

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE FRENADO DINÁMICO PARA UN VEHÍCULO ELÉCTRICO

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL

MARGARITA ELIZABETH GALARZA QUISHPE

magguie_eli26@yahoo.com.mx

JUAN CARLOS QUISAGUANO MORA

jckissmo@yahoo.com

DIRECTOR: MSc. PABLO RIVERA

privera@uio.telconet.net

Quito, Marzo 2009

DECLARACIÓN

Nosotros, **Margarita Elizabeth Galarza Quishpe** y **Juan Carlos Quisaguano Mora**, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Margarita E. Galarza Quishpe

Juan Carlos Quisaguano M.

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por **Margarita Elizabeth Galarza Quishpe** y **Juan Carlos Quisaguano Mora**, bajo mi supervisión.

MSc. Pablo Rivera

DIRECTOR DEL PROYECTO

DEDICATORIA

A las personas más importantes en mi vida, mis padres: Estuardo y María, a mis hermanos: Paola, Margoth, Katherine, Daniel y Belén y a mi abuelita Melida.

DEDICATORIA

A mis padres, Mercedes y Bolívar, que con su lucha diaria y ejemplo de vida, supieron guiarme en mi camino.

A mis abuelitas Luisita y Judith, por toda su sabiduría y amor incondicional.

A Fernando, Paulina, Andreita y en especial a Panchito mi campeón especial.

Y a la vida por darme la oportunidad de disfrutar estas emociones...

AGRADECIMIENTO

A Dios por ser quien día a día me da la fuerza para luchar por mis sueños.

A mis padres que me han apoyado cada día de mi vida para hacer realidad mis metas; a mis hermanos por entenderme y ayudarme cada vez que lo he necesitado.

A cada uno de mis profesores de la politécnica de quienes he recibido los conocimientos que me han permitido hacer este sueño realidad.

A mis compañeros y amigos, que me ayudaron y dieron ánimos para seguir adelante sobretodo en los momentos difíciles.

A Juan Carlos por ser parte importante en la consecución de este sueño.

AGRADECIMIENTO

Quiero agradecer profundamente a mis padres, los pilares fundamentales de mi vida quienes me enseñaron que la vida es una lucha constante.

A mis maestros por todos sus conocimientos brindados desinteresadamente.

A la Escuela Politécnica Nacional por acogerme en sus aulas y darme la oportunidad de vivir una gran experiencia.

A mis amigos, que se me hace imposible nombrarlos a todos, de quienes nunca faltó una frase de aliento.

Y en especial a Margarita que siempre estuvo para apoyarme para que el sueño se convierta en realidad.

CONTENIDO

RESUMEN.....	I
PRESENTACIÓN.....	II

CAPÍTULO 1. GENERALIDADES DE LOS SISTEMAS DE FRENADO..... 1

1.1 MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN.....	1
1.1.2 ARRANQUE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	3
1.1.3 FRENADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	4
1.1.3.1 Freno Regenerativo.....	5
1.1.3.2 Freno por Inversión o Plugging.....	6
1.1.3.3 Freno DC dinámico.....	7
1.2 ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE.....	7
1.2.1 APLICACIONES DE ACCIONAMIENTOS EN FUNCIÓN DEL PAR Y LA VELOCIDAD.....	8
1.3 TIPOS DE FRENADO EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS.....	10
1.3.1 FRENO HIDRÁULICO.....	10
1.3.2 FRENO REGENERATIVO.....	11
1.3.3 FRENO DINÁMICO.....	12
1.3.3.1 Principio de funcionamiento del freno dinámico.....	12
1.3.3.2 Frenado Dinámico utilizando Chopper de DC y Resistencia de Frenado....	13
1.4 PRINCIPIOS GENERALES DEL DIMENSIONAMIENTO DEL FRENADO ELÉCTRICO.....	15

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE FRENADO DINÁMICO..... 17

2.1 INTRODUCCIÓN.....	17
2.2 CIRCUITO DE CONTROL.....	18
2.2.1 CARACTERÍSTICAS DEL MICROCONTROLADOR PIC DE LA FAMILIA 16F87XA [12].....	19

2.2.1.1 Módulos CCP [12].....	22
2.2.1.1.1 Modo PWM (Modulación de Ancho de Pulso).....	22
2.2.1.2 Conversor Análogo/Digital	23
2.2.1.3 Interrupciones	25
2.2.1.3.1 Funcionamiento de las Interrupciones.....	25
2.2.2 CIRCUITO DEL MICROCONTROLADOR	26
2.2.3 CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA SENSADO DEL BUS DE DC.....	28
2.2.4 CIRCUITO MANEJADOR DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA	30
2.2.5 CIRCUITO DE MONITOREO DE TEMPERATURA	32
2.2.6 CIRCUITOS ESPECIALES	33
2.2.6.1 Filtro RC	33
2.2.6.2 Comando de Entradas Digitales	34
2.2.6.3 Interfaz con el usuario (HMI).....	35
2.2.7 ALGORITMO DE CONTROL	36
2.3 DISEÑO DE TRANSMISORES	38
2.3.1 INTRODUCCIÓN.....	38
2.3.1.1 Encoders	38
2.3.1.1.1 Tipos de encoders.....	39
2.3.2 TRANSMISOR DEL PEDAL DE FRENO.....	40
2.3.3 TRANSMISOR DEL PEDAL DE ACELERACIÓN	42
2.4 CIRCUITO DE POTENCIA	42
2.4.1 DISEÑO DE LA RESISTENCIA DE FRENADO	43
2.4.2 DISEÑO DEL IGBT DE TROCEADO.....	47
2.4.3 DISEÑO DE SNUBBER DE APAGADO	48
CAPÍTULO 3. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS..	49
3.1 INTRODUCCIÓN.....	49
3.2 TRANSMISOR DE FRENADO.....	50
3.3 TRANSMISOR DE ACELERACIÓN	52
3.4 PRUEBAS EN EL BUS DE DC	54
3.4.1 SENSADO DEL BUS DE DC.....	54
3.4.2 EFECTOS DEL CHOPPER EN EL BUS DE DC	56

3.5	PRUEBAS DE ACELERACIÓN Y DECELARACIÓN.....	57
3.6	POTENCIA DISIPADA EN LA RESISTENCIA DE FRENADO	61

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 63

4.1	CONCLUSIONES	63
4.2	RECOMENDACIONES	64

REFERENCIA BIBLIOGRÁFICA66

ANEXOS

RESUMEN

Actualmente, los variadores de velocidad son ampliamente utilizados en diversas aplicaciones y gracias a su versatilidad una de ellas es en vehículos eléctricos. No obstante, los variadores de velocidad comerciales no disponen de un control como el que requiere un vehículo eléctrico para que el manejo sea similar al de un vehículo convencional.

Por tal motivo, este proyecto adapta el control del variador de velocidad mediante dos pedales que proveerá la tracción al vehículo.

El objetivo del proyecto es diseñar y construir la componente eléctrica del sistema de frenado dinámico con la utilización del método de chopper de DC, que hará que la energía del motor eléctrico se disipe en una resistencia controlada por el chopper de DC, en el momento que el motor empiece a comportarse como generador.

El sistema de frenado será capaz de funcionar como un módulo adicional para un variador de velocidad que funcionará de dos maneras: cuando el voltaje en el bus de DC sobrepase el voltaje seteado y cuando el pedal del freno sea activado.

Adicionalmente, el módulo constará de dos pedales, acelerador y freno, cada uno con su respectivo transmisor; el pedal del acelerador controlará la frecuencia del inversor para poder variar la velocidad en el eje del motor, y el pedal del freno controlará la frecuencia del inversor para poder variar la velocidad del motor, y el pedal de frenado activará el chopper de frenado.

PRESENTACIÓN

Este proyecto consta de cuatro capítulos, en los que se detallan los distintos aspectos necesarios para cumplir con el objetivo planteado.

En el primer capítulo, se describen las características de los motores de inducción, accionamientos de velocidad y sistemas de frenado que son utilizados en vehículos eléctricos. Además, se realiza una descripción total del funcionamiento del Sistema de Frenado Dinámico diseñado.

El segundo capítulo, detalla el diseño de cada una de las etapas del sistema de frenado dinámico, tanto circuitos de control como circuitos de potencia.

En el tercer capítulo, se muestran las pruebas realizadas a fin de comprobar el buen funcionamiento del sistema de frenado dinámico y los resultados obtenidos a partir de dichas pruebas.

En el cuarto capítulo, constan las conclusiones a las que se llegó con el diseño y construcción del sistema de frenado dinámico y las recomendaciones sobre seguridad y mejoras que se podrían dar al sistema.

Por último en los anexos se incluyen diagramas de los circuitos, diagrama de los pedales de aceleración y frenado, diagramas de conexión, hojas de datos de los principales elementos utilizados.

CAPÍTULO 1

GENERALIDADES DE LOS SISTEMAS DE FRENADO

1.1 MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN

Los motores de inducción son ampliamente utilizados en la industria, porque tienen muchas ventajas comparados con los motores de corriente continua.

La sencillez en su construcción y la robustez en regímenes permanentes que ofrecen estas máquinas justifican la aplicación masiva. Además de esto que requieren un mantenimiento mínimo y hasta pueden operar en ambientes peligrosos.

Algunas limitaciones como el ajuste de la característica par-velocidad, la intensidad de corriente en el arranque y la regulación de velocidad han sido resueltas con controladores electrónicos de potencia como son los variadores de velocidad.

1.1.1 FUNCIONAMIENTO DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN[1]

El motor trifásico de inducción consiste en 3 devanados balanceados en el estator y 3 devanados balanceados en el rotor con el mismo número de polos que en el estator. Cuando el estator es energizado por una fuente trifásica de corriente alterna de frecuencia ω rad/s (o f Hz), un campo giratorio con una velocidad sincrónica ω_{ms} es producido en el estator. Donde:

$$\omega_{ms} = \frac{2}{p} \omega = \frac{4\pi f}{p} \quad p = \text{Número de polos} \quad (1.1)$$

Si la velocidad rotórica es ω_m entonces la velocidad relativa entre el campo giratorio del estator y la velocidad del rotor está dada por:

$$\omega_{sl} = \omega_{ms} - \omega_m = s \omega_{ms} \quad (1.2)$$

Donde ω_{sl} es llamada velocidad de deslizamiento y el parámetro S es conocido como deslizamiento.

$$s = \frac{\omega_{ms} - \omega_m}{\omega_{ms}} \quad (1.3)$$

$$\omega_m = (1 - s)\omega_{ms}$$

Por esta velocidad de deslizamiento, en los bobinados del rotor se inducen tres voltajes balanceados con frecuencia proporcional a la velocidad de deslizamiento, donde:

$$\omega_r = \frac{\omega_{sl}}{\omega_{ms}} (\omega) = s \omega \quad (1.4)$$

Donde ω_r es la velocidad del rotor en rad/s

Cuando la velocidad rotórica es menor que la velocidad del campo en el estator

$\omega_r < \omega_{ms}$, el estator induce en el rotor un voltaje en la misma secuencia de fase.

Las tres corrientes fluyen a través del rotor produciendo un campo el cual se mueve con respecto a la velocidad de deslizamiento del rotor y en la misma dirección que la velocidad del rotor. Consecuentemente el campo del rotor se mueve a la misma velocidad que el campo del estator y se produce un torque constante. Este torque esta dado por la ecuación 1.5

$$T = -\frac{\pi}{2} \left(\frac{p}{2} \right)^2 \Phi_{ma} F_{mr} \sin \delta_r \quad (1.5)$$

Donde: Φ_{ma} = Flujo por polo en el entrehierro, Webbers

F_{mr} = Fuerza magneto-motriz pico en el rotor, Amperios-vuelta

δ_r = Ángulo de torque o fase entre la fuerza magneto-motriz del rotor y el entrehierro.

Cuando δ_r es positivo, el par es negativo y la máquina opera como un generador. De manera similar, un valor negativo de δ_r corresponde a un par positivo y como consecuencia, a la acción del rotor [2].

Para cualquier velocidad $\omega_m < \omega_{ms}$, los campos del rotor y el estator se mantienen fijos y un torque constante es producido.

Cuando $\omega_m = \omega_{ms}$, la velocidad relativa entre los campos del rotor y el estator empieza a ser cero, no se inducen voltajes en el rotor y por tanto el motor no produce un torque.

Para $\omega_m > \omega_{ms}$, la velocidad relativa entre el campo del estator y el rotor son contrarias, en consecuencia, el rotor induce voltajes y corrientes opuestas y tiene una secuencia de fases opuesta a la del estator.

Las corrientes trifásicas del rotor producen un campo que se mueve con una velocidad de deslizamiento en la dirección contraria a la velocidad del rotor. Por tanto, el campo del rotor se mueve a la misma velocidad del campo del estator y un torque constate se produce. Debido a que la dirección de las corrientes del rotor se ha invertido, el par desarrollado tiene signo negativo empezando a funcionar como generador. La operación como generador se emplea para producir el frenado regenerativo.

1.1.2 ARRANQUE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Al arrancar directamente un motor de inducción, este extrae gran cantidad de corriente de las líneas de alimentación. Si la alimentación es de poca capacidad, esto puede causar una baja en el voltaje de la línea con efectos negativos en otras cargas conectadas a la misma línea.

Los motores de inducción trifásicos tipo jaula de ardilla se clasifican según el tipo de arranque [2]. Esto se muestra en la siguiente tabla 1.1

CLASE	
A	Torque de arranque normal y alta corriente de arranque. Buen desempeño en el arranque.
B	La corriente de arranque es reducida a 70 o 80% de la de clase A. Torque de arranque normal.
C	Alto torque de arranque (2.5 veces el torque a plena carga) con baja corriente de arranque.
D	Alto torque de arranque (3 veces el torque a plena carga), baja corriente de arranque y buen desempeño en el arranque
F	Baja corriente de arranque reduciendo el torque de arranque

Tabla 1.1 Clases de motores jaula de ardilla

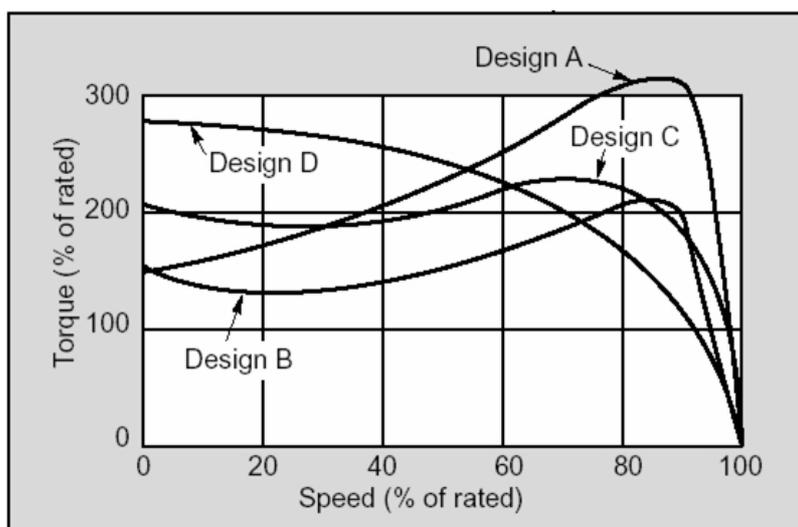


Figura 1.1 Torque=F(velocidad) [3]

1.1.3 FRENADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Un motor de inducción tiene varios métodos de frenado que se pueden dividir en las siguientes categorías [4]:

- Freno Regenerativo
- Plugging o frenado por inversión
- Freno DC dinámico

1.1.3.1 Freno Regenerativo [1]

El motor de inducción cuando es conducido a velocidades que sobrepasan la velocidad síncrona, funciona automáticamente como generador de inducción, produciendo una acción de frenado y tratando de restablecer la velocidad normal del motor. En ese mismo momento, la energía de frenado se devuelve de una forma regenerativa a la línea de AC de forma que no existe ningún gasto de potencia.

Para velocidades por debajo de la velocidad síncrona (el deslizamiento s es mayor que 0), velocidades por encima de la síncrona (el deslizamiento s es menor que 0) y también para velocidades negativas (el deslizamiento es mayor que 1), se utilizan las siguientes expresiones:

$$T = \frac{3}{\omega_{ms}} \left[\frac{V_t^2 R'_r / s}{\left(R_t + \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_s + X'_r)^2} \right] \quad (1.6)$$

$$\frac{R'_r}{s_m} = \pm \sqrt{R_t^2 + (X'_r + X_t)^2} \quad (1.7)$$

$$T_{\max} = \frac{3}{2\omega_{ms}} \cdot \frac{V_t^2}{R_t \pm \sqrt{R_t^2 + (X_t + X'_r)^2}} \quad (1.8)$$

Donde el signo negativo se utiliza cuando la máquina funciona como generador y el signo positivo cuando actúa como motor.

En la figura 1.2 se puede observar la curva Velocidad - Torque para los tres rangos anteriormente mencionados.

La operación para $\omega_m > \omega_{ms}$ ($s < 0$) y $\omega_m < 0$ ($s > 1$) produce potencia negativa y esto corresponde a la operación de frenado. Con una secuencia de voltaje positiva a través de las terminales del motor, la operación sobre la velocidad síncrona da la operación de frenado regenerativo. De forma similar, con una secuencia de voltaje negativa en los terminales del motor, el frenado regenerativo se obtiene para velocidades sobre la síncrona en sentido inverso. Este comportamiento se muestra en la figura 1.2

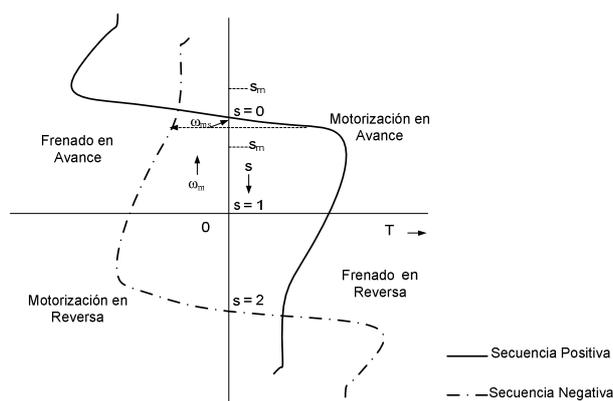


Figura 1.2 Curva de velocidad – Torque de un motor de inducción

1.1.3.2 Freno por Inversión o Plugging [4]

Este método consiste en invertir la secuencia de fases en el momento que se requiera frenar un motor trifásico de inducción. El flujo de excitación del estator varía de un valor máximo (en el momento antes de que se inicie la inversión de fase) a cero (en el instante en que las corrientes estatóricas se reducen a cero por inversión de la línea y están a punto de incrementarse en el sentido contrario), es decir este modo opera para deslizamientos mayores a 1.

