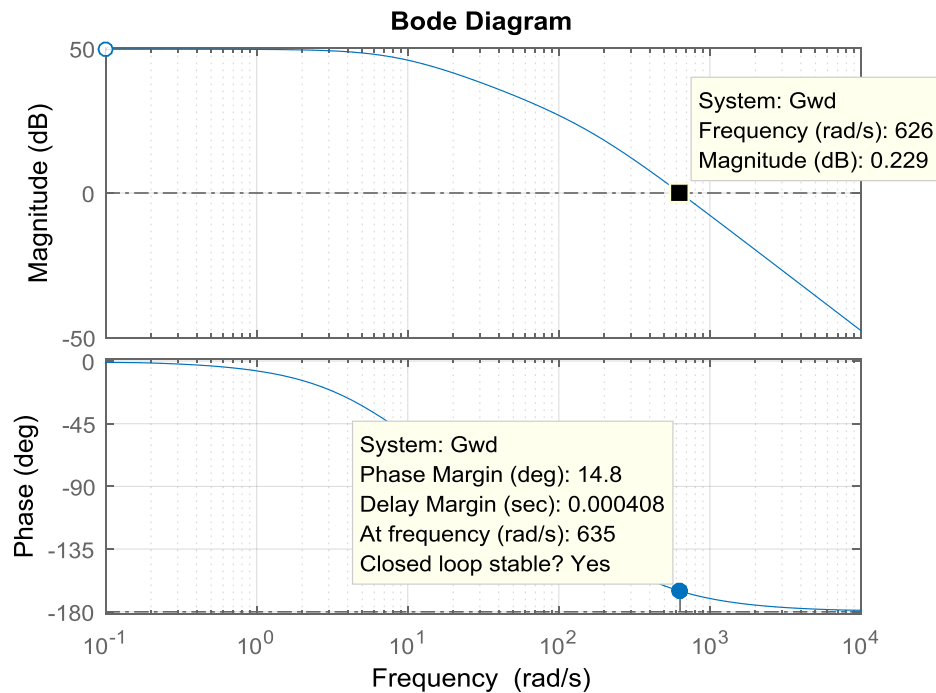


Fig. 54. Diagrama de Bode de la función de transferencia de ciclo de trabajo a velocidad angular de salida

1. Se determina el valor del módulo y la fase de la función de transferencia de ciclo de trabajo a velocidad angular de salida ( $G_{wd}(j)$ ) a la frecuencia de 100 Hz y tipo de compensador a utilizar.
2. Calcular el aumento de fase (AUFA) que debe introducir el compensador a la frecuencia de cruce y el valor del factor K.
3. Obtener las frecuencias angulares de los ceros y polos y la constante  $k_c$  de la función de transferencia del compensador.
4. Representar el diagrama de Bode (módulo y fase) de la función de transferencia del compensador.
5. Materializar el lazo de control mediante un circuito con AO's.
  - Expresión de la ganancia del compensador.
  - Cálculo de los valores de las resistencias y condensadores.

Para realizar el cálculo de estos apartados se ha utilizado un script de Matlab *modelo\_motor.m* para realizar todos estos pasos de una forma ordenada que más adelante se adjuntará como Anexo.

1. Valor del modulo y argumento a 100 Hz:

$$|G_{wd}(j\omega c)| = V_i \cdot \frac{Kt}{Ra \cdot B \cdot \tau a \cdot \tau m \cdot s^2 + (\tau a + \tau m) \cdot Ra \cdot B \cdot s + (Ra \cdot B + Kt \cdot Kv)}$$

Sustituyendo  $s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100$

$$|G_{wd}(\omega c)| = 1,0204 \text{ V}$$

En decibelios:

$$\text{Mod}_{G_{wd\_wc\_dB}} = 20 \cdot \log(1,0204) = 0,17540 \text{ dB}$$

$$\arg(G_{wd}(wc)) = -165,0267^\circ$$

Como:  $-\arg(G_{wd}(wc)) > 90^\circ$  : Compensador de tipo 3

2. AUFA y valor de K:

$$\arg(G_{wd}(wc)) - 90^\circ + \text{AUFA} = -180^\circ + \text{MF}$$

$$\text{AUFA} = -90^\circ + \text{MF} - \arg(G_{wd}(wc)) = 150,0267^\circ$$

$$K = \tan\left(\frac{\text{AUFA}}{4} + 45^\circ\right)^2 = 57,7995$$

3. Frecuencias angulares de los ceros y polos y constante kc del compensador:

$$w_{zi} = \frac{wc}{\sqrt{K}} = 82.6452 \text{ rad/s}$$

$$w_{pi} = \sqrt{K} \cdot wc = 4,7769 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

A la frecuencia de cruce se cumple:

$$T_w(j \cdot wc) = |G_{wd}(j \cdot wc)| \cdot G_i \cdot R_i \cdot F_m = 1$$

Como se conecta el comparador de error a la salida del convertidor  $b = R_i$

La ganancia del modulador PWM es:  $1/V_{tri} = 0,200 \text{ V}$

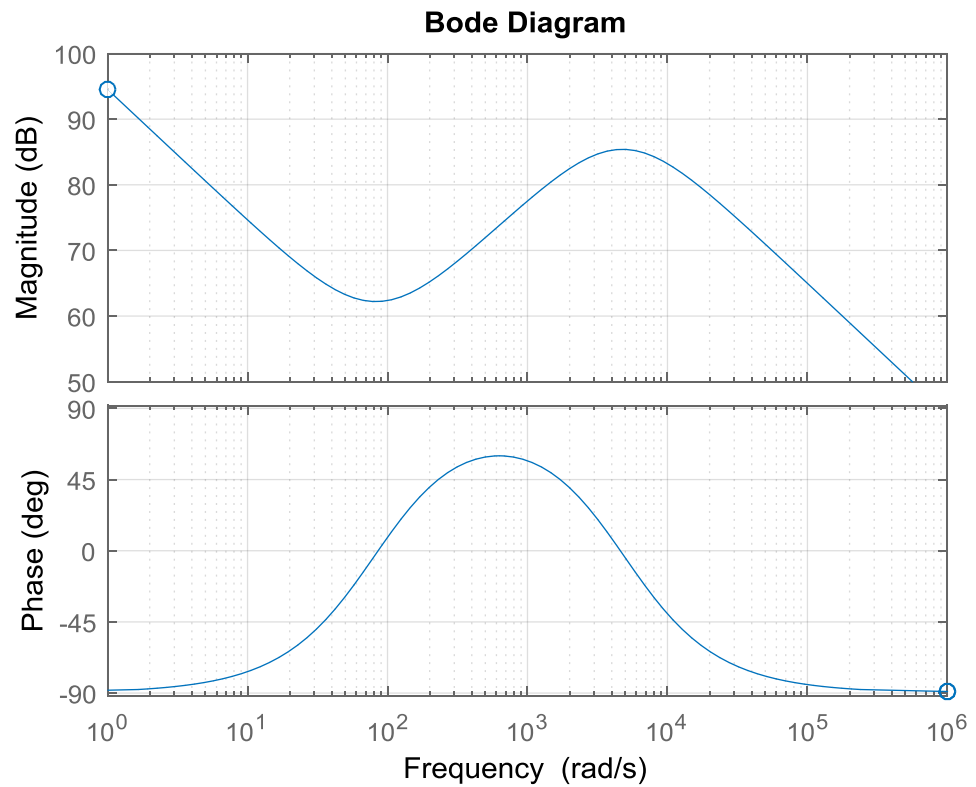
$$k_{ci} = \frac{wc}{|G_{wd}(j \cdot wc)| \cdot F_m \cdot R_i} \cdot \frac{1 + \left(\frac{wc}{w_{pi}}\right)^2}{1 + \left(\frac{wc}{w_{zi}}\right)^2} = 5,3268 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

4. Diagrama de Bode de la función de transferencia del compensador:

$$G_i(jwc) = \frac{K_{ci}}{wc} \cdot \frac{1 + \left(\frac{wc}{w_{zi}}\right)^2}{1 + \left(\frac{wc}{w_{pi}}\right)^2} = \frac{K_{ci}}{s} \cdot \frac{1 + \left(\frac{s}{w_{zi}}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{w_{pi}}\right)^2}$$

$$G_i(s) = \frac{1.215 \cdot 10^{12} s^2 + 2.009 \cdot 10^{14} s + 8.302 \cdot 10^{15}}{6830 s^3 + 6.525 \cdot 10^7 \cdot s^2 + 1.559 \cdot 10^{11} s}$$

$$G_i(s) = \frac{1.7796 \cdot 10^8 (s+82.65)^2}{s(s+4777)^2}$$



**Fig. 55.** Diagrama de Bode de la función de transferencia del compensador

Valores representativos:

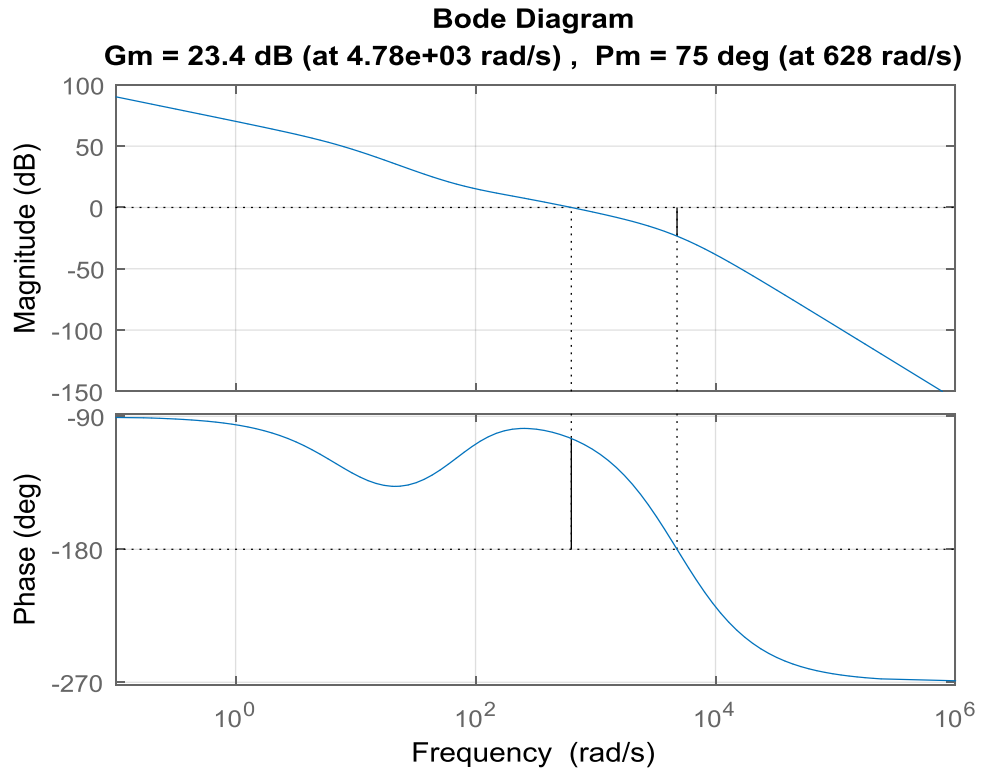
$$20 \cdot \log(|Gi(10^0)|) = 94,530 \quad ; \quad \arg(Gi(10^0)) = - 88,6375^\circ$$

$$20 \cdot \log(|Gi(wzi)|) = 62,2030 \quad ; \quad \arg(Gi(wzi)) = - 1,9824^\circ$$

$$20 \cdot \log(|Gi(wc)|) = 73,804 \quad ; \quad \arg(Gi(wc)) = 60,0267^\circ$$

$$20 \cdot \log(|Gi(wpi)|) = 85,4051 \quad ; \quad \arg(Gi(wpi)) = - 1,9824^\circ$$

$$20 \cdot \log(|Gi(10^6)|) = 45,0060 \quad ; \quad \arg(Gi(10^6)) = - 89.4621^\circ$$



**Fig. 56.** Diagrama de Bode de la función de ganancia del lazo total de control Tw(s)



**Fig. 57.** Entrada escalón valor 100

En la grafica (Fig. 57) se muestra el comportamiento del lazo de velocidad una vez incluido el compensador de tipo 3, el tiempo de establecimiento es de 0,8 seg, y la sobreoscilación no es excesiva, el error es nulo.