Durante el frenado por inversión de fase, el par desarrollado por el rotor del motor de inducción es:

$$T_r = k_t \phi I_r \cos \theta_r \quad (1.9)$$

La corriente rotórica depende del flujo de excitación, entonces el par desarrollado disminuye a medida que lo hace el flujo Φ , y la corriente del rotor I_r .

Puesto que el par de la carga aplicada es mayor al par desarrollado por el motor, la misma apoya el efecto de deceleración rápida del motor hasta el reposo.

De esta forma, la inversión mediante frenado por inversión a plena tensión no sobrepasará la corriente normal de arranque y no se necesitarán protecciones adicionales. De la misma manera se lo puede hacer cuando el motor se encuentra en marcha.

1.1.3.3 Freno DC dinámico [4]

El frenado dinámico se lo hace quitando la excitación polifásica de corriente alterna en el estator e inmediatamente excitándolo con corriente continua. Esta corriente unidireccional constante producirá polos electromagnéticos fijos en el estator.

Los conductores del rotor de jaula de ardilla poseerán, una f.e.m. inducida alterna a medida que traspasen los polos fijos del estator N y S.

La f.e.m. rotórica alterna es cortocircuitada, produciendo elevadas corrientes y flujos rotóricos que reaccionarán en contra del fuerte campo estático fijo de c.c. para llevar al motor rápidamente al reposo.

Esta técnica produce un bajo efecto de frenado a máximas velocidades, el mismo que va aumentando a medida que disminuye la velocidad del motor, llega a un valor pico de frenado y desciende a un mínimo cerca del reposo.

1.2 ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE

Un accionamiento de velocidad variable es el conjunto formado por un variador de velocidad, motor y carga [5].

El variador de velocidad es un dispositivo o conjunto de dispositivos mecánicos, hidráulicos, eléctricos o electrónicos empleados para controlar la velocidad giratoria de maquinaria, especialmente de motores.

Los motores eléctricos generalmente operan a velocidad constante o cuasi-constante, y con valores que dependen de la alimentación y de las características propias del motor, los cuales no se pueden modificar fácilmente. Para lograr regular la velocidad de los motores, se emplean los variadores de velocidad.

Para un vehículo eléctrico el accionamiento de velocidad esta formado por: el variador de velocidad, un motor de inducción trifásico y la carga es todo el sistema mecánico del automóvil [6].

1.2.1 APLICACIONES DE ACCIONAMIENTOS EN FUNCIÓN DEL PAR Y LA VELOCIDAD

Las aplicaciones de accionamientos en función de la velocidad y el torque, se pueden dividir en tres categorías.

La primera categoría son las aplicaciones que trabajan en un solo cuadrante, la más habitual son las llamadas *aplicaciones a par variable*, donde la velocidad y el torque siempre tienen la misma dirección, es decir el flujo de la potencia va del inversor al proceso. El par de la carga se comporta de forma cuadrática, como es el caso de bombas y ventiladores. Ver figura 1.3a

Las *aplicaciones a par constante* también trabajan en un cuadrante como las extrusoras o las cintas transportadoras, el torque de la carga no tiene por qué variar al variar la velocidad. Ver figura 1.3b

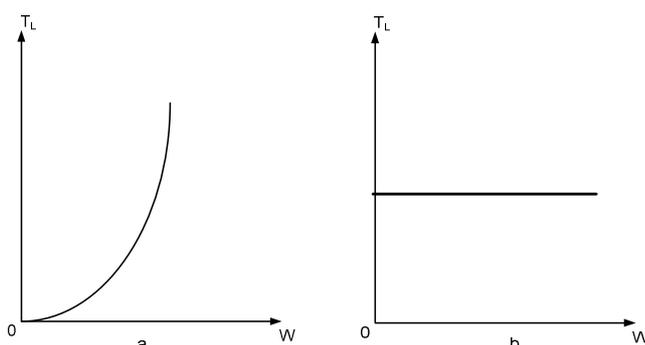


Figura 1.3: Aplicación: a) a par variable, b) a par constante

En la segunda categoría están las aplicaciones en dos cuadrantes, en las que, sin que cambie la dirección de rotación, puede cambiar la dirección del par, es decir, el flujo de potencia puede ir del accionamiento al motor o viceversa.

La tercera categoría son las aplicaciones en cuatro cuadrantes en las que puede variar libremente la dirección de la velocidad y el par, como sucede en el accionamiento de un montacargas [6]. La figura 1.4 describe dicho funcionamiento.

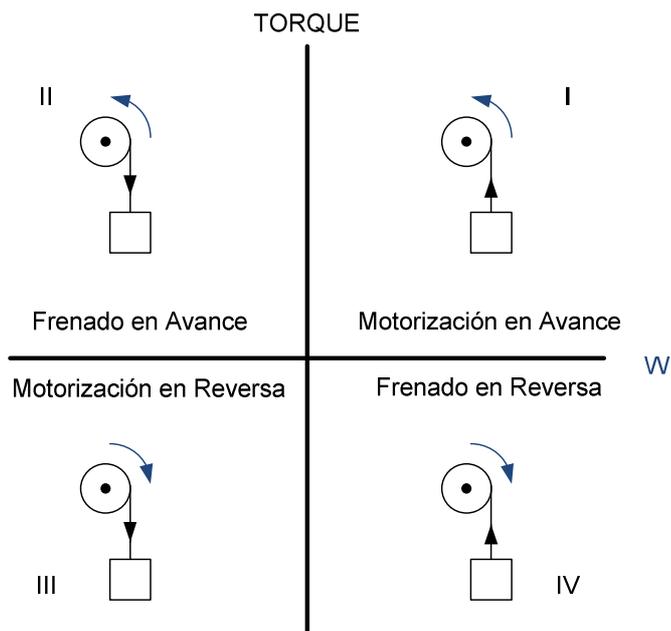


Figura 1.4 Mapa de las aplicaciones de accionamientos en función de la velocidad y el torque [5]

La tracción realizada por el motor del accionamiento está representada por las flechas en las poleas. El sentido anti-horario indica un torque directo y el sentido horario, un torque reverso. La dirección de la carga del elevador representa la dirección del eje del motor y la carga.

En el primer cuadrante, el accionamiento funciona como motor y su torque mueve la carga hacia arriba. En el segundo cuadrante, el accionamiento produce un torque directo que no es suficiente para prevenir que la carga baje (condición conocida como sobre-halado), así que el motor ejerce un torque para frenar la fuerza de tracción de la carga, la cual obliga al motor a girar en sentido contrario.

En el tercer cuadrante, la fuerza de tracción del accionamiento produce una rotación en sentido horario y cambia el movimiento de la carga hacia abajo; este cuadrante representa el funcionamiento del accionamiento como motor en sentido contrario. En el cuarto cuadrante, el torque que produce el accionamiento no es suficiente para prevenir que la carga se mueva hacia arriba y llevando a la polea y

el motor del accionamiento en la dirección directa, es decir, este cuadrante representa el frenado del accionamiento con torque reverso [5].

1.3 TIPOS DE FRENADO EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

De igual forma que un vehículo con motor de combustión, la función del sistema de frenado de un vehículo eléctrico es: disminuir progresivamente o anular la velocidad de dicho móvil, o mantenerlo inmovilizado cuando está detenido.

Un vehículo eléctrico posee dos tipos de frenado: un hidráulico y un eléctrico. Este último puede ser del tipo regenerativo, dinámico o ambos.

Cabe destacar que el sistema de frenado eléctrico permite controlar el movimiento del vehículo sin llegar a detenerlo.

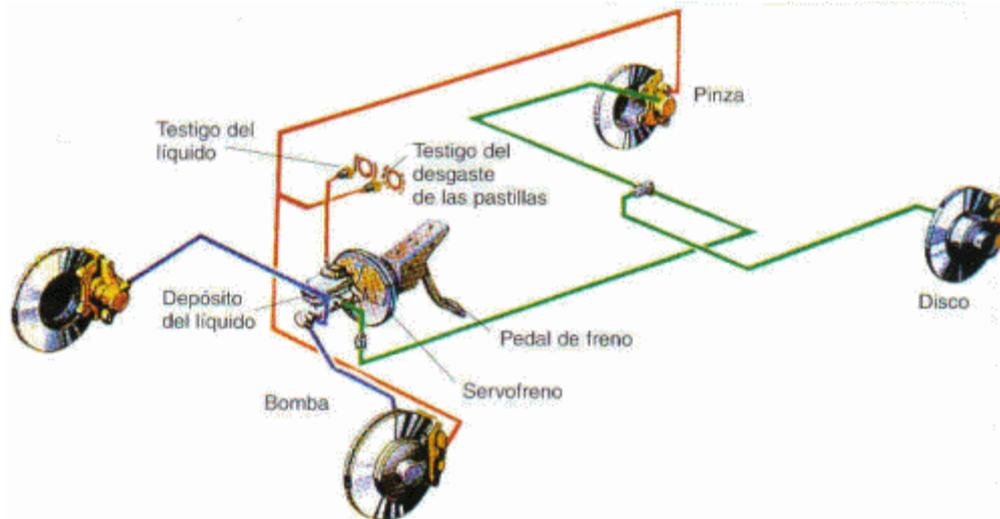
El sistema de frenado hidráulico inmoviliza el vehículo y puede ser utilizado como freno de emergencia en caso de que el otro sistema falle.

Los dos tipos de frenado son activados mediante un solo pedal en el que se distribuye según la necesidad y los requerimientos, el momento de activación de cada uno de ellos.

1.3.1 FRENO HIDRÁULICO

El sistema de frenos hidráulico de un vehículo consta de una bomba principal de frenos con tubos de metal y mangueras flexibles conectadas a las bombas auxiliares de frenos en cada rueda. Este sistema activa las pastillas de los frenos delanteros y zapatas en los tambores traseros.

El líquido de frenos que está comprimido dentro del sistema, al aplicarse presión al pedal de los frenos, el pistón en el cilindro de la bomba principal ejerce presión sobre el fluido, esta presión empuja las zapatas contra los tambores o las pastillas de los discos contra los rotores (frenos de tambor y de disco, respectivamente); así se ejecuta la acción de detener el vehículo [7]. Esto se muestra en la figura 1.5



1.4 Diagrama de Frenos hidráulicos [7]

1.3.2 FRENO REGENERATIVO

Los frenos regenerativos se basan en el principio de que un motor eléctrico puede ser utilizado como generador, como se explicó anteriormente. El freno regenerativo en el vehículo eléctrico permite reducir la velocidad del mismo, sin llevarlo al reposo, pero limita la excesiva velocidad del motor sin hacer uso del freno hidráulico.

En este freno se transforma parte de la energía cinética del vehículo en energía eléctrica. El motor eléctrico de tracción es reconectado como generador durante el frenado y las terminales de alimentación se convierten en suministradoras de energía la cual se conduce hacia una carga eléctrica, es esta carga, la que provee el efecto de frenado.

Este freno no puede llevar al motor del vehículo al reposo, pero sirve para limitar la excesiva velocidad del motor sin hacer uso del freno hidráulico [8].

En la figura 1.6 se muestra es efecto antes descrito.

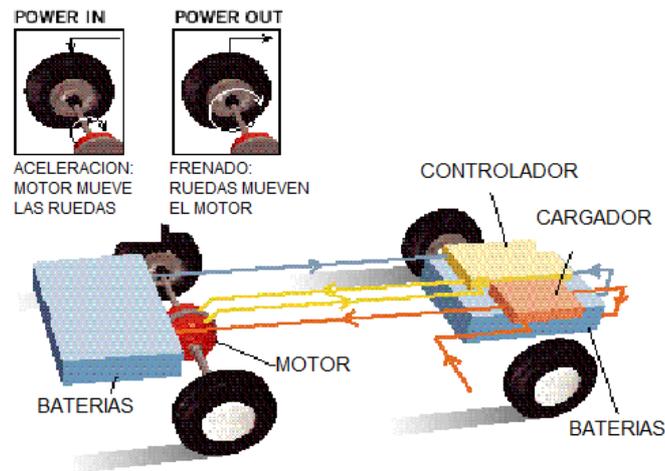


Figura 1.6 Freno Regenerativo en un vehículo eléctrico [9].

1.3.3 FRENO DINÁMICO

El freno dinámico, a diferencia del regenerativo, disipa la energía eléctrica en forma de calor al hacer circular la corriente generada durante el frenado, a través de una resistencia de frenado.

Si el diseño de este sistema de frenado es adecuado, este calor puede servir para calentar el interior del vehículo. Si el calor es disipado al exterior esto se hace a través de cajas metálicas diseñadas para albergar los bancos de resistores.

Si bien el freno regenerativo reduce de manera efectiva la velocidad a niveles bajos, tiene una gran desventaja; la cantidad de energía que se puede realimentar está limitada a la capacidad de absorción del sistema de energía o del estado de carga de las baterías o los capacitores. En este momento un efecto no regenerativo puede ocurrir si otro vehículo conectado a la red suministradora de energía no la consume o si las baterías o capacitores están cargados completamente. Debido a esto, es necesario contar con un sistema de frenado dinámico que absorba el exceso de energía.

1.3.3.1 Principio de funcionamiento del freno dinámico [10]

Considerando que el motor de inducción está funcionando con una frecuencia de estator f_o en la velocidad de rotor ω_{ro} debajo de ω_{so} . Si la frecuencia del estator es reducida a f_1 , la nueva velocidad sincrónica es ω_{s1} . La velocidad de deslizamiento

se empieza a hacer negativa y por lo tanto, T_{em} es negativo, esto se observa en la figura 1.7.

Este torque T_{em} negativo causa que la velocidad de motor disminuya rápidamente y un poco de la energía relacionada con la inercia motor - carga sea introducida en la fuente conectada al estator, por lo que el eje del motor decelera antes de empezar a comportarse como generador. Este efecto es el que se utiliza para frenar el variador y la energía extra es enviada a la resistencia de frenado por medio del chopper.

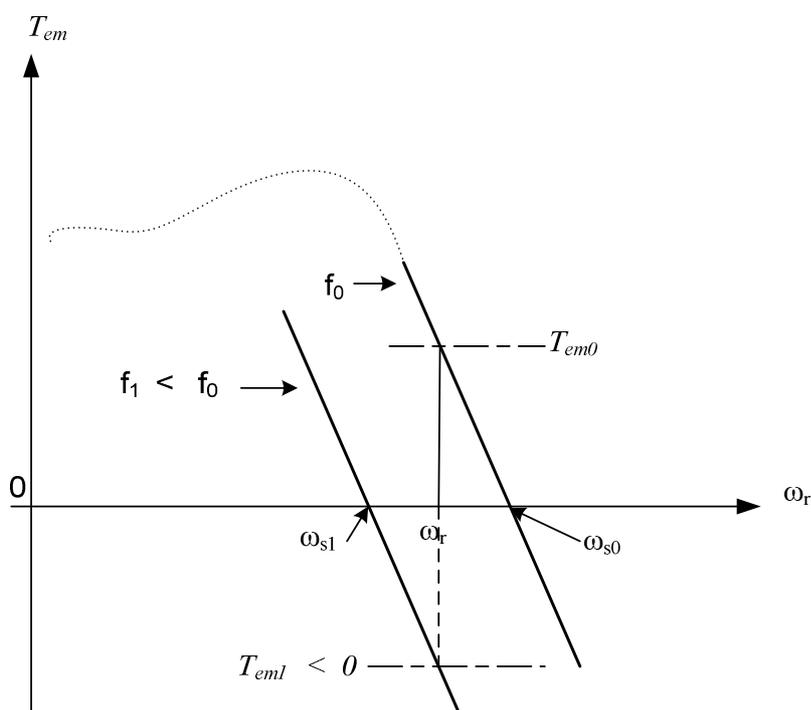


Figura 1.7 Principio del Frenado dinámico [10]

1.3.3.2 Frenado Dinámico utilizando Chopper de DC y Resistencia de Frenado [6]

El chopper de frenado es un conmutador eléctrico que conecta la tensión del bus de DC a una resistencia en la que la energía de frenado se transforma en calor. Estos choppers se activan de forma instantánea cuando la tensión del bus de DC actual supera un nivel determinado según la tensión nominal del inversor.

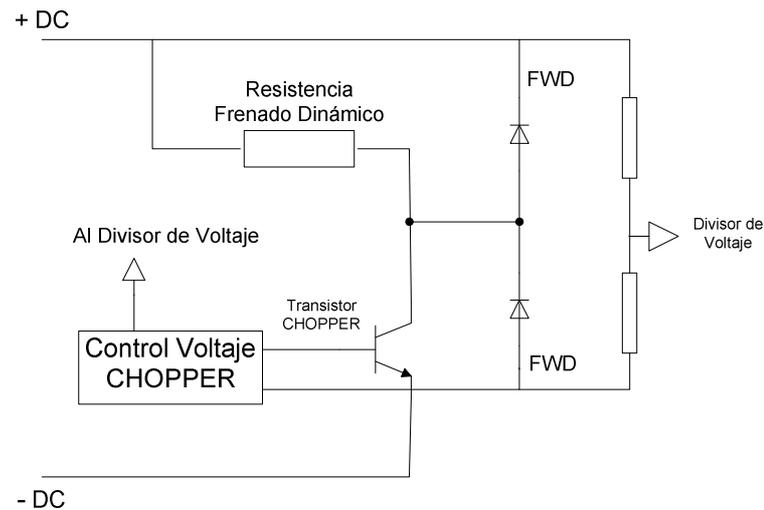


Figura 1.8 Diagrama Simplificado del Frenado con Chopper y Resistencia [11]

Esta técnica se debe aplicar en los siguientes casos:

- El frenado es necesario sólo de vez en cuando.
- La cantidad de energía de frenado es pequeña en comparación con la energía de funcionamiento del motor.

Las ventajas de utilizar el chopper y la resistencia de frenado son:

- Construcción eléctrica sencilla y una tecnología bien conocida.
- Baja inversión en el chopper y la resistencia, en comparación a otros métodos.
- El chopper funciona aun cuando se pierda la alimentación de AC, lo que puede resultar necesario en aplicaciones de alta seguridad.

Los problemas que se tiene al hacer uso de esta técnica, son:

- El desperdicio de la energía térmica generada en la resistencia.
- La resistencia de frenado necesita espacio extra.
- Se necesita una mayor inversión para la refrigeración mientras mayor es el calor a disipar.

Se utiliza esta técnica para el desarrollo del sistema de frenado, debido a que utiliza una tecnología conocida, el circuito de control es más sencillo. Además, aún cuando se recomienda no utilizarlo para realizar frenados repetitivos, al realizar un correcto dimensionamiento del chopper de frenado, como se muestra

en el siguiente capítulo, se superan ciertos problemas obteniendo buenos resultados.

1.4 PRINCIPIOS GENERALES DEL DIMENSIONAMIENTO DEL FRENADO ELÉCTRICO [6]

Normalmente se tiene que frenar el vehículo en un tiempo definido, o determinado según la velocidad a la que se encuentre circulando.

Los dispositivos utilizados en el frenado eléctrico se deben dimensionar en función de la potencia de frenado, dicha potencia depende del par y la velocidad de frenado (fórmula 1.10). La velocidad es directamente proporcional a la potencia, es decir, cuando mayor sea la velocidad, mayor será la potencia. Esta potencia se transmite a unos determinados voltajes y corrientes en el bus de DC de un variador de velocidad. Cuanto mayor sea el voltaje, menor será la corriente necesaria para una misma potencia (fórmula 1.11).

$$P_{Mecánica} = T * \omega = T * \frac{n}{60} * 2\pi \quad (1.10)$$

$$P_{Eléctrica} = V_{CC} * I_{CC} \quad (1.11)$$

Cabe resaltar que en la fórmula (1.11) se han ignorado las pérdidas que se producen cuando la potencia de DC se convierte en potencia de AC porque no afectan significativamente al sistema.

Cuando el motor funciona en régimen permanente, α (aceleración angular) = cero, el torque del motor tiene que hacer que el par de rozamiento relacione proporcionalmente a la velocidad angular y al par de la carga trabajando a esa velocidad angular.

Para los tipos de carga, a par constante y a par cuadrático, el par y la potencia de frenado necesarios en función del tiempo varían mucho.

$$T_{Motor} = -[J * \alpha + \beta * \omega + T_{Carga}(\omega)] \quad (1.12)$$

Para calcular el tiempo de frenado, para un accionamiento que funciona en un cuadrante para una carga a par constante y en la cual el sistema de accionamiento no puede generar el par de frenado, se puede aplicar la siguiente ecuación:

$$0 = -[J * \alpha + \beta * \omega + T_{Carga}(\omega)] \quad (1.13)$$

Si analizamos esta ecuación, el par necesario para la aceleración o deceleración inercial, el par de rozamiento y carga está en dirección opuesta al par del motor.

Definir exactamente el efecto del rozamiento es muy difícil en la práctica, si asumimos que dicho rozamiento es cero, el margen de error en el tiempo calculado no existe.

$$T_{Carga}(\omega) = J * \alpha = J * \frac{(\omega_{Arranque} - \omega_{Final})}{t} = J * \frac{(n_{Arranque} - n_{Final}) * 2\pi}{t * 60} \quad (1.14)$$

Para despejar t se deriva la fórmula:

$$t = J * \frac{(n_{Arranque} - n_{Final}) * 2\pi}{60 * T_{Carga}(\omega)} \quad (1.15)$$

Esto ocurre cuando el par de la carga es constante al empezar el frenado, cuando se pierde dicho par, aunque no varíe la energía cinética de la mecánica, el torque de la carga no esta activo lo que impide la deceleración de la energía mecánica.

En este caso, la velocidad disminuye como resultado solo del rozamiento mecánico y por el frenado del motor.

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL SISTEMA DE FRENADO DINÁMICO

2.1 INTRODUCCIÓN

Una buena referencia para el diseño del sistema de frenado, es el que utiliza el Trolebús. Este medio de transporte eléctrico tiene implementado un freno hidráulico y los dos tipos de frenado eléctrico: el regenerativo y el dinámico, antes descritos. El pedal del freno está acoplado a un transmisor que cuenta con 15 intervalos, durante los 5 primeros se produce el freno regenerativo, en los siguientes 5 funciona el frenado dinámico y en los últimos 5 se realiza el frenado hidráulico del vehículo.

Cabe indicar que el sistema de frenado eléctrico que se diseña para ésta aplicación, no consta de la parte regenerativa.

Tomando lo anterior como base, nuestro sistema de frenado dinámico opera de la siguiente manera:

Primero mediante los pulsadores de la interfaz HMI se establecen los valores mínimo y máximo para el bus de DC, y con el botón de ENTER se pone en funcionamiento al sistema. Con el pulsador de habilitación y asegurando que el variador se encuentra en control remoto se habilita el control del variador.

El pedal del acelerador tiene acoplado un transmisor que envía una señal discreta al microcontrolador donde es procesada para luego obtener una señal PWM, la misma que es conectada a través de un filtro RC a una entrada análoga del variador de velocidad, con esto se controla la velocidad de dicho equipo. Además y por seguridad se tiene ubicado un fin de carrera en la posición inicial del pedal, de tal manera que al ocurrir una deceleración brusca la velocidad vuelva a cero.

El pedal de frenado tiene acoplado un transmisor que envía una señal discreta proporcional al desplazamiento de dicho pedal hacia el microcontrolador. Esta señal es enviada en forma de PWM y a través de un manejador de IGBT's al IGBT del chopper de frenado.

El frenado funciona en dos rangos de operación, primero entre los límites establecidos para el bus de DC, donde al existir una deceleración suave el chopper de frenado se activa y va variando la relación de trabajo hasta llegar al 60% donde el chopper se apaga.

Segundo cuando existe un sobrevoltaje en el bus de DC, es decir una deceleración brusca. En este momento el chopper se activa con una relación de trabajo fija de 0.3 hasta que el voltaje del bus de DC vuelve a su rango de trabajo normal.

Adicional a esto se tiene incorporado un sensor de temperatura ubicado en la resistencia de frenado, esta temperatura puede ser observada al presionar el pulsador de Temperatura del interfaz HMI, pero si esta temperatura sobrepasa el valor máximo establecido se mostrará una señal de alarma en la visualización del HMI.

El sistema de frenado dinámico utiliza el método de chooper de DC con una resistencia de frenado. A continuación se detalla el diseño de cada una de las etapas, tanto circuitos de control como circuitos de potencia, que intervienen en el sistema de frenado.

2.2 CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control está compuesto por un transmisor de frenado y otro de aceleración que serán posteriormente acoplados a los pedales del automóvil, el circuito de acondicionamiento del voltaje del bus de DC, el circuito de acondicionamiento del sensor de temperatura, el circuito de visualización o HMI, una salida PWM y finalmente el circuito para el activado de los IGBT's.

Se utiliza un microcontrolador PIC 16F877A para realizar las actividades mencionadas anteriormente. La Figura 2.1 esquematiza al circuito de control.

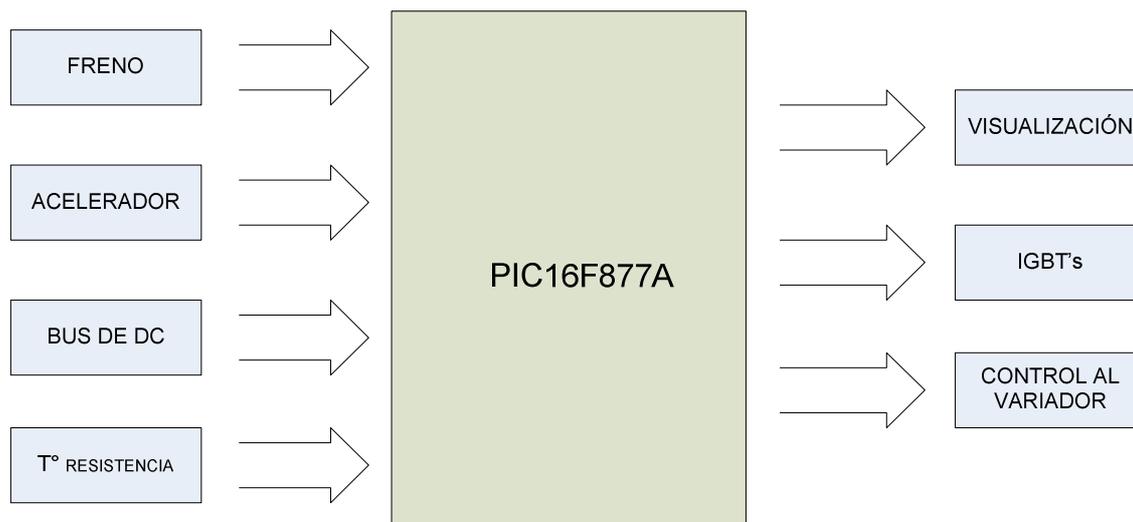


Figura 2.1 Esquema del circuito de control

2.2.1 CARACTERÍSTICAS DEL MICROCONTROLADOR PIC DE LA FAMILIA 16F87XA [12]

Los microcontroladores PIC 16F87XA de Microchip pertenecen a una familia, que utiliza 8 bits de datos y 14 bits en el bus de direcciones, además cuentan con las siguientes características:

- Arquitectura Harvard
- Tecnología RISC y CMOS

Esto se conjuga para lograr un dispositivo con alta eficiencia en el uso de la memoria de programa y datos, es decir en la velocidad de ejecución.

Todos los dispositivos de esta familia comparten las características de arquitectura y tecnología, con las siguientes diferencias que se muestran en la tabla 2.1.

Características PICmicro Mid-Range	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Frecuencia de Operación	DC–20 MHz	DC–20 MHz	DC–20 MHz	DC–20 MHz
Resets (y Retardos)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
FLASH memoria de programa (14-bit words)	4 K	4 K	4 K	4 K
Memoria de Datos (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Memoria de Datos (bytes)	128	128	256	256

Interrupciones	14	15	14	15
I/O Puertos	A,B,C	A,B,C,D,E	A,B,C	A,B,C,D,E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM módulos	2	2	2	2
Comunicación Serial	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Comunicación Paralela	-	PSP	-	PSP
Módulo A/D 10 bits	5 entradas	8 entradas	5 entradas	8 entradas
Comparadores Análogos	2	2	2	2
Set de instrucciones	35 instrucciones	35 instrucciones	35 instrucciones	35 instrucciones

Tabla 2.1 Características de la familia PIC 16F87XA [12]

Las dimensiones de cada uno de los microcontroladores PIC del rango medio, varía dependiendo de los periféricos que este posea. Se los puede encontrar en paquetes tipo PDIP (Plastic Dual In Line Package), PLCC (Plastic Leaded Chip Carrier) y QFP (Quad Flat Package). Para nuestra aplicación se utiliza el PIC 16F877A tipo PDIP, que se muestra en la figura 2.2.

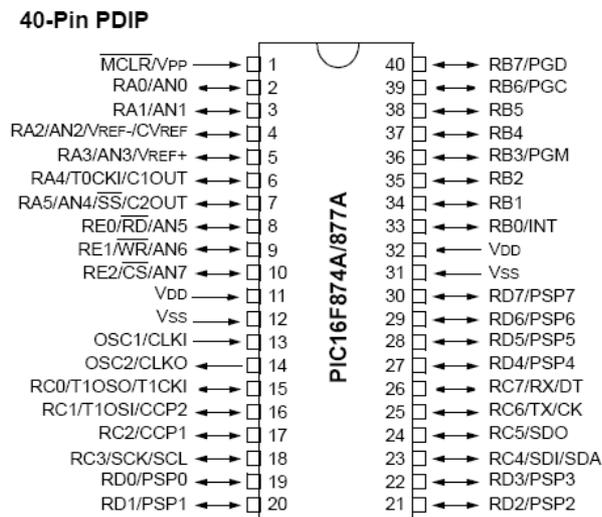


Figura 2.2. Empaquetado microcontrolador PIC 16F877A [12].

Para tener una visión conjunta tanto del interior como del exterior de los PIC de la familia 16F87XX, a continuación se muestra la organización interna del microcontrolador PIC 16F877/874.

2.2.1.1 Módulos CCP [12]

Cada uno de los módulos de Captura/Comparación/PWM, posee un registro de 16 bits, que puede operar como:

- Registro de Captura de 16 bits
- Registro de Comparación de 16 bits
- Registro PWM de tiempo de trabajo Maestro/Esclavo

Los dos módulos CCP1 y CCP2 son idénticos en operación, son registros de 8 bits cada uno, controlados por los registros CCP1CON y CCP2CON, respectivamente.

En el presente proyecto no se hace uso de los módulos de Comparación y Captura, tan solo del módulo PWM, mismo que se describe a continuación, para realizar el control del chopper de DC.

2.2.1.1.1 Modo PWM (Modulación de Ancho de Pulso)[12]

Este modo permite producir una salida de frecuencia fija seleccionable modulada en ancho de pulso con una resolución e 10 bits.

En la figura 2.4 se muestra la operación de este módulo.

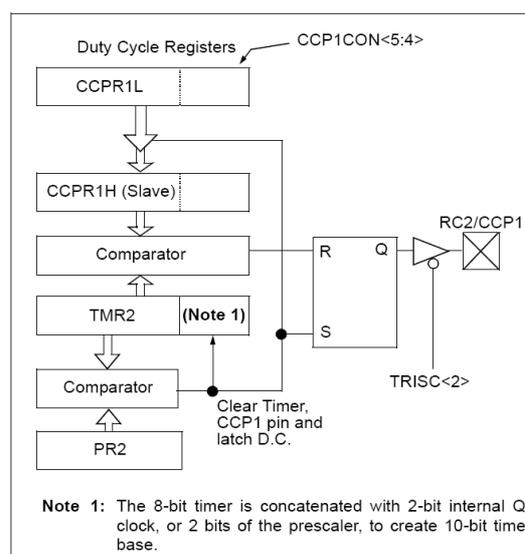


Figura 2.4 Diagrama de Bloques del Módulo PWM [12]

Se siguen los siguientes pasos para configurar el módulo PWM

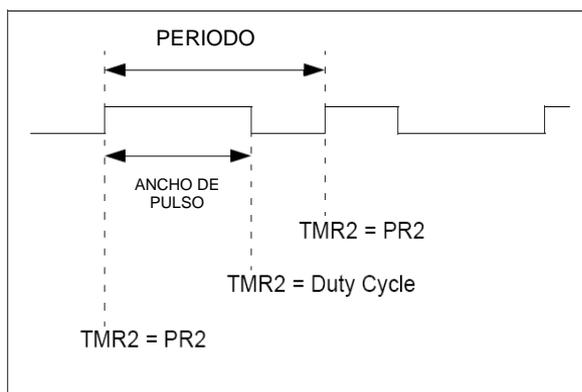
1. Se establece el periodo del PWM en el registro PR2.
2. Se establece el ciclo de trabajo del PWM escribiendo al registro CCPR1L y a los bits CCP1CON <5:4>.
3. Se configura como salida al pin CCP1, limpiando el bit TRISC <2>.
4. Se configura el pre-escaler del Timer 2 y se habilita el Timer 2.

El periodo de la señal se calcula como:

$$\text{Periodo} = [(PR2)+1]*4*Tosc*(\text{Valor pre-escaler TMR2}) \quad (2.1)$$

La relación o ciclo de trabajo se calcula utilizando la siguiente fórmula:

$$\text{Ancho pulso}=(CCPRxL:CCP1CON(5:4))*Tosc*(\text{pre-escaler TMR2}) \quad (2.2)$$



2.5 Señal de salida PWM [12]

2.2.1.2 Conversor Análogo/Digital [12]

El conversor Análogo/Digital tiene cinco entradas en dispositivos de 28 pines y ocho para los dispositivos de 40/44 pines.

La conversión de una señal análoga resulta en su correspondiente número digital de 10 bits. El módulo A/D tiene entrada de referencia de alto y bajo voltaje, que es configurable por software.

En la siguiente figura 2.6, se muestra el diagrama del Conversor A/D

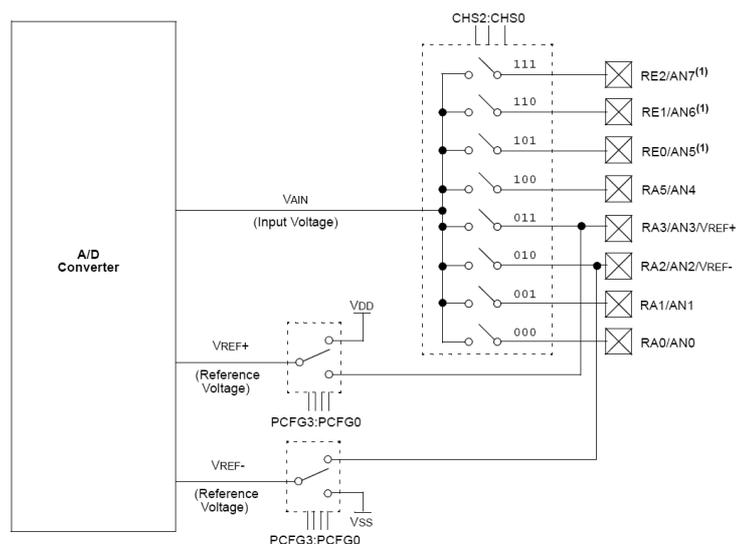


Figura 2.6 Diagrama de bloques del Convertor A/D [12]

El registro ADCON0, controla la operación del módulo A/D, y con el registro ADCON1 se configuran las funciones de los pines del pòrtico. Dichos pines pueden ser configurados como entradas analógicas o como digitales.