Comprobación del diseño del compensador:

$$\arg(G_i(\omega_c)) - (-90^\circ) = \text{AUFA} = 150,0267^\circ \quad \text{coincide con AUFA}$$

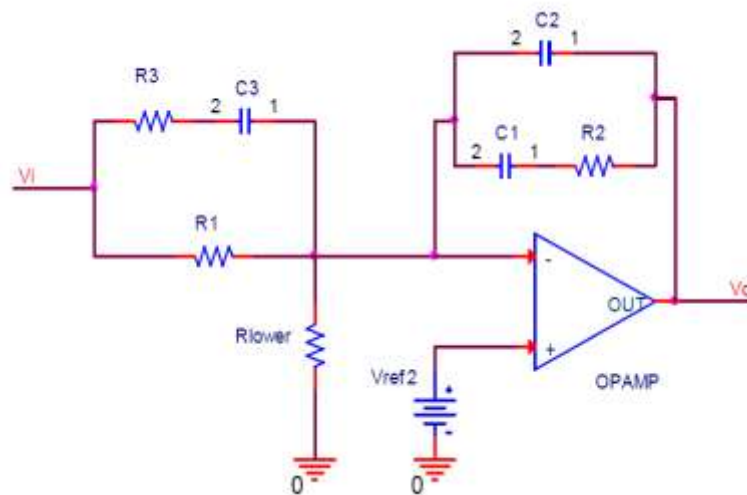
$$T_w(j \cdot \omega_c) = |G_{wd}(j \cdot \omega_c)| \cdot G_i \cdot R_i \cdot F_m$$

$$20 \cdot \log(|T_w(\omega_c)|) = 0 \quad ; \quad 180^\circ + \arg(T_w(\omega_c)) = 180^\circ + (-105^\circ) = 75^\circ$$

Se cumplen las especificaciones

5. Materialización del lazo de control mediante un circuito con AO's:

a. Expresión de la ganancia del compensador



En pequeña señal  $V_{ref} = 0 = V_-$  (entrada inversora del AO)

$Z1b(\omega)$ : R1 en paralelo con (R3 en serie con C3)

$$Z1b(\omega) = \frac{R1 \cdot (R3 + \frac{1}{j \cdot C3 \cdot \omega})}{R1 + R3 + \frac{1}{j \cdot C3 \cdot \omega}}$$

$$Z1b(\omega) = R1 \cdot \frac{1 + j \cdot R3 \cdot C3 \cdot \omega}{1 + j \cdot (R1 + R3) \cdot C3 \cdot \omega}$$

$Z2b(\omega)$ : C2 en paralelo con (R2 en serie con C1)

$$Z2b(\omega) = \frac{\frac{1}{j \cdot C2 \cdot \omega} \cdot (R2 + \frac{1}{j \cdot C1 \cdot \omega})}{\frac{1}{j \cdot C2 \cdot \omega} + R2 + \frac{1}{j \cdot C1 \cdot \omega}}$$

$$Z2b(\omega) = \frac{1 + j \cdot R2 \cdot C1 \cdot \omega}{j \cdot \omega \cdot [(C1 + C2) + j \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot \omega]}$$

$$G_i(w) = \frac{Z2b(w)}{Z1b(w)} \qquad G_i(w) = \frac{1 + j \cdot R2 \cdot C1 \cdot w}{j \cdot w \cdot [(C1 + C2) + j \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot w]} \cdot \frac{R1 \cdot \frac{1 + j \cdot R3 \cdot C3 \cdot w}{1 + j \cdot (R1 + R3) \cdot C3 \cdot w}}{1 + j \cdot (R1 + R3) \cdot C3 \cdot w}$$

$$G_i(w) = \frac{1}{R1 \cdot (C1 + C2) \cdot (j \cdot w)} \cdot \frac{(1 + j \cdot R2 \cdot C1 \cdot w) \cdot [1 + j \cdot (R1 + R3) \cdot C3 \cdot w]}{(1 + j \cdot R3 \cdot C3 \cdot w) \cdot [1 + j \cdot (\frac{R2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot w}{C1 + C2})]}$$

b. Cálculo de los valores de las resistencias y condensadores

Identificando las expresiones de la ganancia del compensador con AO's y la de un compensador de tipo 3 resulta:

$$k_{ci} = \frac{1}{R1 \cdot (C1 + C2)} ; \quad w_{zi} = \frac{1}{C3 \cdot (R1 + R3)} ; \quad w_{zi} = \frac{1}{C1 \cdot R2}$$

$$w_{pi} = \frac{C1 + C2}{C1 \cdot C2 \cdot R2} ; \quad w_{pi} = \frac{1}{C3 \cdot R3}$$