Para que funcione el convertor se deben seguir los siguientes pasos:

1. Configurar el módulo A/D:
 - a. Configurar las entradas analógicas y los voltajes de referencia.
 - b. Seleccionar el canal de entrada a convertir mediante los bits CHS2:CHS0, del registro ADCON0.
 - c. Seleccionar el reloj de conversión mediante los bits ADCS1:ADCS2.
 - d. Energizar el convertidor mediante el bit ADON.
2. Configurar interrupciones para el convertor A/D.
3. Esperar mientras transcurre el tiempo de adquisición (20 useg).
4. Iniciar la conversión seteando el bit GO/DONE.
5. Esperar que termine la conversión:
 - a. Por poleo: consultando en forma continua el bit GO/DONE
 - b. Por interrupciones: al terminar la conversión, la bandera ADIF se activa, y genera una solicitud de interrupción.
6. Leer el dato convertido de los registros (ADRESH:ADRESL)
7. Para la siguientes conversión, esperar al menos $2T_{AD}$ (Donde T_{AD} es el tiempo de conversión por bit)

Para nuestra aplicación se utiliza el conversor A/D, para el sensado del voltaje del bus de DC del chopper de frenado.

2.2.1.3 Interrupciones [12]

La familia PIC 16F87XA tiene más de 15 fuentes de interrupciones internas y externas, entre las que se encuentran:

INTERNAS	<ul style="list-style-type: none"> - Int. Externa.- Cambio de flanco en RB0 - Int. Timer 0 - Int. Port B.- Cambio de estado en RB4-RB7
PERIFÉRICAS	<ul style="list-style-type: none"> - Timer 1 - Timer 2 - Conversor A/D - Transmisión Serial: Asíncrona y Síncrona - Pórtico Paralelo

El registro de control de interrupciones (INTCON) graba cada uno de los pedidos de interrupción en bits de bandera.

Las banderas por interrupciones en los periféricos se encuentran en los registros, PIR1 y PIR2, sus correspondientes bits de habilitación están contenidos en los registros PIE1 y PIE2, y por último el bit de habilitación de interrupción periférica se encuentra en el registro INTCON.

2.2.1.3.1 Funcionamiento de las Interrupciones [12]

Cuando una interrupción es respondida, el bit GIE es limpiado para deshabilitar cualquier interrupción adicional, la dirección de retorno es colocada en el STACK y el contador de programa es cargado con la dirección 0004h, después de esto, se puede determinar la fuente de la interrupción realizando el poleo de los bits de bandera de las interrupciones.

La bandera de interrupción debe ser limpiada por software antes de volver a habilitar la interrupción para evitar interrupciones recursivas. En la figura 2.7 se muestra la Lógica de las Interrupciones.

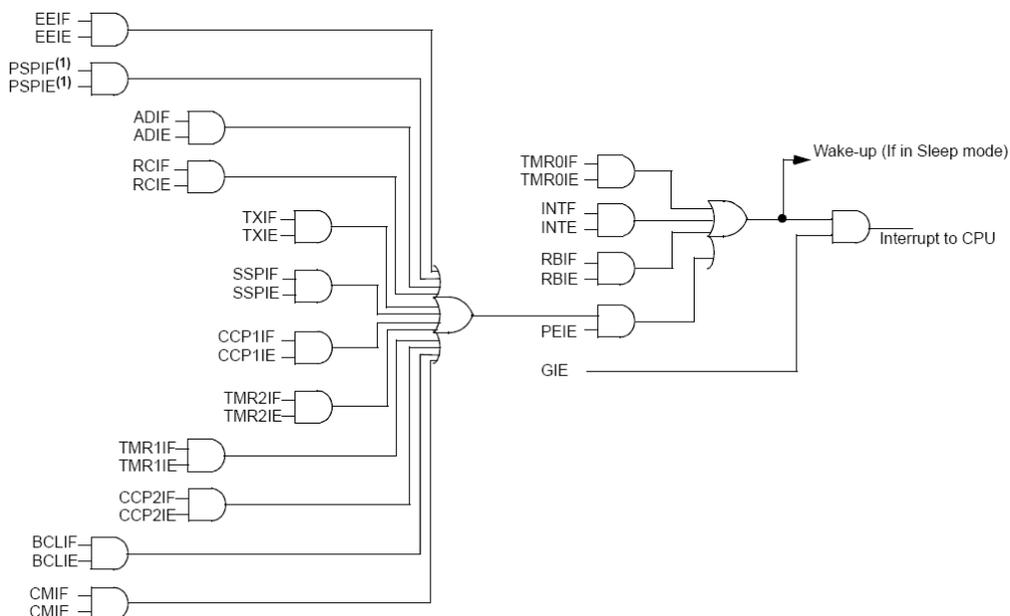


Figura 2.7 Lógica de las Interrupciones [12]

2.2.2 CIRCUITO DEL MICROCONTROLADOR

El microcontrolador PIC 16F877A, como se mencionó en la descripción, posee 40 pines para ser utilizados. Para el sistema de frenado dinámico se tiene la siguiente distribución de sus pines:

PIN	FUNCIÓN
AN0	Sensor de voltaje bus de DC
RE1	Sensor de temperatura
RB0	Entrada pulsador temperatura
RB1	Fin de carrera pedal del acelerador
RB2	Fin de carrera pedal del freno
RB3	Entrada pulsador Habilitación
RB4	Entrada A transmisor del acelerador
RB5	Entrada B transmisor del acelerador
RB6	Entrada A transmisor del freno
RB7	Entrada B transmisor del freno
RC0	Pin de habilitación para el LCD
RC1/CCP2	Salida PWM para el inversor
RC2/CCP1	Salida PWM para IGBT
RC3	Control de escritura LCD
RC<4:7>	Datos para el LCD
RD0	Salida para led de activación
RD1	Entrada pulsador de ACEPTAR
RD2	Entrada pulsador de DECREMENTAR
RD3	Entrada pulsador de INCREMENTAR
RD4	Salida para relé de habilitación
RD5	Salida para led de habilitación
RD6	Salida para led de error de bajo voltaje
RD7	Salida para led de sobre voltaje

Tabla 2.2 Distribución de pines

Adicional a estos se utiliza los 4 pines de polarización, 2 pines para el oscilador y un pin para el MCLR. En la Figura 2.8 se observa la distribución de pines en el microcontrolador.

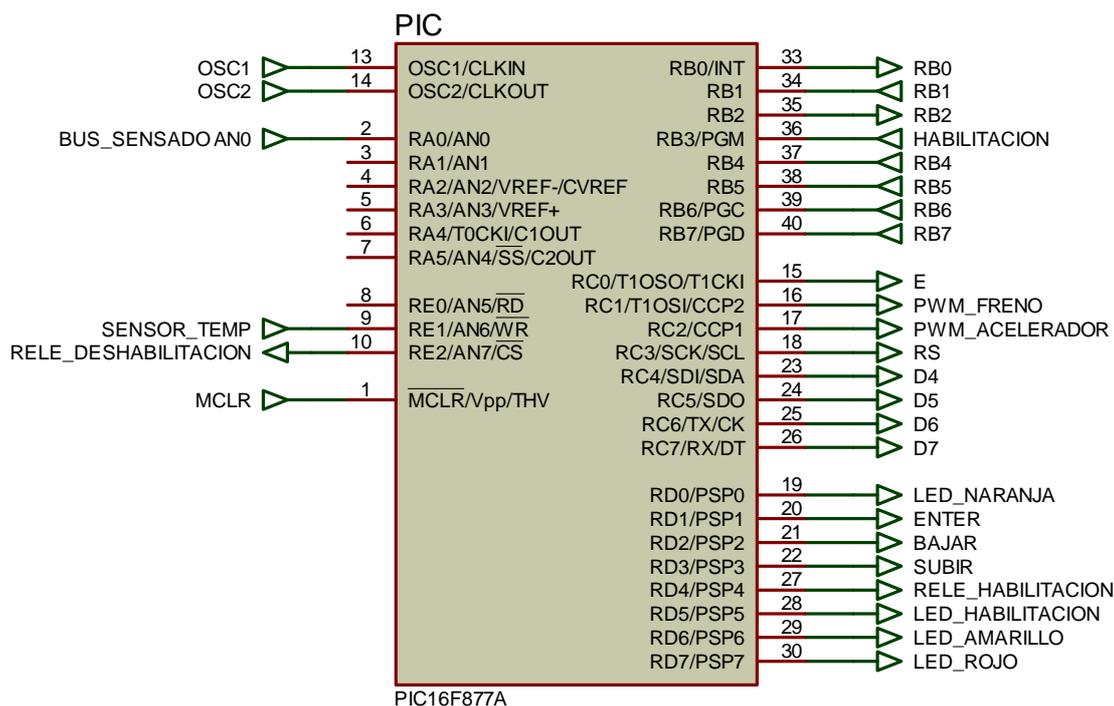


Figura 2.8 Distribución de pines

2.2.3 CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA SENSADO DEL BUS DE DC

El voltaje del bus de DC es sentido a través de un divisor de voltaje cuya señal ingresa a una etapa de amplificación y después a la entrada análoga del microcontrolador para su monitoreo y control.

Los valores de las resistencias para el divisor de voltaje son dimensionados tomando como base que en el bus de DC van a existir 310 V, que para el caso del vehículo eléctrico se toman del convertidor elevador (este valor es calculado suponiendo que el variador de velocidad es alimentado con 220 V trifásicos por medio de un rectificador con filtro capacitivo). Para esto se elige una resistencia de 1 M Ω y se calcula de tal manera que para un voltaje de 310 V en el bus de DC, se obtenga en la resistencia de sensado un valor de 100 mV. [13]

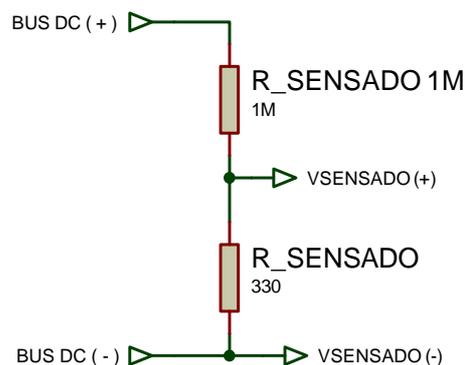


Figura 2.9 Circuito sensado Bus de DC

$$V_{R_{sensado}} = \frac{R_{sensado}}{R_{sensado} + R_{sensado1M}} \times 310$$

$$R_{sensado} = \frac{R_{sensado1M} * V_{R_{sensado}}}{V_2 - V_1}$$

$$R_{sensado} = \frac{1 * 10^6 * 100 * 10^{-3}}{310 - 100 * 10^{-3}} = 322 \Omega \quad (2.3)$$

A partir de la fórmula 2.3, se determina que el valor de la resistencia de sensado es de 330 ohmios.

La potencia de estas resistencias se calcula a partir del voltaje máximo del bus de DC (390V) como se explica a continuación.

La corriente máxima que circula en las resistencias es:

$$I_{\max_bus} = \frac{V_{\max_bus}}{R_{divisor} + R_{sensado}} = \frac{390}{10^6 + 330}$$

$$I_{\max_bus} = 389.87 [\mu A] \quad (2.4)$$

Donde la potencia de cada una de las resistencias se calcula a través de:

$$P_{R_{divisor}} = I_{\max_bus}^2 \times R_{divisor} = (389.87 \times 10^{-6})^2 \times 10^6$$

$$P_{R_{divisor}} = 0.152 [W]$$

$$P_{R_{sensado}} = I_{\max_bus}^2 \times R_{sensado} = (389.87 \times 10^{-6})^2 \times 330$$

$$P_{R_{sensado}} = 50.16 [\mu W] \quad (2.5)$$

En resumen, los valores para las resistencias son de:

$$R_{divisor} = 1[M\Omega] @ 1/4[W]$$

$$R_{sensado} = 330[\Omega] @ 1/4[W]$$

Posteriormente el voltaje sentido es amplificado 33 veces, con un amplificador operacional LM358, para que la señal ingrese al conversor A/D del microcontrolador.

Se utiliza una ganancia de 33 en la etapa amplificadora, porque con esto se garantiza que para un voltaje máximo de 750 V en el bus de DC, la entrada en el conversor A/D del microcontrolador no sobrepase los 5 voltios.

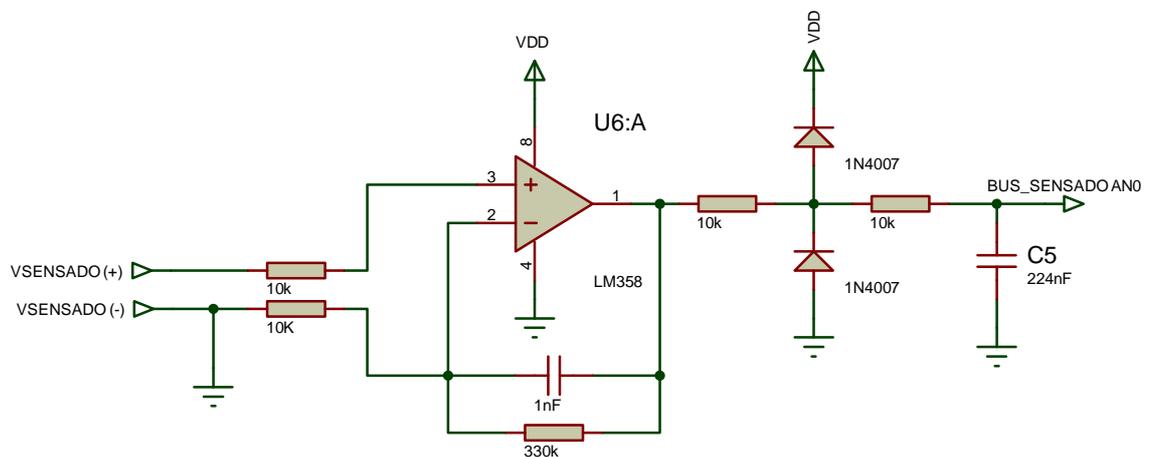


Figura 2.10 Circuito de amplificación

2.2.4 CIRCUITO MANEJADOR DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los semiconductores a manejar son los IGBT's IRG4PSH71KD que por la estructura de la etapa de potencia, la rama del chopper de frenado necesita una señal de control con su respectiva referencia para activar a la compuerta del IGBT.

Para esto se emplea el integrado IR2102, este es un dispositivo manejador de MOSFET e IGBT's, de respuesta rápida y para alto voltaje. El diagrama de este dispositivo se muestra en la figura 2.11.

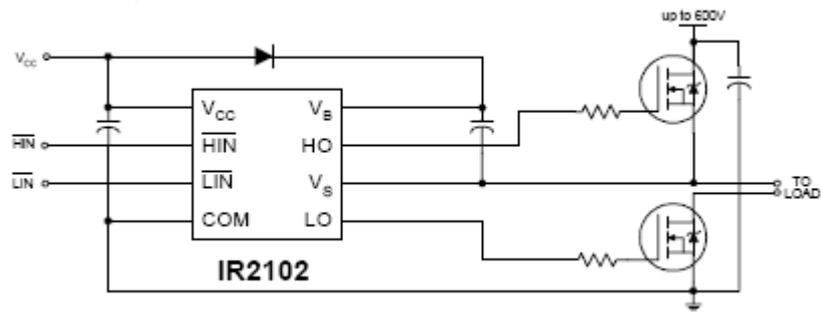


Figura 2.11 Manejador de IGBT's IR2102 [14]

Como se observa la entrada de señal al IR2102 está negada, por lo que mediante un transistor NPN se niega la señal del PWM que sale del microcontrolador PIC de tal forma que la señal para activar el IGBT sea igual a la que se obtiene del PWM inicial. La salida del IR2102 está conectada a la compuerta del IGBT a través de una resistencia para limitar la corriente. Este valor se lo obtuvo a partir de las pruebas de laboratorio, siendo 4.7 ohmios el valor donde mejor características se obtuvo en la conmutación. [14]

Para garantizar el encendido del IGBT se utiliza una fuente de 15 voltios que alimenta al manejador IR2102. En la Figura 2.12 se detalla el circuito implementado.

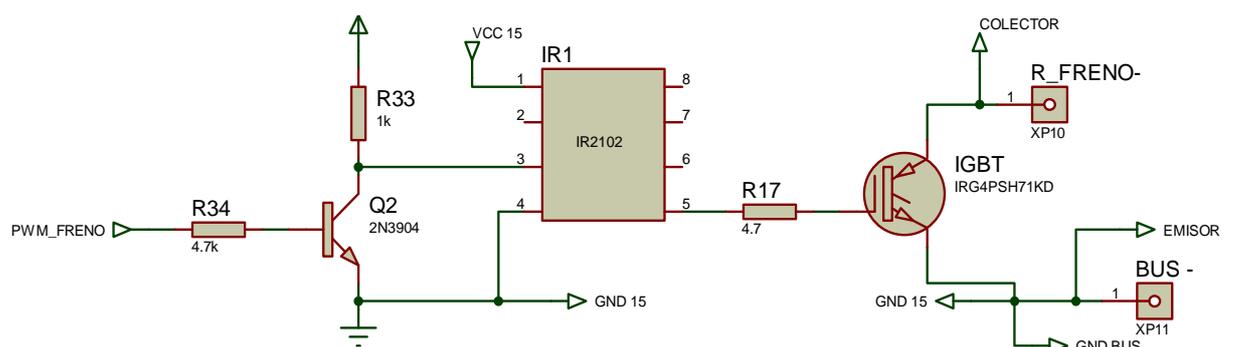


Figura 2.12 Circuito de encendido

2.2.5 CIRCUITO DE MONITOREO DE TEMPERATURA

La resistencia de frenado disipa la energía que se genera durante el frenado en forma de calor. Por este motivo es necesario el monitoreo para evitar sobrecalentamiento y daño de los dispositivos.

Para el monitoreo de temperatura se utiliza el sensor DS18B20. Este sensor digital provee mediciones de temperatura en grados Celsius de 9 a 12 bits y tiene funciones de alarma programables por el usuario. El DS18B20 se comunica a través de un cable que por definición requiere solamente una línea de datos (y tierra) para comunicarse con un microprocesador central. Tiene un rango de operación entre -55°C a 125°C con una precisión de ± 0.5 . Este sensor obtiene la energía para su funcionamiento de la línea de datos.

En la figura 2.13 se observa el encapsulado y diagrama de bloques del DS18B20.