Suponiendo:  $C2 \ll C1, R3 \ll R1$

$$k_{ci} = \frac{1}{R1 \cdot C1} ; \quad w_{zi} = \frac{1}{C3 \cdot R1} ; \quad w_{zi} = \frac{1}{C1 \cdot R2}$$

$$w_{pi} = \frac{1}{C2 \cdot R2} ; \quad w_{pi} = \frac{1}{C3 \cdot R3}$$

Tomando:  $R1 = 100 \text{ k}\Omega$

$$C1 = \frac{1}{R1 \cdot Kc} \qquad C1 = 187,73 \text{ pF}$$

$$C3 = \frac{1}{w_{zi} \cdot R1} \qquad C3 = 120,99 \text{ nF}$$

$$R2 = \frac{1}{C1 \cdot w_{zi}} \qquad R2 = 64,45 \text{ M}\Omega$$



$$C2 = \frac{1}{\omega_{pi} \cdot R2} \quad C2 = 3,25 \text{ pF}$$

$$R3 = \frac{1}{\omega_{pi} \cdot C3} \quad R3 = 1,73 \text{ k}\Omega$$

Para DC, en el AO se cumple que:  $V_- = V_+ = V_{ref}$ ,  $V_o = V_i = 170 \text{ V}$ :

$$\frac{V_o - V_{ref}}{R1} = \frac{V_{ref}}{R_{lower}} \quad ; \quad R_{lower} = \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \cdot R1 \quad R_{lower} = 1,010 \text{ k}\Omega$$

- c. Etapa de comparación: Amplificador de error-Compensador + comparación con la señal triangular.

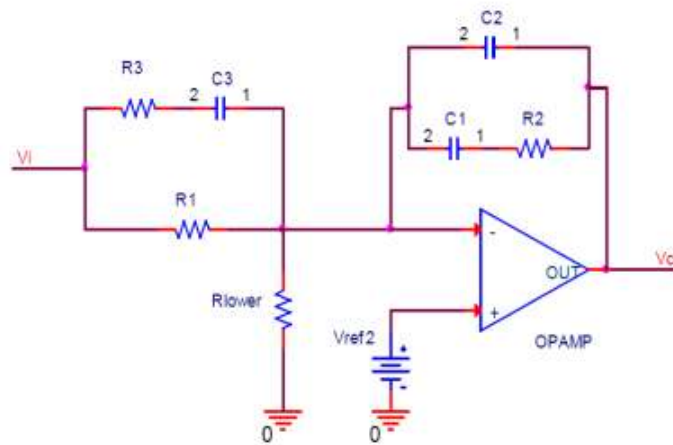


Fig. 58. Circuito Amplificador de error-Compensador - Gi(s)

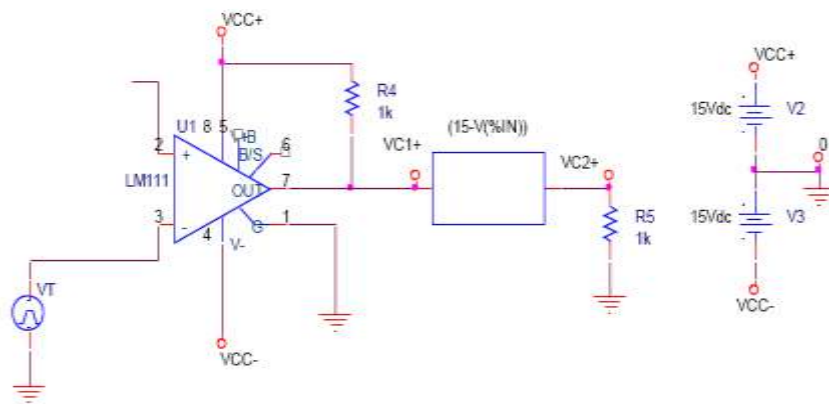


Fig. 59. Circuito Comparador-Modulador PWM bipolar - Fm

Finalmente a través de la patilla OUT del amplificador operacional del primer circuito amplificador de error-Compensador (Fig. 58) se obtiene la tensión de control ( $V_c$ ), la cual ira conectada a la patilla 2 ( $V_+$ ) del otro amplificador operacional LM111 del circuito Comparador (Fig. 59). En el circuito Comparador para realizar control se compara una señal fija que la que se obtiene del circuito Amplificador de error-Compensador (moduladora) con una señal triangular (portadora) empleando un comparador **LM111** con una alimentación  $V_{cc+} = 15\text{ V}$ ,  $V_{cc-} = -15\text{ V}$ . La señal de control deberá trabajar dentro de un rango de tensiones máximo de  $[-2,5\text{ V} \dots +2,5\text{ V}]$  y una frecuencia de 50 Hz. La señal triangular se modeliza con una fuente **VPULSE** con los siguientes valores:  $V_1 = -2,5$ ,  $V_2 = 2,5$ ,  $TD = 0$ ,  $TR = 500\mu$ ,  $TF = 499\mu$ ,  $PW = 1\mu$ ,  $PER = 1m$ .

La salida del comparador es la señal de control  $vc_1$  y se aplica a los terminales de control de los interruptores S1 y S4. La señal de control  $vc_2$  se aplica a los terminales de control de los interruptores S2 y S3 y se obtiene empleando un bloque **ABM1** con la siguiente expresión:  $(15 - V(\%IN))$ .

Estas señales  $vc_1$  y  $vc_2$  antes de enviarlas al circuito de potencia habrá que pasarlas por unos optoacopladores que serán los encargados de aislar el disparo de los semiconductores, ya que la referencia del circuito de control es diferente de la referencia de los semiconductores de potencia.

## 6. Bibliografía

- “Fundamentals of Power Electronics”, R. W. Erickson, 1997, ISBN: 0412085410
- “Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones” M. Rashid Segunda Edicion
- INGENIERÍA DE CONTROL MODERNA Katsuhiko Ogata PEARSON EDUCACIÓN, S.A., Madrid, 2010 ISBN: 978-84-8322-660-5

## Apuntes

Diapositivas de las asignaturas: Electrónica de potencia, Sistemas electrónicos industriales, técnicas de control.