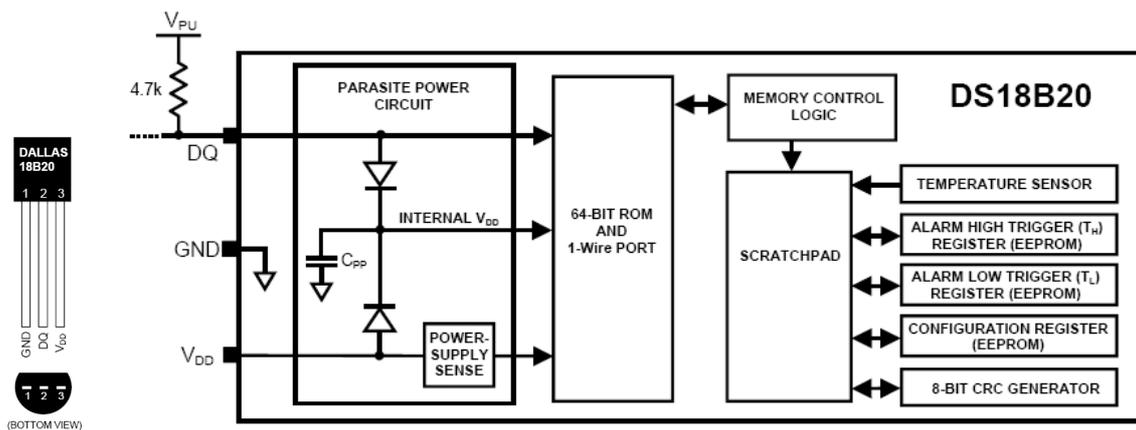


Figura 2.13 Sensor DS18B20 [15]

Para el funcionamiento de este sensor primero se debe configurar la resolución a 9, 10, 11 o 12 bits, en nuestro caso con 9 bits equivalente incrementos de 0.5°C es suficiente. Para iniciar con la medición se envía la orden de convertir la temperatura en el convertor A/D del sensor, el resultado es guardado en un registro de 2 bytes en el microcontrolador central. Después del comando de conversión el DS18B20 responderá con un 0 si la conversión está en progreso o 1 si esta terminada. [15]

Mediante el pulsador de temperatura de la interfaz se mandará al sensor DS18B20 medir y convertir el valor de la temperatura para ser observada en el LCD.

El circuito implementado se muestra a continuación.

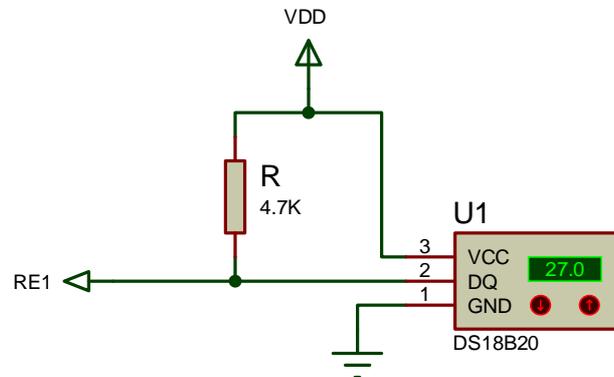


Figura 2.14 Circuito de monitoreo de temperatura

2.2.6 CIRCUITOS ESPECIALES

2.2.6.1 Filtro RC

El filtro RC es utilizado como conversor D/A para transformar la salida digital PWM del microcontrolador a una señal análoga que se conecta a la entrada AI1 del variador de velocidad para variar la frecuencia del motor según la señal proporcionada por el pedal del acelerador.

La frecuencia de la señal PWM es de 5 KHz, de tal manera que los valores de la red RC son dimensionados a continuación:

$$F_c = \frac{F_{PWM}}{100} = 50Hz$$

$$RC = \frac{1}{2\pi F_c}$$

Si:

$$C = 1\mu F$$

$$R = \frac{1}{2\pi C F_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\mu \cdot 50}$$

$$R = 3.1k\Omega$$

(2.6)

Adicional a esto se utiliza un opto acoplador para mantener aisladas las entradas análogas del inversor.

El circuito se muestra en la figura 2.15

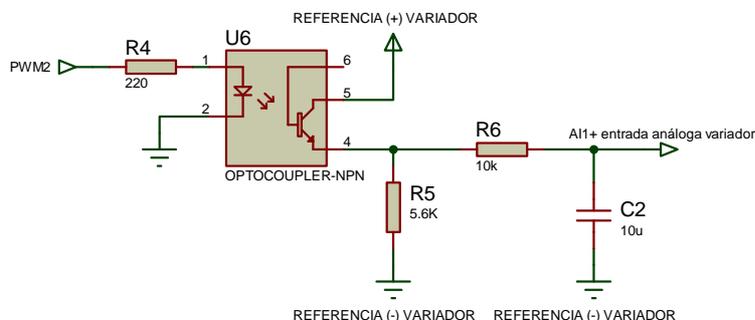


Figura 2.13 Filtro RC

2.2.6.2 Comando de Entradas Digitales

Para realizar la habilitación general en el variador de velocidad se utiliza el método a tres hilos [16], usando dos entradas digitales del variador. Para esto se usan dos relés comandados desde el microcontrolador, el primero es seleccionado por el usuario a través de uno de los pulsadores del teclado y el segundo, manejado por el microcontrolador pero conectado al fin de carrera del pedal de frenado, este relé al ser activado deshabilita el variador.

La figura 2.16 muestra el circuito de conexión.

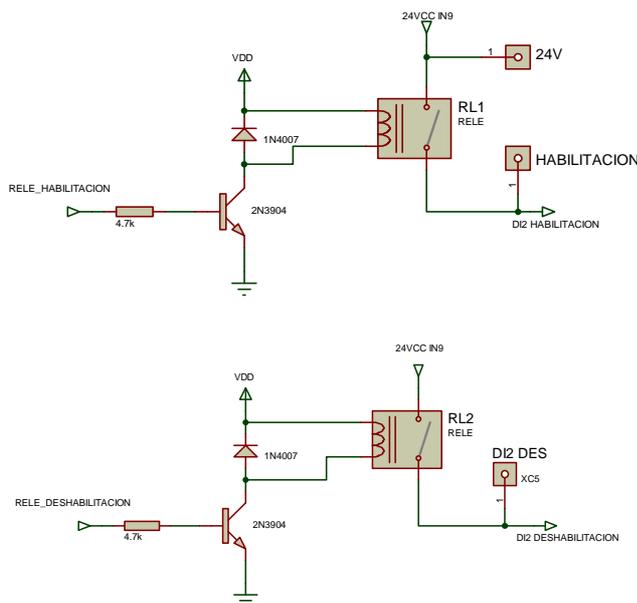


Figura 2.16 Circuito de Habilitación y deshabilitación

2.2.6.3 Interfaz con el usuario (HMI)

La interfaz con el usuario consta de un LCD de 16x2 y 5 pulsadores para configuración y visualización de los parámetros.

La tabla 2.3 muestra las funciones de cada uno de los pulsadores:

	FUNCIÓN
PULSADOR 1	MOSTRAR TEMPERATURA
PULSADOR 2	HABILITAR / DESHABILITAR
PULSADOR 3	INCREMENTAR
PULSADOR 4	DECREMENTAR
PULSADOR 5	CONFIGURAR PARAMETROS / ACEPTAR

Tabla 2.3 Pulsadores

La Figura 2.17 muestra el circuito empleado para el manejo de los pulsadores y en la Figura 2.18 se indica la conexión del LCD para la visualización de parámetros.

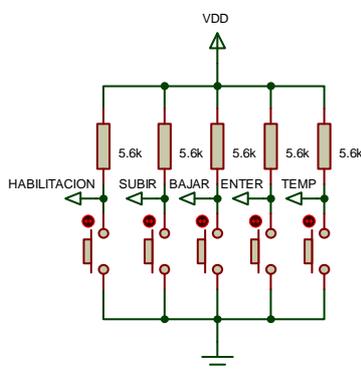


Figura 2.17 Circuito de pulsadores

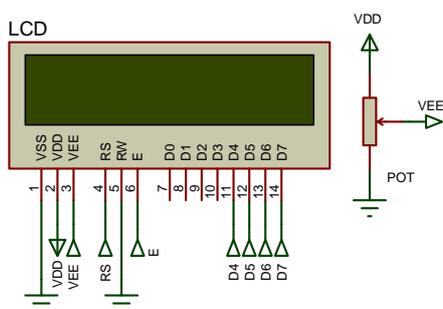


Figura 2.18 Circuito de visualización

2.2.7 ALGORITMO DE CONTROL

El algoritmo de control del sistema de frenado es función de las señales que llegan al microcontrolador de todo el sistema. Estas señales son:

- Señal del transmisor del freno
- Señal del transmisor del acelerador
- Voltaje del bus de DC
- Señal de temperatura de la resistencia de frenado

La señal del acelerador llega al microcontrolador y éste envía una señal PWM al inversor con una relación de trabajo variable dependiendo de la posición del acelerador siendo un delta cero cuando el pedal está en la posición original (es decir cuando no está presionado) y un delta máximo cuando está totalmente presionado.

La señal del freno es procesada en el microcontrolador y éste envía otra señal PWM que activa al IGBT de troceado del freno dinámico para que la energía se disipe en la resistencia. Cuando está actuando el chopper de frenado se inhibe una posible señal que sea enviada por el pedal del acelerador.

La señal de voltaje del bus de DC también actúa en el chopper de frenado, cuando el bus de DC sobrepasa los 350 voltios, el microcontrolador activará al IGBT con una relación de trabajo del 30%. Además cuando el voltaje del bus de DC sea menor de 290 voltios se inhibirá el funcionamiento de todo el sistema y enviará una señal de bajo voltaje. Adicional a esto los niveles máximos y mínimos pueden ser configurados por el usuario.

En caso de que la temperatura alcance los 100° centígrados el microcontrolador enviará una señal de alarma y se inhibirá todo el sistema.

El siguiente diagrama de flujo resume el funcionamiento del algoritmo de control del sistema de frenado dinámico.

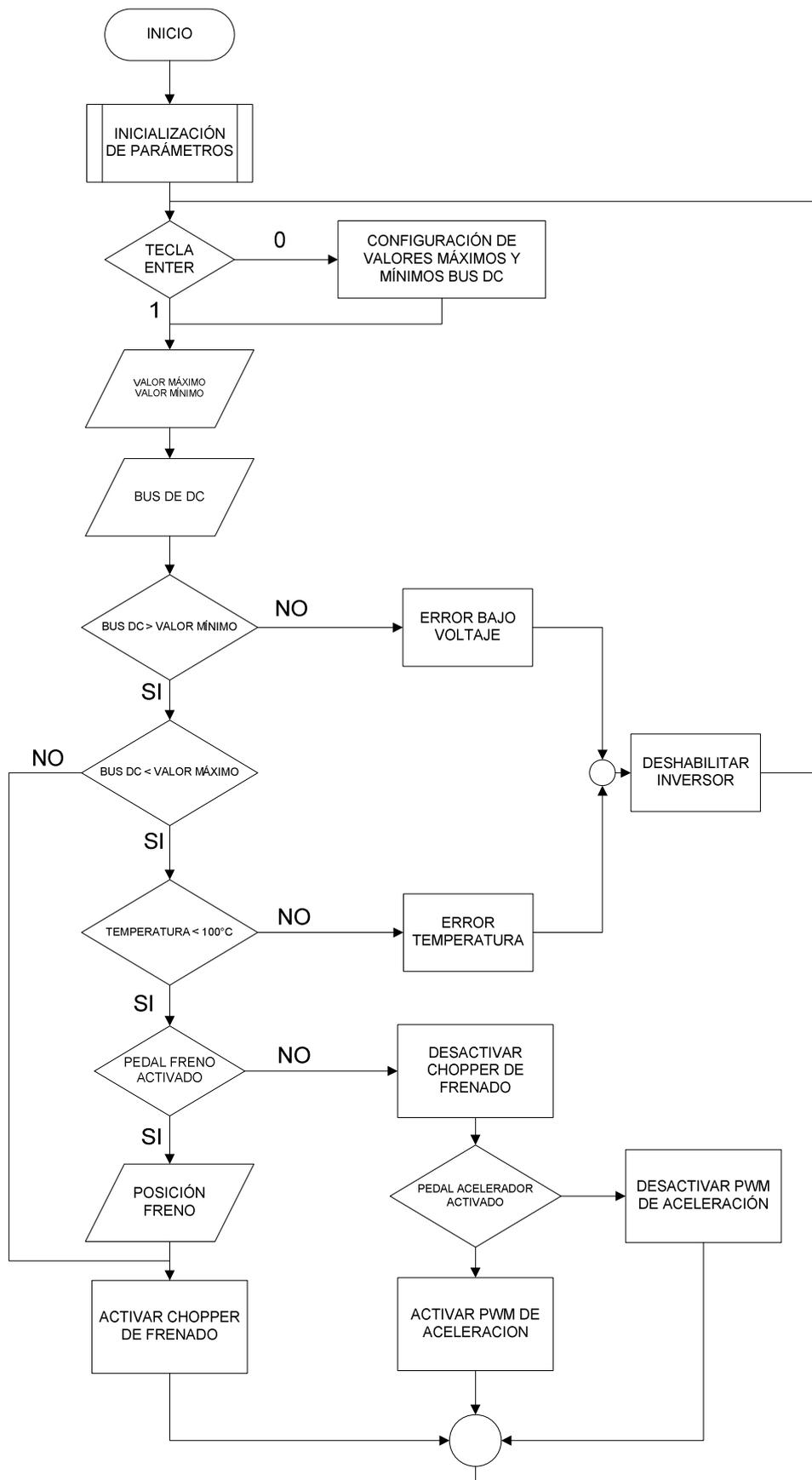


Figura 2.19 Algoritmo de control del sistema de frenado dinámico

2.3 DISEÑO DE TRANSMISORES

2.3.1 INTRODUCCIÓN

Para la obtención de una señal digital correspondiente al desplazamiento mecánico de cada uno de los pedales del sistema se utilizan sensores de posición, mismos que se describen a continuación.

2.3.1.1 Encoders

El encoder o codificador, es un tipo especial de sensor de proximidad. La transformación de la codificación mecánica en una señal eléctrica proporcional se consigue por la posición del disco utilizando sensores electromagnéticos, inductivos o acopladores ópticos.

Lo más usual es utilizar sensores ópticos, donde la codificación consiste en sectores transparentes y opacos sobre un disco. Cuando el disco gira, el recorrido de la luz al sensor óptico se abre y se bloquea alternativamente, produciendo así una salida digital en proporción con el movimiento y la posición. [17]

2.3.1.1.1 Tipos de encoders

Existen dos tipos de encoders: Incremental y Absoluto.

Los **encoders incrementales** proporcionan un número específico de impulsos por cada revolución completa del eje. Esta cuenta de impulsos está determinada por el número de divisiones o segmentos que tiene el disco de codificación.

En la figura 2.20 se muestra un ejemplo de encoder incremental.

Existen tres tipos de encoders incrementales: canal simple, doble y triple.

- Canal simple (Señal A).- Se utiliza cuando no hay cambio en el sentido del movimiento, ni existen vibraciones.

- Canal doble (Señales A y B).- Llamados también de señales de cuadratura, porque una de las señales esta desfasada en 90° de la otra, esto es útil para detectar el sentido de giro.
- Canal triple (Señal Z).- Además de las señales A y B posee una señal de posición que aparece una vez por revolución, y es empleado para poner en cero contadores en sistemas controlados digitalmente.

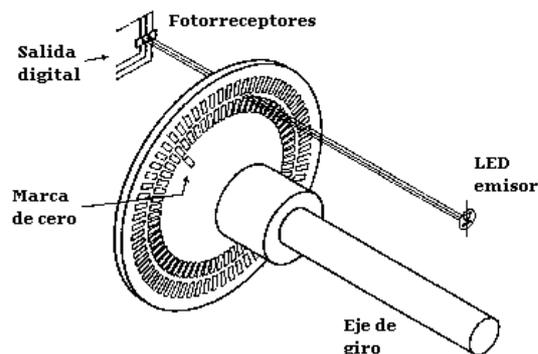


Figura 2.20 Encoder Incremental [17]

Un **encoder absoluto** proporciona una combinación única de señales para cada posición física, esto es una importante ventaja ya que no se necesita de un contador para determinar la posición. En la figura 2.21 se muestra un ejemplo de este tipo de encoder.

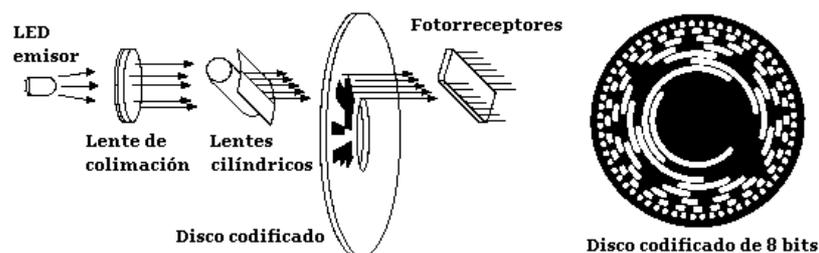


Figura 2.21 Encoder Absoluto [17]

La combinación de señales se establece mediante un patrón de código de sectores transparentes y opacos en varias pistas de un disco rotativo. Para un encoder con n bandas en el disco, el rotor permite 2^n combinaciones, por lo que la resolución será 360° dividido entre los 2^n sectores.

Una característica importante de la lectura de modo paralelo es que la posición real se registra inmediatamente cuando se conecta inicialmente la alimentación eléctrica, o después de un cambio de posición sin potencia aplicada o si se excede del número de revoluciones por minuto permitidas electrónicamente (desventajas del tipo incremental).

El código de Gray es el sistema de codificación más usado. Este método de codificación tiene la ventaja de producir un cambio de código de un sólo dígito binario en el desplazamiento de una posición a la siguiente.