## Webs

- [http://pulsoelectro.blogspot.com.es/2013\\_09\\_01\\_archive.html](http://pulsoelectro.blogspot.com.es/2013_09_01_archive.html)
- <http://www.aficionadosalamecanica.net/sensores2.htm>
- <https://sites.google.com/site/fisicacbtis162/services/3-2-8-generador-de-corriente-alterna-y-corriente-continua-1>
- <http://miluisyedgar.blogspot.de/2007/05/sensor-tacogenerador.html>
- <http://www.tem-electric-motors.com>
- [http://rabfis15.uco.es/transistoresweb/Tutorial\\_General/transistoresdepotencia.html](http://rabfis15.uco.es/transistoresweb/Tutorial_General/transistoresdepotencia.html)
- [https://es.wikibooks.org/wiki/Electr%C3%B3nica\\_de\\_Potencia/IGBT/Estructura\\_y\\_principio\\_de\\_funcionamiento](https://es.wikibooks.org/wiki/Electr%C3%B3nica_de_Potencia/IGBT/Estructura_y_principio_de_funcionamiento)
- <http://www.monografias.com/trabajos82/fuentes-de-alimentacion-lineales/fuentes-de-alimentacion-lineales2.shtml#ixzz4QITcY739>

## **ANEXOS**

### **1. Scripts.**

**1.1. DisenoPIDMotor.m**

**1.2. Modelo\_motor.m**

## 1.1 DisenoPIDMotor.m

```
s=tf('s')
```

```
Ts= 1e-06
```

```
Gm=0.44/(0.00018*s^2+0.030*s+0.244)
```

```
Gpid=(0.1*(1+0.12*s))/s ;
```

```
H=10/1000;
```

```
bode(Gm)
```

```
sisotool(Gm,Gpid,H,
```

## 1.2 Modelo\_motor.m

```
La=18e-3;
Ra=3;
B=0.008;
J=0.01;
ta=La/Ra;
tm=J/B;
kt=0.44;
kv=0.50;
Vi=170;

fc=100;
wc=2*pi*fc
Mf=75;
Vref = 1.7;          % Tensión de referencia
V_tri=5;
Fm=1/V_tri;
Ri=0.00100;

% Modulo y fase de Gwd a la frecuencia de corte del convertidor

s=tf('s');
Gm=kt/[Ra*B*ta*tm*s^2+(ta+tm)*Ra*B*s+(Ra*B+kt*kv)];
Gwd=Gm*Vi;

figure(1)
bode(Gwd)
grid on;
[MGm,FGm]=bode(Gwd,wc);

% Regulador tipo 3

Fase_objetivo = -180 + Mf;
AUFA = Fase_objetivo-(FGm-90);

%Calculamos K
K = tan((45*pi/180)+(AUFA*pi/180)/4)^2;

% y determinamos las frecuencias de polos y ceros
wzi = wc/sqrt(K);
wpi = sqrt(K)*wc;
Kci = wc/(MGm*Ri*Fm)*((1+wc/wpi)^2)/((1+(wc/wzi))^2);
Kci2 = wc/(MGm*Ri*Fm)*1/K;

% Implementación del regulador

Gi = (Kci/s)*(1+(s/wzi))^2/(1+(s/wpi))^2;

figure(2)
bode(Gi)
grid on;

% Comprobación
Tw=Gwd*Gi*Ri*Fm;
figure(3)
margin(Tw);
grid on;
```

# CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO CUADRANTES PARA MOTOR DC MEDIANTE CHOPPER EN PUENTE COMPLETO

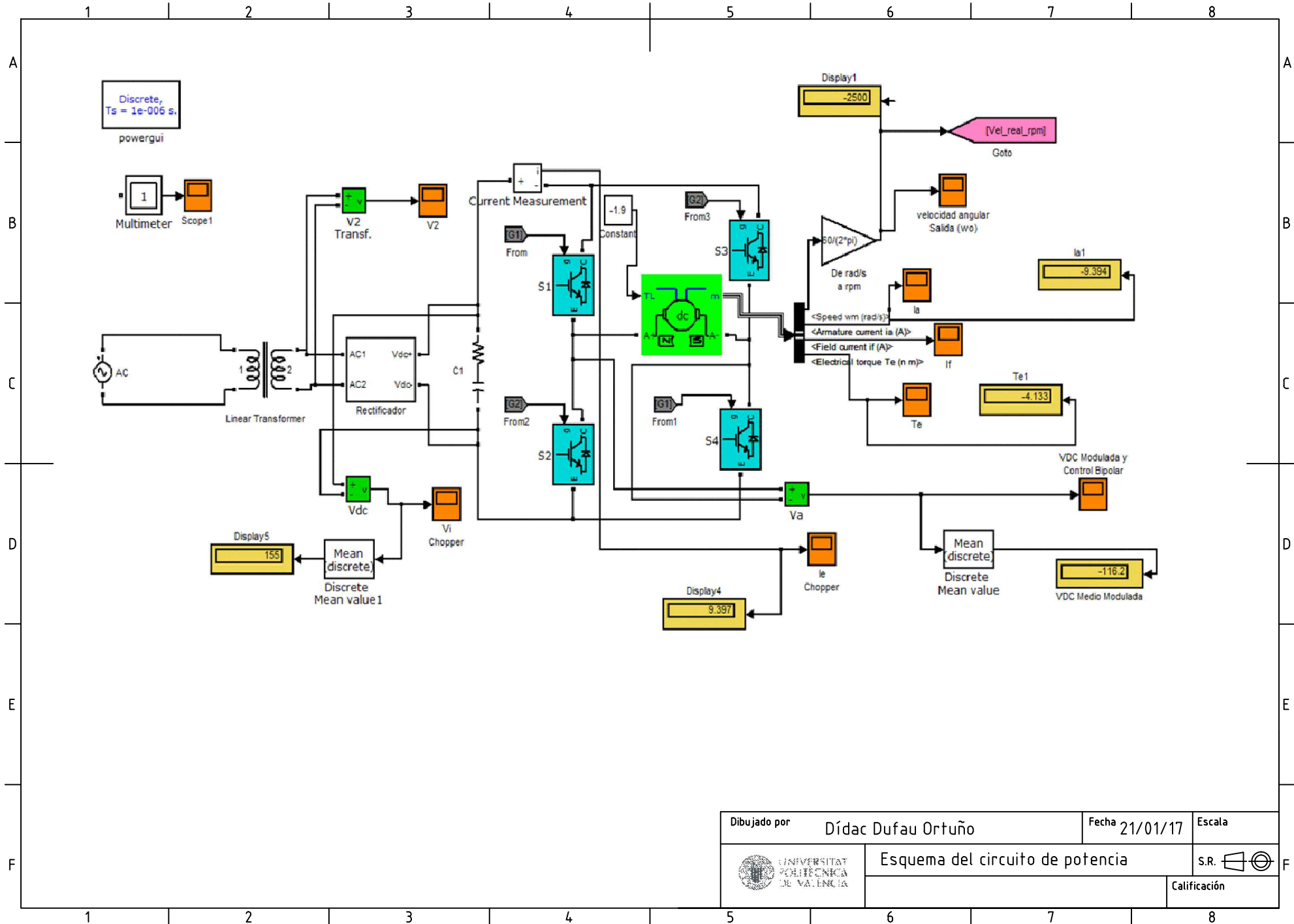
## PLANOS



**Julio de 2017**

- Dufau Ortuño, Dídac
- Orts Grau, Salvador

## ÍNDICE

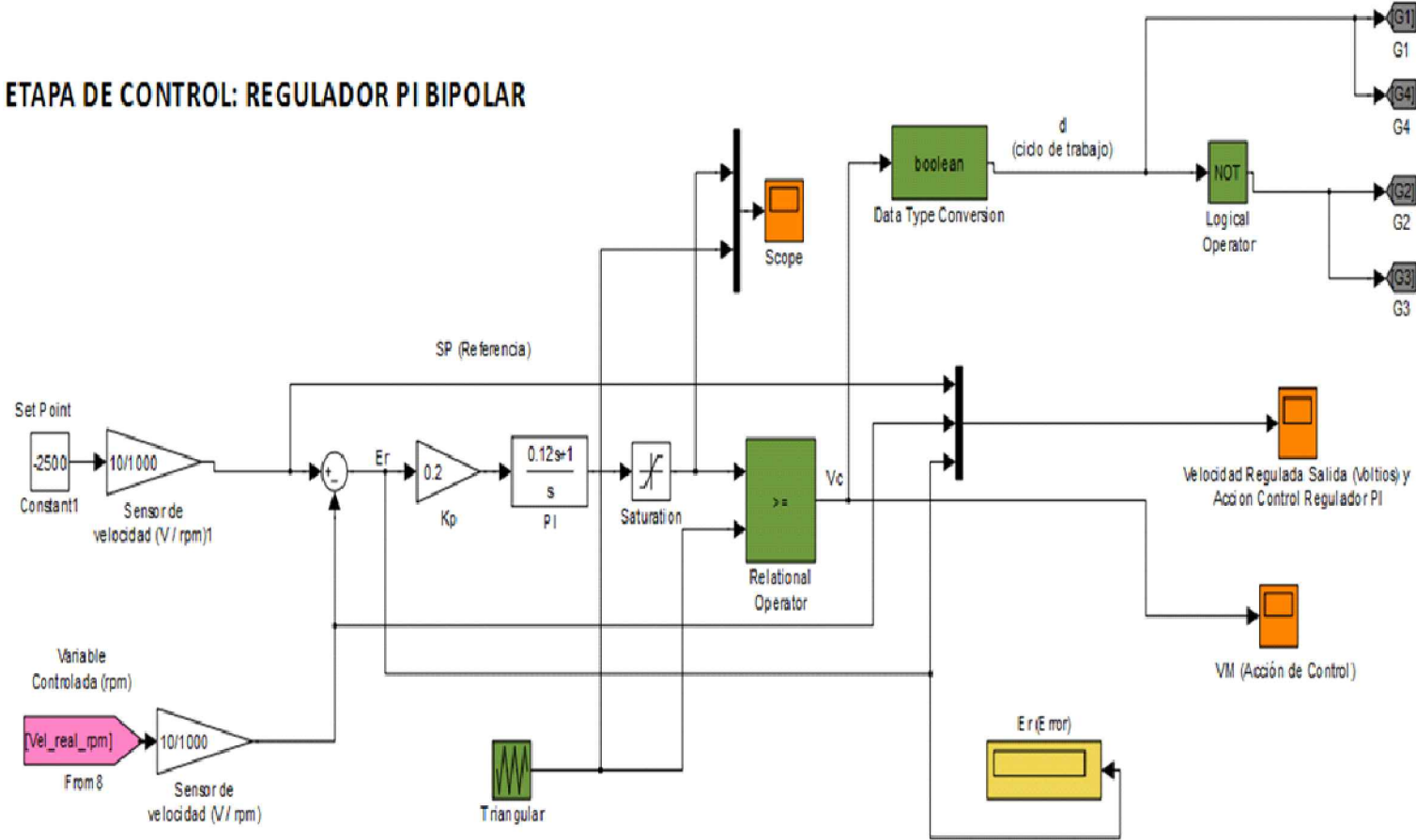
<b>1. Esquema del circuito de potencia</b>	
.....	<b>3</b>
<b>2. Esquema del circuito de control</b>	
.....	<b>4</b>
<b>3. Diagrama de bloques del lazo de velocidad con perturbación TL</b>	
.....	<b>5</b>
<b>4. Diagrama de bloques del lazo de velocidad sin perturbación TL</b>	
.....	<b>6</b>