Los encoders lineales trabajan de la misma manera que los rotativos descritos anteriormente. [18]

2.3.2 TRANSMISOR DEL PEDAL DE FRENO

Por la facilidad en el acoplamiento mecánico con el pedal del freno, se decidió utilizar para el transmisor de frenado un encoder rotativo incremental. Éste está acoplado a un piñón que transforma el movimiento lineal del pedal a un movimiento angular que es detectado por el encoder. El encoder rotativo incremental que se utiliza es el GP3A53HR de Sharp que genera dos señales desfasadas 90° entre sí, conectadas al microcontrolador mediante el uso de dos flip flops 74HC74 y dos inversores smith trigger CD40106BA para decodificar el sentido de giro. La figura 2.22 muestra el diagrama de tiempo generado por el encoder rotativo y la salida decodificada de los flip flops y la figura 2.23 muestra el diagrama de conexión de los flip flops. [19]

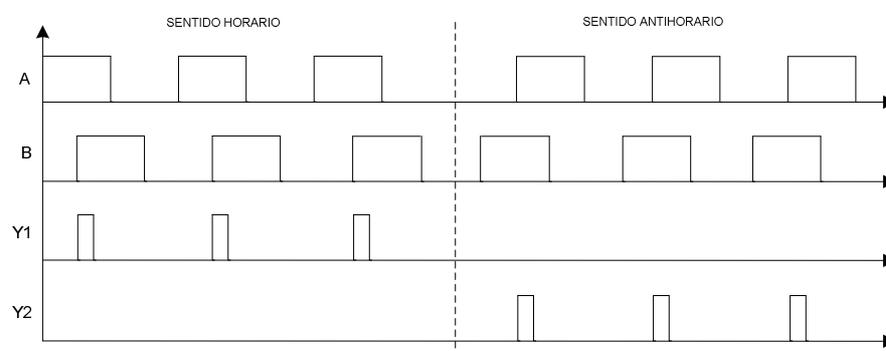


Figura 2.22 Diagrama de tiempo encoder rotativo [20]

En la figura 2.22 se observa la diferencia en el ángulo de desfase de la señal del canal B con respecto a la del canal A, tanto para el sentido horario como para el sentido antihorario. Las salidas decodificadas por los flip flops, Y1 y Y2, se conectan a las interrupciones del microcontrolador y determinan el sentido ascendente o descendente del pedal.

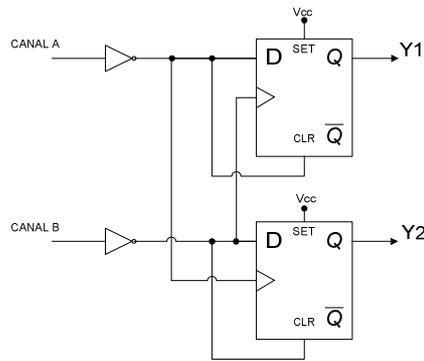


Figura 2.23 Diagrama de flip-flops

Este método de decodificación con la ayuda de flip flops es muy beneficioso, ya que requiere menos líneas de programa y por consiguiente la CPU del microcontrolador puede realizar otras tareas más importantes.

La salida Y1 está conectada al pin RB4 y la salida Y2 al pin RB5, ambas con interrupción activada.

La hoja de datos del fabricante para el encoder Sharp GP3A53HR, indica que para un voltaje de 5 voltios la corriente de salida es de 5 mA por cada señal, adecuada para las entradas del inversor CD40106B, sin embargo se utiliza resistencias de pull-up hacia éste.

La figura 2.24 muestra el diagrama de funcionamiento del encoder utilizado.

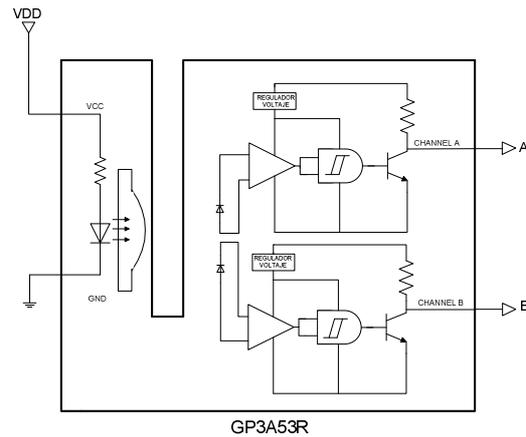


Figura 2.24 Diagrama encoder Sharp GP3A53HR [20]

Además en un 60% del desplazamiento de este pedal se encuentra colocado un fin de carrera que deshabilita el variador de velocidad.

2.3.3 TRASMISOR DEL PEDAL DE ACELERACIÓN

El transmisor de aceleración utiliza la misma técnica que se utilizó para el transmisor de frenado, de tal manera que ambos transmisores serán exactamente iguales tanto en diseño como en funcionamiento.

Ahora, la señal generada para el sentido descendente del pedal está conectada al pin RB6 y la señal generada para el sentido ascendente está conectada al pin RB7, ambos con interrupción activada. Al igual que el pedal del freno este también tiene colocado un fin de carrera el cual está activado cuando el pedal no está desplazado y por consiguiente la velocidad del variador se encuentra en cero.

2.4 CIRCUITO DE POTENCIA

El circuito de potencia para el sistema de frenado dinámico consta de dos elementos básicos que son: IGBT de troceado del bus de DC y la resistencia de frenado donde se disipa toda la potencia que se genera durante el frenado.

2.4.1 DISEÑO DE LA RESISTENCIA DE FRENADO [21]

Para el diseño de la resistencia intervienen varios factores como velocidad, torque tiempo de frenado y otros parámetros físicos como la masa y geometría del vehículo; pero el factor determinante al momento de diseñar la resistencia es la potencia pico y la potencia promedio a disiparse durante el frenado.

Para determinar la potencia pico disipada P_b utilizamos la ecuación 2.7

$$P_b = \frac{J_T \times \omega_b (\omega_b - \omega_a)}{\Delta t} \quad (2.7)$$

Vemos que en la ecuación 2.7 interviene el momento de inercia total J_T . Este parámetro está dado por la ecuación 2.8

$$J_T = J_m + (GR^2 \times J_L) \quad (2.8)$$

Donde J_T = Inercia total reflejada al eje del motor [kg-m²]

J_m = Inercia del motor [kg-m²]

J_L = Inercia de la carga [kg-m²]

GR = Relación de la transmisión entre el motor y la carga
(Velocidad carga /Velocidad del motor)

Para determinar la inercia de la carga J_L , asumimos que el móvil a detener, es un paralelepípedo de dimensiones a,b,c (largo, ancho y altura) donde el factor de inercia con respecto a un eje paralelo que pasa por la arista ab, desplazado una distancia d del centro de masas, está determinado por la ecuación:

$$J_L = \frac{1}{12} m(a^2 + b^2) + md^2 \quad (2.9)$$

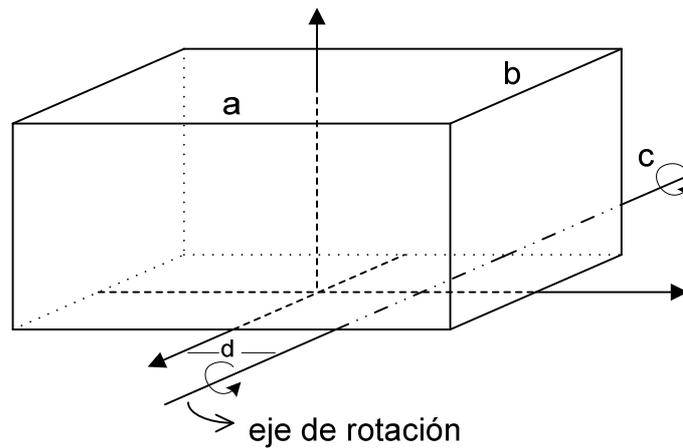


Figura 2.25 Diagrama de cuerpo libre

Para ejemplo de cálculos se utiliza un automóvil compacto Marca Mini Austin 850 cuyas dimensiones son 3050 mm x 1400 mm x 1350 mm (largo x ancho x altura) cuyo eje de transmisión se encuentra a una distancia de 800 mm con una masa total de 585 kg.

De la ecuación 2.9 se obtiene que el momento de inercia es:

$$J_L = \frac{1}{12}m(a^2 + b^2) + md^2$$

$$J_L = \frac{1}{12} \times 585(3.050^2 + 1.4^2) + 585 \times 0.8^2$$

$$J_L = 923.446875 [kg \cdot m^2]$$

La relación de transmisión GR , entre la velocidad del motor y la velocidad del eje del automóvil es:

$$GR = \frac{W_{carga}}{W_{motor}}$$

$$GR = \frac{70}{1800}$$

$$GR = 0.04 \tag{2.10}$$

Entonces aplicando la ecuación 2.8 el momento de inercia total J_T es:

$$J_T = J_m + (GR^2 \times J_L)$$

$$J_T = 0.02 + (0.04^2 \times 923.446875) \tag{2.11}$$

$$J_T = 1.497515 [kg \cdot m^2]$$

Ahora necesitamos conocer el tiempo de frenado desde una velocidad inicial $W_b=1800$ RPM hasta que se detiene $W_a=0$.

Según la Norma Europea 71/320/CEE para vehículos, la distancia de frenado máxima permitida es de 50 m a una velocidad de 80 km/h [22]. Esto nos da un tiempo de 2.25 segundos. Pero para efectos de cálculos y al tratarse de un vehículo experimental fijaremos el tiempo Δt en 6 segundos.

Volviendo a la ecuación 2.7 la Potencia pico P_b es de:

$$P_b = \frac{J_T \times \omega_b (\omega_b - \omega_a)}{\Delta t}$$

$$P_b = \frac{1.497515 \times 1800 \frac{2\pi}{60} \left(1800 \frac{2\pi}{60} - 0 \right)}{6} \quad (2.12)$$

$$P_b = 8.86 [kw]$$

Comparamos el valor de la Potencia pico P_b con la Potencia nominal disipada en la resistencia P_{rg} dada por la ecuación 2.13 de tal manera que la P_{rg} sea mayor P_b para encontrar la resistencia de frenado mínima y no tener una sobre corriente en el colector del IGBT.

$$P_{rg} = \frac{V_d^2}{R_{min}} \quad (2.13)$$

P_{rg} = Potencia nominal disipada

V_d = Voltaje Bus DC máxima

R_{min} = Resistencia de frenado mínima

$$P_{rg} = \frac{390^2}{14}$$

$$P_{rg} = 10.864 [kw] \quad (2.14)$$

De igual manera se calcula el valor máximo de la resistencia de frenado R_{db1} con la ecuación 2.15

$$R_{db1} = \frac{V_d^2}{P_b} \quad (2.15)$$

R_{db1} = Máximo valor para la resistencia de frenado (ohmios)

V_d = Voltaje máximo bus de DC

P_b = Potencia pico de frenado

$$R_{db1} = \frac{390^2}{8860}$$

$$R_{db1} = 17.16[\Omega] \quad (2.16)$$

A continuación se calcula el valor de la Potencia promedio P_{av} mediante la ecuación 2.17

$$P_{av} = \delta \cdot \frac{P_b}{2} \cdot \left[\frac{\omega_b + \omega_o}{\omega_b} \right] \quad (2.17)$$

P_{av} = Potencia promedio

P_b = Potencia pico

δ = Relación de trabajo

ω_b = Velocidad inicial

ω_o = Velocidad final

Para determinar el valor de P_{av} consideramos la relación de trabajo con un valor del 50%.

$$P_{av} = 0.5 \cdot \frac{8.860}{2} \cdot \left[\frac{1800 + 0}{1800} \right] \quad (2.18)$$

$$P_{av} = 2.215[kw]$$

Elegir una resistencia de un valor más alto puede ocasionar un sobre voltaje en el bus de DC.

En la tabla 2.4 se resume los valores para seleccionar una apropiada resistencia de frenado.

POTENCIA [kw]		RESISTENCIA [ohm]	
Pico P_b	Promedio P_{av}	Mínima R_{min}	Máxima R_{db1}
8.86	2.215	14	17.16±10%

Tabla 2.4 Requerimientos Resistencia de frenado

Finalmente se escoge una resistencia de frenado de potencia mayor a la promedio P_{av} pero menor a la potencia Pico P_b ; y se toma como valor de resistencia, el valor máximo calculado más un 10% de tolerancia por seguridad.

Además, el fabricante garantiza las características de la resistencia para un determinado voltaje, se escogió 220 V porque en caso de que en el bus de DC existan 350 V y se frene con una relación de trabajo de 0.6 el voltaje que llega a la resistencia es:

$$V_R = 350V * 0.6 = 210V$$

En resumen, las características de la resistencia de frenado son las siguientes:

$$R = 20 \Omega$$

$$V = 220 V$$

$$P = 4.0 KW$$

2.4.2 DISEÑO DEL IGBT DE TROCEADO

Una vez conocido el valor de la resistencia de frenado, se parte de este valor para dimensionar el IGBT.

Se conoce que el valor nominal del bus de DC es de 310 voltios y por las características del sistema de frenado el valor máximo es de 390 voltios (valor dado por el fabricante del inversor).

Entonces con una resistencia de frenado de 15 ohmios, asumiendo las peores condiciones, es decir 390 voltios y una relación de trabajo del 100% la máxima corriente que circulará se determina con la siguiente ecuación:

$$I_{\max} = \frac{VDC_{\max}}{R_{db}}$$

$$I_{\max} = \frac{390}{15} = 26[A] \quad (2.19)$$

Con estos datos, se utiliza el IRG4PSH71KD, que es un transistor bipolar de compuerta aislada con diodo rápido de conmutación que presenta las siguientes características [23]:

$$VCES = 1200V$$

$$VCE(on) \text{ typ.} = 2.97V$$

$$@VGE = 15V, IC = 42A$$

Cabe destacar que es necesario el diodo de conmutación por posibles inductancias parásitas que se presenten en la resistencia de frenado y los conductores que la conectan.

2.4.3 DISEÑO DE SNUBBER DE APAGADO [24]

Para mejorar las conmutaciones durante el apagado en el IGBT y disminuir las pérdidas dinámicas, se diseña una red snubber de apagado. Los valores de resistencia y capacitancia se las obtuvieron a partir de pruebas de ensayo y error en el laboratorio de manera que los valores son de:

$$R_{sb} = 30 \text{ Ohm @ } 10 \text{ W}$$

$$C_{sb} = 0.1 \text{ uF @ } 400 \text{ V}$$

$$D_{sb} : 1N5395 \text{ @ } 3A \text{ y } 400V$$

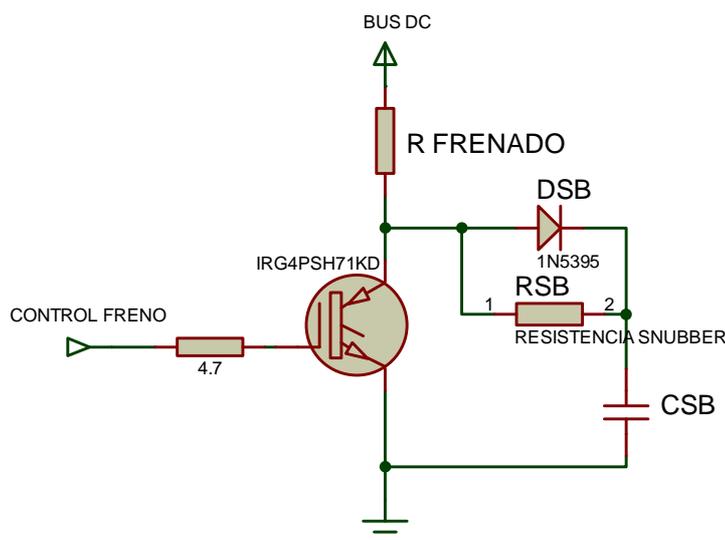


Figura 2.26 Snubber de apagado

En el Anexo 1.1 se muestra el diagrama general de todos los circuitos del sistema de frenado, en el Anexo 1.2 se muestra el diagrama de los pedales de frenado y aceleración y en el Anexo 1.3 la tabla de conexiones.

CAPÍTULO 3

PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

3.1 INTRODUCCIÓN

Para comprobar el funcionamiento de todos los componentes del sistema de frenado dinámico se realizan pruebas en las principales etapas tanto en la parte de control como en la de potencia.

Para la obtención de datos, en las distintas etapas del sistema de frenado, se utiliza el equipo del Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional que se detalla en la tabla 3.1, adicional a estos equipos para las pruebas en la etapa de potencia se utiliza un variador de velocidad y un grupo motor generador cuyas características se detallan en la tabla 3.2

EQUIPO	DESCRIPCIÓN
Multímetro	Fluke 87 V True RMS
Osciloscopio	Tektronix TDS1012B
Sonda de Corriente	Fluke 801i-110s

Tabla 3.1 Equipos para medición

	Variador de Velocidad	Motor Generador
Marca	WEG	HAMPDEN
MODELO	CFW080100B2024POA1Z	WRM-100
VOLTAJE	200-240 V	208 V
CORRIENTE	10 A	1.7 A
POTENCIA	3 HP	1/3 HP
FRECUENCIA	0-300 Hz	60 HZ
VELOCIDAD	NA	1750 RPM

Tabla 3.2 Accionamiento de velocidad

3.2 TRANSMISOR DE FRENADO

El pedal del freno está acoplado al transmisor de frenado el cual tiene un desplazamiento total de 7.2 centímetros cuya salida es una señal PWM con una relación de trabajo lineal al desplazamiento, como se mencionó en la parte de diseño al llegar a un desplazamiento aproximadamente del 60% el fin de carrera envía una señal para que el microcontrolador apague el chopper y deshabilite el variador de velocidad.

Para comprobar esto se procedió a medir la relación de trabajo de la señal PWM a medida que se presiona el pedal del freno, los resultados de muestran en la tabla 3.3.

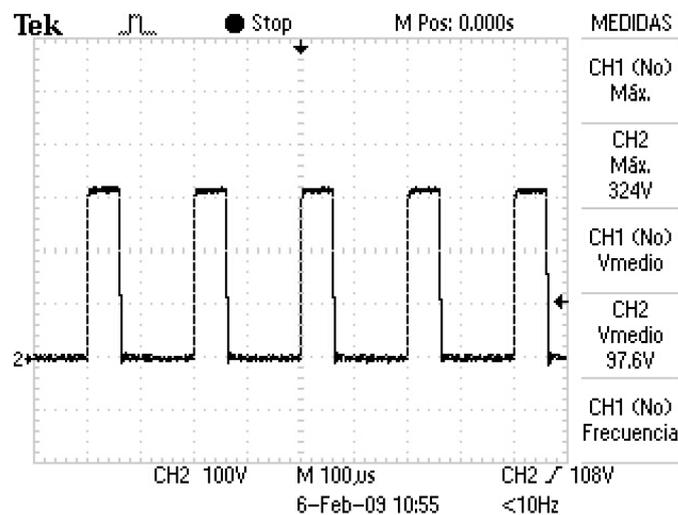


Figura 3.1 PWM de frenado

DESPLAZAMIENTO (cm)	RELACION DE TRABAJO (δ)
0	0
1.2	0.16
2.2	0.31
3.2	0.44
4.2	0.62
4.8	0.67
4.9	0
5.2	0
6.2	0
7.2	0

Tabla 3.3 Desplazamiento del pedal y relación de trabajo obtenida

La figura 3.2 muestra la variación de la relación de trabajo en función del desplazamiento del pedal.