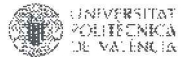



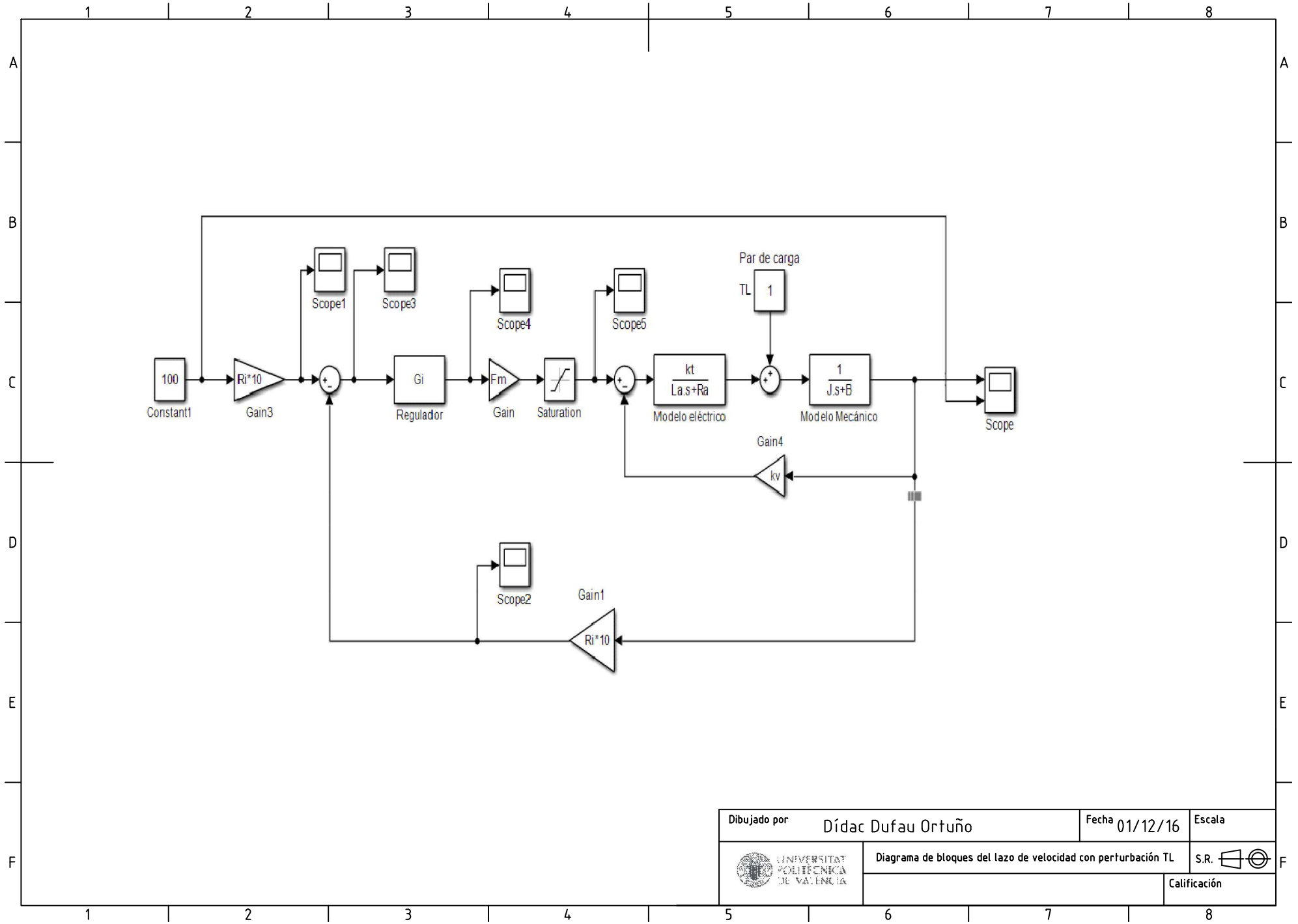
Dibujado por	Dídac Dufau Ortuño	Fecha	21/01/17	Escala
 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA	Esquema del circuito de potencia			S.R. 
				Calificación



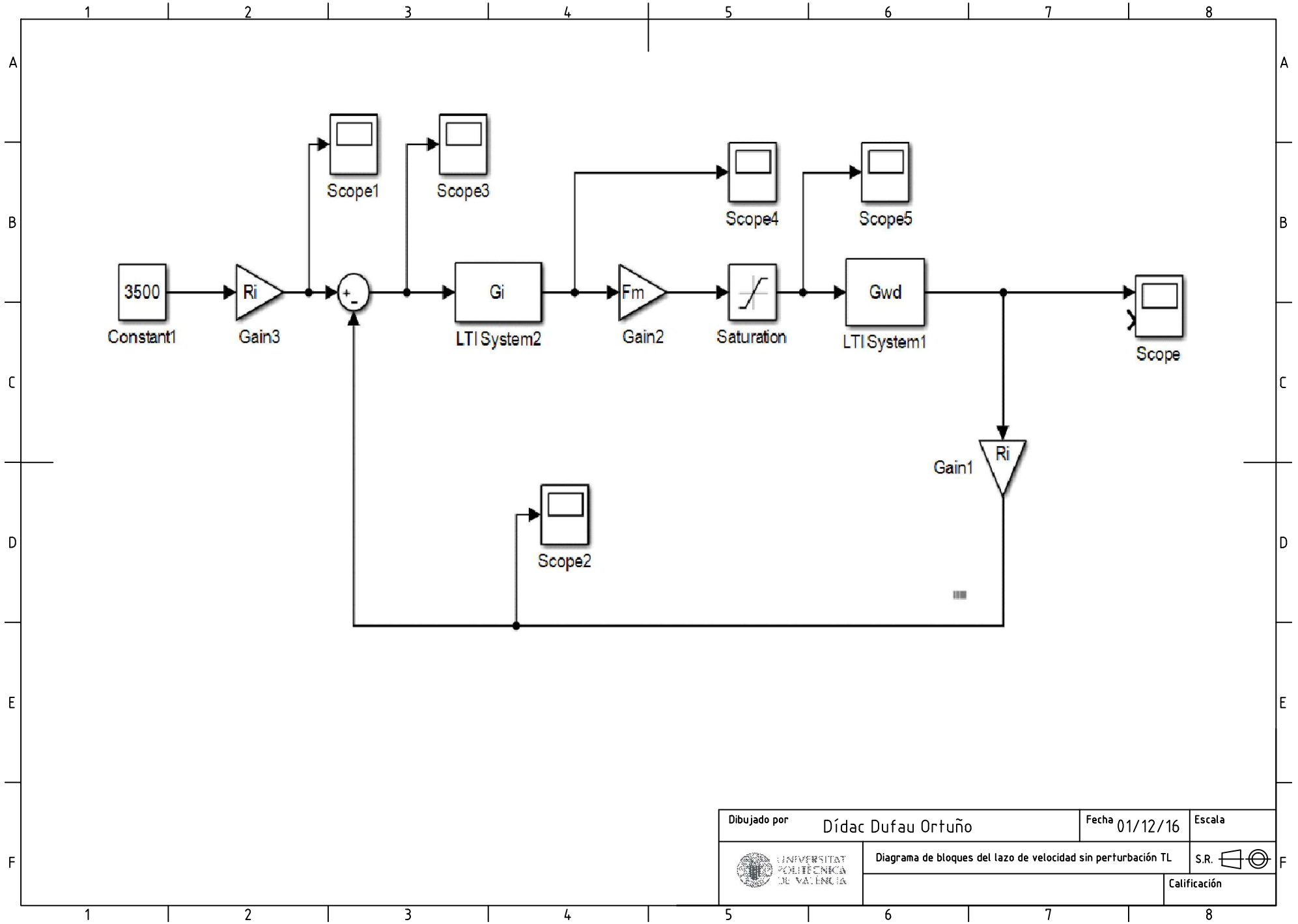
### ETAPA DE CONTROL: REGULADOR PI BIPOLAR

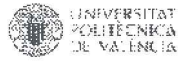



Dibujado por	Dídac Dufau Ortuño	Fecha	21/01/17	Escala
 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA	Esquema del circuito de control			S.R. 
				Calificación



Dibujado por	Dídac Dufau Ortuño	Fecha	01/12/16	Escala	
	Diagrama de bloques del lazo de velocidad con perturbación TL			S.R.	
					Calificación



Dibujado por	Dídac Dufau Ortuño	Fecha	01/12/16	Escala
 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA	Diagrama de bloques del lazo de velocidad sin perturbación TL			S.R. 

CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO CUADRANTES  
PARA MOTOR DC MEDIANTE CHOPPER EN PUENTE  
COMPLETO

PRESUPUESTO

**Julio de 2017**

- Dufau Ortuño, Dídac
- Orts Grau, Salvador

<b>Cuadro de mano de obra</b>			
<b>Denominación de la mano de obra</b>	<b>Precio (€)</b>	<b>Horas (h)</b>	<b>Total (€)</b>
Técnico electrónico	9	200	1800
Operario de traslados	10	1,14	11,4
Jefe del proyecto (Ingeniero electrónico)	22	37,5	825
Total mano de obra:			2636,4
<b>Medios materiales</b>			
<b>Operario de traslado</b>	<b>Horas</b>		
Colocación de los componentes en los puestos	0,16		
Traslado del producto a departamento de calidad	0,45		
Traslado de producto entre puestos	0,53		
<b>Técnico electrónico</b>			
Elección de los componentes a utilizar	20		
Diseño del circuito de potencia	40		
Elección del tipo de control	2		
Diseño de la etapa de control	40		
Implementación digital	30		
Redacción del documento	68		
<b>Jefe del proyecto (ingeniero electrónico)</b>			
Supervisión de la llegada de todos los materiales necesarios	0,5		
Supervisión del trabajo realizado	1		
Revisión y modificaciones del diseño del circuito de potencia	1		
Comprobar que se realizan todos los tests de calidad	5		
Reuniones	20		
Corregir fallos durante el proceso	10		

<b>Cuadro de materiales</b>				
<b>Denominación del material</b>	<b>Valor</b>	<b>Precio (€)</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Total (€)</b>
<b>Puente rectificador MDB10SV, 1,2A, 1000V</b>	ud	0,39	1,00	0,39
<b>Condensador electrolítico de aluminio</b>	6000 uF	40,53	1,00	40,53
<b>Condensadores de cerámica de alto voltaje DC10-40kV</b>	190 pF	17,31	1,00	17,31
<b>Condensadores de disco cerámicos de una sola capa DC para uso general</b>	120 pF	0,41	1,00	0,41
<b>Condensadores de disco de CC de cerámica de voltaje más bajo</b>	3,3 pF	1,15	1,00	1,15
<b>Transistor de compuerta IGBT, serie M 650 V, 30 A de baja pérdida</b>	ud	2,37	4,00	9,48
<b>Disipador de calor de la serie Mountain para dispositivos TO-264, TO-247</b>	ud	10,47	1,00	10,47
<b>Toshiba optoacoplador TLP250 para el circuito de conducción de la puerta del IGBT</b>	ud	1,70	4,00	6,80
<b>Los LM111, LM211, LM311 son comparadores de voltaje que tienen corrientes de entrada bajas</b>	ud	0,15	1,00	0,15
<b>Amplificadores operacionales de uso general JFET</b>	ud	0,21	1,00	0,21
<b>R_filtro</b>	2 mΩ	0,85	1,00	0,85
<b>R1</b>	100 kΩ	0,70	1,00	0,70
<b>R_lower</b>	1,01 kΩ	0,56	1,00	0,56
<b>R3</b>	1,72 kΩ	0,20	1,00	0,20
<b>R2</b>	68 MΩ	4,41	1,00	4,41
			<b>Total materiales</b>	<b>93,62 €</b>

## Resumen del proyecto

Proyecto: CONTROL DE VELOCIDAD EN CUATRO CUADRANTES PARA MOTOR DC  
MEDIANTE CHOPPER EN PUENTE COMPLETO

Capítulo	Importe
Capítulo 1 MATERIALES	93,62
Capítulo 2 MANO DE OBRA	2.636,40
<b>Presupuesto de ejecución material</b>	<b>2.730,02</b>
<b>21% IVA</b>	
	<b>3.303,32 €</b>