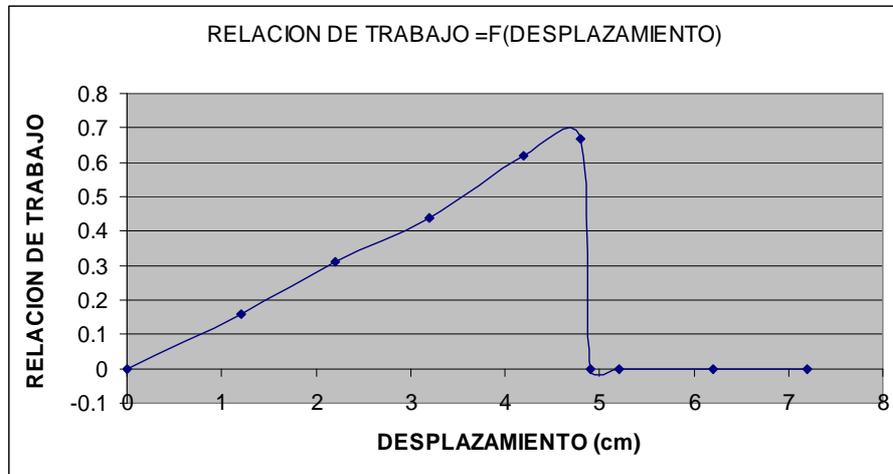


Figura 3.2 Relación de trabajo en función del desplazamiento del pedal

En la gráfica, se puede observar como la relación de trabajo empieza desde 0 para ir aumentando en forma aproximadamente lineal hasta llegar a un desplazamiento de 4.8 cm con una relación de trabajo máxima de 0.67 donde el chopper se apaga. Por lo tanto se puede confirmar que la relación de trabajo en el chopper de frenado es proporcional al desplazamiento del pedal y que este inicia desde cero hasta un valor máximo.

Para establecer el valor máximo tanto del desplazamiento como de la relación de trabajo se tomó en cuenta las características de la resistencia de frenado, que son:

$$R = 20 \Omega$$

$$P = 4000 \text{ W}$$

$$V = 220 \text{ V}$$

Como se observa el voltaje nominal de la resistencia es de 220 V. Pero como va a ser alimentada con el voltaje del bus de DC que es de 310 V, se realiza la siguiente relación para establecer el valor máximo de la relación de trabajo que evitará posibles daños en la resistencia.

$$\frac{V_V}{V_{DC}} = \frac{220V}{310V} = 0.7$$

Como se observa en la tabla 3.3 este valor si se cumple.

3.3 TRANSMISOR DE ACELERACIÓN

De igual forma el pedal del acelerador se encuentra acoplado al transmisor de aceleración el cual tiene un desplazamiento total de 7.1 centímetros y arroja una señal análoga variable entre 0 y 10 voltios que se conecta a la entrada análoga del inversor. Al igual que en el caso anterior, se procedió a tomar el voltaje de la entrada análoga del inversor mientras se presiona el pedal del acelerador, estos datos se muestran en la tabla 3.4.

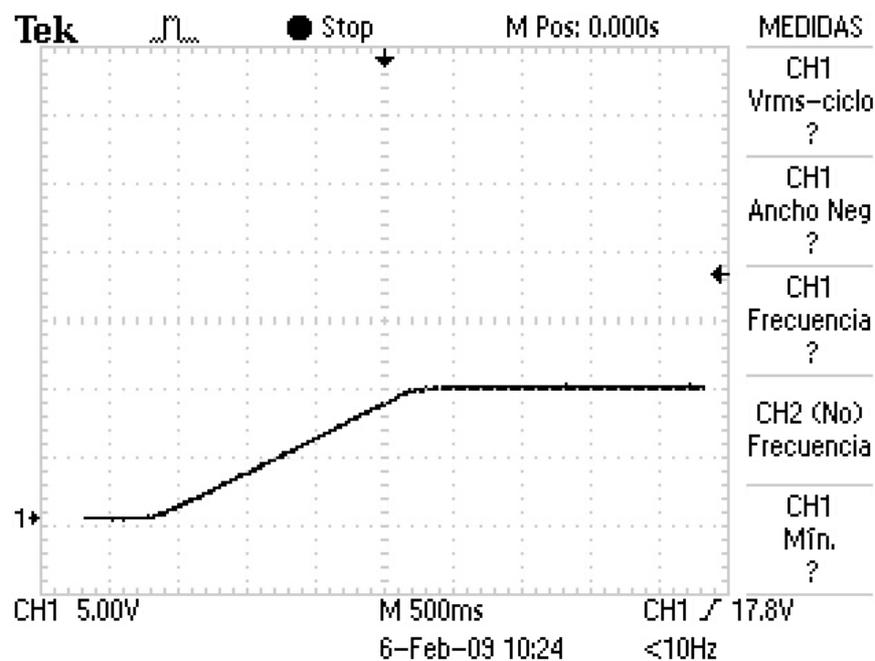


Figura 3.3 Curva de velocidad=f(desplazamiento)

DESPLAZAMIENTO (cm)	VOLTAJE ANÁLOGO (V)
0	0
1	1,35
2	2,9
3	4,6
4	6,1
5	7,5
6	9,2
7,1	9,2

Tabla 3.4 Voltaje y desplazamiento obtenidos en el acelerador

En la figura 3.4 se muestra la curva del voltaje de la señal analógica en función del desplazamiento del pedal del acelerador.

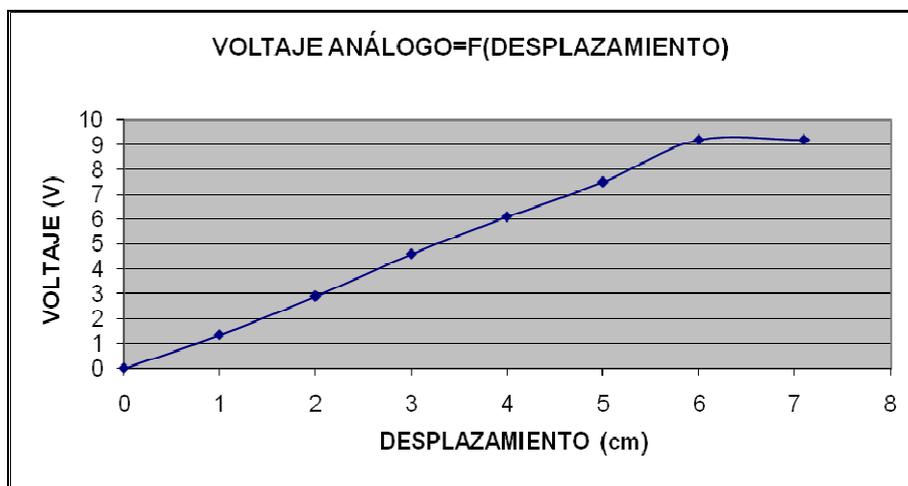


Figura 3.4 Voltaje a la entrada del inversor en función del acelerador

La figura 3.3 es obtenida directamente en el variador y la figura 3.4 se grafica con los valores medidos con cada variación del pedal. Como se puede apreciar ambas gráficas son iguales, por lo que se comprueba que al aumentar el desplazamiento del pedal del acelerador el voltaje de la señal analógica se va incrementado, es decir el voltaje analógico que ingresa al variador de velocidad es directamente proporcional al desplazamiento del pedal, de igual forma que ocurre con el pedal de frenado.

Además se puede observar el voltaje máximo no llega a los 10V.

Este voltaje es el que controla la frecuencia del variador de velocidad y por consiguiente la velocidad en el eje del motor.

En la tabla 3.5 se muestran los datos de frecuencia y velocidad obtenidos al ir presionando el acelerador, con una rampa de aceleración de 5s y una de desaceleración de 10s.

DESPLAZAMIENTO (cm)	VELOCIDAD MOTOR (RPM)	FRECUENCIA VARIADOR (Hz)
0	0	0
1	831	27,7
2	1157	38,57
3	1383	46,1
4	1556	51,87
5	1643	54,77
6	1653	55,1
7,1	1653	55,1

Tabla 3.5 Datos de desplazamiento del acelerador, frecuencia y velocidad

Como se puede notar en la tabla 3.5 para el máximo desplazamiento del pedal del acelerador no se tiene los 10V, pero se los puede alcanzar si se cambian los parámetros de ganancia de la entrada análoga y frecuencia máxima del variador de velocidad comercial.

3.4 PRUEBAS EN EL BUS DE DC

3.4.1 SENSADO DEL BUS DE DC

Como se explicó en el capítulo de diseño, el sensado del bus de DC se lo realiza con un divisor de voltaje y posteriormente es amplificado; para comprobar su funcionamiento, se midió el bus de DC del variador de velocidad, el divisor de voltaje, la señal a la entrada del conversor A/D del microcontrolador y en la visualización del HMI del sistema de frenado. Estos valores son resumidos en la tabla 3.6 a continuación:

BUS DC VARIADOR (V)	VOLTAJE SENSOR (mV)	VOLTAJE PIC (V)
250,00	50,00	1,39
260,00	51,85	1,44
270,00	53,70	1,49
280,00	55,93	1,55
290,00	58,15	1,62
300,00	60,00	1,67
308,00	57,41	1,59

Tabla 3.6 Bus de DC

Con los resultados que se muestran en la tabla 3.6 se confirma que a la entrada análoga del microprocesador no va a ingresar una señal mayor a 5V que es la máxima permitida.

Para determinar el error que existe entre el valor medido y el calculado al momento de sensar el bus de DC, se calcula cada valor en el divisor de voltaje haciendo uso de la formula 3.1.

Se debe aclarar que en el capítulo de diseño se determinó como resistencias de sensado una de $1M\Omega$ y la otra de 330Ω , pero en el momento de realizar las pruebas se cambio esta última por una de 200Ω , aumentando a 36 la ganancia del voltaje que ingresa al PIC.

$$V_i = \frac{200\Omega}{200\Omega + 1000000\Omega} * V_{DC} \quad (3.1)$$

Ejemplo de cálculo:

$$V_i = \frac{200\Omega}{200\Omega + 1000000\Omega} * 250V = 49.99mV$$

Los valores calculados se muestran en la tabla 3.7.

A continuación se determina el error que existe entre el valor calculado y el valor que se usó la formula 3.2:

$$E = \frac{V_i - V_r}{V_r} * 100\% \quad (3.2)$$

Ejemplo de cálculo:

$$E = \frac{50 - 49.99}{49.99} * 100\% = 0.02\%$$

Todos los errores calculados se muestran en la tabla 3.7

VOLTAJE MED (mV)	VOLTAJE CAL (mV)	ERROR (%)
50	49,99	0,02
51,85	51,99	-0,26
53,70	53,99	-0,53
55,93	55,99	-0,11
58,15	57,99	0,28
60	59,99	0,02
57,41	61,59	-6,79

Tabla 3.7 Error en el Divisor de Voltaje

Los errores obtenidos entre valor real y medido en el divisor de voltaje que realiza el sensado del bus de DC tienen un margen mucho menor al 10%. Esto nos asegura que el valor que ingresa al conversor A/D del microcontrolador es el valor real del voltaje en el bus de DC. Además se puede observar el buen funcionamiento de dicho conversor porque el HMI del sistema de frenado muestra voltajes muy similares a los medidos en el variador, es decir que el microcontrolador no tiene problemas para detectar el momento en el que el sistema de frenado puede empezar a funcionar y de existir un sobrevoltaje el sistema lo puede controlar.

3.4.2 EFECTOS DEL CHOPPER EN EL BUS DE DC

En las siguientes figuras 3.5 y 3.6, se puede observar como se comporta el voltaje en el bus de DC en el momento que ocurre una deceleración brusca.

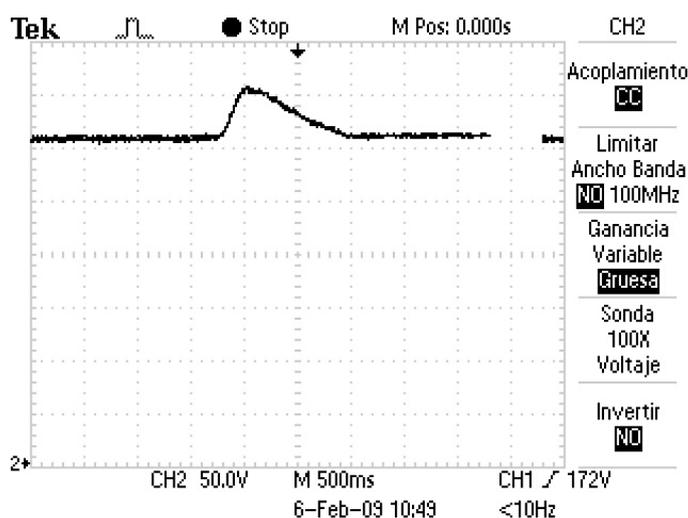


Figura 3.5 Bus de DC sin chopper de frenado

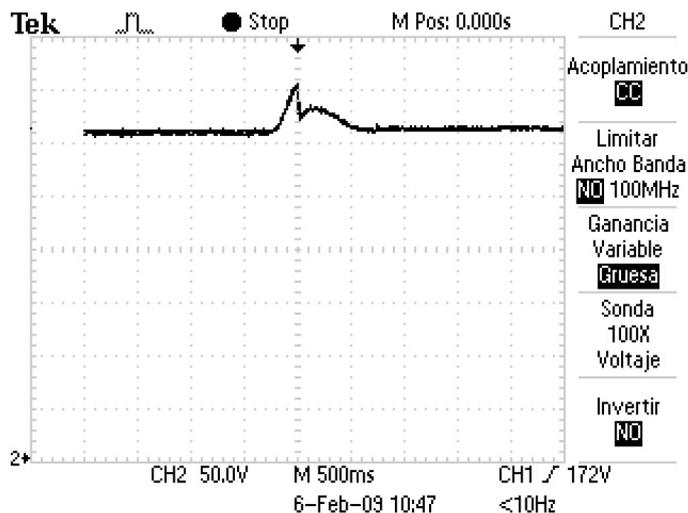


Figura 3.6 Bus de DC con chopper de frenado

Como se observa en la gráfica al existir un sobre-voltaje, el chopper de frenado actúa reduciendo el pico de este voltaje y haciendo que este dure menos, lo que será de gran utilidad cuando el vehículo se encuentre de bajada generando una gran cantidad de energía, ésta rápidamente será disipada en la resistencia evitando que regrese hacia el variador de velocidad y produzca significativos daños.

3.5 PRUEBAS DE ACELERACIÓN Y DECELARACIÓN

Con el variador de velocidad, el motor y el módulo de frenado dinámico se realizan pruebas de aceleración y deceleración para verificar el comportamiento del bus de DC.

Para las pruebas mencionadas se configura el variador para diferentes rampas de aceleración.

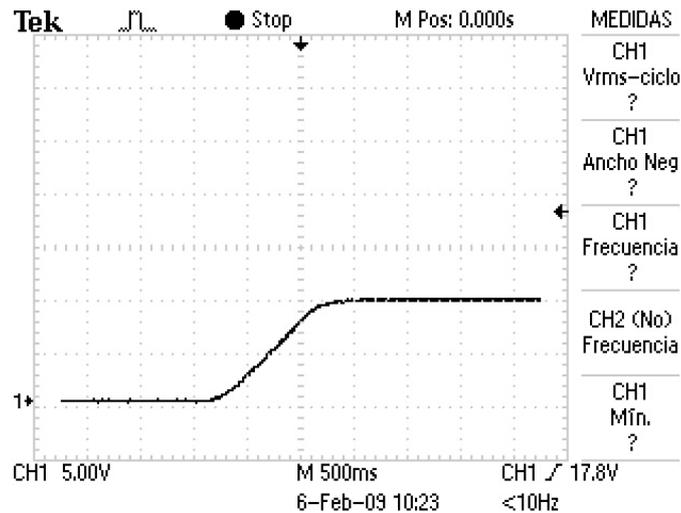


Figura 3.7 Rampa de aceleración 1 s

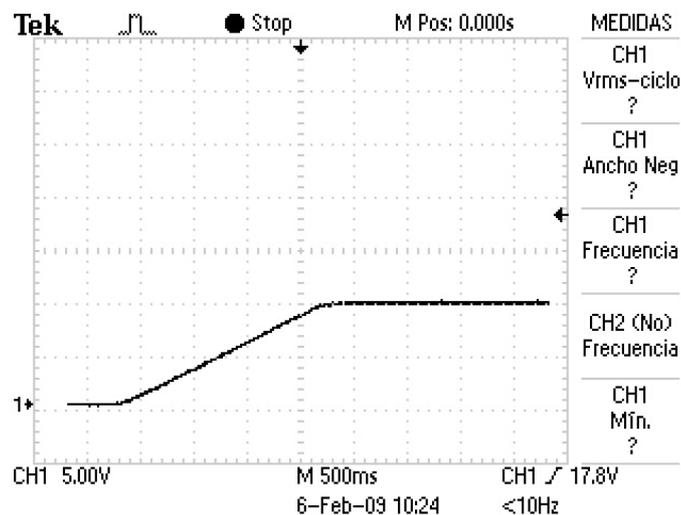


Figura 3.8 Rampa de aceleración de 2 s

Al configurar el variador de velocidad con distintas rampas de aceleración se pudo comprobar que en el momento de una aceleración profunda con el pedal del acelerador, el voltaje en el bus de DC no aumenta sino se reduce en unos cuantos voltios, lo que nos asegura que no existirán problemas en la aceleración.

Se realizó una prueba similar a la anterior, variando las rampas de deceleración obteniendo las siguientes curvas.

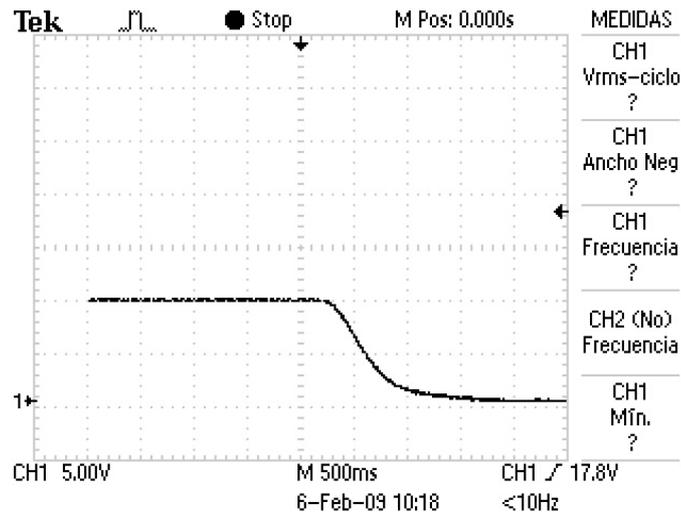


Figura 3.9 Deceleración rampa 1s

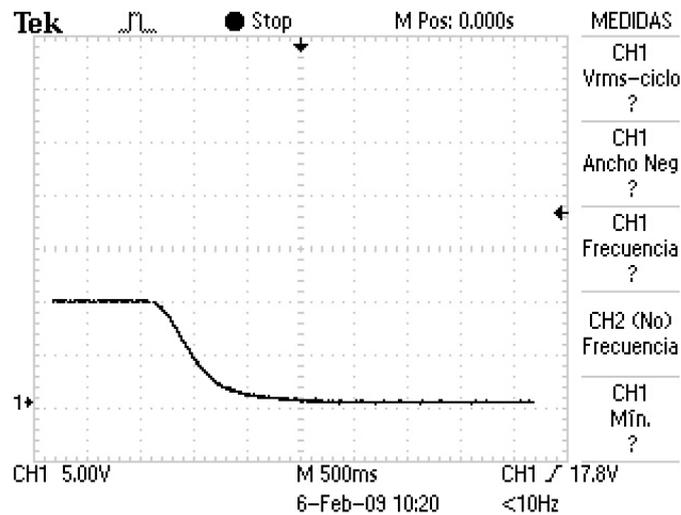


Figura 3.10 Deceleración rampa 2s

Como se observa en las gráficas anteriores al existir una deceleración la velocidad del variador de velocidad se va reduciendo y dura el tiempo programado en la rampa de deceleración.

Se programó una rampa de deceleración de 0.1s, y se procedió a realizar una imtempensiva deceleración los resultados se observan a continuación.

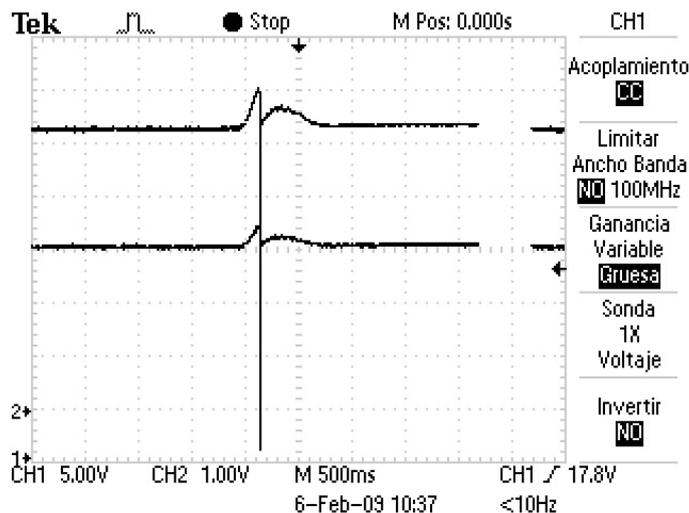


Figura 3.11 Voltaje Bus de DC

En la gráfica se observa un pico, este es el momento en el que el chopper actúa debido a que se ha producido un voltaje superior al máximo configurado en el bus de DC.

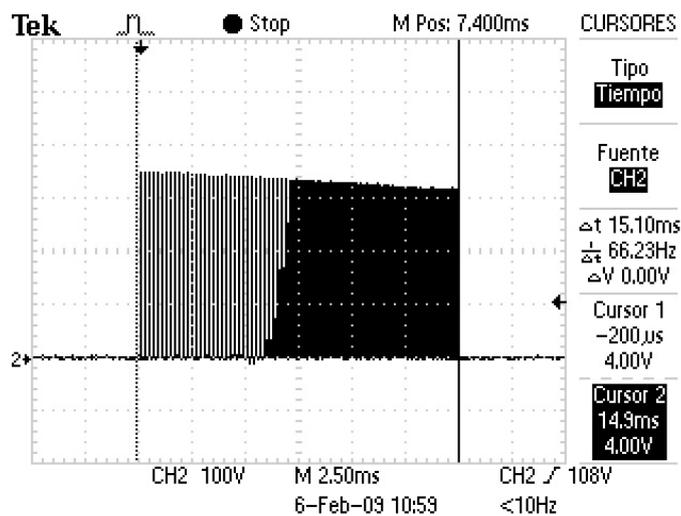


Figura 3.12 Tiempo de choppeado

En la gráfica se observa el voltaje troceado que llega a la resistencia cuando se produce un sobrevoltaje. El chopper permanece encendido el tiempo necesario hasta que el valor del voltaje vuelve al rango establecido, en este caso el tiempo que requirió el bus de DC para volver al rango señalado es de 15 ms.

3.6 POTENCIA DISIPADA EN LA RESISTENCIA DE FRENADO

Para establecer la potencia que disipa la resistencia se procedió a tomar las formas de onda de corriente y voltaje que llegan a dicha resistencia en el momento más crítico, es decir cuando ocurre una deceleración brusca.

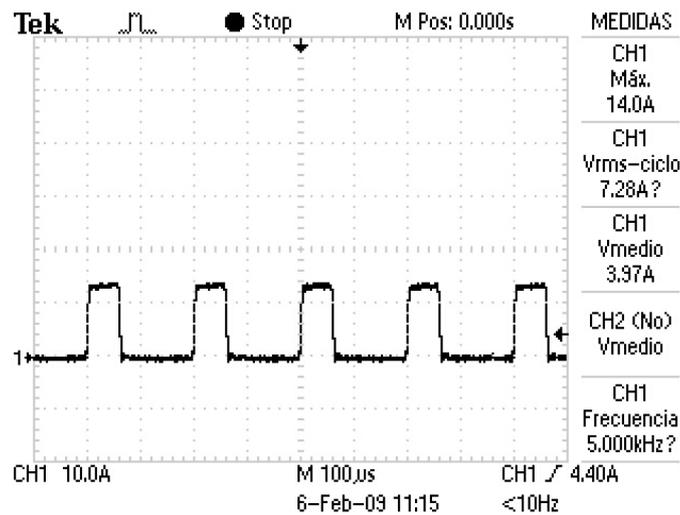


Figura 3.13 Corriente en la resistencia

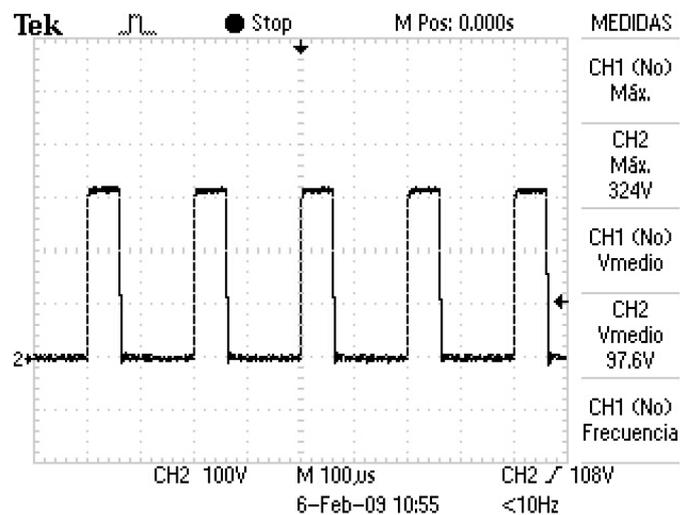


Figura 3.14 Voltaje choppeado en la resistencia

Como se mencionó al diseñar el chopper de frenado y se puede apreciar en las figuras 3.13 y 3.14, si ocurre un sobrevoltaje el sistema choppea este voltaje en la resistencia con una relación de trabajo constante de 0.3 aproximadamente.

Para determinar la potencia que se disipa en la resistencia se utiliza la siguiente fórmula [25]:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^a V_{DC_{max}} * I_{DC} dt$$

$$\delta = 0.3;$$

$$T = 200\mu s \Rightarrow a = 0.3 * 200\mu s = 60 \quad (3.3)$$

$$P = \frac{1}{200\mu s} \int_0^{60} 324V * 14A dt$$

$$P = \frac{1}{200\mu s} (4536t)_0^{60} = 1360.8W$$

Como se ha mencionado anteriormente los valores mínimos y máximos de voltaje en el bus de DC considerados normales se pueden configurar. En esta prueba se puso como valor máximo 320 V y se obtuvieron estos resultados.

Para calcular la energía total disipada por la resistencia, se debe recordar que el tiempo que duró este sobrevoltaje fue de 15 ms, con lo que tenemos:

$$E = P * t = 1360.8W * 15 * 10^{-3} = 20.412J \quad (3.4)$$

Para realizar la comparación se determina la energía que es capaz de disipar la resistencia en el mismo tiempo de choppeado, recordando que la potencia de la resistencia de frenado es de 4000W:

$$E = P * t = 4000W * 15 * 10^{-3} = 60J \quad (3.5)$$

Con esta prueba se pudo comprobar que la resistencia puede soportar la energía que a ella llega en el momento que se activa el chopper.

Además, la corriente la mayor parte del tiempo va a ser un valor constante puesto que el voltaje del bus de DC se mantiene constante o es muy pequeña su variación mientras funciona (excepto en bajadas y frenadas bruscas) y la resistencia es constante.

Aún cuando la temperatura es un factor muy importante al momento de utilizar un chopper de frenado, en las pruebas de frenado se pudo comprobar que la temperatura en la resistencia de frenado no se incrementa a valores críticos. Sin embargo en el HMI del sistema de frenado se podrá observar la temperatura y enviará una señal de alarma en cuanto la temperatura supere los 100° C.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Después de las pruebas realizadas y los resultados obtenidos de estas se ha llegado a las siguientes conclusiones y recomendaciones.

4.1 CONCLUSIONES

- El sistema de frenado dinámico utilizando el chopper de DC y resistencia de frenado, funciona correctamente y realiza el frenado del motor de inducción controlado por medio de un variador de velocidad, bajo el principio de que al reducirse la velocidad de ω_{s0} a ω_{s1} el torque se vuelve negativo, causando que la velocidad del motor disminuya rápidamente y un porcentaje de la energía relacionada con la inercia motor - carga sea introducida en la fuente conectada al estator, por lo que el eje del motor se detiene un momento antes de empezar a comportarse como generador; ésta energía es enviada a la resistencia de frenado por medio del chopper.
- Los pedales de frenado y aceleración implementados, se comportan de forma similar a los de un vehículo convencional. A medida que el pedal de aceleración es presionado la velocidad del variador aumenta proporcionalmente a dicho desplazamiento. Además, los pedales son a prueba de vibraciones, es decir, si es presionado un pedal y por vibración el otro se mueve el sistema no le prestará atención.
- Los resortes colocados al final de cada uno de los pedales permiten la reposición automática de los pedales mientras se va variando su posición, sea esto de forma brusca o suave.

- Los encoders incrementales rotativos de doble canal nos ayudan a conocer el cambio posición de los pedales y de esta manera obtener el equivalente digital de un desplazamiento mecánico, pero por seguridad siempre es importante conocer donde empieza el desplazamiento por lo que además se deben utilizar fines de carrera.
- El dimensionamiento de la resistencia de frenado es muy importante puesto que de existir alguna falla de cortocircuito en el chopper el exceso de corriente retornará a los IGBT's del puente.
- Los problemas de sobre-voltaje ocurren en la desaceleración debido a que en este momento es en el que el motor se empieza a comportar como generador, y aquí es donde entra a funcionar un choppeado constante.
- Las protecciones cuando se trabaja con elementos de potencia son muy importantes, para evitar problemas de calentamiento en los elementos siempre se debe colocar disipadores y redes snubber para evitar picos de sobre-voltaje en el encendido o apagado de un elemento de potencia, en nuestro caso de un IGBT.

4.2 RECOMENDACIONES

- El sistema de frenado ha sido diseñado para un variador de velocidad y motor de 10 HP de potencia, por lo que se recomienda no utilizarlo para un accionamiento de velocidad con potencia superior a ésta.
- Una mejora importante para el sistema de frenado será utilizar el sistema de frenado regenerativo para realizar la recarga del banco de baterías cuando el motor se comporte como generador, en este proyecto no se realizó ese tipo de frenado debido a que es menos peligroso enviar la energía generada a una resistencia para que se disipe, que enviarla a un cargador de baterías del que no se conoce a fondo su funcionamiento y se podría causar daños a todo el sistema del vehículo.

- Si bien el sistema de frenado funciona para frenados abruptos, al ser instalado en el vehículo es recomendable conducir despacio y manteniendo la distancia pertinente.
- Se podría utilizar la energía disipada por la resistencia de frenado para implementar un sistema de calefacción.
- Se recomienda revisar las indicaciones de seguridad y conexiones, colocar las protecciones necesarias en cada uno de los circuitos para evitar fallas o accidentes.
- Los variadores de velocidad son de gran utilidad para controlar un motor de inducción pero también son una gran fuente de EMI. Por lo que se recomienda seguir las indicaciones del fabricante como la utilización de apantallamientos para evitar problemas de interferencia con los circuitos aledaños.

REFERENCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] **DUBEY**, Gopal K; Power Semiconductors Controlled Drives. Prentice-Hall. U.S.A. 1989.
- [2] **FITZGERAL**, A.E. **KINGSLEY**, Charles. **UMANS**, Stephen; Máquinas Eléctricas. Quinta Edición (Segunda en Español). McGRAW-HILL Interamericana. México. 1992.
- [3] **Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación Universidad Politécnica de Madrid, España**
http://www-app.etsit.upm.es/departamentos/teat/asignaturas/lab-ingel/fotos/curvas_motor_asincrono.jpg
- [4] **KOSOW**, Irving; Control de Máquinas Eléctricas. Editorial Reverté S.A. México. 1996.
- [5] **RIVERA**, Pablo MSc; Control de Máquinas Eléctricas. Escuela Politécnica Nacional.
- [6] **ABB**, Industria, S.A; Guía Técnica N°8. Frenado Eléctrico. ABB Automation Group Ltd. 2001
- [7] **BRUZOS** Tomás Ing. **BRUZOS** David;
<http://www.sabelotodo.org/automovil/frenos.html>
- [8] **JULIAN**, Edgar; A World First: Modifying Regen Braking
http://autospeed.com/cms/A_2392/article.html
- [9] **BOTHUN** Greg Dr. University of Oregon.
<http://zebu.uoregon.edu>
<http://zebu.uoregon.edu/2001/ph162/evc.gif>
- [10] **MOHAN**, Ned. **UNDERLAND**, Tore. **ROBBINS**, William; Power Electronics. John Wiley & Sons. Singapore. 1989.
- [11] **ALLEN-BRADLEY**; Braking/regeneration Manual – Regeneration Overview. What is Dynamic Braking?. U.S.A. 2008
<http://www.ab.com/drives/techpapers/RegenOverview01.pdf>
- [12] **MICROCHIP**; PIC16F87XA Data Sheet. Microchip Technology Incorporated. U.S.A. 2001
- [13] **GAMBOA**, Silvana. **QUELAL**, Paulo; Diseño y construcción de un variador de velocidad con el microcontrolador 80C196MC. Tesis EPN. Ecuador. 2004
- [14] **INTERNATIONAL RECTIFIER**; IR2101(S)/IR2102(S) & (PbF) Datasheet. IR WORLD. U.S.A. 2004.

- www.irf.com
- [15] **MAXIM/DALLAS SEMICONDUCTORS**; DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer Datasheet. Maxim Integrated Products. U.S.A. 2008
- [16] **WEG**; CFW 08 Vector Inverter Plus User's Guide. WEG Industrias Ltda. Brasil. www.weg.com.br
- [17] **CUENCA**, Andrés. Encoders: Información Técnica. <http://www.forosdeelectronica.com/post-141.html#141>
- [18] **MOLINA**, José Luis. Sensores y transductores. Argentina http://www.profesormolina.com.ar/tecnologia/sens_transduct/sensores.htm
- [19] **BOWLING**, Stephen; PIC 18CXXX/PIC16CXXX DC Servomotor Application AN696. Microchip Technology Incorporated. U.S.A. 2002
- [20] **SHARP**; GP1A50HR/GP1A51HR/GP1A52HR/GP1A53HR Datasheet.
- [21] **ALLEN-BRADLEY**; Power Flex. Dynamic Braking Resistor Calculator. Publicación PFLEX-AT001F-EN-P. Rockwell Automation, Inc. U.S.A. 2003
- [22] **UNION EUROPEA**; Directiva 71/320/CEE <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=CELEX:31971L0320:ES:HTML>
- [23] **INTERNATIONAL RECTIFIER**; IRG4PSH71KD Datasheet. IR WORLD. U.S.A. 2004. www.irf.com
- [24] **ROBBINS**, W. P.; Snubbers. 1997 <http://ciecfie.epn.edu.ec/Automatizacion/Materias/ConversoresEstaticos/Conversores1.html>
- [25] **RASHID**, Muhammad; Electrónica de Potencia. Tercera Edición. Pearson Educación. México. 2004
- BRANT**, Bob; Build your own Electric Vehicle. TAB Books (McGRAW-HILL). U.S.A. 1994.
- BROWN**, Michael. **PRANGE**, Shari. Convert it (A Step-By-Step Manual for Converting an Internal Combustion Vehicle to Electric Power. Future Books. U.S.A. 1993.